POLITECNICO DI TORINO

Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea in Ingegneria delle telecomunicazioni

Tesi di Laurea

Sistema di telecomando e telemetria per aerei stratosferici senza pilota: definizione delle specifiche e validazione tramite simulazione

Relatori:
Prof. Mario PENT
Prof. Marina MONDIN
Ing. Fabio DOVIS

Candidati:
Francesco BAIETTO
Maurizio FODRINI
Maurizio SISTO

Dicembre 2000

Contributi dei candidati

Questa tesi è stata realizzata mediante una stretta collaborazione ed una costante cooperazione tra i candidati. Tutte le problematiche affrontate sono state esaminate singolarmente, suddividendole opportunamente per consentire un'analisi parallela dei relativi aspetti da studiare. I risultati così ottenuti sono poi stati analizzati e confrontati per decidere la strategia più adatta a risolvere tali problematiche, in modo da disporre di una base di partenza con cui impostare il problema successivo. In particolare, il contributo fornito da ciascun tesista per lo studio dei vari argomenti è stato il seguente:

- *Baietto*: analisi del modello di telemetria proposto dal CCSDS e del flusso dati in down-link, realizzazione del modello di canale, teoria della modulazione OFDM, realizzazione e simulazione dello schema DOFDM, teoria e simulazione dei codici a blocco, valutazione delle prestazioni del codice di Reed-Solomon, scansione elettronica delle schiere, antenne ad elica, valutazione del margine disponibile.

- *Fodrini*: analisi dei servizi di telemetria proposti dal CCSDS, trattazione teorica del modello del canale, teoria e simulazione della modulazione GMSK, realizzazione dello schema DOFDM, teoria e simulazione dei codici convoluzionali, valutazione dei ritardi complessivi del sistema, schiera ottenuta mediante sintesi FTM e antenna a dipoli incrociati, valutazione del link-budget per le diverse situazioni di volo.

- *Sisto*: analisi del modello di telecomando proposto dal CCSDS, analisi del flusso dati in up-link, teoria e simulazione delle modulazioni DQPSK e $\pi/4$ DQPSK, teoria e valutazione delle prestazioni fornite dal protocollo ARQ, analisi della correlazione tra i bit, schiere di tipo lineare con distribuzione uniforme, a coseno e a coseno quadrato, studio dei parametri riguardanti il calcolo del link-budget.

Ringraziamenti

Esprimiamo i nostri ringraziamenti al prof. Mario PENT e alla prof.ssa Marina MONDIN per il supporto fornitoci durante lo svolgimento di questa tesi e, in modo particolare, all'ing. Fabio DOVIS per la sua assistenza e costante disponibilità presentata nei nostri confronti.

Siamo grati, inoltre, all'ing Gabriella POVERO per la sua consulenza in merito al simulatore utilizzato, nonché ai docenti dei Dipartimenti di ingegneria Aeronautica e Spaziale, di Energetica e di Elettrica Industriale per le informazioni che gentilmente ci hanno fornito, relativamente al flusso dati.

Desideriamo anche ringraziare il tesista Roberto FANTINI per il suo contributo apportato nello studio del canale di propagazione.

Porgiamo, poi, la più sentita riconoscenza in modo particolare ai nostri rispettivi genitori, Lorenzo e Cesira BAIETTO, Italo e Maria Rosa FODRINI, Ugo e Michela SISTO, per la loro costante presenza ed il loro continuo supporto manifestatoci durante tutti questi anni.

Esprimiamo infine i nostri ringraziamenti a tutti gli amici e a quelle persone che hanno creduto nelle nostre capacità.

Indice

Capitolo 1

Introduzione

La realizzabilità di piattaforme aeree per operazioni di lunga durata ad elevate altitudini è stata dimostrata in diversi progetti quali, ad esempio, Solar Challenger, Icare e Pathfinder. Il progresso nella tecnologia aerospaziale ha poritato ad un notevole interesse per questo tipo di piattaforme dette HALE (*High Altitude Long Endurance*), soprattutto per il ruolo che esse potrebbero giocare nel settore delle telecomunicazioni, simile a quello dei satelliti artificiali, ma con un maggior vantaggio rispetto ad essi dovuto ad un minor costo, un'elevata adattabilità a molti tipi di applicazioni, una maggiore vicinanza al suolo e un posizionamento su richiesta. Al momento sono stati presentati alla comunità scientifica internazionale molti progetti sulle piattaforme stratosferiche HALE (attorno ai $15 \div 30$ km di quota) alimentate con celle solari o tramite un collegamento a microonde. In accordo con questo tipo di progetti, al Politecnico di Torino è in fase di progetto una piattaforma stratosferica senza pilota e con alimentazione tramite celle solari. Questa piattaforma, denominata HELIPLAT (*HELIos PLATform*), è in grado di essere equipaggiata con una serie di *payload* del peso totale di circa 100 kg e di offrire una potenza a bordo di qualche centinaia di watt (circa $500 \div 800$ W); la quota di volo è compresa tra i 17 e i 20 km con un raggio di copertura a terra di circa 40 km. Il progetto è finanziato dall'ASI (*Agenzia Spaziale Italiana*) e dalla *Commissione Europea* attraverso il programma che prevede lo sviluppo di una rete di piattaforme stratosferiche per applicazioni di telecomunicazione, sorveglianza ambientale e localizzazione. Nel prossimo futuro si prevede una rapida diffusione di questo tipo di piattaforme per applicazioni civili, non appena la tecnologia aeronautica sarà in grado di produrle a costi ridotti.

La piattaforma Heliplat è in grado di poter supportare una grande varietà di servizi; nel seguito verranno elencati i più importanti:

- *Servizi di telefonia cellulare*: la piattaforma può svolgere la funzione di stazione radio-base sia per il sistema GSM (*Global System for Mobile communications*) standard che per il futuro sistema cellulare di terza generazione (UMTS, *Universal Mobile Telecommunications System*). L'uso della piattaforma come stazione radiobase permette di fornire i servizi di telefonia cellulare nelle aree rurali con bassa densità di popolazione o per incrementare la capacità della rete telefonica nelle situazioni di emergenza.

- *Servizi a larga banda*: l'utilizzo della piattaforma Heliplat viene visto come una possibile soluzione per portare i servizi a larga banda (applicazioni video, Internet, ...) nei paesi in via di sviluppo, nei quali mancano le infrastrutture per le telecomunicazioni. Negli altri paesi, invece, Heliplat può essere utilizzato come integrazione ai servizi di telecomunicazione pre-esistenti (sistemi di comunicazione senza cavo di presente e futura generazione) e nel contesto di studi di fattibilità nell'utilizzo di una rete Helinet in grado di fornire servizi di distribuzione punto-multipunto. In seguito al particolare posizionamento e con un'opportuna scelta della frequenza, una singola piattaforma è in grado di offrire una copertura su un'area maggiore rispetto ad una stazione terrestre.

- *Collegamento tra telefonia cellulare e sistemi di video-sorveglianza*: i sistemi di telesorvegianza possono essere collegati con i servizi di telefonia cellulare allocando, ad esempio, uno o più canali GSM per la trasmissione di immagini a terra. Questo tipo di servizio può essere offerto come un elemento ausiliare al normale servizio telefonico; tuttavia occorre ancora risolvere alcuni problemi legati alla trasmissione di immagini con un rate fissato, in un formato compatibile con quello del GSM, e alla realizzazione di algoritmi di compressione delle immagini in modo da ottenere la compatibilità richiesta.

- *Servizi di sorveglianza interattiva*: un importante servizio di video-sorveglianza riguarda il riconoscimento di oggetti con una data forma dipendente dalla loro applicazione (edifici, foreste in fiamme, branchi di animali, ecc.). L'identificazione di un particolare oggetto richiede l'uso di tecniche di compressione selettive basate su di una trasmissione affidabile delle immagini degli oggetti desiderati. Può anche essere progettato un sevizio di sorveglianza interattiva e intelligente, cioè che renda possibile la selezione di oggetti da una raccolta di possibili forme o l'ingrandimento di particolari porzioni delle immagini desiderate. Questo sistema intelligente dovrebbe anche permettere la trasmissione con differenti rapporti di compressione per le diverse parti dell'immagine, facendo uso di un'allocazione dinamica del bit rate tra le applicazioni vocali e quelle di video-sorveglianza.

- *Servizi di localizzazione di utenti mobili*: se la piattaforma viene utilizzata come stazione base per la telefonia cellulare, essa può anche fornire servizi di localizzazione di utenti mobili. Se i dati di localizzazione vengono trasmessi a terra sfruttando il normale canale GSM, la localizzazione può essere vista come un servizio ausiliare del sistema di telefonia cellulare. La localizzazione dell'utente mobile può essere ottenuta correlando la quota della piattaforma, la direzione di arrivo del segnale ed infine la distanza radiale tra l'utente e la piattaforma. Sotto adeguate ipotesi, la localizzazione può essere ottenuta utilizzando una piattaforma aerea come la sola stazione di base a cui fanno riferimento tutte le misure.
  Un secondo utilizzo della piattaforma nei servizi di localizzazione riguarda il suo possibile uso come parte attiva di un sistema di navigazione come il GPS (*Global Position System*) o il GNSS2/Galileo (*Global Navigation Satellite System*), attualmente ancora in fase di sviluppo. Esistono due possibili strategie: la prima prevede l'utilizzo della piattaforma come trasponder per segnali GPS, mentre la seconda come pseudo-satellite in volo, con i propri parametri relativi alle effemeridi.

Altre possibili applicazioni di Heliplat riguardano il monitoraggio del traffico, in particolare la localizzazione di veicoli tramite i sistemi di navigazione, il supporto per il traffico dei mezzi pubblici, dei taxi e delle imbarcazioni nelle acque costiere, il controllo del traffico urbano e della rete ferroviaria ed infine l'identificazione automatica dei veicoli.

Il sistema proposto, con una piattaforma in movimento che comunica con gli utenti, presenta delle caratteristiche intrinseche intermedie tra i sistemi terrestri e quelli satellitari in termini di livelli di potenza richiesti, ritardi di propagazione, spettro Doppler del canale, ecc.; ad esempio, i metodi di codifica e decodifica che non possono essere applicati ai sistemi satellitari, a causa degli eccessivi ritardi di propagazione, o ai sistemi terrestri, a causa della mancanza del raggio diretto tra trasmettitore e ricevitore, potrebbero risultare adatti in un sistema HALE.

Lo scopo del lavoro di questa tesi è quello di definire le specifiche del sistema di telecomando e telemetria di Heliplat sia per quanto riguarda gli apparati di bordo sia per quelli di terra, in termini di caratteristiche di modulazione e codifica, di link-budget e di antenne. In particolar modo nel capitolo 2 verranno presi in considerazione gli standard utilizzati per le missioni spaziali, con particolare riferimento ai sistemi satellitari, valutando poi quali di essi potranno essere utilizzati per Heliplat. Nel capitolo 3, invece, verrà effettuata un'analisi dell'intero flusso dati da trasmettere in up-link (telecomando) e in down-link (telemetria), in modo da poter ottenere una stima del bit rate da utilizzare. Lo studio del modello del canale di propagazione, con particolare attenzione agli effetti prodotti dal Doppler e dai cammini multipli verrà presentato nel capitolo 4; inoltre, verrà introdotto il modello di canale utilizzato nelle simulazioni riguardanti il sistema di modulazione e le prestazioni. Nel capitolo 5 verranno poi esposte le basi teoriche relative agli schemi di modulazione, i quali saranno confrontati nel capitolo successivo. In quest'ultimo (capitolo 6), utilizzando il modello di canale precedentemente illustrato, verranno validati per via simulativa i diversi schemi di modulazione già illustrati dal punto di vista teorico; da questi confronti si determinerà la modulazione in grado di fornire le migliori prestazioni. I valori di probabilità d'errore così ottenuti, però, non saranno sicuramente sufficienti a fornire un grado di affidabilità adeguato. Perciò, dopo aver analizzato i principi teorici delle tecniche di codifica (capitolo 7), nel capitolo 8 si effettueranno le simulazioni necessarie per valutare il miglioramento delle prestazioni richiesto. Per completare l'analisi dal punto di vista trasmissivo, nel capitolo 9 verrà presentato uno studio di fattibilità riguardante le antenne di terra e di bordo, proponendo diversi tipi di soluzioni. Infine, con i valori di guadagno di antenna ricavati, nel capitolo 10 verranno effettuati i calcoli relativi al link-budget; essi saranno necessari per verificare che la potenza di trasmissione minima, che consente di ottenere le prestazioni analizzate in presenza delle tecniche di codifica, non risulti eccessiva, data la scarsa disponibilità a bordo.

Capitolo 2

Schema proposto dal CCSDS per il telecomando e la telemetria

2.1 Introduzione

In questo capitolo verrà presentata la struttura del telecomando e della telemetria secondo i documenti approvati dal CCSDS (*Consultative Committee for Space Data Systems*). Questo ente è costituito da un'organizzazione internazionale di agenzie spaziali che cooperano per lo sviluppo di uno standard necessario a promuovere uno scambio di informazioni; in modo particolare, però, il CCSDS si occupa di missioni di tipo satellitare. Le specifiche fornite, quindi, dovranno essere considerate soltanto come uno schema da seguire a grandi linee; probabilmente risulterà necessario apportare alcune modifiche per adattarlo al caso della piattaforma stratosferica Heliplat. Quest'ultima, infatti, rispetto ai sistemi satellitari presenta alcune sostanziali differenze, quali, ad esempio, il problema del decollo e dell'atterraggio, la distanza da terra notevolmente inferiore, la possibilità che il velivolo sia soggetto a forti raffiche di vento, ecc., ma un'importante analogia, cioè la presenza di un sistema di telecomando e telemetria dei dati per una piattaforma spaziale senza pilota.

Il sistema di telecomando si occupa del trasporto affidabile e trasparente di informazioni di controllo da una sorgente (utente umano) ad un dispositivo remoto (strumentazione di bordo), mentre la telemetria considera il flusso di dati, in down-link, degli strumenti di bordo.

Il CCSDS ha definito un'architettura stratificata (modello di riferimento ISO-OSI, *International Organization for Standardization-Open System Interconnection*) applicabile ad un'ampia gamma di missioni; l'utilizzo della stratificazione permette alle complesse procedure di comando di essere suddivise in funzioni più semplici. La relazione tra il sistema di telemetria e il telecomando è rappresentata nella figura 2.1. Si può notare come i due sistemi cooperino per assicurare il trasferimento delle direttive d'utente dal trasmettitore al ricevitore.

2.2 Telecomando

L'architettura del Telecomando, si veda [1], prevede una suddivisione in sette strati che possono essere raggruppati nei seguenti tre tipi di servizi:

- Data Management Service
  - Application Process Layer
  - System Management Layer
  - Packetization Layer
- Data Routing Service
  - Segmentation Layer
  - Transfer Layer
- Channel Service
  - Coding Layer
  - Physical Layer

Questa struttura è sintetizzata nella figura 2.2. In essa sono anche indicati i tipi di pacchetti che vengono scambiati tra i vari strati la cui struttura è rappresentata in figura 2.3. La prima struttura è il *TC Packet*, costituito da

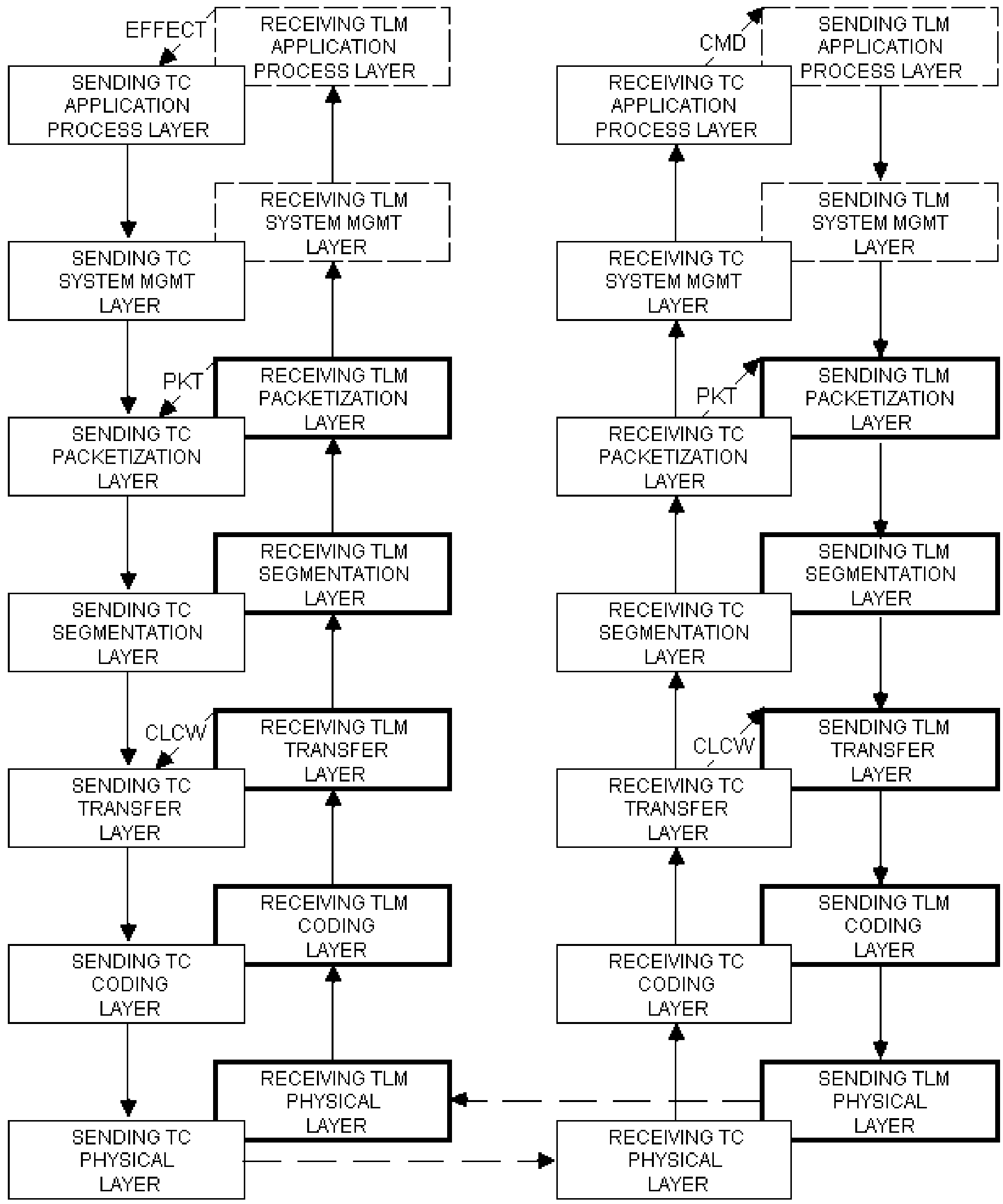


Figura 2.1. Relazione tra i sistemi di telemetria e di telecontrollo

una parte di intestazione e una di dati, quest'ultima di dimensione variabile; a sua volta il TC Packet è suddiviso in più *TC Segment*, anch'essi suddivisi in intestazione e campo dati. Ciascun TC Segment viene poi incapsulato in un

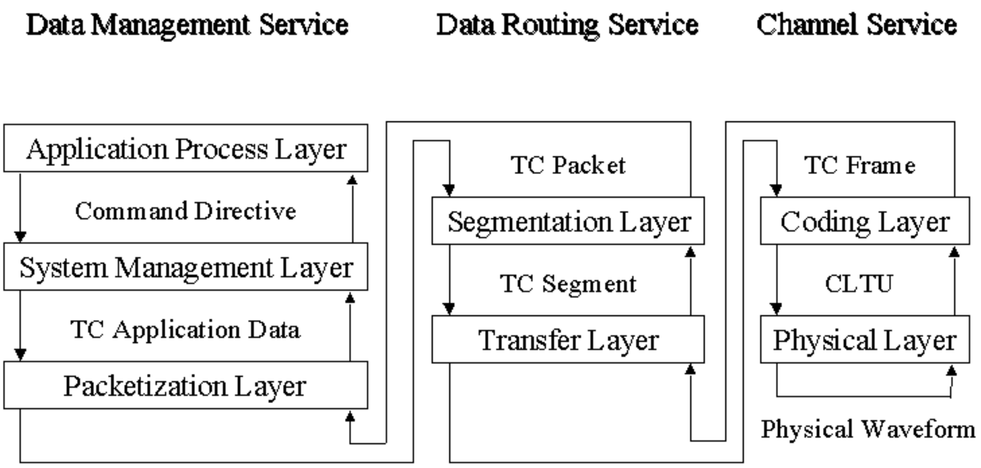


Figura 2.2. Architettura stratificata del telecomando

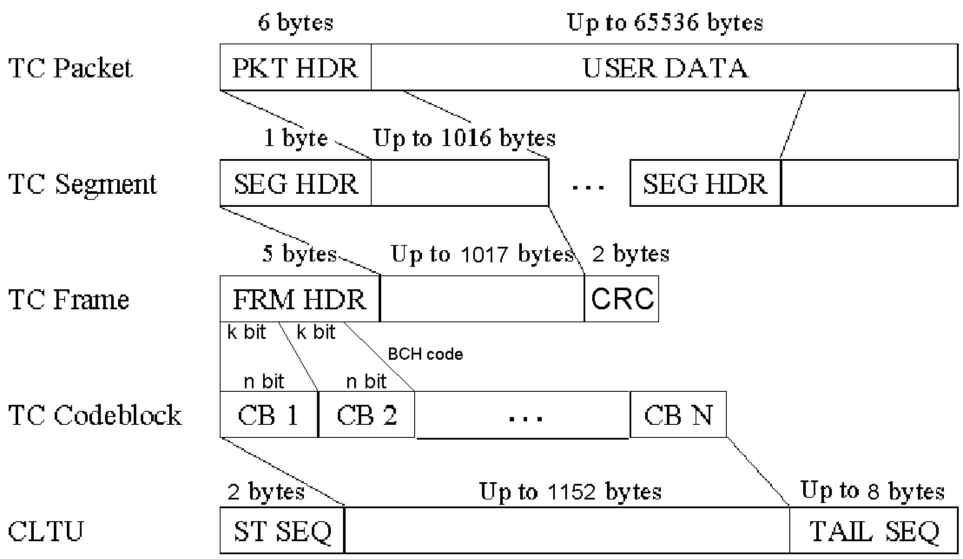


Figura 2.3. Struttura dati del telecomando

TC Frame con l'aggiunta di un'intestazione; questi dati vengono suddivisi in gruppi di k bit, poi codificati in n bit mediante un codice a blocco. L'insieme dei bit così risultanti è chiamato *TC Codeblock*, al quale vengono aggiunti una sequenza d'inizio (*start*) ed una di coda (*tail*).

Di seguito verrà analizzata più in dettaglio l'architettura del Telecomando.

2.3 Telecomando: flusso dati al trasmettitore

2.3.1 Application Process Layer

Il trasmettitore di questo strato, si veda [5], contiene diversi processi applicativi; questi vengono inseriti dagli utenti tramite *workstation* e forniscono l'interfaccia uomo-macchina permettendo la comunicazione con altri processi. Essi sono costituiti da una serie di direttive di comando specificate in un linguaggio ad alto livello e da richieste per il controllo della ricezione dei comandi. La gestione della consegna end-to-end dei comandi è fornita da un apposito processo applicativo che interfaccia lo strato in esame con quelli sottostanti, offrendo un servizio di traduzione delle sintassi tra i due livelli. Le strutture dati devono essere in grado di portare informazioni in modo bidirezionale attraverso l'interfaccia tra lo stato dei processi applicativi e quello sottostante di gestione del sistema. L'Application Process Layer riceve dall'utente informazioni sulla programmazione della missione e manda al ricevitore di bordo, tramite i livelli sottostanti, istruzioni di controllo necessarie per l'esecuzione dei comandi. Inoltre invia direttive di comando multiutente richieste per lo stato delle consegne e mantiene un data base sullo stato della missione, indicando la disponibilità delle risorse di sistema. Ulteriori funzioni riguardano la possibilità di sospendere, riprendere o abortire il trasferimento dei dati con priorità sull'esecuzione.

2.3.2 System Management Layer

Questo strato, si veda [5], si occupa di tradurre i comandi espressi mediante linguaggi di alto livello in un linguaggio di controllo utilizzato dallo strato sottostante ed analizza le direttive di comando predisponendole al trasporto. I dati delle applicazioni di comando vengono formattati in modo da poter essere inseriti direttamente nel campo dati del TC Packet, la cui struttura dettagliata sarà analizzata nel § 2.3.3. Il System Management Layer segnala agli strati inferiori la tipologia dei dati delle applicazioni, cioè se devono essere utilizzati come messaggi di comandi individuali o composti. Inoltre specifica la classe di servizio e tiene traccia dell'insieme di comandi traducendo i nomi utente in identificatori che possono essere inseriti nelle unità dati sottostanti. Un ulteriore compito è quello di specificare i tempi delle finestre e le procedure di recupero utilizzate in caso di interruzioni del servizio durante la trasmissione. Questo strato si occupa anche di inviare richieste sullo strato del trasporto e sulle misure di sicurezza e crea apposite istruzioni di recupero dopo aver analizzato i rapporti degli strati inferiori.

2.3.3 Packetization Layer

Il suo compito, si veda [5], è quello di creare il TC Packet incapsulando i dati provenienti dallo strato superiore mediante l'inserimento delle informazioni di controllo. La struttura del pacchetto è costituita da un'intestazione primaria, una secondaria opzionale e dal campo dati, come illustrato in figura 2.4.

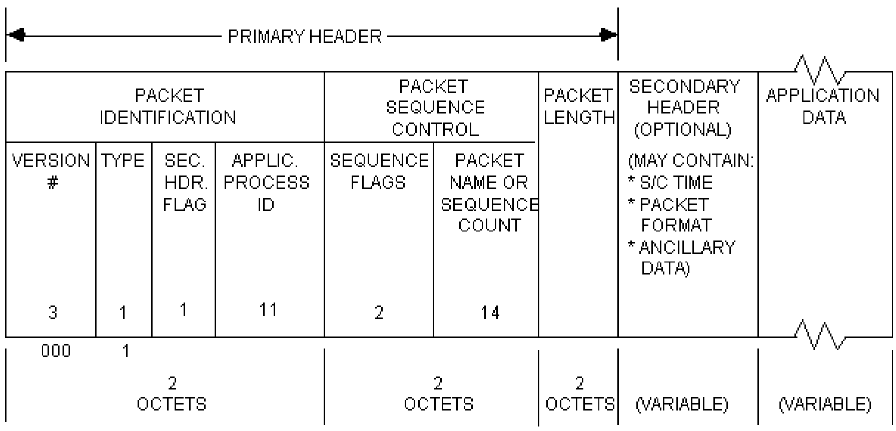


Figura 2.4. Formato del TC Packet

I campi indicati hanno il seguente significato:

1. *Primary Header*: è un campo costituito da sei ottetti suddivisi nei seguenti sottocampi:

(a) *Packet Identification*: contiene il numero della versione, il tipo (settato a '0' se è un pacchetto per la telemetria, '1' se è per il telecomando), il flag di intestazione secondaria, che ne indica la presenza nel caso sia settato, e l'identificatore del processo applicativo. Quest'ultimo (11 bit) indica il processo applicativo ricevente in un particolare *"spacecraft"*.

(b) *Packet Sequence Control*: contiene una coppia di bit che serve ad identificare la posizione del pacchetto all'interno del flusso dati ('01'$\Rightarrow$ primo pacchetto del flusso; '00'$\Rightarrow$ pacchetto di continuazione del flusso; '10'$\Rightarrow$ ultimo pacchetto del flusso; '11' $\Rightarrow$ pacchetto singolo).

    Inoltre contiene un contatore di sequenze (14 bit) che permette di identificare un pacchetto rispetto agli altri all'interno di una sessione di telecomando.

(c) *Packet Length* : contiene la lunghezza del pacchetto, tra il primo bit dell'intestazione secondaria e l'ultimo del pacchetto, espressa come (*numero di ottetti*)-1; quella massima è 65536. Possono essere utilizzati pacchetti molto lunghi, ma questi possono presentare particolari problemi in termini di monopolio del collegamento ed aggiungere una maggiore complessità ai processi a terra.

2. *Secondary Header*: è un campo opzionale, di lunghezza variabile, costituito da un numero intero di ottetti, con lo scopo di codificare i dati ausiliari, come ad esempio l'indirizzo del trasmettitore, il formato del campo dati, ecc., che possono essere necessari per interpretare i dati contenuti nel pacchetto. Se questo campo è presente occorre settare a '1' il corrispondente flag nell'intestazione primaria.

3. *Application Data*: contiene le informazioni del System Management Layer. Gli utenti possono utilizzare il formato più conveniente purchè la lunghezza totale sia un numero intero di ottetti minore o uguale alla massima lunghezza del campo definita nel Packet Length (punto 1c). A discrezione dell'utente, in questo campo è possibile includere un codice per la rivelazione degli errori, in modo da verificare la totale integrità

del pacchetto.

Il Packetization Layer si occupa anche delle misure di sicurezza, definendo il concetto di protezione dei dati del telecomando. Questa può essere fornita secondo due modalità:

- *fisica*: in questo caso solo un personale ristretto ha la possibilità di accedere ai dati ed è impraticabile nelle trasmissioni spaziali;
- *logica*: i comandi vengono trasformati in modo da renderne difficile l'interpretazione; per le trasmissioni spaziali si utilizza questo tipo.

Per la protezione logica possono essere utilizzate due tecniche:

- *autenticazione criptata*: riconosce il comando della sorgente autorizzata in modo che un utente non autorizzato non possa modificare le informazioni. Il trasmettitore genera un'unica parola di autenticazione che accompagna ogni blocco trasmesso in chiaro: il ricevitore la riconosce e ritrasmette a terra un messaggio in chiaro per la conferma di riconoscimento;
- *criptaggio dati*: un utente non autorizzato non può interpretare il significato dei comandi; il trasmettitore cripta i dati applicando uno speciale algoritmo che sarà decriptato da un processo complementare al ricevitore.

2.3.4 Segmentation Layer

Questo strato, si veda [3], riceve dallo strato sovrastante i TC Packet di lunghezza variabile e li scompone creando i TC Segment che dovranno essere compatibili con l'inserzione nel campo dati del TC Frame. Questo strato è provvisto di *Multiplexer Access Points* (MAPs) a cui vengono assegnati pacchetti individuali; ognuno viene suddiviso in segmenti compatibili con il campo dati del frame. In ciascun segmento viene inserita l'intestazione di controllo della sequenza e l'identificatore di MAP; i pacchetti vengono organizzati in modo che possano condividere un canale virtuale (VC, *Virtual Channel*). Viene inoltre effettuato un controllo di flusso e mantenuto lo stato di disponibilità di un particolare VC.

Il formato del TC Segment è costituito da un'intestazione e da un campo dati, come illustrato in figura 2.5.

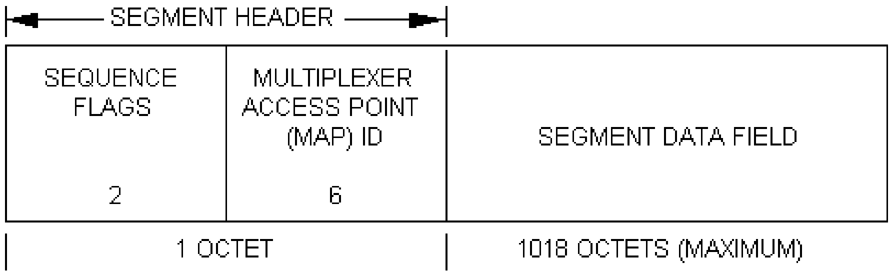


Figura 2.5. Formato del TC Segment

In particolare si ha:

1. *Segment Header*: contiene i seguenti due campi:
   (a) *Sequence Flags*: è un campo di due bit che indica la posizione sequenziale del TC Segment ('01'$\Rightarrow$ primo segmento del TC Packet su un MAP; '00'$\Rightarrow$ segmento di continuazione del TC Packet su un MAP; '10'$\Rightarrow$ ultimo segmento del TC Packet su un MAP; '11'$\Rightarrow$ assenza di segmentazione).
   (b) *MAP Identifier*: questo campo è di 6 bit, quindi è possibile distinguere 64 MAP; non è richiesto che i MAP siano numerati consecutivamente e se non vengono utilizzati su un particolare VC questi 6 bit devono essere settati ad un valore costante.
2. *Segment Data Field*: questo campo ha lunghezza variabile con valore massimo pari alla massima lunghezza del campo dati del TC Frame meno un ottetto.

2.3.5 Transfer Layer

Questo strato, si veda [3], utilizza un protocollo di telecomando ad anello chiuso mediante la tecnica di tipo *Go-Back-N*, la quale si basa su di un insieme di procedure sincronizzate, denominate *Command Operation Procedure* (COP), costituite dalla coppia:

- *Frame Operation Procedure* (FOP): viene eseguita al trasmettitore e permette la supervisione e il trasferimento dei TC Frame;

- *Frame Acceptance and Reporting Mechanism* (FARM): viene eseguita al ricevitore e permette di ricevere i TC Frame, trasmettendo le relative conferme (si veda quanto esposto nel § 2.4.3).

Attualmente è stata definita soltanto la prima versione, la quale viene indicata come COP-1: essa è in grado di fornire i seguenti due tipi di servizi:

- *Sequence-Controlled Service*: viene utilizzato per frame di tipo "AD" e "BC" (si vedano i successivi punti 1b e 1c);

- *Expedited Service*: viene utilizzato solo per frame di tipo "BD" (si vedano i successivi punti 1b e 1c).

All'inizio della missione è possibile impostare la dimensione delle finestre del protocollo Go-Back-N. Occorre notare che non si tratta di un Go-Back-N classico, in quanto la dimensione della finestra di trasmissione non deve essere necessariamente pari ad uno, ma può essere impostata fino ad un massimo pari a PW_{RX} e comunque minore di 256 (si veda la figura 2.14). Il formato del frame è costituito da un'intestazione, da un campo dati e da uno di controllo di errore, come illustrato in figura 2.6. Essi hanno il seguente significato:

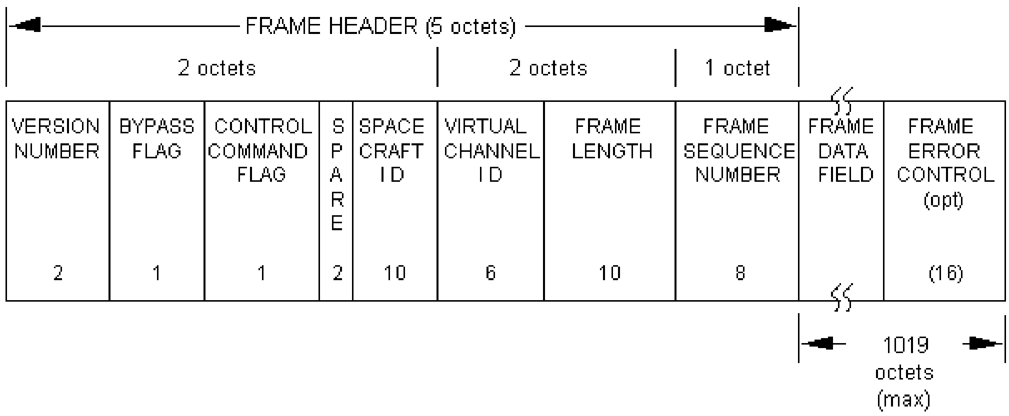


Figura 2.6. Formato del TC Frame

1. *Frame Header*: questo campo è costituito da cinque ottetti suddivisi nei seguenti sottocampi:

   (a) *Version Number*: al momento risulta definita soltanto la versione 1, indicata con '00'.

   (b) *Bypass Flag* : indica il tipo di frame che viene utilizzato. Se posto a '0', indica che si tratta di un TC Frame di tipo A, cioè che è soggetto al normale controllo di accettabilità da parte del FARM; viceversa, se posto a '1', indica un TC Frame di tipo B, cioè il controllo viene evitato. Ovviamente è possibile trasmettere sullo stesso VC entrambi i tipi di frame.

   (c) *Control Command Flag* : indica il contenuto dei frame che vengono trasmessi. Se posto a '0', indica che si tratta di un frame di dati (D); viceversa, se posto a '1', indica un frame di comando, cioè nel campo dati del frame sono contenute informazioni di controllo utilizzate per settare i parametri del FARM presente a bordo. Attualmente i frame di comando possono essere solo di tipo B, mentre quelli relativi ai dati sia di tipo A che B.

   (d) *Reserved Spares*: spazio riservato per applicazioni future.

   (e) *Spacecraft Identifier*: contiene un codice di identificazione dello *"spacecraft"*.

   (f) *Virtual Channel Identifier*: permette di identificare fino a 64 VC, ciascuno con la propria conferma di ricezione del frame. Ogni VC può essere poi connesso a 64 MAP, presenti nello strato di segmentazione.

   (g) *Frame Length*: indica la lunghezza del frame, espressa in numero di ottetti meno uno, inclusa l'intestazione e l'eventuale campo di controllo di errore.

   (h) *Frame Sequence Number "N(S)"*: rappresenta un contatore binario, crescente, modulo 256, indicato con N(S); esso viene utilizzato solo nei frame di tipo A, altrimenti viene lasciato a zero. Il numero dei contatori è pari al numero dei VC.

2. *Frame Data Field*: è un campo di lunghezza variabile, ma costituito da un numero intero di ottetti. La lunghezza massima è pari a 1019 ottetti (1017 se è presente il campo opzionale sul controllo d'errore). Questo campo può contenere:

    - *unità dati*: pacchetti, segmenti, parti o aggregati di essi;
    - *comandi di controllo*: sono definiti due soli tipi di comandi:
        - *UNLOCK*: sblocca la situazione di stallo che può verificarsi al ricevitore ed è costituito da un singolo ottetto di tutti zeri;
        - *SET V(R)*: viene utilizzato per impostare sul ricevitore il valore iniziale del contatore V(R) di bordo[1] ed è costituito da tre ottetti aventi il seguente formato:

          10000010 00000000 xxxxxxxx

          dove le "x" corrispondono al valore di V(R).

3. *Frame Error Control Field* : è un campo opzionale, costituito da 16 bit. Viene utilizzato per la sola rivelazione degli errori, qualora si vogliano ottenere elevate prestazioni. Il codice utilizzato è un codice a blocco, binario e sistematico del tipo (n,n-16), con polinomio generatore:

   $$g(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \tag{2.1}$$

   Gli schemi del codificatore e decodificatore sono illustrati in figura 2.7. Nello schema relativo al codificatore, i registri a scorrimento vengono inizializzati a '1'; entrano poi (n-16) bit con gli interruttori A e B chiusi e C aperto. Successivamente avvengono altri 16 colpi di clock con A='0', B aperto e C chiuso.

   Nello schema del decodificatore, i registri vengono inizializzati a '1'; entrano poi n bit, di cui (n-16) con B aperto e 16 con B chiuso.

Si effettuerà ora una breve trattazione sulle prestazioni, si veda [1], che vengono richieste a livello del frame. Si fa l'ipotesi di utilizzare un canale binario simmetrico (BSC: *Binary Symmetric Channel*) con rumore gaussiano bianco

[1]V(R) è il contatore del FARM: contiene il valore del numero di sequenza che sarà presente nell'intestazione del prossimo frame di tipo A che deve essere ricevuto.

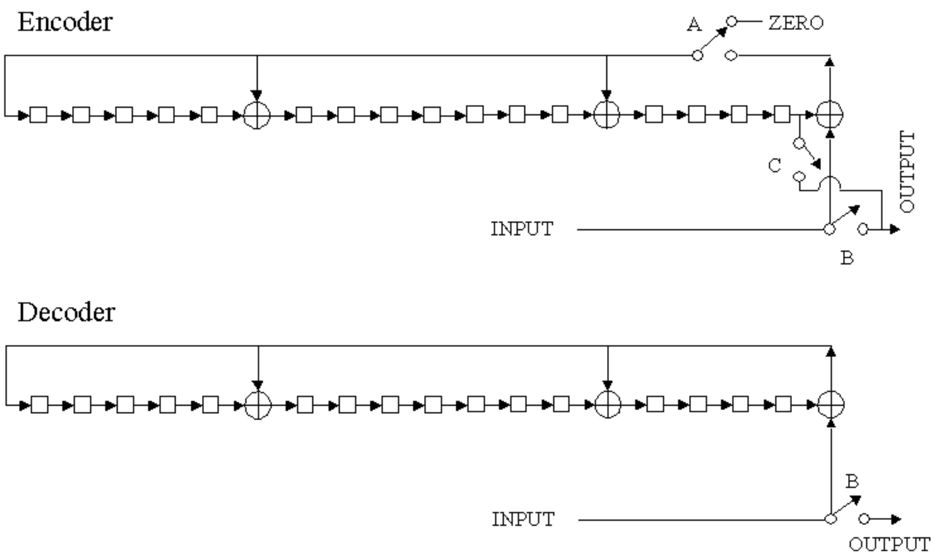


Figura 2.7. Schemi dei circuiti di codifica e decodifica per il controllo d'errore nel TC Frame

additivo (AWGN: *Additive White Gaussian Noise*); si definiscono inoltre:
- p: probabilità di errore sul bit del canale BSC;
- n: numero di bit in un TC Codeblock (questa struttura verrà illustrata nel § 2.3.6, figura 2.10;
- N: numero di TC Codeblock presenti in un TC Frame.

Vengono analizzati due casi:

- *Prestazioni sul rifiuto dei frame*: viene richiesta una probabilità di rifiuto del frame di 10^{-3}.

  Possono essere utilizzate due modalità : rivelazione di errori tripli, detta modo TED (*Triple Error Detection*), e correzione di errori singoli, detta modo SEC (*Single Error Correction*).

  La probabilità di rifiuto del frame nel modo TED vale:

$$P_{F,TED} = P_{S,TED} + (1 - P_{S,TED})P_{C,TED} \tag{2.2}$$

  dove:

$$P_{S,TED} = 1 - (1 - p)^{16} \tag{2.3}$$

è la probabilità di rifiuto della sequenza di inizio del CLTU (*Command Link Transmission Unit*), che verrà trattato nel § 2.3.6, figura 2.9, mentre

$$P_{C,TED} = 1 - [(1-p)^n]^N \tag{2.4}$$

è la probabilità che uno o più TC Codeblock siano errati.

La probabilità di rifiuto del frame nel modo SEC vale:

$$P_{F,SEC} = P_{S,SEC} + (1 - P_{S,SEC})P_{C,SEC} \tag{2.5}$$

dove:

$$P_{S,SEC} = 1 - [(1-p)^{16} + 16p(1-p)^{15}] \tag{2.6}$$

e

$$P_{C,SEC} = 1 - [(1-p)^n + np(1-p)^{n-1}]^N \tag{2.7}$$

hanno lo stesso significato di prima.

- *Prestazioni sui frame errati non rivelati*: viene richiesta una probabilità di non rivelare frame errati pari a 10^{-9}.

  Anche in questo caso esistono i due modi, TED e SEC. I risultati sono illustrati nel grafico di figura 2.8. Come si può osservare, le prestazioni richieste per gli errori non rivelati sono soddisfatte sia dal modo TED che da quello SEC utilizzando un canale con $p = 10^{-5}$ senza ulteriori precauzioni; se si vogliono ottenere prestazioni migliori, si può aggiungere ad ogni frame un codice ciclico come descritto al punto 3 di questo paragrafo. Aggiungendo infatti tale codice, sempre con $p = 10^{-5}$, la probabilità di non rivelare un frame errato diventa di 10^{-9} utilizzando il modo SEC, ed ancora meglio con il modo TED.

Occorre notare che spesso i metodi utilizzati per migliorare la probabilità di rifiuto del frame, come il modo SEC, causano una riduzione delle prestazioni per gli errori non rivelati e viceversa: sarà quindi necessario determinare un compromesso tra i due modi.

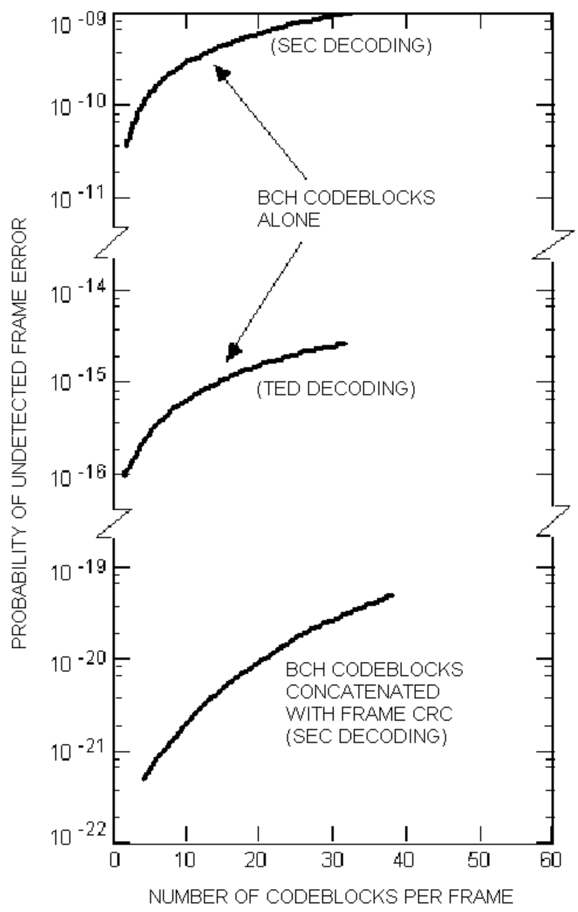


Figura 2.8. Grafici relativi alle prestazioni sui TC Frame errati non rivelati

2.3.6 Coding Layer

Questo strato, si veda [2], codifica i dati per ridurre gli effetti del rumore, ricevendo dallo strato superiore il TC Frame, il quale verrà incluso in un *Command Link Transmission Unit* (CLTU); manda poi allo strato inferiore i CLTU realizzati.

Il formato del CLTU è costituito da una sequenza di inizio, una serie di codeblock e da una sequenza di fine, come illustrato in figura 2.9.
I rispettivi campi hanno il seguente significato:

1. *Start Sequence*: segnala l'inizio dei TC Codeblock; è costituita da una sequenza di 16 bit la cui funzione di autocorrelazione possiede bassi

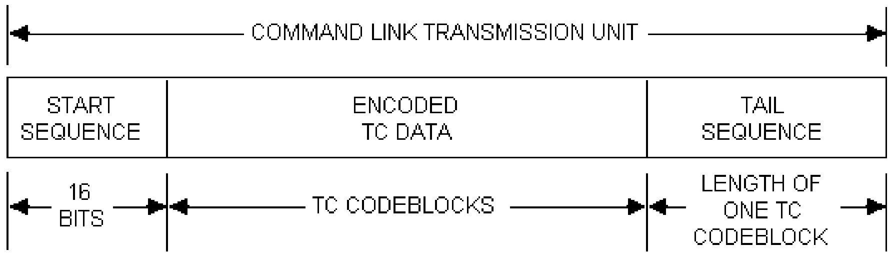


Figura 2.9. Formato del CLTU di telecomando

lobi laterali. La sequenza utilizzata è:

(bit 0) 11101011 10010000 (bit 15)

2. *Encoded TC Data*: contiene una serie di TC Codeblock.

3. *Tail Sequence*: è costruita appositamente per essere una sequenza non correggibile che delimita la fine del CLTU. Tale sequenza deve avere la stessa lunghezza dei TC Codeblock (da 40 a 64 bit, come si vedrà in seguito); è costituita da n ottetti, di cui i primi $(n-1)$ sono costituiti dalla sequenza 11000101 che si ripete, mentre l'ultimo ottetto è sempre la sequenza 01111001.

Viene ora analizzata la struttura del TC Codeblock, illustrata in figura 2.10, costituita da un campo di informazione e da uno di controllo d'errore.

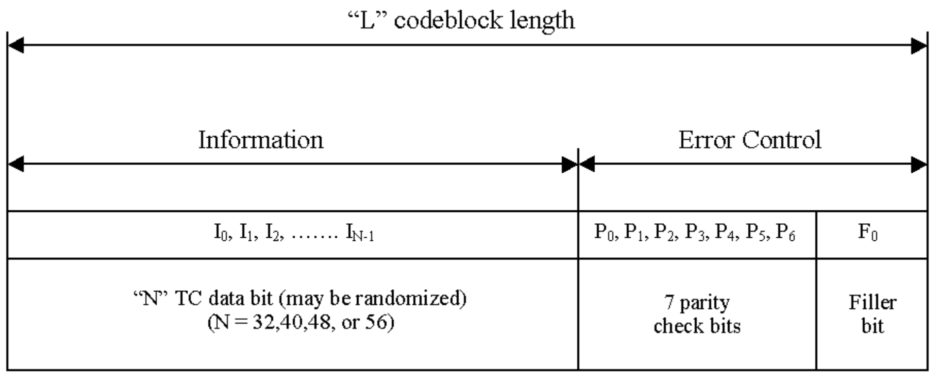


Figura 2.10. Formato del TC Codeblock

1. *Information*: è costituito da k bit di informazione, dove k è fissato e può essere scelto tra 32, 40, 48 e 56 bit. La lunghezza del TC Codeblock consigliata è pari a n=64 bit, cioè k=56 bit. Qualora sia necessario, è possibile casualizzare i bit di informazione, secondo la modalità descritta di seguito.

2. *Parity Check Bits*: contiene i bit per il controllo di parità; la procedura di codifica utilizzata viene descritta successivamente.

3. *Appended Filler Bit*: è un unico bit che viene utilizzato con il solo scopo di ottenere dei TC Codeblock con un numero intero di ottetti; questo bit deve essere sempre settato a zero.

Vengono ora analizzate dapprima la procedura di casualizzazione e, successivamente, quella di codifica.

1. *Procedura di casualizzazione*: per mantenere la sincronizzazione dei bit (o simboli), il segnale ricevuto deve avere una minima densità di transizione dei bit; se questa non è assicurata viene richiesta la casualizzazione, altrimenti il suo utilizzo è opzionale. Come illustrato in figura 2.11, i dati casualizzati si ottengono in uscita da una porta EX-OR, con in ingresso i dati da casualizzare e la sequenza casuale; al ricevitore, i dati casualizzati ricevuti vengono mandati alla porta EX-OR con la stessa sequenza casuale, ottenendo perciò i dati originali. Tale casualizzatore viene anche chiamato BTG (*Bit Transition Generator*): esso utilizza una sequenza casuale generata dal polinomio:

$$h(x) = x^8 + x^6 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1 \tag{2.8}$$

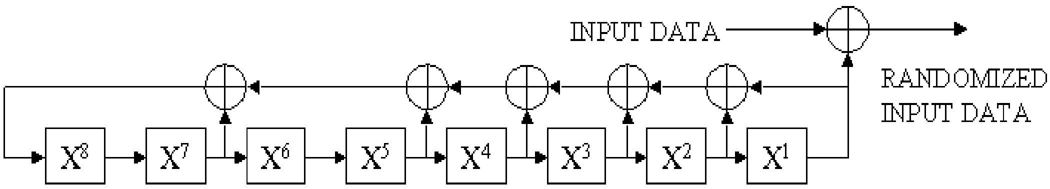


Figura 2.11. Schema del casualizzatore per il telecomando

che si ripete dopo 255 bit. Occorre inoltre osservare che il BTG è preselezionato con tutti '1' e poi viene messo in EX-OR bit per bit.

2. *Procedura di codifica*: questa procedura genera sempre 7 bit di parità utilizzando in ingresso sempre 56 bit di informazione; se vengono utilizzati un numero inferiore di bit in ingresso, cioè 32, 40 o 48 bit invece di 56 bit, può essere utilizzato lo stesso algoritmo aggiungendo un "riempimento virtuale" (dei bit a '0') che non vengono emessi dal codificatore e non vengono trasmessi.

   Il codice utilizzato è un (63,56) *Bose-Chaudhuri-Hocquenghem* (BCH) modificato, con polinomio generatore:

$$g(x) = x^7 + x^6 + x^2 + 1 \tag{2.9}$$

   Lo schema del codificatore è riportato in figura 2.12. I regisri a scor-

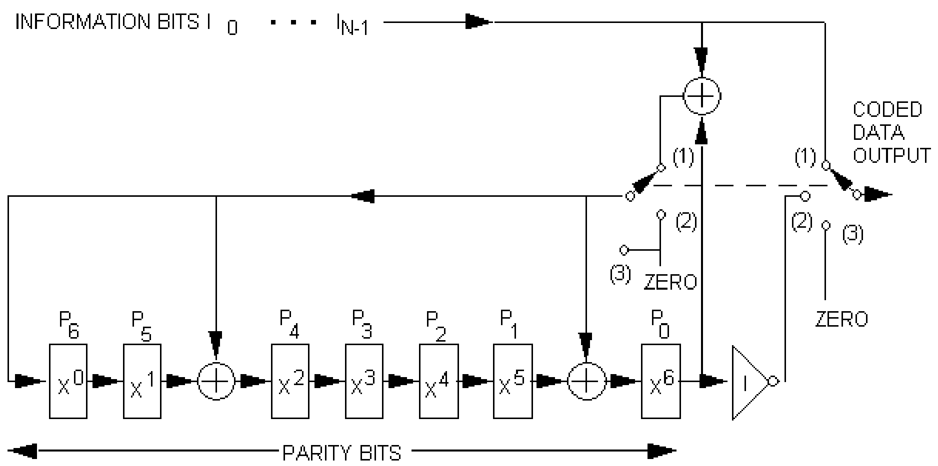


Figura 2.12. Schema del codificatore BCH modificato

rimento devono essere inizializzati tutti a zero; gli interruttori restano in posizione (1) durante la trasmissione dei k bit di dati, poi passano in posizione (2) per i sette bit di parità, ed infine in posizione (3) per gli eventuali "bit di riempimento". Essi differiscono dal "riempimento virtuale" visto in precedenza, in quanto sono costituiti da una sequenza di zeri e uno alternati che inizia con '0': questi bit vengono posti nell'ultimo ottetto del campo *Information* del TC Codeblock (punto 1 di questo paragrafo), qualora i dati di ingresso non riempano esattamente un numero intero di TC Codeblock.

2.3.7 Physical Layer

Questo strato, si veda [2], riceve dallo strato superiore un buffer di bit corrispondente ad un CLTU e trasmette al ricevitore le forme d'onda modulate a radiofrequenza. Inoltre stabilisce il cammino fisico con lo *"spacecraft"* secondo apposite modalità , chiamate CMM (*Carrier Modulation Modes*), ed irradia serialmente un buffer di bit di dati in accordo con specifiche procedure denominate PLOP (*Physical Layer Operation Procedures*).

Le strutture dati standard che vengono utilizzate in questo strato sono:

1. *Acquisition Sequence*: fornisce la sincronizzazione di simbolo iniziale. La lunghezza di tale sequenza deve essere scelta in base alle prestazioni richieste dalla missione, ma viene tuttavia consigliato l'uso di una lunghezza minima pari a 16 ottetti (non è necessario che tale sequenza corrisponda ad una lunghezza pari ad un numero intero di ottetti). La sequenza di acquisizione è costituita da un flusso di '0' e '1' alternati.

2. *CLTU*: è la struttura dati ricevuta dallo strato superiore, che contiene i dati veri e propri che devono essere trasmessi. Ogni blocco del CLTU ha almeno due transizioni dati per ciascun TC Codeblock, ma se la sincronizzazione dei simboli dello *"spacecraft"* necessita di transizioni più frequenti, allora può essere adottatta la procedura di casualizzazione vista nel § 2.3.6 punto 1, oppure lo strato fisico deve adottare una tecnica per garantire transizioni sufficientemente frequenti per una sincronizzazione di simboli adeguata.

3. *Idle Sequence*: serve a mantenere la sincronizzazione di simbolo in assenza di CLTU. Essa è costituita da una sequenza alternata di '0' e '1', la cui lunghezza non è fissata.

Vengono ora illustrate le procedure standard utilizzate da questo strato; esse si suddividono in due tipi, CMM e PLOP. Le prime corrispondono a diversi stati di modulazione sulla portante a radiofrequenza che crea il canale fisico; si suddividono in:

- *CMM-1*: solo la portante non modulata;
- *CMM-2*: portante modulata con la sequenza di acquisizione;
- *CMM-3*: portante modulata con i dati;
- *CMM-4*: portante modulata con la sequenza di idle.

Durante una sessione di telecomando, vengono trasmessi allo *"spacecraft"* una serie di CLTU; la sessione inizia con l'applicazione della portante a radiofrequenza e termina con la sua rimozione. Il cammino a radiofrequenza viene attivato o disattivato mediante la selezione di appropriate PLOP.

Una PLOP consiste nell'applicazione sequenziale di vari CMM; ne esistono di due tipi:

- *PLOP-1*: viene utilizzata per la trasmissione di CLTU individuali, per i quali il decodificatore dello *"spacecraft"* è sempre forzato nello stato di inattività, disattivando il canale dopo la fine di ogni CLTU;
- *PLOP-2*: il canale non viene disattivato dopo ogni trasmissione di un CLTU. La fine di un CLTU viene segnalata dalla sequenza di fine, che posiziona il decodificatore nello stato di ricerca dopo ogni CLTU; il decodificatore viene forzato nello stato di inattività, disattivando il canale soltanto alla fine di una serie di CLTU. Quando si utilizza questa procedura, si consiglia di inserire sistematicamente una sequenza di idle minima (pari ad un ottetto) tra ogni CLTU.

Il tipo di PLOP utilizzato deve essere scelto all'inizio della missione.

2.4 Telecomando: flusso dati al ricevitore

Si è visto che il flusso dati al trasmettitore provoca, come ultimo effetto, la trasmissione di forme d'onda irradiate nell'etere a radiofrequenza. Queste ultime raggiungono così il ricevitore e ripercorrono, in senso inverso rispetto a prima, i sette strati precedentemente analizzati. Il ricevitore si preoccuperà di ricevere, interpretare ed eseguire i comandi trasmessi da terra e, quando richiesto, fornirà un rapporto di conferma al trasmettitore sfruttando il flusso dati della telemetria. Di seguito viene analizzato il percorso del flusso dati che giunge al ricevitore.

2.4.1 Physical Layer

Questo strato riceve dal trasmettitore le forme d'onda, modulate a radiofrequenza, che vengono irradiate: in pratica riceve e rileva la portante modulata. Successivamente esegue la demodulazione e la sincronizzazione dei simboli; a questo punto, determina lo stato del canale fisico (stato di attività o di inattività), esegue la rivelazione dei simboli e li manda allo strato superiore.

2.4.2 Coding Layer

Questo strato riceve da quello inferiore un flusso di simboli sincronizzato, ma con possibili errori. Inizialmente viene rilevata la sequenza di inizio: i codeblock che seguono risultano automaticamente sincronizzati essendo contigui.

Segnala, inoltre, l'inizio della validità dei codeblock, valutando la possibile presenza di errori nei blocchi, eventualmente correggendoli. Se viene rivelato un blocco errato non correggibile, il ricevitore lascia lo stato di decodifica ed entra in quello di ricerca di una nuova sequenza d'inizio, cessando il trasferimento dei blocchi allo strato superiore: segnala perciò la fine della validità dei dati. Qualora il segnale venga perso, viene abbandonato lo stato di decodifica entrando così in quello di inattività, cessando il trasferimanto dei blocchi e segnalando la fine della validità dei dati.

Allo strato superiore vengono passati i dati, cioè i blocchi che hanno già subito l'operazione di decodifica, "puliti", decodificati ed eventualmente decasualizzati (se richiesto): l'operazione di decasualizzazione viene applicata ai blocchi che hanno già subito la decodifica.

La procedura di decodifica utilizzata al ricevitore si basa sul codice (63,56) BCH modificato illustrato nel § 2.3.6 punto 2 e può essere utilizzata secondo due modalità:

- *Error-detecting mode (TED)*: permette di rivelare uno, due, o tre bit errati in ciascun codeblock (escluso il bit di riempimento);

- *Error-correcting mode (SEC)*: permette di correggere un bit errato e di rivelarne due.

2.4.3 Transfer Layer

Questo strato riceve dal trasmettitore i TC Frame con i comandi di controllo per poter elaborare gli ottetti puliti, cioè i frame di dati, provenienti dal Coding Layer; un segnale di "inizio dati" e uno di "fine dati" indica l'inizio o la fine della validità degli ottetti. Sui frame ricevuti, il Transfer Layer esegue la procedura di controllo della validità (sia sul tipo A che su quello B) e il controllo di accettabilità, con relativo meccanismo di rapporto di consegna, solo per i frame di tipo A. Questo strato, inoltre, elabora i frame che sono stati ritrasmessi e crea i *Command Link Control Word* (CLCW), cioè i rapporti di conferma, descriventi lo stato di accettabilità dei frame. Infine estrae il campo dati del TC Frame, cioè il TC Segment, e lo passa allo strato superiore.

Il CLCW è l'unica struttura dati del telecomando che viene ritrasmessa a terra, tramite il flusso dati della telemetria: essa fornisce un rapporto che descrive lo stato di accettabilità e riassemblamento del TC Frame. Sebbene non sia necessario che la velocità di riporto dei dati della telemetria uguagli quella di trasferimento dei dati del telecomando, è necessaria una minima velocità di campionamento del CLCW per le tipiche operazioni del COP. La struttura del CLCW è illustrata in figura 2.13.
Nel seguito è riportata la relativa descrizione dettagliata:

1. *Control Word Type*: questo bit viene sempre posto a zero in un CLCW.

2. *CLCW Version Number*: attualmente è definita solo la versione 1, indicata con '00'.

3. *Status Field*: è un campo lasciato di libero uso alle varie agenzie spaziali.

4. *COP In Effect*: questo campo indica la versione di COP utilizzato: attualmente è definita soltanto la versione COP-1.

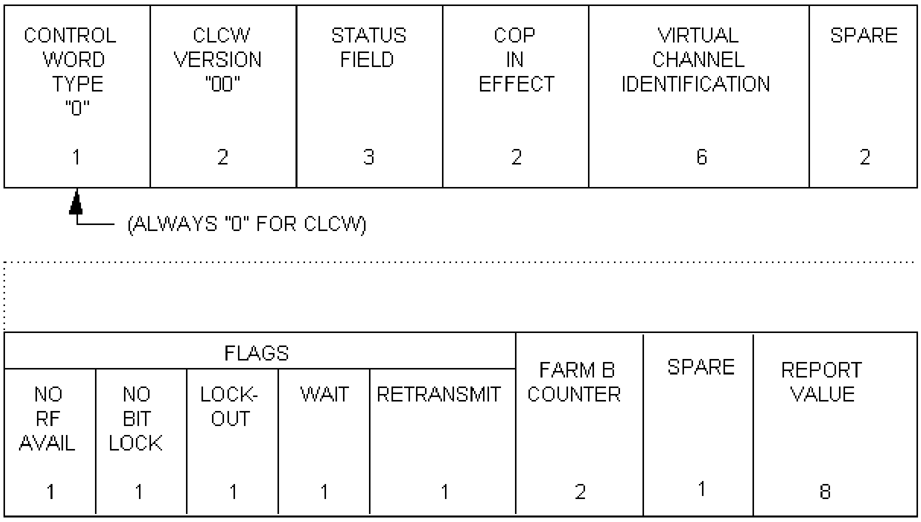


Figura 2.13. Formato del CLCW di telecomando

5. *Virtual Channel Identifier*: contiene l'identificatore del VC al quale il CLCW di rapporto è associato.

6. *Reserved Spares*: è un campo riservato ad applicazioni future: attualmente è settato a zero.

7. *Flags*:

   (a) *No RF Available*: se posto a '1' indica lo stato di pronto degli elementi a radiofrequenza, altrimenti il canale fisico non risulta disponibile.

   (b) *No Bit Lock*: è un indicatore della qualità delle prestazioni; indica, cioè, che gli strati di servizio di canale non stanno lavorando normalmente, ossia senza abbastanza energia di segnale per ottenere la sincronizzazione dei bit ed evitare un'elevata velocità di rifiuto del frame.

   (c) *Lockout*: viene settato a '1' ogni volta che viene ricevuto un frame di tipo A che viola i controlli di accettabilità del frame. Quando il FARM del ricevitore si trova nello stato di lockout rifiuta tutte le sotto-sequenze del frame che riceve, finché questa condizione non viene sbloccata.

(d) *Wait*: indica l'impossibilità di passare i dati dal Transfer Layer al Segmentation Layer in seguito a mancanza di memoria e/o di risorse di elaborazione al ricevitore. Tutti i frame di tipo A, presenti su un certo VC, vengono rifiutati dal FARM finché non termina la condizione di congestione.

(e) *Retransmit*: indica al trasmettitore che uno o più frame di tipo A sono mancanti o sono stati rifiutati dal FARM ed è perciò richiesta la ritrasmissione.

8. *FARM-B Counter*: contiene il valore contenuto nel contatore presente all'interno del FARM e viene incrementato ogni volta che viene accettato un frame di tipo B.

9. *Reserved Spare*: spazio riservato per applicazioni future.

10. *Report Value "N(R)"*: contiene il valore N(R) corrispondente al valore del contatore V(R) presente nel FARM . Indica il prossimo numero di sequenza del frame di tipo A atteso su di un particolare VC.

Viene ora brevemente illustrato il principio di funzionamento della finestra di ricezione, si veda [4], utilizzata nel protocollo *Go-Back-N* accennato nel § 2.3.5.

La finestra di ricezione viene schematicamente illustrata in figura 2.14, dove:

- W_{TX}: ampiezza della finestra di trasmissione;
- W_{RX}: ampiezza della finestra di ricezione, che deve essere sempre un numero intero pari;
- PW_{RX} *e* NW_{RX}: ampiezze delle finestre di ricezione positiva e negativa;
- *N(S)*: numero di sequenza del frame trasmesso;

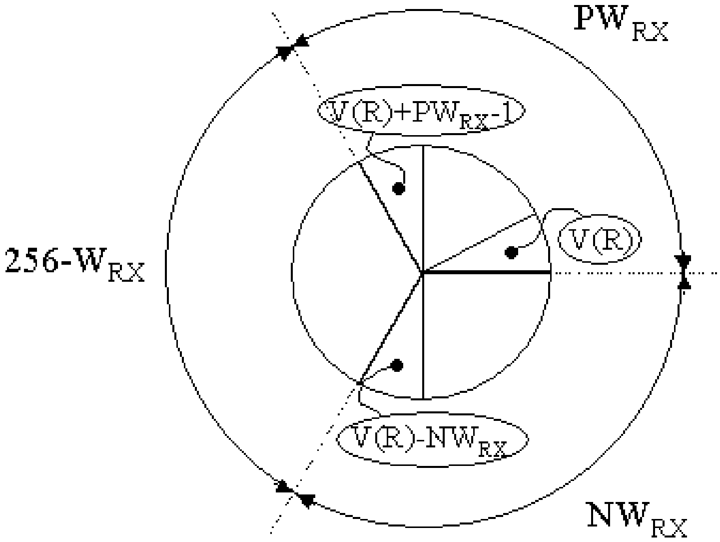


Figura 2.14. Finestra di ricezione del protocollo Go-Back-N

- *V(R)*: contatore del FARM che corrisponde al valore di N(S) del prossimo frame atteso.

Valgono inoltre le seguenti relazioni:

$$1 \leq W_{TX} \leq PW_{RX} \qquad e \qquad W_{TX} < 256 \tag{2.10}$$

$$2 \leq W_{RX} \leq 254 \tag{2.11}$$

$$PW_{RX} = NW_{RX} = \frac{W_{RX}}{2} \tag{2.12}$$

Il funzionamento della finestra di ricezione prevede quattro differenti condizioni di funzionamento:

1. $(V(R) + PW_{RX} - 1) < N(S) < (V(R) - NW_{RX})$

   Il frame ricevuto viene scartato ed il FARM va nello stato di lockout settando la rispettiva flag.

2. $N(S) = V(R)$

   Il frame ricevuto è quello atteso e viene accettato.

3. $V(R) < N(S) \leq (V(R) + PW_{RX} - 1)$

   Il frame ricevuto è fuori sequenza, ma non era ancora stato ricevuto; viene scartato e viene settata ad uno la flag di ritrasmissione.

4. $(V(R) - NW_{RX}) \leq N(S) < V(R)$

   Il frame ricevuto è fuori sequenza ed è già stato ricevuto; viene scartato, ma non viene fatta alcuna altra azione.

2.4.4 Segmentation Layer

Questo strato riceve da quello inferiore il campo dati del TC Frame (cioè il TC Segment), completo, in sequenza, senza parti mancanti o duplicate. Ordina i segmenti associati ai vari VC in accordo con gli identificatori di MAP e riassembla i segmenti associati ad un particolare MAP per ricostruire il pacchetto. Determina, inoltre, quando tutti i segmenti associati ad un particolare pacchetto sono stati ricevuti correttamente. Infine ricrea il pacchetto di telecomando e lo invia allo strato superiore.

2.4.5 Packetization Layer

Questo strato riceve da quello inferiore i pacchetti di telecomando ed informazioni sullo stato di instradamento dei dati; inoltre il trasmettitore gli fornisce le istruzioni di controllo sulle modalità per trasferire i dati allo strato superiore incluse le misure di sicurezza.

Estrae poi le informazioni contenute nel campo dati del pacchetto riassemblandole nello stesso ordine con cui sono state trasmesse. Analizza, inoltre, le istruzioni di controllo e le misure di sicurezza, e passa le applicazioni dati allo strato superiore quando risultano verificate appropriate condizioni di sistema. Il Packetization Layer, infine, manda allo strato superiore il contenuto dei pacchetti ed informazioni di stato relative alla correttezza, completezza e sequenzialità dei dati ricevuti; manda, poi, al trasmettitore i rapporti sullo stato di ricezione e riassemblamento dei pacchetti.

2.4.6 System Management Layer

Questo strato riceve da quello inferiore i dati, le istruzioni di controllo sulle condizioni di consegna e le informazioni sulla capacità di accettare ulteriori dati. Determina poi quando i dati sono pronti per la consegna e traduce i comandi ricevuti dal Packetization Layer in una sintassi interpretabile dall'Application Process Layer. Il System Management Layer formula poi i rapporti sullo stato di consegna, per il trasmettitore, e sulla possibilità di accettare ulteriori dati, per lo strato inferiore.

2.4.7 Application Process Layer

Al ricevitore di questo strato arrivano dallo *"spacecraft"* le condizioni sullo stato di quest'ultimo e su quello delle risorse; riceve inoltre dallo strato inferiore l'insieme di comandi da eseguire. Analizza poi le istruzioni di controllo ed esegue i comandi quando le loro condizioni vengono soddisfatte. Questo strato fornisce all'utente la possibilità di sospendere, riprendere ed abortire i comandi con maggiore priorità rispetto alla loro esecuzione; notifica inoltre, allo strato inferiore, l'impossibilità di accettare ulteriori consegne di comandi.

2.5 Telemetria

Lo scopo del sistema di telemetria, si veda [6], è quello di convogliare le informazioni di misura in modo trasparente ed affidabile da una sorgente di dati remota ad un utente situato a terra o nello spazio. Anche il sistema di telemetria, come quello di telecomando, è definito mediante lo stile stabilito dall'OSI (*Open System Interconnection*). Infatti, i servizi di comunicazione sono forniti da strati di protocolli e ogni strato fornisce un'interfaccia all'utente del servizio nello strato superiore. Un'interfaccia di servizio è definita in termini di primitive indipendenti dalla specifica implementazione, cioè si utilizza un modello astratto per lo scambio delle strutture dati e per il controllo dell'informazione.

L'architettura della telemetria prevede una suddivisione in quattro strati identificati dalle lettere A (strato più basso), B, C, D (strato più alto). Il progetto degli strati è comunque indipendente dal tipo di servizio che deve

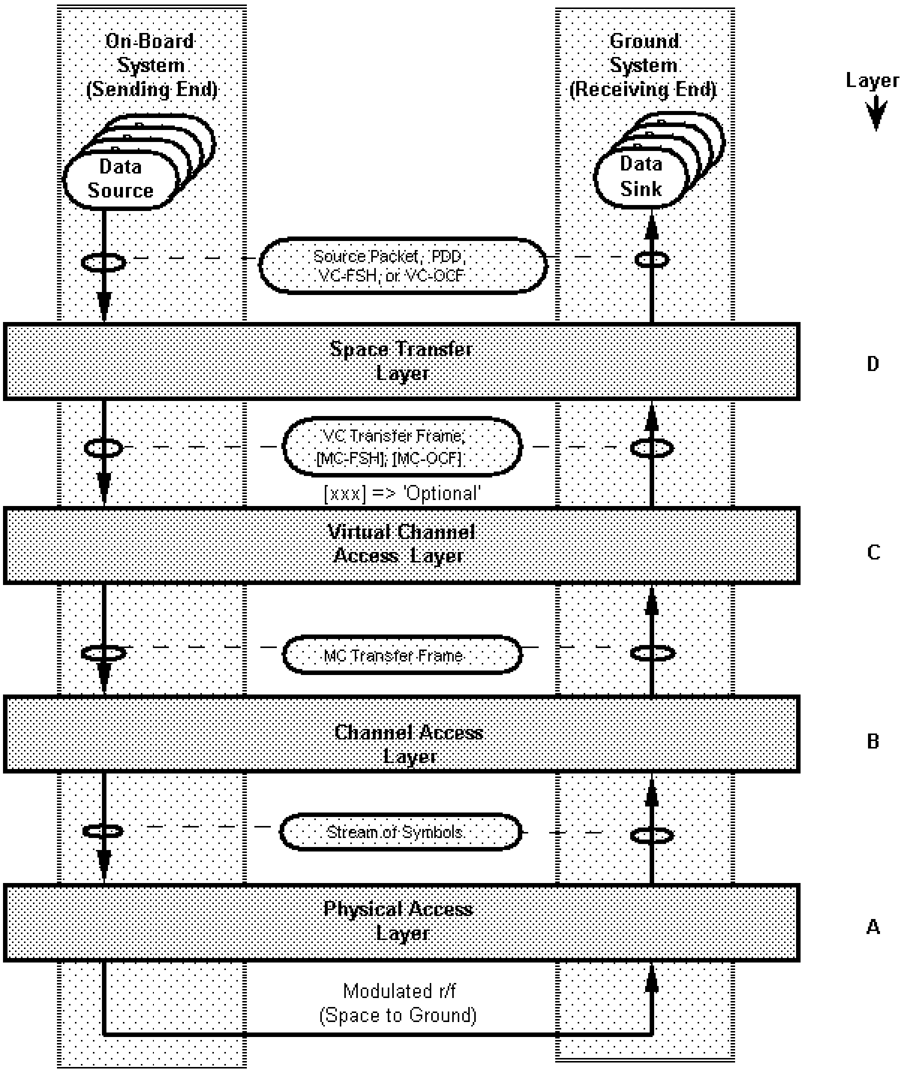


Figura 2.15. Architettura stratificata della telemetria

essere fornito: la struttura generale è rappresentata in figura 2.15. I servizi specificati nella telemetria presentano le seguenti caratteristiche:

- sono unidirezionali, in quanto lo *"spacecraft"* può spedire, ma non ricevere, mentre la stazione di terra può ricevere, ma non spedire;
- sono non confermati, cioè lo *"spacecraft"* non riceve la conferma che i dati da esso spediti siano stati ricevuti, così si evitano i ritardi implicati

con un servizio confermato;

- possono essere implementati come servizi asimmetrici, cioè gli strati di un sottosistema nello spazio e a terra possono essere strutturati differentemente;

- necessitano di primitive di servizio.

I servizi, inoltre, possono essere di due tipi:

- *servizi accodati*: ogni unità dati spedita è posta in una coda FIFO (*First In First Out*); la caratteristica principale è che tutte le unità dati sono trasferite solo una volta, anche se vi sono errori;

- *servizi "bufferizzati"*: ogni unità dati spedita è posta in un buffer che può contenerne una sola; la caratteristica principale di questa struttura è che è a divisione di tempo. Il contenuto del buffer viene spedito in un istante di tempo (costante o aperiodico) determinato dal fornitore del servizio e non dall'utente. A differenza del precedente tipo, qui una particolare unità dati potrebbe essere spedita più volte o non essere spedita.

Le risorse trasmissive della telemetria sono condivise, cioè più utenti possono accedere contemporaneamente al canale dati in down-link e possono essere maneggiati tipi di dati differenti; il CCSDS fornisce, per controllare il flusso di dati, un metodo di canalizzazione virtuale. Una possibile architettura del sistema potrebbe prevedere, ad esempio, l'assegnazione dei pacchetti di *payload* su un canale virtuale e quelli di controllo e telecomando multiplati su di un secondo canale virtuale; i VC possono anche essere utilizzati per separare il flusso di pacchetti in tempo reale dagli altri.

Un esempio del flusso dati della telemetria è rappresentato in figura 2.16. Di seguito vengono analizzati i vari strati della telemetria, da quello di più alto livello a quello più basso.

2.5.1 Layer D: Space Transfer Layer

Questo strato, si veda [9], fornisce l'accesso a quattro sevizi di trasferimento, di tipo spazio→terra o spazio→spazio, utilizzando un canale virtuale VC. I

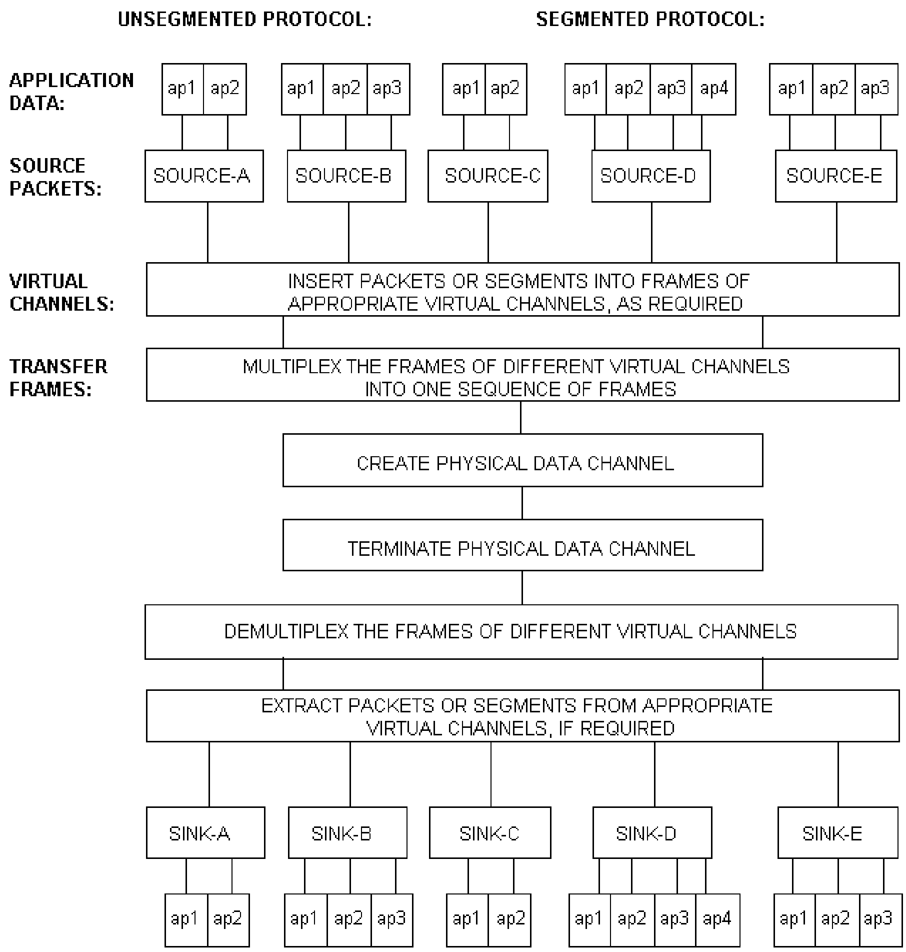


Figura 2.16. Esempio del flusso dei dati della telemetria

suddetti servizi sono i seguenti:

1. *Service Packet Transfer Service (SP-XFR)*: esso trasferisce una sequenza di pacchetti di lunghezza variabile da una sorgente nello spazio ad una o più applicazioni sulla terra (si ricorda che questi servizi sono unidirezionali). Si tratta di un servizio che non garantisce completezza, tuttavia può rilevare delle mancanze nella sequenza di unità dati spedite verso una stazione ricevente. Si tratta di un servizio modellizzato come una coda che collega il punto d'accesso al servizio SAP (*Service Acces Point*) per un dato canale virtuale dell'SP-XFR a bordo con il corrispondente SP-XFR SAP a terra, come mostrato in figura 2.17; esiste

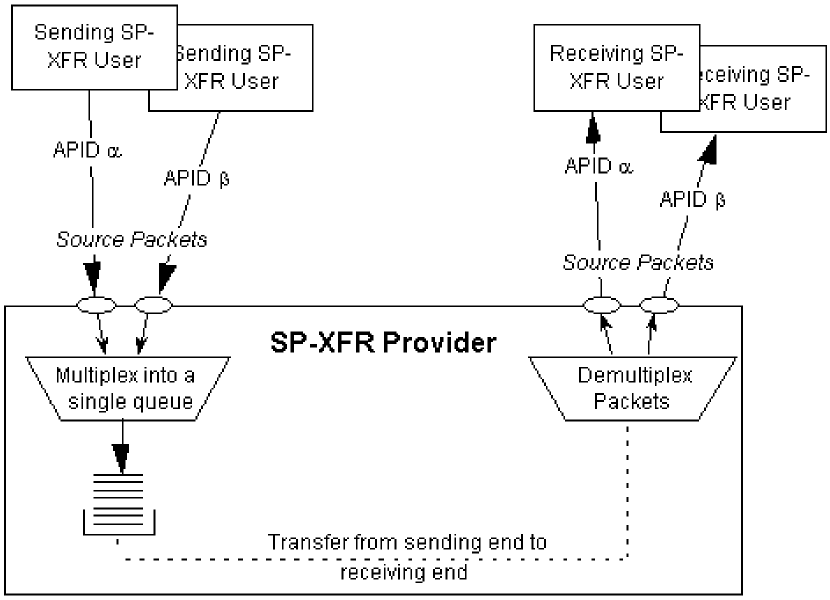


Figura 2.17. Esemplificazione del servizio di accodamento in un fornitore di servizi SP-XFR

una coda separata per ogni canale virtuale. I pacchetti sorgente spediti vengono, inoltre, trasferiti in ordine, mentre non vi sono specifiche in merito alle relazioni di questi servizi tra due canali virtuali.

Le primitive utilizzate da questo servizio sono:

- *SP-XFR.request*: per richiedere la multiplazione in uno specifico canale virtuale dell'unità dati di servizio SP-XFR_SDU (*SP-XFR Service Data Unit*);
- *SP-XFR.indication*: per spedire una SP-XFR_SDU.

2. *Privately Defined Data Transfer Service (PDD-XFR)*: esso trasferisce PDD di lunghezza fissa da bordo alla stazione di terra: non garantisce la completezza, ma rileva mancanze nella sequenza. Può essere modellizzato con un servizio accodato per ogni VC collegando il PDD-XFR SAP di bordo con il corrispondente PDD-XFR SAP a terra.

   Questo servizio utilizza due primitive:

- *PDD-XFR.request*: per richiedere che venga trasferita una PDD-XFR_SDU;
- *PDD-XFR.indication*: per spedire una PDD-XFR_SDU.

3. *VC Frame Secondary Header Service (VC_FSH)*: esso fornisce il trasferimento sincronizzato di FSH di lunghezza fissa su ciascun frame di un VC. Il servizio è unidirezionale, mantiene la sequenzialità, ma non garantisce la completezza rilevando, tuttavia, mancanze nella sequenza.

   Questo servizio può essere modellizzato con un buffer, il cui contenuto viene trasferito dal VC_FSH SAP di bordo a quello di terra, come mostrato in figura 2.18; esiste una coda separata per ogni canale virtuale. I VC_FSH vengono trasmessi in modo sequenziale: in particolare viene

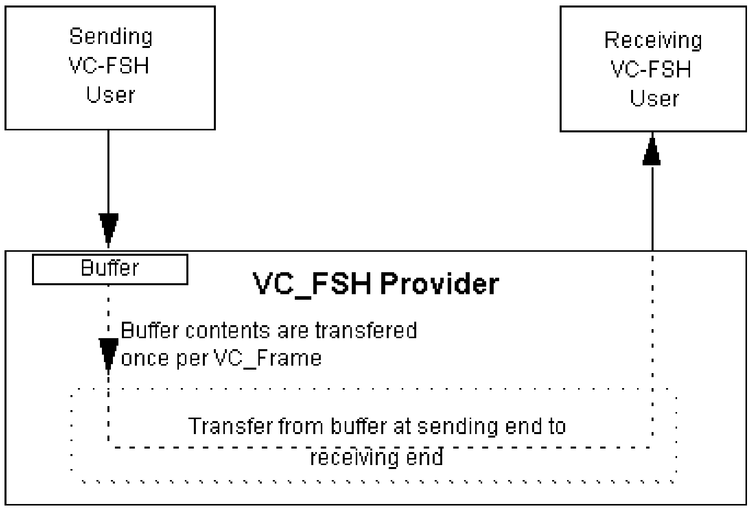


Figura 2.18. Esemplificazione del servizio di accodamento in un fornitore di servizi VC_FSH

   mandata solo una VC_FSH SDU per ogni VC_Frame. Questo servizio utilizza due primitive:

   - *VC_FSH.request*: per richiedere che una VC_FSH SDU venga posizionata in un buffer FSH;
   - *VC_FSH.indication*: per spedire una VC_FSH SDU.

4. *VC Operational Control Field Service (VC_OCF)*: esso fornisce il trasferimento sincronizzato di OCF di lunghezza fissa su ciascun frame di un VC: è di tipo unidirezionale. Questo servizio può essere modellizzato con un buffer, il cui contenuto viene trasferito dal VC_OCF SAP di bordo a quello di terra.

   I VC_FSH vengono trasmessi in modo sequenziale. In particolare gli OCF vengono trasferiti solo quando viene rilasciato un VC_Frame: alcuni OCF possono essere sovrascritti prima di essere spediti, mentre altri possono essere trasmessi più di una volta.

   Questo servizio utilizza due primitive:

   - *VC_OCF.request*: per richiedere che una VC_OCF SDU venga posizionata in un buffer OCF;
   - *VC_OCF.indication*: per spedire una VC_FSH SDU.

Occorre inoltre osservare che, qualunque sia il tipo di servizio utilizzato, le primitive di *request* vengono mandate dall'utente del servizio a specifici SAP e la loro ricezione fa si che lo Space Transfer Layer (Layer D) trasmetta le relative SDU. Le primitive di *indication* vengono passate da questo strato allo specifico utente e l'effetto della loro ricezione da parte dell'utente non viene definito. I quattro servizi analizzati richiedono il VC_Frame Service dallo strato inferiore (Layer C).

Viene ora analizzata la struttura dati, si veda [8], che viene passata dallo Space Transfer Layer (Layer D) al Virtual Channel Layer (Layer C): tale struttura viene denominata *Source Packet*. Essa può essere generata ad intervalli di tempo fissi o variabili e può essere di lunghezza fissa o variabile. Il Source Packet è sotto il completo controllo dei processi applicativi: ogni dato di sorgente possiede così un'organizzazione dei dati indipendente da quella degli altri.

Se un Source Packet contiene nel suo campo dati dei dati idle, viene chiamato *Idle Packet*: esso può essere generato quando è necessario mantenere la sincronizzazione dei dati da trasportare e dei processi di estrazione dei pacchetti. Una serie di Source Packet, generati consecutivamente da un singolo processo applicativo, viene denominato *Group of Source Packets*.

Un Source Packet incapsula una parte dei dati delle applicazioni che vengono trasmessi dai processi applicativi nello spazio a uno o più processi a terra. La sua struttura è identica a quella illustrata nel § 2.3.3, figura 2.4.

2.5.2 Layer C: Virtual Channel Access Layer

Esso, si veda [9], fornisce tre servizi allo strato superiore utilizzando il *Master Channel Transfer Frames*:

1. *VC_Frame Service (VCF)*: esso fornisce il trasferimento dei VC_Frame (VCF) da ognuno degli otto VC su di un Master Channel (MC) e può contenere o non contenere gli FSH o gli OCF. Questo servizio mantiene la sequenzialità, ma non garantisce la completezza. E' un servizio unidirezionale che può essere modellizzato come una coda che collega il VCF SAP a bordo con quello di terra, come mostrato in figura 2.19; esiste una coda separata per ogni VC.

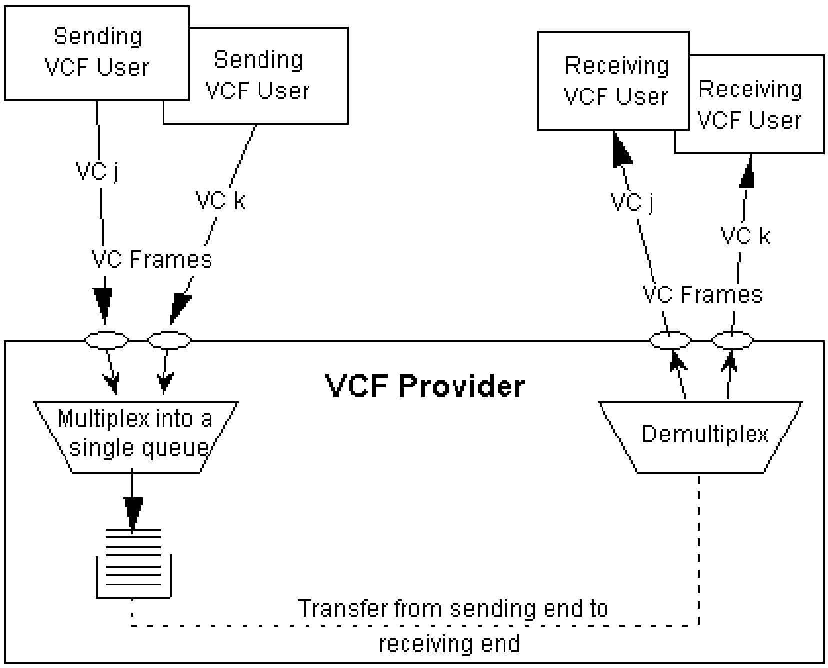


Figura 2.19. Esemplificazione del servizio di accodamento in un fornitore di servizi VCF

I VC_Frame vengono trasmessi in modo sequenziale. Questo servizio utilizza due primitive:

- *VCF.request*: per richiedere che una VCF SDU venga multiplata in uno specifico MC;
- *VCF.indication*: per spedire una VCF SDU.

La ricezione di una *VCF.request* provoca il trasferimento di una VCF SDU da parte del Virtual Channel Access Layer (Layer C), mentre la ricezione di una *VCF.indication* realizza le funzioni di sblocco, demultiplazione dei pacchetti dal campo dati del frame, rimozione dei pacchetti di idle, generazione di indicatori di qualità.

2. *MC Frame Secondary Header Service (MC_FSH)*: esso fornisce il trasferimento di FSH di lunghezza fissa in ogni frame su di un MC; il trasferimento è sincronizzato con il rilascio del MC_Frame. Questo servizio mantiene la sequenzialità, ma non garantisce la completezza. E' un servizio unidirezionale che può essere modellizzato come un buffer che collega il MC_FSH SAP a bordo con quello di terra. Il servizio MC_FSH (Layer C) e quello VC_FSH (Layer D) sono mutuamente esclusivi.

   Gli MC_FSH vengono trasmessi in modo sequenziale: in particolare viene spedito un MC_FSH per ogni MC_Frame. Questo servizio utilizza due primitive:

   - *MC_FSH.request*: per richiedere che una MC_FSH SDU venga posizionata in un buffer per essere trasmessa;
   - *VCF.indication*: per spedire una MC_FSH SDU.

   La ricezione di una *MC_FSH.request* provoca la sostituzione del contenuto del buffer da parte del Virtual Channel Access Layer (Layer C), mentre l'effetto della ricezione di una *MC_FSH.indication* da parte di un utente non viene definito.

3. *MC Operational Control Field Service (MC_OCF)*: esso fornisce il trasferimento di OCF di lunghezza fissa in ogni frame su di un MC; il

trasferimento è sincronizzato con il rilascio del MC_Frame. Questo servizio mantiene la sequenzialità, ma non garantisce la completezza. E' un servizio unidirezionale che può essere modellizzato con un buffer che collega il MC_OCF SAP a bordo con quello di terra. Il servizio MC_OCF (Layer C) e quello VC_OCF (Layer D) sono mutuamente esclusivi.

Gli MC_OCF vengono trasmessi in modo sequenziale. Questo servizio utilizza due primitive:

- *MC_OCF.request*: per richiedere che una MC_OCF SDU venga inserita in un Transfer Frame di uno specifico MC;
- *MC_OCF.indication*: per spedire una MC_OCF SDU.

Occorre inoltre osservare che, qualunque sia il tipo di servizio utilizzato, le primitive di *request* vengono passate dallo strato superiore a specifici SAP. Le primitive di *indication* vengono passate dal Virtual Channel Access Layer (Layer C) allo specifico utente. Tutti i servizi analizzati richiedono il Channel Access Service dallo strato inferiore (Layer B). Uno *"spacecraft"* può produrre più di un MC; questo strato possiede inoltre delle funzioni addizionali relative al MC:

- multiplare, al trasmettitore, due o più MC in un flusso di Transfer Frame a velocità costante;
- demultiplare, al ricevitore, due o più MC in un flusso di Transfer Frame a velocità costante.

Viene ora analizzata la struttura dati, si veda [8], che viene passata dal Virtual Channel Layer (Layer C) al Channel Access Layer (Layer B): tale struttura viene denominata *Transfer Frame.* Essa viene utilizzata per la trasmissione di Source Packet, dati di idle e di tipo privato. La lunghezza del Transfer Frame deve essere mantenuta costante per tutta la durata della missione e non deve comunque superare gli 8920 bit.

Tutti i Transfer Frame con lo stesso identificatore del pacchetto sullo stesso canale fisico costituiscono un *Master Channel*, che può avere da uno ad otto VC.

La struttura del Transfer Frame è illustrata in figura 2.20 ed è descritta di seguito.

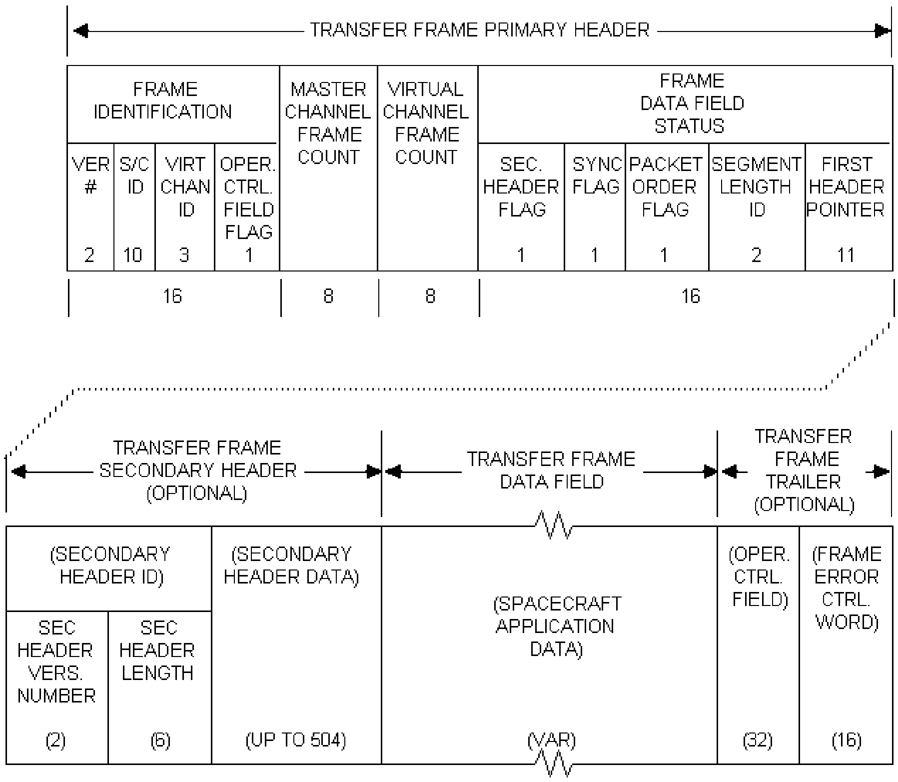


Figura 2.20. Formato del Transfer Frame della telemetria

1. *Frame Identification*: è costituita da due ottetti suddivisi nei seguenti sottocampi:

   (a) *Version Number*: al momento risulta definita soltanto la versione 1, indicata con '00'.

   (b) *Spacecraft Identifier*: contiene un codice di identificazione dello *"spacecraft"*.

   (c) *Virtual Channel Identifier*: fornisce l'identificatore del VC utilizzato.

   (d) *Operational Control Field Flag*: se settato a '1' indica la presenza dell' Operational Control Field.

2. *Master Channel Frame Count*: contiene un contatore sequenziale binario, modulo 256, il quale conta ogni Transfer Frame trasmesso su di un particolare Master Channel.

3. *Virtual Channel Frame Count*: contiene un contatore sequenziale binario, modulo 256, il quale conta ogni Transfer Frame trasmesso attraverso un particolare VC di un Master Channel.

4. *Frame Data Field Status*: è costituito da due ottetti suddivisi nei seguenti sottocampi:

   (a) *Secondary Header Flag*: viene settato a '1' se è presente la Secondary Header.

   (b) *Syncronization Flag*: segnala il tipo di dati che viene trasportato. Se posto a '0' indica che vengono trasportati Source Packet o dati idle (separati tra loro da un otteto di protezione), mentre viene posto a '1' se si trasportano dati privati (senza l'uso dell'ottetto di protezione).

   (c) *Packet Order Flag*: attualmente non è utilizzato.

   (d) *Segment Length Identifier*: viene posto ad '11' quando il Syncronization Flag vale '0', come richiesto dalle precedenti versioni del CCSDS.

   (e) *First Header Pointer*: contiene la rappresentazione binaria della locazione del primo ottetto dell'intestazione primaria relativa al primo pacchetto.

5. *Secondary Header Identification*: è costituito da un ottetto suddiviso in due sottocampi:

   (a) *Secondary Header Version Number*: attualmente è definita soltanto la versione '00'.

   (b) *Secondary Header Length*: è espressa in numero di ottetti meno uno.

6. *Secondary Header Data*: contiene i dati dell'intestazione secondaria.

7. *Spacecraft Application Data*: può contenere tre tipi di dati (Source Packet, dati idle, dati privati), ma i Source Packet non possono essere mescolati con i dati privati.

8. *Operational Control Field*: se presente, deve essere mandato in ogni Transfer Frame trasmesso attraverso uno specifico VC. Se il primo bit vale '0', questo campo contiene il *Command Link Control Word* (CLCW), denominato Type-1 Report; se il primo bit vale '1', contiene invece un Type-2 Report (non ancora definito).

9. *Frame Error Control Word*: è un campo obbligatorio se il Transfer Frame non viene codificato con Reed-Solomon. La procedura di codifica e decodifica utilizzata è identica a quella descritta nel § 2.3.5 punto 3.

2.5.3 Layer B: Channel Access Layer

Esso, si veda [9], fornisce il *Channel Access* (CA) Service, che realizza un trasferimento di una sequenza di Transfer Frame, di lunghezza fissa, a velocità costante. E' un servizio unidirezionale con un'opzionale rivelazione o correzione di errore. Viene modellizzato con una coda al CA SAP del trasmettitore, il cui contenuto viene trasferito, periodicamente ed in modo sincrono, al corrispondente CA SAP a terra, come mostrato in figura 2.21. A differenza degli altri servizi accodati visti negli strati superiori, questo richiede delle relazioni di tempo tra il CA dal lato dell'utente e quello dello strato. Il primo fornisce i Transfer Frame ad una velocità media che permetta al fornitore del CA di mantenere un *simbol rate* costante allo strato Physical Access sottostante. I Transfer Frame vengono trasferiti in modo sequenziale. Questo servizio utilizza due primitive:

- *CA.request*: per richiedere che una CA SDU venga trasferita; la sua ricezione causa il trasferimento di un CA SDU da parte del Channel Access Layer;

- *CA.indication*: viene passata dallo strato CA del ricevitore per trasmettere una CA SDU; la sua ricezione esegue alcune funzioni come la demultiplazione dei VC_Frame, il controllo del *Frame Error Control Field* e la decodifica.

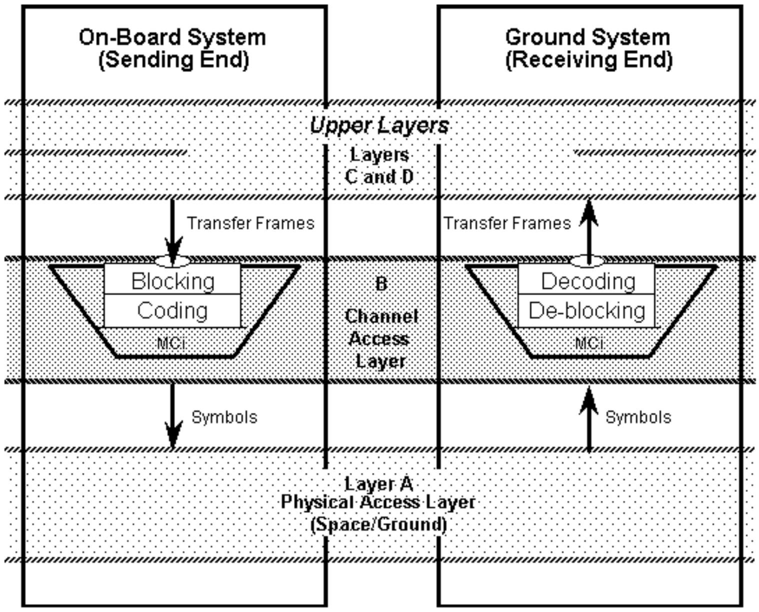


Figura 2.21. Struttura del Channel Access Service

2.5.4 Layer A: Physical Access Layer

Questo strato, si veda [7], si occupa di quella che viene chiamata *Telemetry Channel Coding*: essa è un metodo di elaborazione dei dati che vengono trasmessi dalla sorgente alla destinazione. In questo modo è possibile ricostruire i dati con bassa probabilità d'errore, migliorando così le prestazioni del canale.

Per un canale di telecomunicazioni che possiede una larghezza di banda fissata e non può tollerare l'incremento richiesto dai codici convoluzionali, il codice di Reed-Solomon risulta avere il vantaggio di una piccola espansione della larghezza di banda e la capacità di indicare la presenza di errori non correggibili.

Vengono di seguito illustrati i vari tipi di codifica che possono essere utilizzati.

1. *Codifica convoluzionale*

   Le caratteristiche di base di questo tipo di codifica sono:

   - Rate: 1/2

- Constraint-length: 7
- Vettori di connessione: G1=1111001; G2=1011011

Il decodificatore convoluzionale è del tipo a massima verosimiglianza (decodificatore di Viterbi). Se viene superata la capacità di correzione del decodificatore, possono verificarsi in uscita dei *burst* di errori. Lo schema a blocchi del codificatore è illustrato in figura 2.22.

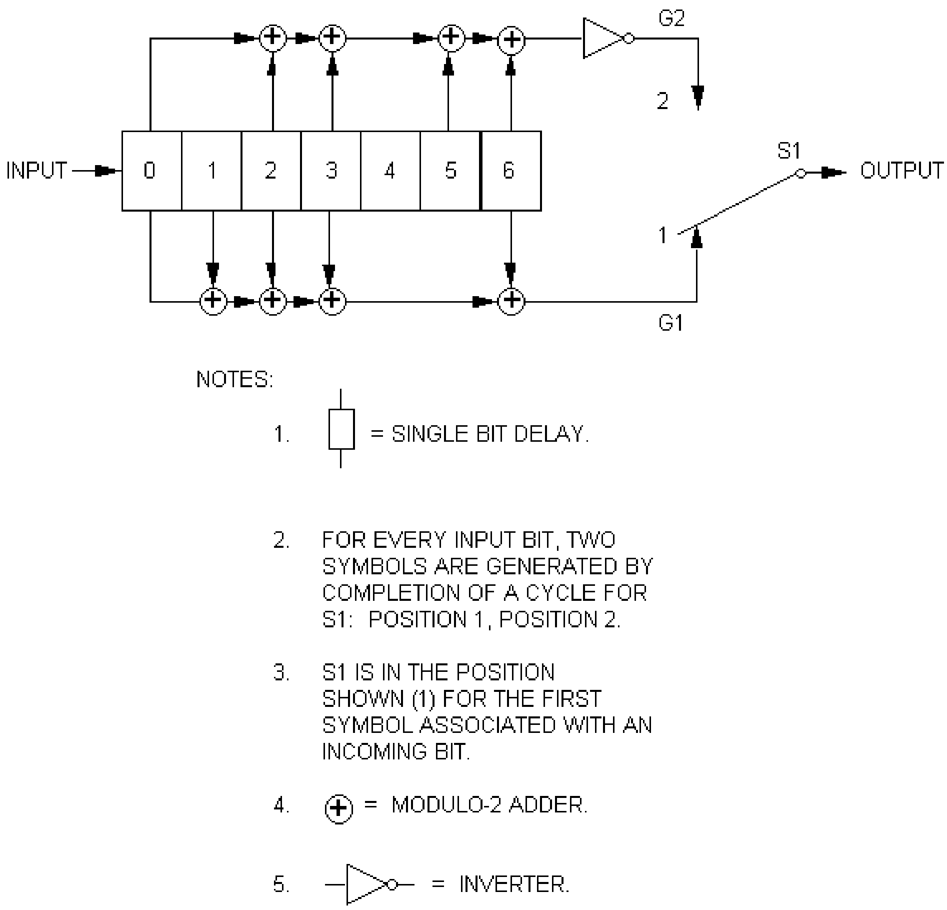


Figura 2.22. Schema a blocchi del codificatore convoluzionale

2. *Codifica con Reed-Solomon*

   Il codice di Reed-Solomon è un potente correttore di errori a burst che fornisce un'eccellente capacità di correzione di tipo FEC (*Forward*

Error Correction) in un canale con rumore a burst. Il codice di Reed-Solomon utilizzato è il (255,223), capace di correggere fino a 16 simboli di Reed-Solomon errati in ogni parola di codice: per raggiungere questa affidabilità è necessaria una sincronizzazione dei codeblock. Il codice di Reed-Solomon, poichè non fornisce un sufficiente guadagno di codice, viene spesso concatenato con un codice convoluzionale: il codice Reed-Solomon viene utilizzato esternamente (*outer code*), mentre quello convoluzionale viene utilizzato internamente (*inner code*).

Per il codice Reed-Solomon occorre definire:

- J: bit per simbolo di Reed-Solomon (per questo codice J=8);
- E: capacità di correzione di un simbolo di Reed-Solomon errato in una parola di codice (per questo codice E=16);
- $n = 2^J - 1$: numero di simboli in una parola di codice (per questo codice n=255);
- $2E$: numero di simboli di Reed-Solomon che rappresentano il controllo di parità;
- $k = n - 2E$: numero di simboli di Reed-Solomon che rappresentano informazione.

Questo codice è di tipo sistematico, cioè la sequenza d'ingresso appare come la prima parte della parola di codice in uscita.

La codifica con Reed-Solomon permette di utilizzare un interlacciatore di simboli: i valori della profondità dell'interlacciatore, indicati con i, possono variare da 1 a 5. Tale profondità viene normalmente fissata in ogni missione; lo schema dell'interlacciatore Reed-Solomon è illustrato in figura 2.23. I dati entrano nella porta chiamata IN; gli interruttori S1 e S2 sono sincronizzati insieme e commutano tra i vari codificatori seguendo la sequenza in modo crescente (dal primo all'i-esimo). Un codeblock sarà formato da $(223 \cdot i)$ simboli di Reed-Solomon che entrano in ingresso. L'azione sincronizzata di S2 riassembla i simboli alla porta di uscita, chiamata OUT, nello stesso modo dell'ingresso. Procedendo in questo modo, ogni codificatore manda in uscita $255 - 223 = 32$

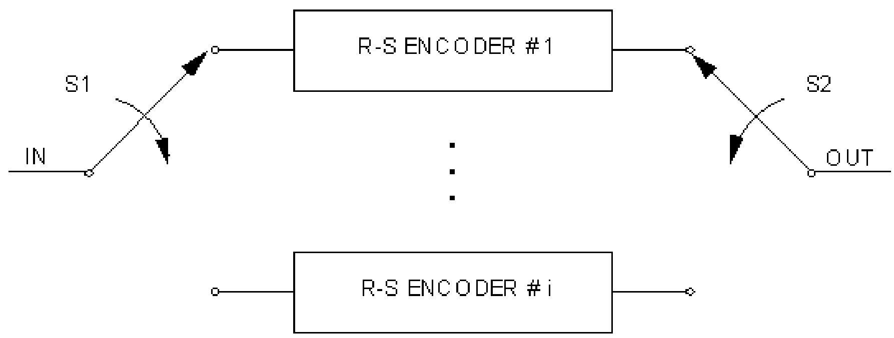


Figura 2.23. Schema a blocchi dell'interlacciatore Reed-Solomon

simboli di controllo d'errore. Mediante il metodo dell'interlacciatore, i $(k \cdot i)$ simboli di informazione, originalmente consecutivi, che entrano nel codificatore, non risultano scambiati alla sua uscita, con l'aggiunta, inoltre, di $(2 \cdot E \cdot i)$ simboli di controllo d'errore. La massima lunghezza del codeblock risulta perciò di $L_{max} = n \cdot i = (s^J - 1) \cdot i = 255 \cdot i$ simboli.

Il codice di Reed-Solomon può essere utilizzato anche in forma accorciata: qualora infatti i primi Q bit siano pari a zero, è possibile evitare di trasmetterli costituendo il cosidetto "riempimento virtuale". In questo modo è possibile trasmettere un numero maggiore di codeblock per unità di tempo. Il decodificatore deve operare comunque sull'intero blocco, aggiungendo quindi i bit di zero che non sono stati trasmessi. Quando il decodificatore riceve i $(k \cdot i - Q)$ simboli di informazione, il calcolo dei $(2 \cdot E \cdot i)$ simboli di controllo di errore viene comunque fatto su $(k \cdot i)$ simboli, aggiungendo gli zeri mancanti. La partizione e il riempimento virtuale dei codeblock, realizzati con il codice Reed-Solomon accorciato, sono illustrati in figura 2.24.

3. *Codifica con "Turbo codice"*

   I turbo codici sono codici binari con codeblock molto grandi (circa 1000 bit). Essi sono di tipo sistematico e non trasparente, cioè viene sconsigliata la codifica differenziale dopo il turbo codificatore: l'ambiguità di fase deve quindi essere rilevata e risolta mediante la sincronizzazione dei frame, descritta più avanti.

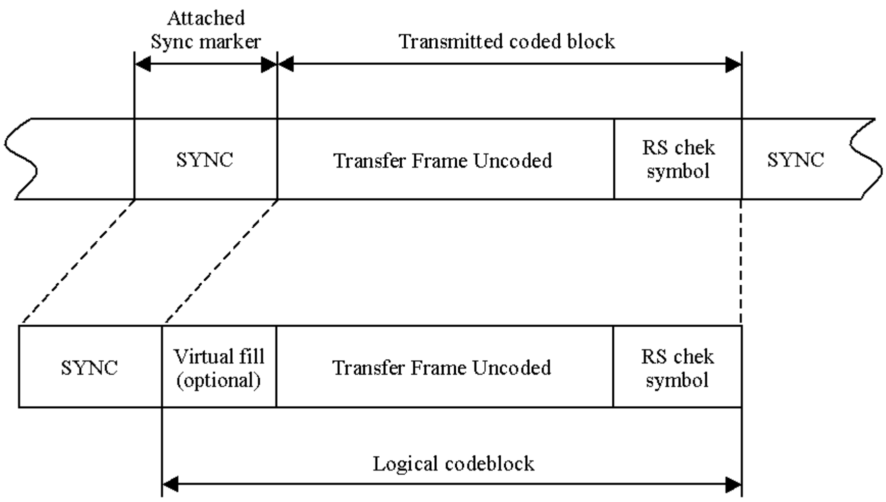


Figura 2.24. Partizione e riempimento virtuale del codice di Reed-Solomon accorciato

Il turbo codice può essere utilizzato per ottenere un elevato guadagno di codifica: esso è costituito da una combinazione di due semplici codificatori concatenati, paralleli e sistematici, ciascuno utilizzante un codice convoluzionale recursivo. Il numero di stati di ognuno dei due semplici codificatori è pari a 16, mentre il rate di codifica nominale, senza la terminazione del traliccio, può essere scelto tra:

$$r = \frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \frac{1}{4}, \frac{1}{6}$$

La lunghezza della parte di informazione relativa ai blocchi è pari a $k = (223 \cdot 8 \cdot i)$ e sono scelte per avere la compatibiltà con la corrispondente profondità dell' interlacciatore di Reed-Solomon; la lunghezza del codeblock risulta pari a $n = (k + 4)/r$ bit. L'interlacciatore per turbo codici esegue una permutazione bit per bit dell'intero blocco dati, seguendo un certo algoritmo.

Lo schema a blocchi del turbo codificatore, illustrato in figura 2.25, prevede l'uso di un vettore di connessione verso l'ingresso (G0=10011) e di tre verso l'uscita (G1=11011, G2=10101, G3=11111). Ogni frame, costituito da k bit di informazione, giunge dapprima all'interlacciatore

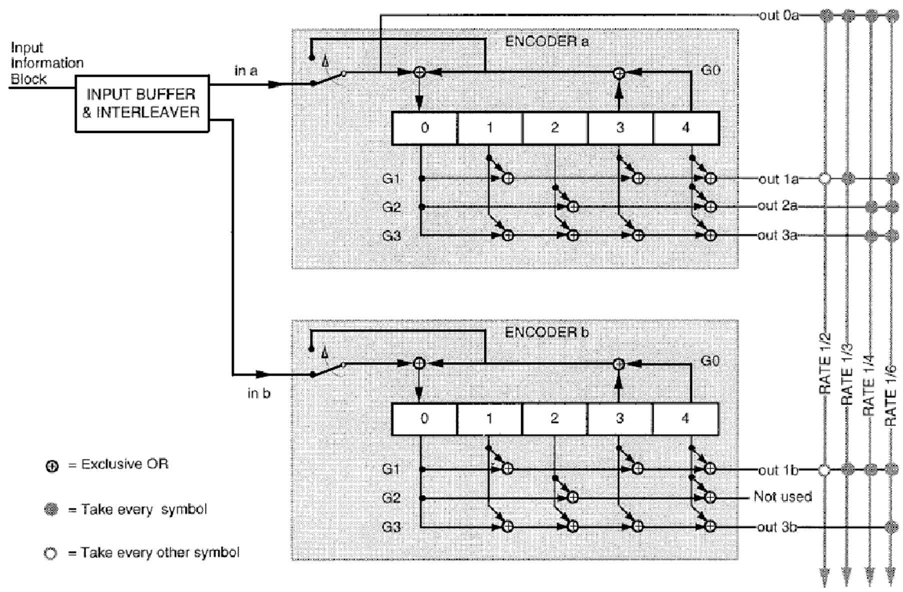


Figura 2.25. Schema a blocchi del turbo codificatore

dove viene mantenuto in un apposito buffer; l'algoritmo di permutazione consente di ottenere in uscita due buffer: nel primo è presente il frame nell'ordine in cui è arrivato e nel secondo lo stesso risulta permutato. I due buffer di uscita sono poi connessi ai codificatori "a" e "b". Il primo opera sui bit non permutati, mentre il secondo riceve gli stessi bit permutati dall'interlacciatore: entrambi sono inizializzati a zero. Inizialmente essi ricevono in ingresso $(k + 4)$ bit, producendo un codeblock di uscita di $(k + 4)/r$ bit. In particolare, per i primi k bit, gli interruttori sono in posizione bassa, mentre per gli ultimi 4 bit gli interruttori vengono spostati verso l'alto. I simboli codificati vengono multiplati dall'alto verso il basso attraverso la linea di uscita selezionata per il rate desiderato. Ad esempio per i diversi tipi di rate si ha:

- r=$\frac{1}{2}$ $\Rightarrow$ 0a, 1a, 0a, 1b, 0a, 1a, ...
- r=$\frac{1}{3}$ $\Rightarrow$ 0a, 1a, 1b, 0a, 1a, 1b, ...
- r=$\frac{1}{4}$ $\Rightarrow$ 0a, 2a, 3a, 1b, 0a, 2a, ...

- r=$\frac{1}{6} \Rightarrow$ 0a, 1a, 2a, 3a, 1b, 3b, ...

Vengono di seguito trattati altri due aspetti importanti presenti in questo strato:

- *Frame Synchronization*: la sincronizzazione tra i frame o i codeblock è necessaria per la decodifica mediante Reed-Solomon e Turbo Codice. Essa viene raggiunta utilizzando flussi di codeblock di lunghezza fissata, inserendo tra essi un ASM (*Attached Sync Marker*): la sincronizzazione viene acquisita riconoscendo la specifica sequenza di bit.

  Dal lato del codificatore, se il canale della telemetria non è codificato, o è codificato solo con Reed-Solomon o con Turbo Codice, l'ASM viene aggiunto direttamente all'uscita del codificatore; se viene utilizzato un codificatore interno insieme al codificatore di Reed-Solomon esterno, l'ASM viene codificato da quello interno, ma non da quello esterno.

  Dal lato del decodificatore, se viene utilizzato un Reed-Solomon insieme al convoluzionale, l'ASM può essere acquisito sui simboli di canale o sui bit già decodificati dal codificatore interno; se invece viene utilizzato un sistema con Turbo Codice, l'ASM deve essere acquisito soltanto nei simboli di canale.

  L'ASM, per dati che non vengono turbo-codificati, è costituito da 32 bit, mentre per un Turbo Codice la lunghezza è pari a $32/r$ bit.

- *Pseudo Randomizer*: per mantenere la sincronizzazione dei bit è richiesto che il segnale abbia una minima densità di transizione dei bit. Per assicurare questo, ogni bit del Transfer Frame o del codeblock viene mandato in una EX-OR con una sequenza pseudo-casuale standard. Il casualizzatore viene posizionato dopo la turbo codifica o la codifica di Reed-Solomon, ma prima del codificatore convoluzionale. L'ASM è già configurato in modo ottimale per la sincronizzazione. Al ricevitore il codeblock originale viene ricostruito utilizzando la stessa sequenza pseudo-casuale; il polinomio generatore utilizzato vale:

$$h(x) = x^8 + x^7 + x^5 + x^3 + 1 \tag{2.13}$$

che si ripete dopo 255 bit. Lo schema è illustrato in figura 2.26, dove i registri devono essere tutti inizializzati ad '1' durante ogni ASM.

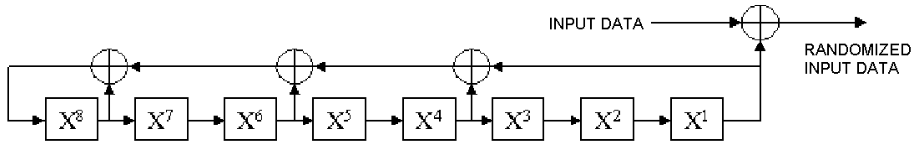


Figura 2.26. Schema a blocchi del casualizzatore per la telemetria

2.6 Riepilogo dello standard CCSDS

Per ottenere una migliore comprensione del funzionamento del complesso schema CCSDS, in questo paragrafo verrà brevemente riassunta l'intera struttura del telecomando e della telemetria. Per ottenere una conoscenza più approfondita dei singoli strati e delle singole strutture dati, verranno inseriti dei riferimenti ai paragrafi precedentemente illustrati.

2.6.1 Telecomando secondo il CCSDS

Il CCSDS prevede per il telecomando una suddivisione in sette strati, che possono essere raggruppati in tre categorie.

La prima, illustrata in figura 2.27, riguarda i processi applicativi, cioè gli strati di più alto livello (essi non vengono descritti in dettaglio dal CCSDS). Lo strato più alto è l'*Application Process Layer* (§ 2.3.1 e § 2.4.7) che fornisce l'interfaccia uomo-macchina. Esso genera le direttive di comando (*Command Directive*) da passare allo strato sottostante. Quest'ultimo viene chiamato *System Management Layer* (§ 2.3.2 e § 2.4.6) e svolge il compito di tradurre le direttive di comando, espresse mediante linguaggi di alto livello,

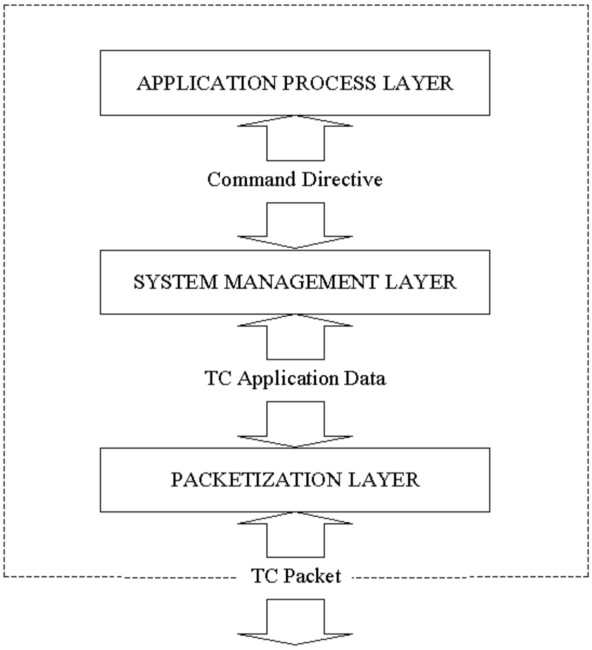


Figura 2.27. Strati del telecomando relativi ai processi applicativi

in un linguaggio di controllo (*TC Application Data*) utilizzato dallo strato inferiore. L'ultimo strato dei processi applicativi viene detto *Packetization Layer* (§ 2.3.3 e § 2.4.5) e si occupa di creare una struttura dati, chiamata TC Packet, costituita da un'intestazione di 6 ottetti e un campo dati avente lunghezza massima pari a 65536 ottetti; tale struttura viene poi passata al blocco che si occupa dell'aspetto retistico del sistema. In questo strato, inoltre, vengono inserite le varie misure di sicurezza necessarie per ottenere una protezione dei dati trasmessi.

La seconda categoria degli strati del telecomando, illustrata in figura 2.28, si occupa della sezione retistica del sistema, cioè tratta gli aspetti relativi ai protocolli di trasmissione con particolare riferimento alla tecnica ARQ. Il primo di questi strati, denominato *Segmentation Layer* (§ 2.3.4 e § 2.4.4), riceve il TC Packet precedentemente generato e lo scompone in una struttura dati più piccola detta TC Segment. Questo strato, inoltre, è in grado di "muliplexare" fino ad un massimo di 64 flussi dati differenti, cioè di TC Packet

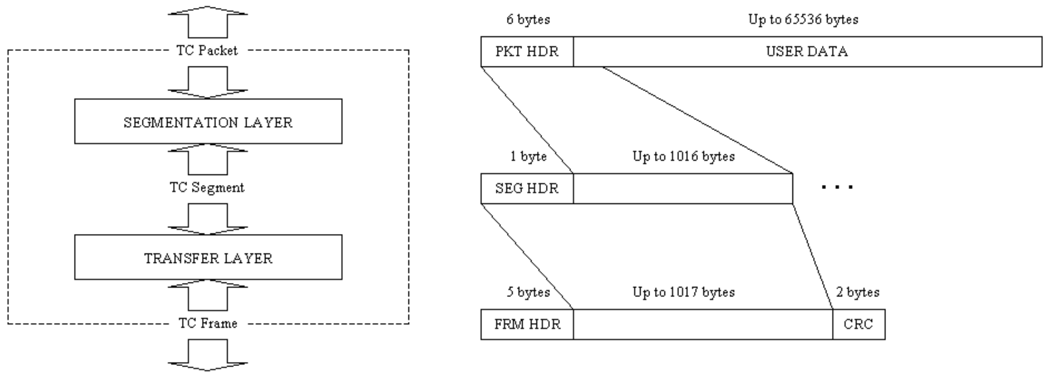


Figura 2.28. Strati e strutture dati della sezione retistica relativa al telecomando

che possono provenire da diversi processi applicativi. Il TC Segment prodotto viene poi passato allo strato inferiore, chiamato *Transfer Layer* (§ 2.3.5 e § 2.4.3), che si occupa di gestire l'intero protocollo ARQ, il quale adotta una tecnica di tipo Go-Back-N. Questo strato, inoltre, incapsula il TC Segment in una nuova struttura dati, detta TC Frame, tramite l'aggiunta di un apposito campo di intestazione e di uno opzionale relativo al controllo d'errore (CRC). Tale campo permette di etichettare ulteriormente i dati che quindi possono essere suddivisi in 64 canali virtuali con differente priorità di consegna. Infine il TC Frame prodotto viene passato allo strato sottostante.

L'ultima categoria di strati del telecomando, mostrata in figura 2.29, si occupa della parte trasmissiva, cioè delle operazioni di codifica e di trasmissione dei segnali sul canale. Il primo di questi strati, denominato *Coding Layer* (§ 2.3.6 e § 2.4.2), riceve il TC Frame dallo strato superiore e, prendendo k bit alla volta, applica su di essi un codice BCH (63,56) modificato, che produce in uscita n bit: i valori consigliati dal CCSDS sono pari a 64 per n e 56 per k. I blocchi codificati prodotti vengono incapsulati in una struttura, detta CLTU, tramite l'aggiunta di una sequenza di "start", che identifica l'inizio della struttura dati, e di una sequenza di "tail", che identifica la fine del CLTU. Quest'ultimo viene poi passato allo strato sottostante, denominato *Physical Layer* (§ 2.3.7 e § 2.4.1), che modula i bit e trasmette sul canale i segnali così prodotti. Tale strato applica, inoltre, particolari procedure che

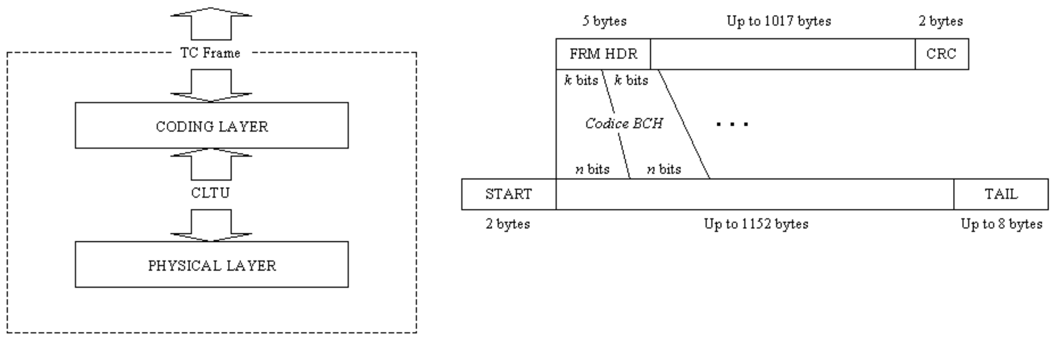


Figura 2.29. Strati e strutture dati della sezione trasmissiva relativa al telecomando

prevedono la trasmissione di una *sequenza di acquisizione* in grado di fornire il sincronismo di simbolo iniziale.

La sequenza delle operazioni descritta è stata effettuata considerando il flusso dati al trasmettitore di terra relativo al telecomando; le stesse procedure verranno applicate al ricevitore di bordo, ma in ordine inverso. Per il flusso dati del telecomando occorre osservare che la presenza della tecnica ARQ necessita di un controllo ad anello chiuso mediante delle conferme; queste ultime verranno inglobate nel flusso dati della telemetria, come descritto nel paragrafo seguente.

2.6.2 Telemetria secondo il CCSDS

Il CCSDS prevede per la telemetria una suddivisione in quattro strati, secondo quanto illustrato in figura 2.30. Lo strato più alto, detto *Space Transfer Layer* (§ 2.5.1) fornisce l'interfaccia uomo-macchina. Esso raccoglie i dati forniti dai sensori presenti a bordo e li incapsula in una struttura dati denominata Source Packet, tramite l'aggiunta di un campo di intestazione; occorre osservare che la struttura di questo pacchetto è identica a quella del TC Packet utilizzato nel telecomando. Il Source Packet viene poi passato allo strato sottostante, detto *Virtual Channel Access Layer* (§ 2.5.2). Esso inserisce parte del Source Packet nel campo dati di una struttura, chiamata Transfer Frame, aggiungendo, in testa, un'intestazione primaria più una

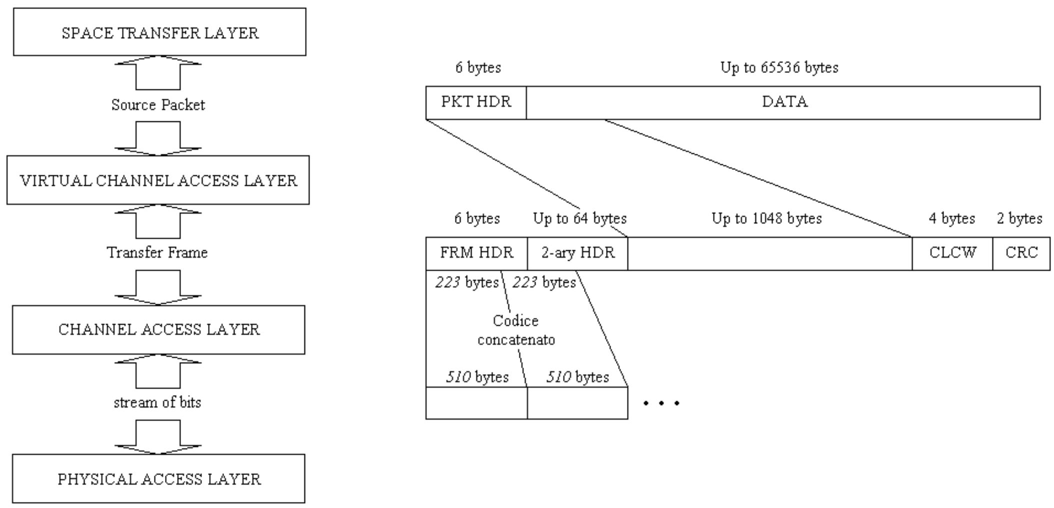


Figura 2.30. Strati e strutture dati della telemetria

secondaria opzionale e, in coda, la conferma (CLCW) fornita dal protocollo ARQ per i dati del telecomando più un campo opzionale per il controllo d'errore. Questo strato, inoltre, è in grado di "muliplexare" il flusso dati utilizzando un numero massimo di canali virtuali differenti pari a nove. Il Transfer Frame realizzato viene poi passato allo strato inferiore, denominato *Channel Access Layer* (§ 2.5.3), che si occupa della codifica. Esso utilizza un codificatore concatenato (convoluzionale e Reed-Solomon) che richiede 223 byte in ingresso e fornisce 510 byte in uscita. Il flusso di bit in uscita da questo strato, infine, viene inviato all'ultimo strato, detto *Physical Access Layer* (§ 2.5.4), che modula i bit e trasmette sul canale i segnali così prodotti.

La sequenza delle operazioni descritta è stata effettuata considerando il flusso dati al trasmettitore della telemetria (a bordo); le stesse procedure verranno applicate al ricevitore (a terra), ma in ordine inverso.

2.6.3 Applicabilità dello schema CCSDS ad Heliplat

Viene ora effettuata un'analisi sulla possibilità di applicare la struttura descritta dal CCSDS alla piattaforma stratosferica Heliplat. La trattazione svolta in questa tesi prende in considerazione soltanto i livelli più bassi, in particolar modo quelli legati alla parte trasmissiva. Sia per la tratta in up-link che per quella in down-link, lo strato fisico proposto dal CCSDS non specifica alcun tipo di modulazione: uno degli obiettivi di questa tesi sarà quindi quello di effettuare uno studio per la scelta dello schema di modulazione ottimale.

Per quanto riguarda lo strato di codifica del telecomando, il CCSDS propone di utilizzare un codice BCH (63,56) al quale applicare successivamente una tecnica ARQ di tipo Go-Back-N. Nello studio che verrà effettuato si manterrà lo stesso schema di codifica valutando, però, l'opportunità o meno di utilizzare lo stesso codice BCH. Facendo riferimento alla figura 2.29, si è scelto di utilizzare il campo CRC del TC Frame (previsto opzionale dal CCSDS) in modo da garantire delle probabilità d'errore adeguatamente basse; come conseguenza di questa scelta, le sequenze di "start" e "tail" risultano superflue e, per non appesantire ulteriormente la struttura, sono state eliminate. Per quanto riguarda la tecnica ARQ si è effettuato uno studio senza scendere nei dettagli implementativi di tipo retistico, quali ad esempio le temporizzazioni e il dimensionamento delle finestre di trasmissione e ricezione. Gli strati trasmissivi utilizzati, con le relative strutture dati adattate al sistema Heliplat, vengono riportati in figura 2.31; le dimensioni del campo dati del TC Frame verranno analizzate nel capitolo 8, dove si terrà conto dei ritardi da esso introdotti.

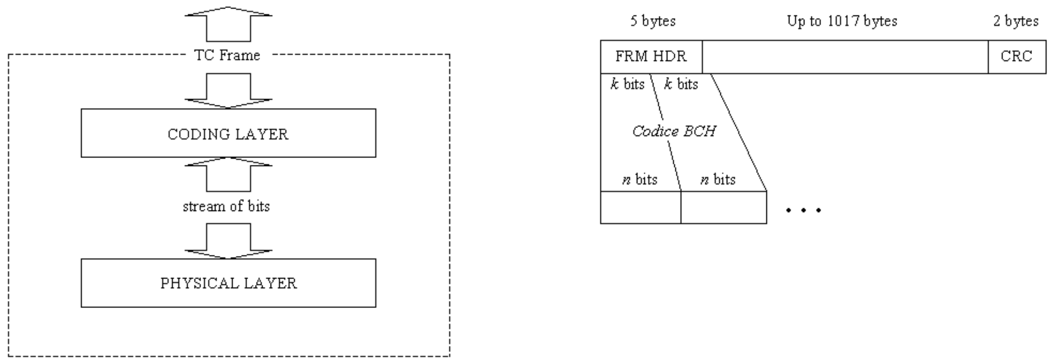


Figura 2.31. Strati e strutture dati della sezione trasmissiva relativa al telecomando, applicate al caso del sistema Heliplat

Anche per lo strato di codifica della telemetria si è scelto di seguire lo stesso schema proposto dal CCSDS, cioè l'utilizzo di un codificatore concatenato costituito da un codice convoluzionale interno (2,1,7), un interlacciatore e un codice di Reed-Solomon esterno (255,223). Come per il caso del telecomando verrà effettuato uno studio per valutare l'opportunità o meno di utilizzare gli stessi parametri di tali codici. Facendo riferimento al Transfer Frame della figura 2.30, si è scelto di eliminare i campi Secondary Header e CRC previsti opzionali dal CCSDS; questa scelta è dettata dal fatto che il primo non essendo obbligatorio tenderebbe soltanto ad appesantire la struttura e ad aumentare i ritardi del sistema, mentre il secondo non è necessario qualora si utilizzi il codice di Reed-Solomon. Uno schema riassuntivo degli strati utilizzati e delle strutture dati adattate al sistema Heliplat, viene riportato in figura 2.32; anche in questo caso le dimensioni del campo dati del Transfer Frame verranno analizzate nel capitolo 8.

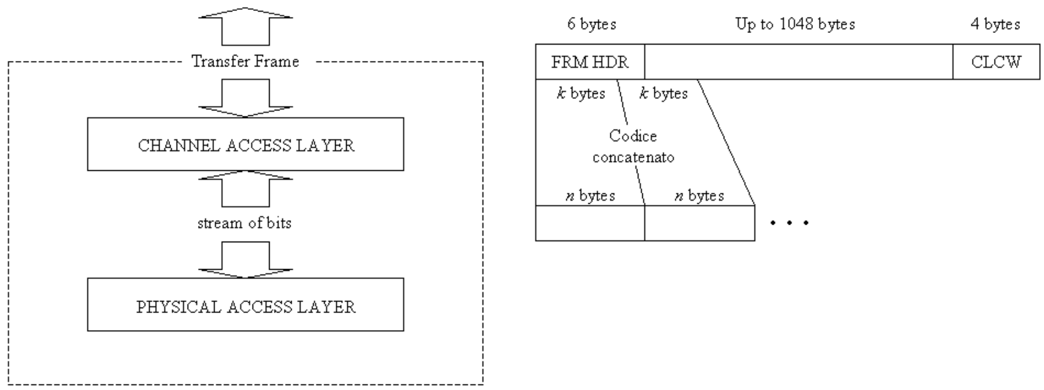


Figura 2.32. Strati e strutture dati della telemetria, applicate al caso del sistema Heliplat

Lo studio dell'applicabilità degli altri strati, invece, non viene preso in considerazione in quanto esula dagli obiettivi di questa tesi.

Capitolo 3

Analisi del flusso dati in up-link e down-link

3.1 Introduzione

La stima del flusso dati, relativo al telecomando e alla telemetria, richiede un'analisi dei parametri necessari al corretto funzionamento del velivolo e dei servizi da esso forniti. Questo richiede un'interazione tra diversi sistemi: quello aeronautico, quello energetico e quello elettrico. Un'esemplificazione della loro interconnessione è mostrata in figura 3.1.

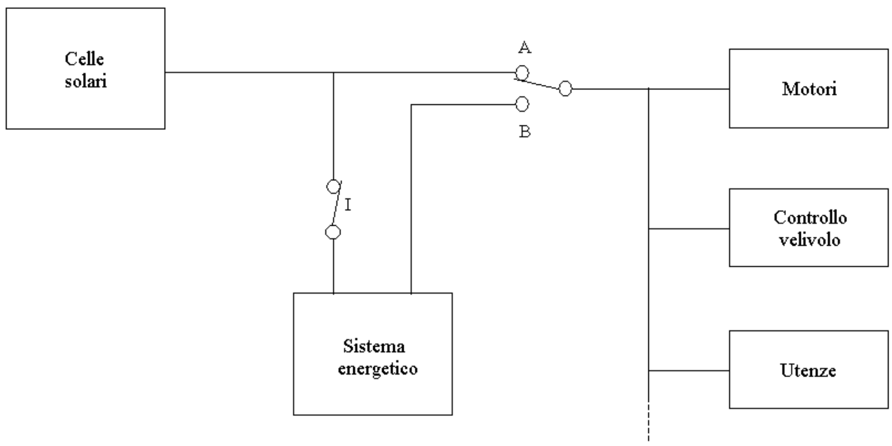


Figura 3.1. Interazione tra i sistemi aeronautico, energetico ed elettrico

Per poter alimentare il velivolo viene utilizzato un sistema di celle solari, in quanto è prevista una sua permanenza in volo per un periodo elevato e, quindi, non è possibile un rifornimento continuo di carburante. Il velivolo, però, deve essere in grado di funzionare anche di notte e perciò risulta necessario disporre di un'alimentazione alternativa: a tale scopo il sistema energetico è dotato di celle a combustibile. Per decidere il passaggio tra il sistema con celle solari e quello con celle a combustibile, in linea di principio si utilizza un meccanismo a soglia basato su di una curva che indica la quantità di luce al variare delle ore del giorno; essa sarà più alta o più bassa a seconda delle stagioni, come mostrato in figura 3.2.

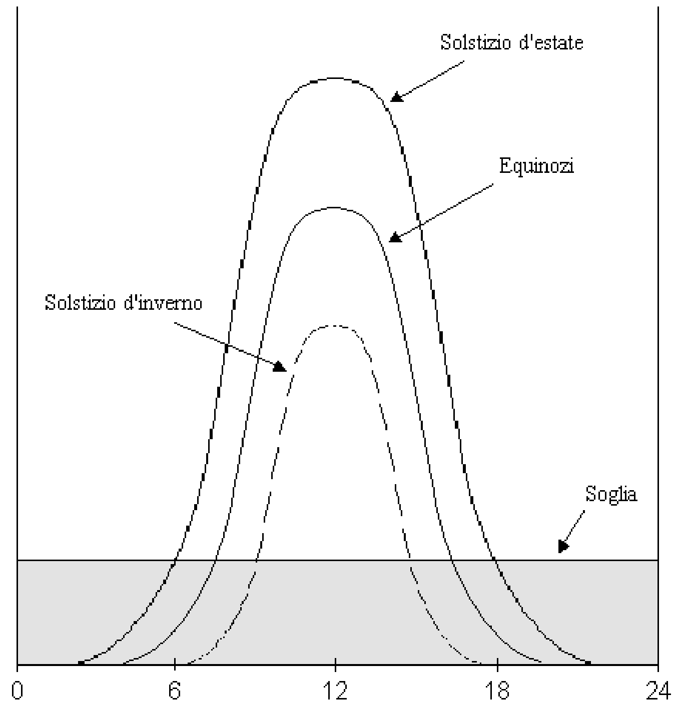


Figura 3.2. Andamento della quantità di luce al variare delle ore del giorno a seconda delle stagioni

Durante il giorno, facendo riferimento alla figura 3.1, il deviatore è situato nella posizione A per fornire energia ai motori, ai dispositivi di tipo aeronautico ed alla parte riservata alle utenze. Inoltre l'interruttore I è chiuso per consentire la rigenerazione del carburante per le celle a combustibile presenti nel sistema energetico; uno schema più dettagliato di tale sistema verrà descritto nel § 3.3.2. Durante la notte, o meglio quando la quantità di luce scende al di sotto della soglia stabilita, l'interruttore I viene aperto, mentre il deviatore viene commutato sulla posizione B; in questo caso l'alimentazione è fornita dalle celle a combustibile. La quantità di luce non è influenzata dalle condizioni atmosferiche in quanto, a regime, il volo avviene ad una quota di circa 17 km e quindi al di sopra delle nuvole.

Il blocco *controllo velivolo* contiene una serie di sensori e dispositivi necessari ad assicurare la stabilità, la rotta, la posizione e la velocità del velivolo; in particolare si deve tener conto della presenza di forti raffiche di vento, dette *Jet Stream*, che possono raggiungere delle velocità che variano di intensità a seconda delle stagioni e possono arrivare fino a velocità di circa 200 km/h.

Il *blocco utenze* riguarda tutte le applicazioni che possono essere realizzate su Heliplat, quali, ad esempio, il monitoraggio del traffico, la sorveglianza ambientale, i servizi di telecomunicazione a larga banda, i servizi di telefonia cellulare o l'utilizzo come stazione di riferimento per il futuro sistema di localizzazione GNSS2/Galileo (*Global Navigation Satellite System*). Queste applicazioni richiedono energia sia per funzionare che per poter essere telecomandate da terra.

Verrà ora analizzato il flusso dati relativo a ciascuna delle sezioni elencate in precedenza.

3.2 Dati aeronautici

Una prima analisi del flusso dati da trasmettere e da ricevere prende in considerazione i parametri di carattere aeronautico relativi a posizione, velocità, accelerazione e pressione. Per poter identificare la quantità di informazione utile per un corretto controllo del velivolo, è necessario capire quali sono le caratteristiche dei parametri di volo e i concetti di base dell'aerodinamica e della meccanica del volo. Nel seguito verranno analizzate le principali nozioni indispensabili per la comprensione dei dati, da monitorare e da controllare, forniti dai sensori presenti a bordo dell'aereo.

3.2.1 Parametri relativi agli assi corpo

Nella meccanica del volo, si veda [10], viene utilizzato solitamente un sistema cartesiano di riferimento costituito da una terna di assi, tra loro ortogonali, che viene fatta coincidere con il baricentro G del velivolo, come illustrato in figura 3.3.

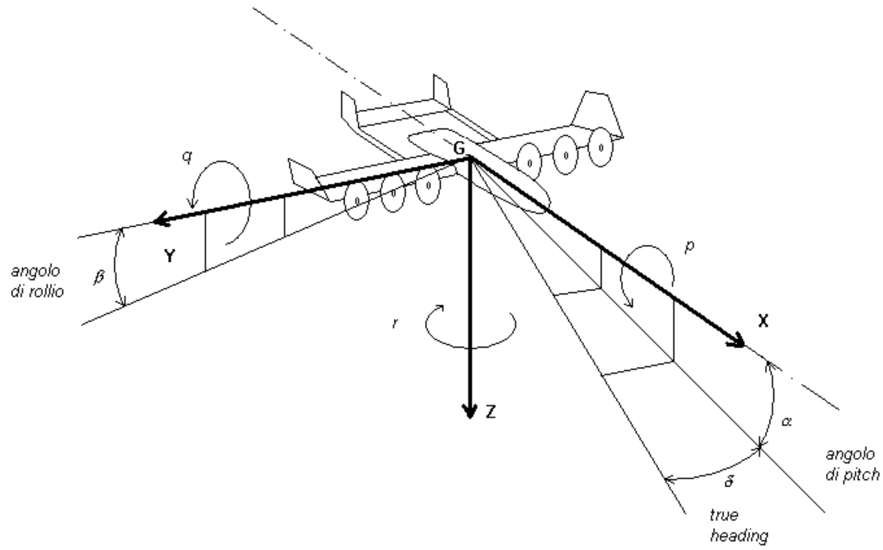


Figura 3.3. Rappresentazione degli assi corpo del velivolo

Ad ogni asse viene dato il nome del movimento che si ottiene mediante rotazione del velivolo intorno all'asse stesso e precisamente:

- x: è diretto verso prua ed è detto asse di *rollio*, perchè ruotando intorno ad esso il velivolo compie il movimento di rollio, cioè una semiala si abbassa acquistando una velocità verticale di discesa, mentre l'altra si alza acquistandone una di salita;
- y: è diretto verso l'ala destra ed è detto asse di *beccheggio* o di *pitch*, perchè ruotando intorno ad esso il velivolo compie il movimento di cabrata e di picchiata, detti movimenti di beccheggio;
- z: è diretto verso il basso ed è detto asse di *imbardata* o di *nutazione*, perchè ruotando intorno ad esso il velivolo compie il movimento di imbardata, cioè una rotazione verso sinistra o verso destra.

Il piano passante per gli assi x e z si definisce *piano di simmetria*.

Di notevole importanza risulta il monitoraggio delle condizioni di stabilità del velivolo, si veda [11], per poterle eventualmente correggere. La stabilità attorno all'asse di rollio è chiamata *stabilità trasversale* ed è poco critica in quanto automatomaticamente l'ala tende a riportare l'aereo nella situazione di equilibrio. Questo accade in quanto la semiala che sprofonda aumenta la propria portanza[1] tendendo così a risalire. Inoltre, durante la rollata, il velivolo tende a scivolare lateralmente dalla parte della semiala che si abbassa; essa risulta così percorsa da un flusso d'aria diretto verso il suo asse, il quale fa aumentare ancora di più la sua portanza.

La stabilità attorno all'asse di beccheggio è chiamata *stabilità longitudinale* ed è critica in quanto ad un aumento dell'angolo di incidenza (manovra di cabrata) il centro di pressione si sposta in avanti e crea, rispetto al baricentro G, un momento che tende a rovesciare l'ala all'indietro, in quanto aumenta ancora di più l'incidenza stessa.

La stabilità attorno all'asse di imbardata è chiamata *stabilità di rotta*: all'inizio del movimento di rotazione attorno all'asse z la semiala che avanza aumenta la sua velocità e, di conseguenza, la sua portanza, tendendo così ad alzarsi. Immediatamente, quindi, il velivolo effettua un movimento di rollio alzando l'ala dalla parte esterna rispetto alla virata.

Per quanto fin qui esposto, si nota che le azioni tra l'asse di imbardata z e quello di rollio x sono tra loro dipendenti: ad una rotazione attorno ad uno di questi assi corrisponde la rotazione intorno all'altro e viceversa.

Tra i dati di interesse, nel flusso scambiato tra la stazione di terra e il velivolo (e viceversa), vi sono le velocità di rotazione intorno agli assi precedentemente descritti, che vengono indicate come *velocità angolari assi corpo*. Quella attorno all'asse x viene indicata con p e prende il nome di *velocità di rollio*, quella attorno all'asse y viene indicata con q e prende il nome di *velocità di beccheggio*, mentre quella attorno all'asse z viene indicata con r e prende il nome di *velocità di imbardata*. Analogamente si definiscono le rispettive accelerazioni dette *accelerazioni assi corpo*: N_x per l'asse di rollio, N_y per l'asse di beccheggio e N_z per l'asse di imbardata.

[1] Con portanza si intende la componente della risultante delle forze aerodinamiche sull'ala o sull'intero velivolo, perpendicolare alla direzione della velocità relativa.

È anche importante rilevare le rotazioni angolari effettuate dal velivolo rispetto ad una condizione di riposo; anche queste sono legate agli assi di rotazione, come mostrato in figura 3.3. Per la definizione degli angoli si suppone l'aereo parallelo ad un piano orizzontale. L'angolo tra esso e l'asse x, cioè quello di rotazione attorno all'asse y, viene detto *angolo di pitch* α, mentre quello tra il piano orizzontale e l'asse y, cioè l'asse di rotazione attorno all'asse x, viene detto *angolo di rollio* β; si può ancora rilevare l'angolo di rotazione attorno all'asse z, chiamato *true heading* δ.

3.2.2 Parametri relativi alla posizione

Per poter determinare la corretta posizione del velivolo, aggiornarne gli eventuali spostamenti e dirigerlo in zone differenti in caso di necessità, è necessario disporre di un efficiente sistema di posizionamento; a tale scopo può essere utilizzato il ricevitore GPS (*Global Position System*).

Il sistema di navigazione GPS, noto anche con il nome di *Navstar*, fu concepito dal Ministero della Difesa statunitense come mezzo universale per determinare con ottima precisione il punto esatto in cui si trova un ricevitore. Le applicazioni del sistema GPS non sono limitate al campo militare, ma sono diponibili anche per uso civile, seppure con qualche limitazione della precisione ottenibile nelle misure. Il principio di funzionamento, si veda [12, 13], è basato sull'emissione, da parte di una costellazione di 24 satelliti in navigazione (si veda figura 3.4), di segnali complessi che permettono di ricavare informazioni relative al tempo e alle distanze tra i satelliti e il ricevitore. Attraverso la ricezione e l'interpretazione di tali segnali è possibile realizzare un posizionamento tridimensionale in tempo reale. L'ipotesi fondamentale è costituita dal fatto che la posizione dei satelliti nello spazio risulti nota in ogni istante; se è dunque possibile misurare la distanza tra un punto, del quale si voglia conoscere la posizione, e tre satelliti, sarà anche possibile ricavare le coordinate incognite del punto stesso dal sistema di tre equazioni del tipo:

$$d_{i,r} = \sqrt{(X_i - X_r)^2 + (Y_i - Y_r)^2 + (Z_i - Z_r)^2} \tag{3.1}$$

avendo posto:

- $d_{i,r}$: distanza tra il satellite i e il ricevitore r (viene misurata);

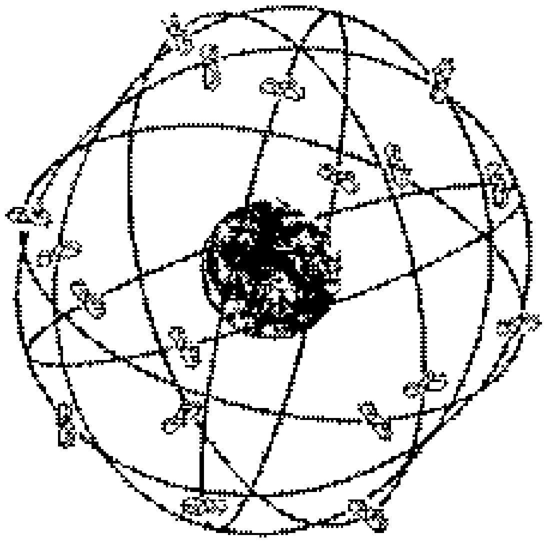


Figura 3.4. La costellazione dei satelliti GPS

- X_i, Y_i, Z_i: coordinate dell'i-esimo satellite (dette effemeridi), con i=1,2,3 (sono note);
- X_r, Y_r, Z_r: coordinate del ricevitore r (sono incognite).

Di fatto, però, la determinazione della distanza avviene attraverso la misura del tempo necessario al segnale per giungere dal satellite al ricevitore; essa è ottenuta come differenza tra il tempo di ricezione (letto sul ricevitore) e quello di trasmissione (letto sull'orologio del satellite). Questo richiederebbe che gli orologi dei tre satelliti e del ricevitore fossero sincronizzati; mentre quelli dei primi possono essere ritenuti adeguatamente sincronizzati, ciò, in realtà, non è possibile per il ricevitore e si deve quindi introdurre, come ulteriore incognita, l'offset tra le scale di tempo dei due gruppi di orologi. L'incognita aggiuntiva richiede l'osservazione di un quarto satellite; il sistema di equazioni (3.1) viene quindi riscritto introducendo l'offset ΔT e assumendo come grandezza osservabile non la distanza vera e propria, bensì la cosiddetta *pseudodistanza* (detta *pseudorange*), che è quella affetta dall'errore di sincronizzazione. L'equazione che si ottiene è la seguente:

$$p_{i,r} = d_{i,r} + c\Delta T \tag{3.2}$$

dove con c si è indicata la velocità di propagazione del segnale (nota), mentre con $p_{i,r}$ la pseudodistanza tra l'i-esimo satellite e il ricevitore. Invertendo la (3.2), si può così ottenere la posizione ricercata $d_{i,r}$.

Ogni satellite invia al ricevitore GPS un flusso di dati con velocità pari a 50 bit/s il quale è diviso in trame di 30 secondi (si veda [14], pp. 25-26): ognuna di esse contiene 1500 bit di informazione. Ciascuna trama è, poi, suddivisa in 5 sottotrame ciascuna contenente 300 bit. La prima sottotrama contiene il fattore di correzione dell'orologio del ricevitore GPS; la seconda e la terza contengono le effemeridi che definiscono l'orbita corrente del satellite; la quarta sottotrama contiene messaggi relativi alla navigazione ed allo stato del satellite; la quinta contiene l'almanacco della costellazione. I satelliti, inoltre, trasmettono periodicamente (fino ad un massimo di 1000 volte al secondo) un impulso di sincronizzazione; il ricevitore GPS aggiorna le loro coordinate e il suo orologio interno ogni 30 secondi, mentre valuta la sua distanza da ogni satellite per mezzo del tempo impiegato da ogni impulso a raggiungerlo, facendo riferimento al proprio clock corretto ogni 30 secondi. Il ricevitore è in grado di fornire la sua posizione ogni 250 ms mediante la trasmissione di 100 bit. In linea teorica l'aggiornamento potrebbe avvenire ogni millisecondo, ma questo non è possibile in quanto il ricevitore GPS calcola la propria posizione, oltre che con l'impulso ricevuto dal satellite, anche valutando il ritardo necessario ad allineare un'opportuna sequenza pseudocasuale locale con quella ricevuta. Questa operazione richiede del tempo e, attualmente, può essere realizzata fino a 4 volte al secondo.

Per quanto riguarda la precisione, quella che si ottiene nelle misure civili (codice C/A) con ricevitori economici è di circa 10 m, grazie al fatto che la restrizione sulla precisione del codice C/A, introdotta un tempo dagli Stati Uniti, è stata parzialmente rimossa. Se il ricevitore è in grado di ricevere i segnali da più di quattro satelliti contemporaneamente, è possibile sfruttare algoritmi matematici di correzione degli errori in modo da aumentare la precisione fornita. Questo può essere ottenuto anche mediante tecniche differenziali utilizzando una serie di stazioni di terra: in questo modo è possibile ridurre una parte significativa dell'errore commesso, dovuto al ritardo nella propagazione del segnale radio quando questo attraversa la ionosfera e la troposfera.

Il GPS differenziale, si veda [14] (cap. 6), è detto DGPS (*Differenzial GPS*) e comporta la cooperazione di due ricevitori: uno fisso, posto in un luogo di coordinate note a priori e utilizzato come stazione di riferimento, cioè in grado di ricevere con continuità il segnale emesso dal satellite, e l'altro mobile, che esegue le misure di posizione. I due ricevitori devono essere in grado di comunicare tra loro e devono essere posti ad una distanza non superiore a 200 km. Se essi risultano relativamente vicini, rispetto alla distanza con il satellite, il percorso del segnale, e quindi l'errore introdotto, può ritenersi praticamente uguale per entrambi ed essere perciò rimosso per differenza. Conoscendo la posizione del ricevitore di riferimento, si calcola il tempo necessario al segnale radio per raggiungerlo e lo si confronta con quello misurato. La differenza fornisce il termine per la correzione dell'errore, che viene poi inviato al ricevitore mobile; i dati di correzione trasmessi riguardano tutti i satelliti che la stazione fissa è in grado di ricevere. Affinché il ricevitore mobile possa apportare le necessarie correzioni durante gli intervalli di tempo tra un aggiornamento e il successivo, vengono anche trasmessi i tassi di variazione delle correzioni stesse.

La migliore precisione introdotta dal DGPS non elimina, però, tutti gli errori; occorre anche considerare, ad esempio, le imprecisioni sulla collocazione del sito. Inoltre è utile osservare che la correzione è tanto più efficace quanto più il ricevitore mobile è vicino al sito di riferimento.

3.2.3 Parametri relativi alla pressione

Per il corretto monitoraggio delle condizioni di volo del velivolo occorre rilevare le pressioni che agiscono sulla sua struttura. A questo scopo è necessario tener presente due importanti teoremi, (si veda [15], pp. 432-433), validi nel campo subsonico, cioè considerando l'aria non comprimibile[2]:

1. *Teorema di continuità*: in un tubo di flusso la quantità di fluido che entra è sempre uguale a quella che esce e, lungo il tubo, la velocità è maggiore nella sezione minore e viceversa, in rapporto inverso alla sezione delle aree stesse;

[2]Il mezzo nel quale il velivolo si muove, cioè l'aria, viene considerato un fluido incomprimibile per velocità di volo sino a 200 m/s.

2. *Teorema di Bernoulli*: lega tra loro la velocità della vena fluida e la sua pressione statica secondo la seguente relazione:

$$p_s + \frac{1}{2}\rho v^2 = P_{tot} = cost \tag{3.3}$$

dove p_s è la pressione statica, mentre il secondo termine della somma rappresenta la pressione dinamica (ρ indica la densità del fluido, v la sua velocità), cioè l'equivalente in pressione della velocità del fluido.

La pressione statica e quella dinamica sono le grandezze che occorre monitorare nel caso in esame, il che può essere fatto sfruttando il principio del tubo di Pitot (si veda [11]). La pressione statica viene rilevata mediante opportuni sensori situati ai lati della fusoliera (prese statiche), mentre quella dinamica viene ottenuta per differenza tra la pressione totale, misurata tramite un sensore posizionato sulla punta della fusoliera (presa d'impatto), e quella statica. Come si può notare dall'equazione (3.3), l'indicazione della pressione dinamica è influenzata dalla densità dell'aria e dipende, quindi, dalla quota.

3.2.4 Parametri relativi alla velocità

Le velocità che è necessario monitorare sono, si veda [11], la velocità verticale, detta *barometrica*, e la velocità vera dell'aria, detta TAS (*True Air Speed*).

La velocità verticale viene rilevata sfruttando la misura di un altro parametro, cioè la *quota barometrica*. Essa indica la distanza verticale tra un punto del terreno ed il livello del mare; impropriamente, ma ormai diffusamente, si usa anche per indicare la distanza verticale tra il velivolo ed una superficie di riferimento, di solito il livello del mare (SL, *Seal Level*).

Per misurare la velocità di volo si utilizza il cosiddetto "anemometro a tubo di Pitot" (si veda quanto illustrato nel paragrafo § 3.2.3); con esso, ricordando l'equazione (3.3), è possibile ottenere l'indicazione reale della velocità, ma soltanto se la densità dell'aria, entro la quale il velivolo si muove, coincide con quella dell'*aria tipo*[3] a livello del mare. Negli altri casi la velocità

[3]È l'aria a caratteristiche standard, alla quale si riferiscono le prestazioni del velivolo e dei motori riportate nei manuali. A livello del mare essa è caratterizzata da: *Temperatura* +15 °C, *Pressione* 1013,2 millibar, *Peso specifico* 1,226 kg/m^3. Un metodo empirico, ma efficace, è quello di considerare la diminuzione di temperatura di 2 °C ogni 1000 Fts.

misurata è la velocità indicata dell'aria, detta IAS (*Indicate Air Speed*). Se la densità dell'aria varia, in diminuzione o in aumento, la TAS sarà maggiore della IAS nel primo caso e minore nel secondo, in accordo con la relazione:

$$TAS = IAS\sqrt{\frac{\rho_0}{\rho}} \tag{3.4}$$

dove ρ è la densità effettiva dell'aria dentro la quale il velivolo si muove. Per conoscere la TAS è quindi necessario correggere la misura della IAS mediante apposite tabelle in funzione della quota e della temperatura. Una regola empirica, ma efficace, che però tiene conto della sola variazione di quota è la seguente:

$$TAS = IAS + (2\% IAS \text{ ogni } 1000 \text{ Fts}) \tag{3.5}$$

I velivoli moderni hanno comunque uno strumento che fornisce direttamente il valore della TAS.

3.2.5 Bit rate relativo al flusso dati aeronautico

I parametri analizzati nei paragrafi precedenti vengono utilizzati per poter effettuare una stima del bit rate relativo al flusso dati della parte aeronautica, nell'ambito del telecomando e della telemetria. Le voci necessarie a questo scopo sono l'intervallo di valori da coprire, la precisione necessaria e la frequenza con cui devono essere aggiornati; esse sono state fornite dal *Dipartimento di Ingegneria Aeronautica e Spaziale* del Politecnico di Torino, in base alle future condizioni di funzionamento previste per il velivolo, e vengono raccolte nella tabella 3.1. Per calcolare la quantità di valori necessari all'interno del range fornito (relativo ad ogni parametro), si è diviso quest'ultimo per la precisione richiesta; nel caso in cui la precisione sia espressa in percentuale, la quantità di valori viene calcolata come: 100/precisione. Dal numero di valori si è effettuata la conversione in numero di bit prendendone il logaritmo in base 2 ed arrotondandone il risultato all'intero superiore per ottenere un numero intero. Nella tabella 3.2 vengono riportati i valori del bit rate minimo e di quello effettivo. Quello minimo è stato calcolato moltiplicando la quantità di bit ottenuta per la rispettiva frequenza con cui devono essere aggiornati; quello effettivo tiene conto del fatto che la trasmissione

Tabella 3.1. Dati aeronautici relativi al telecomando e alla telemetria del velivolo

Descrizione	**Range**	**Precisione**	**Frequenza**
			[Hz]
Velocità ang. asse corpo p	(-20÷20) gradi/s	0.01%	100
Velocità ang. asse corpo q	(-20÷20) gradi/s	0.01%	100
Velocità ang. asse corpo r	(-20÷20) gradi/s	0.01%	100
Accelerazione asse corpo N_x	(0÷5) g	0.03%	100
Accelerazione asse corpo N_y	(0÷5) g	0.03%	100
Accelerazione asse corpo N_z	(0÷10) g	0.03%	100
Angolo di rollio	(-100÷100) gradi	0.5 gradi	100
Angolo di pitch	(-90÷90) gradi	0.5 gradi	100
True Heading	(0÷360) gradi	1 grado	20
GPS	-	100 bit	4
Pressione statica	(0÷43) Inch Hg	0.02%	20
Pressione dinamica	(0÷24) Inch Hg	0.02%	20
Quota barometrica	(0÷30) km	20 m	20
Velocità barometrica	(-10÷10) m/s	0.5 m/s	20
True Air Speed	(0÷50) m/s	0.5 m/s	20

avviene ad ottetti e quindi il numero di bit calcolato, in ogni parametro, è stato espanso al multiplo di otto immediatamente superiore.

3.3 Dati energetici

Un'ulteriore analisi del flusso dati da trasmettere e da ricevere considera i parametri di carattere energetico relativi, in particolar modo, alle celle a combustibile, dette *fuel cells*. Per poter identificare la quantità di informazione utile per un corretto funzionamento delle celle a combustibile, è necessario comprendere il loro principio di funzionamento. Di seguito si analizzeranno le nozioni fondamentali indispensabili per la comprensione del tipo di dati, da monitorare e da controllare, forniti dai sensori relativi alle fuel cells presenti a bordo del velivolo.

Tabella 3.2. Velocità del flusso dati relativo ai patrametri aeronautici

Descrizione	**Bit Rate minimo**	**Bit Rate effettivo**
	[kbit/s]	[kbit/s]
Velocità angolare asse corpo p	1.4	1.6
Velocità angolare asse corpo q	1.4	1.6
Velolità angolare asse corpo r	1.4	1.6
Accelerazione asse corpo N_x	1.2	1.6
Accelerazione asse corpo N_y	1.2	1.6
Accelerazione asse corpo N_z	1.2	1.6
Angolo di rollio	0.9	1.6
Angolo di pitch	0.9	1.6
True Heading	0.18	0.32
GPS	0.4	0.416
Pressione statica	0.26	0.32
Pressione dinamica	0.26	0.32
Quota barometrica	0.22	0.32
Velocità barometrica	0.12	0.16
True Air Speed	0.14	0.16
Totale	***11.18***	***14.816***

3.3.1 Principio di funzionamento delle celle a combustibile

L'energia elettrica è la più versatile forma di energia utilizzabile. Il suo maggiore inconveniente, però, è certamente la sua produzione che di solito necessita di impianti elettrici di grandi dimensioni se si vuole ottenere una sufficiente quantità di potenza. Le comuni batterie, nonostante abbiano il vantaggio di poter essere anche molto piccole, hanno un'energia limitata sia come quantità che come durata. Questi svantaggi conducono perciò ad un abbandono dell'utilizzo delle comuni batterie su Heliplat, a favore invece delle più vantaggiose celle a combustibile.

Una cella a combustibile trasforma l'energia chimica in energia elettrica e può essere definita come qualcosa tra un normale motore a combustibile e una batteria. Come il primo è continuamente alimentato da un'appropriato carburante e come la seconda produce energia elettrica continua. Il principio di funzionamento delle celle a combustibile, si veda [16, 17], è relativamente semplice: fondamentalmente è l'opposto dell'elettrolisi dell'acqua. In una cella a combustibile l'idrogeno, cioè il combustibile, è combinato con l'ossigeno attraverso degli elettrodi ed un elettrolita per formare l'acqua; durante questo processo si genera l'elettricità . Facendo riferimento alla figura 3.5, è possibile esemplificare il principio di funzionamento secondo i seguenti passi:

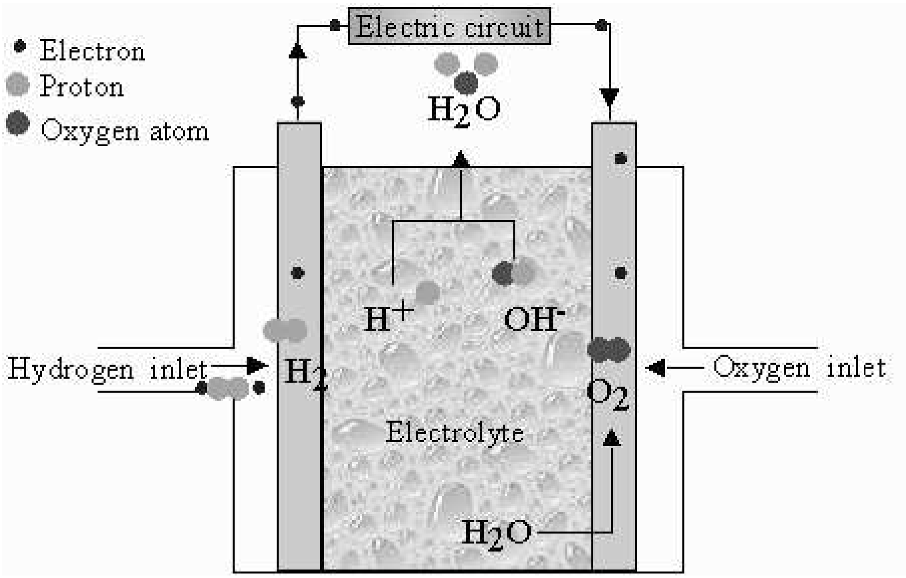


Figura 3.5. Esemplificazione del principio di funzionamento delle celle a combustibile

1. la reazione chimica inizia quando dall'anodo della cella a combustibile viene inserito l'idrogeno. L'anodo permette all'idrogeno di rilasciare i suoi elettroni diventando una particella carica positivamente chiamata ione H^+;

2. dal lato opposto della cella il catodo absorbe l'ossigeno generando un potenziale che richiama gli elettroni attraverso un circuito esterno. Quando l'ossigeno absorbito riceve due elettroni forma, grazie all'acqua presente nell'elettrolita, una particella carica negativamente detta ione ossidrile (OH^-), che si combina, poi, con gli ioni H^+;

3. dal punto di vista dell'elettrolita ci sono sia una carica positiva che negativa insieme. Esso funziona come una valvola unidirezionale bloccando gli elettroni, l'idrogeno gassoso, l'ossigeno gassoso e lo ione ossidrile, permettendo soltanto alle cariche positive H^+ di diffondersi attraverso di esso;

4. quando uno ione H^+ incontra uno ione OH^- reagisce con esso formando l'acqua (H_2O). Il catodo espelle l'acqua ed absorbe più ossigeno per iniziare nuovamente la reazione.

La singola struttura appena descritta non è in grado di alimentare un dispositivo elettrico in quanto può generare, al più, un potenziale di 1 V. Per ottenere un valore di tensione maggiore è possibile assemblare insieme una serie di celle detta *stack*. La quantità di corrente elettrica che una cella può produrre, a parità di tensione, è proporzionale alla sua dimensione.

Per quanto riguarda il carburante, si veda [16] (p. 3), di solito esso non è costituito direttamente da idrogeno gassoso, ma da combustibili più convenienti come idrocarburi, metanolo o idrazina; quest'ultima, sebbene tossica e molto costosa, risulta avere un rendimento elevato. I combustibili citati vengono fatti reagire con un apposito catalizzatore, a determinate temperature, formando idrogeno e altri prodotti che devono essere rimossi.

L'efficienza degli impianti di potenza delle celle a combustibile è quasi doppia rispetto a quella degli impianti convenzionali. Inoltre essa non è in funzione della dimensione dell'impianto e del carico a cui le celle sono collegate: gli impianti delle celle a combustibile in piccola scala hanno la stessa efficienza di quelli su larga scala e, analogamente, le operazioni a carico parziale hanno la stessa efficienza di quelle a pieno carico. Questo aspetto è importante in quanto un'elevata efficienza significa risparmio di carburante da parte del produttore e di costi per il consumatore.

3.3.2 Parametri del sistema energetico

A bordo del velivolo è necessario avere tre serbatoi: uno per l'acqua, uno per l'idrogeno e uno per l'ossigeno. In essi, così come in altri punti del sistema energetico, è necessario monitorare la pressione, mediante un sensore P, la temperatura, mediante un sensore T, e la portata, mediante un sensore W, come illustrato in figura 3.6.

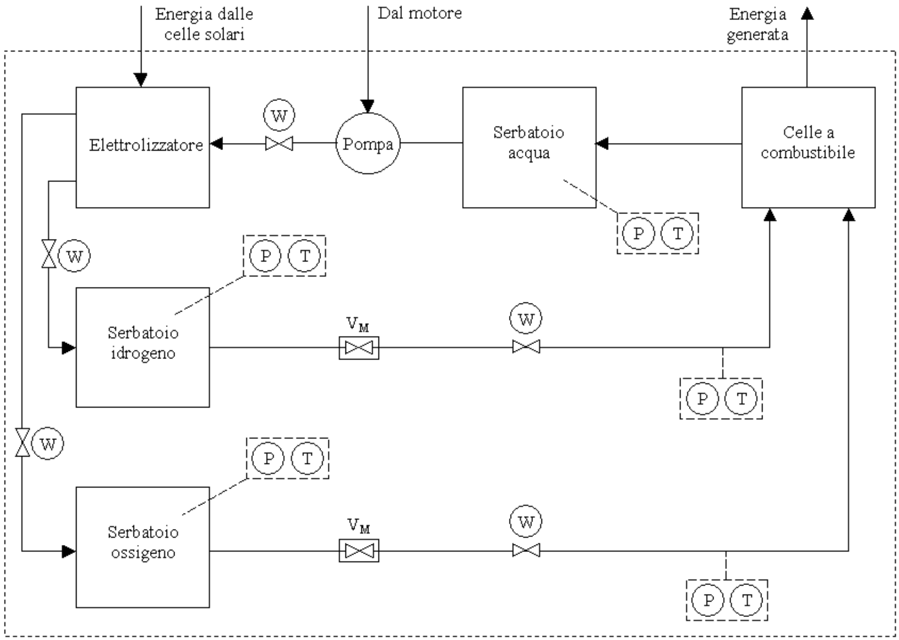


Figura 3.6. Schema di funzionamento del sistema energetico

Essa mostra la presenza di un elettrolizzatore il quale, alimentato dalle celle solari (si veda § 3.4.1), durante il giorno separa l'acqua contenuta nel relativo serbatoio, che probabilmente sarà collocato nelle ali del velivolo, in idrogeno e ossigeno, raccolti anch'essi nelle rispettive cisterne (come si vedrà in seguito, i serbatoi vengono mantenuti sotto pressione e vengono controllati in temperatura). Durante la notte, invece, l'idrogeno e l'ossigeno vengono mandati alle celle a combustibile mediante apposite valvole motorizzate, indicate con V_M, che ne regolano il flusso. Le celle a combustibile produrranno, con un certo rendimento, l'energia necessaria ad alimentare i motori e l'acqua da riportare nuovamente nel serbatoio per mezzo di una pompa centrifuga. Sia le valvole motorizzate che la pompa vengono alimentate elettricamente, mediante appositi comadi da terra, e viene monitorato il loro corretto funzionamento tramite la telemetria. In generale, però, il sistema difficilmente richiederà sia la pompa sia le valvole motorizzate: se la pompa è a numero di giri variabile, automaticamente varierà il suo punto di funzionamento in funzione della portata, senza bisogno di una regolazione fine con valvole motorizzate. Se invece la pompa è a numero di giri fisso è sufficiente un controllo ON/OFF affiancato, però, all'uso di valvole il cui motorino deve poter essere controllato in modo continuo.

Siccome il funzionamento delle celle a combustibile si basa su particolari reazioni chimiche (si veda a tale proposito quanto esposto nel § 3.3.1) è fondamentale poter controllare le variabili termodinamiche di maggior interesse. Affinchè le reazioni avvengano correttamente, infatti, è necessario garantire determinati valori di temperatura nei serbatoi dove gli opportuni reagenti vengono raccolti. Gli elettroliti acquosi, inoltre, sono utilizzabili solo fino ad una temperatura massima di 100 °C (o poco più), a causa della loro rapida degradazione alle alte temperature ed alla loro elevata pressione di vapore acqueo, e fino ad una temperatura minima di 0 °C, a causa del problema della solidificazione dell'elettrolita acquoso in ghiaccio. La temperatura operativa gioca un ruolo importante anche nella scelta del tipo di carburante da utilizzare; nella maggior parte delle applicazioni pratiche, le *celle a bassa temperatura*[4] con elettrolita acquoso possono utilizzare, come carburante, soltanto l'idrogeno. Le *celle ad alta temperatura*, invece, possono fare uso anche di idrocarburi in quanto, in queste condizioni, è necessaria una minore attività catalitica. Il controllo della temperatura è dunque fondamentale anche nel processo di "estrazione" dell'idrogeno dal carburante utilizzato, ad esempio idrazina, che deve avvenire sotto precise condizioni termiche. Da queste considerazioni si evince l'importanza di inviare a terra dati precisi sulle temperature che vengono rilevate da opportuni sensori.

Uno dei problemi principali delle celle a combustibile, si veda [17] (p. 130), è quello di accelerare le reazioni che avvengono al loro interno; questo sarebbe possibile lavorando a temperature elevate le quali, però, sono strettamente limitate ad un centinaio di gradi centigradi per i motivi descritti in precedenza. Un possibile rimedio consiste nell'utilizzare una soluzione salina che presenta, però, problemi di corrosione. Un metodo alternativo per operare

[4]Esistono due tipi di celle solari a seconda della temperatura di funzionamento: le *Low Temperature Fuel Cells* e le *High Temperature Fuel Cells*.

al di sopra di 100 °C consiste nel lavorare sotto pressione; in questo caso risultano ancora validi i vantaggi relativi all'utilizzo di soluzioni elettrolitiche acquose. Inoltre lavorando a pressioni elevate è possibile ridurre il volume occupato dall'idrogeno e dall'ossigeno; l'obiettivo è quello di riuscire a lavorare con una pressione fino a 20 bar alla temperatura di 10 °C. Da quanto esposto si deduce che è anche necessario disporre di sensori di pressione per poter monitorare le corrette condizioni di lavoro.

3.3.3 Bit rate relativo al flusso dati energetico

I parametri del sistema energetico che è necessario rilevare sono stati analizzati nel paragrafo precedente: come si è visto, essi vengono misurati tramite opportuni sensori e le informazioni così ricavate vanno a costituire il flusso dati relativo alla parte energetica. Per ogni parametro è necessario rilevare la quantità di dispositivi necessari, la precisione richiesta e la frequenza con cui devono essere aggiornati i dati. Tali informazioni sono state fornite dal *Dipartimento di Ingegneria Energetica* del Politecnico di Torino, sulla base delle condizioni di lavoro previste a bordo del velivolo, e vengono raccolte nella tabella 3.3. Per poter monitorare le grandezze rilevate dai sensori e i

Tabella 3.3. Dati energetici relativi alle celle a combustibile

Descrizione	**Quantità**	**Precisione**	**Frequenza**
		[digit]	[Hz]
Sensori di pressione	5	4	1
Sensori di temperatura	5	4	1
Sensori di portata	6	4	1
Pompa cenrifuga	1	4	1
Valvole motorizzate	2	4	1

dispositivi relativi al sistema energetico è richiesta una precisione di quattro cifre decimali (digit). Con procedimento analogo a quello visto nel caso aeronautico (§ 3.2.5), si è calcolato il numero di bit per ogni voce e quindi, in base alla frequenza, il bit rate minimo e quello effettivo, cioè considerando gli ottetti. I risultati sono mostrati in tabella 3.4. Siccome uno studio defini-

Tabella 3.4. Velocità del flusso dati relativo ai patrametri energetici

Descrizione	Bit Rate minimo	Bit Rate effettivo
	[bit/s]	[bit/s]
Sensori di pressione	70	80
Sensori di temperatura	70	80
Sensori di portata	84	96
Pompa centrifuga	14	16
Valvole motorizzate	28	32
Totale	***266***	***304***

tivo sui parametri del sistema energetico non esiste ancora, al più potrebbe essere necessario raddoppiare il numero di dispositivi e quindi il bit rate totale; questa modifica risulterebbe comunque del tutto ininfluente sul calcolo del flusso dati complessivo, che verrà esaminato nel § 3.5, e in seguito verrà perciò trascurata.

3.4 Dati elettrici

Il flusso dati da trasmettere e ricevere tra terra e velivolo comprende, oltre a quanto fin qui analizzato, anche le informazioni di carattere elettrico. Queste riguardano in particolar modo il monitoraggio delle celle solari (o celle fotovoltaiche), nonché la gestione dei motori di bordo ed una completa diagnostica degli azionamenti elettrici indispensabili per un corretto funzionamento del velivolo. Nel seguito, come nelle sezioni precedenti, verranno brevemente analizzate le nozioni basilari, relative alle celle solari che rappresentano la parte più critica del sistema elettrico, per poter comprendere i parametri fondamentali da controllare.

3.4.1 Principio di funzionamento delle celle solari

Le celle solari sono dei dispositivi che convertono l'energia solare in elettricitào direttamente, tramite l'effetto fotovoltaico, o indirettamente, convertendo dapprima l'energia solare in calore o in energia chimica (si veda [18]).

Quelle più comuni sfruttano l'effetto fotovoltaico (PV, *Photovoltaic*) in cui la luce cade su un dispositivo semi-conduttore a due strati rilasciando al suo interno cariche elettriche (elettroni e lacune) libere di muoversi, come mostrato in figura 3.7. Tale processo fa si che si produca una differenza di

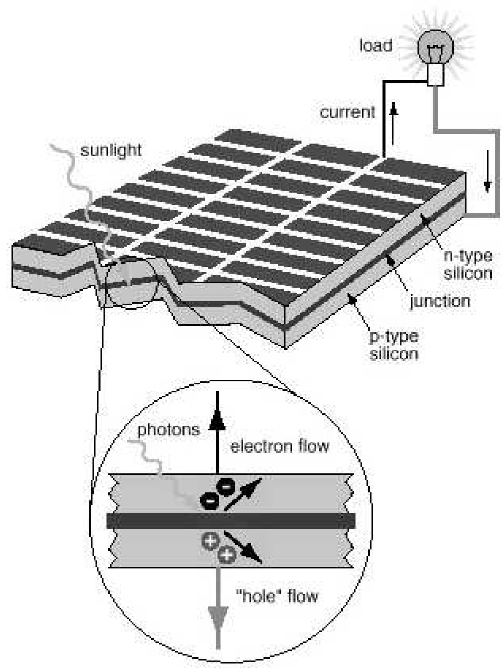


Figura 3.7. Effetto fotovoltaico in una cella solare

potenziale tra essi, detta *fotovoltaggio*. Questo tipo di cella viene chiamata *flat panel* ed è di grandi dimensioni; esiste anche un altro tipo di cella solare, detta *concentrator*, la quale è di piccole dimensioni ed utilizza specchi o lenti per concentrare la luce del sole. La scelta del tipo di cella è determinata dal costo e dal peso del sistema.

Le celle solari vengono costruite, si veda [19], partendo da strati di singolo cristallo, o di tipo policristallino o da film sottile. Un pannello solare contiene due strati di silicio, uno esposto alla luce del sole e l'altro al buio (sul retro del pannello). Sul lato esposto è presente una griglia di metallo per i contatti elettrici, grande abbastanza per raccogliere facilmente la corrente prodotta dalle celle e piccola abbastanza per non ostruire la luce che colpisce la superficie.

Siccome le singole celle fotovoltaiche hanno una tensione di lavoro di circa 0.5 V, di solito sono connesse insieme in serie, formando una struttura detta *pannello*, in modo da fornire tensioni più elevate. All'interno del pannello ogni area rettangolare delineata dai contatti elettrici è una cella solare: queste possono essere centinaia.

Se un'applicazione richiede più potenza di quella fornita dal singolo pannello, possono essere realizzati dei sistemi più grandi collegando assieme un certo numero di pannelli aumentandone, però, la complessità.

3.4.2 Parametri del sistema elettrico

Le grandezze da controllare in questo sistema sono relative alle tensioni dei dispositivi utilizzati ed alla temperatura a cui essi sono sottoposti nelle condizioni di normale funzionamento. Una parte importante da comandare e monitorare riguarda i motori di bordo: il numero di azionamenti previsti sul velivolo è pari ad otto. Su ognuno di essi è necessario eseguire delle operazioni di controllo del normale funzionamento e di diagnostica per mezzo di un microprocessore che è in grado di comunicare in modo bidirezionale, su un canale indipendente o comunque riconoscibile, utilizzando segnali basati su almeno sei bit. Questi ultimi corrispondono a segnali di diagnosi e comando codificati attraverso un opportuno protocollo; nel § 3.4.3 tali bit verranno posti pari ad otto per ragionare in ottetti. Il microprocessore viene anche utilizzato nelle situazioni di emergenza, ad esempio per comandare da terra l'esclusione di un motore nel caso in cui esso comprometta il corretto funzionamento del velivolo (si pensi alla situazione in cui esso vada in fiamme). Pertanto è necessario poter inviare a terra i segnali relativi ai valori di temperatura rilevati in un certo numero di punti (al più 16) del sistema di azionamenti.

Occorre anche monitorare il funzionamento delle celle fotovoltaiche, per cui il flusso dati di telemetria conterrà anche dei segnali riguardanti i valori di tensione e temperatura rilevati in opportune posizioni di tali dispositivi; anche in questo caso il numero di sensori è al più pari a 16. La necessità di monitorare la temperatura è dovuta al fatto che, al di fuori dell'intervallo di valori di funzionamento previsto, le celle solari non funzionano più correttamente o rischiano di danneggiarsi.

Il sistema elettrico prevede anche la presenza di batterie tampone per garantire la tensione agli *inverter*[5] dei motori con una dinamica sufficientemente veloce che le celle al momento non possono, probabilmente, supportare. Come nel caso delle celle solari, anche per le batterie è necessario monitorare la tensione e la temperatura di funzionamento.

3.4.3 Bit rate relativo al flusso dati elettrico

La rilevazione delle grandezze elettriche che vanno a comporre il flusso dati, tiene conto della quantità di dispositivi da controllare, dell'intervallo di valori all'interno del quale possono oscillare, della precisione necessaria e della frequenza di aggiornamento. Tali specifiche sono state fornite dal *Dipartimento di Ingegneria Elettrica Industriale* del Politecnico di Torino e tengono conto delle caratteristiche di funzionamento richieste dai dispositivi a bordo del velivolo; i risultati sono mostrati in tabella 3.5. Nel caso delle batterie tampone, delle celle solari e degli azionamenti, la voce quantità indica il numero di sensori necessari a monitorare la relativa grandezza.

Tabella 3.5. Dati relativi ai parametri elettrici

Descrizione	**Quantità**	**Range**	**Precisione**	**Freq.**
				[Hz]
Tensione batt. tamp.	8	(-0÷400) V	10 V	1
Temper. batt. tamp.	8	(-50÷100) °C	1 °C	1
Tensione celle solari	16	(0÷400) V	10 V	1
Temper. celle solari	16	(-50÷300) °C	1 °C	1
μP di gestione	8	-	8 bit	1
Temper. azionamenti	16	(-50÷250) °C	1 °C	1

Nella tabella 3.6, invece, vengono riportati il bit rate minimo e quello effettivo calcolati con il procedimento già utilizzato nel caso aeronautico,

[5]L'inverter è un dispositivo che trasforma l'alimentazione continua in alternata.

§ 3.2.5, e in quello energetico, § 3.3.3.

Tabella 3.6. Velocità del flusso dati relativo ai parametri elettrici

Descrizione	**Bit Rate minimo**	**Bit Rate effettivo**
	[bit/s]	[bit/s]
Tensione batt. tamp.	48	64
Temperatura batt. tamp.	64	64
Tensione celle solari	96	128
Tempereratura celle solari	144	256
μP di gestione	64	64
Temperatura azionamenti	144	256
Totale	***560***	***832***

3.5 Flusso dati complessivo in down-link

La stima del flusso dati complessivo in down-link può essere ottenuta sommando i risultati relativi alle sezioni aeronatutica, energetica ed elettrica analizzate in precedenza. Tale risultato è riportato nella tabella 3.7 mantenendo la distinzione tra bit rate minimo ed effettivo. Come si può notare,

Tabella 3.7. Velocità del flusso dati complessivo in down-link

Flusso dati	**Bit Rate minimo**	**Bit Rate effettivo**
	[kbit/s]	[kbit/s]
Aeronautico	11.180	14.816
Energetico	0.266	0.304
Elettrico	0.560	0.832
Complessivo	***12.006***	***15.952***

la parte rilevante risulta essere quella relativa ai parametri di carattere aeronautico, mentre incidono poco le sezioni energetica ed elettrica. Questo è spiegabile in quanto le grandezze relative al corretto mantenimento in volo dell'aereo risultano presenti in quantità nettamente superiore rispetto a quelle degli altri sistemi.

Nel § 3.3.3 si era accennato all'eventualità di raddoppiare il flusso dati energetico. Questo porterebbe ad un bit rate totale rispettivamente di 12.272 kbit/s per quello minimo, e di 16.256 kbit/s per quello effettivo; la variazione risulta pertanto del tutto trascurabile confermando, dunque, quanto già anticipato. Al valore di bit rate così calcolato bisognerà ancora aggiungere alcuni bit dedicati alla telemetria dei dati relativi al corretto funzionamento dei payload di bordo: questi dati sono di tipo asincrono, ma si può ipotizzare di fissare a zero tali bit nei momenti in cui essi non vengano utilizzati. Al momento, comunque, non sono ancora disponibili dei dati certi sul numero di bit effettivamente richiesto dai dispositivi che verranno montati a bordo di Heliplat. I tipi di payload più critici, dal punto di vista del flusso dati, sono quelli ottici, in quanto richiedono un elevato numero di controlli.

Il flusso dati che occorrerà fisicamente trasmettere dovrà tenere conto, oltre che dei bit riservati al monitoraggio dei payload, anche di quelli utilizzati per l'intestazione dei pacchetti con cui viene trasferita l'informazione (si veda il capitolo 2 relativo alla filosofia CCSDS). Con queste aggiunte viene ipotizzato un bit rate in down-link di *32 kbit/s*, cioè pari a circa il doppio di quello effettivo complessivo mostrato in tabella 3.7.

3.6 Flusso dati complessivo in up-link

Per valutare il flusso dati necessario in up-link, occorre tener presente che possono essere utilizzate due opzioni in funzione dell'entità di dati da trasmettere.

La prima è quella relativa alle normali condizioni di volo, in cui è presente a bordo un dispositivo software, denominato *flight-manager*, che gestisce il volo utilizzando delle rotte predefinite memorizzate al suo interno. Questi dati vengono poi forniti all'*autopilota* il quale consente di utilizzare il flusso ricevuto per calcolare le opportune correzioni da fornire al velivolo. In questa situazione si suppone, in seguito alla simmetria tra i parametri da monitorare e da telecomandare, di dedicare lo stesso bit rate valutato per il down-link. Anche in questo caso appare dunque adeguato un valore di bit rate pari a *32 kbit/s*; come visto nel § 3.5, esso tiene già conto dell'intestazione dei pacchetti e dei comandi da inviare da terra per telecomandare i payload (ad esempio l'accensione, lo spegnimento, il puntamento, ecc.).

La seconda opzione viene invece utilizzata in condizioni di emergenza, cioè quando nel flusso dati della telemetria si riscontrano delle anomalie rispetto alle rotte predefinite contenute nel flight-manager; i comandi necessari vengono allora inviati direttamente da terra, oppure è possibile trasmettere un'intera nuova rotta come una successione di punti raccolti in una tabella; un'altra eventualità potrebbe essere l'aggiornamento del software presente a bordo, eseguendo il caricamento di eventuali programmi o dati. Per tenere conto di tutte queste possibilità, il bit rate utilizzato in up-link in condizioni di normale funzionamento (32 kbit/s) è stato maggiorato ad un valore pari a *100 kbit/s*.

Capitolo 4

Il canale di propagazione

4.1 Introduzione

Il progetto di un sistema di telecomunicazioni necessita, innanzitutto, di una buona caratterizzazione del canale propagativo utilizzato per la trasmissione dell'informazione. Questo aspetto assume notevole importanza nel caso del telecomando e della telemetria di *Heliplat*, in quanto il flusso di dati scambiato non è relativo ad un servizio d'utente, bensì al corretto funzionamento del velivolo; ne risulta che la presenza di errori potrebbe far perdere il controllo all'aereo con conseguente pericolo, nel caso precipitasse, per l'incolumità delle persone presenti nell'area interessata. La trasmissione di segnali su canali radio è soggetta a diversi fenomeni ostili; alcuni di essi sono sempre presenti, come l'attenuazione di tratta, il rumore termico o i fenomeni fisici connessi con gli elementi costitutivi dell'atmosfera (assorbimento e rifrazione), mentre altri intervengono a seconda dell'ambiente in cui i segnali sono immersi (diffrazione e riflessione). Questi ultimi, con particolare riferimento alle riflessioni, generano delle repliche del segnale trasmesso che danno origine al fenomeno del *fading*.

Il fading è usato per descrivere la rapida fluttuazione dell'ampiezza di un segnale radio su di un breve periodo di tempo o di distanza da percorrere; in realtà esso dovrebbe essere indicato come fading in piccola scala (*small-scale fading*), per distinguerlo dall'attenuazione dovuta alla semplice propagazione del segnale (*large-scale variations*). Il fading è causato dall'interferenza tra due o più versioni del segnale trasmesso che arrivano al ricevitore ad istanti di tempo leggermente differenti. Tutte queste forme d'onda si ricombinano all'antenna ricevente dando origine ad un segnale denominato *multipath*, il quale può variare anche notevolmente in ampiezza e fase in relazione alla distribuzione dei ritardi di propagazione con cui giungono le varie forme d'onda e alla banda del segnale trasmesso.

Il fading è influenzato da molti fattori fisici del canale di propagazione. Uno di essi è costituito dalla presenza di riflessioni e dispersioni all'interno del canale che comporta un continuo cambiamento dell'ambiente di propagazione. Queste componenti arrivano all'antenna ricevente in tempi differenti e con diverse orientazioni spaziali, il che comporta una dissipazione dell'energia del segnale in ampiezza, fase e nel tempo. Le ampiezze delle varie componenti del multipath e le fasi casuali generano delle fluttuazioni nell'intensità del segnale che si traducono in fading e/o distorsioni.

Inoltre, è importante esaminare anche l'eventuale moto relativo tra il ricevitore e la stazione trasmittente che provoca un'apparente traslazione di frequenza per ogni componente del multipath. Questo fenomeno, relativo alla frequenza del segnale ricevuto, è chiamato *shift Doppler* ed è direttamente proporzionale alla velocità ed al moto relativo, secondo la direzione di arrivo del raggio del multipath; i differenti contributi comportano una traslazione casuale nella frequenza di modulazione. Lo shift Doppler può essere positivo o negativo, a seconda che il moto relativo tra ricevitore e stazione trasmittente sia, rispettivamente, in avvicinamento o in allontanamento.

Altro fattore da tenere in considerazione riguarda la velocità di eventuali oggetti circostanti in movimento, che comporta una variazione temporale dello shift Doppler sulle componenti del multipath. Questo effetto risulta predominante rispetto al fading se il movimento degli oggetti considerati è maggiore rispetto a quella del ricevitore mobile. In caso contrario esso può essere trascurato ed è necessario considerare solo la velocità del mobile.

Di notevole importanza risulta anche la larghezza di banda del segnale trasmesso: se infatti essa è maggiore di quella del canale, detta *banda di coerenza*, allora il segnale ricevuto risulta distorto in frequenza; questi aspetti saranno analizzati nel § 4.4.1.

4.2 L'effetto dei multipath nel tempo

La presenza del multipath genera differenti effetti che comportano fading; in particolare può causare una rapida variazione dell'intensità del segnale, una modulazione di frequenza casuale dovuta alla variazione degli shift Doppler sui differenti contributi, nonché una dispersione temporale dovuta ai ritardi di propagazione, producendo quelli che vengono indicati come *echi*.

Se si è ubicati all'interno di un ambiente costruito (si faccia riferimento, come esempio, alla situazione di un velivolo in atterraggio, come mostrato in figura 4.1), il fading può essere dovuto al fatto che l'antenna ricevente è installata in una posizione tale da non poter ricevere il raggio diretto inviato dalla stazione trasmittente. A volte, invece, può capitare che, sebbene

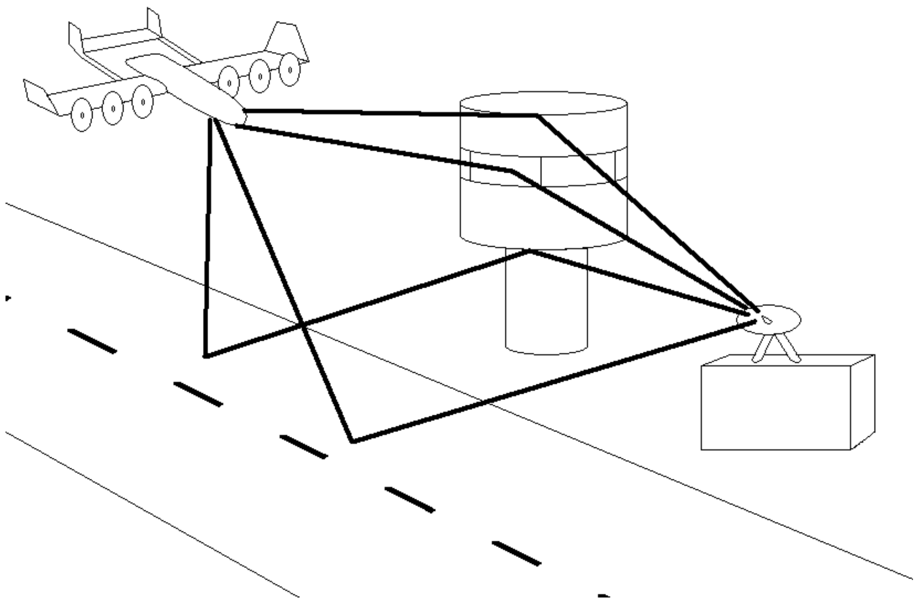


Figura 4.1. Esemplificazione del canale a cammini multipli in ambiente costruito

il raggio diretto sia presente, il fading si verifichi ugualmente a causa delle riflessioni del segnale trasmesso sul terreno o sulle costruzioni circostanti. In entrambi i casi si ha che le varie forme d'onda ricevute giungono da direzioni e con fasi differenti; ne risulta che il segnale complessivo è distorto in ampiezza. Le varie componenti in arrivo all'antenna ricevente vanno a sommarsi vettorialmente con conseguente comportamento *costruttivo*, nel caso in cui la somma avvenga in fase, o *distruttivo*, nel caso opposto. Quindi, anche se si analizzasse una situazione statica, cioè si considerasse un ricevitore fermo, si avrebbe un campo elettromagnetico non stazionario per lo spazio. Ciò comporta che, per locazioni anche molto vicine tra loro, il campo elettromagnetico possa subire attenuazioni molto consistenti. Quando il ricevitore è fisso, il segnale ricevuto potrebbe essere attenuato anche per il movimento degli oggetti presenti nel canale radio. Se poi il ricevitore è mobile, la variazione spaziale statica diventa una variazione nel tempo, cioè essendo il campo elettromagnetico nello spazio circostante il trasmettitore variabile, un ricevitore che si muove in esso avverte la variazione spaziale come una variazione nel tempo della risposta del canale. Ne risulta che un ricevitore in movimento ad alta velocità può passare attraverso diverse attenuazioni in periodi di tempo anche molto piccoli; infatti, a parità di campo statico, la velocità di risposta del canale dipende dalla velocità con cui il ricevitore si muove. Inoltre si deve considerare che le variazioni di fase del segnale ricevuto dipendono dalla frequenza della portante utilizzata e quindi, lavorando sui GHz, le variazioni di fase risultano elevate anche per piccoli spostamenti, essendo la lunghezza d'onda (λ) dell'ordine dei centimetri. Risulta lecito aspettarsi, quindi, delle situazioni più critiche in cui un ricevitore possa sostare in una zona in cui l'attenuazione del segnale sia praticamente totale. Quanto fin qui esposto evidenzia come possa essere molto difficoltoso riuscire a mantenere una buona comunicazione in presenza di cammini multipli.

4.2.1 Risposta all'impulso del canale affetto da multipath

Lo studio della risposta all'impulso caratterizza il canale e quindi consente di analizzare e simulare qualsiasi tipo di trasmissione radio, permettendo di confrontare le prestazioni di diversi sistemi di comunicazione.

Il canale radio mobile può essere modellizzato come un filtro lineare con risposta all'impulso tempo variante (si veda [20], pp. 143-147), dove la variazione nel tempo è dovuta al movimento spaziale del ricevitore, come analizzato nel § 4.2. Il comportamento come filtro è causato dalla somma dei vari contributi del multipath e dai differenti ritardi con cui giungono le forme d'onda al ricevitore. La presenza della dispersione nel tempo genera fading in frequenza, il quale produce l'effetto filtrante; questi concetti verranno trattati nel § 4.4.

Se in un ambiente costruito, tipo quello di figura 4.1, si irradia un impulso $u(t)$ "stretto" nel tempo, si ottiene la situazione mostrata in figura 4.2, nella quale si nota che i ritardi τ e le attenuazioni dipendono dal tempo. Se il

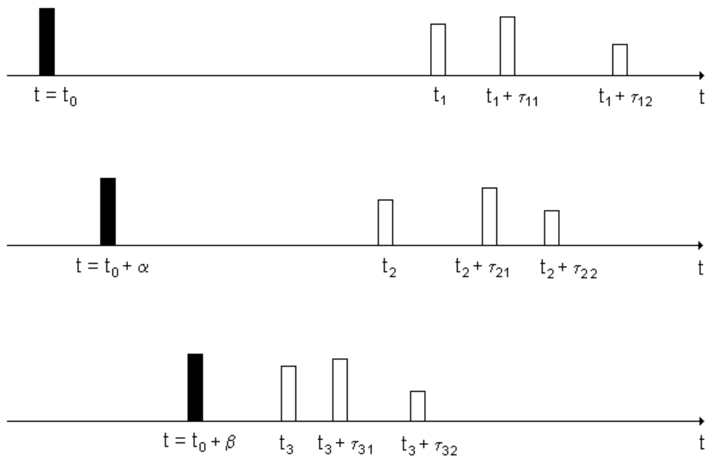


Figura 4.2. Esempio del modello tempo variante in un canale radio affetto da multipath

canale fosse tempo invariante, ritardare la trasmissione di un tempo pari ad α comporterebbe avere la ricezione dei tre impulsi considerati traslati temporalmente di α; nel caso considerato, invece, il ritardo dipende dal tempo τ e dall'istante t in cui si applica l'impulso trasmesso, il che implica avere un sistema tempo variante. La risposta all'impulso è, quindi, del tipo $h(t,\tau)$, anziché $h(\tau)$. Matematicamente il segnale trasmesso, espresso come la parte reale del segnale analitico (a sua volta legato all'inviluppo complesso), vale:

$$x(t) = \Re[u(t)e^{j2\pi f_0 t}] \tag{4.1}$$

mentre quello ricevuto è dato da:

$$y(t) = \Re[r(t)e^{j2\pi f_0 t}] \tag{4.2}$$

Il segnale ricevuto in un canale affetto da multipath consiste in una serie di repliche del segnale trasmesso, ma attenuate, ritardate temporalmente e ruotate di fase, per cui, tenendo conto di N cammini multipli, l'inviluppo complesso del segnale ricevuto può essere espresso come:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t,\tau) e^{j[2\pi f_0 \tau_i(t) + \varphi_i(t,\tau)]} u[\tau - \tau_i(t)] \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t,\tau) e^{j\phi_i(t,\tau)} u[\tau - \tau_i(t)] \end{aligned} \tag{4.3}$$

dove $\alpha_i(t,\tau)$ e $\tau_i(t)$ indicano, rispettivamente, l'ampiezza e il ritardo di propagazione dell'i-esima componente del multipath al tempo t. Il termine $\phi_i(t,\tau)$, invece, rappresenta la rotazione di fase dovuta alla propagazione in spazio libero dell'i-esima componente (termine $2\pi f_0 \tau_i(t)$) più una rotazione di fase aggiuntiva introdotta dal canale (termine $\varphi_i(t,\tau)$) e rappresenta la fase dell'i-esimo cammino. Per alcuni ritardi τ_i e tempi t, però, non è detto che vi sia una componente dovuta al multipath, il che comporta avere degli $\alpha_i(t,\tau)$ nulli. Se ora si fa tendere il generico impulso $u(t)$ ad una *delta di Dirac* $\delta(t)$, si ottiene la risposta all'impulso del canale al tempo t:

$$h(t,\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t,\tau) e^{j\phi_i(t,\tau)} \delta[\tau - \tau_i(t)] \tag{4.4}$$

La breve trattazione matematica mostra esplicitamente che i cammini multipli producono diverse repliche del segnale trasmesso, il cui numero dipende dall'ambiente nel quale la trasmissione è immersa; inoltre ciascuna replica è caratterizzata da un'attenuazione e da una fase propria. Facendo riferimento al termine $f_0 \tau_i(t)$ dell'equazione (4.3), si può affermare che, siccome il valore della frequenza f_0 è elevato (ordine dei gigahertz), una piccola variazione del ritardo di propagazione $\tau_i(t)$ provoca rotazioni di fase molto grandi, le quali danno luogo, nella somma vettoriale dei vari contributi, a interferenza che può passare da costruttiva a distruttiva nello spazio di una lunghezza d'onda (ordine dei centimetri).

4.3 L'effetto dei multipath in frequenza

L'insieme delle repliche del segnale che giungono al ricevitore in un ambiente costruito, possono introdurre fenomeni anche in frequenza oltre che nel tempo. Questo accade, come già accennato nel § 4.1, quando vi è un moto relativo tra trasmettitore e ricevitore; in questo caso ciascuna componente del segnale ricevuto subisce una traslazione di frequenza. Prima di analizzare l'effetto dello shift Doppler complessivo dovuto ai vari cammini, è utile ricordare brevemente come nasce questo fenomeno.

4.3.1 L'effetto Doppler

Consideriamo un ricevitore in movimento ad una velocità costante v che percorre un tratto di lunghezza pari a d, spostandosi dal punto A al punto B. La situazione è rappresentata in figura 4.3, dove con T si è indicato il trasmettitore remoto, supposto fermo. La differenza di cammino tra il trasmettitore e il punto A, rispetto a quella tra lo stesso e il punto B, alla quale il segnale è sottoposto, dipende dall'angolo θ secondo la relazione[1]:

$$\Delta l = d \cos\theta \tag{4.5}$$

Indicando con Δt l'intervallo di tempo impiegato dal ricevitore per spostarsi da A a B, l'equazione (4.5) può essere riscritta come:

$$\Delta l = v \Delta t \cos\theta \tag{4.6}$$

La differenza nella lunghezza del cammino di propagazione comporta una variazione di fase nel segnale ricevuto che, tenendo conto dell'equazione (4.6) può essere espressa come:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos\theta \tag{4.7}$$

dove con λ si è indicata la lunghezza d'onda.

[1] L'angolo θ è considerato lo stesso sia in A che in B; questo è lecito se si considera il trasmettitore T a grande distanza (teoricamente tendente ad infinito).

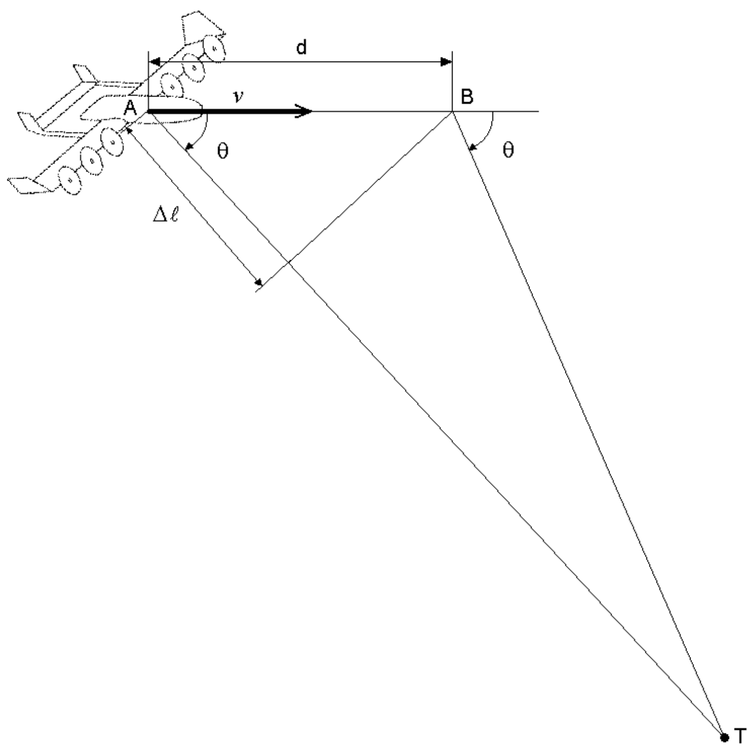


Figura 4.3. Rappresentazione che illustra come nasce l'effetto Doppler

Questi risultati permettono di esprimere l'apparente traslazione di frequenza (effetto Doppler), sulla base della sua relazione con la fase, nel seguente modo:

$$f_D \triangleq \frac{1}{2\pi}\frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda}\cos\theta = \frac{v_r}{c}f_0 \tag{4.8}$$

in cui con v_r si indica la velocità radiale, mentre c rappresenta la velocità della luce ($\lambda = c/f_0$).

L'equazione (4.8) mostra come lo shift Doppler dipenda dalla velocità v del ricevitore e dall'angolo spaziale presente tra la direzione del moto e quella di arrivo del segnale trasmesso; nel caso in cui anche il trasmettitore sia in movimento si considera la velocità relativa. Sempre dall'equazione (4.8) si può affermare che l'effetto Doppler è positivo, cioè la frequenza apparente ricevuta è maggiore, se il ricevitore si avvicina alla sorgente trasmittente ($\theta > 0$) e viceversa. La velocità che conta, quindi, non è quella assoluta, bensì la radiale.

4.3.2 L'effetto Doppler in presenza di multipath

Il risultato ottenuto nel precedente paragrafo per un singolo segnale può essere generalizzato nel caso di canale con multipath. In presenza di cammini multipli, infatti, ciascun contributo viene sottoposto all'effetto Doppler e quindi comporta una traslazione apparente della frequenza ricevuta secondo l'equazione (4.8); in generale l'i-esimo shift Doppler è pari a:

$$f_{D,i}(t) = \frac{v}{c} f_0 \cos\theta_i \tag{4.9}$$

Ciascuna componente, quindi, fornirà una frequenza Doppler differente a seconda dell'angolo θ_i, cioè della velocità radiale relativa lungo la direzione tra il ricevitore e l'i-esimo percorso: tutto avviene come se ci fossero tante sorgenti secondarie. Tenendo conto di questo risultato e ipotizzando un segnale trasmesso $x(t) = A\cos(2\pi f_0 t)$, ciascuna componente contribuirà a formare il segnale ricevuto secondo la quantità:

$$\alpha_i \cos(2\pi f_0 t + \varphi_i(t,\tau) + 2\pi f_{D,i} t) \tag{4.10}$$

Considerando una notevole presenza di cammini multipli, supponendo di lavorare con un'antenna isotropica in ricezione e ipotizzando una velocità costante, la situazione risultante è quella rappresentata nella figura 4.4, in cui si hanno contributi che arrivano omnidirezionalmente nello spazio (*multipath diffuso*). La risposta all'impulso analizzata nel § 4.2.1 subisce quindi una modifica per quanto riguarda la fase e, ricordando le equazioni (4.3) e (4.4),

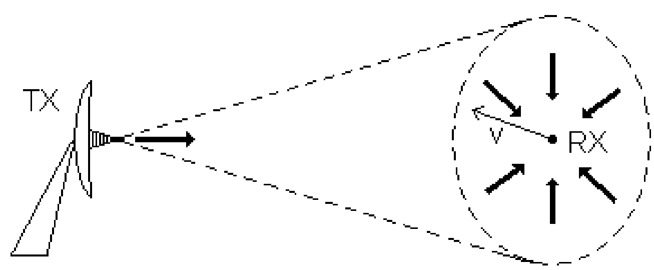


Figura 4.4. Rappresentazione di multipath diffuso

ora assume l'espressione:

$$h(t,\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t,\tau) e^{-j2\pi[(f_0+f_{D,i}(t))\tau_i(t)-f_{D,i}(t)t]+j\varphi_i(t,\tau)} \delta[\tau - \tau_i(t)] \tag{4.11}$$

cioè la fase associata all'i-esimo cammino vale:

$$\phi_i(t,\tau) = 2\pi[(f_0 + f_{D,i}(t))\tau_i(t) - f_{D,i}(t)t] + \varphi_i(t,\tau) \tag{4.12}$$

Rispetto al caso di puro multipath ora, oltre alle veloci fluttuazioni di fase, si ha anche un incremento della larghezza di banda del segnale, a causa delle differenti traslazioni di frequenza di ciascuna componente del multipath. Questo allargamento di frequenza viene quantificato, si veda [21] (pp. 19-31), con uno spettro di potenza del tipo:

$$S(f) = \begin{cases} \frac{P}{\pi\sqrt{f_D^2 - f^2}} & \text{con} \quad f \in (-f_D, +f_D) \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \tag{4.13}$$

dove P rappresenta la potenza media associata al raggio riflesso; tale spettro viene rappresentato in figura 4.5.

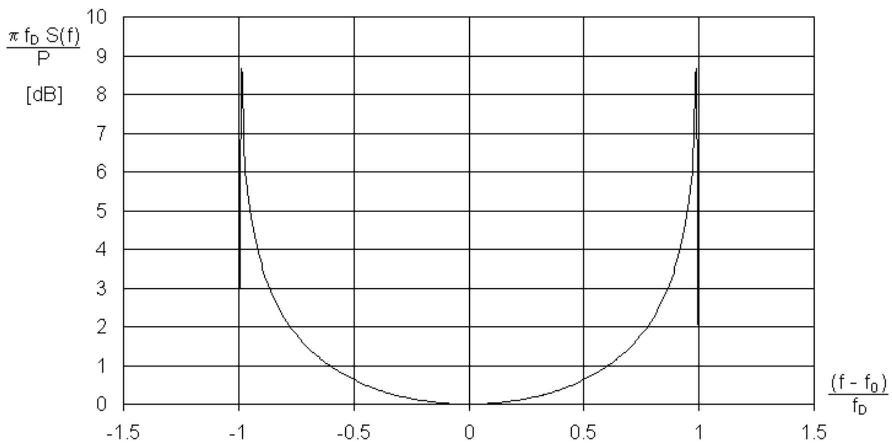


Figura 4.5. Spettro di potenza del segnale con multipath diffuso ed effetto Doppler che provocano l'allargamento di banda

4.4 Parametri caratteristici del canale mobile soggetto a multipath

Per poter confrontare differenti canali con multipath e quindi per sviluppare alcune considerazioni utili per progettare sistemi di comunicazione via radio, è necessario descrivere i parametri caratteristici del canale e gli effetti che essi hanno sul segnale. A seconda dei valori assunti da tali grandezze, infatti, è possibile individuare il tipo di modello che meglio approssima il canale, così da riuscire a simulare nel modo più realistico possibile gli effetti a cui è sottoposto il segnale da trasmettere. I parametri che ora verranno analizzati riguardano il comportamento sia nel dominio del tempo che in quello della frequenza e, come verrà mostrato, essi sono strettamente legati tra loro.

4.4.1 Parametri relativi alle caratteristiche del canale

Il primo parametro che permette di ottenere un'indicazione sul canale è il *delay spread* T_M, che indica la dispersione dei ritardi di propagazione per i vari cammini multipli. Esso può essere valutato come il massimo ritardo di propagazione, cioè il massimo intervallo di tempo che intercorre da quando viene inviato un impulso a quando si finisce di ricevere la potenza ad esso associata. Poiché la potenza si ripartisce all'antenna ricevente tra i vari cammini, è possibile misurare lo spettro di potenza ricevuto in funzione del tempo; ogni picco rilevato rappresenta la potenza del cammino con quel particolare ritardo. Secondo queste considerazioni, il delay spread può essere valutato come il valore efficace normalizzato della distribuzione di potenza dei ritardi.

Direttamente collegato alla dispersione dei ritardi di propagazione vi è il parametro detto *banda di coerenza* del canale $(\Delta f)_c$, che assume la seguente espressione:

$$(\Delta f)_c = \frac{1}{T_M} \tag{4.14}$$

Esso è usato per caratterizzare il canale nel dominio della frequenza e permette di valutare la dipendenza tra i vari effetti subiti dai cammini multipli. Se infatti si considerano due sinusoidi la cui frequenza differisce per meno della quantità $(\Delta f)_c$, allora esse subiscono, sul canale, la stessa attenuazione.

Se però tale differenza supera $(\Delta f)_c$, l'attenuazione subita dalle due sinusoidi sul canale può essere diversa, rendendo quindi indipendenti gli effetti che ciascuna di esse subisce. La banda di coerenza è quindi una misura dell'intervallo di frequenza nel quale il canale lascia passare tutte le componenti spettrali approssimativamente con lo stesso guadagno e fase lineare.

Questi primi due parametri analizzati sono relativi alle caratteristiche statiche dell'ambiente propagativo e sono indipendenti dal tipo di segnale che viene trasmesso; in particolare non tengono conto dell'eventuale movimento relativo tra trasmettitore e ricevitore. La visione dinamica dell'ambiente propagativo può essere ottenuta analizzando altri due parametri.

Il primo di essi è la *dispersione in frequenza* del canale dovuta al Doppler, che viene indicata con f_{D0}. Questo parametro è definito come la massima larghezza spettrale del segnale ricevuto in conseguenza della trasmissione di un segnale sinusoidale, cioè la banda in cui lo spettro Doppler ricevuto è sostanzialmente non nullo. Ricordando la teoria dell'effetto Doppler analizzata nel § 4.3.1, si può scrivere che:

$$f_{D0} = \frac{v}{c} f_0 \tag{4.15}$$

da cui si evince che lo spettro Doppler ha delle componenti nell'intervallo da $(f_0 - f_{D0})$ a $(f_0 + f_{D0})$. Il fatto che f_{D0} dipenda dalla velocità v sottolinea la caratteristica dinamica del parametro che sarebbe nullo nel caso statico.

Il duale nel dominio del tempo della dispersione Doppler è il *tempo di coerenza* del canale che caratterizza la natura tempo variante della dispersione di frequenza del canale. L'espressione del tempo di coerenza $(\Delta t)_c$ è dunque legata a f_{D0} come segue:

$$(\Delta t)_c = \frac{1}{f_{D0}} \tag{4.16}$$

Essendo il duale di f_{D0}, il significato fisico di $(\Delta t)_c$ può essere espresso mediante l'utilizzo di impulsi stretti, anziché con sinusoidi. In particolare si può affermare che se due impulsi stretti sono separati temporalmente di una quantità minore di $(\Delta t)_c$, allora essi subiscono la stessa attenuazione sul canale; in caso contrario l'attenuazione subita può essere diversa e quindi gli effetti sui vari cammini risultano indipendenti.

4.4.2 Effetti del canale sul segnale trasmesso

I parametri analizzati nel paragrafo precedente caratterizzano il comportamento del canale, ma per sapere come essi influiscono sul segnale trasmesso occorre valutare le grandezze con cui quest'ultimo può essere descritto.

Nel dominio della frequenza il segnale trasmesso è caratterizzato dalla sua banda B_s, mentre nel dominio del tempo si considera il periodo di segnalazione T_s, che rappresenta l'intervallo di simbolo (si ha un segnale trasmesso ogni T_s secondi).

Gli effetti sul segnale trasmesso dovuti alla presenza del canale con multipath, possono essere analizzati sia nel dominio del tempo che in quello della frequenza e dipendono da come vengono considerati i contributi dei cammini multipli. Nel caso ci si trovi in presenza di multipath diffuso (si veda quanto esposto nel § 4.3.2), si ha *dispersione in frequenza*, che comporta *fading nel tempo*. Quest'ultimo può essere *piatto* o *selettivo* a seconda dei valori relativi che assumono l'intervallo di simbolo del segnale numerico e il tempo di coerenza. In particolare, se:

$$T_s > (\Delta t)_c \tag{4.17}$$

allora il simbolo trasmesso viene fortemente distorto ed una sua demodulazione coerente fornirebbe grossi errori. Questo è il caso di fading selettivo nel tempo, in quanto l'ampiezza del simbolo varia nel tempo all'interno del suo periodo di segnalazione. Se invece è valida la condizione:

$$T_s < (\Delta t)_c \tag{4.18}$$

allora siamo nel caso di fading piatto nel tempo, in cui l'ampiezza del simbolo può subire un'attenuazione, ma questa risulta costante all'interno dell'intervallo di simbolo del segnale trasmesso.

Altro caso da analizzare è quello in cui ci si trovi in presenza di *multipath discreto*, cioè in un mezzo propagativo dove l'energia ricevuta arriva da diversi cammini propagativi distinti, risultanti dalla diffusione (detta *scattering*) e successiva riflessione del raggio elettromagnetico trasmesso. Questa situazione comporta *dispersione nel tempo* e, quindi, *fading in frequenza*. Come nel caso precedente è possibile individuare due situazioni differenti, questa volta legate alla relazione tra la banda del segnale e la banda di coerenza del canale. Se:

$$B_s > (\Delta f)_c \tag{4.19}$$

allora il segnale presenta differenti attenuazioni al variare della frequenza risultando così distorto e producendo interferenza intersimbolica. Questo è il caso di fading selettivo in frequenza ed è dovuto al fatto che i ritardi hanno tipicamente un profilo esponenziale decrescente, in quanto la maggior parte di essi ha durata limitata, mentre sono pochi quelli elevati. Trasformando con Fourier un simile andamento, si ottiene un comportamento simile a quello di un filtro passa basso di ampiezza pari alla banda di coerenza. Se, quindi, si trasmette un segnale in un canale la cui $(\Delta f)_c$ è più piccola di quella del segnale, allora, poiché il canale si comporta come un filtro passa basso, le frequenze dello spettro del segnale che si trovano al di fuori della banda di coerenza subiranno delle grosse attenuazioni. Analogamente, se:

$$B_s < (\Delta f)_c \tag{4.20}$$

allora il canale non "taglia" nessuna delle frequenze dello spettro del segnale trasmesso e lo sfasamento introdotto risulta trascurabile. Il canale, quindi, si comporta semplicemente come una costante moltiplicativa facendo subire al segnale un'attenuazione lentamente variabile tale da essere considerata costante al variare della frequenza, per un periodo di tempo almeno pari al periodo di simbolo. Questa situazione viene indicata come fading piatto in frequenza.

La trattazione degli effetti che il segnale subisce attraversando un canale possono dunque essere riassunte secondo lo schema mostrato in figura 4.6.

4.5 Modellizzazione del canale di propagazione

La simulazione di un sistema di comunicazione radio necessita di un modello attendibile del canale di propagazione, in modo da considerare tutti gli effetti che possono danneggiare, o comunque attenuare, il segnale d'informazione trasmesso.

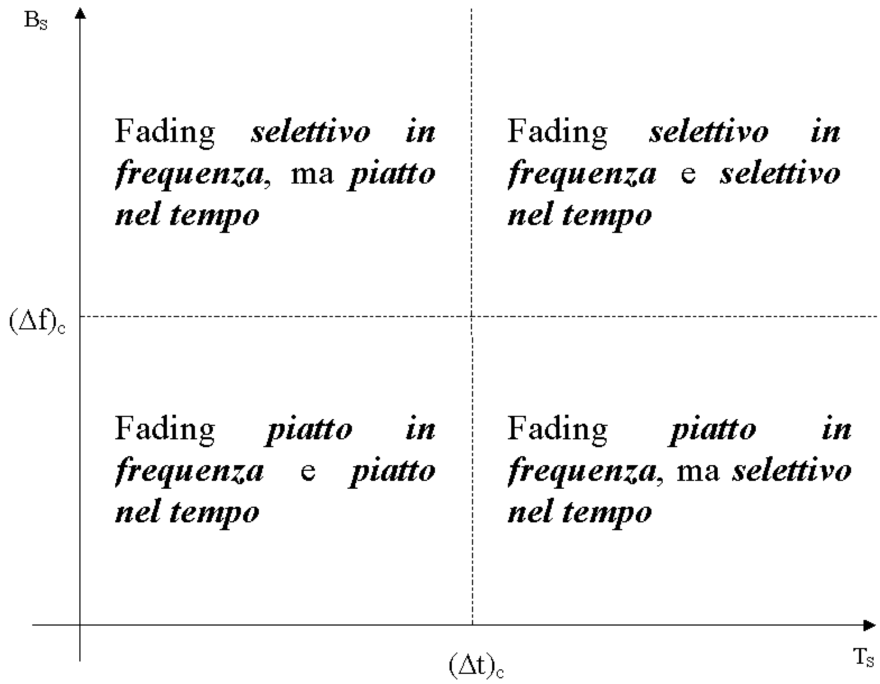


Figura 4.6. Schema riassuntivo riguardante gli effetti del canale sul segnale trasmesso

4.5.1 Modello generale del canale

Per poter realizzare un modello generale, è necessario considerare tutti gli effetti fin qui esposti; innanzitutto occorre realizzare separatamente il raggio diretto e i contributi dovuti al multipath. Il primo può subire, oltre ad un'attenuazione d'ampiezza, anche una pura traslazione in frequenza dovuta all'effetto Doppler. Per quanto riguarda, invece, la trattazione dei raggi dovuti al multipath, la realizzazione diventa più complessa, in quanto i raggi ricevuti sono dovuti a molteplici riflessioni, ognuna delle quali presenterà un ritardo e un'attenuazione che dipendono dal punto in cui tale riflessione si è generata. Un modo per realizzare il modello generale dal punto di vista simulativo, è quello di considerare una serie di "rami" in parallelo, rappresentanti ciascuno un contributo riflesso, i quali vengono poi sommati per ottenere il segnale complessivo.

Ciascun ramo può essere realizzato mediante un blocco ritardatore con in serie un attenuatore; il segnale così ottenuto viene moltiplicato per un processo casuale con modulo distribuito alla Rayleigh e fase uniforme tra 0 e π, realizzato mediante la somma di due processi casuali gaussiani in quadratura (si veda [21], pp. 16-19), come mostrato in figura 4.7. Il blocco

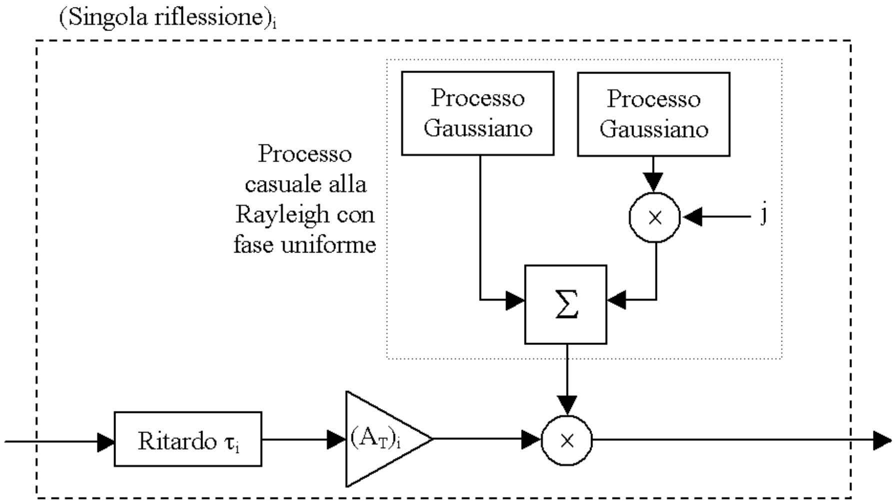


Figura 4.7. Schema simulativo relativo ad una singola riflessione

ritardatore è necessario in quanto i raggi riflessi che giungono al ricevitore presentano un ritardo temporale τ dovuto alla differenza di cammino Δd rispetto al raggio diretto, secondo la relazione:

$$\tau = \frac{\Delta d}{c} \tag{4.21}$$

La scelta del valore appropriato di tale ritardo è molto critica, in quanto si tratta di una variabile casuale la cui distribuzione è funzione dell'ambiente in cui il sistema opera.

Il blocco di attenuazione è necessario poiché un raggio soggetto ad un cammino differente da quello diretto, subisce un diverso affievolimento, il quale può essere espresso mediante due componeneti. Il valore totale è espresso da:

$$A_T|_{dB} = A_{sl}|_{dB} + A_r|_{dB} \tag{4.22}$$

dove A_{sl} rappresenta l'attenuazione di spazio libero relativa al maggior percorso Δd compiuto dal raggio riflesso in questione rispetto a quello diretto, mentre A_r è un fattore di attenuazione aggiuntiva che tiene conto delle perdite di energia dovute alla riflessione e alle differenti attenuazioni del mezzo propagativo attraversato. In ambiente urbano, per esempio, l'attenuazione segue una legge che varia con un esponente più che quadratico con la distanza. Il parametro A_r è una variabile casuale la cui distribuzione non è nota a priori, in quanto dipende dall'ambiente in cui si effettua la comunicazione; A_{sl}, invece, è direttamente proporzionale al quadrato del ritardo τ usato nel blocco ritardatore, cioè:

$$A_{sl} = \left(\frac{4\pi \Delta d}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{4\pi\tau c}{c/f}\right)^2 = (4\pi\tau f)^2 \tag{4.23}$$

In serie al blocco attenuatore vi è, come già accennato, la moltiplicazione per un processo casuale alla Rayleigh, che serve per simulare l'effetto del multipath diffuso (si veda quanto esposto nel § 4.3.2). Il processo alla Rayleigh può essere realizzato generandone uno casuale gaussiano complesso[2] avente densità spettrale di potenza pari a quella indicata nell'equazione (4.13). Per le simulazioni che verranno effettuate si utilizzerà una potenza P unitaria; questa scelta consente di lasciare inalterata la potenza del segnale all'uscita del moltiplicatore rispetto a quella in ingresso. Nelle simulazioni, comunque, la potenza del processo casuale gaussiano complesso è unitaria solo se si osserva il processo per un intervallo di tempo sufficientemente lungo, in modo da poter utilizzare la media temporale come se fosse quella d'insieme (processo ergodico).

Quanto fin qui esposto per un singolo contributo riflesso, viene ripetuto per tutte le N componenti, le quali vengono poi sommate insieme al raggio diretto traslato in frequenza e opportunamente attenuato, come mostrato in figura 4.8. Il raggio diretto viene traslato in frequenza di una quantità pari a f_D, calcolata nell'equazione (4.8), per poter simulare l'effetto Doppler, secondo quanto esposto nel § 4.3.1. Il blocco di attenuazione sul raggio diretto può essere utile quando si voglia effettuare un controllo o inserire delle attenuazioni aggiuntive dovute, per esempio, ad eventuali perdite realizzative.

Successivamente alla somma del raggio diretto e delle varie riflessioni, occorre ancora simulare l'effetto del rumore che si riscontra in ricezione, il

[2]Si ricorda che se x e y sono variabili casuali gaussiane, allora $z = \sqrt{x^2 + y^2}$ è una variabile casuale distribuita alla Rayleigh

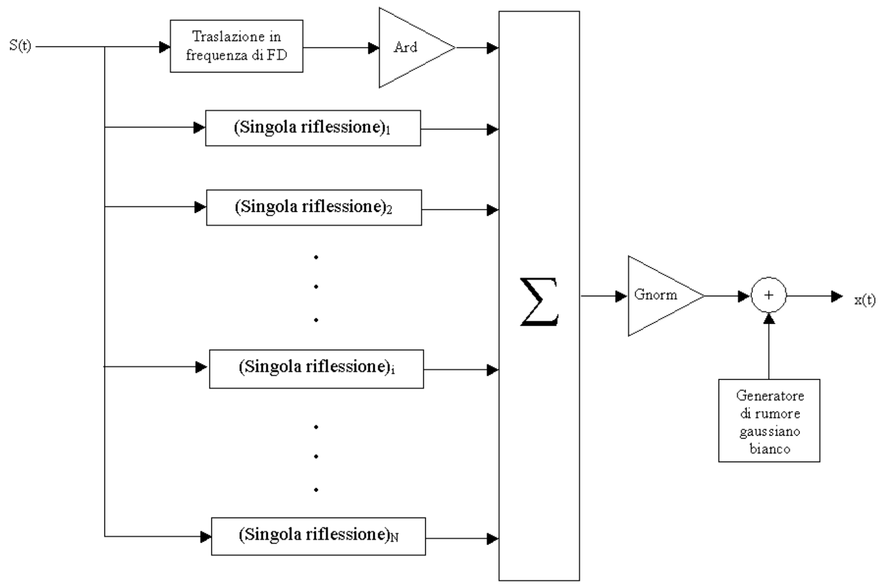


Figura 4.8. Schema simulativo relativo al modello generale del canale.

quale viene modellizzato come un rumore AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Il blocco utilizzato in simulazione consente di ottenere delle potenze di rumore prestabilite a patto, però, che in ingresso si abbia sempre la stessa potenza utilizzata per il calcolo dei relativi parametri. Per garantire questa condizione è bene inserire un opportuno blocco di guadagno (indicato, in figura 4.8, con G_{norm}) all'uscita del sommatore.

4.5.2 Modello del canale simulato

Da un'attenta analisi del sistema radio di telecomando e telemetria di Heliplat, si è potuto dedurre che il canale da simulare risulta semplificato rispetto a quello generale analizzato nel paragrafo precedente. A questa conclusione si è giunti per via simulativa, introducendo man mano delle singole riflessioni in parallelo al raggio diretto. La prima di queste è stata inserita con un ritardo nullo, per poter simulare l'effetto del multipath diffuso sul raggio diretto presente attorno al trasmettitore o al ricevitore; in questa situazione, infatti, non sono presenti le riflessioni caratterizzate da differenze di cammino rispetto al raggio diretto. Successivamente si è complicato il modello inserendo anche dei rami rappresentanti delle riflessioni effettive, cioè con ritardi diversi da zero; questa situazione ha evidenziato che, anche per il più piccolo ritardo che sia possibile introdurre nelle simulazioni, la componente ricevuta giunge al ricevitore con un'attenuazione tale da renderla trascurabile rispetto al raggio diretto. Questo è dovuto al fatto che un ritardo di tempo apprezzabile implica una differenza di cammino sufficiente ad introdurre un'elevata attenuazione di spazio libero. Inoltre, se venissero introdotti dei ritardi inferiori al limite simulativo, questi non causerebbero del fading selettivo in frequenza, in quanto la banda di coerenza risulterebbe molto elevata; la validità di questa affermazione è basata sull'equazione (4.14) e su quanto esposto nel § 4.4.2.

Alla luce di queste considerazioni si è quindi realizzato il modello simulativo di canale mostrato in figura 4.9. Il ramo principale presenta come

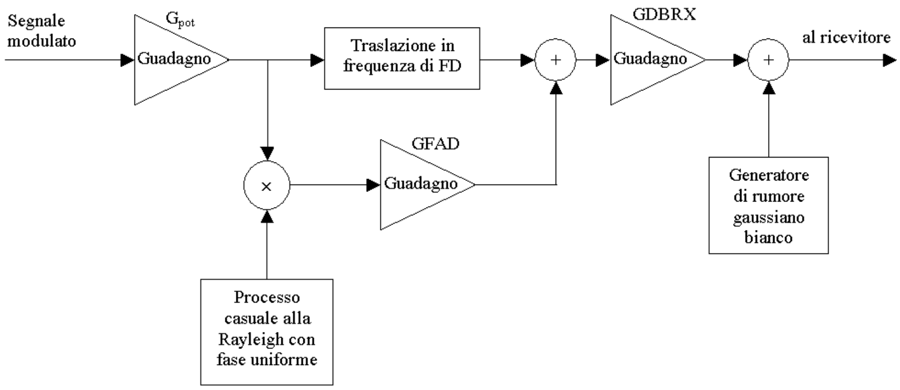


Figura 4.9. Schema simulativo relativo all'effettivo canale radio per il telecomando e la telemetria di Heliplat

primo elemento un blocco di guadagno (indicato con G_{pot}), necessario a normalizzare le potenze in uscita da un qualsiasi schema di modulazione; questo permette di poter confrontare diversi schemi simulativi a parità di potenza trasmessa. Eseguita questa normalizzazione vengono realizzati il raggio diretto e quello relativo al multipath diffuso. Il primo è realizzato mediante un blocco di traslazione della frequenza per simulare l'effetto Doppler, mentre non vengono considerate, in relazione allo schema generale di figura 4.8, le perdite realizzative, in quanto di esse si terrrà conto nel calcolo del link-budget (si veda § 10.2.5).

Il multipath diffuso relativo al raggio diretto è realizzato mediante la moltiplicazione del segnale per un processo casuale con modulo distribuito alla Rayleigh e fase uniforme, come visto nel § 4.5.1 e nella figura 4.7, e l'uscita così ottenuta viene attenuata o amplificata da un blocco di guadagno il cui valore, indicato con $GFAD$, può essere opportunamente variato. Il parametro GFAD, infatti, serve a quantificare la potenza del multipath diffuso (P_{md}) rispetto a quella del raggio diretto (P_{rd}), cioè:

$$GFAD = \frac{P_{md}}{P_{rd}} \tag{4.24}$$

Essendo un rapporto di potenza, questo parametro è usualmente espresso in decibel, per cui:

$$GFAD|_{dB} = P_{md}|_{dB} - P_{rd}|_{dB} \tag{4.25}$$

Nel seguito si ometterà l'indicazione, ma GFAD sarà considerato espresso in decibel.

I due rami così ottenuti vengono sommati: questa operazione introduce un nuovo problema di normalizzazione delle potenze. Infatti, facendo variare il parametro GFAD all'interno di una simulazione, la potenza in uscita dalla sommatoria non può restare costante. Si è allora cercata una legge che correlasse quest'ultima con la variabile GFAD per consentire una normalizzazione e, mediante un blocco di guadagno, la si è realizzata; in particolare si ha che:

$$GDBRX|_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{1 + 10^{GFAD/10}} \right) \tag{4.26}$$

dove GDBRX è il guadagno da impostare al blocco. Da tale equazione si può vedere che la potenza all'uscita del sommatore è pari alla somma delle potenze dei due rami; questo risultato è ragionevole in quanto l'introduzione del processo casuale alla Rayleigh ha reso scorrelati i relativi segnali.

Anche in questo modello, come in quello generale analizzato in precedenza, l'ultimo stadio è costituito dall'inserzione del rumore AWGN.

Capitolo 5

Schemi di modulazione analizzati

5.1 Introduzione

L'analisi del flusso dati effettuata nel capitolo 3 ha evidenziato la necessità di dover trasmettere delle sequenze binarie: questo richiede l'utilizzo di una trasmissione numerica.

La scelta di uno schema di modulazione digitale influenza significativamente le caratteristiche, le prestazioni e i risultati delle realizzazioni fisiche di un sistema di comunicazione. Non esiste la scelta di uno schema ottimale, ma essa dipende dalle caratteristiche fisiche del canale, sia esso affetto o meno da fading o da multipath, e dai livelli di prestazioni richieste. Devono inoltre essere considerati il flusso di dati richiesto, i livelli di accettabilità dei ritardi, la larghezza di banda disponibile e le restrizioni relative al link-budget.

Nelle comunicazioni radio il trasporto dei dati digitali tra due o più punti è di solito raggiunto mediante una portante sinusoidale di cui si può modificare la frequenza, la fase, l'ampiezza o una loro combinazione. Il modello comunemente utilizzato per lo studio delle modulazioni numeriche è il canale gaussiano addittivo in banda base senza limitazioni di banda, in quanto risulta essere un semplice modello matematico.

Lo scopo di questo capitolo è quello di analizzare le caratteristiche salienti di alcuni schemi di modulazione digitali, inclusa una breve trattazione sui modulatori e demodulatori richiesti. Poichè i dati relativi al telecomando e alla telemetria vengono trasmessi su canali affetti da multipath e fading, in seguito verranno considerate le modulazioni *OFDM*, *GMSK*, *DQPSK* e $\pi/4$ *DQPSK*, adatte a lavorare su questo tipo di canale.

5.2 La modulazione OFDM

La modulazione OFDM (*Orthogonal FDM*) è un'ottimizzazione della convenzionale multiplazione a divisione di frequenza nota come FDM (*Frequency Division Multiplexing*). Quest'ultima infatti risulta ottimale quando non viene richiesto un utilizzo efficiente della banda disponibile: essa si basa sulla trasmissione di diverse portanti opportunamente separate e modulate.

Con lo schema OFDM, invece, si può ottenere un miglioramento dell'efficienza di banda sovrapponendo parzialmente le portanti grazie alla loro ortogonalità; in questo modo si riesce ancora a recuperare l'informazione trasmessa su ciascuna portante.

La modulazione OFDM, quindi, è un'efficiente schema per la trasmissione dei dati particolarmente adatto nel caso in cui si operi su canali con fading selettivo in frequenza. Su questi tipi di canale l'inserimento di un'intervallo di guardia[1] prima di ogni blocco trasmesso, più lungo del massimo ritardo, rimuove la necessità di una equalizzazione per far fronte all'interferenza intercanale (ICI, *Inter Channel Interference*) [22] (pp. 665-675), [23] (pp. 47-69). Questa tecnica comporta una perdita di efficienza spettrale del 10%-25% dovuta all'inserzione dell'intervallo di guardia che, però, è comunemente accettata.

5.2.1 Il segnale

Il segnale OFDM è composto da N portanti opportunamente modulate le quali soddisfano il criterio di ortogonalità dei segnali; questo comporta una serie di vantaggi, tra cui un'alta efficienza spettrale rispetto al caso in cui si utilizzi lo schema di modulazione FDM tradizionale.

[1]Per una descrizione dell'intervallo di guardia si rimanda al § 5.2.6.

Per la determinazione del segnale OFDM si consideri un insieme di portanti $\{\Psi_k(t)\}_{k=0}^{N-1}$ definite come:

$$\Psi_k(t) = e^{j2\pi f_k t} p_{T_s}\left(t - \frac{T_s}{2}\right), \qquad k = 0,1,\ldots,N-1 \tag{5.1}$$

dove T_s rappresenta il periodo di simbolo, $p_{T_s}(t)$ la funzione porta con supporto pari a T_s così definita:

$$p_{T_s}(t) = \begin{cases} 1 \quad \text{per} & -\frac{T_s}{2} < t < \frac{T_s}{2} \\ 0 \quad \text{altrimenti} & \end{cases} \tag{5.2}$$

mentre f_k è la frequenza della k-esima portante data da:

$$\begin{aligned} f_k &= f_0 + \frac{k}{T_s}, \qquad && k = 0,1,\ldots,N-1 \\ |f_i - f_{i+1}| &= \frac{1}{T_s}, && i \in (0,1,\ldots,N-2) \end{aligned} \tag{5.3}$$

La rappresentazione in frequenza del segnale OFDM è, quindi, del tipo di quella mostrata in figura 5.1. Per quanto esposto risulta evidente che il

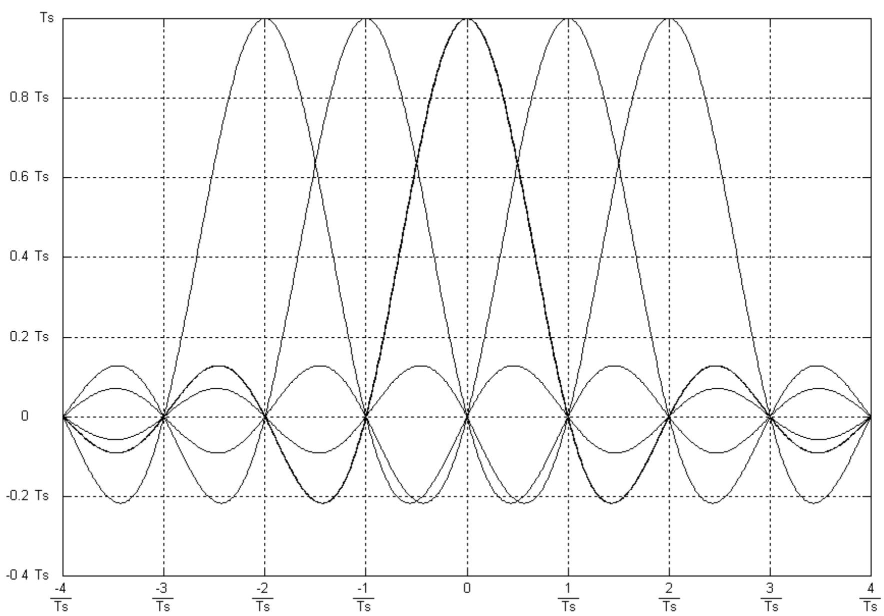


Figura 5.1. Rappresentazione in frequenza di un segnale OFDM

segnale OFDM è una combinazione lineare delle N portanti e dunque può essere scritto come:

$$x_{T_s}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \Psi_k(t) \tag{5.4}$$

dove C_k è una costante che dipende dallo schema di modulazione scelto (PSK, QAM, ...).

Tenendo presente che un segnale generico è costituito da una sequenza continua di simboli, l'espressione generale del segnale OFDM è data da:

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_{T_s}(t - iT_s) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} C_{i,k} \Psi_k(t - iT_s) \tag{5.5}$$

dove l'indice i tiene conto del fatto che i vari simboli OFDM vengono trasmessi in intervalli di tempo diversi, ciascuno di ampiezza T_s. Gli N numeri complessi vanno a modulare le N portanti e sono mantenuti costanti nell'intervallo T_s; si può assumere che essi siano statisticamente indipendenti in quanto dipendono dalle caratteristiche statistiche dei simboli di sorgente.

Si noti che nell'equazione (5.5) si è considerata la rappresentazione analitica dei segnali, poichè risulta di più facile gestione; in seguito i segnali verranno analizzati adottando questa convenzione.

5.2.2 Ortogonalità delle portanti

Due segnali $x(t)$ e $y(t)$ sono detti ortogonali se e solo se soddisfano la seguente condizione (si veda [24], pp.13-14), detta *prodotto cartesiano*:

$$(x,y) \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} x(t) y^*(t)\, dt = 0 \tag{5.6}$$

dove con $y^*(t)$ si indica l'operazione di "complesso coniugato". Quindi, applicando tale definizione all'insieme di portanti definite dall'equazione (5.1), è possibile dimostrare l'ortogonalità tra le portanti OFDM come segue:

$$
\begin{aligned}
(\Psi_k(t),\Psi_h(t)) &\triangleq \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_k(t)\Psi_h^*(t)\,dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_h t} p_{T_s}^2\left(t-\frac{T_s}{2}\right)\,dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi (f_k-f_h) t} p_{T_s}\left(t-\frac{T_s}{2}\right)\,dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi \frac{k-h}{T_s} t} p_{T_s}\left(t-\frac{T_s}{2}\right)\,dt \\
&= \mathcal{F}\left\{p_{T_s}\left(t-\tfrac{T_s}{2}\right)\right\}\Big|_{f\,=\,\frac{k-h}{T_s}} \\
&= \delta_{k,h}\,\mathcal{E}[\Psi_k(t)]
\end{aligned}
\tag{5.7}
$$

dove $\delta_{k,h}$ rappresenta la *delta di Kronecker*, la quale assume i seguenti valori:

$$
\delta_{k,h} \triangleq \begin{cases} 1 & \text{per} \qquad k=h \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \tag{5.8}
$$

mentre $\mathcal{E}[\Psi_k(t)]$ rappresenta, a parte un fattore di normalizzazione costante, l'energia associata a ciascuna portante $\Psi_k(t)$ ed è definita come (si veda [24], p. 2):

$$
\mathcal{E}[\Psi_k(t)] \triangleq (\Psi_k,\Psi_k) = \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi_k(t)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_k(t)\Psi_k^*(t)\,dt \tag{5.9}
$$

e dall'equazione (5.7) si ha che:

$$
\mathcal{E}[\Psi_k(t)] = T_s \qquad \forall\, k = 0,1,\ldots,N-1 \tag{5.10}
$$

Da quanto esposto si può affermare che l'equazione (5.7) soddisfa la condizione di ortogonalità definita dall'equazione (5.6) quando $k \neq h$.

È importante sottolineare che l'ortogonalità tra le portanti viene ad essere soddisfatta grazie al fatto che $|f_i - f_{i+1}| = \frac{1}{T_s}$, cioè dove la rappresentazione in frequenza del segnale OFDM passa per lo zero.

5.2.3 Spettro del segnale

Lo spettro del segnale OFDM dipende dalla banda del segnale modulante costituito dal segnale di porta che, come visto nell'equazione (5.2), è un impulso unitario con supporto temporale T_s.

La sua versione causale:

$$p(t) = u(t) - u(t - T_s) = P_{T_s}\left(t - \frac{T_s}{2}\right) \tag{5.11}$$

presenta il seguente spettro:

$$P(f) = T_s \frac{\sin(\pi f T_s)}{\pi f T_s} e^{-j\pi f T_s}, \qquad \forall f \tag{5.12}$$

Per ottenere quello del segnale $x_{T_s}(t)$ si procede a trasformare con Fourier l'equazione (5.4):

$$X_{T_s}(f) \stackrel{\triangle}{=} \mathcal{F}\left\{x_{T_s}(t)\right\} = \sum_{k=0}^{N-1} C_k\, \mathcal{F}\left\{\Psi_k(t)\right\} \tag{5.13}$$

dove, ricordando le equazioni (5.1) e (5.11):

$$\begin{aligned} \mathcal{F}\left\{\Psi_k(t)\right\} &= \mathcal{F}\left\{e^{j2\pi f_k t} p(t)\right\} \\ &= \mathcal{F}\left\{e^{j2\pi f_k t}\right\} * P(f) \\ &= \delta(f - f_k) * P(f) \\ &= P(f - f_k) \end{aligned} \tag{5.14}$$

Risulta quindi che:

$$X_{T_s}(f) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k P(f - f_k) \tag{5.15}$$

dove, mediante l'equazione (5.12), si ha che:

$$P(f - f_k) = T_s \frac{\sin[(\pi(f - f_k)T_s)]}{\pi(f - f_k)T_s} e^{-j\pi(f - f_k)T_s}, \qquad \forall f \tag{5.16}$$

Prendendo il modulo dell'equazione (5.15) si ha:

$$|X_{T_s}(f)| = \left|\sum_{k=0}^{N-1} C_k P(f - f_k)\right| \tag{5.17}$$

e ricordando la disuguaglianza triangolare, si veda [26] (p. 24), si ottiene:

$$|X_{T_s}(f)| \leq \sum_{k=0}^{N-1} |C_k|\,|P(f - f_k)| \tag{5.18}$$

Infine, poichè nelle modulazioni di fase $|C_k| = cost = C$, risulta:

$$|X_{T_s}(f)| \leq CT_s \sum_{k=0}^{N-1} \left| \frac{\sin[(\pi(f - f_k)T_s)]}{\pi(f - f_k)T_s} \right| \tag{5.19}$$

dalla quale si può notare che lo spettro del segnale $x_{T_s}(t)$ è pari alla somma degli spettri delle singole portanti OFDM. Quindi, indicando con $\Delta f = 1/T_s$ la banda unilatera (considerando il solo lobo principale) della singola portante OFDM (si veda la figura 5.1), la banda complessiva del segnale OFDM è data da:

$$B = \frac{N}{T_s} \tag{5.20}$$

5.2.4 Efficienza spettrale

L'efficienza spettrale viene misurata in $(bit/s)/Hz$ e rappresenta la quantità di informazione trasmessa per Hertz di banda occupata (si veda [25]). Essa dipende dal tipo di modulazione adottata per modulare le portanti, dal *simbol rate* R_s, dell'eventuale codifica di canale adottato ed è un parametro molto importante in quanto determina le capacità trasmissive del sistema.

L'efficienza spettrale è definita come il rapporto tra il *bit rate*, relativo ai soli bit di informazione, e la banda occupata dal segnale:

$$\eta = \frac{R_b}{B} \tag{5.21}$$

Indicando con k il numero di bit per simbolo OFDM, di periodo T_s, e ricordando che:

$$R_s = \frac{1}{T_s} \tag{5.22}$$

il bit rate è pari a:

$$R_b = kR_s \tag{5.23}$$

Poichè la banda del sistema OFDM è pari a $B = N/T_s$, come illustrato nel § 5.2.3, l'efficienza spettrale dell'OFDM vale:

$$\eta_{OFDM} = \frac{kR_s}{N/T_s} = \frac{k}{N} \tag{5.24}$$

Nel caso si moduli ciascuna portante mediante una tecnica di modulazione che richieda, per ognuna di esse, m bit per simbolo, si ha che $k = mN$, da cui:

$$\eta_{OFDM} = m \tag{5.25}$$

la quale risulta essere la massima efficienza spettrale ottenibile per una data tecnica di modulazione.

L'efficienza spettrale peggiora introducendo una tecnica di codifica per far fronte ai disturbi presenti sul canale. Utilizzando, infatti, una codifica di canale con rate:

$$R_c = \frac{k}{n} \tag{5.26}$$

dove k è il rate in ingresso al codificatore e n è quello in uscita, l'efficienza spettrale vale:

$$\eta = \frac{R_b}{B} R_c \tag{5.27}$$

Nel caso specifico del segnale OFDM la codifica porta a:

$$\eta_{OFDM} = mR_c \tag{5.28}$$

5.2.5 Energia e potenza

L'equazione (5.10) fornisce l'energia associata ad una singola portante OFDM e, sfruttando l'uguaglianza di Parseval (si veda [27], p. 85) e il fatto che l'insieme di segnali è ortogonale, dall'equazione (5.4) si ottiene che l'energia del segnale $x_{T_s}(t)$ vale:

$$\mathcal{E}[x_{T_s}(t)] = T_s \sum_{k=0}^{N-1} |C_k| \tag{5.29}$$

Per quanto riguarda la potenza di $x_{T_S}(t)$, si veda [27] (p. 35), si ha che:

$$\mathcal{P}[x_{T_s}(t)] \triangleq \frac{\mathcal{E}[x_{T_s}(t)]}{T_s} = \sum_{k=0}^{N-1} |C_k| \tag{5.30}$$

cioè risulta proporzionale alla somma delle potenze associate alle singole portanti.

5.2.6 Intervallo di guardia

Si è già visto come l'OFDM sia una modulazione efficace nel caso di un canale affetto da fading selettivo in frequenza dovuto ad una dispersione nel tempo causata dal multipath: questa efficienza è resa possibile mediante l'inserzione dell'intervallo di guardia. La pur minima distorsione in frequenza e nel tempo comporta, infatti, la presenza di interferenza intersimbolica (ISI, *Inter Symbol Interference*) e di quella relativa alle portanti adiacenti (ACI, *Adjacent Channel Interference*).

L'ISI dipende dagli effetti filtranti del canale e quindi se la banda del segnale è maggiore della *banda di coerenza*[2] del canale si ottiene fading selettivo in frequenza, cioè dispersione nel tempo, per cui i fronti presenti nel simbolo del segnale non risultano ripidi ma presentano delle code che causano l'ISI, come mostrato in figura 5.2. Ricordando dal § 4.4.1 che il *delay spread* T_M

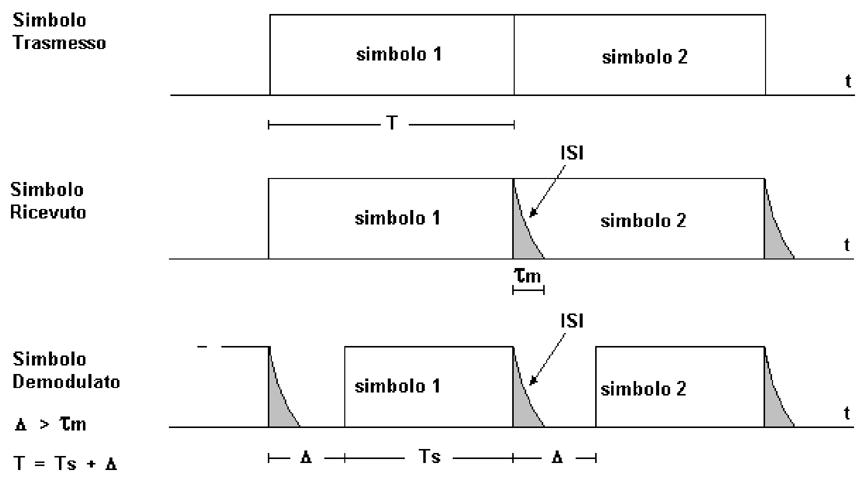


Figura 5.2. Intervallo di guardia dei simboli OFDM

quantifica la dispersione temporale che causa l'ISI, allora esso può essere utilizzato per imporre al sistema trasmissivo una strategia che consenta di ricevere dei simboli privi di interferenza intersimbolica. La soluzione è quella di utilizzare, in trasmissione, un periodo di simbolo maggiore (pari a T) e, in

[2]Per una descrizione della banda di coerenza si rimanda al § 4.4.1.

ricezione, dei filtri adattati con una risposta all'impulso più corta del periodo di simbolo trasmesso di una quantità pari a Δ, denominata *intervallo di guardia*.

Affinchè tutti gli effetti del multipath vengano eliminati è necessario che l'intervallo di guardia risulti maggiore del delay spread e minore del tempo di simbolo utile T_s, cioè:

$$T_M < \Delta < T_s \tag{5.31}$$

Avendo inserito l'intervallo di guardia e tenendo presente l'equazione (5.4), il segnale può essere espresso come:

$$x_T(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k \Psi'_k(t) \tag{5.32}$$

dove:

$$\Psi'_k(t) = e^{j2\pi f_k t} p_T\left(t - \frac{T}{2} + \Delta\right), \qquad k = 0,1,\ldots,N-1 \tag{5.33}$$

rappresenta il prolungamento in $(-\Delta,0)$ della portante $\Psi_k(t)$ definita nel § 5.2.1. Il segnale OFDM risultante, considerando l'equazione (5.5), vale:

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_T(t - iT) \tag{5.34}$$

In questo caso l'ortogonalità è ancora valida se il prodotto cartesiano viene effettuato sul periodo T_s anzichè sull'intero periodo trasmesso T, come discusso nel § 5.2.2.

Con l'inserzione dell'intervallo di guardia lo spettro del segnale OFDM subisce un restringimento dei lobi di ciascuna portante f_k dovuto all'allargamento della finestra temporale da T_s a T. Quindi, riprendendo l'equazione (5.19), si può scrivere che:

$$|X_T(f)| \leq CT \sum_{k=0}^{N-1} \left| \frac{\sin[(\pi(f - f_k)T)]}{\pi(f - f_k)T} \right| \tag{5.35}$$

con f_k definito dall'equazione (5.3).

Anche l'efficienza spettrale, analizzata nel § 5.2.4, viene modificata con l'inserzione dell'intervallo di guardia, in quanto esso ha diminuito il bit rate, ma non la banda occupata dalle portanti. Ricordando le equazioni (5.22) e (5.23) ed essendo il nuovo intervallo di simbolo OFDM pari a $T = T_s + \Delta$, si ottiene:

$$\begin{aligned} R'_b &= \frac{k}{T_s + \Delta} \\ &= \frac{kT_s}{T_s(T_s + \Delta)} \\ &= R_b \frac{T_s}{T_s + \Delta} < R_b \end{aligned} \tag{5.36}$$

Pertanto dividendo per la banda B, indicando con η_{OFDM} l'efficienza spettrale senza intervallo di guardia e ricordando l'equazione (5.21), si ottiene:

$$\eta'_{OFDM} = \eta_{OFDM} \frac{T_s}{T_s + \Delta} < \eta_{OFDM} \tag{5.37}$$

L'introduzione dell'intervallo di guardia comporta una riduzione dell'energia del segnale demodulato, in quanto il simbolo su cui si effettua la decisione è più piccolo di quello trasmesso ($T_s < T$). Il fattore di riduzione dell'energia è pari a $T_s/(T_s + \Delta)$, per cui è possibile affermare che anche il rapporto segnale/rumore (SNR, *Signal to Noise Ratio*) diminuisce della stessa quantità:

$$SNR' = 10 \log_{10} \left(\frac{T_s E_b}{(T_s + \Delta) N_0} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{T_s}{T_s + \Delta} \right) + SNR \tag{5.38}$$

dove con SNR si indica il rapporto segnale/rumore senza l'uso dell'intervallo di guardia. Si può notare che il rapporto segnale/rumore in demodulazione è minore di quello che si aveva senza l'utilizzo dell'intervallo di guardia, infatti definendo la quantità:

$$\Delta_{loss} = 10 \log_{10} \left(\frac{T_s + \Delta}{T_s} \right) \tag{5.39}$$

risulta:

$$SNR' = SNR - \Delta_{loss} \tag{5.40}$$

Questo comporta una traslazione verso destra, e quindi un peggioramento, delle curve di probabilità di errore sul bit di una quantità pari a Δ_{loss} rispetto al caso di canale AWGN senza intervallo di guardia.

5.2.7 Modulatore e demodulatore

La struttura base di un modulatore OFDM può essere dedotta dall'equazione (5.4) ed è rappresentata in figura 5.3. Da essa si nota che ogni portante

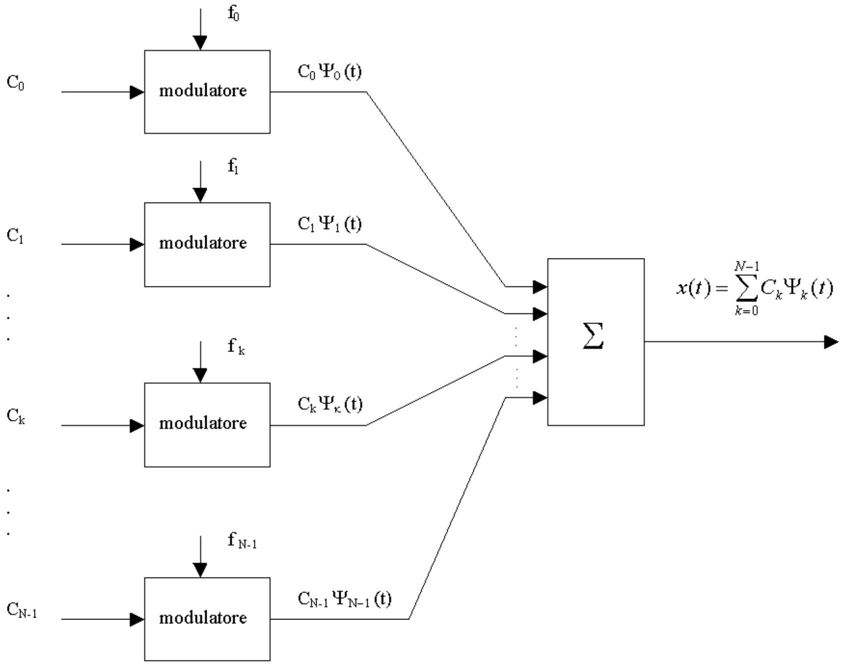


Figura 5.3. Realizzazione di base del modulatore OFDM

$\Psi_k(t)$ viene modulata, nel periodo di simbolo $0 \leq t \leq T_s$, dalla costante C_k e si somma linearmente alle altre portanti dando così luogo ad un segnale multiplato in frequenza, come ottenuto analiticamente e mostrato nell'equazione (5.5).

La struttura base di un demodulatore è costituita da un banco di correlatori, ciascuno dei quali viene realizzato mediante un filtro con risposta all'impulso adattata alle singole portanti $\Psi_k(t)$. Esso si basa sulla definizione di prodotto cartesiano mostrata nell'equazione (5.6) applicata nel caso del segnale $x_{T_s}(t)$ e della portante $\Psi_k(t)$. Si ottiene quanto segue:

$$\begin{aligned}
(x_{T_s}(t),\Psi_k(t)) &= \int_{-\infty}^{\infty} x_{T_s}(t)\Psi_k^*(t)\,dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{h=0}^{N-1} C_h\Psi_h(t)\Psi_k^*(t)\,dt \\
&= \sum_{h=0}^{N-1} C_h \int_{-\infty}^{\infty} \Psi_h(t)\Psi_k^*(t)\,dt \\
&= T_s \sum_{h=0}^{N-1} C_h\delta_{h,k} \\
&= C_k T_s\,, \qquad \forall\, k = 0,1,\ldots,N-1
\end{aligned} \tag{5.41}$$

risulta pertanto che:

$$\frac{1}{T_s}\Big(x_{T_s}(t)\,,\Psi_k(t)\Big) = C_k \tag{5.42}$$

Quanto esposto analiticamente è rappresentato nella figura 5.4. Ossevando le figure 5.3 e 5.4, si può notare che, considerando un sistema OFDM con parecchi canali, il numero di modulatori sinusoidali e di demodulatori richiesto diventa elevato e quindi il sistema risulta molto complesso e costoso. È stato comunque dimostrato, si veda [28], che un segnale digitale multifrequenza è riconducibile ad una trasformata inversa di Fourier (IDFT, *Inverse Discrete Fourier Transform*) della serie di dati originali, mentre il banco di demodulatori è riconducibile ad una trasformata discreta di Fourier (DFT). Ne segue che il sistema OFDM può essere completamente realizzato in forma digitale come mostrato in figura 5.5.

5.2.8 Prestazioni su canale AWGN

In questo paragrafo verranno esaminate le prestazioni del sistema OFDM su un canale affetto solo da rumore termico (AWGN). In questo caso il segnale ricevuto è il seguente:

$$y(t) = x(t) + n(t) \tag{5.43}$$

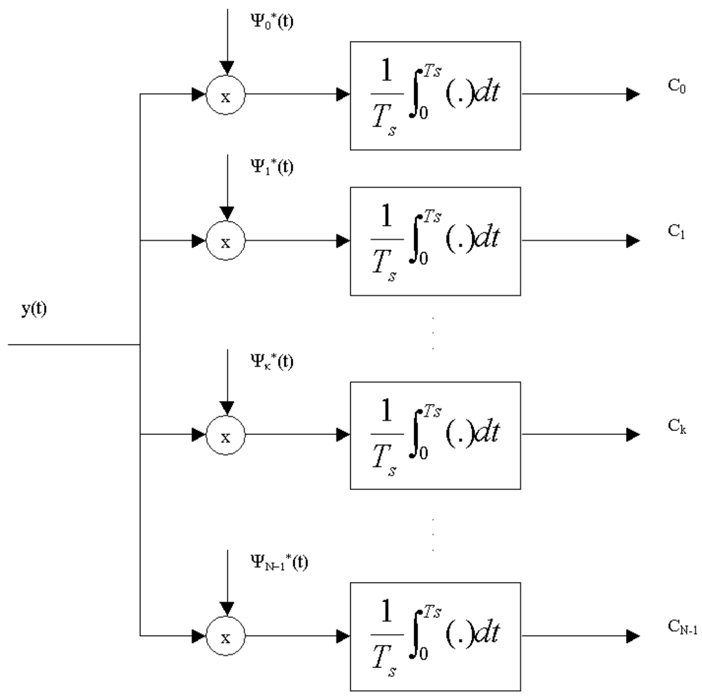


Figura 5.4. Realizzazione di base del demodulatore OFDM a correlazione

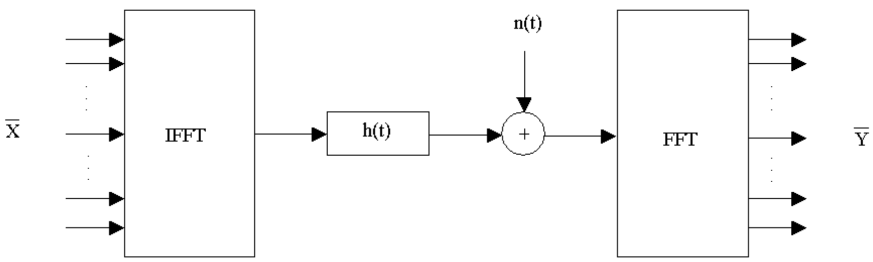


Figura 5.5. Realizzazione del sistema OFDM mendiante l'uso della IDFT/DFT

dove $x(t)$ rappresenta il segnale trasmesso, mentre $n(t)$ rappresenta il processo AWGN che ha valor medio nullo e densità spettrale di potenza pari a N_0. In demodulazione si ottiene, in uscita dal k-esimo correlatore e nel periodo di tempo $(jT_s < t < (j+1)T_s)$, la variabile casuale $y_{j,k}$ che è pari a:

$$y_{j,k} = C_{j,k} + n_{j,k} \tag{5.44}$$

dove, dato che il sistema è lineare, $n_{j,k}$ è una variabile gaussiana a valor medio nullo e varianza $\sigma^2 = N_0/2$ (per queste considerazioni si veda [29], p. 119).

Supponendo di utilizzare una modulazione di portante QPSK è possibile ricavare una probabilità di errore sul simbolo e sul bit. Per la prima, poiché $|C_k|^2 = 2$, si ha [27] (p. 638):

$$P_s(e) = erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)\left[1 - \frac{1}{4}erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)\right] \tag{5.45}$$

Per quanto concerne la probabilità di errore sul bit, per la QPSK si ha:

$$P_b(e) = \frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \tag{5.46}$$

Nel caso dell'OFDM, utilizzando il teorema delle probabilità totali [30] (p. 17):

$$P(A) = \sum_{i=1}^{N} P(E_i)P(A|E_i) \tag{5.47}$$

si ottiene il seguente risultato:

$$P_{b_{OFDM}}(e) = \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{N}P_b(e) = \frac{1}{N}NP_b(e) = P_b(e) \tag{5.48}$$

Si può quindi notare che il sistema OFDM, con canale lineare AWGN, raggiunge le stesse prestazioni di un sistema QPSK: questo è possibile grazie all'ortogonalità delle portanti. Nel caso si utilizzi l'intervallo di guardia tali prestazioni presentano una perdita di rapporto segnale/rumore, come indicato nelle equazioni (5.39) e (5.40). Questi risultati vengono mostrati in figura 5.6.

5.3 Le modulazioni DQPSK e $\pi/4$ DQPSK

La modulazione PSK (*Phase Shift Keying*) è molto simile alla modulazione di frequenza, ma a differenza di quest'ultima comporta dei cambiamenti di fase della forma d'onda trasmessa, i quali rappresentano il flusso di dati digitali. In particolare, con la modulazione QPSK (*Quadrature PSK*), la portante subisce quattro variazioni di fase ed è così in grado di trasportare due bit di informazione per simbolo.

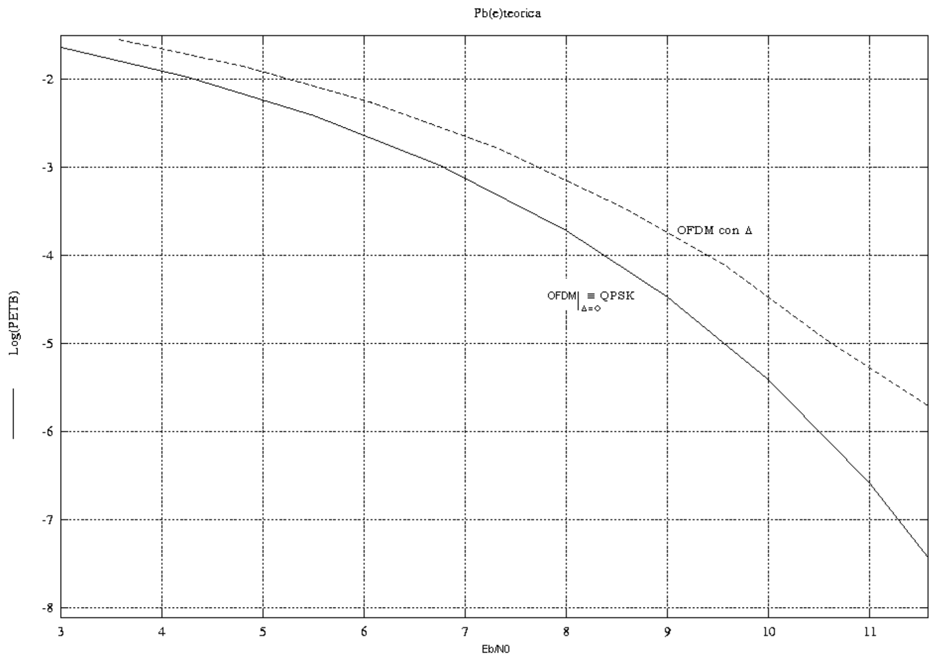


Figura 5.6. Confronto tra la probabilità d'errore sul bit dell'OFDM con intervallo di guardia $\Delta = T_s/5$ e senza

La modulazione DQPSK (*Differential QPSK*) si basa sui cambiamenti di fase tra un periodo di simbolo e quello successivo piuttosto che sulla fase assoluta; questo è utile in quanto è difficile ottenere un riferimento di fase fisso in un ambiente radio mobile. La modulazione differenziale, infatti, è molto utile in canali affetti dall'effetto Doppler, che provoca uno spostamento in frequenza, cioè una rotazione di fase. Questa modulazione è in grado di seguire tale rotazione della costellazione trasmessa a patto che le variazioni di fase, tra due simboli successivi, non siano troppo elevate.

Un caso particolare di modulazione differenziale è la $\pi/4$ DQPSK, la quale inserisce una rotazione di fase addizionale pari a 45° ad ogni simbolo. Nella modulazione DQPSK standard è possibile che si abbia una lunga sequenza di zeri in ingresso che comporta l'assenza di una rotazione di fase della costellazione, rendendo difficile il recupero del sincronismo di simbolo. La modulazione $\pi/4$ DQPSK, invece, assicura che ci sia una transizione di fase per ogni simbolo, la quale permette al ricevitore di migliorare il recupero della sincronizzazione.

Con i vari schemi di modulazione è inoltre possibile utilizzare una particolare assegnazione delle rappresentazioni binarie dei simboli: la più nota è quella che viene indicata come *codifica di Gray*. Essa consiste in una sequenza di rappresentazioni binarie ordinate in modo che due consecutive differiscano di un solo bit; utilizzando questa rappresentazione viene minimizzata, con basse probabilità d'errore sul simbolo, la probabilità d'errore sul bit.

5.3.1 Il segnale

Nella modulazione DQPSK i simboli emessi dalla sorgente vengono usati per modificare la fase di un segnale in banda passante; la sequenza di K messaggi di informazione può essere espressa come [29] (pp. 203-204):

$$x(t) \triangleq \Re\left\{\overset{\circ}{x}(t)\right\} = \Re\left\{m(t)e^{j2\pi f_0 t}\right\} \tag{5.49}$$

dove, per definizione,

$$m(t) \triangleq \sum_{k=0}^{K-1} e^{j\varphi_k} s(t-kT) \qquad 0 \leq t < KT \tag{5.50}$$

e la sequenza delle fasi φ_k è ottenuta associando la sequenza di simboli alle fasi della portante selezionata tra i valori dell'insieme:

$$\left\{\frac{2\pi}{M}(i-1) + \Phi\right\}_{i=1}^{M} \tag{5.51}$$

con Φ fase arbitraria costante. Nel caso delle modulazioni PSK, $s(t)$ è una porta di ampiezza A e durata T, cioè :

$$s(t) = Ap_T(t) = \begin{cases} A & \text{per} \qquad 0 \leq t < T \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \tag{5.52}$$

Per cui, inserendo l'equazione (5.50) nella (5.49), il segnale diventa:

$$\begin{aligned} x(t) &= A\sum_{k=0}^{K-1} p_T(t-kT)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) \\ &= I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t) \end{aligned} \tag{5.53}$$

dove[3]:

$$
\begin{aligned}
I(t) &\triangleq A \sum_{k=0}^{K-1} p_T(t-kT)\cos(\varphi_k) \\
Q(t) &\triangleq A \sum_{k=0}^{K-1} p_T(t-kT)\sin(\varphi_k)
\end{aligned}
\tag{5.54}
$$

Il trasmettitore, quindi, utilizza un insieme di forme d'onda di durata T; nel caso del modulatore QPSK vengono processati due bit di ingresso per volta producendo così una delle quattro possibli fasi della portante $A\cos(2\pi f_0 t)$.

Nella modulazione $\pi/4$ DQPSK vengono utilizzate due costellazioni di segnali QPSK sfasate di 45 gradi ad intervalli alterni; quindi il segnale differisce da quello DQPSK per il fatto che la portante in trasmissione viene sistematicamente ruotata di $\pi/4$ ad ogni intervallo di simbolo.

Per entrambi gli schemi di modulazione, tutte le volte che si ha una variazione della parte in fase o di quella in quadratura il rapporto tra ampiezza massima e minima del segnale è pari a 3 dB, mentre nel caso in cui vari sia la parte in fase che quella in quadratura l'inviluppo passa per zero portando tale rapporto ad infinito. Da quanto detto si evince che la dinamica d'ingresso varia e quindi tali modulazioni non sono ad inviluppo costante.

5.3.2 Spettro del segnale

Lo spettro del segnale è uguale sia per la DQPSK che per la $\pi/4$ DQPSK, in quanto esse differiscono solo per uno sfasamento che non modifica lo spettro; per tale motivo questa trattazione prenderà in considerazione la generica modulazione QPSK.

Ricordando quanto visto nel § 5.3.1 e l'equazione (5.52), lo spettro di un simbolo QPSK, rappresentato come segnale analitico e indicato con $\mathring{x}_T(t)$,

[3]Si ricorda che: $\cos(\alpha+\beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) - \sin(\alpha)\sin(\beta)$.

può essere espresso nel seguente modo:

$$\begin{aligned}\overset{\circ}{X}_T(f) \overset{\triangle}{=} \mathcal{F}\left\{\overset{\circ}{x}_T(t)\right\} &= \mathcal{F}\left\{Ap_T(t)e^{j2\pi f_0 t+j\varphi_k}\right\} \\ &= Ae^{j\varphi_k}P_T(f) * \delta(f-f_0) \\ &= Ae^{j\varphi_k}P_T(f-f_0) \\ &= Ae^{j\varphi_k}\frac{\sin[\pi(f-f_0)t]}{\pi(f-f_0)}\end{aligned} \tag{5.55}$$

Ricordando che lo spettro di potenza di un segnale a potenza finita è definito come:

$$\mathcal{G}_x(f) \overset{\triangle}{=} \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}|X_T(f)|^2 \tag{5.56}$$

allora nel caso del segnale analitico QPSK esso assume la seguente espressione:

$$\mathcal{G}_{\overset{\circ}{x}}(f) = A^2T\left[\frac{\sin[\pi(f-f_0)T]}{\pi(f-f_0)T}\right]^2 \tag{5.57}$$

ed è rappresentato in figura 5.7.

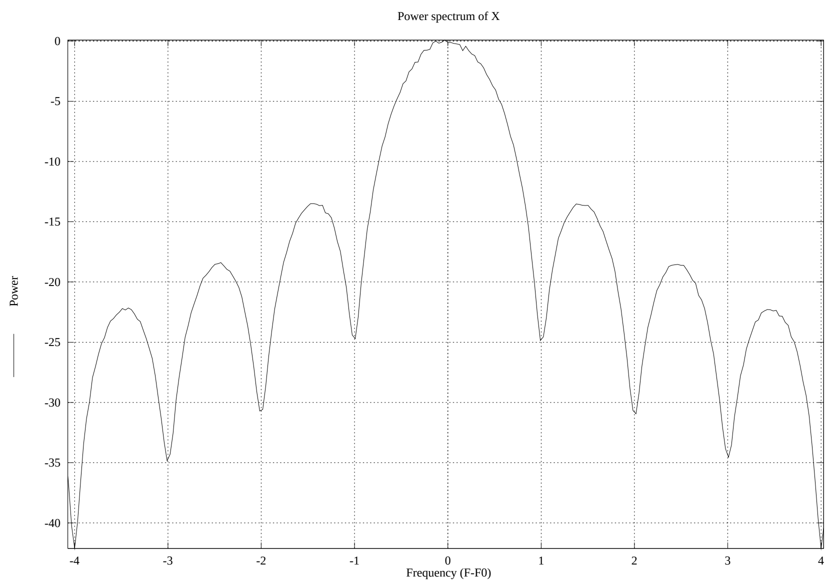


Figura 5.7. Spettro di potenza del segnale analitico QPSK

La modualzione QPSK è una modulazione di fase discontinua, cioè presenta delle variazioni rapide nel tempo che comportano un allargamento della banda del segnale; infatti osservando la figura 5.7 si nota la presenza, oltre che del lobo principale, anche di tutta una serie di lobi secondari. Comunque, se si cercano i requisiti di ampiezza di banda minima si vede che a radiofrequenza essa vale $1/T$.

5.3.3 Efficienza spettrale

In riferimento a quanto visto nel § 5.3.2, è possibile esprimere la banda minima di un generico segnale M-PSK come $B = 1/T$; la massima efficienza spettrale risulta pertanto pari a:

$$\eta \triangleq \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2(M)/T}{1/T} = \log_2 M \tag{5.58}$$

e nel caso della QPSK si ha $\eta = 2$. Questo risultato mostra che l'efficienza di banda cresce con il numero di livelli M; tale miglioramento, però, è pagato con un maggior valore del rapporto segnale/rumore richiesto per uno specifico valore della probabilità d'errore. Quest'ultima affermazione è giustificata dal fatto che il raggio della circonferenza, su cui giacciono i punti della modulazione, dipende dall'energia dei simboli ed incrementando M, a parità di energia, i segnali si avvicinano. Di conseguenza le stesse prestazioni in termini di errore possono essere mantenute solo con un aumento dell'energia trasmessa.

5.3.4 Energia e potenza

La trattazione del segnale DQPSK in termini di energia e potenza coincide con quella del QPSK, in quanto differisce da esso solo in termini di modulazione e demodulazione (come si vedrà nel § 5.3.5).

La geometria dei segnali QPSK può essere rappresentata, si veda [27] (pp. 630-631), da vettori a due dimensioni; i segnali giacciono su di una circonferenza e, nel caso in cui il valore di Φ dell'equazione (5.51) sia pari a $\pi/4$, si ottiene la rappresentazione mostrata in figura 5.8 (a). Risulta quindi evidente che tutti i simboli della costellazione QPSK hanno la stessa

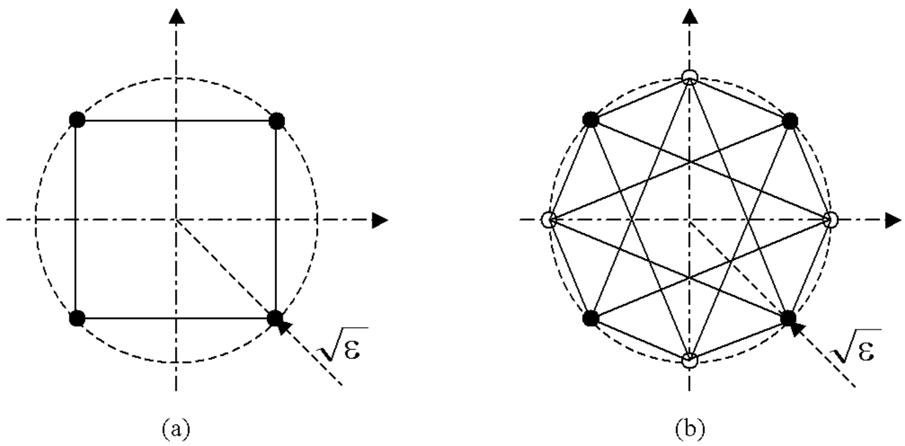


Figura 5.8. Rappresentazione geometrica dei segnali QPSK (a) e $\pi/4$ DQPSK (b) con le relative transizioni possibili

energia la quale, ricordando le equazioni (5.9) e (5.53) e ponendo $M = 4$ nell'equazione (5.51), per il j-esimo simbolo assume la seguente espressione[4]:

$$\begin{aligned}
\mathcal{E}[x_j(t)] &= \int_{-\infty}^{+\infty} x_j^2(t)\,dt = \int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t)\cos^2(2\pi f_0 t + \varphi_{j,i})\,dt \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t)\cos^2\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi i}{2} + \frac{\pi}{4}\right)dt \\
&= \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t)\,dt + \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t)\cos\left(4\pi f_0 t + \pi i + \frac{\pi}{2}\right)dt \\
&= \frac{1}{2}\mathcal{E}[s(t)]
\end{aligned} \tag{5.59}$$

dove la fase del j-esimo simbolo $\varphi_{j,i}$ può assumere quattro valori a seconda dell'indice i. Con $\mathcal{E}[s(t)]$ si è indicata l'energia dell'impulso che, ricordando l'equazione (5.52), vale:

$$\mathcal{E}[s(t)] = \mathcal{E}[Ap_T(t)] = A^2T \tag{5.60}$$

da cui risulta:

$$\mathcal{E}[x_j(t)] = \frac{A^2T}{2} \tag{5.61}$$

[4]Si ricorda che: $\cos^2(\alpha) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(2\alpha)$.

Riprendendo la definizione data nell'equazione (5.30), la potenza di ciascun simbolo $x_j(t)$ vale:

$$\mathcal{P}[x_j(t)] = \frac{A^2}{2} \tag{5.62}$$

La modulazione $\pi/4$ DQPSK fornisce gli stessi risultati esposti in questo paragrafo in quanto anche in questo caso, come mostrato in figura 5.8 (b), i simboli giacciono sulla stessa circonferenza dei simboli QPSK.

Tale circonferenza ha un raggio pari alla radice quadrata dell'energia per simbolo.

5.3.5 Modulatore e demodulatore DQPSK

Il modulatore DQPSK, si veda [27] (p.643), è basato sul fatto che l'informazione da trasmettere viene "codificata" come differenza di fase tra due segnali successivi per eliminare l'ambiguità di fase φ_a della portante che sarà recuperata in ricezione. Si indichi con φ_k la fase assoluta del segnale trasmesso nel K-esimo intervallo e con $\hat{\varphi}_k = \varphi_k + \varphi_a$ la fase demodulata coerentemente nello stesso intervallo, in assenza di rumore. L'insieme dei valori di fase mostrati nell'equazione (5.51) viene ancora utilizzato per trasmettere i dati della sorgente, ma questi valori sono ora associati non alla fase assoluta, bensì alle sue variazioni tra due intervalli successivi. Il ricevitore opera la decisione alla fine del K-esimo intervallo di segnalazione sulla base della seguente differenza delle fasi:

$$\hat{\varphi}_k - \hat{\varphi}_{k-1} = (\varphi_k + \varphi_a) - (\varphi_{k-1} + \varphi_{a-1}) = \varphi_k - \varphi_{k-1} = \Delta\varphi_k \tag{5.63}$$

In questo modo l'ambiguità di fase φ_a può essere rimossa.

Per realizzare questo schema di trasmissione il modulatore dapprima elabora i simboli binari in modo da costruire la codifica differenziale, realizzata a livello digitale, e successivamente trasmette le fasi assolute. Si noti che per trasmettere K simboli sono richieste $(K + 1)$ fasi assolute; si richiede la ridondanza di un simbolo per rimuovere l'ambiguità di fase φ_a. Lo schema generale del modulatore DQPSK viene mostrato in figura 5.9; esso, a parte il *mapping differenziale*, può essere considerato come l'insieme di due modulatori BPSK le cui uscite sono sommate insieme. I due canali in quadratura sono rispettivamente contrassegnati come I (canale in fase) e Q (canale in

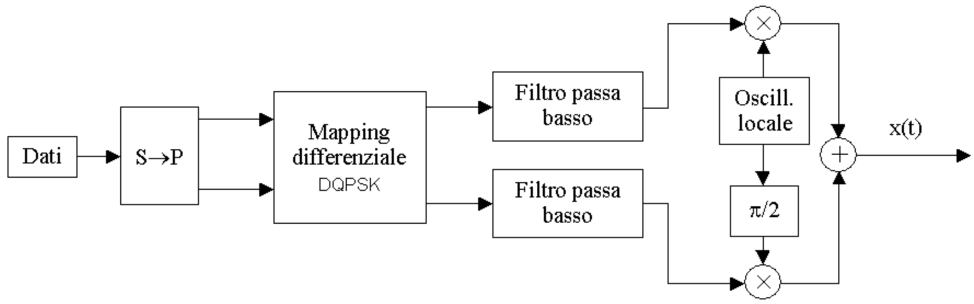


Figura 5.9. Schema del modulatore DQPSK

quadratura). Il blocco *mapping differenziale* è quello che permette di realizzare la corrispondenza tra la sequenza di informazione e le fasi trasmesse; una possibile associazione è mostrata nella tabella 5.1. I simboli d'ingresso sono

Tabella 5.1. Corrispondenza tra i simboli in ingresso al blocco di mapping differenziale del DQPSK e le rotazioni di fase da effettuare per ottenere i simboli di uscita

Simboli in ingresso	**Rotazione di fase [rad]**
00	0
01	$\pi/2$
10	π
11	$-\pi/2$

quelli che escono dalla sorgente d'informazione ed entrano nel blocco di mapping differenziale; il nuovo simbolo da trasmettere viene calcolato scegliendo il punto della costellazione ottenuto mediante la rotazione di fase relativa al simbolo in ingresso, partendo dal simbolo precedentemente inviato.

Per quanto riguarda la demodulazione di un segnale DQPSK è possibile utilizzare due strategie (si veda [29], pp. 213-219): la demodulazione coerente e quella differenziale coerente.

Nel primo caso si assume che il ricevitore disponga di una portante di riferimento, ma che su di essa esista un'ambiguità di fase φ_a. Il demodulatore estrae con tecnica coerente la fase assoluta in ogni intervallo di tempo, rimuovendo l'ambiguità di fase φ_a a livello digitale tramite un decodificatore differenziale.

La demodulazione coerente richiede però la generazione locale di una portante di riferimento; questo può essere scomodo sia per il numero di circuiti richiesti per recuperarla sia, in talune applicazioni, per la mancanza di tempo necessario per l'acquisizione. Volendo evitare l'uso di una portante di riferimento, è possibile utilizzare un sistema che realizzi la demodulazione prendendo in considerazione le fasi dei segnali ricevuti in due intervalli di tempo successivi e stimando la loro differenza. Poiché l'informazione è stata codificata dal trasmettitore con tecnica differenziale, la differenza di fase $\Delta\varphi_k$ osservata in ricezione (che assume i valori nell'insieme definito dall'equazione (5.51)) permette il recupero dell'informazione e la rimozione dell'ambiguità di fase. Il diagramma a blocchi del demodulatore è riportato in figura 5.10. Si noti, comunque, che l'ambiguità di fase φ_a del segnale ricevuto viene rimossa a patto che essa rimanga costante.

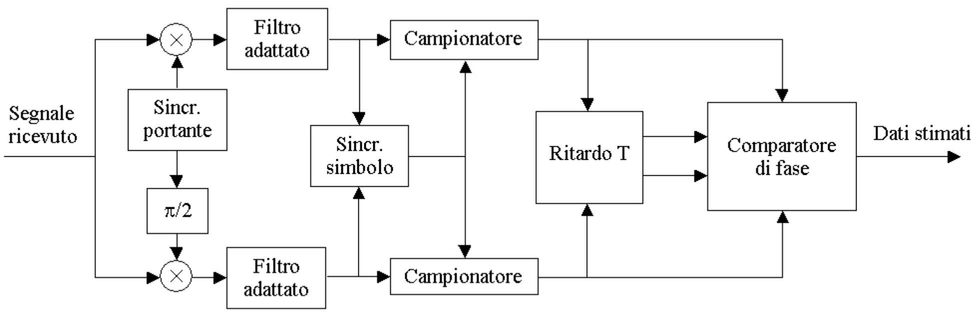


Figura 5.10. Schema del demodulatore DQPSK

5.3.6 Modulatore e demodulatore $\pi/4$ DQPSK

La modulazione $\pi/4$ DQPSK utilizza lo schema di figura 5.11, analogo a quello della DQPSK ma con un differente blocco di mapping differenziale, il quale deve tenere conto che i simboli trasmessi durante gli intervalli di tempo pari utilizzano una costellazione, mentre quelli degli intervalli dispari ne utilizzano una ruotata di $\pi/4$. Con riferimento alla figura 5.11, i legami

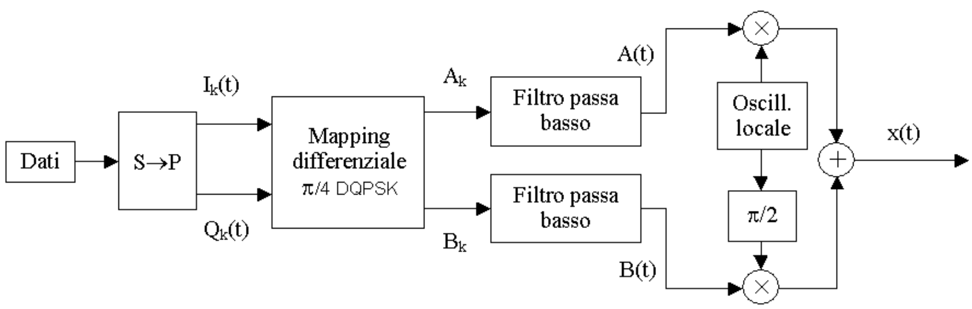


Figura 5.11. Schema del modulatore $\pi/4$ DQPSK

tra le varie grandezze sono:

$$\begin{aligned} \theta_k &= \theta_{k-1} + \Delta\theta_k \\ A_k &= A_{k-1}\cos(\theta_k) - B_{k-1}\sin(\theta_k) \\ B_k &= A_{k-1}\sin(\theta_k) + B_{k-1}\cos(\theta_k) \end{aligned} \tag{5.64}$$

dove $\Delta\theta_k$ fornisce la variazione di fase relativa alle parti in fase e in quadratura all'uscita del convertitore seriale/parallelo e permette di realizzare il mapping mostrato nella tabella 5.2, necessario per realizzare la ricezione differenziale. Da essa si può notare come, a differenza di quanto esposto nella

Tabella 5.2. Corrispondenza tra i simboli in ingresso al blocco di mapping del $\pi/4$ DQPSK e le rotazioni di fase da effettuare per ottenere i simboli di uscita

Simboli in ingresso I_kQ_k	**Rotazione di fase $\Delta\theta_k$ [rad]**
00	$-3\pi/4$
01	$3\pi/4$
10	$-\pi/4$
11	$\pi/4$

tabella 5.1 per il DQPSK, la rotazione di fase non può essere nulla e quindi "si salta" sempre nella costellazione vicina ruotata di $\pi/4$.

In demodulazione la conoscenza di $\Delta\theta_k$ permette di calcolare la fase assoluta: occorre però conoscere la fase iniziale. Lo schema del demodulatore è rappresentato in figura 5.12. In questo caso non è necessario recuperare le

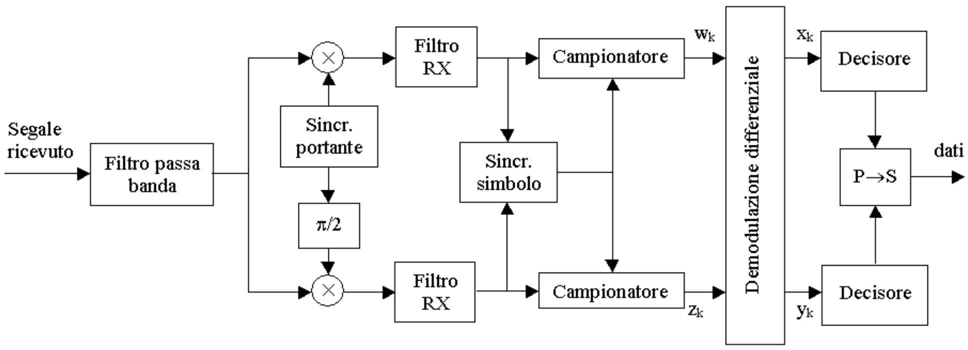


Figura 5.12. Schema del demodulatore $\pi/4$ DQPSK

fasi e quindi i segnali seno e coseno utilizzati nei moltiplicatori sono alla frequenza di portante f_0, ma possono avere fase qualsiasi. Per poter effettuare la decisione è presente un blocco che realizza la demodulazione differenziale; in ingresso esso riceve i seguenti segnali:

$$\begin{aligned} w_k &= \cos(\theta_k - \varphi) \\ z_k &= \sin(\theta_k - \varphi) \end{aligned} \tag{5.65}$$

dove φ rappresenta l'eventuale errore di fase tra la portante ricevuta e quella locale, mentre in uscita fornisce:

$$\begin{aligned} x_k &= w_k w_{k-1} + z_k z_{k-1} \\ y_k &= z_k w_{k-1} - w_k z_{k-1} \end{aligned} \tag{5.66}$$

Sostituendo nell'equazione di x_k la (5.65), tralasciando per semplicità φ ed applicando le formule di sottrazione[5], si ha:

$$\begin{aligned} x_k &= \cos(\theta_k)\cos(\theta_{k-1}) + \sin(\theta_k)\sin(\theta_{k-1}) \\ &= \cos(\theta_k - \theta_{k-1}) \\ &= \cos(\Delta\theta_k) \end{aligned} \tag{5.68}$$

In modo analogo per y_k si ricava:

$$y_k = \sin(\Delta\theta_k) \tag{5.69}$$

[5]Si ricorda che:

$$\begin{aligned} \sin(\alpha - \beta) = \sin(\alpha)\cos(\beta) - \cos(\alpha)\sin(\beta) \\ \cos(\alpha - \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) + \sin(\alpha)\sin(\beta) \end{aligned} \tag{5.67}$$

Si può perciò osservare che x_k e y_k dipendono soltanto dalla fase differenziale: l'aver tralasciato φ risulta pertanto ininfluente sul risultato. Mediante $sin(\Delta\theta_k)$ e $cos(\Delta\theta_k)$ è possibile recuperare i simboli I_k e Q_k trasmessi, secondo quanto illustrato nella tabella 5.2. In particolare quando x_k e y_k sono maggiori di zero i rispettivi simboli I_k e Q_k sono uguali a uno e viceversa.

5.3.7 Prestazioni su canale AWGN

Come per la precedente modulazione (§ 5.2.8), anche in questo caso vengono analizzate le prestazioni su un canale AWGN. L'espressione della probabilità d'errore sul bit, nel caso della demodulazione differenziale coerente, assume una semplice espressione e si può dimostrare, si veda [29] (pp. 216-220), che vale:

$$P_b(e) = \frac{1}{2}e^{-\frac{E_b}{N_0}} \tag{5.70}$$

Tale curva è mostrata in figura 5.13 insieme a quelle della QPSK non differenziale e della $\pi/4$ DQPSK. Si può notare che quest'ultima fornisce le stesse prestazioni della DQPSK, in quanto entrambe hanno le stesse regioni di decisione a meno di una rotazione di fase. Esse, però, peggiorano rispetto al caso QPSK (si veda [20], p. 252); la perdita, quantificabile in circa 3 dB, è dovuta al fatto che nelle modulazioni differenziali ciascun simbolo ricevuto dipende da quello precedente. In questo caso la ricezione dell'i-esimo simbolo errato porta ad un aumento della probabilità che anche l'$(i+1)$-esimo sia sbagliato. Tali modulazioni hanno però il vantaggio di essere in grado di seguire delle variazioni di fase, purché non siano troppo elevate.

5.4 La modulazione GMSK

La modulazione GMSK (*Gaussian MSK*) è derivata dalla MSK (*Minimum Shift Keying*) la quale è una modulazione a inviluppo costante e fase continua (CPM, *Continuous Phase Modulation*). L'idea di fondo della CPM è quella di modulare, con i simboli di informazione, la frequenza della portante generata da un oscillatore in modo da mantenerne continua la fase. Un problema introdotto dalla modulazione MSK è dovuto all'elevata interferenza sui canali adiacenti, conseguente al pesante contributo dei lobi secondari del

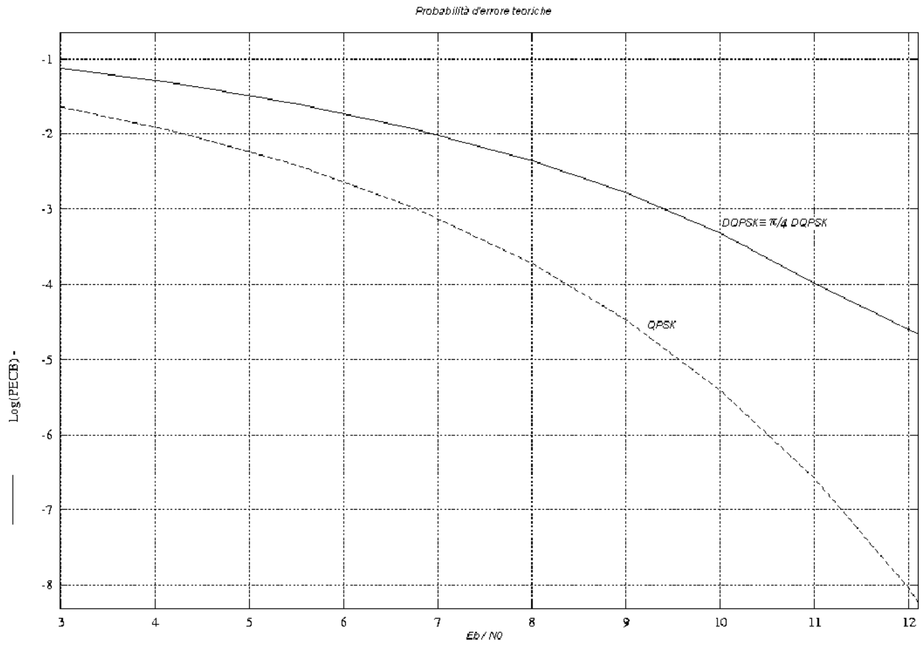


Figura 5.13. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit delle modulazioni QPSK, DQPSK e $\pi/4$ DQPSK

suo spettro. Risulta invece essenziale, ai fini della massima efficienza spettrale, disporre di un segnale modulato con spettro compatto, in cui cioè la potenza sia contenuta nel lobo principale con minimi contributi in quelli secondari; la soluzione consiste nell'introduzione di un filtro di pre-modulazione passa-basso di tipo gaussiano, che può essere facilmente realizzato con tecnica numerica. Un parametro essenziale di tale filtro è il prodotto BT che è determinato dal periodo di bit (T) della sequenza di informazione e dalla larghezza di banda a 3 dB (B) del filtro, in base alla quale vengono definite la sagomatura della forma degli impulsi e le traiettorie di fase. Dall'introduzione del filtro gaussiano deriva il nome del modulatore GMSK, che in definitiva è composto dal suddetto filtro alimentato da una sequnza binaria NRZ (*Non Return to Zero*), cioè nella quale si passa dall'uno allo zero in maniera discontinua (segnale binario antipodale); nel sistema GSM, ad esempio, si utilizza la modulazione GMSK con il parametro BT pari a 0.3. Per quanto riguarda la demodulazione, in linea teorica questa potrebbe essere di tipo coerente o incoerente.

Poichè la modulazione GMSK è una CPM, essa presenta alcuni vantaggi; innanzitutto può raggiungere un buon compromesso tra potenza ed efficienza di banda. Inoltre la fase è costretta ad essere continua e quindi il segnale dopo la modulazione ha inviluppo costante. In questo modo esso risulta essere meno sensibile alle non linearità, in quanto non presenta fluttazioni di ampiezza e possiede, quindi, uno spettro di potenza più compatto. I segnali ad inviluppo costante, inoltre, sono più resistenti alle interferenze dovute ai segnali dei canali adiacenti in quanto, essendo lo spettro più compatto, la maggior parte dell'energia è contenuta nella larghezza di banda del canale.

L'inviluppo costante risulta utile, perciò, nelle trasmissioni numeriche su canale radiomobile con fading, nel quale non conviene affidare l'informazione all'ampiezza del segnale trasmesso, mentre l'uso della fase continua riduce i problemi dei sistemi fortemente limitati in banda.

5.4.1 Il segnale

Il segnale GMSK modulato, per quanto fin qui esposto, può essere visto come un caso particolare del segnale CPM (si veda [27], cap. 9.5); la definizione di quest'ultimo fa riferimento allo schema di principio mostrato in figura 5.14, dove:

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n s(t - nT) \tag{5.71}$$

in cui i simboli $a_n \in \{\pm 1, \pm 3, \ldots, \pm (M-1)\}$ portano i bit di informazione, mentre $s(t)$ è detto *impulso formatore di frequenza* ed ha durata LT; L rappresenta la lunghezza di correlazione dell'impulso di frequenza e T il periodo di bit della sequenza modulante. Il segnale $x(t)$ in uscita dal modulatore ha la seguente espressione:

$$x(t) = A\cos\left[2\pi f_0 t + \Phi(t)\right] \tag{5.72}$$

il cui segnale analitico vale:

$$\mathring{x}(t) = Ae^{j[2\pi f_0 t + \Phi(t)]} \tag{5.73}$$

Per semplicità si considera l'inviluppo complesso del segnale, cioè:

$$\tilde{x}(t) = \mathring{x}(t)e^{-j2\pi f_0 t} = Ae^{j[2\pi f_0 t + \Phi(t)]}e^{-j2\pi f_0 t} = Ae^{j\Phi(t)} \tag{5.74}$$

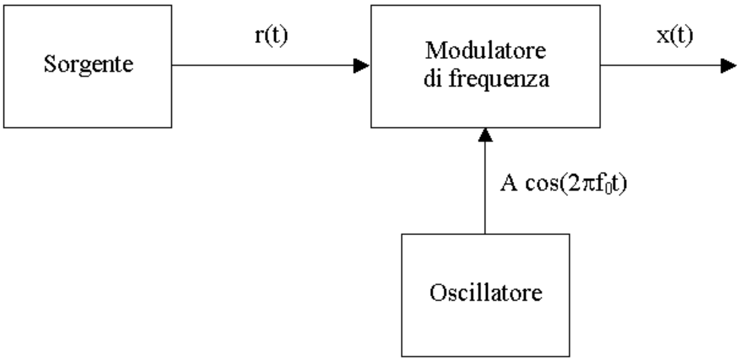


Figura 5.14. Schema del modulatore CPM

dove $\Phi(t)$ rappresenta la *fase istantanea*. Ricordando che la fase e la frequenza in una modulazione sono legate dalla relazione:

$$\Phi(t) \triangleq 2\pi m \int_{-\infty}^{t} f(t)\, dt \tag{5.75}$$

dove m indica l'indice di modulazione, allora la fase $\Phi(t)$ è data da:

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= 2\pi m \int_{-\infty}^{t} r(\tau)\, d\tau \\ &= 2\pi m \int_{-\infty}^{t} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n s(\tau - nT)\, d\tau \\ &= 2\pi m \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \int_{-\infty}^{t} s(\tau - nT)\, d\tau \\ &= 2\pi m \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n q(t - nT) \end{aligned} \tag{5.76}$$

dove

$$q(t) = \int_{-\infty}^{t} s(\tau)\, d\tau \tag{5.77}$$

viene detto *impulso di fase*. Di solito l'impulso formatore di frequenza $s(t)$ viene normalizzato in modo che $q(t)$ sia pari a 1 per $t \geq LT$.

Il segnale GMSK modulato è caratterizzato da $m = 0.5$, $a_n \in \{\pm 1\}$ e $L \to \infty$. L'impulso formatore di frequenza, ora denominato $s_g(t)$, viene ottenuto filtrando un segnale porta del tipo:

$$p_T(t) = \begin{cases} 1 & \text{per} \qquad 0 \leq t < T \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \tag{5.78}$$

con un filtro gaussiano $h(t)$ avente larghezza di banda a 3 dB pari a B; l'analisi dettagliata del filtro verrà trattata nel § 5.4.2. L'espressione di $s_g(t)$ vale dunque[6] (si veda [32], pp. 45-50):

$$s_g(t) = \frac{1}{2T}\left\{ erfc\left[\sqrt{\frac{2}{\ln 2}}\pi Bt\right] - erfc\left[\sqrt{\frac{2}{\ln 2}}\pi B(t+T)\right]\right\} \tag{5.80}$$

È possibile dimostrare, si veda [31] (pp. 150-160), che i segnali CPM possono essere scritti come la sovrapposizione di segnali PSK (ad esempio due BPSK differenziali, una in fase ed una in quadratura).

5.4.2 Filtro gaussiano e spettro del segnale

Nel GMSK, come visto nel § 5.4.1, i dati binari di informazione sono filtrati, prima della modulazione, da un filtro passa-basso gaussiano avente la seguente risposta all'impulso:

$$h(t) = B\sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}}e^{-\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2}t^2} \tag{5.81}$$

che viene rappresentata in figura 5.15. Da essa si nota che la risposta all'impulso si allarga al decrescere del prodotto BT. La banda caratterizza la forma nel tempo dell'impulso: a piccoli valori di B corrispondono durate temporali maggiori. Ne segue che l'impulso formatore di frequenza $s_g(t)$, ottenuto come convoluzione della porta con $h(t)$, ha l'andamento temporale mostrato in figura 5.16.

Ricordando la seguente trasformata di Fourier,

$$\mathcal{F}\left\{e^{-\frac{t^2}{2T^2}}\right\} = T\sqrt{2\pi}e^{-2\pi^2 f^2 T^2} \tag{5.82}$$

[6] Si ricorda, da [29] (p. 577), che la funzione *erfc* ha la seguente espressione:

$$erfc(x) \triangleq \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_x^{+\infty} e^{-t^2}\,dt \tag{5.79}$$

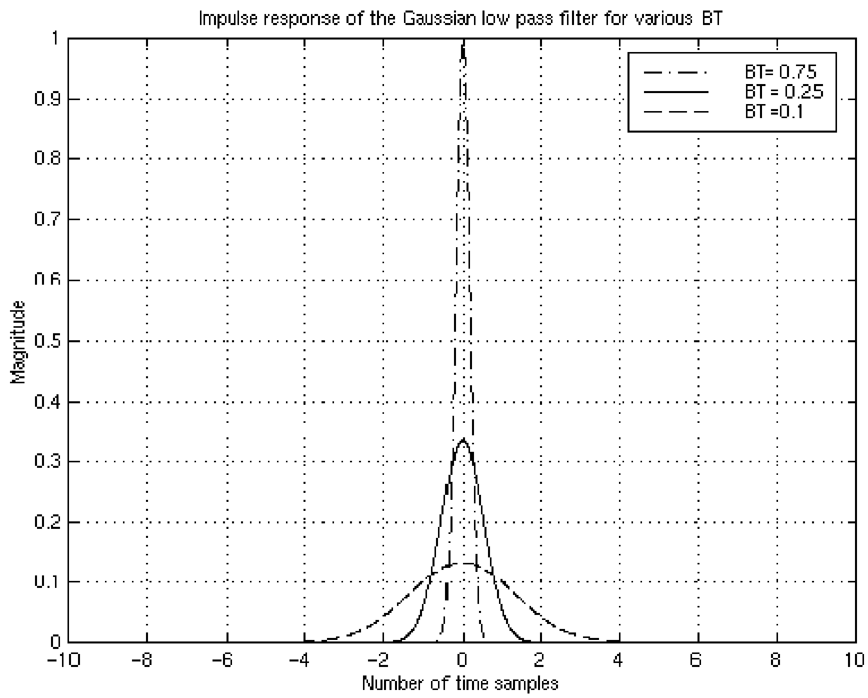


Figura 5.15. Risposta all'impulso del filtro gaussiano

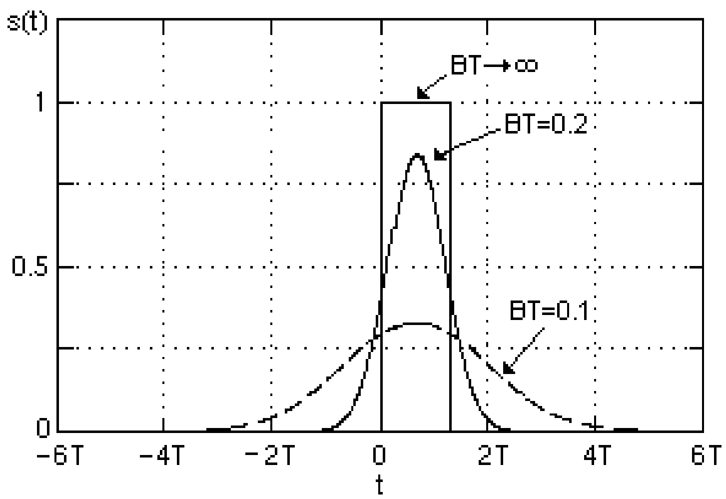


Figura 5.16. Rappresentazione nel tempo dell'impulso formatore di frequenza $s_g(t)$ in funzione del parametro BT

la funzione di trasferimento del filtro gaussiano vale:

$$H(f) = e^{-\frac{\ln(2) f^2}{2B^2}} \tag{5.83}$$

Trasformando con Fourier l'espressione dell'impulso di frequenza dato dall'equazione (5.80) è possibile ottenere lo spettro del segnale, che può essere espresso come prodotto della trasformata di Fourier del segnale porta dell'equazione (5.78) per la funzione di trasferimento del filtro gaussiano:

$$\begin{aligned} S_g(f) &= \mathcal{F}\left\{p_T(t)\right\} H(f) \\ &= T\,\frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T}\, e^{-j\pi f T} e^{-\frac{\ln(2) f^2}{2B^2}} \end{aligned} \tag{5.84}$$

La densità spettrale di potenza del segnale GMSK nel caso di $BT = 0.5$ viene mostrata in figura 5.17.

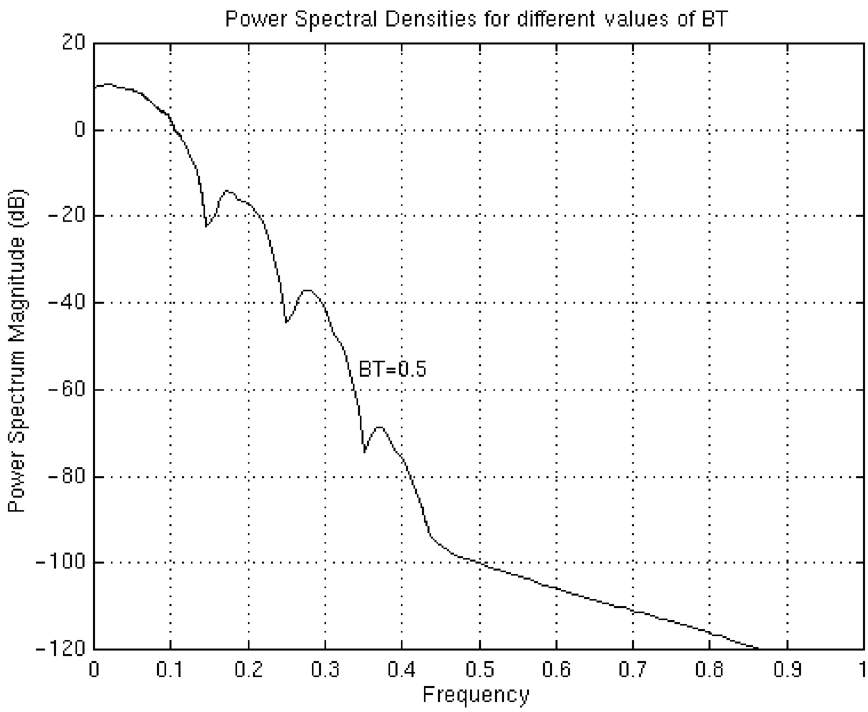


Figura 5.17. Densità spettrale di potenza della modulazione GMSK con $BT = 0.5$

5.4.3 Efficienza spettrale

Come visto nel § 5.2.4, l'efficienza spettrale η può essere scritta come:

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{k}{BT} \tag{5.85}$$

dove k rappresenta il numero di bit per simbolo. Si può osservare come il parametro BT risulti fondamentale per la valutazione dell'efficienza. In particolare, per aumentare l'efficienza è necessario, mantenendo T costante, ridurre la banda B; nel tempo, questo significa aumentare il supporto temporale LT dell'impulso formatore di frequenza $s_g(t)$. Poichè però T è costante, risulta che la lunghezza di correlazione L deve aumentare. Questo fa si che venga introdotta volontariamente una quantità di ISI dovuta alla parziale sovrapposizione temporale degli impulsi, riducendo però la banda occupata. Nel caso del segnale GMSK si ha un'elevata quantità di ISI in quanto L tende ad infinito, cioè gli impulsi risultano essere molto sovrapposti occupando, però, una minima quantità di banda; il caso opposto è quello dell'MSK in cui L vale 1, cioè gli impulsi non sono sovrapposti, ma l'occupazione di banda risulta molto elevata. Queste considerazioni risultano evidenti dalla figura 5.18. Si può notare che al diminuire di BT la banda occupata diminuisce, cioè il supporto temporale aumenta. Per ottenere un miglioramento dell'efficienza spettrale è dunque necessario accettare un aumento controllato dell'ISI che comporta, in caso di demodulazione coerente, un incremento esponenziale del numero di stati del demodulatore; quindi la complessità del ricevitore cresce in quanto necessita di una maggiore quantità di memoria (si veda la decodifica con processore di Viterbi, [29], pp. 173-180). Come visto nella figura 5.18, il GMSK offre la flessibilità di un compromesso tra un aumento della probabilità d'errore dovuto alla maggiore ISI e una migliore efficienza spettrale.

5.4.4 Modulatore e demodulatore

La modulazione GMSK può essere ottenuta mediante due differenti tecniche: una incoerente e l'altra coerente.

Lo schema del modulatore incoerente ricalca quello mostrato nella figura 5.14 con l'aggiunta, però, del filtro passa-basso gaussiano; la struttura

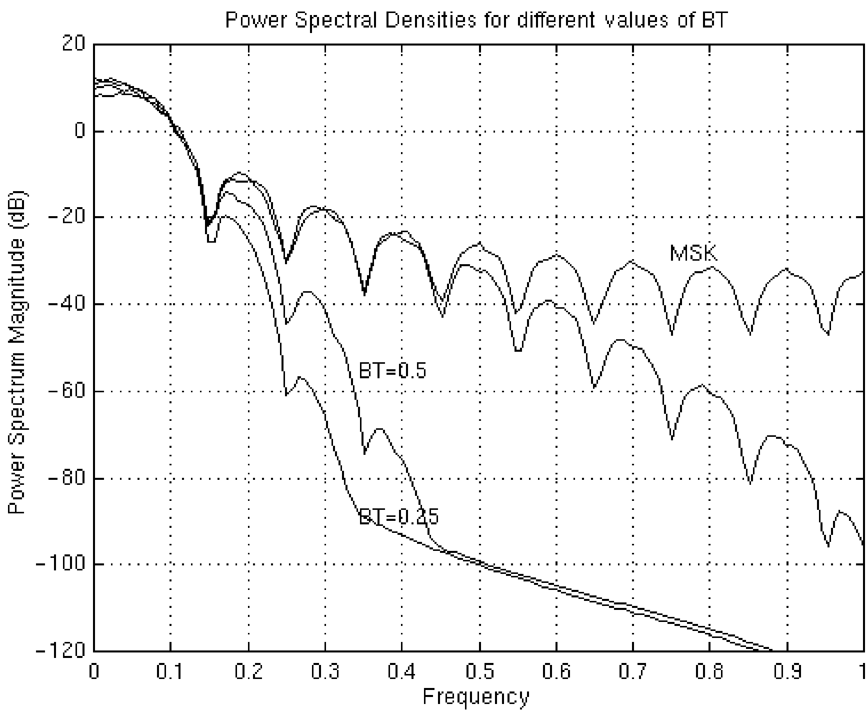


Figura 5.18. Confronti tra la densità spettrale di potenza della modulazione GMSK (al variare di BT) e di quella MSK

completa viene rappresentata in figura 5.19. Si tratta di un semplice modulatore di frequenza avente indice di modulazione m pari a 0.5. I dati sono costituiti da una sequenza NRZ, cioè da un segnale binario antipodale, secondo quanto descritto dall'equazione (5.71). Essi passano, poi, attraverso il filtro gaussiano, analizzato nel § 5.4.2, la cui uscita va a pilotare il modulatore

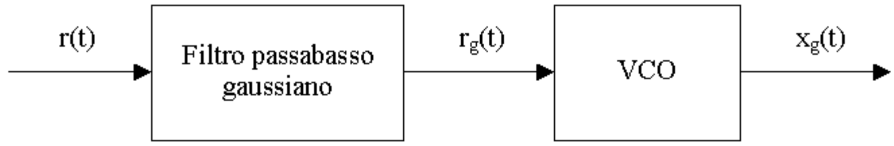


Figura 5.19. Schema del modulatore GMSK incoerente

di frequenza che è tipicamente costituito da un VCO (*Voltage Controlled Oscillator*). In uscita dal VCO il segnale modulato ha la seguente espressione:

$$x_g(t) = A\cos\left[2\pi(f_0 + r_g(t))t\right] \tag{5.86}$$

dove

$$r_g(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n s_g(t - nT) \tag{5.87}$$

rappresenta la frequenza istantanea dopo il filtro. L'unica complessità di questa struttura risiede nel filtro gaussiano che non viene realizzato con poli e zeri, bensì si utilizzano dei filtri FIR (*Finite Impulse Response*) lineari, cioè delle linee di ritardo con degli opportuni coefficienti moltiplicativi (per la realizzazione dei filtri FIR si veda [24], pp. 224-226).

La struttura del modulatore GMSK coerente, invece, è quella mostrata in figura 5.20. Esso si basa sull'espressione del segnale analitico vista nell'equa-

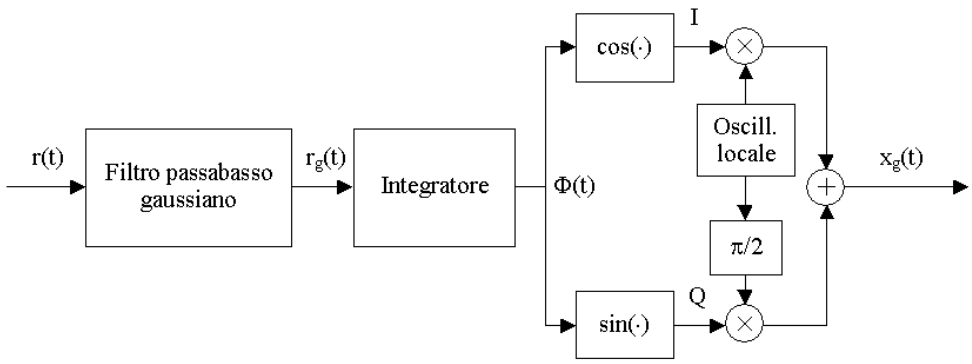


Figura 5.20. Schema del modulatore GMSK coerente

zione (5.74), la quale ci suggerisce, infatti, che il segnale modulato può essere ottenuto mediante la somma delle componenti in fase e in quadratura del segnale di informazione NRZ (si veda [34], pp. 14-23). La sequenza di ingresso $r(t)$ viene fatta passare nel filtro gaussiano ottenendo la frequenza istantanea $r_g(t)$ che, integrata, genera la fase istantanea. La sequenza così ottenuta viene poi parallellizzata su due rami e su di essi viene calcolato rispettivamente il coseno e il seno, per generare la componente in fase I e quella in quadratura Q del segnale GMSK in banda base. Infine i segnali risultanti vengono moltiplicati per le rispettive portanti e poi sommati per costituire il segnale GMSK modulato.

Questo tipo di modulatore è più complicato di quello incoerente a causa del blocco di integrazione e delle operazioni di seno e coseno. La realizzazione coerente presenta però il vantaggio di avere due rami in parallello che permettono di dimezzare la velocità in bit/s; ne risulta che l'ISI su ognuno di essi è sensibilmente inferiore rispetto a quella del modulatore incoerente.

Anche la demodulazione GMSK può essere ottenuta mediante due differenti tecniche: una coerente e l'altra incoerente. La struttura del demodulatore coerente è rappresentata in figura 5.21. Questo tipo di demodulatore si basa sul fatto che il GMSK è una modulazione CPM e quindi può essere rappresentato come una forma di modulazione QPSK, come visto nel § 5.4.1. In questo caso si lavora sui simboli binari della sequenza di informazione trasmessi con il coseno della portante (parte in fase) e con il seno (parte in quadratura) secondo quanto visto per il modulatore coerente. Il segnale ricevuto viene nuovamente suddiviso in due flussi, i quali vengono filtrati con filtri passa-basso adattati e inviati ai rispettivi decisori opportunamente temporizzati mediante il sinscronismo di simbolo. Infine, per mezzo di un convertitore parallelo/seriale, si ricava la sequenza di informazione trasmessa. La modulazione coerente richiede, quindi, la conoscenza del riferimento di fase o di circuiti per il suo recupero tramite oscillatori locali, nonché la

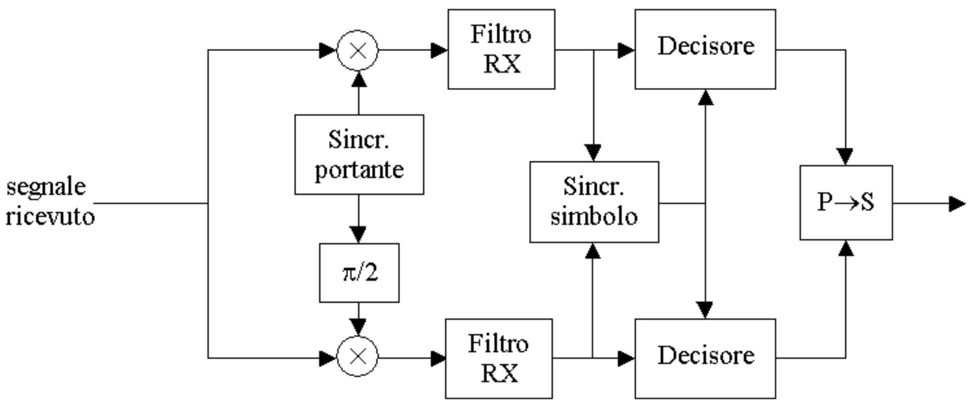


Figura 5.21. Schema del demodulatore GMSK coerente

presenza di dispositivi per il recupero della portante. Tra i ricevitori coerenti, quello CPM ottimo è basato sul troncamento dell'impulso formatore di frequenza $s_g(t)$ su L simboli, ma in questo caso è richiesto un rivelatore di Viterbi con complessità molto elevata (pari a 2^{L-1} stati).

La struttura del demodulatore incoerente è rappresentata in figura 5.22. Questo tipo di demodulazione non richiede la conoscenza di un riferimento

Figura 5.22. Schema del demodulatore GMSK incoerente

di fase eliminando così la necessità di avere degli oscillatori locali e dei circuiti per il recupero della portante. Questo tipo di demodulatore deriva dal fatto che il segnale GMSK può essere visto come una modulazione di frequenza, secondo quanto visto in figura 5.14. Il segnale ricevuto viene filtrato da un passa-banda per eliminare le componenti di rumore; mediante un discriminatore, sulla base della frequenza del segnale ricevuto, viene realizzata la demodulazione del segnale utile il quale, ad opportuni istanti di tempo, viene inviato al decisore per estrarre la sequenza di informazione.

La tecnica incoerente è generalmente meno costosa e più facile da realizzare rispetto a quella coerente in quanto non deve essere generato alcun segnale di riferimento, tuttavia le sue prestazioni possono essere inferiori sotto particolari condizioni di canale.

5.4.5 Prestazioni su canale AWGN

Come visto nel § 5.2.8 e nel § 5.3.7, anche in questo caso vengono analizzate le prestazioni su di un canale AWGN [20] (p. 264). Per questa modulazione la probabilità d'errore sul bit è una funzione del parametro BT, in quanto l'impulso formatore di frequenza $s_g(t)$ influisce sulla quantità di ISI; in particolare quest'ultima aumenta all'aumentare del supporto temporale di $s_g(t)$, peggiorando così le prestazioni. Si può dimostrare, si veda [35] (pp. 1044-1050), che la probabilità d'errore sul bit per la modulazione GMSK è fornita dalla seguente relazione:

$$P_b(e) = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{\alpha E_b}{N_0}}\right) \tag{5.88}$$

dove α è una costante che dipende dal parametro BT utilizzato; ad esempio valgono le seguenti corrispondenze:

$$\alpha \cong \begin{cases} 0.68 & \text{per GMSK con } BT = 0.25 \\ 0.85 & \text{per MSK } (BT = \infty) \end{cases} \tag{5.89}$$

Siccome la funzione *erfc* è monotona decrescente, all'aumentare di α, e quindi di BT, la probabilità d'errore diminuisce; in particolare si ha che le prestazioni del GMSK con $BT = 0.25$ sono inferiori di circa 1 dB rispetto all'MSK, come mostrato in figura 5.23.

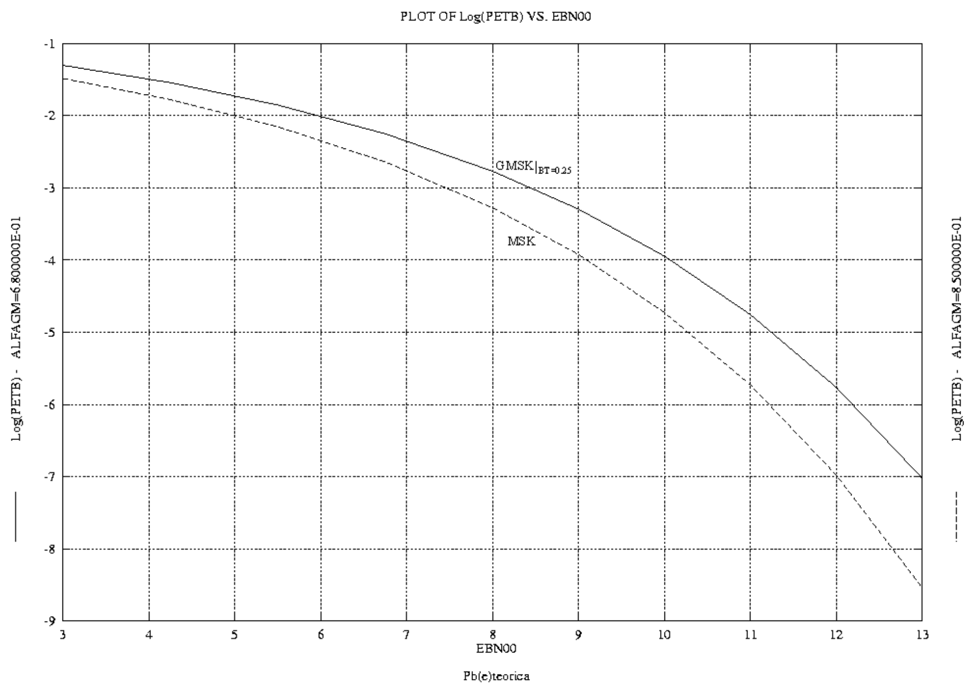


Figura 5.23. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit della GMSK con $BT = 0.25$ e dell'MSK $(BT = \infty)$

Capitolo 6

Simulazioni per la scelta della modulazione

6.1 Introduzione

Nel capitolo 5 sono state studiate le basi teoriche degli schemi di modulazione che verranno utilizzati per le simulazioni. Il modello di canale preso in considerazione tiene conto sia degli effetti dovuti al multipath che di quelli dovuti al Doppler, come analizzato nel capitolo 4.

Le simulazioni sono state realizzate per mezzo del simulatore *Topsim IV*, si veda [36], disponibile presso il Politecnico di Torino. La frequenza assegnata al telecomando ed alla telemetria di Heliplat risulterà probabilmente pari a circa 2 GHz; nonostante la gamma di frequenze attorno a tale valore sia già molto utilizzata, si pensa di fare uso di questa frequenza dato che il bit rate è basso e quindi la banda richiesta sarà molto ridotta; questa affermazione deriva dal fatto che per la scelta della modulazione si sono effettuate le simulazioni con un bit rate pari a 100 kbit/s.

Per poter confrontare tra loro le simulazioni effettuate, nel seguito verranno considerati tre casi di rapporto segnale/rumore, cioè E_b/N_0 pari a 3 dB, 5.5 dB e 8 dB. Inoltre le prestazioni verranno valutate considerando la probabilità d'errore sul bit in funzione del parametro GFAD, definito come il rapporto tra la potenza complessiva dei raggi riflessi dovuti al multipath e quella del raggio diretto affetto da una pura traslazione in frequenza prodotta dal Doppler, come mostrato nell'equazione (4.24). Tutte le simulazioni realizzate, inoltre, sono state effettuate a parità di potenza complessiva del segnale, ovvero la somma della potenza dovuta al raggio diretto più quella dovuta ai cammini multipli è sempre pari ad 1 W.

Nelle simulazioni realizzate è stato considerato un effetto Doppler fissando a 200 Km/h la velocità radiale v_r; tale valore rappresenta il caso peggiore che possa capitare ed è stato scelto tenendo in considerazione la possibilità che il velivolo possa essere sottoposto, specialmente attorno ai 15-20 Km di quota, ai Jet Stream (si veda quanto esposto nel § 3.1). Queste forti raffiche di vento possono raggiungere anche velocità di qualche centinaia di chilometri orari, per cui risulta ragionevole considerare una velocità radiale di circa 200 Km/h. Utilizzando perciò tale valore di velocità e facendo riferimento all'equazione (4.8), si ricava che lo spostamento Doppler risultante è pari a circa 370 Hz: lo shift Doppler provoca quindi un allargamento di banda come quello illustrato in figura 4.5.

Le simulazioni sono state effettuate utilizzando una stima della probabilità di errore sul bit mediante la cosidetta *tecnica per conteggio*. Essa confronta la sequenza di bit in uscita dal demodulatore con quella trasmessa; successivamente stima la probabilità di errore sulla base del numero di errori contati. L'utilizzo di questa tecnica è fondamentale per poter effettuare le simulazioni sul canale studiato, in quanto affetto da fenomeni di non linearità che non permettono l'uso di tecniche semianalitiche. La tecnica per conteggio, però, presenta l'inconveniente di richiedere tempi di simulazione molto lunghi nel caso in cui si desiderino raggiungere probabilità d'errore molto piccole, cioè si ricerchino dei risultati con una buona accuratezza. Infatti quest'ultima può essere espressa come:

$$A \cong \frac{1}{Np} \tag{6.1}$$

dove N è il numero di bit da utilizzare nella simulazione e p la probabilità d'errore sul bit. Nelle simulazioni effettuate è stata impostata un'accuratezza di 10^{-2}, cioè si è richiesto al simulatore di contare almeno 100 errori. Ipotizzando di simulare un sistema che abbia probabilità d'errore di 10^{-4}, si è quindi impostato N pari a 10^6 bit, il che comporta un tempo di simulazione notevole.

Gli schemi di modulazione messi a confronto hanno la caratteristica di adattarsi nel miglior modo possibile al modello di canale ipotizzato per Heliplat. In particolare, tali modulazioni dovranno essere in grado di ottenere adeguate prestazioni in presenza di multipath congiunto all'effetto Doppler. La scelta della modulazione ottima sarà quella in grado di fornire i valori di probabilità di errore sul bit più bassi possibile, a parità di rapporto segnale/rumore; su di essa verranno poi applicati degli opportuni schemi di codifica in modo da migliorare ulteriormente le prestazioni. Lo studio delle modulazioni dovrà portare al raggiungimento di una probabilità d'errore minima di circa 10^{-3}; tale valore è indispensabile per poter raggiungere, mediante l'applicazione delle tecniche di codifica, delle prestazioni soddisfacenti. Di seguito verranno dunque analizzate le modulazioni OFDM, OFDM differenziale (DOFDM), DQPSK, $\pi/4$ DQPSK e GMSK.

6.2 La modulazione OFDM

La modulazione OFDM è la prima che verrà analizzata in quanto presenta una notevole robustezza al fenomeno del multipath. Lo schema OFDM tradizionale ha però lo svantaggio di non essere molto efficiente contro l'effetto Doppler e quindi, come si vedrà in seguito, si passerà ad uno studio più approfondito della modulazione OFDM differenziale (DOFDM).

Lo schema simulativo utilizzato per la modulazione OFDM è mostrato in figura 6.1. Il generatore utilizzato produce una sequenza pseudocasuale;

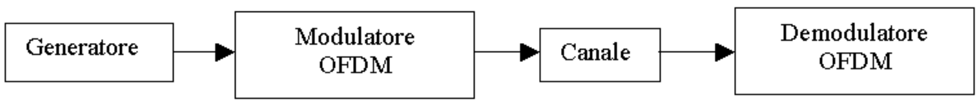


Figura 6.1. Schema a blocchi utilizzato per la simulazione della modulazione OFDM

essa viene poi inviata al blocco del modulatore OFDM. Il generatore emette un numero di bit pseudocasuali di informazione, pari al numero di bit per simbolo trasportati dallo specifico schema OFDM scelto, tale da costriure un simbolo OFDM, dopodiché si passa nello stato di *idle* per permettere al modulatore che segue di generare tale simbolo. Il modulatore OFDM scelto utilizza una modulazione QPSK su ciascuna portante ed è realizzato con tecniche numeriche. Esso esegue una IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) per la generazione del simbolo OFDM; il tempo di idle della sequenza pseudocasuale è necessario per l'elaborazione della trasformata inversa di Fourier. I simboli OFDM prodotti vengono trasmessi sul canale e poi ricevuti dal demodulatore. Quest'ultimo esegue l'operazione inversa rispetto a quella realizzata dal modulatore: i simboli OFDM vengono eleborati da un blocco FFT che effettua la trasformata di Fourier grazie alla sincronia fornita da un impulso di clock generato dal modulatore. Infine il demodulatore fornisce in uscita la sequenza binaria stimata. La bontà del sistema viene valutata confrontando la sequenza in uscita dal demodulatore con quella in ingresso al modulatore.

Per ottimizzare le prestazioni, sono stati effettuati diversi confronti tra gli schemi OFDM differenziandoli in base al numero di portanti: i casi studiati, a parità di banda occupata, sono quelli con valori pari a 32, 64 e 128. Inoltre si sono dedicate quattro portanti, due superiori e due inferiori, per ottenere un'efficiente protezione contro i segnali presenti sui canali adiacenti. Le modulazioni OFDM utilizzate fanno uso dell'intevallo di guardia[1] Δ pari a 1/5 rispetto alla durata del simbolo OFDM complessivo, la quale è fornita dal rapporto tra il numero complessivo di portanti e il *symbol rate*.

In tutte le simulazioni effettuate con questo schema di modulazione, però, si osserva una probabilità di errore pari a 0.5. Questo risultato era prevedibile in quanto l'effetto Doppler, a causa dello shift di frequenza, impone una continua rotazione di fase alle costellazioni trasmesse. Quindi, un demodulatore che utilizzi una decisione basata solo sulle ampiezze della parte in fase e in quadratura del segnale ricevuto non riesce a seguire la rotazione della costellazione. Si è dunque passati ad analizzare modulazioni in grado di resistere all'effetto Doppler; questa scelta implica l'abbandono dell'OFDM.

[1] L'intervallo di guardia è un parametro caratteristico utilizzato nella modulazione OFDM ed è stato analizzato nel § 5.2.6.

6.3 La modulazione DOFDM

In modo analogo a quanto visto per la modulazione OFDM, per effettuare le simulazioni si è utilizzato lo schema a blocchi di figura 6.2. Il generatore

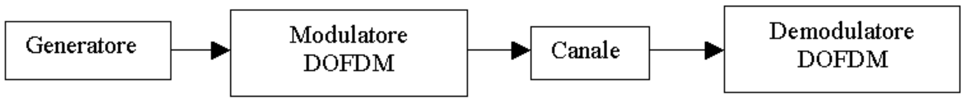


Figura 6.2. Schema a blocchi utilizzato per la simulazione della modulazione DOFDM

utilizzato per questa modulazione è lo stesso visto per lo schema OFDM, mentre i blocchi del modulatore e demodulatore DOFDM derivano direttamente dagli analoghi blocchi visti in precedenza.

Poiché questi blocchi non appaiono nella libreria standard del simulatore, si è proveduto a realizzarne una che contenesse il modulatore e il demodulatore DOFDM; la differenza dal caso non differenziale risiede nelle singole portanti che ora utilizzeranno una modulazione DQPSK.

Per quanto riguarda il modulatore si è effettuata un'operazione di mapping sulla sequenza binaria d'ingresso; ovviamente questa operazione deve essere effettuata prima del blocco IFFT e dei singoli modulatori QPSK posti al suo interno, in modo da consentire l'invio di una sequenza di segnali che segua la codifica differenziale. Per far questo si è scelto di convertire, per mezzo di un mapping differenziale simile a quello analizzato nella teoria della DQPSK vista al § 5.3.5, la sequenza di bit di informazione in una *pseudosequenza* la quale ha lo scopo di comandare i modulatori QPSK che devono produrre la sequenza voluta. Il mapping scelto è mostrato nella tabella 6.1: i bit d'ingresso sono quelli che vengono emessi dalla sorgente d'informazione e sono posti in ingresso al modulatore. Il nuovo simbolo da trasmettere viene calcolato scegliendo il punto della costellazione ottenuto mediante la rotazione di fase relativa al simbolo in ingresso, partendo dal simbolo precedentemente inviato al blocco IFFT.

In demodulazione il segnale che giunge dal canale viene fatto passare nel blocco FFT il quale, una volta ricevuto l'intero segnale OFDM, fornisce in uscita i segnali relativi alle costellazioni delle varie portanti. Di ciascun

Tabella 6.1. Corrispondenza tra i bit in ingresso al blocco di mapping differenziale del DOFDM e le rotazioni di fase da effettuare per ottenere i simboli di uscita

Bit in ingresso	**Rotazione di fase [rad]**
00	0
01	$-\pi/2$
10	$\pi/2$
11	π

segnale viene valutata la fase ed effettuata la differenza con quella del segnale precedentemente ricevuto, come visto nel DQPSK con l'equazione (5.63). A seconda della differenza di fase rilevata vengono associati i bit sulla base di un opportuno mapping, legato a quello utilizzato in trasmissione, che viene mostrato in tabella 6.2.

Tabella 6.2. Associazione tra la differenza di fase dei segnali ricevuti e i bit decodificati

Differenza di fase $\Delta\varphi$ [rad]	**Bit associati**
$\Delta\varphi < -7\pi/4$	00
$-7\pi/4 \leq \Delta\varphi < -5\pi/4$	10
$-5\pi/4 \leq \Delta\varphi < -3\pi/4$	11
$-3\pi/4 \leq \Delta\varphi < -\pi/4$	01
$-\pi/4 \leq \Delta\varphi < \pi/4$	00
$\pi/4 \leq \Delta\varphi < 3\pi/4$	10
$3\pi/4 \leq \Delta\varphi < 5\pi/4$	11
$5\pi/4 \leq \Delta\varphi < 7\pi/4$	01
$7\pi/4 \leq \Delta\varphi$	00

6.3.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione

Vengono ora analizzate le prestazioni della modulazione DOFDM utilizzando il modello di canale analizzato nel § 4.5.2. Sono stati effettuati diversi confronti tra gli schemi DOFDM, come nel § 6.2. Anche in questo caso si sono studiate le modulazioni con un numero di portanti pari a 32, 64, 128 e sono state utilizzate quattro portanti di protezione nonché un intervallo di guardia pari a 1/5. Per ogni schema, inoltre, sono stati presi in considerazione tre casi di rapporto segnale/rumore E_b/N_0 pari a 3 dB, 5.5 dB e 8 dB e le prestazioni sono state analizzate al variare del parametro GFAD. Per effettuare agevolmente il confronto, nella figura 6.3 sono state sovrapposte le varie curve ottenute per simulazione.

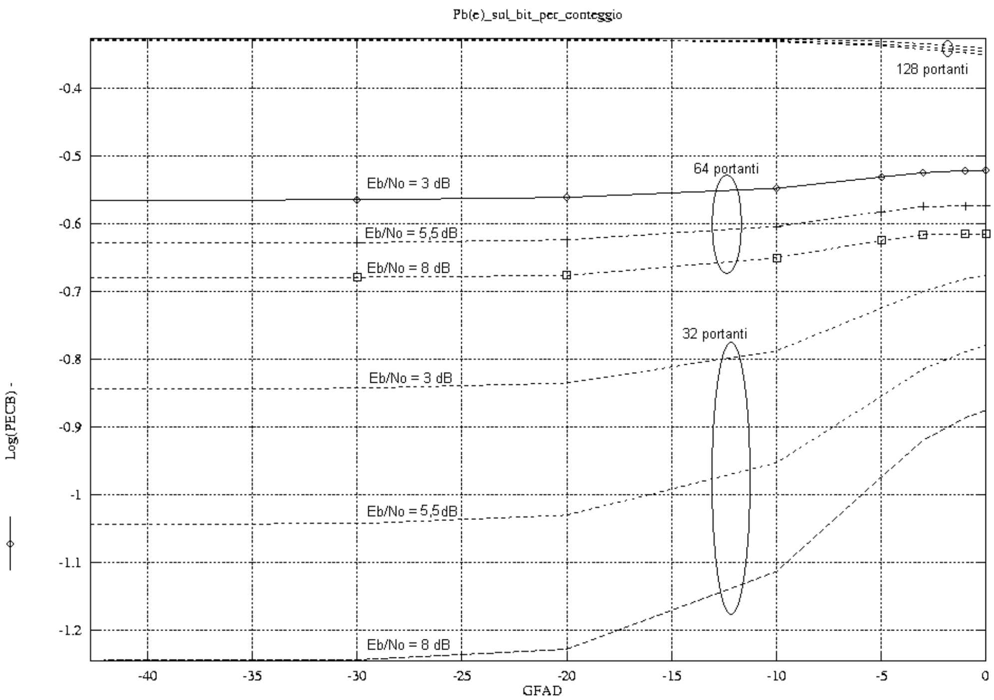


Figura 6.3. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit risultanti da diversi schemi di modulazione DOFDM

Effettuando una prima osservazione, si nota un peggioramento delle prestazioni all'aumentare del numero di portanti. Questo fenomeno è dovuto al fatto che una modulazione differenziale non elimina del tutto la rotazione di fase introdotta dall'effetto Doppler, ma la riduce soltanto a quella tra un simbolo e il successivo: maggiore è l'intervallo di simbolo e maggiore sarà la rotazione di fase.

Si osserva, inoltre, che il caso con 128 portanti fornisce dei valori di probabilità di errore prossimi a 0.5; questo è spiegabile in quanto il tempo di simbolo risulta molto più elevato rispetto agli altri casi analizzati, provocando così una maggiore rotazione della costellazione.

Si può anche notare che al diminuire di GFAD, considerando i casi con 32 e 64 portanti, le prestazioni migliorano; con 128 portanti, invece, si osserva un lievissimo miglioramento all'aumentare del multipath e tale comportamento può essere spiegato considerando gli spettri. Quando il livello di multipath è basso, lo spettro complessivo risulta essere costituito solo da quello del segnale DOFDM centrato in $f_0 + f_D$, dove f_D è lo shift di frequenza dovuto all'effetto Doppler; quando, invece, si è nel caso di GFAD pari a zero, si ha una componente non indifferente dello spettro distribuita tra $f_0 + f_D$ e $f_0 - f_D$. Il ricevitore OFDM lavora con una frequenza di portante pari ad f_0 e, siccome il contributo spettrale nell'intorno di f_0 è dovuto al multipath, il segnale demodulato risulterà notevolmente distorto non consentendo di ottenere buone prestazioni.

In particolar modo quando il numero di portanti è basso, l'effetto della rotazione dovuta al Doppler non è più così rilevante e diventa predominante la presenza del rumore. Si osserva, dunque, che all'aumentare del rapporto E_b/N_0 le prestazioni migliorano.

Dalla figura 6.3 risulta pertanto che lo schema di modulazione migliore prevede l'utilizzo di 32 portanti. Per valutare la bontà delle curve ottenute mediante simulazione è stata realizzata la figura 6.4, nella quale sono presenti le stesse curve di probabilità d'errore relative al DOFDM con 32 portanti sovrapposte ai rispettivi limiti di confidenza[2] valutati al 90%.

6.4 La modulazione DQPSK

Lo studio effettuato sulla modulazione OFDM differenziale ha portato alla conclusione che, al diminuire del numero di portanti utilizzate, si osserva un miglioramento delle prestazioni in presenza dell'effetto Doppler. Pertanto si è scelto di ridurre al minimo tale numero, lavorando quindi con la modulazione DQPSK. Quest'ultima presenta un durata del tempo di simbolo minore rispetto all'OFDM ottenendo, dunque, delle prestazioni peggiori contro

[2] Il limite di confidenza è l'intervallo dei valori in cui può trovarsi il valore vero con probabilità fissata (nelle simulazioni effettuate tale probabilità è pari al 90%).

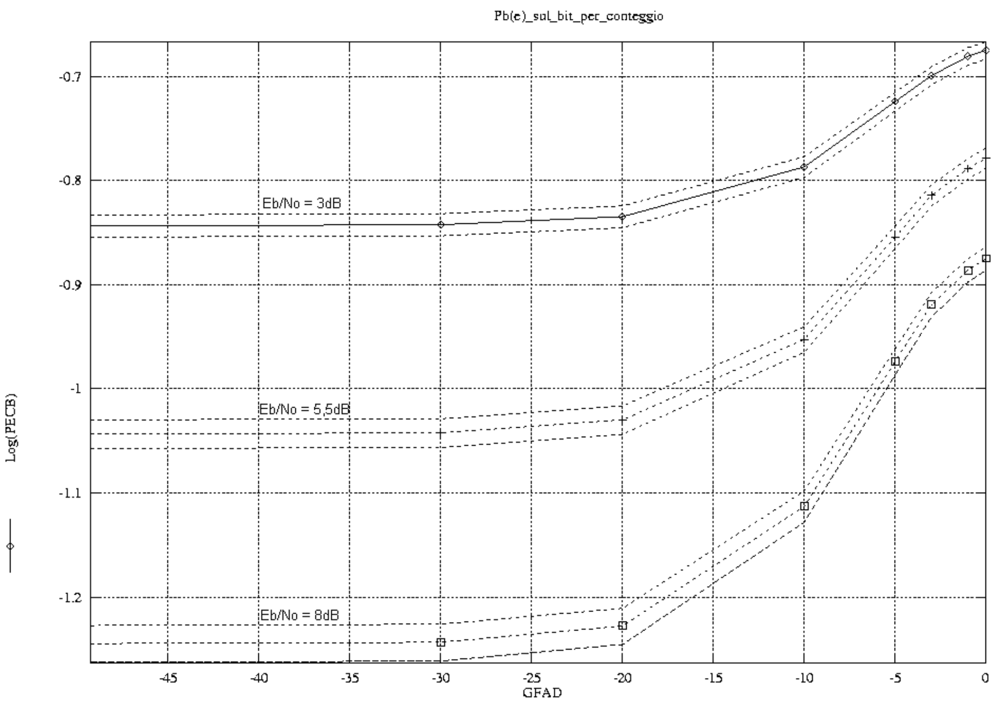


Figura 6.4. Probabilità d'errore sul bit con rispettivi limiti di confidenza relativi alla modulazione DOFDM con 32 portanti

il multipath, ma migliori contro l'effetto Doppler in quanto si ha una minore rotazione della costellazione in ogni tempo di simbolo.

Lo schema a blocchi utilizzato per la simulazione è quello mostrato in figura 6.5. Il generatore DQPSK è differente da quello utilizzato nella modulazione OFDM, in quanto la sequenza pseudocasuale ora è di tipo continuo e non più a "burst". Il grado del polinomio generatore viene scelto in modo che la lunghezza della sequenza così generata sia approssimativamente uguale alla durata della simulazione. I bit pseudocasuali generati vanno ad alimentare il modulatore DQPSK il quale utilizza due bit alla volta in quanto, essendo un modulatore 4PSK differenziale, ha bisogno di una coppia di bit per poter generare un simbolo. Al modulatore è stata impostata un'ampiezza unitaria della portante; in questo modo l'energia della costellazione, data dal valore dell'ampiezza al quadrato, risulta unitaria. Il segnale in uscita dal modulatore deve poi essere filtrato; a questo scopo si è utilizzato un filtro a radice di

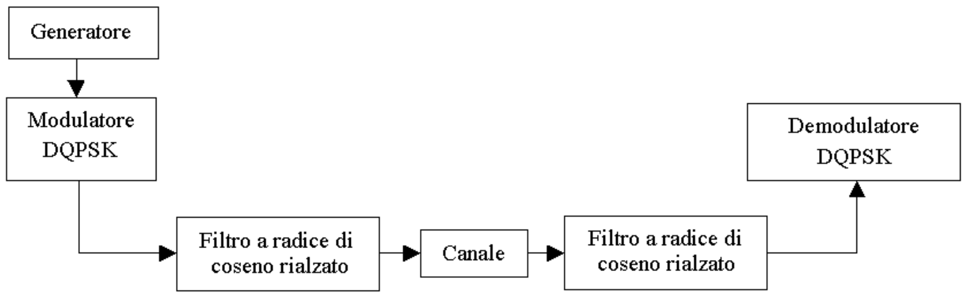
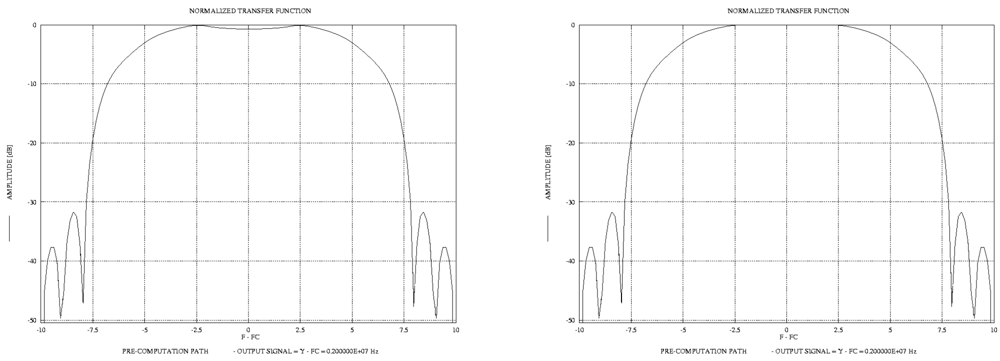


Figura 6.5. Schema a blocchi utilizzato per la simulazione della modulazione DQPSK

coseno rialzato in modo da poter rispettare il criterio di Nyquist (si veda [27], p. 550). L'utilizzo di tali filtri consente, infatti, di ottenere una funzione di trasferimento complessiva $X(f)$ la quale appartiene ad una classe di funzioni che soddisfano il criterio di Nyquist. L'espressione, in frequenza, del filtro è del tipo:

$$X(f) \triangleq \begin{cases} T & |f| < \frac{1-\rho}{2T} \\ \frac{T}{2}\left[1+\cos\left(\frac{\pi T}{\rho}\left(|f|-\frac{1-\rho}{2T}\right)\right)\right] & \frac{1-\rho}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\rho}{2T} \\ 0 & |f| > \frac{1+\rho}{2T} \end{cases} \tag{6.2}$$

dove il parametro ρ, compreso tra 0 e 1, è detto *roll-off* del coseno rialzato e nelle simulazioni è stato impostato a 0.6, mentre con T si indica il tempo di simbolo. Questi filtri sono realizzati in maniera numerica (filtri FIR, *Finite Impulse Response*) e quindi la loro lunghezza deve essere limitata soltanto ad un certo numero di oscillazioni nel tempo (si veda [37], pp. 467-468). Si è scelto di utilizzare cinque oscillazioni in quanto questo valore garantisce dei lobi secondari adeguatamente attenuati, come si può vedere in figura 6.6, e un livello trascurabile di ISI introdotta. Come si può notare dal grafico di sinistra, la funzione di trasferimento del filtro di trasmissione risulta leggermente deformata per poter effettuare il *pre-shaping* della funzione di trasferimento. Questo è necessario in quanto il filtro ha in ingresso un impulso rettangolare di durata T_s (e non un impulso) e, quindi, la funzione di trasferimento complessiva del sistema non rispetterebbe più il criterio di Nyquist; il pre-shaping consente di far fronte a questo inconveniente.



(a) (b)

Figura 6.6. Funzioni di trasferimento relative ai filtri utilizzati in trasmissione (a) ed in ricezione (b)

Il segnale in uscita dal filtro di trasmissione viene trasmesso sul canale e ricevuto dal filtro di ricezione; quest'ultimo è analogo a quello utilizzato in trasmissione, ma non effettua l'operazione di pre-shaping. Dopo essere stato filtrato il segnale viene mandato al demodulatore DQPSK che opera una demodulazione differenziale coerente, secondo quanto illustrato nel § 5.3.5.

6.4.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione

Vengono ora analizzate le prestazioni della DQPSK sullo stesso modello di canale utilizzato per le precedenti modulazioni. Le simulazioni effettuate prendono nuovamente in considerazione i tre casi di rapporto segnale/rumore, cioè 3 dB, 5.5 dB e 8 dB: i risultati ottenuti sono mostrati in figura 6.7. Da questo grafico si può notare come all'aumentare del rapporto segnale rumore le prestazioni migliorino, mentre peggiorano all'aumentare del contributo del multipath. Quando la potenza dei raggi riflessi dovuti al multipath è trascurabile, gli andamenti tendono a stabilizzarsi, da cui segue che ad incidere sulle prestazioni è solo più il livello di E_b/N_0. Se, invece, ci si sposta verso una condizione in cui si ha parità di potenza tra i raggi riflessi e il raggio diretto, il rapporto segnale/rumore non incide più così pesantemente sulle prestazioni in quanto esse risultano già molto degradate per effetto del multipath. Nel grafico sono anche stati tracciati i limiti di confidenza (sempre al 90%) delle curve relative ai tre valori di E_b/N_0 per valutare direttamente

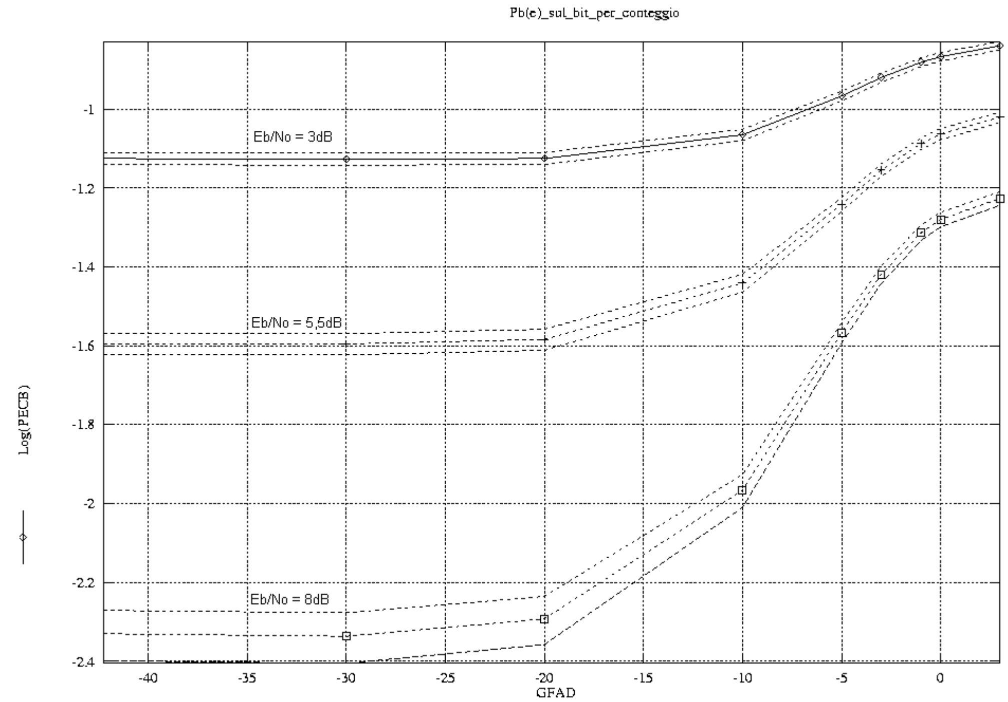


Figura 6.7. Probabilità d'errore sul bit con rispettivi limiti di confidenza relativi alla modulazione DQPSK

la bontà della simulazione realizzata. Con ulteriori simulazioni si è potuto notare come, anche per livelli di GFAD molto bassi (fino a -130 dB), le curve assumano effettivamente un andamento piatto.

Quando il contributo del multipath è trascurabile, si è verificato che i valori di probabilità d'errore ottenuti coincidano con quelli delle curve teoriche disponibili in letteratura.

6.5 La modulazione $\pi/4$ DQPSK

Per ottimizzare le prestazioni si è provato a simulare una modulazione simile alla DQPSK, ma che introducesse una maggiore scorrelazione tra i segnali trasmessi: è stata scelta, quindi, la modulazione pseudo-ottonaria $\pi/4$ DQPSK. Lo schema simulativo utilizzato è riportato in figura 6.8 il quale, come si può notare, è del tutto simile a quello utilizzato per la DQPSK.

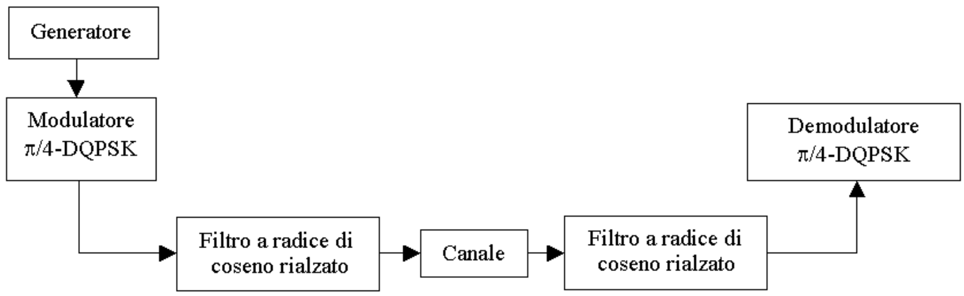


Figura 6.8. Schema a blocchi utilizzato per la simulazione della modulazione $\pi/4$ DQPSK

Sia il generatore pseudocasuale che i filtri sono identici a quelli analizzati nel § 6.4.1. Anche per questo schema il modulatore utilizza una portante con ampiezza unitaria (e quindi lo sarà anche l'energia) e richiede in ingresso una coppia di bit per poter generare un simbolo. La differenza rispetto alla DQPSK risiede nel fatto che, ad ogni tempo di simbolo, vengono alternativamente trasmesse la costellazione della QPSK e quella della stessa ruotata di $\pi/4$.

6.5.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione

Le prestazioni di questa modulazione sono state realizzate sempre mediante il modello di canale fin qui utilizzato e le simulazioni effettuate sono relative alle stesse condizioni di rapporto segnale/rumore dei casi precedenti. Le curve delle prestazioni ottenute sono riportate in figura 6.9 con i relativi limiti di confidenza. Si può notare come il comportamento sia molto simile a quello della modulazione DQPSK, ed un confronto tra esse verrà esaminato nel § 6.7.

6.6 La modulazione GMSK

In questo paragrafo viene effettuato lo studio della modulazione GMSK. Tale scelta è giustificata dal fatto che essa viene utilizzata nel sistema GSM il cui canale di trasmissione presenta alcune caratteristiche comuni con quello

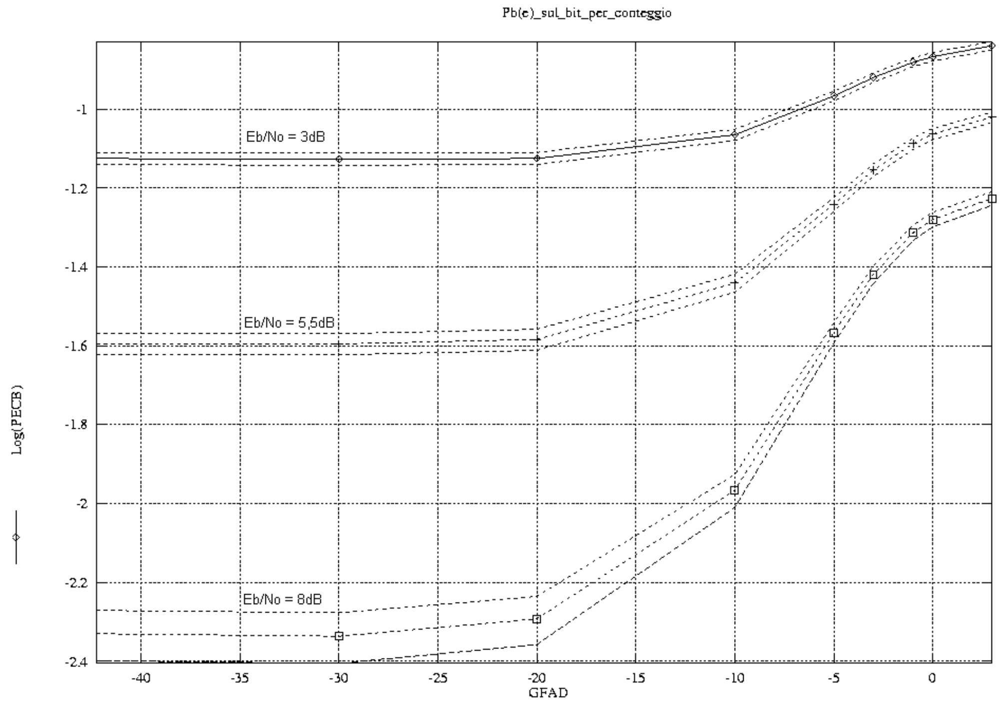


Figura 6.9. Probabilità d'errore sul bit con rispettivi limiti di confidenza relativi alla modulazione $\pi/4$ DQPSK

utilizzato nel telecomando e nella telemetria di Heliplat; questa analogia potrebbe consentire di ottenere delle prestazioni interesssanti. Si è deciso di simulare una modulazione GMSK con demodulatore incoerente e BT pari a 0.9. La scelta di questo parametro consente di limitare la quantità di ISI senza avere un'eccessiva occupazione di banda. Non è stato considerato un valore di BT inferiore, che permetterebbe di risparmiare più banda, in quanto nello studio effettuato non vi sono limiti strigenti su tale parametro; questa scelta, invece, comporterebbe una maggiore quantità di ISI. Lo schema utilizzato nella simulazione viene illustrato nella figura 6.10. Il generatore dello schema è identico a quello utilizzato nelle modulazioni DQPSK e $\pi/4$ DQPSK e la sequenza di bit fornita in uscita viene utilizzata dal modulatore GMSK. Esso genera un segnale MSK con impulso formatore di frequenza di forma gaussiana (si veda quanto esposto nel § 5.4.1); il segnale così generato viene trasmesso sul canale.

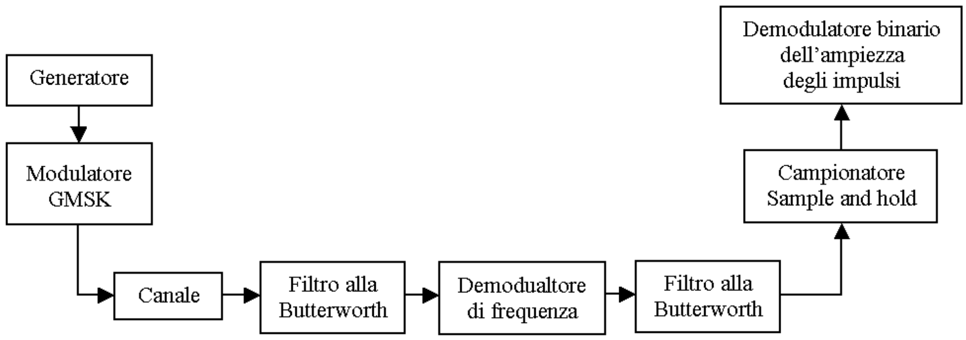


Figura 6.10. Schema a blocchi utilizzato per la simulazione della modulazione GMSK

Un semplice ricevitore incoerente GMSK può essere modellizzato con un demodulatore di frequenza, un campionatore e un decisore, ma in un ricevitore reale prima del demodulatore di frequenza è presente un filtro equalizzato. Si è voluto simulare un modello il più possibile realistico utilizzando un filtro alla *Butterworth* perfettamente equalizzato, il quale utilizza 14 poli e lavora sul segnale analitico. Esso viene utilizzato per cercare di eliminare gli effetti del rumore sul demodulatore di frequenza, in quanto un rumore bianco presenta delle elevate componenti in frequenza che possono degradarne notevolmente le prestazioni. All'uscita di quest'ultimo il segnale viene ulteriormente filtrato, poichè una simile demodulazione lascia passare il rumore su tutta la banda passante (che è maggiore della banda del segnale). Pertanto inserendo un filtro in banda base si elimina tale rumore residuo, migliorando così le prestazioni. L'uscita del secondo filtro alla Butterworth viene successivamente campionata dal *Sample and Hold* ottenendo una serie di impulsi i quali, poi, verranno posti in ingresso ad un opportuno decisore.

6.6.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione

Vengono ora analizzate le prestazioni della modulazione GMSK sempre considerando il modello di canale già utilizzato in precedenza e i tre casi di rapporto segnale/rumore (3 dB, 5.5 dB e 8 dB) già analizzati. I risultati ottenuti sono mostrati in figura 6.11. In questo caso si può vedere come le prestazioni

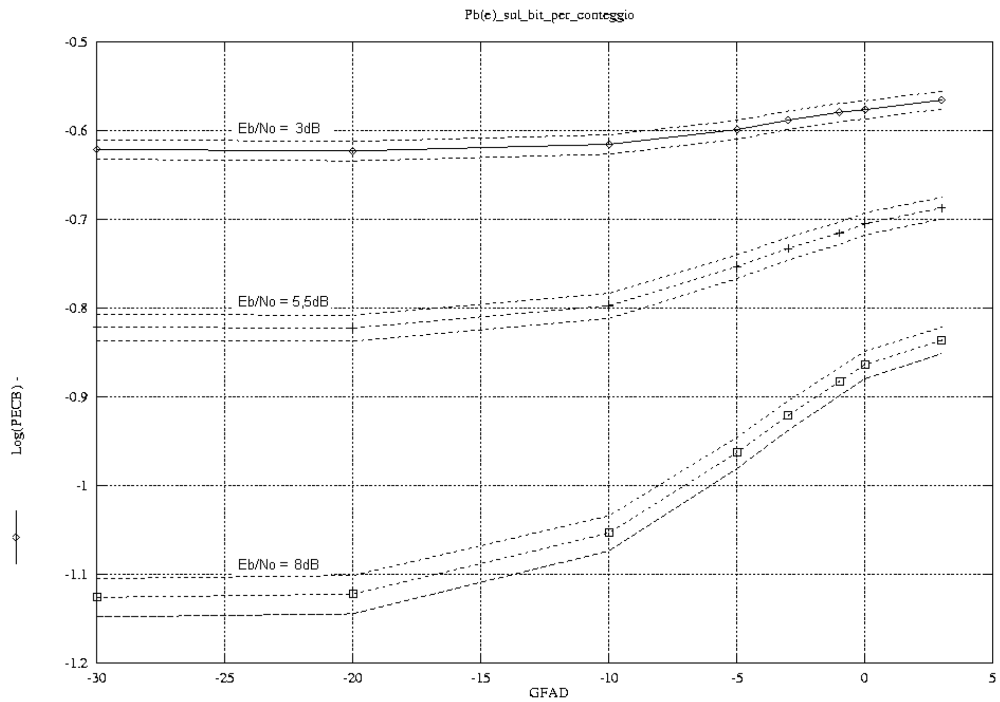


Figura 6.11. Probabilità d'errore sul bit con rispettivi limiti di confidenza relativi alla modulazione GMSK

siano pessime ed al variare di GFAD non si ottengano grandi miglioramenti rispetto alle altre modulazioni considerate. Le probabilità d'errore diminuiscono leggermente al diminuire di GFAD, ma già per valori inferiori a -20 dB il comportamento risulta piatto, cioè non si ottengono altri apprezzabili miglioramenti. La bontà della simulazione può essere constatata osservando i limiti di confidenza relativi a ciascuna curva che, come nei paragrafi precedenti, sono valutati al 90%.

Pur non essendo una modulazione differenziale la simulazione mostra come, nonostante i risultati non siano particolarmente soddisfacenti, lo schema GMSK sia robusto agli effetti degradanti del Doppler. Questo è spiegabile in quanto si è utilizzata una demodulazione incoerente, basata su un demodulatore di frequenza; esso è in grado di eliminare uno shift costante di frequenza poiché l'uscita che produce dipende esclusivamente dalle variazioni di frequenza relative al segnale posto in ingresso. Ne risulta che la presenza di una traslazione costante in frequenza è del tutto irrilevante. Occorre però considerare che, nel sistema Heliplat, la velocità radiale non sarà costante e quindi anche lo shift Doppler risulterà variabile; questo implicherà un ulteriore peggioramento delle prestazioni reali della modulazione GMSK.

6.7 Confronti tra le modulazioni

In questo paragrafo verranno messi a confronto i vari risultati, già elencati per le singole modulazioni, al fine di determinare la modulazione che fornisce le migliori prestazioni. Da questi confronti verrà effettuata la scelta della modulazione che sarà in seguito utilizzata per il telecomando e la telemetria della piattaforma stratosferica Heliplat.

6.7.1 Confronto tra la DOFDM e la DQPSK

La prima valutazione che viene effettuata è quella tra la modulazione DOFDM e la DQPSK, confrontando le rispettive curve di probabilità d'errore; il risultato è mostrato in figura 6.12. Il numero di portanti preso in considerazione nel caso della DOFDM è pari a 32 in quanto, come visto al § 6.3, tale modulazione è risultata quella con le migliori prestazioni. Dal grafico si osserva che la DQPSK fornisce delle probabilità d'errore sul bit, a parità di E_b/N_0, notevolmente inferiori di quelle della DOFDM. Ad esempio nel caso di rapporto segnale/rumore pari a 8 dB e potenza del multipath trascurabile (GFAD inferiore a -30 dB), la probabilità d'errore presenta un miglioramento superiore ad una decade. Come visto nell'analisi delle singole modulazioni, le prestazioni migliorano quando la potenza del multipath è trascurabile. La figura 6.12 mostra chiaramente come la DOFDM perda rispetto alla DQPSK; questa osservazione è valida in quanto, per valori di GFAD bassi, la DOFDM presenta prestazioni migliori solo se il rapporto segnale/rumore è nettamente superiore rispetto a quello utilizzato per la DQPSK. Al crescere del valore di GFAD quest'ultima affermazione non è nemmeno più valida in quanto le rispettive curve di probabilità d'errore tendono a coincidere mostrando, quindi,

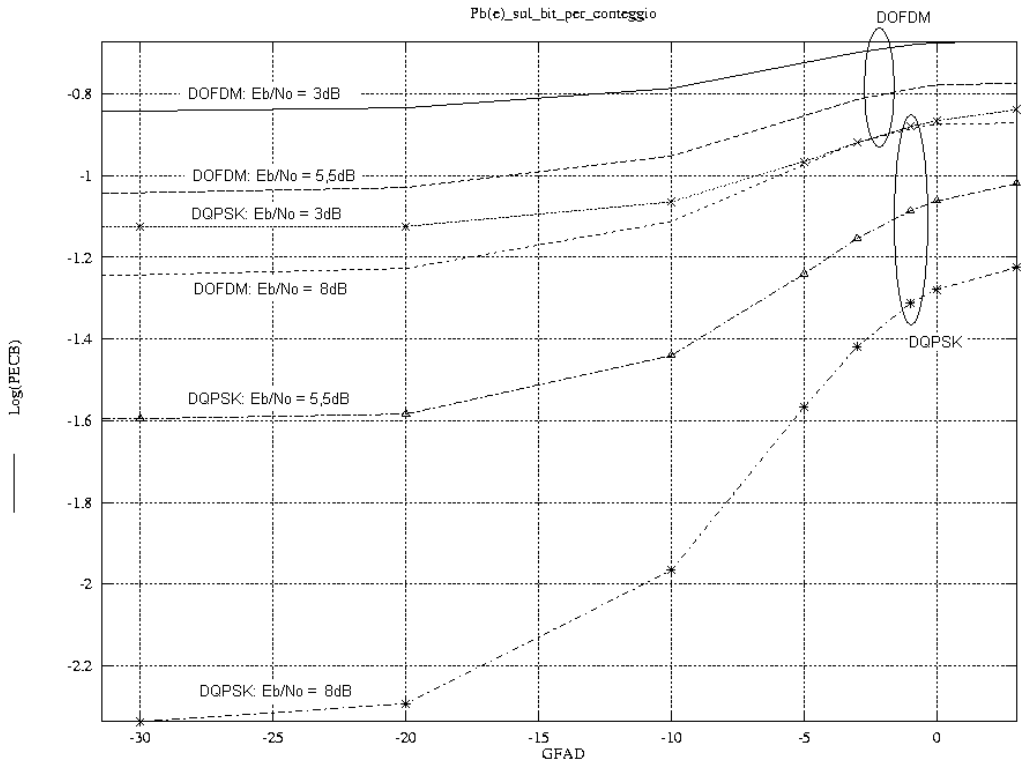


Figura 6.12. Confronti tra le probabilità d'errore sul bit relative alle modulazioni DOFDM e DQPSK

che la presenza o l'assenza del rumore non è più molto incisiva. A sostegno di quanto detto si può confrontare la curva della DOFDM con E_b/N_0 pari a 8 dB con quella della DQPSK a 3 dB. Dalle osservazioni effettuate si comprende come non sia efficiente utilizzare la modulazione DOFDM; da questo confronto, inoltre, si evince come i ragionamenti ipotizzati nel § 6.3 sull'opportunità di ridurre il numero di portanti a un minimo di uno, e quindi riconducendosi al caso di una semplice DQPSK, risultino effettivamente validi.

6.7.2 Confronto tra la DQPSK e la $\pi/4$ DQPSK

Viene ora effettuato il confronto tra la modulazione DQPSK e la $\pi/4$ DQPSK, il quale viene mostrato in figura 6.13 Come accennato nel § 6.5, le prestazio-

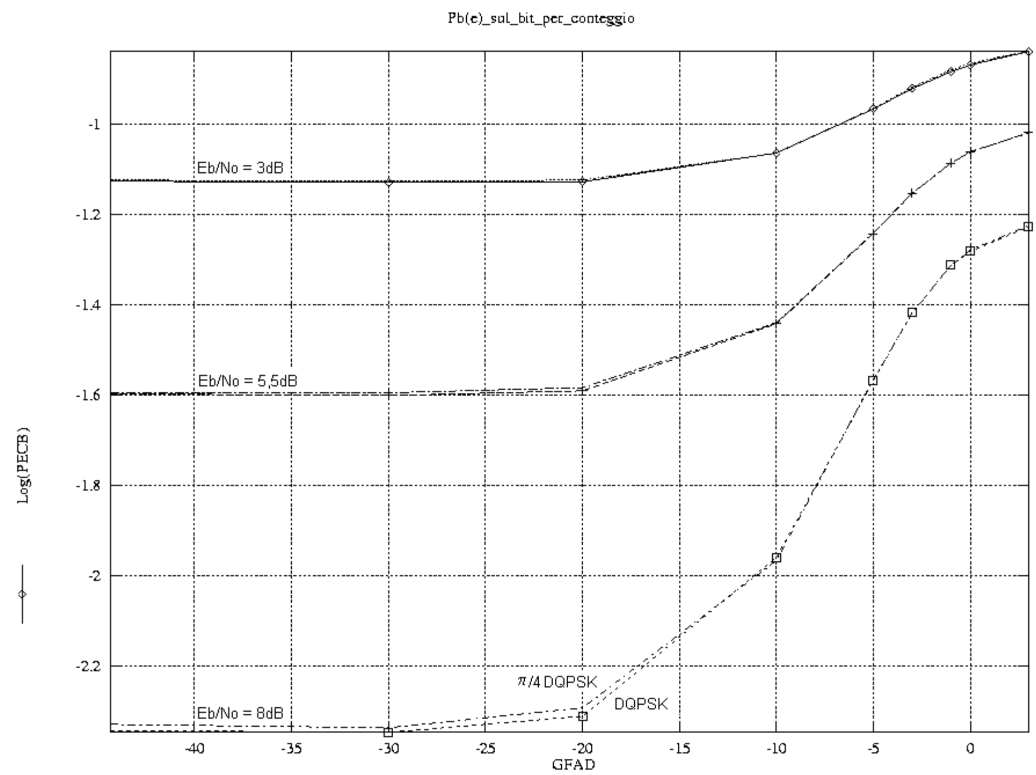


Figura 6.13. Confronti tra le probabilità d'errore sul bit relative alle modulazioni DQPSK e $\pi/4$ DQPSK

ni dei due schemi di modulazione sono pressoché identiche tanto che risulta difficoltoso differenziarle. L'unico punto che presenta una leggera differenza è quello relativo alla curva con E_b/N_0 pari a 8 dB e con GFAD di -20 dB. Questa differenza tuttavia risulta così piccola che rientra nei limiti di confidenza (si vedano le figure 6.9 e 6.7), per cui risulta difficile stabilire quale delle due modulazioni vada effettivamente meglio. Si ipotizza che il grado di complessità relativo alla modulazione $\pi/4$ DQPSK sia, da un punto di vista realizzativo, superiore rispetto a quello della DQPSK; questa, quindi, risulta essere la modulazione migliore.

6.7.3 Confronto tra la DQPSK e la GMSK

Viene ora effettuato il confronto tra la modulazione DQPSK e la GMSK, come mostrato in figura 6.14. Come si può vedere, la modulazione DQPSK

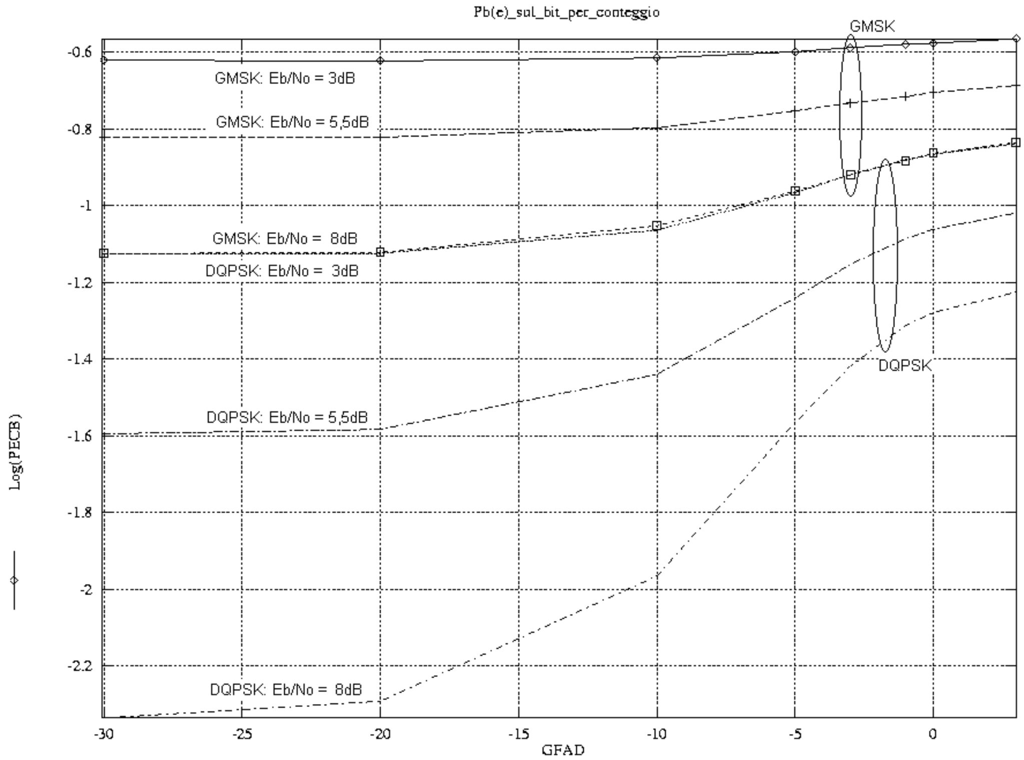


Figura 6.14. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit relative alle modulazioni DQPSK e GMSK con $BT = 0.9$

fornisce delle prestazioni, a parità di E_b/N_0, decisamente migliori rispetto alla GMSK. Nonostante quest'ultima sia una modulazione più sofisticata rispetto alla prima, non risulta ottima sul canale relativo al sistema di telecomando e telemetria di Heliplat. In effetti lo schema di modulazione GMSK viene utilizzato nei sistemi di telefonia radiomobile cellulare di seconda generazione, dove si hanno enormi problemi di multipath e di occupazione di banda; il sistema relativo ad Heliplat non presenta questi problemi poiché il multipath, in condizioni di volo standard, è sostanzialmente solo di tipo diffuso nei dintorni della stazione ricevente (si veda quanto esposto nel § 4.5.2), per cui non è così rilevante come nel caso del GSM. Per l'occupazione di banda, invece, il sistema in analisi non presenta vincoli stringenti, dato il basso bit rate utilizzato (§ 3.5 e § 3.6).

6.7.4 Considerazioni conclusive

Da tutti i confronti effettuati, la modulazione con le migliori caratteristiche per il sistema di telecomando e telemetria di Heliplat è risultata essere la DQPSK.

Nelle figura 6.15 viene presentato un grafico riassuntivo in cui sono presenti le prestazioni di tutte e quattro le modulazioni prese in considerazione. Per semplificare il confronto si è scelto di visualizzare le curve per un solo caso di rapporto segnale/rumore; in particolare si è scelto E_b/N_0 pari a

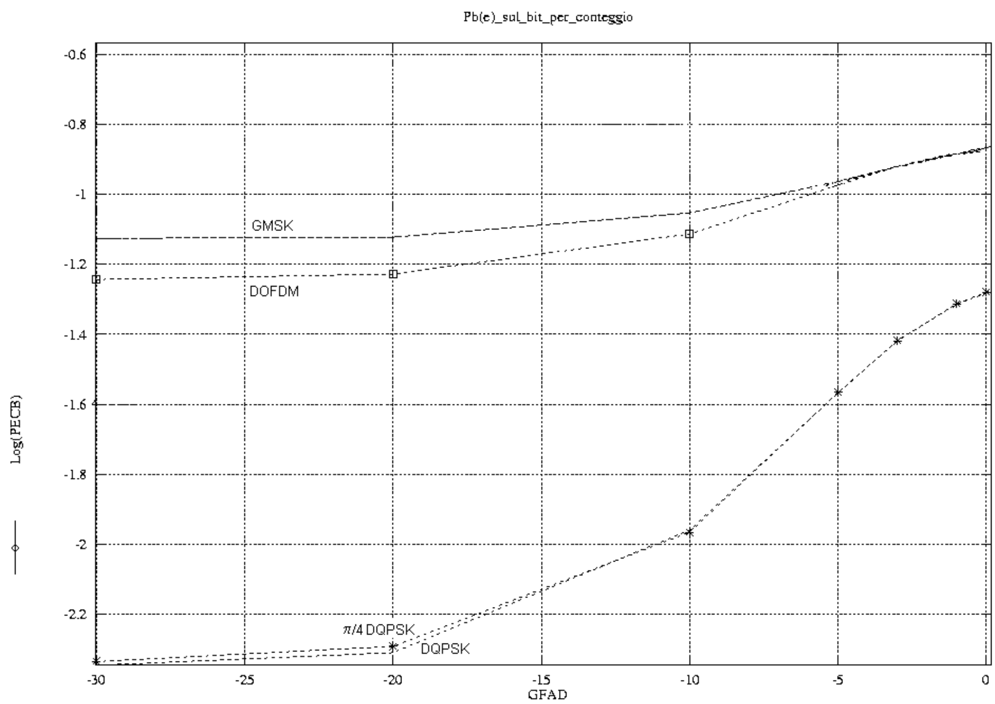


Figura 6.15. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit, con $E_b/N_0 = 8\ dB$, relative alle modulazioni GMSK, DOFDM, $\pi/4$ DQPSK e DQPSK

8 dB. Il grafico mostra che le modulazioni GMSK e DOFDM presentano dei comportamenti analoghi soprattutto in presenza di un elevato contributo di cammini multipli. Gli schemi $\pi/4$ DQPSK e la DQPSK, tuttavia, presentano delle probabilità di errore sul bit notevolmente più basse rispetto alle altre anche in presenza di una notevole quantità di potenza dovuta ai raggi rifessi. Questo è dovuto al tipo di cammini multipli presenti nel canale, in quanto si ipotizza di avere multipath diffuso, mentre le modulazioni GMSK e in particolar modo l'OFDM sono ottimali per canali con riflessioni aventi elevati ritardi (fading in frequenza).

È necessario evidenziare, però, che le prestazioni del GMSK sono state valutate utilizzando uno schema di demodulazione incoerente che, a fronte di una bassa complessità di realizzazione, non fornisce prestazioni ottimali. Decodifiche con tecniche di demodulazione di fase potrebbero migliorare le prestazioni complessive dello schema GMSK.

Capitolo 7

Tecniche di codifica analizzate

7.1 Introduzione

I canali di comunicazione sono affetti da notevoli disturbi quali rumore, distorsioni o fading e questo fa sì che il flusso binario d'informazione trasmesso su di esso contenga degli errori. Le prestazioni di un sistema di comunicazione, in termini di probabilità d'errore, possono essere migliorate aumentando la potenza trasmessa, la larghezza di banda o la complessità realizzativa. Le prime due tecniche agiscono su delle risorse preziose e limitate, per cui generalmente ci si orienta sull'ultima tecnica, cioè sulla *codifica di canale*. Essa si basa sull'introduzione di ridondanza nella sequenza d'informazione per migliorarne l'affidabilità; questo risultato è però ottenuto a scapito dell'efficienza di trasmissione. A seconda della modalità seguita dal sistema nell'utilizzo delle capacità del codice, possono essere distinti i codici *rivelatori d'errore* o quelli *correttori d'errore*.

Per poter recuperare l'informazione codificata, in ricezione si utilizza, dopo il demodulatore, un decodificatore che può lavorare secondo due differenti strategie. Nella prima esso osserva la sequenza ricevuta e rivela l'eventuale presenza di errori; a questo punto può limitarsi ad indicare all'utente la qualità della sequenza ricevuta, in modo da scartarla quando l'attendibilità diviene troppo bassa (tecnica *error monitoring*). Il decodificatore può anche realizzare la tecnica ARQ (*Automatic Repeat Request*) nella quale è necessaria una retroazione tra ricevitore e trasmettitore per effettuare la ritrasmissione delle sequenze ricevute in modo errato (la tecnica ARQ verrà analizzata nel § 7.4).

La seconda strategia è detta FEC (*Forward Error Correction*), nella quale il decodificatore tenta di recuperare la corretta sequenza trasmessa ogni qual volta rileva un errore nella sequenza ricevuta. Questa tecnica richiede, ovviamente, degli algoritmi di codifica con una maggior complessità ed è utilizzata nei sistemi che non dispongono di un canale bidirezionale o necessitano di bassissimi ritardi (applicazioni in tempo reale).

7.2 Generalità sui codici di canale

Un semplice sistema codificato è rappresentato in figura 7.1. Il codificatore di

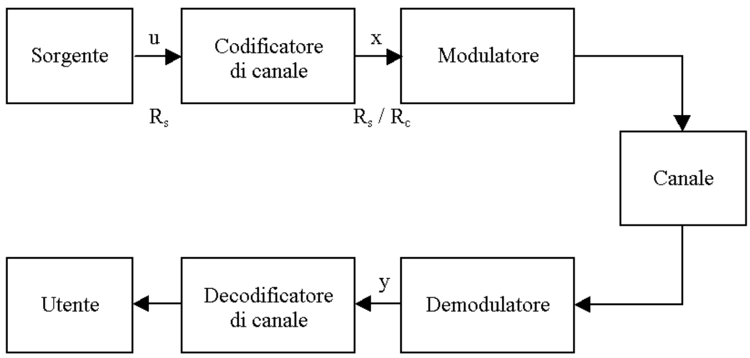


Figura 7.1. Diagramma a blocchi di un generico sistema codificato

canale riceve una sequenza di bit d'informazione dalla sorgente con un rate pari a R_s bit al secondo, ne aggiunge alcuni di ridondanza per proteggere l'informazione e li spedisce sul canale ad una velocità più elevata data da R_s/R_c. Con R_c si indica il rate del codice espresso come il rapporto tra il numero di bit k in ingresso al codificatore di canale e quello in uscita n, cioè $R_c = k/n$. Il codificatore è detto sistematico quando i primi k bit di una parola di codice lunga n bit coincidono con quelli relativi alla parola d'informazione.

La codifica introduce alcune differenze rispetto alla trasmissione non codificata. Innanzitutto, poiché la sorgente trasmette ad un rate R_s e il codificatore aggiunge dei bit di ridondanza, la velocità del trasmettitore sul canale deve essere incrementata di un fattore R_s/R_c per poter mantenere la velocità di trasmissione della sorgente. Questo implica che anche la larghezza di banda deve essere incrementata di un fattore $1/R_c$, con conseguente riduzione dell'efficienza spettrale rispetto alla trasmissione non codificata.

Altra caratteristica della codifica riguarda la riduzione dell'energia per bit da E_b a E_bR_c; questo è dovuto al fatto che, assumendo costante la potenza trasmessa, la durata della forma d'onda utilizzata è minore rispetto al caso non codificato di un fattore R_c. Ne segue che, in assenza di opportune tecniche di decodifica basate sulla capacità di correzione o rilevazione e siccome il ricevitore opera con un rapporto segnale/rumore più sfavorevole, esso consegnerà al decodificatore una sequenza di bit meno affidabili, con conseguente aumento della probabilità d'errore sul bit.

Il processo di decodifica può essere distinto in due diverse classi denominate *hard decision* o *soft decision*; nel primo caso l'uscita del demodulatore è quantizzata su due soli livelli (0 e 1) e la sequenza di bit così ottenuti è mandata al decodificatore che tenterà di recuperare l'informazione grazie alla ridondanza. Nel secondo caso, invece, l'uscita del demodulatore, che rappresenta la statistica sufficiente, non è quantizzata su due soli livelli, ma su $Q > 2$. La soft decision presenta una maggior attendibilità rispetto alla hard decision, in quanto può avvantaggiarsi dell'informazione addizionale contenuta nei campioni non quantizzati.

Il vantaggio di utilizzare una trasmissione codificata rispetto ad una senza codifica è valutato mediante il *guadagno di codifica* che è definito come la differenza, espressa in decibel, nel valore di E_b/N_0 richiesto per raggiungere una data probabilità d'errore tra una trasmissione non codificata e quella codificata. Esso, dunque, dipende dal rapporto segnale/rumore e, in particolare, quando tale quantità raggiunge un valore troppo basso la codifica peggiora le prestazioni, in quanto il numero elevato di errori supera le capacità di rilevazione/correzione del codice e la correlazione introdotta tra i bit trasmessi, causa un aumento del numero di bit errati rispetto al caso non codificato.

Esistono vari tipi di codice che differiscono per la modalità con cui il codificatore assegna le parole di codice rispetto a quelle d'informazione. Si parla di *codice a blocco* quando il codificatore è senza memoria, cioè quando agli stessi k bit d'informazione corrispondono sempre gli stessi n bit di codice; ne risulta che ciascuna parola di codice è ottenuta indipendentemente da quelle precedenti. Quando il codificatore ha memoria, invece, si ottengono i *codici ad albero*; in questo caso gli n bit della parola di codice dipendono non solo dai k bit d'informazione attuali, ma anche da alcune parole di dati precedenti.

I codici possono essere distinti anche per mezzo delle proprietà dell'insieme delle parole di codice. Nei *codici lineari* la somma (realizzata modulo 2) tra due parole di codice qualsiasi fornisce nuovamente una parola che è ancora di codice; quando questa proprietà non è soddisfatta si parla di *codici non lineari*.

Premessa questa breve descrizione generale, nel seguito verranno analizzate più in dettaglio alcune particolari categorie di codici a cui appartengono quelli che sono stati scelti per raggiungere le prestazioni desiderate nel sistema di telecomando e telemetria di Heliplat. Per maggiori dettagli sulle tecniche di codifica si rimanda a [42].

7.2.1 Cenni sui codici a blocco

Nel § 7.2 si è già accennato che i codici a blocco utilizzano un codificatore senza memoria; in particolare esso può essere realizzato, si veda figura 7.2, sommando un sottoinsieme delle k celle di un registro a scorrimento contenente la parola d'informazione, e inserendo ciascun risultato in un altro registro a scorrimento di n posizioni che contiene la parola codificata. La regola per la codifica dell'informazione può essere rappresentata in modo conciso per mezzo della *matrice di generazione* G del tipo $k \times n$, nella quale la posizione (i, j) è pari ad '1' se l'i-esima cella del registro d'ingresso è connessa con il j-esimo sommatore. Se si indica con u la parola d'informazione e con x quella di codice, la regola citata può essere espressa matematicamente come:

$$\bar{x} = \bar{u}G \tag{7.1}$$

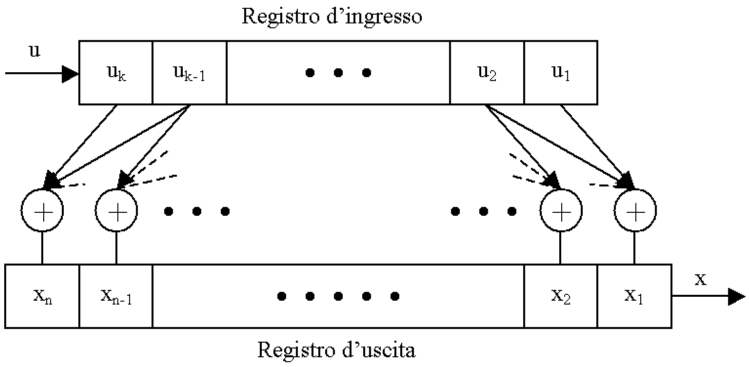


Figura 7.2. Schema di un generico codificatore per un codice a blocco

Se il codificatore è sistematico, allora le prime k colonne di G formano una matrice identità $k \times k$ e, quindi, G può essere rappresentata nella forma:

$$G = [I_k|P] \tag{7.2}$$

dove I_k indica la matrice identità $k \times k$ e P la matrice di controllo di parità $k \times (n-k)$.

I codici a blocco sono costituiti da tutte le possibili somme delle righe della matrice di generazione e dalla n-upla di tutti zeri, che è sempre una parola di codice; inoltre essi sono codici lineari. Le k righe di G sono linearmente indipendenti e, quindi, qualunque insieme di k parole di codice può essere usato come matrice di generazione. Risulta pertanto che, mediante opportune operazioni sulle righe e permutazioni sulle colonne, la matrice può essere trasformata nella forma sistematica; questi cambiamenti portano a codici detti *equivalenti* e lasciano inalterata la probabilità d'errore sulla parola, mentre quella sul bit può differire.

Un importante parametro delle parole di codice è il loro *peso di Hamming*, cioè il numero di '1' che esse contengono e, considerando tutti i pesi delle parole di codice, si ottiene la *distribuzione dei pesi* che, per quanto detto in precedenza, è la stessa per tutti i codici equivalenti. Altra quantità fondamentale è la *distanza di Hamming*, definita come il numero di posizioni in cui due parole di codice differiscono tra loro; la più piccola tra esse è indicata come *distanza minima* d_{min} e caratterizza le prestazioni del codice. La distanza minima di un codice a blocco lineare coincide anche con il più piccolo peso di Hamming delle sue parole di codice. Si può dimostrare, si veda [29] (pp. 413-414), che un codice a blocco con distanza minima d_{min} può rilevare fino a $(d_{min} - 1)$ errori, mentre può correggere fino a t errori, dove:

$$t = \lfloor (d_{min} - 1)/2 \rfloor \tag{7.3}$$

La rivelazione e la correzione degli errori avviene mediante il calcolo della *sindrome* s, cioè un vettore che contiene il risultato dei controlli di parità realizzati sulla parola di codice ricevuta. Essa può essere espressa come:

$$s = yH' \tag{7.4}$$

dove con y si è indicata la sequenza ricevuta e l'apice su H indica l'operazione di trasposizione; H, invece, è una matrice $(n-k) \times n$ detta *matrice di controllo di parità*, in quanto le sue righe rappresentano i simboli di controllo di parità calcolati dal decodificatore, cioè:

$$H = [P' | I_{n-k}] \tag{7.5}$$

e, ricordando l'equazione (7.2), si ha che $GH' = 0$. Si noti che il canale può introdurre 2^n vettori d'errore differenti e, di questi, 2^k non sono rilevabili in quanto corrispondono all'insieme delle parole di codice. Per la correzione degli errori si utilizza lo *standard array*, una tabella di 2^k colonne e 2^{n-k} righe. Queste ultime sono dette *cosets*: la prima riga contiene le parole di codice, mentre la prima parola di ciascuna riga è detta *cosets leader*. L'algoritmo di decodifica calcola la sindrome per la sequenza ricevuta, trova il vettore correttore d'errore (coset leader) corrispondente e quindi stima la parola di codice sommando quest'ultimo alla parola ricevuta[1]. Per quanto riguarda le prestazioni si può dimostrare, si veda [29] (pp. 446-455), che nel caso di hard decision valgono le seguenti relazioni, per la probabilità d'errore sulla parola:

$$P_w(e) \leq (M-1) \left[\sqrt{4p(1-p)} \right]^{d_{min}} \tag{7.6}$$

e per quella sul bit:

$$P_b(e) \cong \frac{2t+1}{n} P_w(e) \tag{7.7}$$

[1] Le procedure complete di rivelazione e correzione degli errori sono trattate in [29] (pp. 411-417).

dove $M = 2^k$ è il numero di parole di codice (assunte equiprobabili), p la probabilità di transizione del canale, d_{min} la distanza minima del codice e t la sua capacità di correzione. Nel caso di soft decision, invece, si ottiene:

$$P_w(e) \leq \frac{M-1}{2} erfc\left(\sqrt{R_c d_{min} \frac{E_b}{N_0}}\right) \tag{7.8}$$

dove con R_c si è indicato il rate del codice, mentre per la probabilità d'errore sul bit resta valida l'equazione (7.7).

7.2.2 Un sottoinsieme di codici a blocco: i codici ciclici

I codici ciclici fanno parte dei codici a blocco e, come tali, presentano tutte le proprietà analizzate nel paragrafo precedente. In più, però, hanno la peculiarità di presentare una ben definita struttura matematica che consente delle facili operazioni di codifica e dei semplici algoritmi di decodifica; per questa ragione essi hanno un notevole interesse pratico.

Un codice (n, k) si definisce ciclico se una qualunque rotazione ciclica di una parola di codice conduce ancora ad un'altra parola di codice. In questa trattazione è utile rappresentare una sequenza binaria di n bit mediante un polinomio di grado non maggiore di $(n-1)$ avente dei coefficienti binari (cioè di valore '0' o '1'); in particolare se la parola di codice è $x = [x_{n-1}, x_{n-2}, \ldots, x_1, x_0]$, la sua rappresentazione polinomiale vale:

$$x(Z) = x_{n-1}Z^{n-1} + x_{n-2}Z^{n-2} + \ldots + x_1 Z + x_0 \tag{7.9}$$

Da questa rappresentazione segue che le parole di codice sono esprimibili con dei *polinomi di codice* legati tra loro da shift ciclici; questi ultimi vengono indicati con $x^{(i)}(Z)$ e sono ottenuti[2] prendendo il resto della divisione di $Z^i x(Z)$ per $(Z^n + 1)$. Come conseguenza, anche la matrice di generazione G analizata nel § 7.2.1 può essere riscritta in forma algebrica e, in particolare, ciascuna riga può essere espressa come multiplo di un polinomio $g(Z)$ che è l'unico ad avere grado $(n-k)$: esso è detto *polinomio generatore*. Qualsiasi codice ciclico è completamente definito dal suo polinomio generatore, in

[2] Questa e le altre dimostrazioni relative alle affermazioni che vengono esposte in questo paragrafo possono essere analizzate in [29], pp. 421-435.

quanto gli altri $2^k - 1$ polinomi di codice sono multipli di $g(Z)$; inoltre si può dimostrare che qualsiasi polinomio di grado $(n-1)$ o minore che è divisibile per $g(Z)$ deve essere un polinomio di codice. È possibile notare che $g(Z)$ è un divisore di $(Z^n + 1)$ e, quindi, importanti risultati algebrici sono disponibili guardando le proprietà di tale monomio.

Indicando con $u(Z)$ il polinomio relativo alla sequenza d'informazione, il polinomio codificato può essere ottenuto secondo il seguente algoritmo:

$$x(Z) = u(Z)g(Z) \tag{7.10}$$

Esso però non rappresenta un codificatore sistematico; per renderlo tale è necessario ripetere il polinomio della sequenza d'informazione aggiungendo poi quello di controllo di parità che può essere ottenuto prendendo il resto $r(Z)$ della divisione di $Z^{n-k}u(Z)$ per il polinomio generatore $g(Z)$, cioè:

$$x(Z) = Z^{n-k}u(Z) + r(Z) \tag{7.11}$$

Quanto esposto rende necessario realizzare l'operazione di divisione per ottenere il resto $r(Z)$ rappresentante la sezione di controllo di parità. Tale compito può essere realizzato mediante un registro a scorrimento di $(n-k)$ stadi opportunamente retroazionato mediante connessioni che corrispondono ai coefficienti del divisore. Ad ogni impulso di clock, il dividendo viene inserito nel registro e alla sua uscita si ottiene direttamente il quoziente. Secondo questa strategia esistono diverse realizzazioni del codificatore; una di esse è rappresentata in figura 7.3 per il caso specifico di un classico codice ciclico: il codice di Hamming. Con l'interruttore in (A) viene trasferita la parte sistematica, mentre quando è in (B) si spedisce la parte relativa al controllo di parità. Nel caso in cui $k < (n-k)$, è più conveniente realizzare un codificatore con k stadi basato sul *polinomio di controllo di parità* definito come:

$$h(Z) \triangleq \frac{Z^n + 1}{g(Z)} \tag{7.12}$$

Raramente però ci si trova in questa condizione in quanto essa comporta l'introduzione di una ridondanza più che doppia rispetto ai bit utili.

Anche la decodifica è analizzabile algebricamente. Per quanto concerne la rivelazione degli errori è sufficiente controllare il resto della divisione del polinomio $y(Z)$ ricevuto per il polinomio generatore $G(Z)$; esso è detto *polinomio*

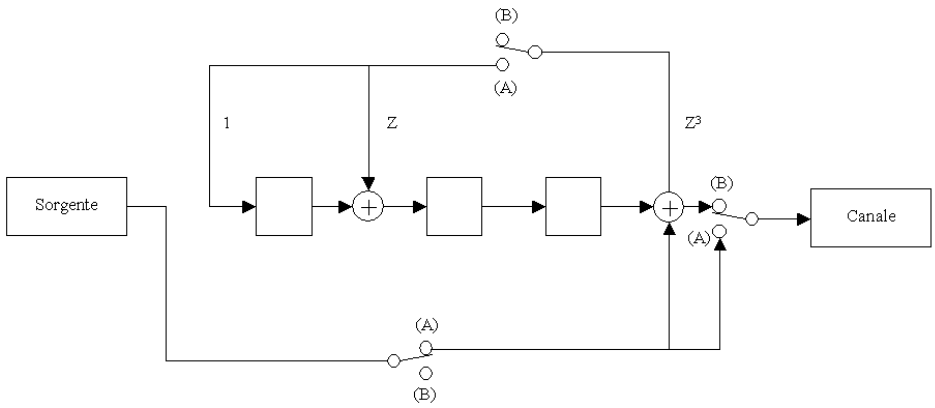


Figura 7.3. Tipica realizzazione del codificatore per il codice di Hamming (7,4) con polinomio generatore $g(Z) = Z^3 + Z + 1$

sindrome, è anch'esso calcolato mediante un registro a scorrimento opportunamente retroazionato e nel caso in cui sia nullo non vi sono errori rivelati. Per eseguire la correzione degli errori il decodificatore deve essere in grado di trovare un polinomio correttore d'errore $e(Z)$ a partire dalla sindrome; in questo modo la parola di codice trasmessa $x(Z)$ è ottenuta sommando $e(Z)$ alla sequenza ricevuta $y(Z)$. Le tecniche per il calcolo di $e(Z)$ sono, in generale, abbastanza complesse; tuttavia nel caso della correzione di errori singoli vi è una semplice tecnica applicabile, basata sul fatto che se gli errori di $e(Z)$ sono confinati nelle $(n-k)$ posizioni di controllo di parità di $y(Z)$, allora la sindrome $s(Z)$ coincide con $e(Z)$. In questo caso risulta quindi sufficiente sommare la sindrome agli $(n-k)$ bit di parità ricevuti. Se gli errori sono consecutivi, ma non sono confinati nei bit di parità, è sufficiente effettuare una rotazione ciclica per riportarli in tale posizione.

7.2.3 I codici concatenati

I codici concatenati sono una classe di codici studiata per riuscire ad ottenere una probabilità d'errore esponenzialmente decrescente, ma con una complessità di decodifica crescente solo algebricamente. Per questo motivo essi sono utilizzati in quelle applicazioni che richiedono un alto guadagno di codifica, ma necessitano di una complessità limitata.

L'idea di base per realizzazione di un codice concatenato, si veda [29] (pp. 481-483), è quella di utilizzare più codici connessi in serie tra loro; il caso più semplice e più comune è quello di utilizzare due livelli di codifica, come mostrato in figura 7.4. Con questa disposizione si ha che la parola di

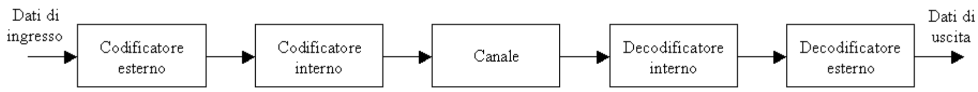


Figura 7.4. Diagramma a blocchi di un generico codice concatenato a due livelli

codice all'uscita del primo codificatore rappresenta la parola d'informazione all'ingresso del secondo codificatore, la cui uscita rappresenta la parola di codice che verrà effettivamente trasmessa. Nel caso considerato di soli due codici, il primo applicato è detto *outer code*, mentre il successivo *inner code*.

I due codici sono legati tra loro da precise relazioni riguardanti le parole di codice e i rate di codifica. In particolare se i codici esterno e interno sono a blocco, di valori rispettivamente (n_0, k_0) e (n_i, k_i), allora i parametri n_0 e k_i sono strettamente legati, in quanto devono essere multipli o sottomultipli interi tra loro. Tipicamente si ha che n_0 è un multiplo di k_i:

$$n_0 = mk_i \tag{7.13}$$

con m intero, cioè una parola di codice del codice esterno contiene più di una parola d'informazione di quello interno. Per quanto concerne il rate, invece, si ha che quello del codice concatenato è minore rispetto a quelli dei due codici utilizzati e, in particolare, esso è pari al loro prodotto. Infatti, indicando con R_c^0 il rate dell'outer code, con R_c^i quello dell'inner code e con R_c quello totale del concatenato, si può scrivere:

$$R_c = \frac{k_0}{mn_i} = \frac{k_0}{n_0}\frac{n_0}{mn_i} = R_c^0 R_c^i \tag{7.14}$$

Tale risultato, dimostrato per i codici a blocco, è anche valido nel caso si utilizzino dei codici convoluzionali. Il grosso vantaggio dei codici concatenati risiede nella decodifica, in quanto si lavora separatamente sui due codici ottenendo così una complessità minore di quella che si avrebbe utilizzando un unico codice (mn_i, k_0); il ricevitore, infatti, prima decodifica il codice interno e poi quello esterno. I modi di effettuare la decodifica sono differenti, a seconda che il modulatore fornisca all'inner decoder una decisione hard o soft e che quest'ultimo, a sua volta, fornisca all'outer decoder una stima hard o soft dei suoi simboli d'ingresso. Tuttavia è stato dimostrato, si veda [43] (pp. 35-55), che il modo migliore per decodificare in cascata è quello che richiede operazioni soft sia al demodulatore che al decodificatore interno: questa scelta comporta l'utilizzo dell'algoritmo di Viterbi.

Nei codici concatenati viene solitamente inserito un *interleaver* tra il codificatore interno e quello esterno; esso è un dispositivo, si veda quanto esposto nel § 2.5.4, che modifica l'ordine della sequenza di simboli in un modo deterministico. In ricezione vi sarà un *deinterleaver* che applica le operazioni inverse per riottenere la sequenza nel suo ordine originale. Questa operazione consente di far fronte alla presenza di errori a *burst* in quanto aumenta il grado di scorrelazione dei bit, riuscendo così a migliorare le prestazioni complessive del sistema.

7.3 Codici esaminati

Nel sistema di comunicazione relativo alla piattaforma stratosferica Heliplat vanno considerati due canali; si indica con il termine up-link la tratta relativa al collegamento dalla stazione di terra verso il velivolo, cioè la trasmissione relativa all'informazione necessaria per il telecomando, mentre con down-link la tratta complementare, necessaria per la telemetria.

Per la scelta della strategia da utilizzare al fine di garantire una maggior affidabilità nel flusso dati, si è deciso di adottare lo schema presentato dal CCSDS (si veda [7] e [2]). Esso prevede, in up-link, di codificare l'informazione trasmessa mediante un codice BCH (*Bose-Chaudhury-Hocquenghem*) e di utilizzare un protocollo di tipo ARQ, che verrà analizzato nel § 7.4, per migliorare ulteriormente le prestazioni. Quest'ultimo, però, non lavora sui bit, bensì ad un livello superiore dove l'informazione è raggruppata in trame. La trattazione del CCSDS relativa a queste scelte è stata riportata nel § 2.3.6 per quanto concerne il BCH, mentre nel § 2.3.5 e nel § 2.4.3 per quanto riguarda il protocollo ARQ.

Nella tratta in down-link, invece, lo schema CCSDS prevede l'utilizzo di un codice concatenato realizzato mediante un convoluzionale come codice esterno ed un Reed-Solomon come interno, secondo quanto esposto nel § 2.5.4.

Viene dunque affrontata, nel seguito, la trattazione teorica dei codici proposti.

7.3.1 I codici BCH

I codici BCH (si veda [39], pp. 436-438) appartengono alla classe dei codici ciclici, i quali a loro volta sono una sottoclasse dei codici a blocco, come analizzato nel § 7.2.2. Tra i vari tipi di codici ciclici sono tra i più utili per correggere errori casuali fondamentalmente perchè gli algoritmi di decodifica necessari possono essere realizzati con complessità contenuta. Esistono diversi tipi di codici BCH, differenziati a seconda del valore assunto da due numeri interi m e t; in particolare, per una coppia generica si ha un codifica BCH con una parola di codice lunga n data da:

$$n = 2^m - 1 \tag{7.15}$$

mentre i bit di controllo di parità devono soddisfare alla seguente relazione:

$$n - k \leq mt \tag{7.16}$$

Si ottiene, inoltre, una distanza minima fornita da:

$$d_{min} \geq 2t + 1 \tag{7.17}$$

da cui risulta, si ricordi l'equazione (7.3), che questo codice è in grado di correggere tutte le combinazioni fino a t errori. Essendo di tipo ciclico, questa classe di codici viene costruita sulla base di opportuni polinomi generatori e, in particolare, essi sono costituiti dai fattori del monomio $(Z^{2^m-1} + 1)$; la procedura di fattorizzazione, però, non è semplice. Esistono, comunque, delle liste di polinomi generatori in funzione dei parametri m e t che vengono generalmente rappresentate in forma ottale.

L'ampia classe di codici BCH che può essere ottenuta combinando i suddetti parametri è molto utile non solo per la grande flessibilità nella scelta delle caratteristiche del codice (come la lunghezza e il rate), ma anche perchè i BCH con lunghezza dei blocchi di qualche centinaia di bit o meno sono, tra i codici di pari lunghezza e rate conosciuti, quelli migliori. Per quanto riguarda le prestazioni, esse possono essere ricavate dalle espressioni generali indicate nelle equazioni (7.6), (7.7) e (7.8).

7.3.2 I codici di Reed-Solomon

Anche i codici di Reed-Solomon, così come i BCH analizzati in precedenza, appartengono alla classe dei codici ciclici (si veda [40], pp. 2-8) e, in particolare, possono essere considerati come una sottoclasse dei codici BCH. Questi ultimi lavorano nel caso binario, mentre i Reed-Solomon ne sono la generalizzazione nel caso non binario, cioè i simboli appartengono ad un set di cardinalità $q = 2^l$. Malgrado questa differenza, i simboli possono essere rappresentati come delle l-uple binarie e, quindi, il codice può essere considerato come un particolare caso di codice binario ([41], cap. 7).

Nel codice di Reed-Solomon i simboli sono costituiti da l bit, mentre la lunghezza del blocco è pari a $(2^l - 1)$ simboli e quindi in bit si ha:

$$n = l(2^l - 1) \tag{7.18}$$

Gli $(n - k)$ bit di controllo di parità sono costituiti da $2t$ simboli, cioè in bit:

$$(n - k) = 2lt \tag{7.19}$$

dove, al solito, con t è indicata la capacità di correzione del codice. I codici di Reed-Solomon sono in grado di correggere tutte le combinazioni che hanno fino a t simboli errati. Inoltre, se vengono interpretati come codici binari, essi si adattano bene nella correzione di errori che si presentano a burst; in questo caso, infatti, avere un simbolo errato significa avere un numero compreso tra 1 e l di bit adiacenti sbagliati all'interno della parola di codice.

Per quanto riguarda le prestazioni è possibile ottenere, si veda [42], il seguente limite superiore per la probabilità d'errore sul bit dopo una decodifica completa:

$$p_b(e) < \frac{2^{l-1}}{2^l - 1} \sum_{j=t+1}^{n} \frac{j+t}{n} C_j^n p_{sc}^j (1 - p_{sc})^{n-j} \tag{7.20}$$

dove n indica la lunghezza del codice di Reed-Solomon, l il numero di bit per simbolo del codice, mentre C_i^n fornisce il simbolo binomiale dato da:

$$C_i^n = \frac{n!}{i!(n-i)!} \tag{7.21}$$

Con p_{sc}, invece, si indica la probabilità che un simbolo in ingresso al Reed-Solomon sia errato, e vale:

$$p_{sc} = 1 - (1-p)^l \tag{7.22}$$

dove p è la probabilità d'errore sul canale. Quella sul simbolo risulta più complicata da valutare, ma, nel caso di decodifica a coset leader unico[3], si può dimostrare [41] che essa vale:

$$p_s = \frac{1}{n} \sum_{h=t+1}^{n} B_h P(h) \tag{7.23}$$

$P(h)$ rappresenta la probabilità che si verifichi una sequenza d'errore con peso di Hamming pari ad h, cioè:

$$P(h) = \frac{1}{(q-1)^h} p_{sc}^h (1-p)^{n-h} \tag{7.24}$$

qualora il codice di Reed-Solomon sia realizzato su un alfabeto di q simboli. I termini B_h, invece, sono dei coefficienti valutati come il numero di errori residui dopo una decodifica completa; la loro espressione è molto complessa, ma si può ottenere un andamento asintotico considerando solo il primo temine B_{t+1}.

Le applicazioni dei codici di Reed-Solomon sono molteplici, ma essi vengono utilizzati soprattutto negli schemi di codifica concatenati analizzati nel § 7.2.3.

7.3.3 I codici convoluzionali

I codici convoluzionali (per una trattazione completa si veda [43]) si differenziano da quelli a blocco fondamentalmente perchè hanno un codificatore

[3]Questa regola di decisione consiste nel correggere tutti i blocchi d'errore con peso fino a t, altrimenti nel prendere semplicemente i bit d'informazione così come sono stati ricevuti; per i codici di Reed-Solomon (e per altri) questa regola fornisce una probabilità d'errore sul simbolo inferiore rispetto a quella ottenuta decodificando a massima verosimiglianza le parole.

con memoria il quale, cioè, genera n_0 bit in uscita dipendenti non solo dai k_0 bit d'informazione attuali, ma anche da alcune trame precedenti; si noti che, a differenza dei codici a blocco, nei codici convoluzionali k_0 e n_0 sono usualmente numeri piccoli. Inoltre tali codici non hanno tutta la struttura algebrica dei codici a blocco e la maggior parte, infatti, sono stati trovati mediante ricerca esaustiva con tecniche al calcolatore; anche gli algoritmi di decodifica non possono fondarsi sulle proprietà algebriche, ma derivano dalla natura della macchina a stati sequenziale del codificatore convoluzionale.

La struttura generale di un codificatore convoluzionale è rappresentata in figura 7.5. I bit d'informazione sono inseriti k_0 alla volta nello shift register

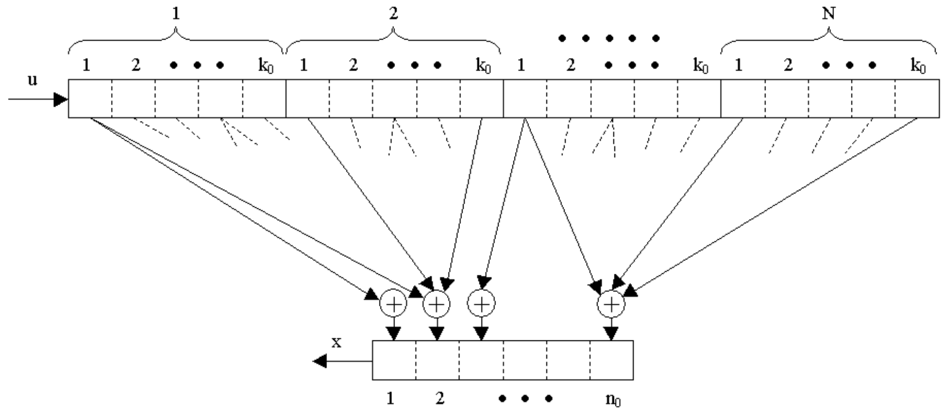


Figura 7.5. Diagramma a blocchi di un generico codificatore convoluzionale in forma seriale per un codice (n_0,k_0) con constraint length N

d'ingresso che contiene Nk_0 posizioni, mentre gli n_0 sommatori modulo 2 riempono il registro d'uscita con altrettanti bit, i quali vengono mandati in uscita. Quando un nuovo blocco di k_0 bit si presenta all'ingresso, l'ultimo viene traslato a destra e va perso. Il rate è dunque dato da $R_c = k_0/n_0$, ma gli n_0 bit generati dal codificatore dipendono dai corrispondenti k_0 bit d'ingresso e dai precedenti bit che costituiscono la memoria del codificatore ν, data quindi da:

$$\nu = k_0(N-1) \tag{7.25}$$

Un simile codice è indicato come un codice convoluzionale (n_0, k_0, N) e il parametro N, cioè il numero di blocchi di dati contenuto nel registro d'ingresso, è detto *constraint length* del codice.

Come analizzato per i codici a blocco (§ 7.2.1), anche nei codici convoluzionali è possibile descivere le relazioni tra il vettore d'ingresso u e quello d'uscita x, i quali, però, sono ora delle sequenze semi-infinite. Questo può ancora essere ottenuto mediante la matrice di generazione, le cui entrate sono a loro volta delle matrici; in particolare ne vengono utilizzate N e ciascuna di esse contiene k_0 righe e n_0 colonne. La generica sottomatrice G_i descrive le connessioni dell'i-esimo blocco di k_0 bit del registro d'ingresso con le n_0 celle del registro di uscita. La matrice di generazione così ottenuta si estende indefinitamente verso il basso e a destra ed è indicata con G_∞; segue che:

$$\bar{x} = \bar{u}G_\infty \tag{7.26}$$

Il codificatore è detto sistematico se degli n_0 bit generati per ogni blocco d'ingresso, i primi k_0 sono uguali a quelli d'informazione.

La generica struttura del codificatore rappresentata in figura 7.5 può anche essere realizzata in una struttura parallela, la quale permette di poter utilizzare più blocchi d'ingresso contemporaneamente; questa soluzione è presentata in figura 7.6. Nel caso in cui i vari N_i siano differenti, la constraint

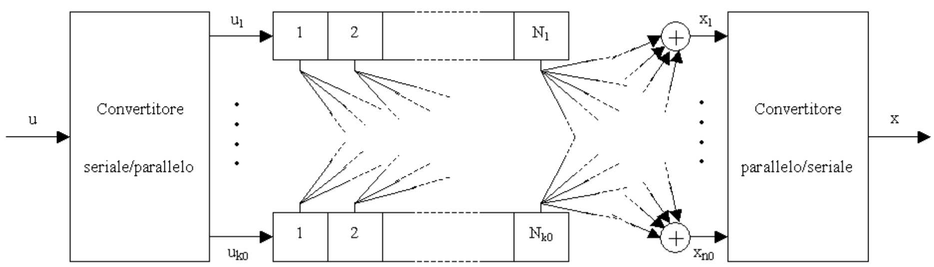


Figura 7.6. Diagramma a blocchi di un generico codificatore convoluzionale in forma parallela per un codice (n_0, k_0, N)

length è data da:

$$N \stackrel{\triangle}{=} \max_i N_i \tag{7.27}$$

e, ricordando l'equazione (7.25), ora possiamo scrivere:

$$\nu = k_0 \sum_{i=1}^{k_0} (N_i - 1) \tag{7.28}$$

Si può ancora notare che, siccome normalmente il rate è pari ad 1/2 o 1/3, vi sono pochi (2 o 3) sommatori e risulta più facile descrivere le connessioni mediante la *matrice della funzione di trasferimento* G, in cui le singole posizioni $g_{i,j}$ sono dei vettori riga binari di N elementi che descrivono la connessione tra l'i-esimo ingresso ($i = 1, \ldots, k_0$) e la j-esima uscita ($j = 1, \ldots, n_0$).

Una rappresentazione dei codici convoluzionali, alternativa a quella algebrica, è fornita dai *diagrammi di stato*, basata sul fatto che il codificatore è un sistema a memoria finita e, quindi, la sua sequenza d'uscita dipende da quella d'ingresso e dallo stato del dispositivo. All'istante di tempo discreto l, lo stato del codificatore vale:

$$\sigma_l \triangleq (u_{l-1}, \ldots, u_{l-\nu}) \tag{7.29}$$

e il numero di stati è pari a:

$$N_\sigma \triangleq 2^\nu \tag{7.30}$$

Nel diagramma a stati vi sono 2^{k_0} archi entranti e altrettanti uscenti da ogni stato; ne deriva che all'aumentare della memoria esso si espande e diventa difficile ricordare i cammini passati, in quanto si passa più volte per lo stesso arco. A tale scopo è stata realizzata una rappresentazione, detta *diagramma a traliccio*, che tiene conto esplicitamente della varibile temporale. Ogni sezione verticale del traliccio rappresenta la condizione degli stati all'istante l, che ora viene chiamato *profondità* del traliccio. Ogni ramo all'interno del traliccio rappresenta una sequenza codificata e, per ogni profondità l, vi sono 2^l possibili cammini rappresentanti tutte le possibili sequenze codificate di lunghezza l.

Come per i codici a blocco, anche nei codici convoluzionali le capacità di rivelazione e correzione degli errori dipendono dalle proprietà di distanza delle sequenze codificate. A questo proposito si utilizza la *distanza libera* d_f, che rappresenta la minima distanza di Hamming tra sequenze di lunghezza infinita. Matematicamente è definita come:

$$d_f \triangleq \lim_{l \to \infty} d_c(l) \tag{7.31}$$

dove $d_c(l)$ è detta *distanza colonna* di ordine l definita come il minimo peso di Hamming tra tutte le coppie di sequenze presenti alla profondità l. La distanza d_f può essere calcolata sul traliccio valutando il minimo peso di Hamming tra le sequenze che, dopo la divergenza dalla sequenza di tutti zero[4], si ricongiunge ad essa. Il calcolo pratico della distanza libera, in realtà, viene effettuato matematicamente calcolando la *funzione enumeratrice dei pesi*:

$$T(D) \triangleq \sum_{d=d_f}^{\infty} A_d D^d \tag{7.32}$$

dove A_d è il numero di cammini di peso d che divergono da un stato e vi ritornano successivamente. Tale funzione caratterizza lo spettro delle distanze, in quanto è una serie che fornisce tutte le informazioni circa i pesi dei cammini che partono da uno stato e tornano nello stesso: il peso minore sarà la d_f. È possibile caratterizzare ancora più in dettaglio le proprietà del codice mediante la *funzione enumeratrice dei pesi d'ingresso-uscita*:

$$T_3(W,D,L) \triangleq \sum_{w=1}^{\infty} \sum_{d=d_f}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} C_{w,d,l} W^w D^d L^l \tag{7.33}$$

dove $C_{w,d,l}$ è il numero di cammini, divergenti da uno stato e ricongiungenti in esso, con peso d e lunghezza l generati da una sequenza d'informazione di peso w (maggiori dettagli sono descritti in [29], pp. 461-465).

Risulta interessante valutare la complessità di un codice convoluzionale, la quale può essere espressa come il numero di archi da visitare nel diagramma a stati per bit decodificato. Ricordando l'equazione (7.30) e che ogni stato ha 2^{k_0} archi entranti e uscenti, la complessità assume l'espressione:

$$\mathcal{D} = \frac{2^{k_0+\nu}}{k_0} \tag{7.34}$$

da cui si nota come essa aumenti rapidemente con k_0; per questo motivo i codici utilizzati sono quelli con rate $1/n_0$, mentre per ottenere codici con rate k_0/n_0 si utilizza la tecnica della *punturazione*, basata sull'eliminazione di opportuni bit di parità, in modo da massimizzare la distanza libera, partendo da un codice convoluzionale con rate $1/n_0$. I codici così ottenuti presentano, di solito, uno spettro leggermente peggiore rispetto a quello dei codici

[4]Si considera di trasmettere la sequenza di tutti zero grazie alla proprietà di errore uniforme dei codici lineari, la quale afferma che la probabilità d'errore condizionata ad una parola di codice trasmessa è indipendente da quale essa sia (si veda [29], p. 447).

non punturati dello stesso rate, ma guadagnano in complessità. Il caso più comune è quello di partire con un codice convoluzionale di rate 1/2 e, per ottenerne uno di rate k_0/n_0, si considerano k_0 sezioni del traliccio iniziale; la complessità ottenuta vale:

$$\mathcal{D}_{punc} = \frac{k_0 2^{1+\nu}}{k_0} \tag{7.35}$$

cioè risulta diminuita rispetto al caso non punturato, come si evidenzia rapportando le rispettive complessità:

$$\frac{\mathcal{D}}{\mathcal{D}_{punc}} = \frac{2^{k_0}}{2k_0} \tag{7.36}$$

Nel caso dei codici a blocco, la decodifica a massima verosimiglianza è ottenuta scegliendo la parola di codice con distanza minima rispetto alla parola ricevuta; lo stesso principio può essere applicato anche per i codici convoluzionali. In questo caso, siccome ogni sequenza può essere rappresentata con un cammino all'interno del traliccio, si dovrà scegliere il percorso relativo alla sequenza che è più "simile" a quella ricevuta, cioè che ne minimizza la distanza di Hamming. Questo risultato è ottenibile applicando l'*algoritmo di Viterbi*, descritto e analizzato in [43] (pp. 97-104). La complessità di tale algoritmo, si veda l'equazione (7.34), cresce esponenzialmente con k_0 e ν e, quindi, le applicazioni pratiche si limitano a valori di $(k_0 + \nu)$ pari a qualche decina. Inoltre, la decodifica ottima richiederebbe di decodificare la sequenza solo alla fine del processo di ricezione, introducendo così dei lunghi ritardi e richiedendo delle elevate capacità di memorizzazione; si può far fronte a questo problema utilizzando una soluzione subottima che forza la decisione dopo un intervallo di tempo opportunamente prestabilito (*Viterbi troncato*). Esistono anche altre tecniche, precedenti all'algoritmo di Viterbi, per decodificare i codici convoluzionali e vengono applicate nei casi in cui si utilizzino delle constraint length elevate; una visione complessiva delle tecniche qui accennate è riportata in [43] (pp. 112-146).

Per quanto concerne le prestazioni dei codici convoluzionali, è possibile ottenere dei limiti superiori che forniscono strette approssimazioni per rapporti segnale/rumore medio-alti, mentre divergono quando tali valori sono bassi. In particolare essi dipendono dalle funzioni enumeratrici dei pesi analizzate in precedenza e si può dimostrare che, si veda [29] (pp. 476-481), utilizzando la decodifica di Viterbi e quella hard, valgono le seguenti relazioni per la probabilità d'evento d'errore[5]:

$$P(e) \leq T(D)\Big|_{D=\sqrt{4p(1-p)}} \tag{7.37}$$

e sul bit:

$$P_b(e) \leq \frac{1}{k_0}\frac{\partial T_2(W,D)}{\partial W}\Bigg|_{D=\sqrt{4p(1-p)},W=1} \tag{7.38}$$

dove la funzione $T(D)$ è data dall'equazione (7.32), mentre $T_2(W,D)$ può essere ottenuta ponendo $L = 1$ nell'equazione (7.33). Nel caso della decodifica soft, invece, la probabilità d'evento d'errore è data da:

$$P(e) \leq \frac{1}{2}\sum_{d=d_f}^{\infty} A_d erfc\left(\sqrt{\frac{dR_cE_b}{N_0}}\right) < \frac{1}{2}T(D)\Big|_{D=e^{-R_c(E_b/N_0)}} \tag{7.39}$$

dove si è applicata la relazione:

$$\frac{1}{2}erfc(\sqrt{x}) < \frac{1}{2}e^{-x} \tag{7.40}$$

Sempre facendo uso di tale equazione, per la probabilità d'errore sul bit si ottiene:

$$P_b(e) < \frac{1}{2k_0}\frac{\partial T_2(W,D)}{\partial W}\Bigg|_{D=e^{-R_c(E_b/N_0)},W=1} \tag{7.41}$$

7.4 La tecnica ARQ

La tecnica ARQ è il principale approccio alternativo alla correzione d'errore realizzata con la tecnica FEC e si basa sulla sola rivelazione degli errori con la successiva richiesta al trasmettitore della ritrasmissione del blocco errato; con questa tecnica, i pacchetti scambiati a livello superiore richiedono un'intestazione aggiuntiva per consentire la richiesta di tale ritrasmissione. L'ARQ è usato quasi universalmente per il controllo degli errori nei protocolli DLC (*Data Link Control Protocol*), cioè relativi al flusso di dati nelle comunicazioni punto-punto sullo strato di connessione dei dati (*Data Link*

[5] L'evento errore è definito come un segmento di cammino incorretto che si ricongiunge in uno stato dopo il distaccamento da esso.

Layer). Esistono numerose varianti sul protocollo ARQ, basate soprattutto sulla scelta del riconoscimento positivo (ACK, *acknowledgment*) e negativo (NAK, *negative ACK*), oppure solo positivo. Un ACK indica la corretta ricezione di una trama o, meglio ancora, che i bit di parità ricalcolati al ricevitore sono validi; un NAK, invece, può essere restituito se questo calcolo non fornisce un esito positivo. Utilizzare entrambi i tipi di conferme permette una maggiore efficienza, però l'approccio con i soli ACK permette di eliminare i messaggi superflui. La scelta di utilizzare solo i NAK non è praticabile, perchè il trasmettirore non sarebbe in grado di distinguere tra la ricezione di una trama corretta e la sua completa perdita, in quanto entrambi i casi sarebbero caratterizzati dall'assenza di risposta da parte del ricevitore. Gli schemi convenzionali ARQ sono principalmente di tipo *Stop-and-Wait* e *continuo*; quest'ultima categoria, a sua volta, si suddivide in *Go-Back-N* e *Selective-Repeat*. Nel seguito verrà fornita una breve descrizione delle strategie qui accennate (si veda [44], pp. 279-286).

7.4.1 Stop-and-Wait

Lo schema noto come Stop-and-Wait è la più semplice forma per realizzare un protocollo di tipo ARQ; in esso il trasmettitore va nello stato di *idle*, cioè resta inattivo, dopo aver spedito un pacchetto e vi rimane fino a quando non riceve una conferma mediante ACK dal ricevitore. In questo lasso di tempo il pacchetto appena trasmesso resta ancora memorizzato in un *buffer* in attesa della risposta del ricevitore. Nel caso si utilizzino sia gli ACK che i NAK, il ricevitore spedisce una conferma positiva se non ha rivelato errori nel pacchetto ricevuto, altrementi invia un NAK. Se riceve un ACK, il trasmettitore scarta il pacchetto memorizzato in precedenza, mentre se gli ritorna un NAK allora esso rispedisce il pacchetto in questione; questo processo viene ripetuto fino a quando il pacchetto non viene ricevuto correttamente e, quindi, fino a che il trasmettitore non riceve un ACK dal ricevitore. Il protocollo può funzionare anche con le sole conferme positive più un orologio indicato come *timeout*; in un sistema che adotta tale tecnica la perdita di una trama di dati originali o di un ACK comporta l'attesa da parte del trasmettitore il quale, trascorso il tempo di timeout, ritrasmette il pacchetto. Inoltre il trasmettitore non è in grado di distinguere queste situazioni da quella in cui la mancanza di risposta indica che la trama è stata ricevuta in modo errato. Se viene perso l'ACK, il ricevitore può vedersi consegnare una copia della trama già ricevuta correttamente; per poter distinguere tra il messaggio originale e la ritrasmissione vi è un numero di sequenza, di solito un bit, contenuto nell'intestazione del pacchetto. La numerazione delle trame, comunque, è necessaria anche nel caso della tecnica con entrambe le conferme positiva e negativa, a causa della possibilità di perdita degli ACK o dei NAK.

La strategia di tipo Stop-and-Wait è ovviamente inefficiente, specialmente quando i tempi di ritardo sono significamente elevati, come può succedere nella trasmissione via satellite; tuttavia presenta il grosso vantaggio di possedere una complessità minima, in quanto non è richiesta memoria al ricevitore.

7.4.2 Go-Back-N

Come già accennato in precedenza, lo schema Go-Back-N è, a differenza dello Stop-and-Wait, di tipo continuo, cioè i pacchetti sono trasmessi ininterrottamente senza aspettare alcuna conferma dal ricevitore. Essi sono numerati sequenzialmente e memorizzati al trasmettitore per averli disponibili in un possibile uso futuro. Se il ricevitore rivela un errore in un particolare pacchetto, allora esso provvede a spedire al trasmettitore un NAK insieme con il numero di sequenza del pacchetto errato; quando il NAK è ricevuto dal trasmettitore, esso potrebbe essere in procinto di trasmettere un nuovo paccheto con numero di sequenza maggiore rispetto a quello relativo al pacchetto errato. Questa situazione fa sì che il trasmettitore "torni indietro" per ritrasmettere il pacchetto errato e, successivamente, tutti quelli dopo di esso, anche se già trasmessi in precedenza. Risulta quindi chiaro come diversi pacchetti possano essere spediti più di una volta anche se essi erano stati ricevuti correttamente; questo è dovuto al fatto che il ricevitore attende la ritrasmissione del pacchetto rivelato come errato, scartando, nel mentre, tutti quelli successivi.

Fino ad ora si è considerata la trasmissione unidirezionale, ma in generale essa potrebbe essere bidirezionale. Questo fatto può essere sfruttato per evitare di mandare gli ACK con delle apposite trame di controllo. Si può usare una tecnica nota con il nome di *piggybacking*, la quale consiste nell'inviare il riscontro includendolo in un opportuno campo di controllo di una trama trasmessa nella direzione opposta. In questo caso ogni trama ha un campo contenente in numero di sequenza, ed un altro contenente il numero di sequenza dell'ultima trama ricevuta correttamente. Altra importante considerazione da tener presente è il controllo di flusso, che consiste nell'impedire che i pacchetti vengano trasmessi ad un ritmo medio più alto rispetto a quello che il ricevitore può, o vuole, accettare; in questo modo si garantisce che il ricevitore abbia sempre a disposizione della memoria in cui conservare i pacchetti ricevuti. La tecnica tipicamente usata per realizzare questo tipo di controllo è nota con il nome di *Sliding Window* (Finestra Scorrevole), la quale consiste, essenzialmente, nel porre un limite massimo al numero di pacchetti che possono essere spediti senza ricevere conferma. Questo schema ha quindi un'azione auto-regolante, infatti nel caso in cui il ricevitore invii un ACK con un ritmo compatibile a quello con cui riceve i pacchetti, il trasmettitore lavora effettivamente in modo continuo; se però il ricevitore dovesse trovarsi in ritardo, allora gli basterebbe smettere di inviare ACK per bloccare il trasmettitore.

7.4.3 Selective-Repeat

Anche questa strategia è di tipo continuo, ma risulta più efficiente rispetto allo schema Go-Back-N. Quest'ultimo, infatti, usa il canale continuamente, ma un pacchetto può essere spedito più di una volta anche nel caso in cui esso sia stato ricevuto correttamente: tale situazione è chiaramente inefficiente. La tecnica Selective-Repeat permette di rimuovere questa inefficienza ritrasmettendo in modo selettivo solo quei particolari pacchetti che sono stati ricevuti non correttamente. Per consentire tale approccio, il ricevitore deve disporre di buffer in grado di memorizzare i pacchetti ricevuti correttamente, ma con numero di sequenza maggiore rispetto a quelli errati per i quali è stata richiesta la ritrasmissione; la memorizzazione deve avvenire fino a quando il pacchetto che era errato viene ricevuto correttamente, così da poter consegnare in modo ordinato l'informazione all'utente. Per poter essere ideale, però, questo protocollo richiederebbe una quantità di memoria infinita al ricevitore, ma in pratica viene utilizzato un numero finito di buffer. Nonostante la strategia qui analizzata sia più efficiente nell'uso della capacità di trasferimento dei dati per mezzo di poche ritrasmissioni, lo schema più diffusamente realizzato è il Go-Back-N. Questa scelta è giustificata dal fatto che esso semplifica la realizzazione del collegamento, in quanto non richiede che il ricevitore riordini i pacchetti; inoltre il Selective-Repeat diventa complesso quando avvengono degli errori multipli.

7.4.4 Prestazioni della tecnica ARQ

Scopo di questa sezione è quello di arrivare ad un'espressione che permetta di calcolare qual è la *probabilità d'errore residua* sul bit d'informazione, cioè la probabilità che il bit d'informazione errato venga invece accettato come corretto dal blocco ARQ anche dopo tutte le ritrasmissioni. A tale scopo è necessario valutare la *probabilità di ritrasmissione*, che può essere espressa come:

$$P(R) = P_r(e)P_d(e) \tag{7.42}$$

dove $P_r(e)$ è la probabilità che venga ricevuta una trama con almeno un errore, mentre $P_d(e)$ fornisce la probabilità che tale evento venga rilevato, con conseguente richiesta di ritrasmisione al trasmettitore. In particolare, la ricezione di un pacchetto di n bit contenente almeno un errore è data da:

$$P_r(e) = 1 - (1 - p)^n \tag{7.43}$$

dove con p si è indicata la probabilità d'errore nel BSC (*Binary Simmetric Channel*) equivalente del canale reale; la quantità $(1 - p)^n$, quindi, rappresenta la probabilità di ricevere n bit giusti. La probabilità di rivelare errata la parola ricevuta è invece data da:

$$P_d(e) = 1 - \frac{2^k}{2^n} = 1 - 2^{-(n-k)} \tag{7.44}$$

Il termine 2^k rappresenta tutte le possibili parole appartenenti al codice, mentre 2^n indica tutte le possibili parole di n bit che è possibile ricevere; il rapporto tra queste due quantità fornisce la probabilità che la parola ricevuta appartenga al codice e, quindi, il complementare permette di rilevare l'errore in ricezione. Sostituendo le equazioni (7.43) e (7.44) nella (7.42), si ottiene quindi:

$$P(R) = [1 - (1-p)^n][1 - 2^{-(n-k)}] \tag{7.45}$$

La probabilità d'errore residua può essere espressa come:

$$P_{ARQ} = \frac{P_{n,ARQ}(e)}{k} \tag{7.46}$$

cioè dividendo per k la probabilità di accettare come corretti, anche se errati, n bit, benchè siano state effettuate tutte le ritrasmissioni; quest'ultima è stata indicata con $P_{n,ARQ}(e)$, la quale quindi rappresenta la probabilità che la trama di n bit in uscita dal blocco ARQ sia errata. La probabilità $P_{n,ARQ}(e)$ è data da:

$$P_{n,ARQ}(e) = 1 - P_{n,ARQ}(c) \tag{7.47}$$

dove con $P_{n,ARQ}(c)$ si è indicata la probabilità di fornire in uscita dal blocco ARQ n bit giusti dopo l'ARQ, la quale coincide con quella di ottenerne n giusti in ricezione dopo le ritrasmissioni. Quest'ultima è fornita dalla sommatoria delle probabilità di ricevere n bit corretti immediatamente, o dopo una ritrasmissione, o dopo due e così via, cioè:

$$\begin{aligned} P_{n,ARQ}(c) &= (1-p)^n[1 + P(R) + P(R)^2 + \ldots + P(R)^i + \ldots] \\ &= (1-p)^n \sum_{i=0}^{\infty} P(R)^i \\ &= (1-p)^n \frac{1}{1-P(R)} \end{aligned} \tag{7.48}$$

Sostituendo l'equazione (7.48) nella (7.47) si ottiene:

$$P_{n,ARQ}(e) = 1 - \frac{(1-p)^n}{1-P(R)} \tag{7.49}$$

Inserendo quest'ultima equazione nella (7.46) si ottiene l'espressione definitiva cercata:

$$P_{ARQ} = \frac{1 - \frac{(1-p)^n}{1-P(R)}}{k} \tag{7.50}$$

Capitolo 8

Simulazioni delle tecniche di codifica

8.1 Introduzione

Nel capitolo 6 sono stati analizzati vari tipi di possibili schemi di modulazione. Dal confronto tra essi è emerso che la modulazione in grado di fornire le migliori prestazioni, sul modello del canale utilizzato per Heliplat, è la DQPSK; questa semplice modulazione consente di ottenere dei risultati discreti, ma non ancora accettabili, in termini di probabilità d'errore. Per ottenere prestazioni migliori si è deciso di applicare alcune tecniche di codifica, prendendo spunto da quelle proposte dal CCSDS ed esposte nel capitolo 2.

Per la tratta in up-link, cioè il telecomando, il CCSDS prevede l'utilizzo di una codifica BCH, alla quale verrà successivamente applicata, a livello di protocollo, la tecnica ARQ. Le tecniche di codifica vanno realizzate per consentire il raggiungimento di adeguati *target* in termini di probabilità d'errore, cioè tali da permettere di ottenere delle prestazioni soddisfacenti con valori di rapporto segnale/rumore, e quindi di potenza, non eccessivamente elevati. Sui dati di telecomando, ad esempio, si vuole raggiungere un valore della probabilità d'errore sul bit dell'ordine di almeno 10^{-8} e, quindi, occorre applicare un codice BCH in grado di fornire delle prestazioni che permettano al protocollo ARQ di raggiungere tale target.

Per la tratta in down-link, invece, il CCSDS propone l'utilizzo di una codifica concatenata, cioè di un codice di Reed-Solomon esterno e di uno convoluzionale interno. In questo caso il target che appare adeguato è di 10^{-12}, ottenuto tramite l'applicazione di un codice convoluzionale in grado di abbassare la probabilità d'errore di una quantità sufficiente al codice di Reed-Solomon per ottenere il target richiesto.

Nel seguito verrà verificato, sia per il caso dell'up-link che per quello del down-link, se i parametri dei codici proposti dal CCSDS potranno essere applicati direttamente o dovranno subire delle apposite modifiche richieste nel caso del modello realizzato per Heliplat. Le simulazioni verranno effettuate soltanto sui codici BCH e convoluzionale, a causa degli elevati tempi di elaborazione, mentre per la tecnica ARQ e per il codice Reed-Solomon si farà uso dei risultati teorici disponibili in letteratura. Essi prevedono, però, l'utilizzo di un canale BSC, perciò sarà necessario valutare la bontà del canale utilizzato, verificando il livello di scorrelazione tra i bit.

8.2 Confronto delle prestazioni con DQPSK a differenti bit rate

Utilizzando lo schema simulativo illustrato nella figura 6.5, si è deciso di effettuare un confronto delle prestazioni relative alla modulazione DQPSK con i bit rate usati in up-link e in down-link. Nel § 3.6 era stata mostrata la possibilità di effettuare l'aggiornamento del software e di trasferire la mappatura delle rotte da terra: questa opzione prevede, quindi, l'utilizzo di due velocità, 32 kbit/s (utilizzata anche per il down-link) e 100 kbit/s. Prima di trattare l'applicazione delle tecniche di codifica, si è effettuato un confronto tra questi due differenti bit rate per osservarne la variazione delle prestazioni. Questa simulazione è stata realizzata utilizzando quattro valori di rapporto segnale/rumore; rispetto a quelle del capitolo 6, è stato introdotto il valore di E_b/N_0 pari a 10 dB. Questa scelta è stata effettuata dopo aver osservato che le prestazioni con 8 dB non erano sufficienti per poter applicare uno schema di codifica; per poter applicare uno schema di codifica, infatti, è necessario raggiungere un certo livello di rapporto segnale/rumore affinché si abbia un miglioramento delle prestazioni nel passaggio dal caso non codificato a quello codificato, come spiegato nel § 7.2. Si è dunque scelto di simulare un canale con un maggior rapporto segnale/rumore in modo da poter inizialmente applicare i codici su di un BSC equivalente con probabilità d'errore sul bit migliore. Le curve ottenute sono mostrate in figura 8.1. Come si può notare, quando si utilizza un bit rate di 100 kbit/s le presta-

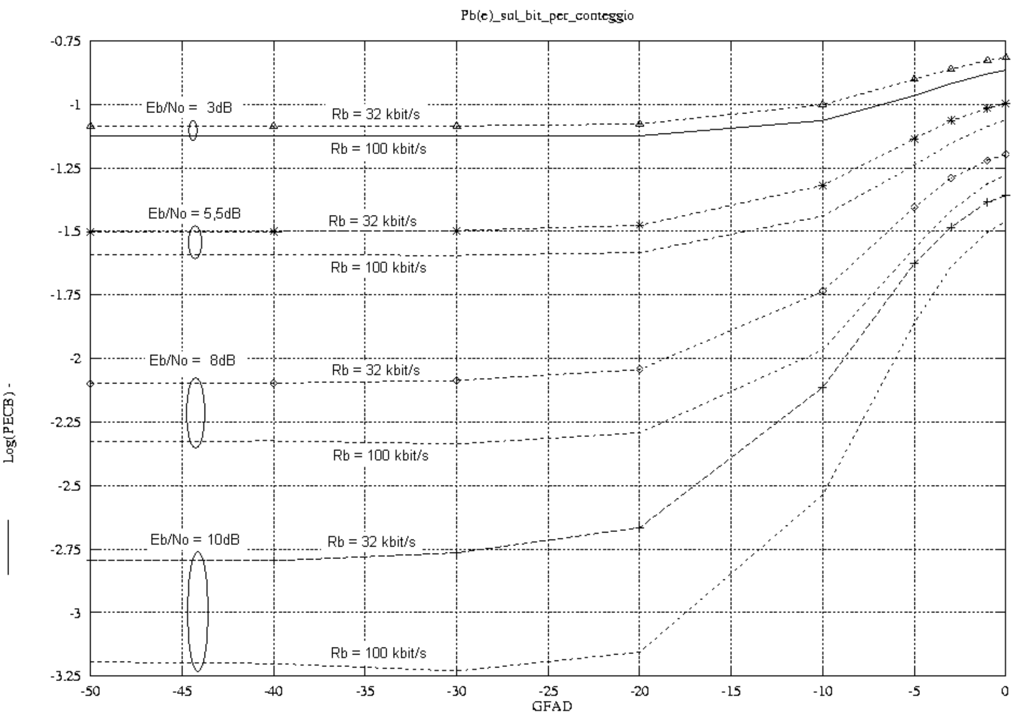


Figura 8.1. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit della DQPSK a 32 kbit/s e a 100 kbit/s

zioni migliorano rispetto al caso di 32 kbit/s, soprattutto nei casi in cui il rapporto segnale/rumore utilizzato è elevato. Quando la potenza del raggio diretto è più elevata rispetto a quella dei cammini multipli, cioè con valori del parametro GFAD molto bassi, le prestazioni sono migliori rispetto al caso con un'elevata quantità di multipath e questo risulta più evidente nel caso di bit rate pari a 100 kbit/s rispetto a quello a 32 kbit/s. Si può osservare, inoltre, che per valori molto bassi di GFAD si verifica una saturazione, cioè le prestazioni restano pressoché costanti. In particolare le curve relative a

100 kbit/s riescono ad avere delle probabilità d'errore simili a quelle che si possono ottenere su di un canale AWGN (si veda la figura 5.13 relativa alle curve teoriche della DQPSK). Questo significa che un rate di 100 kbit/s è sufficiente a rendere minimi gli effetti del Doppler, mentre con soli 32 kbit/s le prestazioni sono peggiori di quelle teoriche.

Da quanto osservato, appare evidente un certo vantaggio nell'utilizzo del rate a 100 kbit/s; esso ha però lo svantaggio di una maggiore occupazione di banda e di richiedere una più elevata potenza di trasmissione a parità di E_b/N_0. Come si vedrà nel § 10.3 e § 10.4, il rapporto tra le potenze minime richieste per ottenere lo stesso valore di E_b/N_0 con il rate a 100 kbit/s ed a 32 kbit/s è uguale, a parità di condizioni, al rapporto tra i rate.

Bisogna inoltre considerare gli effetti del Doppler in termini di rotazione di fase tra un simbolo ricevuto e il successivo; volendoli quantificare, si ricorda che:

$$\varphi_{i,i+1} = \int_0^{T_s} 2\pi f_D \, dt \tag{8.1}$$

dove $\varphi_{i,i+1}$ è la rotazione di fase tra un simbolo ricevuto e il successivo, f_D rappresenta lo shift Doppler valutato tramite l'equazione (4.8) e T_s è il tempo di simbolo, cioè quello tra un campionamento e il successivo. Poiché, come visto nel § 6.1, f_D vale circa 370 Hz, si ricava una rotazione di fase di 2.66 gradi, nel caso di 100 kbit/s, e di 8.33 gradi per quello di 32 kbit/s.

Nei prossimi paragrafi verranno applicate le tecniche di codifica sul modello di quelle proposte dal CCSDS.

8.3 Applicazione della codifica nella tratta in up-link

Le prestazioni finora ottenute non sono sufficienti ad ottenere un adeguato grado di affidabilità; quindi si è deciso di seguire le indicazioni del CCSDS per l'applicazione delle tecniche di codifica. In up-link il CCSDS prevede l'utilizzo del codice a blocco ciclico BCH (63,56); questo codice non è però presente nella libreria standard del simulatore *Topsim IV* (si veda [36]) e si è perciò scelto di utilizzare il codice BCH (63,51). Quest'ultimo, tuttavia, fornisce prestazioni migliori del precedente in quanto possiede un maggior numero di bit di parità. Per ottenere prestazioni più elevate, dopo il codice BCH verrà applicata la tecnica ARQ, come consigliato dal CCSDS.

Nelle simulazioni sono stati studiati due casi differenti: la fase di volo e quella di decollo/atterraggio. Nella condizione di volo i valori del parametro GFAD sono molto bassi, tipicamente inferiori a -15 dB, in quanto in queste condizione la potenza dovuta al multipath risulta ridotta; questa situazione è stata analizzata con valori di E_b/N_0 pari a 5.5 dB, 8 dB e 10 dB. Nelle fasi di decollo e atterraggio, invece, si ha un maggiore contributo di disturbo dovuto al multipath, cioè i valori di GFAD possono risultare anche molto elevati. Si osserverà che, per valori di potenza del raggio diretto prossimi a quelli dei cammini multipli, valori bassi di rapporto segnale/rumore non saranno in grado di fornire prestazioni soddisfacenti; questo caso verrà perciò simulato con valori di E_b/N_0 pari a 10 dB, 20 dB, 27 dB e 55 dB.

Nei succesivi paragrafi verranno analizzate le simulazioni, relative alla tratta in up-link, in modo separato per il caso di basso bit rate (32 kbit/s) e di alto bit rate (100 kbit/s); la velocità del flusso dati si basa sui risultati ottenuti nel §3.6. Lo schema simulativo utilizzato per il codice BCH è riportato in figura 8.2. Tale schema è simile a quello analizzato nel § 6.4 per la mo-

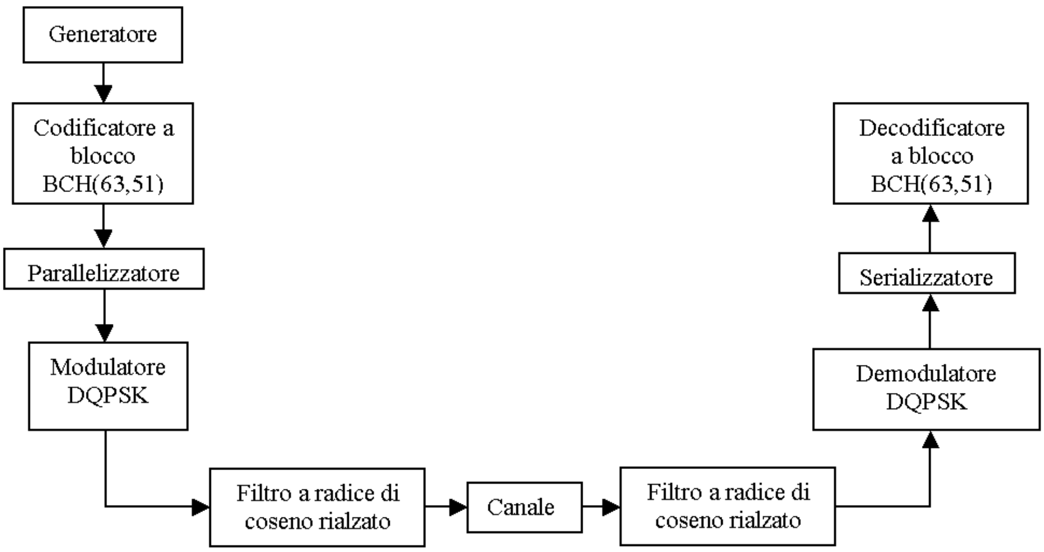


Figura 8.2. Diagramma a blocchi dello schema simulativo utilizzato per la codifica e decodifica mediante codice BCH

dulazione DQPSK (figura 6.5); rispetto ad esso, però, si è inserito un blocco per la codifica BCH ed uno per la decodifica. Questi due blocchi lavorano con sequenze binarie e, ad ogni passo di simulazione, devono essere alimentati da un solo bit; per tale motivo il generatore deve fornire una sequenza binaria pseudocasuale di tipo seriale. Il modulatore DQPSK, invece, richiede in ingresso due bit alla volta, in quanto per generare un simbolo occorrono due bit. Per poter rendere compatibile il codificatore BCH e il modulatore è stato quindi necessario inserire un parallelizzatore, il cui compito è quello di realizzare la conversione seriale-parallelo della sequenza di bit in ingresso; in modo analogo, in demodulazione è necessario realizzare l'operazione inversa, convertendo i bit in uscita dal demodulatore in una sequenza seriale mediante un blocco serializzatore.

Nel paragrafo § 8.5 verrà considerata l'aggiunta del protocollo ARQ, il quale opera ad un livello superiore.

8.3.1 Simulazioni a basso bit rate

Il caso di trasmissione a basso bit rate è utilizzato in condizioni di normale funzionamento prevedendo un trasferimento dei dati ad una velocità di 32 kbit/s. Essa è intesa come *rate d'informazione*; in realtà applicando il codice BCH (63,51) il *rate effettivo* risulta più elevato, diventando pari a circa 40 kbit/s.

Come analisi preliminare viene effettuato un confronto, a parità di rate d'informazione, tra le prestazioni della modulazione DQPSK prima e dopo l'applicazione della codifica BCH. I risultati ottenuti dalla simulazione sono mostrati in figura 8.3. Come si può osservare, l'introduzione della codifica porta ad un miglioramento delle prestazioni, in particolar modo nel caso in cui si hanno alti valori di E_b/N_0. Infatti per un rapporto segnale/rumore pari a 5.5 dB l'entità del miglioramento è modesta, mentre per E_b/N_0 pari a 8 dB l'introduzione della codifica porta ad un notevole miglioramento, al punto che la curva con E_b/N_0 codificata fornisce delle prestazioni migliori rispetto a quella con 10 dB non codificata. Aumentando ulteriormente il rapporto segnale/rumore le prestazioni migliorano ancora più rapidamente, infatti con E_b/N_0 pari a 10 dB esse guadagnano due ordini di grandezza,

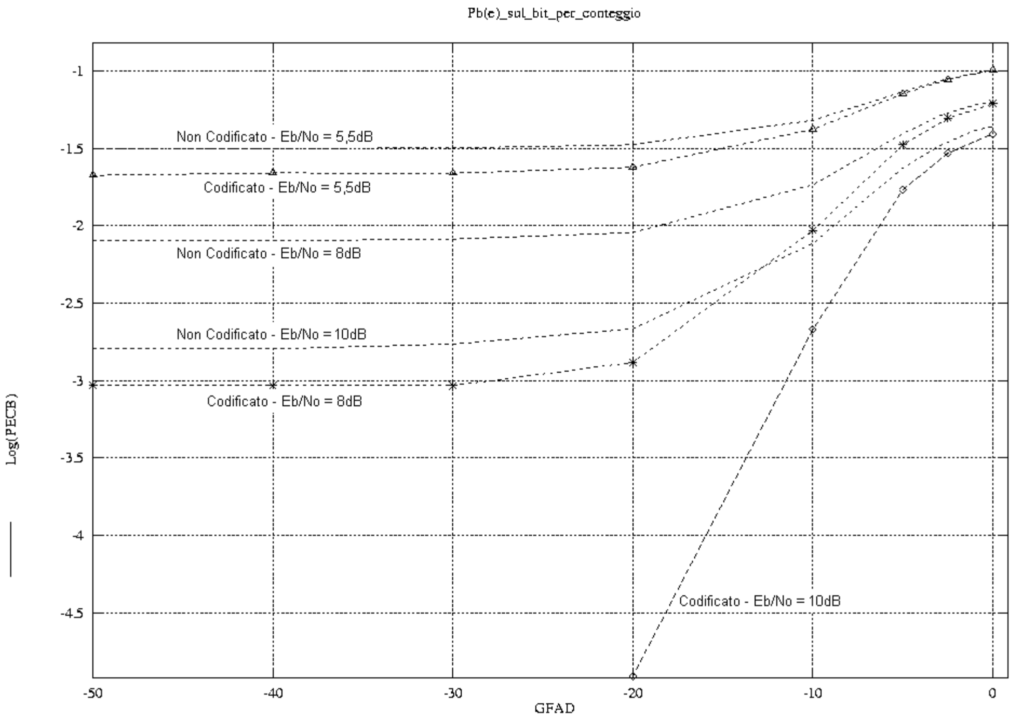


Figura 8.3. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit della DQPSK a 32 kbit/s con e senza il codice BCH (63,51)

compatibilmente con i guadagni teorici dati dal codice. Per valori di GFAD prossimi a zero si osserva soltanto una lieve differenza tra le curve con e senza codifica. In tali condizioni non vi è altro modo, per migliorare le prestazioni, che non quello di aumentare il rapporto segnale/rumore, come indicato nel § 8.3. Questa è la tipica situazione che può verificarsi nelle fasi di decollo e di atterraggio: si è deciso, perciò, di studiare le prestazioni in presenza di un'elevata quantità di multipath (alti valori di GFAD), come illustrato in figura 8.4. Le curve, ottenute per simulazione, risultano troncate per basse quantità di multipath e per elevati valori di E_b/N_0; questo è dovuto al fatto che si utilizza la tecnica per conteggio e, quando non viene rilevato nessun errore, non si ottengono dati significativi.

Si può notare che per GFAD superiori a 5 dB si perviene alla saturazione

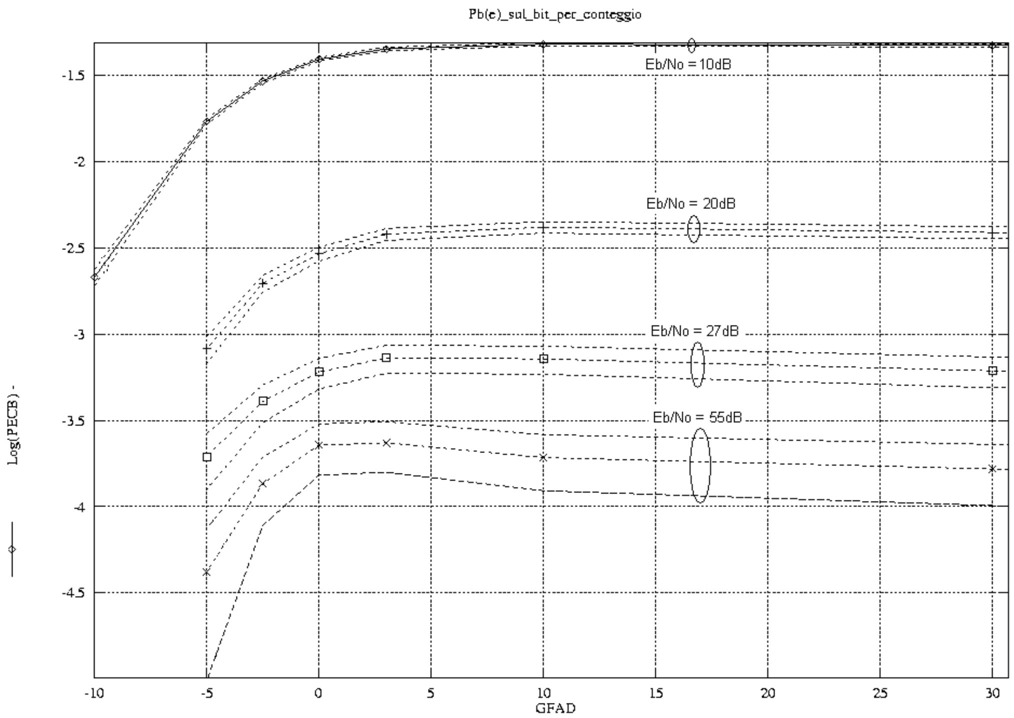


Figura 8.4. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit al variare del rapporto segnale/rumore, con rispettivi limiti di confidenza, della DQPSK a 32 kbit/s con codice BCH (63,51) per le fasi di decollo e atterraggio

delle prestazioni; questo significa che anche in assenza di raggio diretto[1] (ad esempio GFAD di 100 dB) le prestazioni non degradano ulteriormente. Si può inoltre osservare che, all'aumentare dell'E_b/N_0, si ha un incremento delle prestazioni non lineare, ossia esse migliorano molto di più passando da 10 dB a 20 dB, piuttosto che non da 27 dB a 55 dB. Riuscire ad ottenere un valore di E_b/N_0 di 27 dB permette, inoltre, di ottenere una probabilità di errore sul bit inferiore a 10^{-3}; come si vedrà in seguito questo consentirà di ottenere eccellenti prestazioni tramite il protocollo ARQ. Nel § 10.3.1 si valuterà l'effettiva possibilità di poter ottenere, in ricezione, un rapporto segnale rumore di 27 dB nelle fasi di decollo e atterraggio con un'adeguata potenza trasmessa.

[1]La situazione di assenza di raggio diretto può verificarsi in particolar modo nelle condizioni di decollo e atterraggio.

8.3.2 Simulazioni ad alto bit rate

Il caso di bit rate pari a 100 kbit/s, denominato alto bit rate, viene utilizzato soltanto in up-link nel caso vi siano necessità di trasferire, sulle memorie di bordo, grandi quantità di dati come nel caso in cui si desideri effettuare l'aggiornamento del software di bordo o trasferire da terra la mappatura delle rotte di volo. Tale velocità è relativa al solo rate d'informazione, mentre con l'applicazione del codice BCH il rate effettivo diventa pari a circa 124 kbit/s.

Viene ora effettuato un confronto tra le prestazioni della modulazione DQPSK prima e dopo la codifica BCH: il grafico ottenuto viene mostrato in figura 8.5. Dall'osservazione dei grafici si nota che l'applicazione della codifica

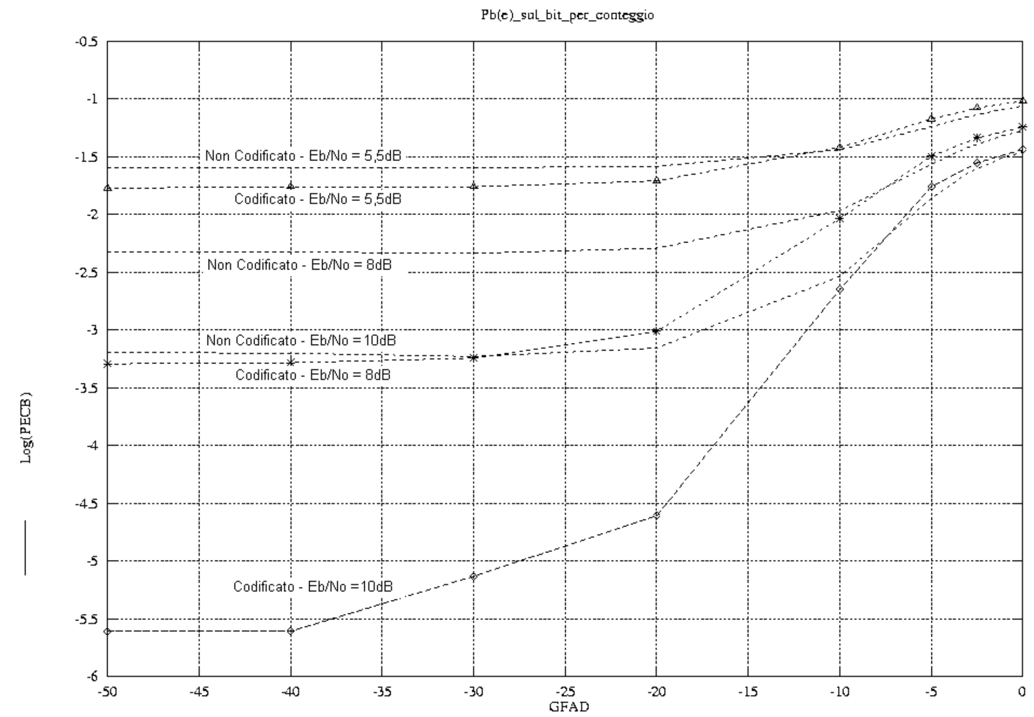


Figura 8.5. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit della DQPSK a 100 kbit/s con e senza il codice BCH (63,51)

consente notevoli miglioramenti delle prestazioni. Le stesse considerazioni effettuate per la figura 8.3 restano valide anche in questo caso; in particolare, dall'osservazione delle figure 8.3 e 8.5 si nota che le prestazioni risultano essere migliori nel caso di alto bit rate rispetto a quello di basso bit rate, confermando le soluzioni trovate nel § 8.2 relative al confronto effettuato prima dell'applicazione della codifica.

Come nel caso del precedente paragrafo, per tener conto delle prestazioni nelle fasi di decollo e atterraggio sono stati analizzati i grafici per elevati valori di GFAD (forte presenza di multipath); per riuscire ad ottenere delle prestazioni adeguate vengono effettuate le simulazioni con alti rapporti segnale/rumore. Anche in questo caso occorrerà verificare la quantità di potenza da trasmettere per riuscire a raggiungere tali livelli di E_b/N_0. I risultati simulativi delle fasi di decollo e atterraggio sono mostrati in figura 8.6. Come

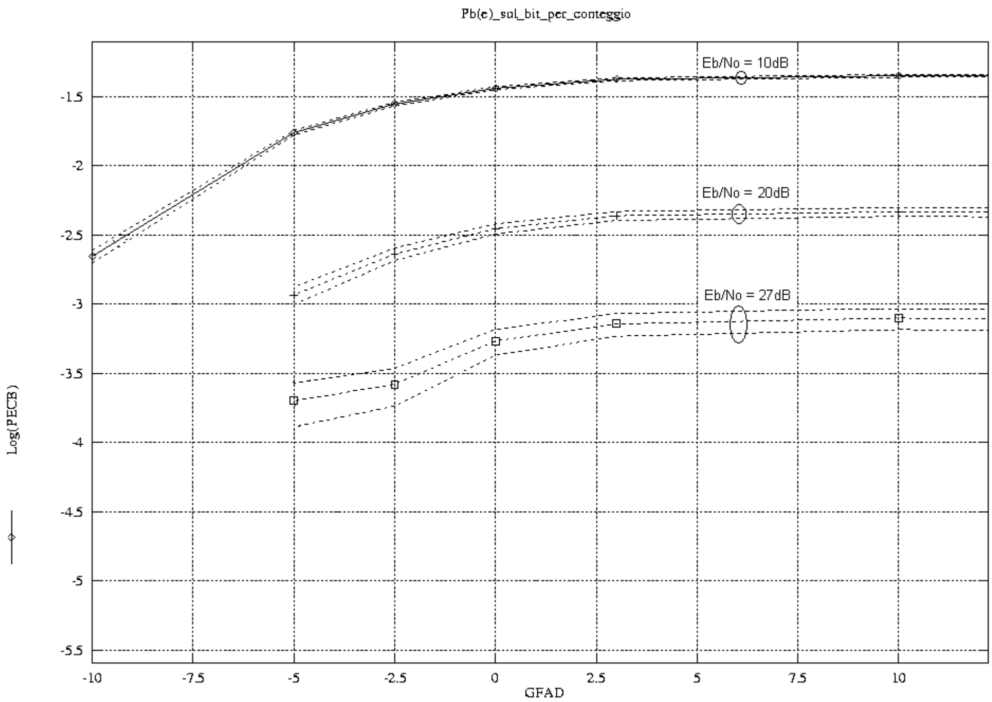


Figura 8.6. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit al variare del rapporto segnale/rumore, con rispettivi limiti di confidenza, della DQPSK a 100 kbit/s con codice BCH (63,51) per le fasi di decollo e atterraggio

nel caso analizzato nel § 8.3.1, anche qui la tecnica simulativa utilizzata per il calcolo della probabilità d'errore è quella per conteggio; questo comporta che, per rapporti segnale/rumore elevati e bassi valori del parametro GFAD, non vengano rilevati errori. In particolare la curva corrispondente a E_b/N_0 pari a 55 dB non è più stata riportata nella figura 8.6 proprio per questo motivo; non riportare tale andamento è comunque giustificato anche dal fatto che, come si vedrà nel § 10.3.2, difficilmente potranno raggiungersi valori così elevati di rapporto segnale/rumore con potenze in trasmissione dell'ordine del watt. Si può nuovamente osservare che un E_b/N_0 di 27 dB consente, come già succedeva per il bit rate di 32 kbit/s, di rimanere al di sotto di 10^{-3} in termini di probabilità d'errore, risultato che si rivelerà importante applicando la tecnica ARQ (si veda § 8.5.1).

8.4 Applicazione della codifica nella tratta in down-link

Anche per la tratta in down-link si è deciso di applicare lo schema di codifica suggerito dal CCSDS costituito da un codificatore concatenato realizzato mediante un codice di Reed-Solomon come esterno ed uno convoluzionale come interno. A differenza della tratta in up-link, il down-link prevede un bit rate d'informazione fisso a 32 kbit/s, secondo quanto esposto nel § 3.5. Per via simulativa si sono analizzate le prestazioni del codice convoluzionale interno, ottenendo le curve di probabilità d'errore sul bit in funzione del rapporto segnale/rumore e della quantità di multipath, espressa dal parametro GFAD. Esse vanno interpretate come le curve di probabilità d'errore di un canale BSC equivalente, sul quale viene poi effettuata la codifica di Reed-Solomon. Per rendere il canale utilizzato più simile ad un BSC occorre eliminare le sequenze di errori a "burst" prodotte dal codificatore convoluzionale quando viene superata la sua capacità di correzione; questo può essere realizzato utilizzando un interlacciatore, come suggerito dal CCSDS (si veda quanto esposto al punto 2 del § 2.5.4). Lo schema di principio del sistema descritto è riportato nella figura 8.7.

È stata simulata la parte più interna della codifica, relativa al codice convoluzionale e al modello di canale già utilizzato in precedenza, mentre per ottenere le prestazioni della codifica con Reed-Solomon si sono utilizzati i risultati teorici, i quali richiedono in ingresso la probabilità d'errore del BSC

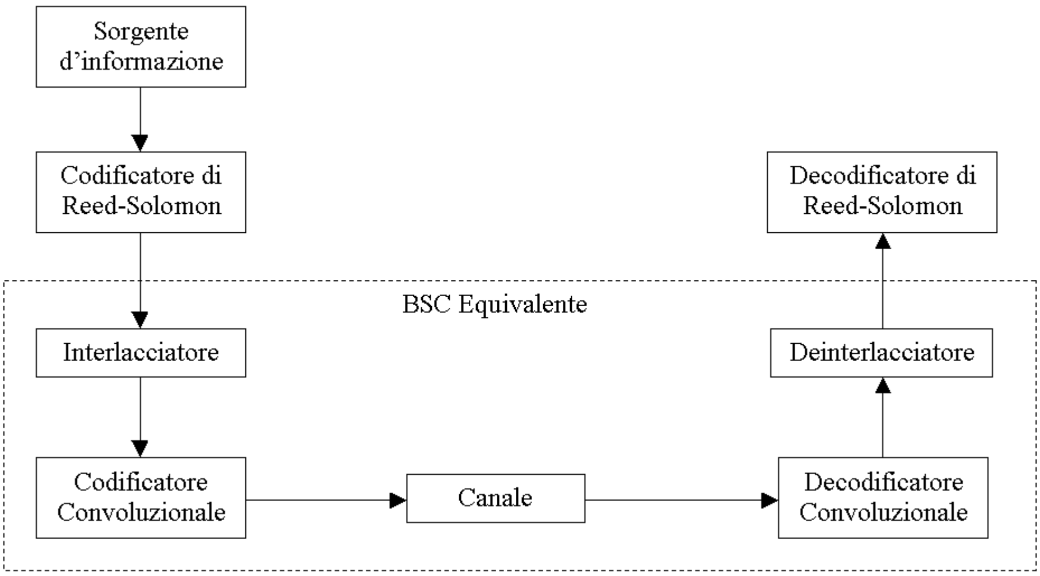


Figura 8.7. Schema di principio utilizzato per la codifica della tratta in down-link

equivalente. Il Reed-Solomon non è stato simulato in quanto il sistema complessivo deve fornire probabilità d'errore molto basse (dell'ordine di 10^{-12}) e, quindi, la tecnica per conteggio utilizzata avrebbe richiesto una notevole quantità di tempo per ottenere dei risultati. Ricorrendo a tale tecnica, la probabilità d'errore sul bit ottenuta è indipendente dalla posizione in cui si siano verificati gli errori; l'interlacciatore, inoltre, ha soltanto il compito di distribuire tali errori in modo più uniforme e, quindi, la probabilità d'errore è indipendente dalla sua presenza. Questa considerazione permette di non considerare l'interlacciatore nelle simulazioni.

Lo studio delle prestazioni è stato effettuato, come nel caso dell'up-link, per il volo standard e per le fasi relative al decollo e all'atterraggio. Queste due situazioni sono state caratterizzate nel § 8.3 in funzione del parametro GFAD relativo al contributo di multipath presente. Data l'analogia, anche il down-link sarà, quindi, analizzato in funzione dei rapporti segnale/rumore già utilizzati per l'up-link; l'unica differenza si ha nel caso di volo standard, dove, oltre ai valori di 5.5 dB, 8 dB e 10 dB, è stato aggiunto l'E_b/N_0 pari a 3 dB. Questa scelta è giustificata dal fatto che il codice convoluzionale, come si analizzerà nel prossimo paragrafo, fornisce un guadagno di codifica elevato, con la possibilità di ottenere buone prestazioni già per rapporti segnale/rumore più contenuti. Per le fasi critiche, invece, si sono mantenuti i valori di E_b/N_0 pari a 10 dB, 20 dB, 27 dB e 55 dB.

8.4.1 Simulazione del codice convoluzionale

La simulazione del codice convoluzionale è stata realizzata implementendo il diagramma a blocchi rappresentato in figura 8.8. Esso applica la codi-

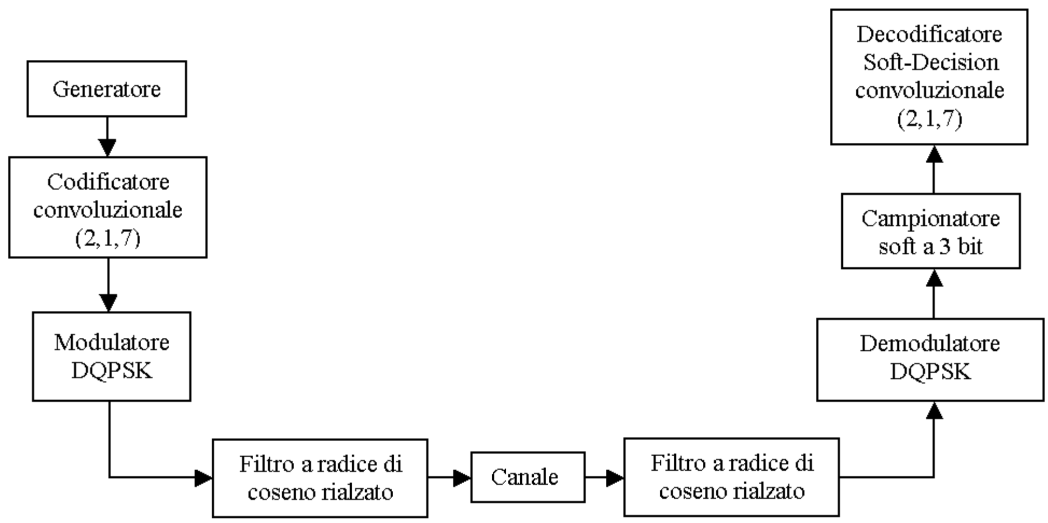


Figura 8.8. Diagramma a blocchi dello schema simulativo utilizzato per la codifica e decodifica mediante codice convoluzionale

fica convoluzionale allo schema base utilizzato per la modulazione DQPSK mostrato in figura 6.5; il codificatore inserito richiede in ingresso una sequenza binaria seriale, mentre in uscita produce direttamente due bit alla volta da mandare al modulatore, senza la necessità di inserire un parallelizzatore come, invece, nel caso del codice BCH. In ricezione si è utilizzata una decodifica di tipo soft: all'uscita del demodulatore vengono prelevate le parti in fase e in quadratura senza effettuare, a differenza del caso hard, alcuna decisione. Ciascuno dei due segnali così ottenuti viene campionato e discretizzato su tre bit. Gli otto possibili livelli dei segnali vengono poi mandati ad un decodificatore di Viterbi che lavora con strategia soft.

Il codice convoluzionale utilizzato è un (2,1,7), cioè, si veda quanto esposto nel § 7.3.3, per ogni bit d'informazione in ingresso ne escono due; il valore della constraint length è invece pari a sette, cioè si utilizza tale numero di blocchi di memoria per realizzare il registro a scorrimento d'ingresso. L'applicazione del codice convoluzionale comporta quindi un rate pari al doppio di quello nominale d'informazione; nella simulazione però occorre lavorare con il rate effettivo, che deve anche tener conto del rate del codice di Reed-Solomon[2]. Ricordando l'equazione (7.14) relativa ai codici concatenati, si ha che il bit rate effettivo da utilizzare nelle simulazioni è pari a:

$$R_{eff} = \frac{R_{inf}}{R_{c,tot}} = 86.26 \text{ kbit/s} \tag{8.2}$$

dove con R_{eff} si è indicato il bit rate effettivo, con R_{inf} quello d'informazione, mentre con $R_{c,tot}$ il rate totale del codice concatenato ottenuto come prodotto tra quello del convoluzionale e quello del Reed-Solomon.

Nel caso di condizioni di volo standard, il contributo dato dal multipath è limitato e quindi le simulazioni sono state effettuate con il parametro GFAD minore o uguale a zero (si ricorda che GFAD viene espresso in dB). I risultati relativi a questa condizione operativa sono mostrati in figura 8.9, dove vengono confrontati con il caso non codificato. In essa si possono rilevare delle prestazioni soddisfacenti, soprattutto se confrontate con quelle ottenute per la codifica BCH utilizzata in up-link. Ragionando con bassi valori di GFAD, infatti, con un canale molto rumoroso come quello con E_b/N_0 di soli 3 dB, la codifica riesce ad abbassare la probabilità d'errore sul bit di un ordine di grandezza in più rispetto al caso non codificato. Al crescere del rapporto segnale/rumore, il miglioramento delle prestazioni dovute al codice aumenta in maniera rilevante; ad esempio con E_b/N_0 pari a 5.5 dB si scende da una probabilità d'errore di circa 10^{-2} in assenza di codifica ad una che è inferiore a circa 10^{-5} con codifica convoluzionale, con un miglioramento di tre ordini di grandezza. Per le curve con rapporto segnale/rumore di 8 dB e 10 dB l'incremento delle prestazioni è tale che la tecnica per conteggio, si veda l'equazione (6.1), non riesce più a trovare errori, nonostante la simulazione sia stata effettuata su un numero rilevante di bit (oltre un milione).

[2]La descrizione del Reed-Solomon utilizzato è realizzata nel § 8.4.2.

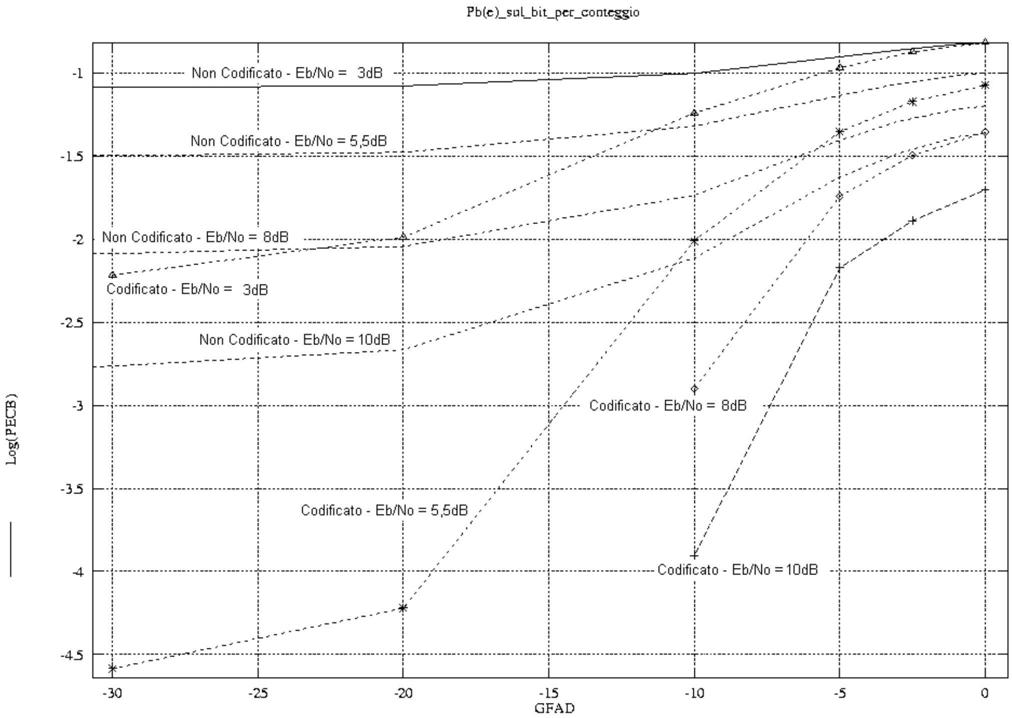


Figura 8.9. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit della modulazione DQPSK in down-link nel caso si applichi o meno la codifica convoluzionale

Come già analizzato nel § 6.4.1, è lecito aspettarsi che all'aumentare di GFAD le prestazioni del sistema peggiorino e, quindi, anche la codifica non riesca più a raggiungere le buone prestazioni ottenute con poco multipath (GFAD basso). È possibile notare che, a differenza di quanto accadeva in up-link per la codifica BCH, in questo caso l'introduzione della codifica consente di ottenere dei guadagni in termini di prestazione anche per valori di GFAD prossimi a zero; infatti la probabilità d'errore che si ha per E_b/N_0 pari a 8 dB nel caso codificato, è addirittura uguale a quella ottenuta nel caso non codificato con 10 dB di rapporto segnale/rumore. Il miglior andamento delle prestazioni rispetto al BCH è però ottenuto a spese di una maggior ridondanza del codice e ad una più elevata complessità di decodifica.

Dalla figura 8.9 è anche possibile osservare che, a parità di probabilità d'errore, essere in una condizione con un maggiore o minore contributo dovuto al multipath comporta un differente miglioramento nelle prestazioni dal caso non codificato a quello codificato. Si prende in considerazione, ad esempio, il caso di probabilità d'errore sul bit pari a circa 10^{-2}. Questa può essere ottenuta, nel sistema non codificato, con rapporto segnale/rumore pari a 5.5 dB e GFAD di -30 dB, oppure con E_b/N_0 di 8 dB e GFAD pari a 6.5 dB. Se ora si applica la codifica, nel primo caso si ottiene una probabilità d'errore sul bit inferiore a circa 10^{-5}, mentre nel secondo caso si ottiene un valore di poco inferiore a circa 10^{-2}, cioè con un guadagno di codifica nettamente inferiore. Questo risultato è dovuto al fatto che il canale fisico utilizzato, così com'è, non può essere rappresentato come un BSC equivalente a causa del multipath, il quale genera degli errori correlati tra loro. Nella situazione con E_b/N_0=5.5 dB, GFAD $=-30$ dB gli errori sono sostanzialmente scorrelati tra loro, in quanto sono dovuti al rumore termico che è un processo casuale con statistica gaussiana, e che genera errori indipendenti tra loro. Nel caso di E_b/N_0=8 dB e GFAD $=-6.5$ dB, invece, gli errori sono sostanzialmente dovuti ai cammini multipli, in quanto, quando il processo casuale che modellizza il multipath, analizzato nel § 4.5.1, assume valori tali da provocare un errore, i bit successivi saranno anche loro errati con buona probabilità; il processo casuale che modellizza il multipath, infatti, simula una situazione reale in cui al segnale utile si sommano versioni ritardate del segnale stesso, cosicché il segnale risultante mostra effetti di correlazione tra i contributi di segnale in istanti di tempo differenti. Questo problema può essere eliminato cercando di scorrelare i burst di errore, in modo da poter considerare il canale fisico come un BSC equivalente: tale soluzione è ottenibile inserendo un interlacciatore dopo la codifica convoluzionale, prima del canale, e relativo deinterlacciatore prima del decodificatore convoluzionale. Il fenomeno descritto è presente anche nell'up-link, ma dalle relative curve delle probabilità d'errore sul bit era difficilmente visibile (si vedano le curve mostrate nelle figure 8.3 e 8.5), in quanto il guadagno di codifica del codice BCH è meno rilevante.

Quando il velivolo si trova nelle condizioni critiche di atterraggio o di discesa, le prestazioni ottenute per via simulativa sono mostrate in figura 8.10, dove si sono inseriti anche i rispettivi limiti di confidenza. Anche applicando

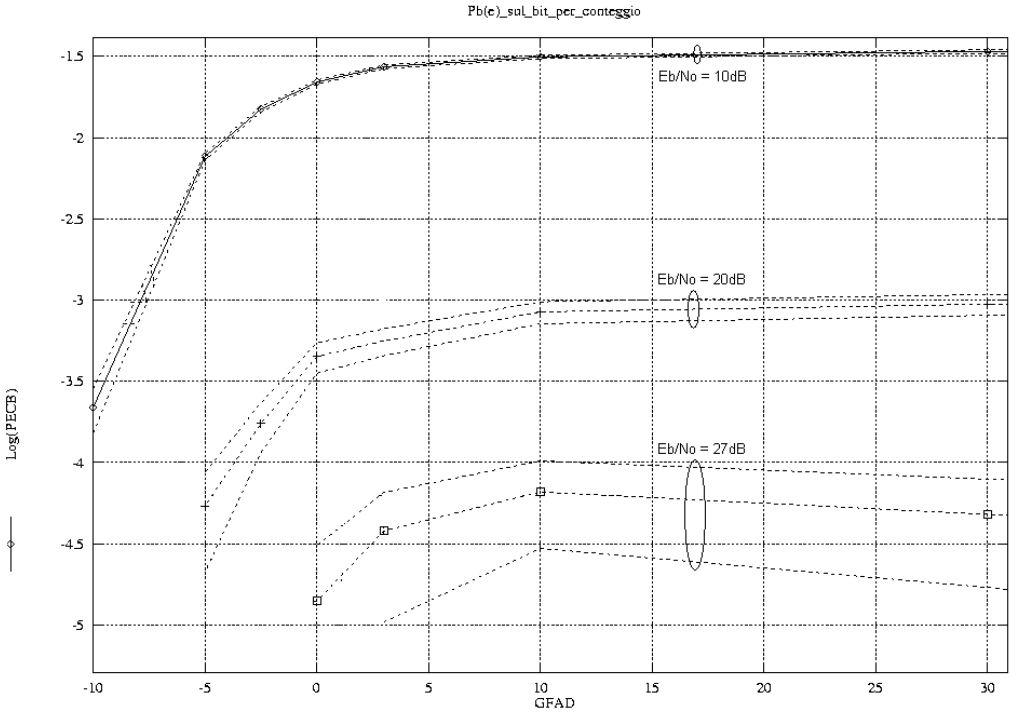


Figura 8.10. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit al variare del rapporto segnale/rumore, con rispettivi limiti di confidenza, della DQPSK con codice convoluzionale (2,1,7) per le fasi di decollo e atterraggio

questa codifica, si può osservare che per un'elevata quantità di multipath (GFAD superiore a 10 dB) si ha una saturazione delle prestazioni, ovvero esse non migliorano più. Si noti che l'apparente miglioramento della curva con E_b/N_0 pari a 27 dB può essere dovuto ad una particolare sequenza pseudocasuale utilizzata in simulazione e, comunque, rientra abbondantemente nei propri limiti di confidenza. Come si può notare nella figura 8.10, le curve relative alla probabilità d'errore sul bit per rapporti segnale/rumore di 20 dB e 27 dB sono troncate, mentre non è nemmeno presente quella per l'E_b/N_0 di 55 dB: questo è dovuto al fatto che in tali situazioni si verificano delle probabilità d'errore molto basse che possono essere stimate solo con simulazioni molto lunghe.

I limiti di confidenza delle rispettive curve di probabilità d'errore sul bit sono realizzati al 90% e, come si nota dalla figura 8.10, tali curve sono più accurate per bassi rapporti segnale/rumore, in quanto è possibile contare una maggior quantità di errori.

8.4.2 Prestazioni del codice di Reed-Solomon

Il codice di Reed-Solomon viene utilizzato come codice esterno del codificatore concatenato nella tratta di trasmissione in down-link; quello proposto dal CCSDS è il (255,223), come esposto nel § 2.5.4. I risultati teorici ottenibili con il Reed-Solomon sono validi a patto che esso operi su di un BSC; è quindi necesario far sì che il canale codificato convoluzionalmente si comporti come un BSC equivalente. Questo si può ottenere inserendo all'uscita del codificatore di Reed-Solomon, prima di quello convoluzionale, un interlacciatore e, quindi, un deinterlacciatore in analoga posizione nei decodificatori. L'interlacciatore proposto dal CCSDS, descritto nel § 2.5.4, è relativo al codice di Reed-Solomon (255,223). Tale codice, però, come verrà mostrato nel § 8.5.3, comporta dei ritardi inaccettabili nell'acquisizione dei comandi a bordo della piattaforma, per cui si è deciso di utilizzarne uno che avesse dimensioni minori in modo da ridurre tali tempi. Questo vincolo ha portato alla scelta del codice (31,23) avente 5 bit per simbolo, anziché 8.

Con il nuovo codice proposto si utilizza un interlacciatore con righe di 31 simboli di Reed-Solomon e profondità pari a tre; quest'ultimo valore nasce dall'esigenza di mantenere ridotti i ritardi, senza penalizzare eccessivamente la sua capacità di scorrelare i bit. Le prestazioni ottenute con l'applicazione del Reed-Solomon non sono state simulate, ma valutate per via analitica sulla base dell'espressione della probabilità d'errore indicata nell'equazione (7.20), in quanto le prestazioni attese erano dell'ordine di 10^{-12}. Questo comporta che, per ottenere un bit d'errore, debbano essere simulati almeno 10^{12} bit, con conseguente aumento inaccettabile della durata delle simulazioni di un fattore 10^6 rispetto a quelle fin qui effettuate basate su 10^6 bit.

L'equazione (7.20) per il calcolo della probabilità d'errore è funzione della probabilità di transizione del canale; nel contesto in cui si opera, essa è quella del BSC equivalente, cioè nel decodificatore di Reed-Solomon entra una sequenza con una probabilità d'errore sul bit p_{inner} pari a quella ottenuta in uscita dal decodificatore convoluzionale. Per questo motivo è stata realizzata, tramite il software matematico *Matlab* [45], la curva relativa all'espressione:

$$P_b(e) < \frac{2^{l-1}}{2^l - 1} \sum_{j=t+1}^{n} \frac{j+t}{n} C_j^n p_{sc}^j (1 - p_{sc})^{n-j} \tag{8.3}$$

con:

$$p_{sc} = 1 - (1 - p_{inner})^l \tag{8.4}$$

Il significato dei parametri è lo stesso analizzato nel § 7.3.2 e, per il codice Reed-Solomon (31,23) utilizzato, n vale 31, l è pari a 5, mentre t vale 4. Il limite superiore dell'equazione (8.3) è rappresentato in figura 8.11, dove esso viene confrontato con quello che si otterrebbe con il codice (255,223) proposto dal CCSDS. Per la curva relativa al Reed-Solomon (31,23) si vede

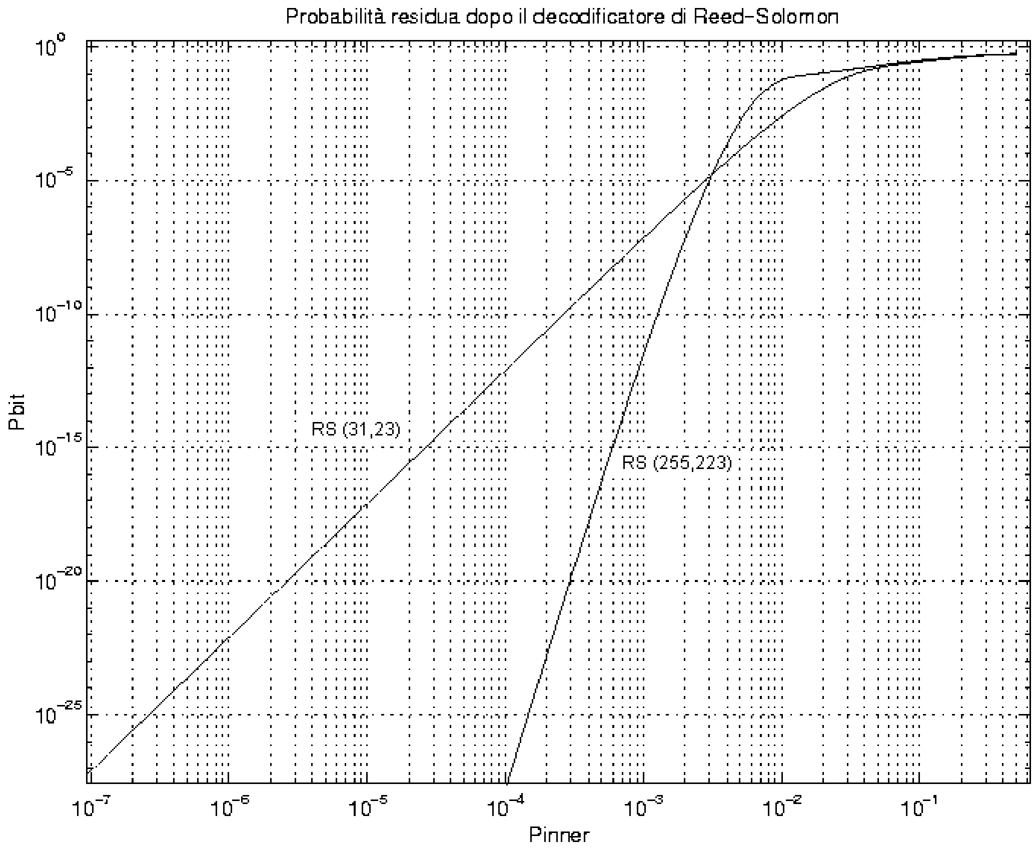


Figura 8.11. Limite superiore della probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore di Reed-Solomon (31,23) e (255,223), al variare della probabilità di transizione del BSC equivalente su cui opera

che, con una probabilità di transizione del BSC equivalente (p_{inner}) di 10^{-4}, si riescono ad ottenere delle probabilità d'errore sul bit all'uscita del Reed-Solomon minori di 10^{-12}. Alla luce di questo risultato, siccome si desidera raggiungere una probabilità d'errore sul bit target di 10^{-12}, si evidenzia la necessità di ottenere dopo la codifica convoluzionale delle prestazioni almeno pari a 10^{-4}. Si può notare che con l'utilizzo del Reed-Solomon proposto dal CCSDS le prestazioni sarebbero state nettamente migliori, tanto da rendere sufficiente una probabilità d'errore di 10^{-3} all'uscita del convoluzionale a parità di probabilità d'errore sul bit complessiva.

Dalla figura 8.11 è anche possibile notare la presenza di un ginocchio; questo si ha per probabilità d'ingresso al Reed-Solomon (p_{inner}) superiori a $6 \cdot 10^{-2}$ nel caso del (31,23), mentre per p_{inner} di 10^{-3} per quello proposto dal CCSDS. In particolar modo per valori di p_{inner} superiori al ginocchio, si nota che la probabilità residua all'uscita del Reed-Solomon è superiore a quella che si ha al suo ingresso, peggiorando così le prestazioni: tale comportamento è tipico dei codici concatenati.

Si può concludere che, come era lecito aspettarsi, il codice scelto peggiora le prestazioni rispetto al Reed-Solomon (255,223), ma questo è un prezzo da pagare per contenere i ritardi nell'invio dei comandi alla piattaforma; grazie all'utilizzo del codice convoluzionale come codice interno, comunque, si riescono ugualmente a raggiungere le prestazioni desiderate.

8.5 Utilizzo del protocollo ARQ

Il protocollo ARQ, si veda quanto esposto nel § 7.4, agisce su un livello superiore rispetto a quello in cui operano i codici analizzati in precedenza; uno schema di principio dell'interazione tra i vari strati (si considerano solo quelli di livello più basso) è rappresentato nella figura 8.12. In tale figura vengono rappresentati i tre strati inferiori del sistema, cioè il *Physical Layer*, il *Coding Layer* e il *Transfer Layer*. In trasmissione lo strato di trasferimento riceve il segmento d'informazione, vi applica il controllo di parità (CRC) e lo invia allo strato inferiore; il polinomio generatore usato per il CRC è quello

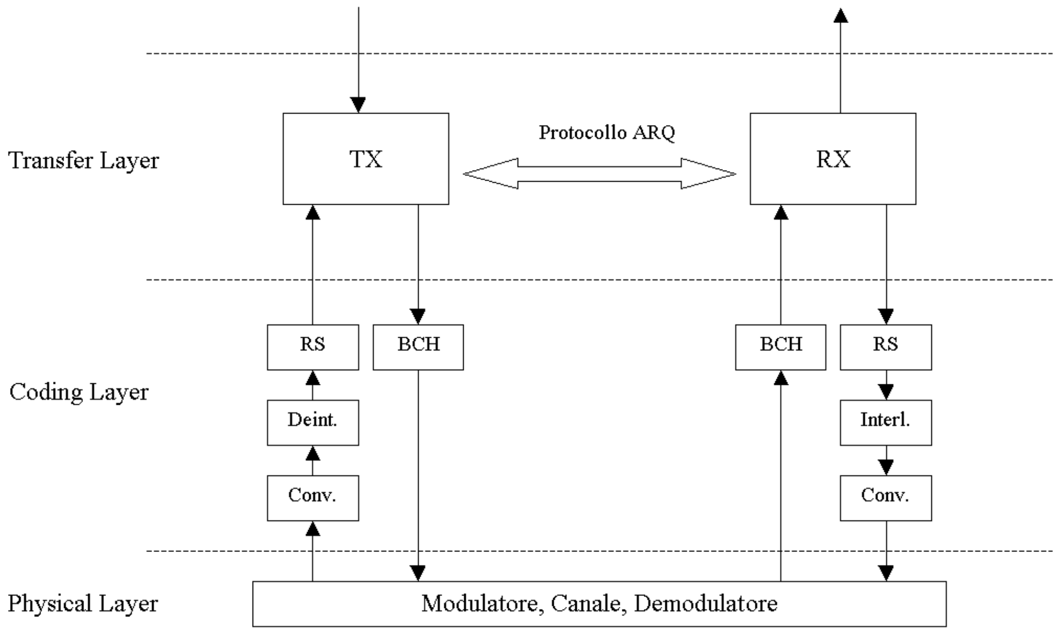


Figura 8.12. Rappresentazione schematica dell'interazione tra lo strato fisico, quello di codifica e quello di trasferimento

consigliato dal CCSDS ed utilizzato nel protocollo HDLC, cioè:

$$g(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1 \tag{8.5}$$

Nello strato inferiore viene applicato il codice BCH e l'informazione così codificata viene poi trasmessa sul canale, dopo aver applicato l'opportuna modulazione DQPSK. In ricezione il segnale viene demodulato e decodificato e, quindi, passato al Transfer Layer dove viene eseguito il controllo relativo al CRC introdotto nello strato di pari livello in trasmissione. Se il controllo fornisce esito positivo, cioè il segmento ricevuto non presenta errori, allora l'informazione viene accettata e passata agli strati di livello superiore, mentre se vengono riscontrati degli errori si richiede la ritrasmissione. In entrambi i casi si comunica al trasmettitore l'esito relativo alla bontà dell'informazione ricevuta, mediante l'inserzione di una parola di controllo sulla trama contenente i dati trasmessi in telemetria (sulla tratta in down-link). L'intera trama viene quindi passata al livello inferiore e codificata per mezzo del codice concatenato costituito dal Reed-Solomon, dall'interleaver e dal convoluzionale; in seguito sullo strato fisico viene eseguita la modulazione e la trasmissione. Quando la trama viene ricevuta a terra si esegue la demodulazione, il processo di decodifica e si passa l'informazione allo strato superiore. Quest'ultimo estrae la parola di controllo inserita dal pari livello e ne interpreta il significato per sapere se è necessaria la ritrasmissione oppure no.

8.5.1 Prestazioni del protocollo ARQ

Nel valutare le prestazioni del protocollo ARQ è importante conoscere quale sia la probabilità d'errore residua sul bit, cioè che venga rivelato un bit errato all'uscita dell'ARQ, nonostante si siano effettuate le opportune ritrasmissioni e nell'ultima il campo CRC non abbia rilevato alcun errore. La trattazione teorica è stata presentata nel § 7.4.4 e qui si riporta il risultato conclusivo, già espresso nell'equazione (7.50):

$$P_{ARQ} = \frac{1 - \dfrac{(1-p)^n}{1-P(R)}}{k} \tag{8.6}$$

L'andamento di tale curva viene riportato nella figura 8.13. Poiché la probabilità di ritrasmissione è esprimibile in funzione della probabilità d'errore sul bit p all'uscita del decodificatore BCH, secondo l'equazione (7.45), allora le curve possono essere espresse in funzione di p; inoltre esse sono state realizzate per diverse lunghezze dei pacchetti trasmessi. Il pacchetto che viene considerato è quello relativo al *Transfer Layer* illustrato nel § 2.3.5; esso è costituito da una parte d'informazione dati, da un'intestazione e dal campo CRC calcolato su tutto il pacchetto dati, compreso l'header. Il campo relativo all'intestazione è di lunghezza fissa pari a 5 byte, il CRC è di 2 byte, mentre quello dati è variabile; la lunghezza massima del pacchetto complessivo (compreso il CRC) è fissata dal CCSDS ad un valore pari a N_{max}=1024 byte, cioè 8192 bit (pacchetto massimo): questo è relativo ad una delle curve di figura 8.13 prese in considerazione. Altro caso analizzato è quello relativo ad un pacchetto avente la minima lunghezza possibile che equivale ad avere un solo byte nel campo dati, essendo fissi gli altri campi; si ha quindi una lunghezza complessiva di 8 byte, cioè 64 bit (pacchetto minimo). Questi pacchetti rappresentano, però, dei limiti estremi e, quindi, si è cercato di stimare quale

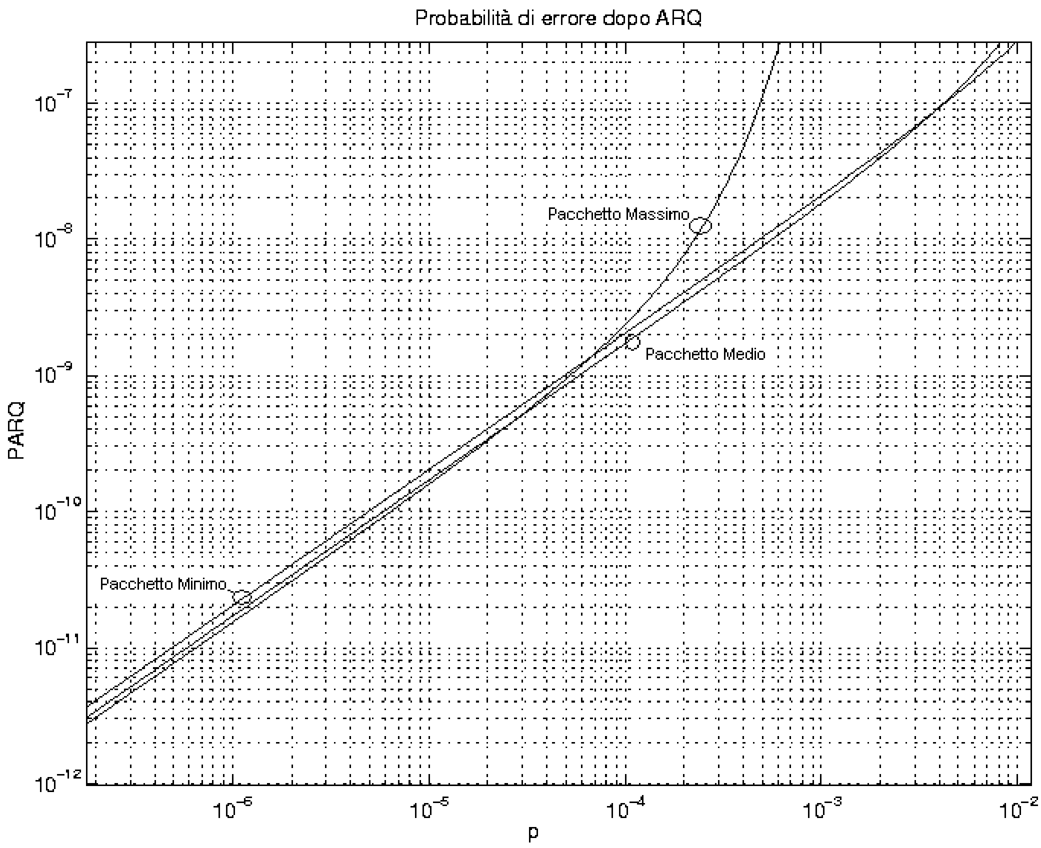


Figura 8.13. Andamento della probabilità residua sul bit dopo il protocollo ARQ al variare della probabilità d'errore sul bit all'uscita del BCH, valutata per tre tipi di pacchetti con lunghezza diversa

fosse una possibile dimensione da utilizzare per la trasmissione relativa al sistema in esame. Ci si è basati sul fatto che, si veda § 3.5, il flusso dati d'utente è pari a circa 16 kbit/s mentre tenendo conto delle varie intestazioni si è fissato un valore di bit rate effettivo pari a 32 kbit/s. Per ottenere dei valori di ritardo sufficientemente bassi, come verrà giustificato nel § 8.5.3, occorre utilizzare a livello Transfer Layer dei pacchetti di dimensione ridotta; poiché la lunghezza delle intestazioni è fissata, occorre utilizzare un campo dati poco più grande del relativo header. Questo comporta un flusso dati, all'ingresso del Transfer Layer, con una velocità adeguatamente inferiore a 32 kbit/s; una scelta appropriata può essere ad esempio quella di fissare tale flusso a 20 kbit/s. Si può ora valutare il rapporto η tra la quantità di dati utili allo strato di trasferimento e i dati complessivi dividendo i rispettivi bit rate, cioè:

$$\eta = \frac{R_u}{R_{tot}} = \frac{20}{32} = 0.625 \tag{8.7}$$

Considerando che a questo livello l'intestazione e il CRC occupano 7 byte per ogni pacchetto, è possibile realizzare le dovute proporzioni per ottenere la dimensione D dell'informazione di ciascun pacchetto; in particolare:

$$D = \frac{7\,\eta}{1-\eta} = 11.\bar{6}\ \text{byte} \tag{8.8}$$

Ragionando in ottetti si può porre D pari a 12 byte, per cui la lunghezza di un pacchetto di questo tipo, che sarà indicato con pacchetto medio N_{med}, è pari a:

$$N_{med} = D + 7 = 19\ \text{byte} \quad \Rightarrow \quad 152\ \text{bit} \tag{8.9}$$

Dai risultati analizzati nel § 8.3, si può concludere che la probabilità d'errore sul bit all'uscita dal decodificatore BCH può essere limitata a valori inferiori a 10^{-3}, il che comporta, analizzando la figura 8.13, delle probabilità residue dopo il protocollo ARQ minori o uguali a 10^{-8}.

Si noti che la validità delle curve mostrate in figura 8.13 è limitata a bassi valori di probabilità d'errore sul bit p; questo è dovuto al fatto che, per passare dalla probabilità che la trama di n bit in uscita dall'ARQ sia errata a quella residua, si è operata la divisione per k, in quanto si ipotizza un solo errore sull'intera trama. Per alti valori di p questa condizione non è più soddisfatta e, quindi, le curve perdono di significato; in particolare questo accade quando le curve relative ai pacchetti di lunghezza superiore intersecano quelle dovute ai pacchetti più corti. La limitazione indicata, tuttavia, non influisce sui risultati presentati in precedenza in quanto la loro comparsa si ha per valori di p superiori a 10^{-3} (escluso il caso di pacchetto massimo che peggiora molto prima, ma che non verrà utilizzato).

8.5.2 Trattazione teorica dei ritardi

Un aspetto importante di un sistema in cui sia presente un canale di telecomando riguarda la valutazione dei ritardi con cui i comandi sono forniti; in particolar modo è interessante valutarne l'affidabilità, cioè la probabilità con cui un comando arriva al sistema ricevente entro un certo periodo di tempo. Per poter calcolare queste grandezze è importante determinare quali siano i fattori che contribuiscono alla formazione dei ritardi.

Una delle cause di ritardo, sempre presente nei sistemi di comunicazioni radio a distanza, è la presenza del *tempo di volo* T_v, cioè il tempo impiegato dall'onda elettromagnetica per percorrere la distanza che separa il trasmettitore dal ricevitore. Nel sistema Heliplat questo ritardo dipende dalla posizione in cui si trova il velivolo; volendo realizzare una stima nelle condizioni peggiori si deve considerare il velivolo ubicato alla massima distanza consentita dal sistema, come mostrato nella figura 8.14. Si considera un angolo di

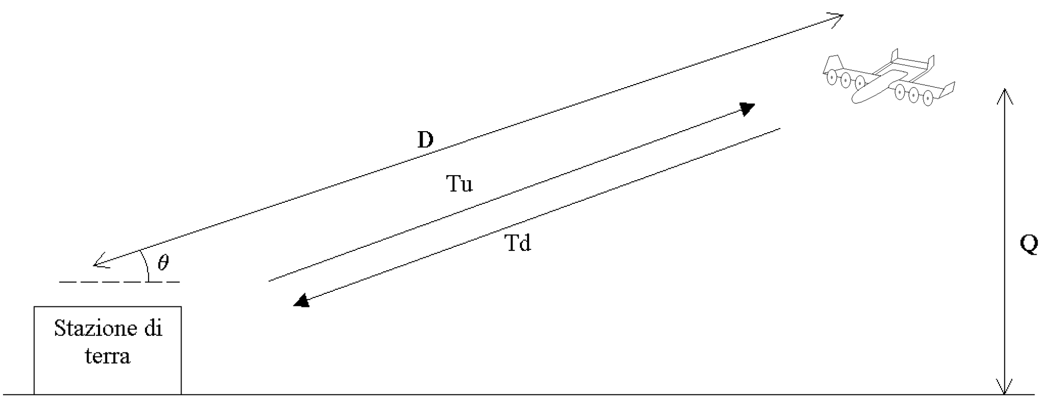


Figura 8.14. Schema del sistema relativo alla condizione di massima distanza, con relativi ritardi di tratta

elevazione minimo θ, espresso in gradi, di osservazione della piattaforma da parte della stazione di terra. Tale angolo viene fissato pari a 10°; questa assunzione, tipica nel progetto dei sistemi satellitari, permette di evitare che il fascio trasmesso colpisca eventuali ostacoli circostanti. Poiché la piattaforma opera ad una quota Q pari a circa 20 km, si deduce che la massima distanza è pari a:

$$D_{max} = \frac{Q}{\sin\theta} = \frac{20}{\sin(10)} \cong 115 \text{ km} \tag{8.10}$$

Ricordando che l'onda elettromagnetica si propaga alla velocità della luce, il tempo di volo T_v risulta pari a 383,$\bar{3}$ μs.

Altro fattore da considerare nei ritardi riguarda la lunghezza del pacchetto utilizzato, in quanto la piattaforma esegue il comando inviatogli solo dopo averlo ricevuto completamente. Non vengono considerati i tempi di elaborazione a bordo, in quanto dipendono dalla velocità e dalle scelte realizzative dell'hardware; questi tempi sono comunque trascurabili rispetto agli altri ritardi considerati. Il tempo di ritardo introdotto, quindi, è pari a:

$$T_{pk} = N\,T_b = \frac{N}{R_b} \tag{8.11}$$

dove N indica il numero di bit del pacchetto, T_b il tempo di bit, mentre R_b il bit rate; quest'ultimo è quello relativo al Transfer Layer e, quindi, non viene considerata la maggior velocità del flusso dati inserita dai codici, poiché a questo livello è già stata effettuata la decodifica.

Nel caso della tratta in up-link il bit rate d'informazione può essere di 32 kbit/s o di 100 kbit/s a seconda di come viene comandata la piattaforma, secondo quanto analizzato nel § 3.6. Dall'equazione (8.11) si può notare che il caso più critico è quello relativo al bit rate inferiore, per cui i ritardi della tratta in salita T_u saranno valutati nell'ipotesi di lavoro a 32 kbit/s (a 100 kbit/s i ritardi risulteranno inferiori). In particolare si ha:

$$T_u = T_v + T_{pk} \tag{8.12}$$

dove T_{pk} può assumere differenti valori a seconda della lunghezza impostata per il pacchetto; facendo riferimento a quanto esposto nel § 8.5.1, si hanno i seguenti casi:

$$T_{pk} = \begin{cases} N_{min}/R_b & \text{con pacchetto minimo} \\ N_{med}/R_b & \text{con pacchetto medio} \\ N_{max}/R_b & \text{con pacchetto massimo} \end{cases} \tag{8.13}$$

Poiché è presente il protocollo ARQ risulta necessario valutare anche i ritardi presenti nella tratta in down-link; in essa il ritardo dovuto al tempo di volo è identico a quello in up-link, mentre quello relativo al pacchetto va cosiderato in modo differente. Resta valido il principio che il tempo da aspettare è quello tra la sua formazione a bordo della piattaforma e l'istante in cui il ricevitore di terra può interpretarne il contenuto. Analizzando tale percorso si possono effettuare alcune considerazioni. Per prima cosa, la creazione del pacchetto a bordo richiede un tempo di elaborazione trascurabile e quindi non viene considerato in questa analisi. Inoltre le dimensioni dei pacchetti usati in telemetria sono dello stesso ordine di grandezza di quelli adottati nella tratta in up-link; in particolare se si mantiene la stessa quantità di dati dell'up-link, cioè 12 byte, e considerando che l'intestazione del Transfer Frame vale 6 byte, mentre il pacchetto di conferma (CLCW) che viene aggiunto è pari a 4 byte, la dimensione del "pacchetto medio" in down-link è pari 22 byte, cioè 176 bit. A differenza dell'up-link, però, i pacchetti seguono un percorso di codifica diverso, in quanto nella tratta in discesa si è previsto di utilizzare un codice concatenato costituito da un convoluzionale esterno e Reed-Solomon interno; questo schema prevede l'utilizzo di un interleaver tra i due codici, il quale introduce dei ritardi elevati. Per quanto riguarda l'interlacciatore sulla piattaforma (lato trasmissione), questi ritardi possono essere trascurati, in quanto esso può essere caricato istantaneamente in parallelo. Dal lato della stazione di terra, invece, occorre ricevere tutti i bit necessari per riempire il deinterlacciatore e, solo dopo, potrà essere estratta l'informazione da decodificare con il Reed-Solomon per ricostruire il pacchetto trasmesso. Alla luce di queste considerazioni, se il pacchetto di telemetria ha una lunghezza maggiore di quella dell'interleaver[3], in ricezione occorre attendere, prima di decodificare, un numero di bit pari a:

$$n_{tot} = \lceil (N/n) \rceil \, n \tag{8.14}$$

dove con N si è indicata la lunghezza in bit del pacchetto, mentre n rappresenta la lunghezza in bit dell'interlacciatore.

Nel caso in cui, invece, sia l'interlacciatore ad avere una lunghezza superiore al pacchetto di telemetria trasmesso, il numero di bit n_{tot} che è necessario ricevere per poter effettuare la decodifica si riduce a quello necessario per riempire una sola matrice d'interlacciamento oppure, nel caso sfortunato in cui un pacchetto sia stato trasmesso solo parzialmente con la prima sequenza di caricamento dell'interleaver, occorrerà aspettare di ricevere anche tutta la

[3]Con lunghezza dell'interlacciatore si intende il numero di bit complessivo ottenuto moltiplicando le righe per le colonne della relativa matrice.

seconda sequenza di caricamento, raddoppiando così il ritardo relativo all'attesa per ottenere un pacchetto da cui estrarre l'informazione. In definitiva si ha:

$$T_d = T_v + T_{ack} \tag{8.15}$$

dove con T_{ack} si è indicato il ritardo appena descritto, il quale vale:

$$T_{ack} = \frac{n_{tot}}{R_b} \tag{8.16}$$

In questo caso il bit rate è maggiore di 32 kbit/s, in quanto la matrice viene riempita ad una velocità maggiore a causa della codifica di Reed-Solomon; il nuovo valore di R_b si ottiene operando la divisione per il rate del codice.

Per valutare la distribuzione dei ritardi del sistema complessivo occorre considerare la possibilità di molteplici ritrasmissioni da parte del protocollo ARQ. Per una trasmissione andata a buon fine il ritardo è dato dal solo tempo T_u, in quanto il ricevitore è in grado di inviare immediatamente il comando agli strati superiori, anche se la conferma dell'esito positivo avverrà con un certo ritardo dipendente dall'ampiezza della finestra utilizzata nel protocollo Go-Back-N (si ricorda che il protocollo ARQ di tipo Go-Back-N è stato brevemente descritto nel § 7.4.2). Nel caso sia richiesta una ritrasmissione, il tempo di ritardo è fornito da T_u per la prima trasmissione (che non andrà a buon fine) più il ritardo T_d per la richiesta di ritrasmissione più, infine, un tempo T_u per la ritrasmissione (che andrà a buon fine). Analogamente si ragiona nel caso di ulteriori ritrasmissioni; tradotto in formule si ottiene:

$$\begin{aligned} T_1 &= T_u \\ T_2 &= 2T_u + T_d \\ T_3 &= 3T_u + 2T_d \\ \ldots &= \ldots \\ T_i &= i\,T_u + (i-1)\,T_d \end{aligned} \tag{8.17}$$

dove l'indice i indica il numero di trasmissioni.

Un aspetto importante da valutare riguarda la probabilità con cui si verifica un generico ritardo T_i, la quale è legata alla probabilità di ritrasmissione e consente di ottenere la distribuzione di probabilità dei ritardi; essa è discreta in quanto i ritardi possibili sono quantità discrete, essendo fissate la lunghezza dei pacchetti e la posizione della piattaforma (si ricorda che si sta considerando la situazione a massima distanza). La probabilità P_0 che non avvenga alcuna ritrasmissione è pari al complementare della probabilità di ritrasmissione $P(R)$, mentre quella che si abbia una ritrasmissione è valutata considerando la probabilità che si verifichino l'evento di una richiesta di ritrasmissione e quello di una successiva trasmissione corretta. Considerando tali eventi indipendenti la probabilità congiunta è pari al prodotto delle relative probabilità. Si procede in modo analogo per le successive ritrasmissioni, cioè si può scrivere:

$$\begin{aligned} P_0 &= 1 - P(R) \\ P_1 &= P(R)\,[1 - P(R)] \\ P_2 &= P(R)^2\,[1 - P(R)] \\ \ldots &= \ldots \\ P_j &= P(R)^j\,[1 - P(R)] \end{aligned} \tag{8.18}$$

dove l'indice j indica il numero di ritrasmissioni.

Per appurare la correttezza della relazione di P_j si verifica che essa sia una distribuzione di probabilità, ricordando che la sommatoria delle probabilità di una distribuzione discreta deve essere unitaria. Si ottiene quindi:

$$\begin{aligned} \sum_{j=0}^{\infty} P_j &= [1 - P(R)] \sum_{j=0}^{\infty} P(R)^j \\ &= [1 - P(R)] \frac{1}{1 - P(R)} \\ &= 1 \end{aligned} \tag{8.19}$$

Per ottenere la distribuzione di probabilità dei ritardi, che fornisce la probabilità con la quale si può avere un determinato ritardo, è necessario valutare la P_j in corrispondenza dei possibili ritardi T_i. Risulta inoltre significativo valutare la distribuzione cumulativa dei ritardi Pc_j, in quanto essa permette di ottenere la probabilità che a bordo del velivolo si riesca ad ottenere un comando con un ritardo inferiore al valore j; matematicamente viene espressa come:

$$Pc_j = \sum_{k=0}^{j} P_k \tag{8.20}$$

Nel successivo paragrafo verranno quantificate le distribuzioni analizzate soprattutto in funzione del tipo di interlacciatore utilizzato.

8.5.3 Valutazione dei ritardi

In questa sezione si valuteranno quantitativamente i ritardi del sistema, i quali sono valutati tramite la realizzazione della distribuzione di probabilità e di quella cumulativa. Si ricorda che tali studi vengono effettuati con una distanza D pari a 115 km e con bit rate R_b di 32 kbit/s sia per la tratta in up-link che per quella in down-link: a tale proposito si veda la trattazione esposta nel § 8.5.2.

Si affronta prima di tutto lo schema in down-link che utilizza l'interlacciatore, e quindi il codice di Reed-Solomon, proposti dallo standard CCSDS[4]. Questi elementi sono fondamentali perchè il loro apporto al ritardo è rilevante. I pacchetti presi in considerazione possono essere di tre possibili lunghezze: la minima possibile (N_{min}=64 bit), quella media (N_{med}=152 bit) e quella massima consentita (N_{max}=8192 bit). Il pacchetto minimo, anche se introduce ritardi inferiori, è inefficiente, in quanto si trasmette un solo byte di informazione contro i 7 byte tra intestazione e CRC e, quindi, non è significativo riportarne i risultati.

Si affronta ora l'analisi del pacchetto medio; per poter ricostruire la trama di telemetria contenente l'ACK, è necessario ricevere tutti i bit relativi all'intera matrice del deinterlacciatore il cui numero è pari a:

$$n = 255 \cdot 8 \cdot 5 = 10200 \text{ bit} \tag{8.21}$$

in quanto la parola di Reed-Solomon da decodificare ha 255 simboli di 8 bit ciascuno e si è considerata la profondità dell'interlacciatore pari a cinque. Il bit rate con cui viene riempita la matrice è pari a:

$$R_{b,int} = \frac{R_b}{R_{c,RS}} = \frac{32}{223/255} = 36.6 \text{ kbit/s} \tag{8.22}$$

dove con $R_{b,int}$ si indica il bit rate dell'interlacciatore, con R_b quello d'informazione e con $R_{c,RS}$ il rate di codifica del Reed-Solomon. In seguito a questo risultato e ricordando l'equazione (8.15) si ottiene un ritardo in down-link di circa 279 ms. Il ritardo in up-link è invece fornito dall'equazione (8.12)

[4]Si ricorda che il CCSDS propone un codice di Reed-Solomon (255,223) e un interlacciatore con righe contenenti un'intera parola di codice di Reed-Solomon e profondità massima pari a cinque.

e vale circa 5 ms. Una ritrasmissione comporta, quindi, un ritardo di circa 290 ms ($2T_u + T_d$); analizzando la figura 8.15, si può notare che la probabilità di ritrasmissione è superiore a 0.1 in corrispondenza di una probabilità d'errore all'uscita del codice BCH pari a 10^{-3}, che rappresenta il *target* ottenuto analizzando il BCH nel § 8.3. Una probabilità di ritrasmissione così elevata

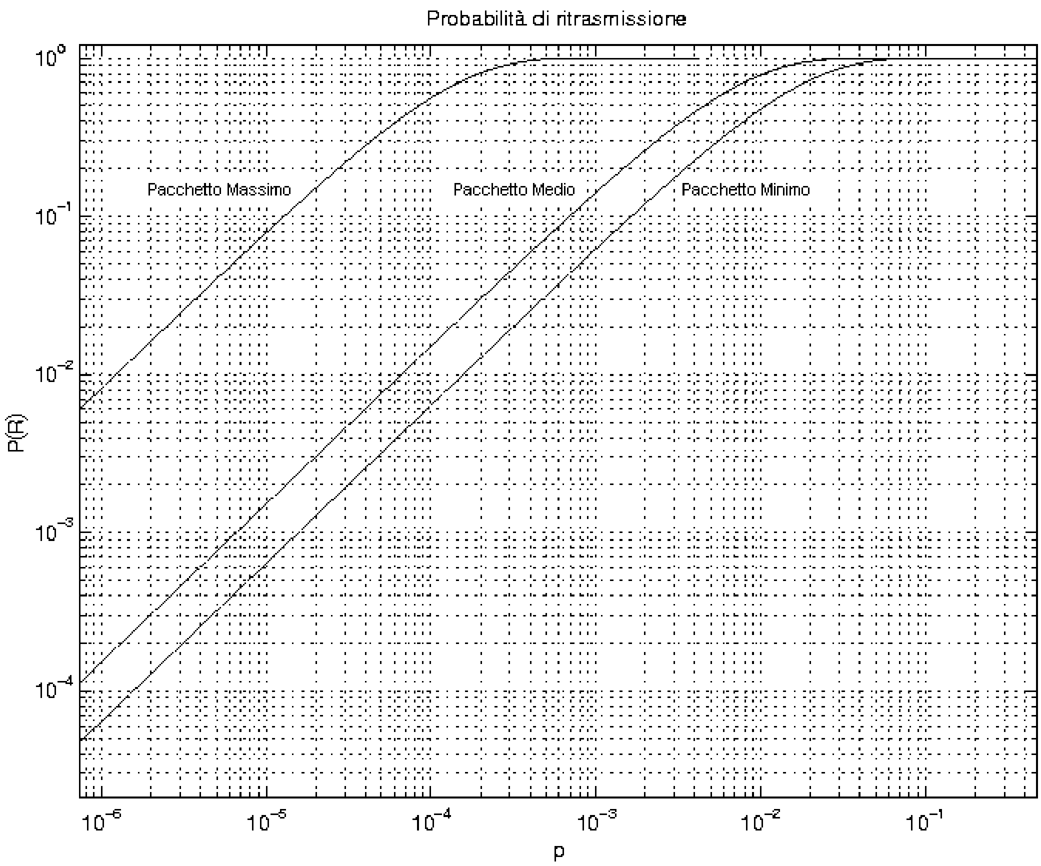


Figura 8.15. Andamento della probabilità di ritrasmissione in funzione della probabilità d'errore all'uscita del codice BCH per le tre lunghezze di pacchetto considerate

comporta, praticamente, dei ritardi nell'applicazione dei comandi dell'ordine di diverse centinaia di millisecondi, che risultano inaccettabili nel caso gli interventi e le correzioni dei comandi siano di tipo automatico. Dati i pessimi risultati ottenuti con il pacchetto di lunghezza media, risulta superfluo analizzare quello di lunghezza massima, che comporterebbe dei ritardi ancora maggiori.

Dall'analisi effettuata si può constatare che il contributo maggiore ai ritardi è dovuto al tempo d'attesa per riempire la matrice del deinterlacciatore alla stazione di terra. Un modo per ridurre questi tempi è quello di diminuire le dimensioni dell'interlacciatore, ma questo comporta l'utilizzo di una codifica di Reed-Solomon con parole di codice più corte. Nel § 7.3.2 sono state analizate le relazioni che legano il numero di bit di un simbolo, il numero di simboli in una parola e la capacità di correzione del codice di Reed-Solomon; rispettando questi vincoli si riesce ad ottenere un Reed-Solomon (31,23), avente simboli rappresentabili su 5 bit e capacità di correzione pari a quattro simboli. Questa scelta permette di non modificare eccessivamente il rate effettivo, in quanto il rate del codice è circa analogo a quello del Reed-Solomon (255,223); inoltre tale codice permette ancora di raggiungere adeguate prestazioni in termini di probabilità d'errore, come è stato analizzato nel § 8.4.2. Per valutare la bontà della scelta è necessario effettuare anche con tale codice il computo relativo ai ritardi introdotti nel sistema. Per analogia a quanto affermato nel caso precedente, il pacchetto di lunghezza minima non viene preso in considerazione. Per il calcolo con quello di lunghezza media, invece, il procedimento è analogo al caso del Reed-Solomon (255,223), ma i ritardi cambiano. Infatti ora l'interlacciatore utilizzato deve contenere dei simboli più corti; inoltre, per poter ridurre ulteriormente i ritardi mantenendo una dimensione ragionevole e per garantire una certa scorrelazione tra i bit, si è scelta una profondità pari a tre. Con questi nuovi valori la quantità di bit necessaria per riempire l'interlaciatore si è ridotta a:

$$n = 31 \cdot 5 \cdot 3 = 465 \text{ bit} \tag{8.23}$$

Il nuovo bit rate ora è pari a 43.13 kbit/s e, considerando il caso sfortunato in cui si debba attendere tutta la seconda sequenza di caricamento per decodificare un pacchetto, si ottiene un tempo di ritardo in down-link di circa 22 ms; il ritardo di una ritrasmissione è, quindi, di circa 32 ms, cioè quasi dieci volte inferiore rispetto a quello del Reed-Solomon considerato precedentemente. I ritardi indicati sono stati calcolati sulla base della trattazione svolta nel § 8.5.2.

Per valutare l'andamento generale dei ritardi, nelle figure 8.16 e 8.17 viene mostrata la distribuzione discreta dei ritardi rispettivamente in scala linare e logaritmica al variare della probabilità d'errore sul bit che si ottiene all'uscita del decodificatore BCH; mediante la distribuzione lineare è possibile apprezzare la probabilità relativa a bassi ritardi, mentre nella rappresentazione logaritmica quella relativa a ritardi più elevati. In seguito ai risultati

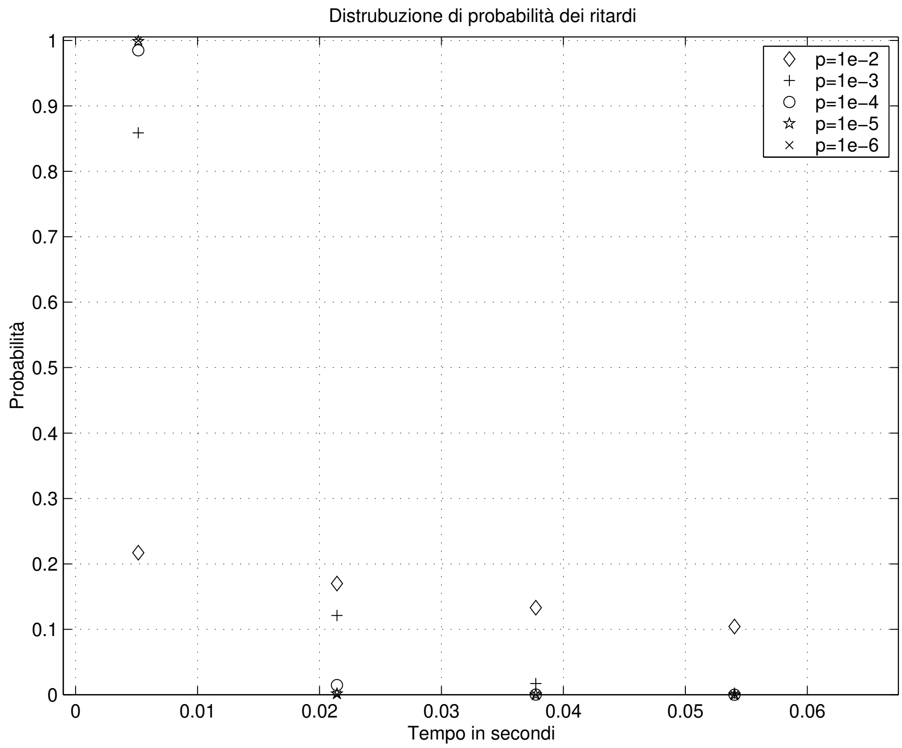


Figura 8.16. Funzione di distribuzione dei ritardi in scala lineare al variare della probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore BCH

mostrati nel § 8.3.1, le curve che interessano sono quelle relative ai valori di p pari a 10^{-3} e 10^{-4}; nella figura 8.16 si può notare, ad esempio, che la probabilità che si abbia un'unica trasmissione, quindi solo il ritardo di up-link pari a circa 5 ms, è circa dell'86% con p di 10^{-3} e di circa il 98% con p di 10^{-4}. Analizzando, invece, la figura 8.17 si nota che, per valori di ritardo elevati, la probabilità non è nulla, benché molto bassa; in particolare si ha un ritardo pari a 140 ms con probabilità inferiore a 10^{-4} con p pari a 10^{-3}, oppure 10^{-9} con p di valore 10^{-4}.

Per avere anche l'informazione di quale sia la probabilità di avere ritardi

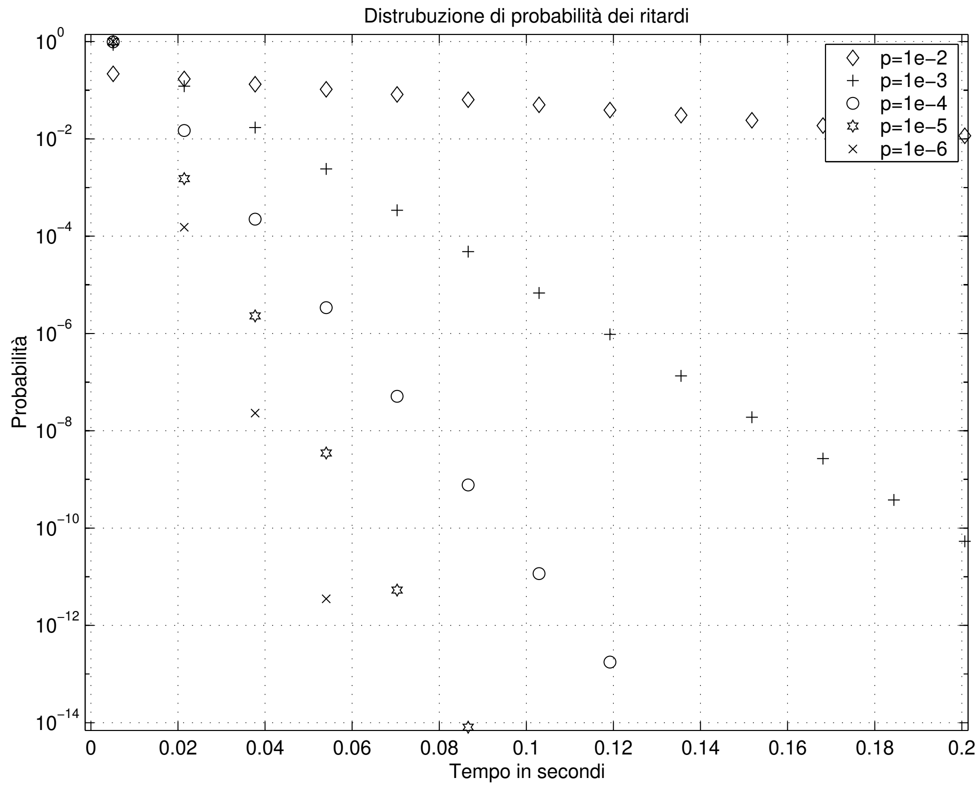


Figura 8.17. Funzione di distribuzione dei ritardi in scala semilogaritmica al variare della probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore BCH

inferiori ad un certo valore, si ricorre alla distribuzione cumulativa espressa dall'equazione (8.20), il cui andamento viene mostrato nella figura 8.18. Ad esempio, per valutare quale sia la probabilità che i comandi giungano correttamente alla piattaforma con ritardo inferiore a 50 ms, quando il BCH riesce a decodificare con probabilità d'errore sul bit p pari a 10^{-3}, occorre valutare la probabilità cumulativa che si ha per il primo ritardo effettivo inferiore a 50 ms, che nel caso in esame è di 32.2 ms. Nel caso di p pari a 10^{-4} la probabilità di avere ritardi inferiori a 50 ms è del 99.9%, mentre è del 98% se p vale 10^{-3}, a conferma delle buone prestazioni ottenibili con le scelte effettuate.

Se viene preso in considerazione il pacchetto di lunghezza massima, per poter riuscire a decodificarlo occorre ricevere un numero di bit tale da dover riempire 20 regidtri dell'interlacciatore, con conseguente notevole aumento

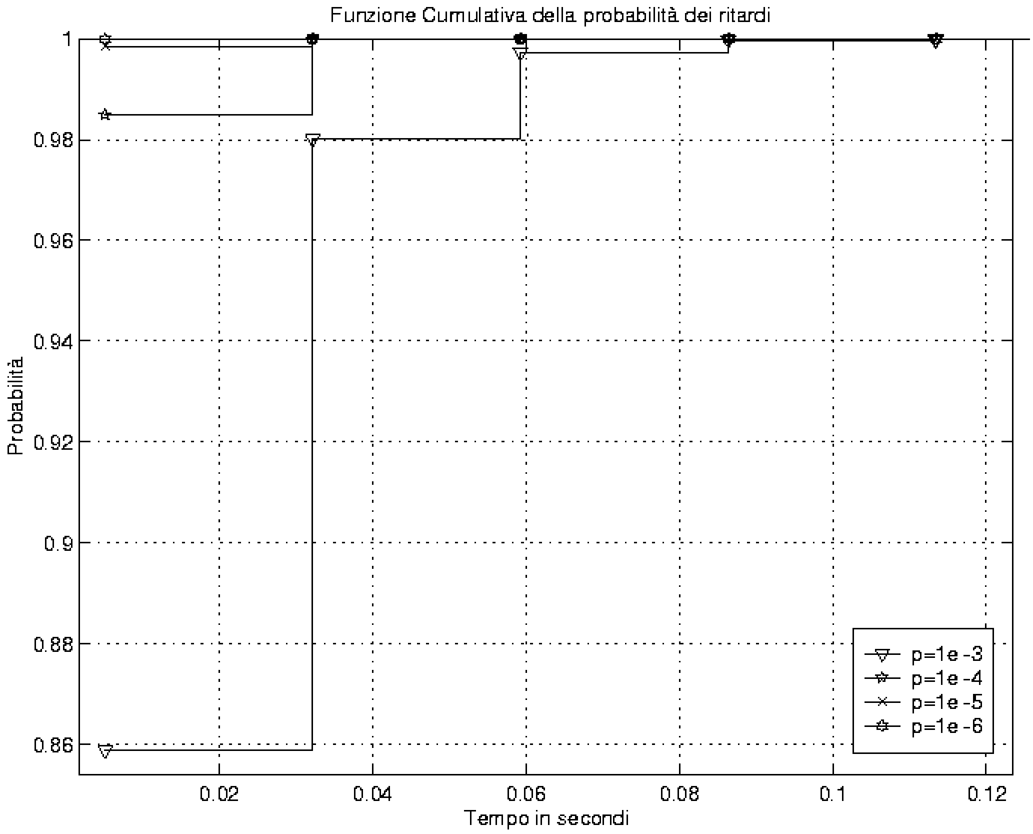


Figura 8.18. Funzione di distribuzione cumulativa dei ritardi al variare della probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore BCH nel caso si utilizzi un pacchetto di dimensioni medie

dei ritardi, come è apprezzabile osservando la distribuzione cumulativa mostrata in figura 8.19. Risulta quindi evidente come sia estremamente "rischioso" utilizzare pacchetti di lunghezza eccessiva; questo risultato conferma la scelta esposta nel § 8.5.1 relativa alle dimensioni del pacchetto medio.

8.6 Analisi della correlazione tra i bit

Nel § 8.4.1 si è esposta la necessità di inserire in trasmissione un interlacciatore all'ingresso del codificatore convoluzionale e un deinterlacciatore in ricezione per garantire una certa scorrelazione tra i bit, in modo da permettere al codice di Reed-Solomon di lavorare correttamente. Inoltre, nel § 8.5.1

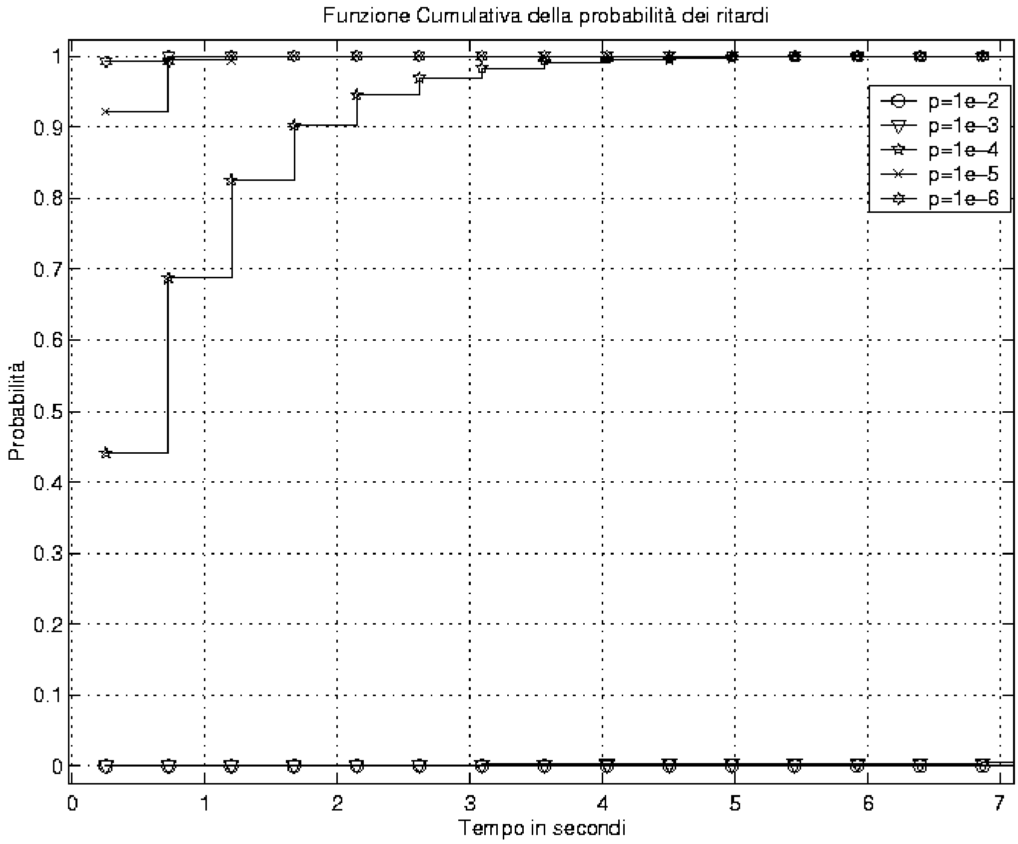


Figura 8.19. Funzione di distribuzione cumulativa dei ritardi al variare della probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore BCH nel caso si utilizzi un pacchetto di dimensioni massime

si sono discusse le prestazioni del protocollo ARQ mediante l'ausilio di espressioni analitiche ricavate nel caso in cui si operi su un BSC. In entrambi i casi è quindi necessario analizzare la bontà del canale equivalente sul quale si è supposto di lavorare, in modo da poter valutare l'affidabilità delle prestazioni ottenute nei paragrafi precedenti: questo studio può essere affrontato calcolando il grado di scorrelazione che i bit presentano sul canale.

Data una sequenza di bit $c^{(k)}$, la *funzione di autocorrelazione* parziale calcolata su un certo intervallo N è definita nel seguente modo:

$$r_n^{(k,k)} = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^{N} c_i^{(k)}\, c_{i+n}^{(k)*} \qquad n \in (-\infty, +\infty) \tag{8.24}$$

dove con $*$ si è indicato il valore complesso coniugato.

Lo studio dell'autocorrelazione tra i bit può essere affrontato in modo simulativo mediante la *Gap Analysis*. Indicando con s la sequenza di N bit trasmessa e con r quella ricevuta (anch'essa ovviamente di N bit) è possibile effettuare un confronto tra loro mediante l'operazione di *ex-or* tra i rispettivi bit, ottenendo la sequenza di errore e, detta *error sequence*. Anche quest'ultima è costituita da N bit, i quali valgono '1' quando viene riscontrato un errore nella sequenza ricevuta e '0' viceversa. Si può definire un *gap* come una stringa di bit associata ad un '1', come mostrato nella figura 8.20; la sua lunghezza G è pari al numero di '0' compresi tra due '1' più uno (la lunghezza di gap minima, pari a uno, si ha quando ci sono due '1' consecutivi). I gap

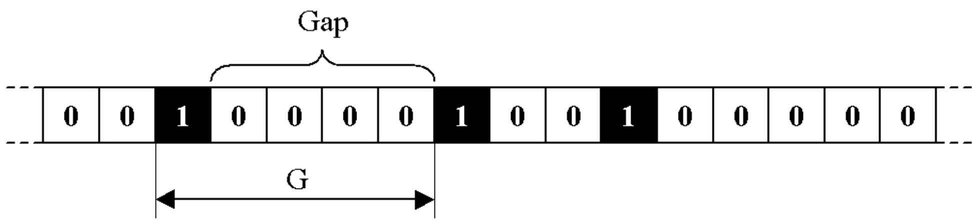


Figura 8.20. Esemplificazione dei gap in una possibile sequenza d'errore

presentano diverse proprietà che verranno brevemente descritte:

1. il numero N_g di gap è uguale al numero di bit errati (numero di '1' nella sequenza e);

2. la somma delle lunghezze G_i di tutti i gap è uguale alla lunghezza N delle sequenze in questione;

3. la lunghezza media dei gap è pari al reciproco della probabilità d'errore sul bit, cioè:

$$E[G] = \frac{1}{N_g} \sum_{i=1}^{N_g} G_i = \frac{N}{N_g} = \frac{1}{p} \tag{8.25}$$

Si può ottenere la *distribuzione dei gap*, definita come:

$$F_g(m) = P(G > m) \tag{8.26}$$

la quale rappresenta la probabilità che capitino almeno m zeri consecutivi nella sequenza d'errore. La probabilità che capiti almeno un errore nella sequenza di m bit vale dunque:

$$P_e(m) = 1 - F_g(m) \tag{8.27}$$

La distribuzione F_g possiede un'importante caratteristica che fornisce informazioni circa le proprietà statistiche degli errori introdotti dal canale; se, infatti, gli errori sono statisticamente indipendenti si ottiene:

$$F_g(m) = (1 - p)^m \tag{8.28}$$

dove con p si indica la probabilità d'errore sul canale. Valutandone il logaritmo si ottiene:

$$\log_{10} F_g(m) = m \log_{10}(1 - p) \tag{8.29}$$

la quale rappresenta una funzione lineare nella variabile m. Questo risultato permette di concludere che un canale analizzato può considerarsi senza memoria (BSC) quanto più tale funzione si avvicina ad una retta, altrimenti è presente un certo grado di correlazione tra i bit. Nel seguito verranno presentati i risultati dell'analisi dei gap relativi alle tratte in up-link e down-link analizzate nei precedenti paragrafi.

8.6.1 Analisi dei Gap nella tratta in up-link

Per ottenere l'analisi dei gap occorre inserire, nelle simulazioni basate sull'uso di Topsim, il blocco *XGAP*, il quale crea un file che memorizza le informazioni concernenti i gap d'errore; tale file deve poi essere analizzato in post-processione dal programma *PRGAP*. Quest'ultimo, oltre alla funzione di distribuzione $F_g(m)$, genera anche la funzione di autocorrelazione $r(k)$; se essa assume valori trascurabili per $k > K$, allora, si veda [36], il canale ha memoria pari a K e, quindi, per eliminare tale correlazione occorrerebbe un interlacciatore di dimensioni $(K \times K)$.

Nella figura 8.21 viene riportato l'andamento della curva relativa all'equazione (8.29) nel caso della tratta in up-link con bit rate pari a 32 kbit/s, basso contributo dovuto alla presenza di cammini multipli, cioè basso GFAD (pari a -50 dB), e rapporto segnale/rumore pari a 8 dB. In questo caso il valore di p è quello all'uscita del decodificatore BCH; tale curva viene confrontata con la retta che si otterrebbe nel caso si utilizzasse un BSC ideale con probabilità

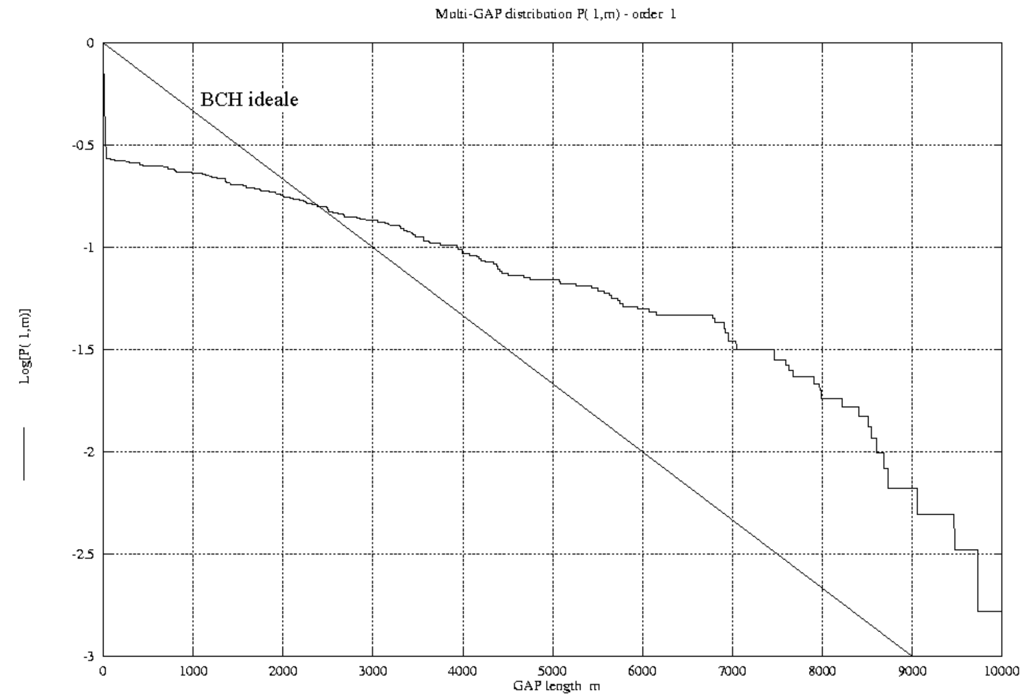


Figura 8.21. Analisi dei gap nel caso della tratta in up-link con bit rate pari a 32 kbit/s: andamento della funzione di distribuzione dei gap, confrontata con l'andamento ottenuto su canale senza memoria in presenza di un basso contributo dovuto al multipath

di transizione pari a p. Effettivamente è presente uno scostamento tra le due funzioni, che comporta la presenza di un certo grado di correlazione tra i bit; per meglio quantificare questo valore nella figura 8.22 è stata riportata la funzione di autocorrelazione.

Essa mostra che la correlazione presente è comunque abbastanza limitata, in quanto si mantiene praticamente sempre al di sotto di 0.1 (a parte una correlazione leggermente maggiore del terzo bit con il primo); questo significa che nel 90% dei casi i bit non sono correlati. I risultati che si ottengono, nel caso si trasmetta a 100 kbit/s, vengono riportati nella figura 8.23, dove vengono confrontate le funzioni di autocorrelazione per le due velocità della trasmissione in up-link. È possibile notare che il comportamento a 100 kbit/s è leggermente peggiore rispetto a quello ottenuto a 32 kbit/s, in quanto presenta un andamento di correlazione lievemente più elevato, soprattutto per il

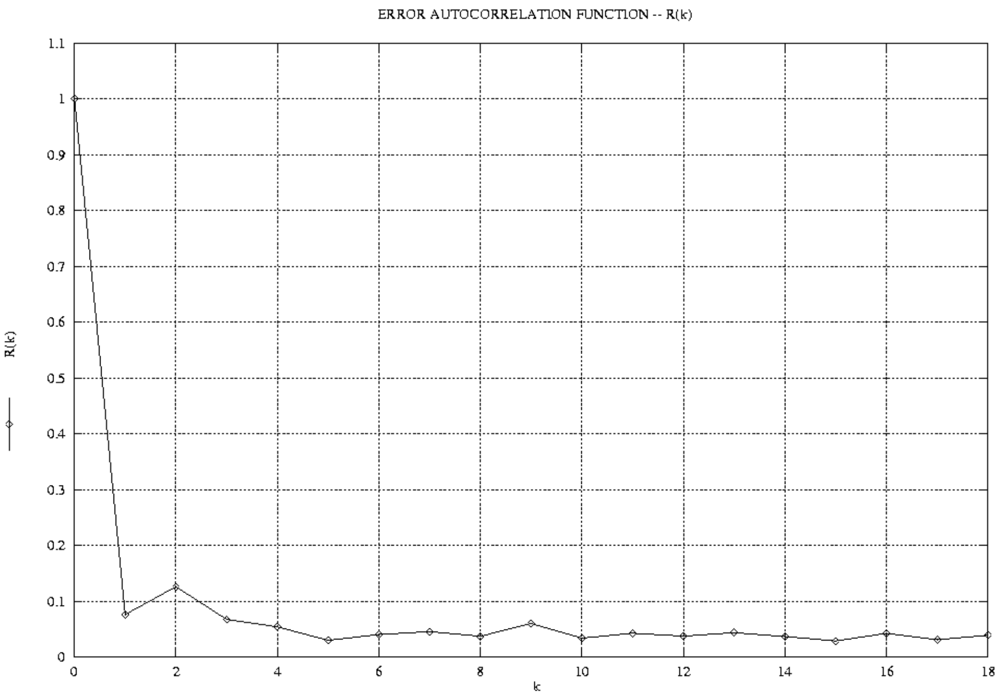


Figura 8.22. Funzione di autocorrelazione relativa al flusso dati nella tratta in up-link con bit rate pari a 32 kbit/s in presenza di un basso contributo dovuto al multipath

terzo bit. Questo è lecito in quanto, trasmettendo ad una velocità superiore, i bit sono temporalmente meno spaziati e, quindi, risulta più probabile che essi subiscano le stesse attenuazioni sul canale (dovute ai cammini multipli).

I risultati mostrati si riferiscono alle condizioni di volo standard in cui vi è un basso contributo dovuto al multipath; per poter valutare il comportamento quando ci si trova nelle situazioni di decollo o atterraggio (elevata presenza di cammini multipli), nella figura 8.24 vengono riportate le curve relative alla funzione di autocorrelazione nei casi di trasmissione a 32 kbit/s e 100 kbit/s. Anche in questo caso il rapporto segnale/rumore è pari a 8 dB: tale valore, sebbene non venga effettivamente utilizzato nel sistema in analisi, è stato scelto per effettuare dei confronti di correlazione a diversi GFAD, ma a parità di rapporto segnale/rumore. Dalle curve si osserva che la funzione di autocorrelazione presenta dei valori più elevati rispetto al caso mostrato

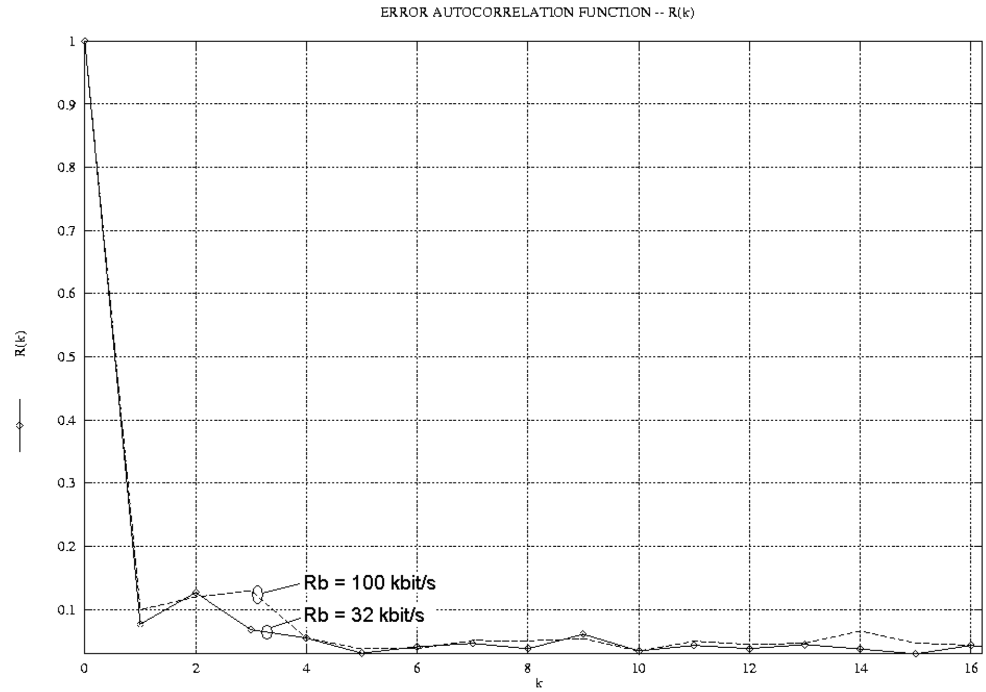


Figura 8.23. Confronto tra gli andamenti delle funzioni di autocorrelazione nella tratta in up-link a 32 kbit/s e 100 kbit/s in presenza di un basso contributo dovuto al multipath

nella figura 8.23, come era lecito aspettarsi dato che i cammini multipli introducono correlazione sul canale (a tale proposito si veda quanto esposto nel § 8.4.1). Come nel caso di bassi valori di GFAD, anche in questa situazione l'aumento del bit rate innalza leggermente i valori della funzione di autocorrelazione.

I risultati riportati in questo paragrafo permettono di concludere che le prestazioni ottenute in up-link dopo il protocollo ARQ sono, in prima approssimazione, attendibili. Esse sono state calcolate mediante l'equazione (7.50), valida nel caso in cui si operi su di un canale BSC; i valori di autocorrelazione ottenuti, invece, non sono nulli a causa della presenza di multipath, ma sono comunque abbastanza modesti, specie nelle condizioni di volo standard dove i cammini multipli sono poco presenti (GFAD basso). Se invece il multipath cresce, allora il grado di correlazione aumenta, soprattutto per i primi bit;

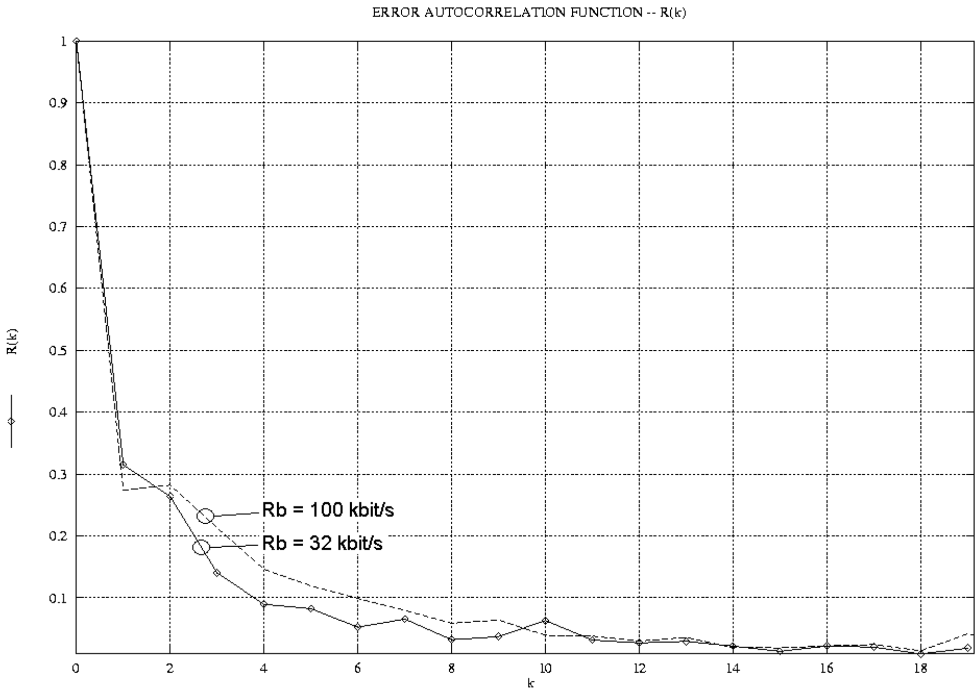


Figura 8.24. Confronto tra gli andamenti delle funzioni di autocorrelazione nella tratta in up-link a 32 kbit/s e 100 kbit/s in presenza di un elevato contributo dovuto al multipath

una possibile soluzione potrebbe essere quella di introdurre un interlacciatore sul canale, il quale però comporta un inevitabile aumento dei tempi di ritardo nella trasmissione dei comandi, in particolar modo quando vengono richieste delle ritrasmissioni. Per quanto accennato all'inizio del paragrafo, un livello di correlazione inferiore al 10% può essere raggiunto inserendo un interlacciatore 4×4, nel caso di bit rate a 32 kbit/s, o 6×6, per il bit rate di 100 kbit/s. Dato che il pachetto medio, si veda il § 8.5.1, è lungo 152 bit, se le dimensioni di un eventuale interlacciatore sono inferiori a tale quantità, allora per i ritardi è necessario considerare il tempo richiesto per riempire due registri dell'interlacciatore, secondo quanto esposto nel § 8.5.2. Questa analisi qualitativa implica che, nel caso si voglia inserire un interlacciatore sul canale anche in up-link, per non aumentare i ritardi esso non deve avere dimensioni superiori a 76 bit, cioè con un K non superiore a 8.7; ne segue che l'utilizzo di un interlacciatore di dimensioni 6×6 permette di raggiungere l'obiettivo di una correlazione tra i bit inferiore al 10% senza peggiorare sensibilmente i ritardi del sistema.

8.6.2 Analisi dei Gap nella tratta in down-link

Nella tratta in down-link le simulazioni sono state effettuate fino al decodificatore convoluzionale; per questo motivo l'analisi dei gap è stata realizzata alla sua uscita. Per la natura del codice convoluzionale, è lecito aspettarsi una correlazione piuttosto rilevante tra i bit, in quanto gli errori presenti alla sua uscita sono a burst; d'altra parte questo è il motivo che impone l'utilizzo di un interlacciatore. Nella figura 8.25 vengono riportati gli andamenti della funzione di autocorrelazione sia nel caso in cui il multipath risulti ridotto (GFAD $=-50$ dB) che in quello in cui sia elevato (GFAD=+50 dB). Le

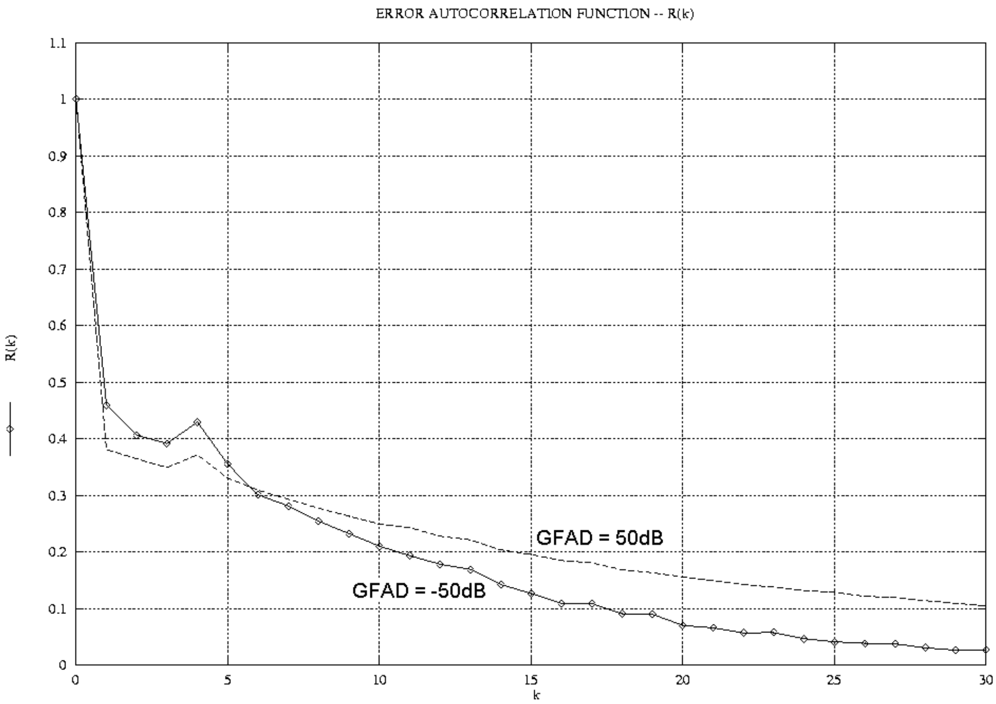


Figura 8.25. Confronto delle funzioni di autocorrelazione per la tratta in down-link nel caso di ridotto ed elevato contributo dovuto al multipath

curve sono state realizzate lavorando con un rapporto segnale/rumore di soli 3 dB; è stato necessario utilizzare un valore ridotto per poter ottenere una sequenza d'errore e con un certo numero di '1', cosa che non sarebbe stato possibile effettuare con E_b/N_0 elevati, in quanto la codifica convoluzionale, essendo molto efficiente, riduce notevolmente il numero di errori.

Come previsto, la figura 8.25 mostra un'elevata correlazione tra i bit all'uscita del decodificatore convoluzionale. Si è già accennato che un interlacciatore di dimensione $K \times K$ bit riesce ad eliminare una correlazione $r(k)$ che sia trascurabile per $k > K$; poichè nel codice concatenato utilizzato in down-link è presente un interlacciatore di 465 bit, si ottiene un valore di K pari a circa 21. Il grafico mostra che, nel caso di una trascurabile presenza di cammini multipli, un simile valore di K consente di restare al di sotto del 10% di correlazione tra i bit, mentre se è presente una quantità elevata di cammini multipli, il livello raggiunto è attorno al 15%. Per portare, anche in quest'ultimo caso, il valore della funzione di autocorrelazione al di sotto di 0.1 occorrerebbe un K superiore a 30, cioè sarebbe necessario un interlacciatore di oltre 900 bit; questa scelta non può essere effettuata, in quanto comporterebbe una crescita dei ritardi, cioè l'aumento di uno dei parametri più critici del sistema analizzato.

8.7 Considerazioni Conclusive

La trattazione svolta in questo capitolo è fondamentale per comprendere la realizzabilità della trasmissione dati in modo affidabile. Allo schema di modulazione DQPSK, infatti, sono state applicate le opportune tecniche di codifica, sia nel caso di condizioni di volo standard che in quelle relative alle fasi di decollo e atterraggio. I risultati prodotti dagli schemi proposti dal CCSDS si sono rivelati buoni in termini di probabilità d'errore, ma del tutto inaccettabili dal punto di vista dei ritardi, soprattutto per la tratta in down-link.

Nel caso dell'up-link si è quindi scelto di utilizzare il codice BCH (63,51) seguito dal protocollo ARQ: i valori di probabilità d'errore target, rispettivamente fissati a 10^{-3} e 10^{-8}, sono stati raggiunti utilizzando dei valori di rapporto segnale/rumore non eccessivamente elevati.

Per il down-link, invece, è stata utilizzata la codifica concatenata, cioè il codice convoluzionale (2,1,7), seguito da un opportuno interlacciatore e infine dal codice di Reed-Solomon (31,23). Anche in questo caso le probabilità d'errore target, rispettivamente pari a 10^{-4} e 10^{-12}, sono state raggiunte per analoghi valori di E_b/N_0. La presenza dell'interlacciatore ha portato ad un notevole incremento dei tempi di ritardo che, tuttavia, risultano ancora accettabili, grazie al tipo di Reed-Solomon proposto.

In seguito alla notevole complessità di elaborazione, però, non è stato possibile simulare l'intera parte di codifica; in particolare, per la tecnica ARQ e per il codice di Reed-Solomon è stato necessario utilizzare i risultati presenti in letteratura. Essi, tuttavia, si basano su un canale di tipo BSC, cioè con i bit ricevuti completamente scorrelati tra loro. Per convalidare i risultati ottenuti in presenza del canale simulato, che introduce della correlazione in seguito alla presenza dei cammini multipli, è stato effettuato uno studio qualitativo sull'analisi dei gap. Essa ha portato alla conclusione che nella tratta in up-link non ci sono grossi problemi, mentre per quella in down link la presenza dell'interlacciatore garantisce una correlazione tra i bit non superiore al $(10 \div 15)\%$.

Nei capitoli successivi si analizzeranno possibili soluzioni per la realizzazione delle antenne di terra e di bordo, e verrà effettuato il calcolo del link-budget per l'up-link e per il down-link, in modo da valutare il livello di potenza minimo richiesto in trasmissione per ottenere i valori di E_b/N_0 presi in considerazione in questo capitolo.

Capitolo 9

Il sistema di antenne: progetto preliminare

9.1 Introduzione

Nei precedenti capitoli si è analizzato lo schema trasmissivo facendo riferimento al tipo di modulazione e di codifica da utilizzare. Nel capitolo 10, relativo al calcolo del link-budget, sarà invece necessario conoscere le caratteristiche generali delle antenne, in particolare il loro guadagno e la forma del diagramma di irradiazione. A questo scopo in questo capitolo verrà effettuata una trattazione generale sul sistema di antenne, proponendo diversi tipi di soluzioni sia per quelle di terra che per quelle di bordo. Successivamente verranno confrontate le diverse ipotesi di progetto e verrà scelta la soluzione che appare più adeguata, in modo da poter effettuare una stima verosimile del link-budget. In questo capitolo, quindi, si intendono fornire soltanto le caratteristiche generali delle antenne, senza entrare nel merito delle specifiche dettagliate per la loro realizzazione.

9.2 Generalità sulle antenne

Dal punto di vista di un sistema di trasmissione, un'antenna può essere vista come un elemento di interfaccia tra una parte circuitale e lo spazio libero. In trasmissione un'energia guidata, cioè un campo elettromagnetico confinato, giunge all'antenna, la quale si occupa di irradiare tale energia nello spazio libero con determinate caratteristiche di direttività; in ricezione, invece, l'antenna permette all'energia proveniente dallo spazio di fluire in una struttura guidante e di giungere ad una parte circuitale.

Le antenne possono essere realizzate secondo diverse strutture; tra le più comuni ci sono le antenne filari che possono assumere diverse forme, quali a filo dritto (dipolo), ad elica e circolari. Queste ultime, in realtà, possono assumere anche forme rettangolari, quadrate o ellittiche. Altri tipi di antenne sono quelle ad apertura, che vengono utilizzate per l'alta frequenza e assumono la forma piramidale, conica o rettangolare. Dagli anni settanta sono anche disponibili le antenne in microstriscia, le quali consistono di una striscia metallica su di un supporto dielettrico e sono molto utilizzate per frequenze superiori ai giga-Hertz; le conformazioni più comuni delle strisce sono quelle rettangolari e circolari e vengono utilizzate soprattutto nei circuiti stampati date le loro ridotte dimensioni e la buona efficienza. Un ulteriore tipo è costituito dalle antenne a riflettore, adatte per comunicazioni a elevata distanza; tra di esse le più utilizzate sono quelle a riflettore parabolico, il cui guadagno cresce all'aumentare delle dimensioni della parabola. Tra le antenne a riflettore è possibile citare anche i *corner reflector*, ad esempio utilizzati nei televisori. È possibile realizzare anche delle schiere di antenne, qualora le caratteristiche di irradiazione richieste non possano essere ottenute con un solo elemento e possono essere costituite da un tipo qualsiasi tra quelli precedentemente accennati.

9.2.1 Parametri caratteristici delle antenne

La caratterizzazione di un'antenna verso lo spazio libero si basa sulle proprietà del campo irradiato e, in particolare, rispetto all'energia e alla polarizzazione. Un parametro caratteristico delle antenne è la loro *direttività*, definita come:

$$d(\hat{r}) \triangleq \frac{dP_{irr}/d\Sigma}{(dP_{irr}/d\Sigma)_{rif}} \tag{9.1}$$

cioè è il rapporto tra la densità di potenza irradiata nella direzione $\hat{r}$ e quella irradiata da una sorgente di riferimento, avendo indicato con P_{irr} la potenza irradiata e con Σ la regione in cui viene irradiato il campo. La definizione universalmente usata utilizza come riferimento un radiatore isotropico, il quale produce un'onda sferica pura omnidirezionale, cioè che irradia una densità di potenza pari a:

$$\left(\frac{dP_{irr}}{d\Sigma}\right)_{rif} = \frac{P_{irr}}{4\pi r^2} \tag{9.2}$$

Sostituendo tale espressione nell'equazione (9.1), la direttività può essere calcolata come:

$$d(\hat{r}) = \frac{dP_{irr}/d\Sigma}{P_{irr}/4\pi r^2} \tag{9.3}$$

Altro parametro globale che può essere definito è il *guadagno d'antenna*, che assume la seguente espressione:

$$g(\hat{r}) \triangleq \frac{dP_{irr}/d\Sigma}{P_{al}/4\pi r^2} \tag{9.4}$$

dove con P_{al} si indica la potenza erogata all'antenna dal relativo circuito che la alimenta; essa è legata alla potenza irradiata P_{irr} secondo l'equazione:

$$P_{al} = \frac{1}{\eta} P_{irr} \tag{9.5}$$

dove η rappresenta il rendimento ohmico di un'antenna. Tenendo presente questo risultato e ricordando anche l'equazione (9.3), si ha:

$$g(\hat{r}) = \eta\, d(\hat{r}) \tag{9.6}$$

Per quanto fin qui esposto, si può sottolineare che sia il guadagno che la direttività sono funzione della direzione di osservazione $\hat{r}$; nella pratica è di grande utilità il loro valore massimo, indipendente dalla direzione, cioè:

$$\begin{aligned} G &\triangleq \max_{\hat{r}} g(\hat{r}) \\ D &\triangleq \max_{\hat{r}} d(\hat{r}) \end{aligned} \tag{9.7}$$

Poichè l'effetto di η verrà già considerato nel calcolo del link-budget come perdita realizzativa (si veda quanto esposto nel § 10.2.5), il guadagno dell'antenna può essere considerato uguale alla sua direttività.

Dato che la densità di potenza è legata al *vettore di Poynting*, si veda [46] (cap. 2.3), e sfruttando la relazione d'impedenza valida per il campo lontano, cioè:

$$\vec{H} = \frac{1}{Z_0}\hat{r} \times \vec{E} \tag{9.8}$$

dove $\vec{E}$ e $\vec{H}$ sono rispettivamente i vettori di campo elettrico e magnetico, mentre Z_0 è l'impedenza caratteristica del vuoto (pari a $120\pi\ \Omega$), la densità di potenza in regione di campo lontano può essere scritta come:

$$\frac{dP_{irr}}{d\Sigma} = \frac{1}{2}Z_0|\vec{H}|^2 = \frac{1}{2Z_0}|\vec{E}|^2 \tag{9.9}$$

Sulla base di questo risultato e ricordando l'equazione (9.4), si può osservare che il guadagno risulta proporzionale al modulo del campo elettrico al quadrato ($g(\hat{r}) \propto |\vec{E}|^2$).

Il campo elettrico irradiato può essere scomposto in un termine di onda sferica ed uno dipendente dalla direzione di osservazione; si possono quindi ottenere delle superfici ad ampiezza costante che sono influenzate dalla direzione di osservazione. Tracciando tali superfici su di un sistema di coordinate sferiche si ottengono i *diagrammi di irradiazione* in forma polare; le informazioni più utili si ottengono operando le sezioni a θ o φ costanti, dove essi sono gli angoli di un sistema di riferimento in coordinate cartesiane, come mostrato nella figura 9.1. Il diagramma di irradiazione ha tipicamente un andamento oscillante, in quanto la sorgente è spazialmente confinata e non ha derivate continue al bordo; poiché l'espressione del campo può essere espressa come la trasformata di Fourier spaziale della distribuzione di sorgente, tale espressione risulterà convoluta con la trasformata di Fourier di una porta che, come è noto, ha un andamento oscillante.

Il diagramma di irradiazione, riferito all'angolo θ, viene mostrato nella figura 9.2. Esso è composto da un *lobo principale* e da un insieme di *lobi secondari*: il primo è definito come il lobo contenente la direzione di massima irradiazione, cioè è relativo alla regione tra il massimo e il primo zero, mentre vengono indicati come lobi secondari tutti quelli presenti, escluso il principale. Nella figura 9.2 è stata anche indicata l'apertura angolare per cui si ha una riduzione del guadagno pari a 3 dB rispetto al suo valore massimo: in letteratura questo valore è indicato come HPBW, *Half Power Beam Width*.

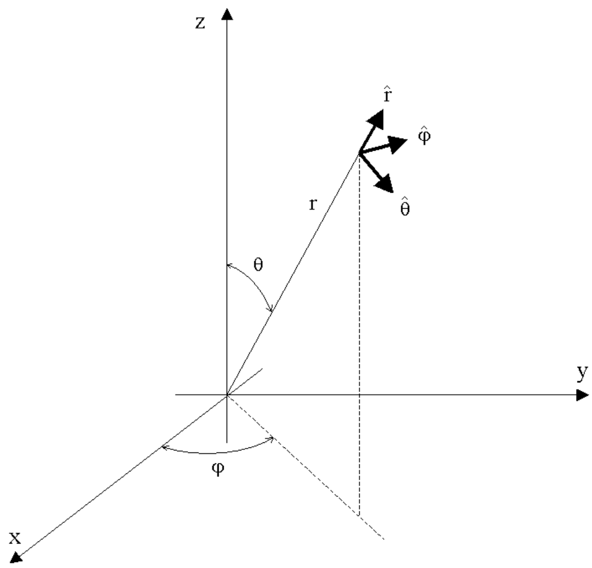


Figura 9.1. Sistema di riferimento in coordinate sferiche utilizzato per lo studio delle antenne

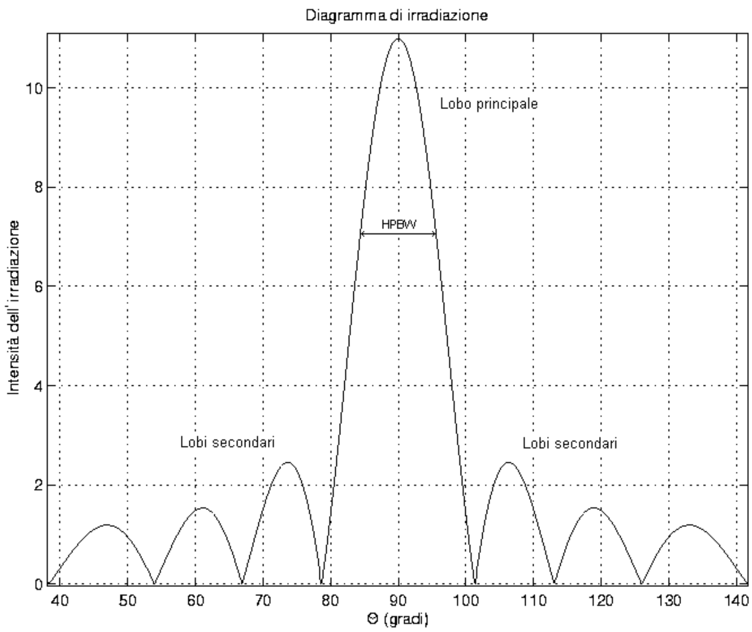


Figura 9.2. Esempio di diagramma di irradiazione effettuato lungo θ

I lobi secondari comportano l'irradiazione di una parte di energia al di fuori della direzione desiderata e, quindi, è necessario che essi vengano mantenuti il più bassi possibile. Il livello dei lobi secondari (SLL, *Side Lobe Level*) è usualmente espresso come rapporto della densità di potenza del lobo in questione rispetto a quello principale; per garantire delle buone prestazioni molte applicazioni necessitano di mantenere un livello dei lobi secondari al di sotto di $(20 \div 30)$ dB dal massimo.

Altra caratteristica del campo elettromagnetico irradiato è la sua polarizzazione, che è definita come la corrispondenza tra il fasore del campo e la sua rappresentazione istantanea nel dominio del tempo; essa, quindi, rappresenta una caratteristica puntuale del campo stesso. In campo lontano vale la relazione d'impedenza espressa dall'equazione (9.8) e, quindi, è indifferente effettuare lo studio della polarizzazione a partire dal campo elettrico o da quello magnetico. Generalmente la trattazione considera il primo di essi, il quale viene scomposto nelle sue componenti reale ed immaginaria:

$$\vec{E} = \vec{E}_R + j\vec{E}_I \tag{9.10}$$

dove $\vec{E}_R$ e $\vec{E}_I$ sono vettori reali. Il campo generato da un'antenna è trasversale alla direzione di irradiazione $\hat{r}$, cioè:

$$\begin{aligned} \vec{E} \cdot \hat{r} &\cong 0 \\ \vec{H} \cdot \hat{r} &\cong 0 \end{aligned} \tag{9.11}$$

Questo implica che i vettori $\vec{E}_R$ e $\vec{E}_I$ identificano, ad ogni istante, un piano detto *piano di polarizzazione* di cui $\hat{r}$ ne è la normale; nel caso degenere in cui $\vec{E}_R$ ed $\vec{E}_I$ siano paralleli oppure entrambi nulli, per conoscere il piano di polarizzazione è necessario conoscere anche il campo magnetico $\vec{H}$. Nel dominio del tempo il campo elettrico può essere espresso dal suo vettore istantaneo:

$$\vec{\mathcal{E}}(\vec{r},t) = \Re\{\vec{E}(\vec{r})e^{j\omega t}\} = \vec{E}_R(\vec{r})\cos(\omega t) - \vec{E}_I(\vec{r})\sin(\omega t) \tag{9.12}$$

dove per la seconda uguaglianza è stata utilizzata l'equazione (9.10). Analizzando il valore di tale vettore in vari istanti di tempo, si può dimostrare che esso ruota nel piano di polarizzazione descrivendo un ellisse detto *ellisse di* *polarizzazione.* In generale, quindi, il campo ha una polarizzazione ellittica, la quale però può degenerare nella polarizzazione *circolare* o in quella *lineare.* La prima si ottiene quando sono verificate le seguenti condizioni:

$$|\vec{E}_R| = |\vec{E}_I| \quad \text{e} \quad \vec{E}_R \cdot \vec{E}_I = 0 \tag{9.13}$$

mentre la seconda quando $\vec{E}_R$ ed $\vec{E}_I$ sono tra loro paralleli, oppure uno dei due vettori è nullo. In tutti gli altri casi la polarizzazione è ellittica in senso stretto.

È importante notare che la polarizzazione dipende dalla direzione di osservazione; in particolare il campo può essere espresso come:

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \vec{P}_e(\hat{r}) \tag{9.14}$$

dove k_0 vale $2\pi/\lambda$, mentre con $\vec{P}_e(\hat{r})$ si è indicato il vettore di irradiazione. Quest'ultimo contiene tutte le caratteristiche del campo, in quanto il suo modulo descrive il diagramma di irradiazione, mentre il versore definito come:

$$\hat{p} = \frac{\vec{P}_e(\vec{r})}{|\vec{P}_e(\vec{r})|} = \frac{\vec{E}}{|\vec{E}|} \tag{9.15}$$

permette di descrivere completamente la polarizzazione del campo. Nei sistemi di comunicazione possono essere utilizzate antenne che operano con differenti polarizzazioni e questo comporta delle perdite in termini di link-budget[1]. Si ricorda ancora che la relazione (9.14) può anche essere scritta come:

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j \frac{Z_0}{2r\lambda} \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \vec{P}_e(\hat{r}) \tag{9.16}$$

in quanto, si veda [47] (p. 200), vale la relazione:

$$\omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{9.17}$$

e si ha che $c = 1/\sqrt{\mu\varepsilon}$, mentre $Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon}$; con μ si è indicata la permeabilità magnetica del vuoto, pari a $1.257 \cdot 10^{-6}$ H/m, mentre ε è la costante dielettrica del vuoto, la quale vale $8.8582 \cdot 10^{-12}$ F/m.

[1] Le perdite per polarizzazione verranno descritte nel § 10.2.4.

9.3 Studio del sistema di antenne di terra

L'antenna richiesta a terra deve possedere opportune caratteristiche che consentano di illuminare il velivolo in qualsiasi condizione di volo; l'interruzione della comunicazione, infatti, sarebbe molto rischiosa, poiché potrebbe causare la perdita del controllo della piattaforma. Per questo motivo si può utilizzare un'antenna di terra non direttiva la quale, però, non fornisce un guadagno sufficiente per consentire l'utilizzo di basse potenze in trasmissione[2]. L'inserzione di un adeguato guadagno comporta, però, una riduzione della zona illuminata e quindi la necessità di operare un inseguimento (*tracking*) del velivolo. L'inseguimento è di tipo *cooperativo*, cioè il sistema di terra e quello di bordo cooperano tra loro; questo avviene grazie all'invio, da parte dell'aereo stratosferico, dei dati di telemetria contenenti la propria posizione. Mediante l'elaborazione ad alto livello di queste informazioni, vengono generati i comandi che permettono all'antenna di terra di effettuare un corretto puntamento. Se l'inseguimento avvenisse in modo meccanico, esso presenterebbe una certa lentezza dovuta all'inerzia meccanica, avrebbe problemi di precisione e di costi dei servomeccanismi e, inoltre, potrebbe essere soggetto ad usura, guasti, ecc.; questi ultimi sono incompatibili con un sistema che prevede una lunga durata di esercizio, come nel caso della piattaforma Heliplat.

Queste considerazioni hanno portato alla ricerca di un'antenna che disponesse di un diagramma di irradiazione tale da limitare l'inseguimento meccanico; per questo motivo si è optato per un'antenna a ventaglio che limitasse il tracking al solo azimut, risolvendo il problema della copertura nella direzione di elevazione con le sole caratteristiche di irradiazione dell'antenna. L'apertura in tale direzione è stata impostata pari a 90°, in modo da poter seguire l'aereo in tutte le sue condizioni di volo, sia che esso si trovi sulla verticale, sia che operi sull'orizzonte (la condizione in cui il velivolo si trova sull'orizzonte è relativa al caso di massima distanza dalla stazione di terra ed è stato discusso nel § 8.5.2); questa situazione è mostrata nella figura 9.3. Sulla verticale il velivolo compie delle orbite circolari di circa un

[2]L'obiettivo prefissato, si veda quanto esposto nel § 10.1, è quello di operare con potenze dell'ordine del watt.

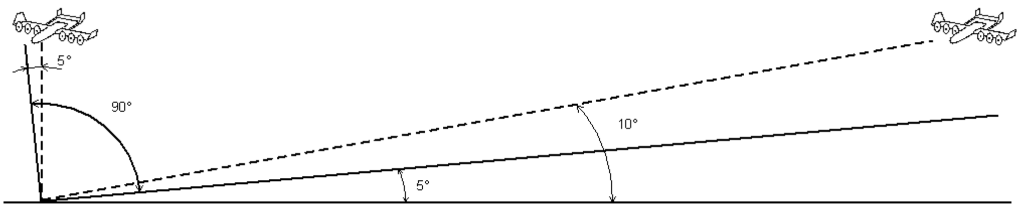


Figura 9.3. Rappresentazione in scala della situazione di copertura relativa all'antenna di terra nelle sue condizioni estreme di volo sulla verticale e alla massima distanza consentita

chilometro di raggio ad una quota minima di 17 km; per osservarlo da terra occorre, quindi, una semiapertura minima del fascio dell'antenna pari a circa 3.4°. Utilizzare un'antenna con una simile semiapertura non sarebbe però ragionevole, in quanto ad ogni minima deviazione di traiettoria dell'aereo sarebbe necessario intervenire con il tracking meccanico; si è quindi deciso di realizzare un'antenna con una semiapertura di 5°, limitando così l'oneroso inseguimento meccanico ai soli casi in cui si decida volontariamente di spostare il velivolo in una nuova zona di copertura del territorio. Per limitare ulteriormente l'utilizzo del tracking meccanico, nel § 9.5 verrà studiata la possibilità di effetuare un inseguimento elettronico mediante una scansione delle fasi di alimentazione dei singoli elementi della schiera con cui verrà realizzata l'antenna di terra. La situazione descritta viene esemplificata nella figura 9.4. I 5° impostati per semiapertura dell'antenna definiscono la copertura dell'azimut che, quindi, viene ad avere un fascio complessivo di 10°; queste considerazioni si ripercuotono anche sull'elevazione, in quanto quando il velivolo opera sulla verticale si sposterà rispetto a tale posizione di 3.4°, in virtù della sua orbita circolare. Per mantenere lo stesso margine di inseguimento impostato sull'azimut è, quindi, necessario ruotare verso l'alto il fascio di copertura di una quantità pari a 5°. Dato che l'illuminazione complessiva è stata scelta pari a 90°, l'inclinazione descritta si presenta anche sull'orizzonte. Questi gradi di elevazione consentono un margine di protezione anche nella situazione peggiore a massima distanza, in quanto in questo caso il velivolo opera ad un'elevazione di 10°. Un eventuale abbassamento indesiderato della quota può quindi essere rilevato in telemetria e opportunamente corretto in telecomando, mentre non sarebbe stato possibile effettuarlo se l'aereo

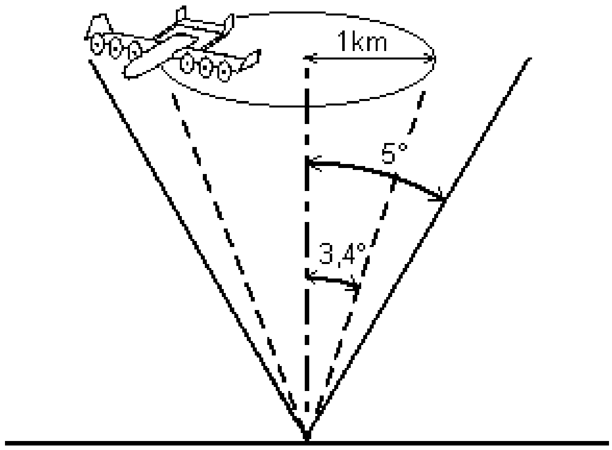


Figura 9.4. Situazione di copertura, vista di profilo, relativa all'antenna di terra nel caso in cui il velivolo percorra una traiettoria standard

operasse nella condizione limite di 5°. Un'elevazione di 5° consente, inoltre, di eliminare le limitazioni dovute alla curvatura terrestre e all'ellissoide di Fresnel, evitando che il fascio di irradiazione venga oscurato da eventuali ostacoli presenti lungo la traiettoria. Si può infatti calcolare, ad esempio, che un ostacolo posto a metà della massima distanza orizzontale a cui opera il velivolo, cioè a 56.7 km, non interrompe il cammino diretto se presenta un'altezza inferiore a circa 4.65 km.

Il diagramma di irradiazione dell'antenna che si vuole realizzare è, quindi, quello mostrato nella figura 9.5. Esso è relativo alle coordinate solidali con la realizzazione fisica dell'antenna; per le considerazioni esposte in precedenza risulta evidente che l'antenna che genera tale diagramma di irradiazione dovrà essere montata con una inclinazione di 50° verso l'alto: 45° sono necessari per alzare il diagramma di irradiazione sopra l'orizzonte, mentre gli altri 5° sono relativi al margine sull'inseguimento in azimut e in elevazione descritto in precedenza.

Si è scelto di realizzare il diagramma di irradiazione mostrato nella figura 9.5 mediante una schiera di dipoli equispaziati ed equiorientati per ottenere il fascio di 10°, mentre per limitare l'elevazione a 90° è stato inserito un riflettore piano ad un'appropriata distanza.

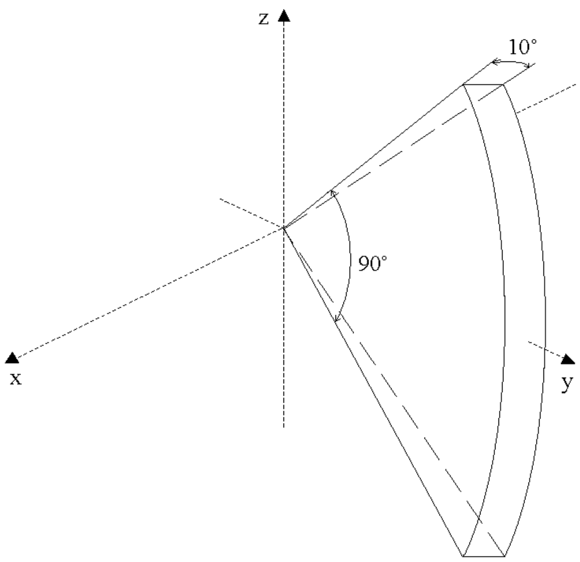


Figura 9.5. Diagramma di irradiazione desiderato per l'antenna di terra

Nel seguito verrà analizzato il dimensionamento di diverse possibili realizzazioni di tale schiera a seconda del tipo di ampiezza della corrente utilizzata nell'alimentazione dei singoli dipoli.

9.3.1 Schiera lineare ad ampiezze unifomi

Nel paragrafo precedente si è accennato al fatto che l'antenna di terra possa essere realizzata mediante una schiera di dipoli. In generale, nel progetto di una schiera di antenne affiancate, identiche ed equiorientate, oltre alla scelta delle antenne i parametri liberi riguardano la posizione spaziale degli elementi e i loro coefficienti di alimentazione. Il campo prodotto dalla schiera in un generico punto dello spazio è dato, per linearità, dalla somma vettoriale dei campi prodotti in tale punto da ciascuna antenna, cioè:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_n(\vec{r}) \tag{9.18}$$

dove con N si è indicato il numero di elementi che compongono la schiera. Ricordando l'equazione (9.14) si può dimostrare che il campo elettrico totale può essere fattorizzato in due contributi: uno rappresenta il campo prodotto dal singolo radiatore, mentre l'altro, detto *fattore di schiera* $F(\hat{r})$, è dato da:

$$F(\hat{r}) \triangleq \sum_{n=0}^{N-1} a_m e^{+jk_0 \hat{r}\cdot\vec{r}_n} \tag{9.19}$$

dove $\vec{r}_n$ è il vettore che identifica l'm-esima antenna rispetto a quella di riferimento, mentre a_m è definito come il rapporto tra l'm-esima corrente di alimentazione I_m e quella relativa all'elemento preso come riferimento (I_0), cioè:

$$a_m = \frac{I_m}{I_0} \tag{9.20}$$

Queste considerazioni permettono di affermare che la polarizzazione della schiera è la stessa di quella di ciascun elemento, in quanto il fattore di schiera è un termine scalare. Questo risultato permette inoltre di esprimere il diagramma di irradiazione della schiera come prodotto di quello relativo ad un solo radiatore $(\vec{P}_{e,0})$ per il fattore di schiera, secondo la relazione:

$$|\vec{P}_e(\hat{r})| = |\vec{P}_{e,0}(\hat{r})||F(\hat{r})| \tag{9.21}$$

Nel caso in cui si utilizzino singole antenne isotropiche, il termine $|\vec{P}_{e,0}|$ assume un valore unitario, da cui risulta che il fattore di schiera rappresenta il diagramma di irradiazione dell'intera schiera. Per effettuare lo studio di una schiera composta da elementi non isotropici è sufficiente analizzare quella relativa ad elementi isotropici e, successivamente, moltiplicare il fattore di schiera per il diagramma di irradiazione del singolo elemento, secondo l'equazione (9.21).

Si consideri ora una schiera costituita da una serie di antenne equiorientate ed equispaziate i cui centri sono allineati lungo la retta avente versore $\hat{x}$, come mostrato nella figura 9.6. Con questa rappresentazione è possibile scrivere che $\vec{r}_n = n\, d\, \hat{x}$ e quindi, indicando con α l'angolo tra $\hat{x}$ e $\hat{r}$, l'equazione (9.19) può essere riscritta come:

$$F(\alpha) = \sum_{n=0}^{N-1} a_m (e^{+jk_0 d\cos\alpha})^n \tag{9.22}$$

Nel caso in cui le correnti (normalizzate) dei singoli elementi abbiano ampiezza unitaria, cioè $|a_m| = 1\,\forall n$, si ottiene una schiera lineare uniforme a

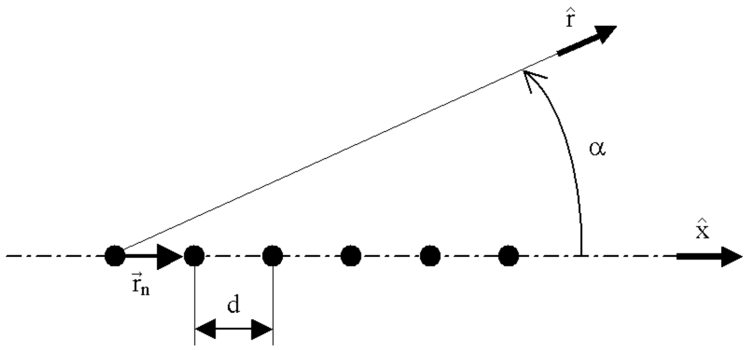


Figura 9.6. Rappresentazione schematica di una schiera d'antenne lineare ed equispaziata

sfasamento costante indicato con β, per cui il fattore di schiera diventa:

$$F(\alpha) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\beta} e^{jk_0 nd\cos\alpha} \tag{9.23}$$

Ricordando che k_0 vale $2\pi/\lambda$, introducendo la variabile ψ espressa come:

$$\psi = 2\pi\frac{d}{\lambda}\cos\alpha + \beta \tag{9.24}$$

e utilizzando le relazioni note:

$$\sum_{n=0}^{N-1} y^n = \frac{1-y^n}{1-y} \quad , \quad \sin(x) = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j} \tag{9.25}$$

l'equazione (9.23) assume la forma:

$$F(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = \frac{\sin\left(N\dfrac{\psi}{2}\right)}{\sin\left(\dfrac{\psi}{2}\right)} e^{j(N-1)\frac{\psi}{2}} \tag{9.26}$$

Poiché per la costruzione del diagramma di irradiazione è necessario il modulo del fattore di schiera, risulta importante analizzare la sua forma:

$$|F(\psi)| = \left| \frac{\sin\left(N\dfrac{\psi}{2}\right)}{\sin\left(\dfrac{\psi}{2}\right)} \right| \tag{9.27}$$

Si può dimostrare che $|F(\psi)|$ è una funzione periodica pari di periodo 4π; gli zeri $\psi_{z,p}$ di tale funzione sono dati da:

$$\psi_{z,p} = \pm\, p\, \frac{2\pi}{N} \tag{9.28}$$

dove p è un numero naturale non multiplo di N, in quanto se così non fosse si avrebbero degli zeri apparenti. In questi casi, cioè quando ψ è pari a 0 o a 2π o ad un suo multiplo, si ottiene il massimo di irradiazione; ricordando l'equazione (9.24) e impostando uno sfasamento β nullo[3], questa condizione è soddisfatta nel caso in cui si abbia $\cos\alpha = 0$, cioè l'angolo α sia, ad esempio, pari a 90°; le schiere di questo tipo sono dette *broadside* (BS), mentre se il massimo si ha per α pari a 0° o 180° la schiera è detta *endfire* (EF).

Occorre ricordare che ψ non è un angolo geometrico, bensì è legato all'angolo α di osservazione, come visto nell'equazione (9.24); fissati i valori di d e di λ, la variabile ψ può variare entro un certo intervallo detto *intervallo del visibile*, cioè quello per cui α appartiene all'intervallo compreso tra 0 e π, dato da:

$$\psi \in \left[\beta - 2\pi\frac{d}{\lambda}\,, \beta + 2\pi\frac{d}{\lambda}\right] \tag{9.29}$$

La scelta del rapporto d/λ non può essere casuale, in quanto aumentando la distanza d tra i radiatori oltre ad un certo valore si può verificare la presenza di due o più lobi principali nell'intervallo del visibile detti *grating lobe*: questo è un fenomeno indesiderato in quanto causa una diminuzione del guadagno massimo. Intuitivamente ciò accade perché non vi è un angolo unico in cui è presente la massima irradiazione e, quindi, la direttività risulta chiaramente più bassa. In genere si considera come situazione limite per l'assenza dei grating lobe, quella in cui il limite del visibile corrisponde con l'ultimo zero prima del secondo lobo principale. Considerando di lavorare con il fattore di fase β nullo, questa condizione può essere espressa matematicamente, sulla base delle equazioni (9.24) e (9.28), nel seguente modo:

$$\psi_{max} = 2\pi\frac{d}{\lambda} \leq \psi_{z,N-1} = (N-1)\frac{2\pi}{N} \tag{9.30}$$

[3]Lo sfasamento β è posto diverso da zero solo per realizzare la scansione elettronica del fascio, come verrà analizzato nel § 9.5.

dove con ψ_{max} si è indicato l'estremo del visibile. Da questa espressione può essere ricavata la condizione di assenza di grating lobe in funzione del rapporto d/λ, data da:

$$\frac{d}{\lambda} \leq 1 - \frac{1}{N} \tag{9.31}$$

Nel progetto della schiera da realizzare come antenna di terra, è richiesta un'apertura in azimut di 10°. Si utilizza una schiera di tipo BS, che presenta il massimo di irradiazione per α pari a 90°; si impone quindi che il primo zero (espresso in α) del diagramma di irradiazione sia strettamente inferiore a 85°, per assicurarsi che la semiapertura sia di almeno 5°. Ricordando l'equazione (9.28) ed esprimendo il primo zero $\psi_{z,1}$ in termini di $\alpha_{z,1}$ secondo l'equazione (9.24), si ottiene la seguente condizione:

$$N\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{\cos\alpha_{z,1}} \tag{9.32}$$

Sulla base di questa condizione e tenendo conto dell'assenza di grating lobe forniti dall'equazione (9.31), si è scelto un numero di elementi N in modo tale da ottenere un valore d/λ dell'ordine di 0.5, cioè una distanza tra i singoli dipoli di circa mezza lunghezza d'onda; a tale scopo si è impostato $N = 11$. Il passo successivo è quello di determinare l'effettivo rapporto d/λ in modo che, osservando il diagramma di irradiazione in $\alpha = 85°$, si abbia una diminuzione del guadagno pari a 3 dB rispetto al massimo. Utilizzando l'equazione (9.27) e ricordando che il massimo si ha per $\alpha = 90°$, cioè ψ nullo, si può scrivere:

$$|F(\psi_{3dB})| = \frac{|F(\psi = 0)|}{\sqrt{2}} \quad \Rightarrow \quad \left|\frac{\sin\left(N\dfrac{\psi_{3dB}}{2}\right)}{\sin\left(\dfrac{\psi_{3dB}}{2}\right)}\right| = \frac{N}{\sqrt{2}} \tag{9.33}$$

Risolvendo numericamente l'ultima uguaglianza è quindi possibile ricavare qual è il valore ψ_{3dB} tale per cui si perdono i 3 dB: si ricava $\psi_{3dB} \cong 14.5°$. Questo risultato permette, tramite l'equazione (9.24) e imponendo α pari a 85°, di calcolare l'effettivo rapporto d/λ, il quale risulta pari a circa 0.463, che soddisfa la condizione di assenza di grating lobe dell'equazione (9.31) con N pari a 11. Una volta fissati i valori di N e di d/λ è possibile ottenere l'andamento del fattore di schiera in funzione dell'angolo di osservazione α,

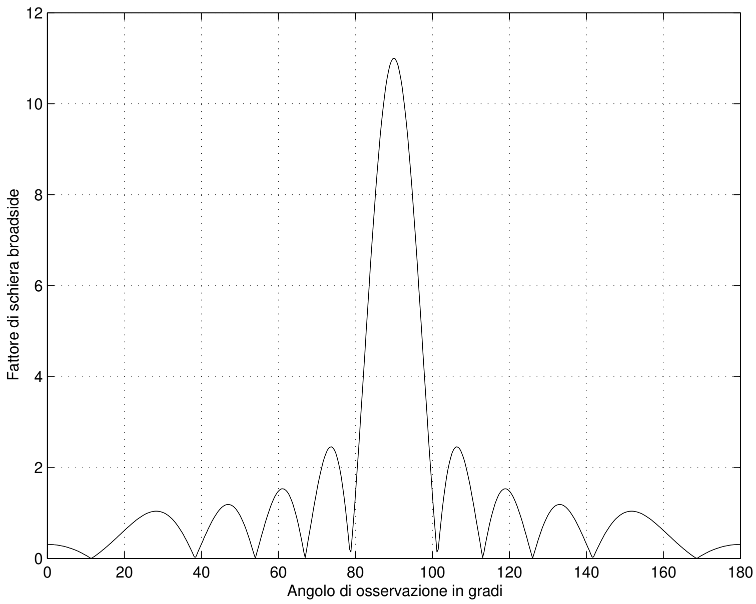


Figura 9.7. Fattore di schiera in funzione dell'angolo di osservazione α relativo al piano azimutale della schiera in esame

il quale viene mostrato nella figura 9.7; esso è relativo all'irradiazione lungo il piano azimutale (x,y).

Imponendo che i dipoli siano montati verticalmente, cioè paralleli a $\hat{z}$, il diagramma di irradiazione nel piano azimutale ha la stessa forma del fattore di schiera, in quanto il diagramma di irradiazione dei dipoli è una circonferenza e, quindi, non va ad influire sulla forma a meno di una costante, come si è esposto per l'equazione (9.21).

Ricordando le figure 9.1 e 9.5, nel piano (x,y) si desidera ottenere un massimo del diagramma di irradiazione per φ pari a 90°, mentre nel piano (y,z) lo si vuole per θ pari 90°. Per limitare l'apertura verticale a soli 90° si è scelto di inserire un piano metallico dietro la schiera di dipoli, in modo da ottenere una schiera EF lungo l'elevazione (massimo per $\alpha = 0$), come mostrato nella figura 9.8. Trascurando la finezza della piastra metallica, per il teorema dell'immagine (si veda [46], cap. 4.7), si ottiene una sorgente virtuale detta appunto *immagine*; si ricorda che i dipoli immagine hanno la stessa ampiezza di quelli reali, ma fase opposta e, quindi, la schiera lungo l'asse y presenta due elementi, cioè N_{ef} (endfire) è pari a due, posti ad una

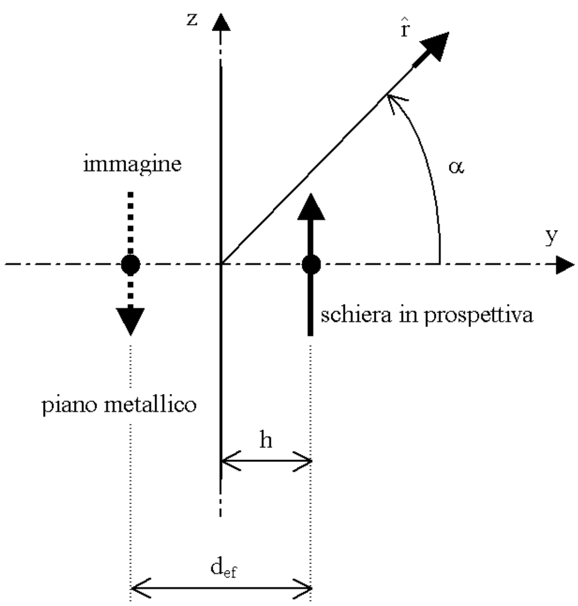


Figura 9.8. Rappresentazione della schiera lungo l'elevazione con relativa immagine dovuta all'inserzione del piano riflettente

distanza d_{ef} doppia rispetto a quella tra la schiera e il piano (indicata con h) e con uno sfasamento β_{ef} pari a π. Il diagramma di irradiazione ottenuto è, però, valido soltanto nel semipiano fisico, cioè quello relativo a valori di α compresi tra -90° e +90°. È opportuno ricordare che il diagramma di irradiazione che si ottiene è approssimato, in quanto si considera un piano metallico infinito. Al di fuori di tale regione angolare, il modello approssimato con il piano infinito prevede campo nullo; nella realtà, invece, vi saranno i contributi di diffrazione dovuti ai bordi della piastra.

Come per la situazione analizzata con la schiera BS, anche per quella EF mostrata nella figura 9.8 il diagramma di irradiazione complessivo sarà fornito dalla moltiplicazione di quello del singolo elemento (che qui è una schiera) per il fattore di schiera, secondo l'equazione (9.21). Il diagramma di irradiazione del singolo elemento non è più circolare come in precedenza, in quanto il dipolo non è più visto nel piano (x,y), bensì in quello (y,z); la sua espressione, si veda [48] (cap.2.2), risulta, in prima approssimazione, proporzionale al coseno dell'angolo di osservazione α indicato nella figura. Nelle schiere EF, il guadagno massimo si ha per $\alpha = 0$ e, siccome si desidera ottenere un'apertura di 90° centrata in 0, si è impostato che per α pari a 45° si avesse una perdita di guadagno di 3 dB; per determinare il rapporto d_{ef}/λ che assicuri tale condizione è stata risolta la seguente identità:

$$\left|\vec{P}_e\left(\alpha = 45°, \frac{d_{ef}}{\lambda}\right)\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}\left|\vec{P}_e\left(\alpha = 0°, \frac{d_{ef}}{\lambda}\right)\right| \tag{9.34}$$

A differenza dell'equazione (9.33), ora si deve considerare l'intero diagramma di irradiazione anziché il solo fattore di schiera, in quanto il singolo elemento non irradia più in modo circolare. L'equazione (9.34) è stata risolta numericamente mediante un programma di calcolo (Matlab) e fornisce differenti soluzioni; per alcune di esse, però, la condizione imposta è soddisfatta utilizzando dei lobi secondari, oppure risulta soddisfatta ma con la presenza di lobi secondari elevati dovuti a numerosi grating lobe nel fattore di schiera EF. Tra le possibili soluzioni è stata scelta quella con valore d_{ef}/λ pari a circa 0.586, la quale permette di ottenere un diagramma di irradiazione complessivo EF senza lobi secondari. Questo risultato comporta una distanza, tra il piano riflettente e la schiera di dipoli, pari a:

$$h = \frac{1}{2}\left(\frac{d_{ef}}{\lambda}\right)\lambda \cong 44 \text{ mm} \tag{9.35}$$

L'inserzione del piano metallico va a modificare anche il diagramma di irradiazione complessivo della schiera BS analizzata in precedenza nel piano (x,y); questo è dovuto al fatto che, a causa dell'immagine, il singolo elemento non ha più il diagramma di irradiazione di un radiatore isotropico (singolo dipolo nel piano (x,y)), bensì è dato da quest'ultimo per il fattore di schiera EF. Complessivamente, quindi, il singolo elemento della schiera BS ha un diagramma di irradiazione uguale al fattore di schiera EF. Per valutare quanto incida questa modifica sulla direttività nel piano (x,y), è stato realizzato il modulo al quadrato del fattore di schiera EF, che risulta proporzionale al guadagno, come visto nel § 9.2.1; esso è mostrato in forma polare nella figura 9.9, dove si osserva che, in presenza del piano metallico, il diagramma non assume più una forma circolare. La zona d'interesse è quella per 0°, in quanto in tale direzione si ha il massimo di irradiazione sia per il fattore di schiera BS che per quello EF. Si ricorda, infatti, che gli assi delle due schiere sono tra loro perpendicolari; il massimo relativo a quella EF risiede lungo il suo asse,

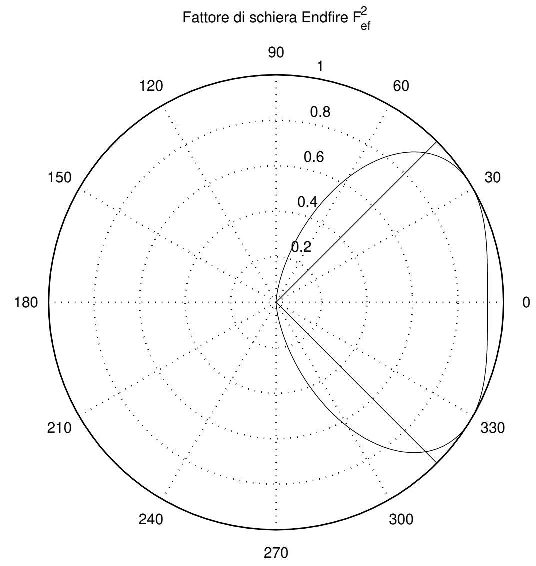


Figura 9.9. Diagramma polare del quadrato del fattore di schiera EF

mentre quello BS è perpendicolare, a sua volta, al suo asse, da cui risulta che entrambi i massimi sono situati nello stesso settore angolare. Nella zona in esame, a differenza di una circonferenza, il massimo è lievemente inferiore, ma i lobi laterali agli estremi del visibile vengono bruscamente attenuati.

Con riferimento alla figura 9.1, ora si dispone della forma del diagramma di irradiazione nelle sezioni a $\theta = \pi/2$ e $\varphi = \pi/2$; dalla loro combinazione si ottiene il diagramma di irradiazione complessivo $|\vec{P}_e(\theta,\varphi)|$ nello spazio, valido per $\theta,\varphi \in (0,\pi)$.

Per poter ottenere l'effettivo guadagno dell'antenna a schiera fin qui progettata, occorre utilizzare la *relazione di normalizzazione del guadagno*:

$$\int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\pi} \sin\theta \, g(\theta,\varphi) \, d\theta = 4\pi \tag{9.36}$$

Per quanto esposto nel § 9.2, si può ricordare che $g(\theta,\varphi) \propto |\vec{E}(\theta,\varphi)|^2$ e che, a sua volta, $|\vec{E}(\theta,\varphi)| \propto |\vec{P}_e|$, da cui si può concludere che $g(\theta,\varphi) = cost\,|\vec{P}_e|^2$, cioè è possibile legare il guadagno al diagramma di irradiazione; risulta quindi che, noto il diagramma di irradiazione e, quindi, il suo modulo al quadrato, è possibile ottenere l'andamento del guadagno, determinando la costante, secondo la seguente relazione:

$$g(\theta,\varphi) = \frac{4\pi}{\displaystyle\int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\pi} \sin\theta |\vec{P}_e(\theta,\varphi)|^2 \, d\theta} |\vec{P}_e(\theta,\varphi)|^2 \tag{9.37}$$

Il guadagno complessivo normalizzato relativo alla schiera in questione viene mostrato nella figura 9.10. Nella figura 9.11 viene presentato l'anda-

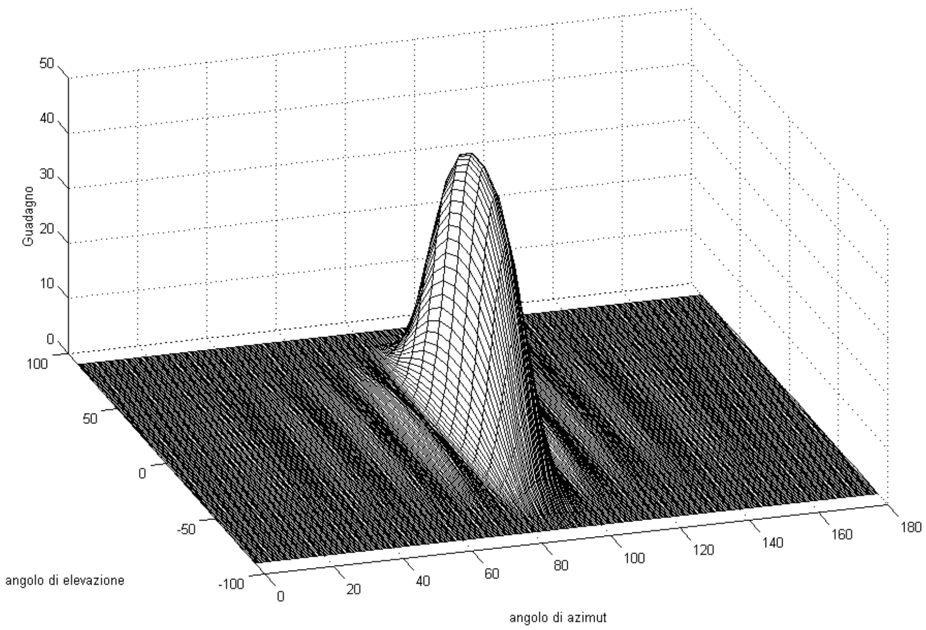
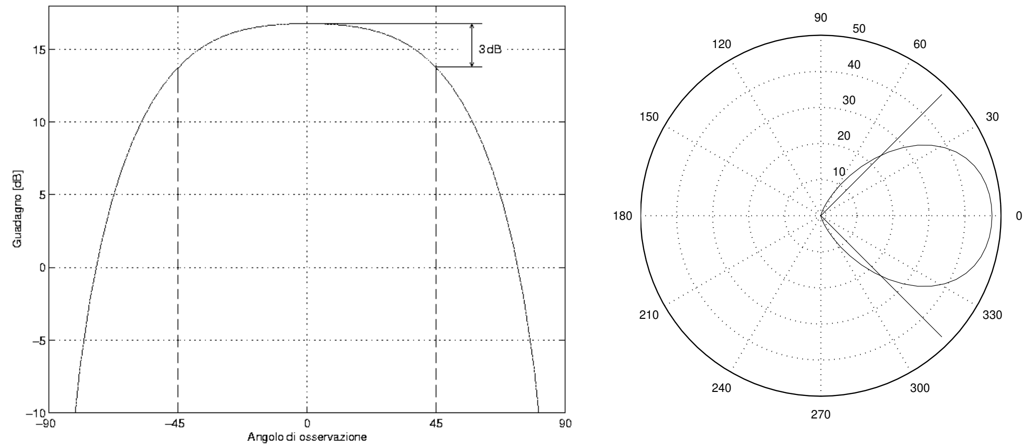


Figura 9.10. Diagramma del guadagno complessivo normazlizzato relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra

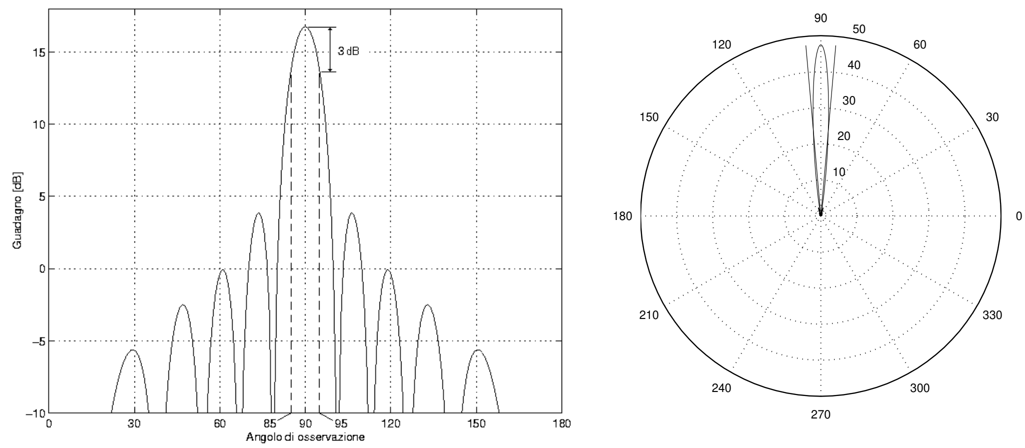
mento del guadagno al variare dell'angolo di osservazione α nella sezione verticale (elevazione) relativa al piano (y,z); in (a) esso è stato riportato in decibel, mentre in (b) è stato rappresentato in coordinate polari (in unità lineari). Si può osservare che non sono presenti lobi secondari e che il guadagno si riduce di 3 dB quando l'apertura raggiunge i 90°, come era stato imposto in fase di progetto.

Nella figura 9.12, invece, viene presentato l'andamento del guadagno al variare dell'angolo di osservazione α nella sezione azimutale relativa al piano (x,y); anche in questo caso in (a) l'andamento è fornito in decibel, mentre



(b) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.11. Sezione verticale (elevazione) del diagramma del guadagno normazlizzato relativo alla schiera utilizzata per realizzare il sistema dell'antenna di terra



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.12. Sezione azimutale del diagramma del guadagno normazlizzato relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra

in (b) viene rappresentato il diagramma in forma polare. In questo caso sono presenti dei lobi secondari, ma il loro livello risulta essere circa 12.9 dB inferiore rispetto al guadagno massimo; questo valore abbastanza limitato rischia di non garantire delle buone prestazioni. Infatti, per quanto accennato nel § 9.2.1, per garantire delle buone prestazioni i lobi secondari dovrebbero avere un livello di (20÷30) dB inferiore rispetto al massimo.

Il valore massimo del guadagno ottenibile è pari a circa 16.7 dB e può essere osservato sia nella sezione verticale che in quella azimutale; tale valore è uguale per entrambe in quanto le sezioni mostrate, relative rispettivamente a $\theta=\pi/2$ e $\varphi=\pi/2$, passano per il massimo del diagramma complessivo del guadagno mostrato nella figura 9.10.

La struttura complessiva dell'antenna realizzata è mostrata nella figura 9.13. In essa sono riportate tutte le dimensioni fisiche relative alla distanza

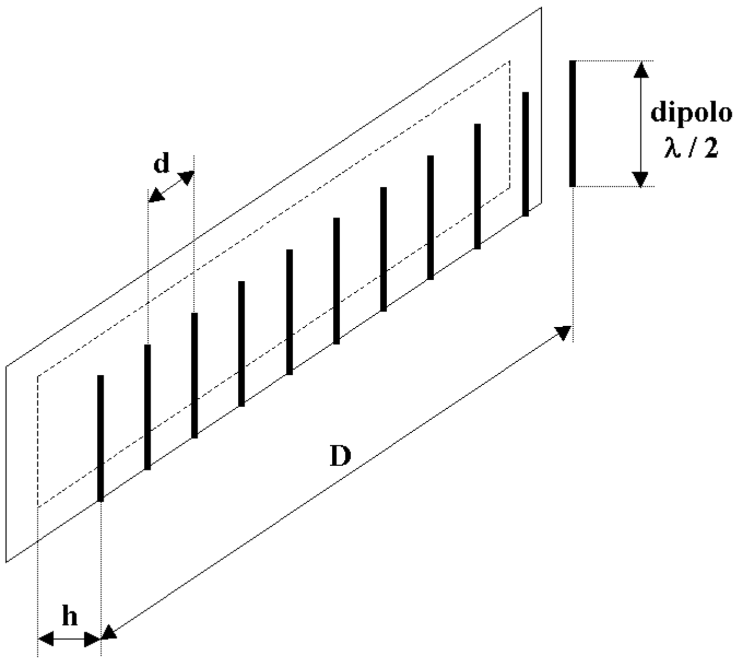


Figura 9.13. Struttura fisica della schiera realizzata per l'antenna di terra con relative dimensioni

tra singoli dipoli ($d \cong 69.5$ mm), quella tra la schiera ed il piano metallico (h=44 mm), nonché la lunghezza complessiva della schiera (D=695 mm); per il valore di λ utilizzato (λ=150 mm) il singolo dipolo a $\lambda/2$ presenta un'altezza pari a 75 mm.

9.3.2 Schiera lineare non uniforme ottenuta per mezzo di sintesi FTM

In seguito ai risultati ottenuti con la schiera precedente, relativi al livello dei lobi secondari rispetto al massimo, si è deciso di approfondire l'analisi della schiera lineare modificando, però, la distribuzione delle ampiezze relative alle correnti dei singoli dipoli. Per poter continuare a garantire l'apertura azimutale di 10°, può essere usato il metodo FTM (*Fourier Transform Method*), il quale permette di determinare, data una completa descrizione del diagramma di irradiazione desiderato, la distribuzione dei coefficienti di eccitazione dei singoli elementi della schiera che lo realizzano (si veda [48], pp. 520-533).

Ricordando le equazioni (9.22) e (9.24), se si prende come punto di riferimento il centro fisico della schiera, allora il fattore di schiera può essere scritto come:

$$F(\psi) = \sum_{m=-M}^{M} a_m e^{jm\psi} \tag{9.38}$$

dove ora i coefficienti di alimentazione a_m non sono più unitari, bensì assumono un'espressione che varia a seconda che il numero degli elementi N della schiera sia pari o dispari. In questa fase di progetto si sceglie di mantenere tale numero pari a 11 e verrà poi verificato se, come nel caso precedente, anche in questa soluzione proposta non si hanno fenomeni di grating lobe. Nel caso di N dispari gli a_m sono forniti da:

$$a_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} F_d(\psi)\, e^{-jm\psi}\, d\psi \qquad -M \leq m \leq M \tag{9.39}$$

dove con F_d si è indicato il fattore di schiera che si desidera ottenere, mentre M vale $(N-1)/2$. Anche per questo tipo di schiera lo sfasamento β presente nella variabile ψ è posto a zero, mentre si impone un valore del rapporto d/λ pari a 0.5, coerentemente con le scelte effettuate nel paragrafo precedente. Il valore del rapporto d/λ non è identico a quello ottenuto con la schiera lineare uniforme, in quanto le condizioni per le quali esso era stato ottenuto ora non sono più valide; infatti l'espressione non è più un semplice rapporto di seni a causa del fatto che i coefficienti d'eccitazione non sono più unitari. Per i valori indicati e ricordando nuovamente l'equazione (9.24), l'espressoine del parametro ψ diventa:

$$\psi = \pi \cos\alpha \tag{9.40}$$

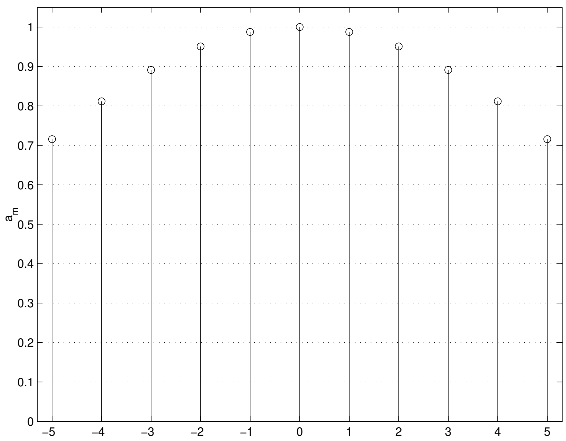
cioè dipende solo dall'angolo α di osservazione. Anche il diagramma di irradiazione, quindi, sarà funzione di tale angolo; il diagramma desiderato è fornito, perciò, da una porta di apertura pari a 10°, cioè:

$$F_d(\alpha) = \begin{cases} 1 \quad \text{per} & 85° \leq \alpha \leq 95° \\ 0 \quad \text{altrimenti} & \end{cases} \tag{9.41}$$

Utilizzando tale espressione, i coefficienti a_m dati dall'equazione (9.39) assumono i seguenti valori:

$$a_m = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi \cos 95°}^{\pi \cos 85°} e^{-jm\psi}\, d\psi = \frac{1}{\pi m} \sin[m(\pi \cos 85°)] \tag{9.42}$$

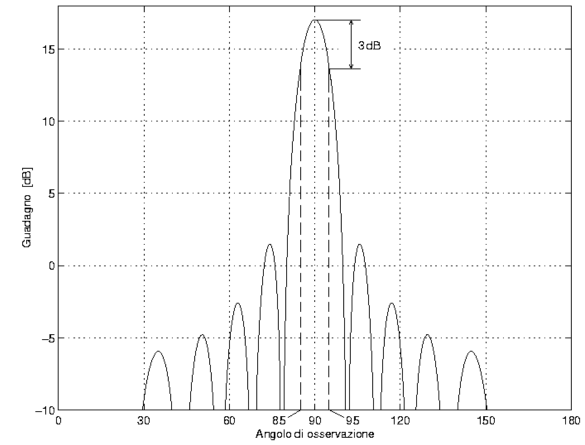
La loro rappresentazione viene mostrata nella figura 9.14. Inserendo nell'equa-



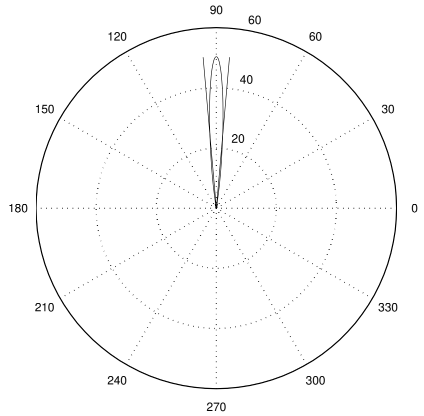
m	a_m
0	1
± 1	0.9875
± 2	0.9507
± 3	0.8912
± 4	0.8117
± 5	0.7156

Figura 9.14. Andamento dei coefficienti di eccitazione a_m ottenuti con la tecnica FTM e relativi valori normalizzati

zione (9.38) i coefficienti trovati, si ottiene il fattore di schiera effettivo e, moltiplicandolo per il diagramma di irradiazione EF, si ricava il diagramma di irradiazione complessivo lungo l'azimut della schiera progettata, secondo un procedimento analogo a quello seguito nel progetto della schiera uniforme presentato nel § 9.3.1. La forma complessiva del guadagno nello spazio è simile a quella mostrata nella figura 9.10, a meno di un fattore moltiplicativo e della differente forma dei lobi secondari. Per quanto concerne le sezioni, quindi, quella lungo l'elevazione ha la stessa forma, a meno di un fattore



(a) Diagramma in dB del guadagno



(b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.15. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra mediante il metodo FTM

moltiplicativo, di quella della schiera uniforme mostrata nella figura 9.11, mentre lungo l'azimut si ottiene l'andamento mostrato nella figura 9.15.

Rispetto ai risultati ottenuti con la schiera ad ampiezze uniformi, con questo tipo di ampiezze delle distribuzioni di corrente si ottengono dei risultati leggermente migliori, sia in termini di guadagno, che infatti aumenta a circa 17 dB, sia, soprattutto, in termini di lobi secondari. Questi ultimi, infatti, risultano più bassi rispetto a quanto non si ottenesse in precedenza; in particolare il loro livello massimo assume un valore di circa 1.6 dB, restando così al di sotto del guadagno massimo di una quantità pari a 15.4 dB. Nei paragrafi successivi si analizzeranno altre possibili soluzioni realizzative che consentano di abbassare ulteriormente tale livello. Questa scelta è dovuta anche al fatto che una schiera realizzata con la tecnica FTM non è di tipo standard, in quanto si basa su di un diagramma di irradiazione specifico voluto dall'utente; questo comporta elevati costi realizzativi, non essendo possibile effettuare la produzione su larga scala.

La rappresentazione fisica della schiera è sempre quella mostrata nella figura 9.13; le uniche variazioni riguardano la distanza d tra i dipoli, che ora è pari a 75 mm, e la lunghezza complessiva D della schiera, che misura 750 mm, mentre resta invariata la distanza h dal piano metallico, cioè 44 mm.

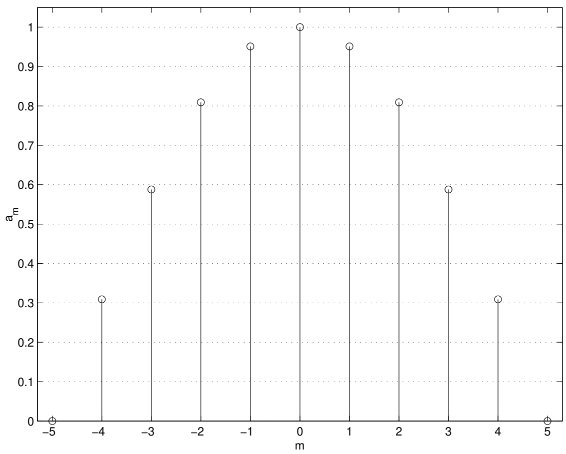
9.3.3 Schiera lineare non uniforme con distribuzione d'ampiezza a coseno

Esistono altre semplici distribuzioni d'ampiezza delle correnti relative alle schiere lineari, quali quella a coseno, che verrà presentata in questa sezione, e quella a coseno quadrato, che verrà analizzata nel successivo paragrafo.

Poiché si considera comunque una schiera con distribuzione d'ampiezza non uniforme, il fattore di schiera assume la stessa espressione già utilizzata per l'analisi con il metodo FTM trattato nel paragrafo precedente e mostrata nell'equazione (9.38). A differenza di esso, però, ora la distribuzione delle ampiezze delle correnti relative ai singoli elementi assumono una forma a coseno che può essere espressa come ([46], pp. 368-371):

$$a_m = \cos\left(\frac{\pi}{2M} m\right) \tag{9.43}$$

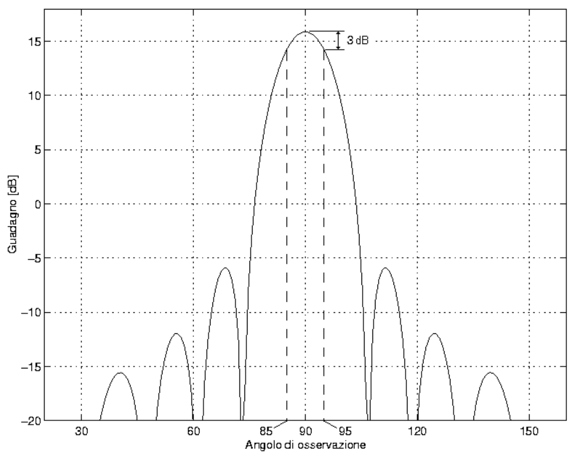
Tale distribuzione, con i relativi valori assunti, è mostrata nella figura 9.16. Una volta calcolata la distribuzione è possibile ottenere il fattore di schiera



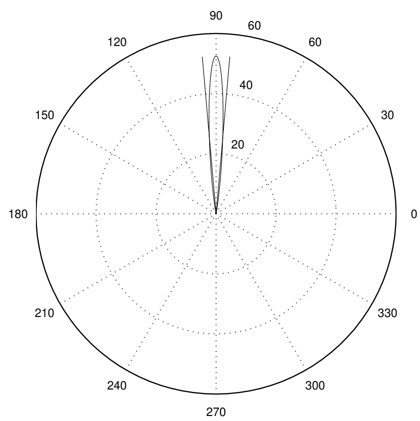
m	a_m
0	1
± 1	0.9511
± 2	0.8090
± 3	0.5878
± 4	0.3090
± 5	0

Figura 9.16. Andamento dei coefficienti di eccitazione a_m con distribuzione a coseno e relativi valori normalizzati

del piano (x,y); per tale scopo è però necessario impostare il valore opportuno del rapporto d/λ. La scelta è stata effettuata ricercando in modo esaustivo quel particolare valore che permettesse di garantire un'apertura del fascio il più possibile vicina a 10°; questa ricerca non era necessaria nel caso analizzato nel § 9.3.2 con il metodo FTM, in quanto quest'ultimo garantisce l'apertura del fascio desiderata indipendentemente dal rapporto d/λ, dato che i coefficienti a_m vengono scelti appositamente. La ricerca ha mostrato che la scelta migliore prevede un d/λ pari a 0.7. Moltiplicando il fattore di schiera così ottenuto per il diagramma di irradiazione EF del piano (y,z), che rimane sempre invariato dato che non si modifica la posizione del piano metallico, si perviene al diagramma di irradiazione complessivo ne piano (x,y) della schiera progettata; per quanto visto nel § 9.3.1, relativamente alla schiera EF, l'apertura azimutale rimane praticamente quella impostata nel fattore di schiera, in quanto la schiera EF, nella zona di interesse, non apporta sostanziali modifiche (si veda figura 9.9). Anche questa volta l'andamento del guadagno nello spazio, che si ricorda essere proporzionale al quadrato del campo e quindi al quadrato del diagramma di irradiazione, ha la forma simile a quella mostrata nella figura 9.10, a meno del valore del guadagno massimo e del livello dei lobi secondari. Nella figura 9.17 viene riportata la sezione azimutale per poter apprezzare le variazioni introdotte da questa distribuzione delle ampiezze non uniformi. I risultati mostrano un guadagno



(a) Diagramma in dB del guadagno



(b) Diagramma polare del guadagno

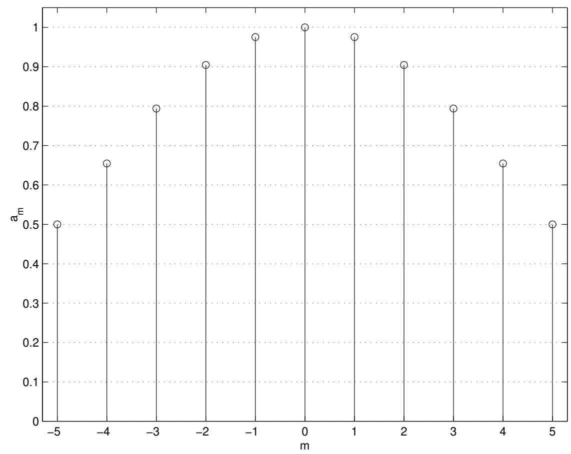
Figura 9.17. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra con distribuzione delle ampiezze delle correnti a coseno

massimo di circa 17.2 dB ed un livello SLL dei lobi secondari pari a 21.8 dB; quest'ultimo è un valore nettamente migliore rispetto a quelli ottenuti con le precedenti realizzazioni, in quanto permette di aumentare lo scostamento dal massimo di oltre 6 dB. Le nuove dimensioni che si ottengono, dovute alla scelta del rapporto d/λ, prevedono una distanza d tra i dipoli di 105 mm e, quindi, una lunghezza complessiva D pari a 1.05 m.

La schiera così realizzata, quindi, presenta delle dimensioni maggiori rispetto alle precedenti, ma soprattutto presenta l'inconveniente di avere dei coefficienti di eccitazione delle correnti che si discostano notevolmente tra loro; una possibile soluzione è quella di sommare ai coefficienti una quantità costante e poi effettuare nuovamente una normalizzazione, in modo da evitare un rapporto infinito tra l'ampiezza massima e quella minima. L'equazione (9.43) può quindi essere riscritta come:

$$a_m = 1 + \cos\left(\frac{\pi}{2M}m\right) \tag{9.44}$$

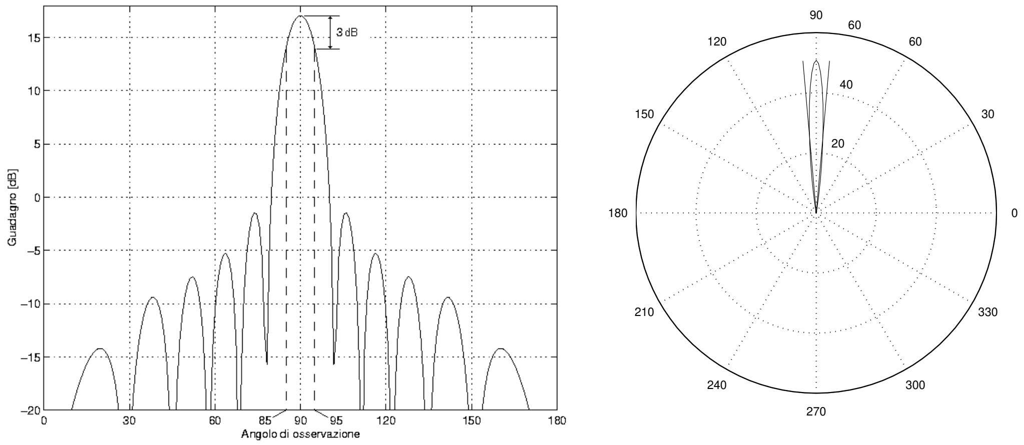
la quale viene poi divisa per due in modo da ottenere il coefficiente massimo unitario. Nella figura 9.18 viene mostrata la nuova distribuzione, detta *a coseno rialzato*, con i relativi valori normalizzati.



m	a_m
0	1
± 1	0.9755
± 2	0.9045
± 3	0.7939
± 4	0.6545
± 5	0.5

Figura 9.18. Andamento dei coefficienti di eccitazione a_m con distribuzione a coseno rialzato e relativi valori normalizzati

Come visto in precedenza, è necessario valutare l'opportuno rapporto d/λ che garantisca la corretta apertura del fascio prossima a 10°; in questo caso il valore da utilizzare è pari a 0.52. Il nuovo andamento del guadagno ottenuto nella sezione azimutale viene mostrato nella figura 9.19. Il nuovo massimo del guadagno risulta pari a circa 17.1 dB, mentre il primo lobo secondario



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.19. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra con distribuzione delle ampiezze delle correnti a coseno rialzato

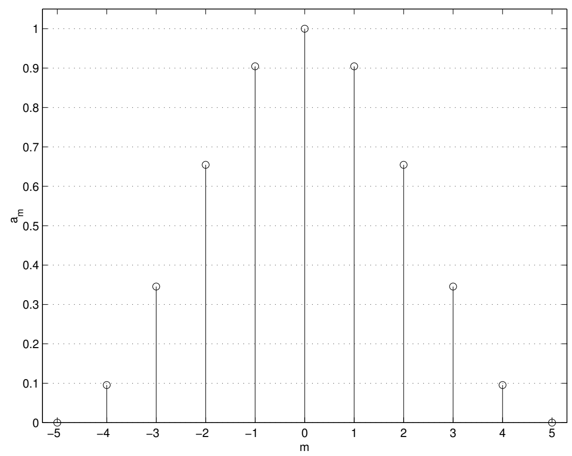
ha un'ampiezza di -1.4 dB, ottenendo così un livello dei lobi secondari pari a circa 18.5 dB. Questi risultati mostrano che il comportamento globale è solo lievemente peggiorato in termini di SLL, restando comunque migliore di quelli relativi alla schiera lineare uniforme e non uniforme FTM. Un aspetto positivo riguarda le dimensioni, in quanto il rapporto d/λ è inferiore rispetto alla distribuzione a coseno originale (0.52 invece di 0.7), permettendo di avvicinare tra loro i dipoli (d=78 mm) e, quindi, ottenendo una lunghezza complessiva inferiore al metro (D=780 mm).

9.3.4 Schiera lineare non uniforme con distribuzione d'ampiezza a coseno quadrato

In questo paragrafo viene presentata la soluzione che utilizza, come ampiezze relative ai coefficienti delle alimentazioni dei singoli dipoli, una distribuzione di tipo coseno quadrato ([46], p. 370), data dalla seguente espressione:

$$a_m = \cos^2\left(\frac{\pi}{2M}m\right) \tag{9.45}$$

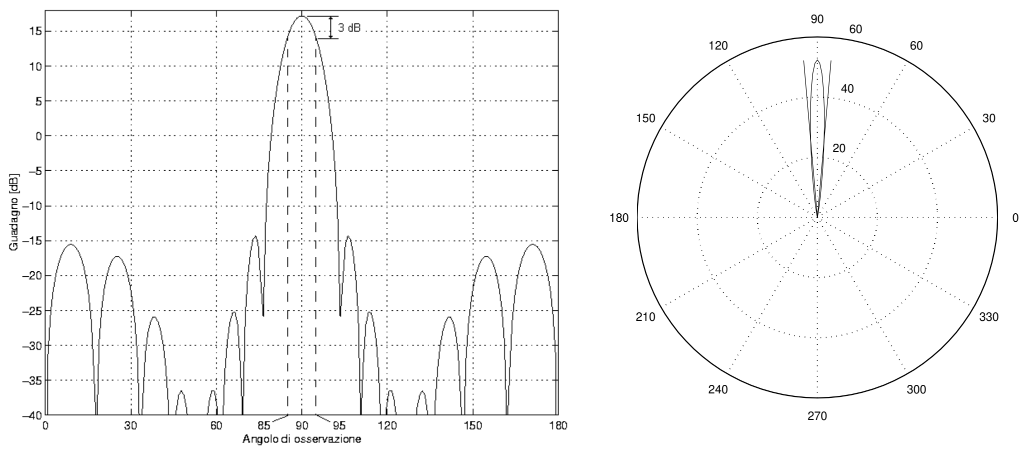
La distribuzione, con i relativi valori, viene riportata nella figura 9.20. Con tali valori viene nuovamente realizzato il fattore di schiera, effettuando il solito processo iterativo sul rapporto d/λ in modo da ottenere circa 10° come



m	a_m
0	1
$\pm$ 1	0.9045
$\pm$ 2	0.6545
$\pm$ 3	0.3455
$\pm$ 4	0.0955
$\pm$ 5	0

Figura 9.20. Andamento dei coefficienti di eccitazione a_m con distribuzione a coseno quadrato e relativi valori normalizzati

apertura azimutale del fascio; la ricerca ha mostrato che è necessario utilizzare un valore pari a 0.84. Moltiplicando, poi, per il fattore di schiera EF si ottiene il diagramma di irradiazione azimutale; nella figura 9.21 viene riportato l'andamento del guadagno ottenuto nella sezione azimutale. Come per la distribuzione a coseno, il guadagno massimo vale circa 17.2 dB, mentre si



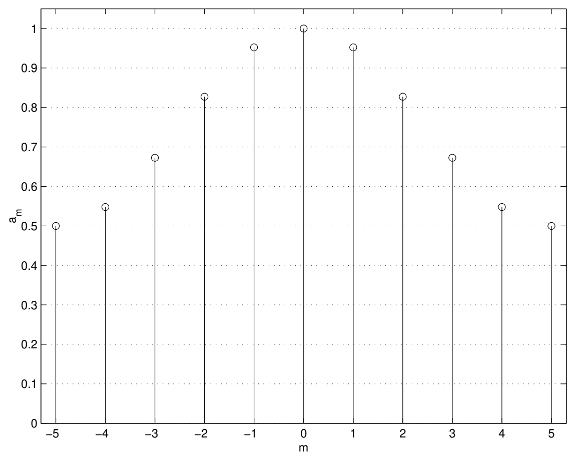
(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.21. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra con distribuzione delle ampiezze delle correnti a coseno quadrato ottiene un netto miglioramento in termini di lobi secondari, il cui livello dal massimo si attesta a 31.5 dB, garantendo così delle buone prestazioni. Dalla figura 9.21 (a), si può notare come il livello dei lobi secondari non diminuisca in modo monotono, ma tenda a risalire distanziandosi sufficientemente dal valore del massimo. Questo aspetto è dovuto al fatto che, lavorando con un d/λ elevato (pari a 0.84), il fattore di schiera BS contiene un grating lobe nell'intervallo del visibile, il quale però risulta attenuato rispetto al lobo principale grazie al fattore di schiera EF che, si ricorda, ha il diagramma polare mostrato nella figura 9.9. La presenza di un grating lobe è dovuta al fatto che il d/λ scelto si avvicina parecchio al limite che ne garantisce l'assenza; un rapporto così elevato di d/λ comporta anche una maggior distanza tra i dipoli elementari (d=126 mm) e, quindi un aumento delle dimensioni complessive (D=1.26 m).

Per eliminare il problema relativo all'elevato rapporto tra l'ampiezza massima e minima delle correnti di alimentazione, anche in questo caso si può utilizzare una versione rialzata della distribuzione, data da:

$$a_m = 1 + \cos^2\left(\frac{\pi}{2M} m\right) \tag{9.46}$$

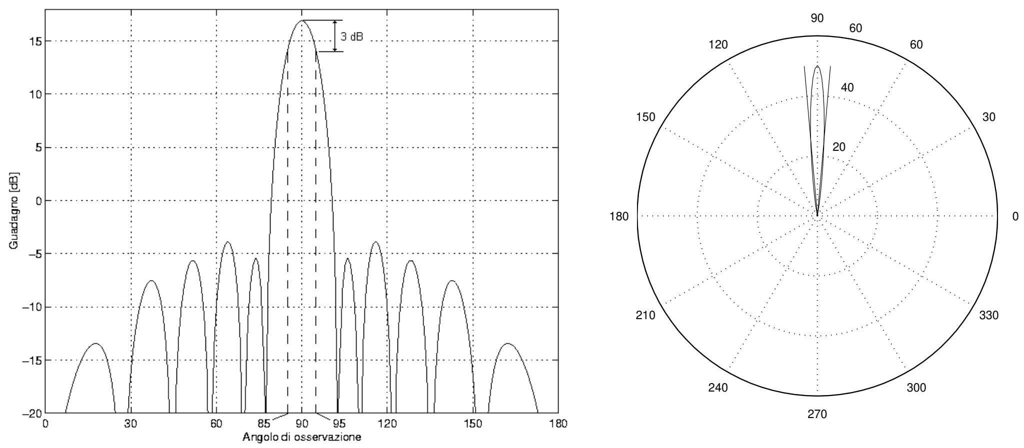
e mostrata nella figura 9.22 con i relativi valori normalizzati. La ricerca



m	a_m
0	1
± 1	0.9523
± 2	0.8273
± 3	0.6727
± 4	0.5477
± 5	0.5

Figura 9.22. Andamento dei coefficienti di eccitazione a_m con distribuzione a coseno quadrato rialzato e relativi valori normalizzati

esaustiva del rapporto d/λ per ottenere un'apertura di circa 10° porta, questa volta, ad un valore pari a 0.51. Il guadagno relativo alla sezione azimutale viene presentato nella figura 9.23. Quest'ultima soluzione presenta un gua-



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.23. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare an l'antenna di terra con distribuzione delle ampiezze delle correnti a coseno quadrato

dagno massimo di 16.9 dB e un livello dei lobi secondari[4] inferiore rispetto al massimo di 20.8 dB; si può concludere che la necessità di limitare le difficoltà realizzative, dovute al grande scostamento tra le ampiezze dei coefficienti di eccitazione, è pagata in termini di livello dei lobi secondari, in quanto la soluzione rialzata perde circa 10.5 dB rispetto alla distribuzione a coseno quadrato normale, mentre il guadagno subisce una diminuzione contenuta. Le dimensioni fisiche della schiera con quest'ultima soluzione presentata sono minori rispetto a quelle ottenute con la relativa distribuzione non rialzata, grazie al minor rapporto d/λ utilizzato; in particolare si ha una lunghezza complessiva D della schiera pari a 765 mm, in virtù di una distanza d tra i singoli elementi pari a 76.5 mm.

[4]Dalla figura 9.23 (a) si può notare che il lobo secondario che influisce sul calcolo del SLL non è quello immediatamente adiacente al lobo principale, bensì quello successivo.

9.4 Considerazioni conclusive sulle antenne di terra

Nel § 9.3 sono state analizzate diverse proposte per le antenne di terra. Il tipo di antenna voluto è quella a ventaglio, con un'apertura di circa 10° lungo l'azimut e 90° lungo l'elevazione; queste aperture consentono di seguire l'aereo durante la sua rotta circolare. Per realizzare l'antenna a ventaglio si è scelto di utilizzare una schiera lineare di dipoli, che differisse per i coefficienti a_m dati dal rappporto tra la corrente I_m dell'm-esimo dipolo e la corrente I_0 del dipolo preso come riferimento.

Nella tabella 9.1 vengono riportati i vari tipi di schiera analizzati con i relativi parametri di guadagno massimo G, livello dei lobi secondari rispetto al massimo (SLL), distanza d tra i vari dipoli (costante per ogni tipo di schiera) e lunghezza complessiva D della schiera. Posteriormente e parallela-

Tabella 9.1. Tipi di antenne di terra al variare delle ampiezze delle correnti di alimentazione degli elementi della schiera

Tipo di ampiezza delle correnti dei dipoli delle schiere lineari	**G** [dB]	**SLL** [dB]	**d** [mm]	**D** [m]
uniforme	16.7	12.9	69.5	0.695
non uniforme per sintesi FTM	17	15.4	75	0.75
non uniforme a coseno	17.2	21.8	105	1.05
non uniforme a coseno rialzato	17.1	18.5	78	0.78
non uniforme a coseno quadrato	17.2	31.5	126	1.26
non uniforme a coseno quadrato rialzato	*16.9*	*20.8*	*76.5*	*0.765*

mente alla schiera viene sempre posizionato un piano metallico alla distanza h = 44 mm dagli N dipoli; si è scelto di utilizzare 11 dipoli, ciascuno con lunghezza pari a $\lambda/2$.

Osservando la tabella si nota che il guadagno massimo G resta quasi uguale per tutte le possibili realizzazioni; per la scelta della migliore si considereranno, quindi, l'ampiezza dei lobi secondari, le dimensioni dell'antenna e la complessità di realizzazione.

La schiera di tipo uniforme viene scartata in quanto possiede un livello dei lobi secondari troppo ridotto per poter fornire prestazioni adeguate; quella non uniforme ottenuta per sintesi FTM, invece, oltre a presentare il problema di non avere elevati valori di SLL, risulta di difficile realizzazione in quanto non è di tipo standard, ma viene scelta in base alle preferenze del singolo utente (questo comporta dei costi di produzione maggiori). I risulati migliori sono forniti, invece, da quelle non uniformi con ampiezze delle correnti con distribuzione a coseno o a coseno quadrato, che raggiungono dei valori di SLL di oltre 20 dB. Tali distribuzioni, però, posseggono un rapporto a_0/a_5 tra i coefficienti delle ampiezze delle correnti che tende ad infinito; questo problema rende molto complessa la realizzabilità di tali antenne. Si è scelto di utilizzare, perciò, le rispettive versioni di tipo rialzato che, sebbene presentino dei valori di SLL più bassi, sono di più facile realizzazione; in particolare, l'antenna scelta, indicata in corsivo nella tabella, è quella con distribuzione del tipo a coseno quadrato rialzato, che consente di guadagnare qualche decibel sul livello dei lobi secondari e qualche centimetro sulla dimensione della schiera.

Il tipo di antenna scelta verrà utilizzato nel capitolo 10, per il calcolo del link-budget, e nel successivo paragrafo, per lo studio relativo all'applicazione della scansione elettronica che consente di seguire, il più possibile, il velivolo nelle sue condizioni di volo senza effettuare spostamenti meccanici dell'antenna.

9.5 Scansione elettronica delle fasi per l'antenna di terra

Nel § 9.4 si è mostrata l'opportunità di utilizzare come antenna di terra, tra tutte quelle analizzate, la schiera non uniforme con distribuzione delle ampiezze, relativi ai coefficienti di eccitazione dei singoli elementi, di tipo a coseno quadrato rialzato, analizzata più in dettaglio nel § 9.3.4. Nel § 9.3, inoltre, è stata presentata la necessità di effettuare una scansione elettronica delle fasi per poter spostare il fascio di illuminazione dell'antenna di terra in modo da riuscire ad inseguire il velivolo durante le posibili condizioni di volo; si ricorda, comunque, che in caso di spostamenti di area d'interesse è necessaria una scansione meccanica.

La scansione elettronica può essere realizzata semplicemente facendo assumere alla fase β relativa all'equazione (9.24) opportuni valori e, facendoli variare, si trasla di una quantità pari a β la finestra del visibile espressa in termini del parametro ψ, secondo quanto indicato nell'equazione (9.29). Impostando la fase β pari a π, è possibile far si che l'intervallo del visibile relativo al fattore di schiera nel piano azimutale, cioè nel piano $(x{,}y)$, comprenda due massimi, uno dovuto al lobo principale e l'altro relativo ad un grating lobe; l'andamento del fattore di schiera normalizzato relativo a questa condizione viene mostrato nella figura 9.24. Il parametro β indica il centro

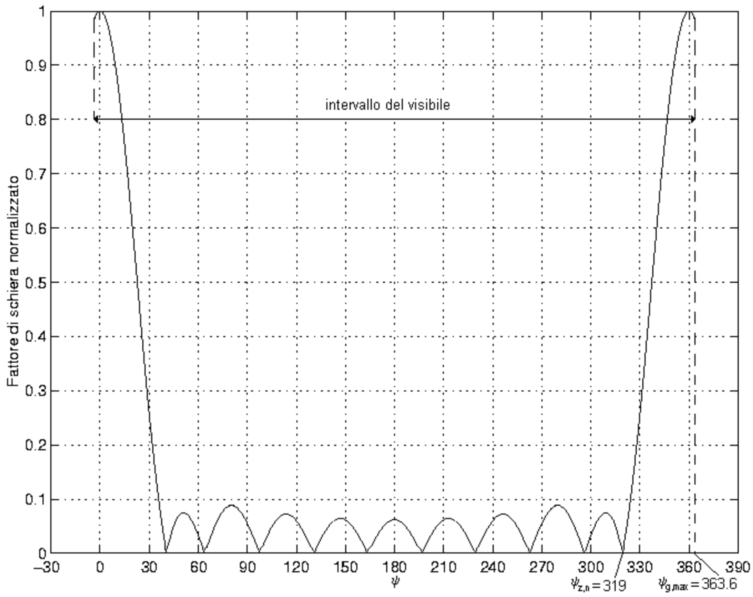


Figura 9.24. Fattore di schiera normalizzato nel piano azimutale che si ottiene con sfasamento β pari a π, realizzato in funzione della variabile ψ espressa in gradi

della traslazione della finestra del visibile espressa in termini di ψ ed è compreso tra *pi* e π, in quanto rappresenta lo sfasamento fisico tra le correnti di alimentazione dei singoli elementi componenti la schiera[5]. Si vuole realizzare la scansione in modo che non compaiano grating lobe nel visibile e, quindi,

[5]Uno sfasamento β superiore a π può essere visto come uno sfasamento negativo pari a $2\pi - \beta$.

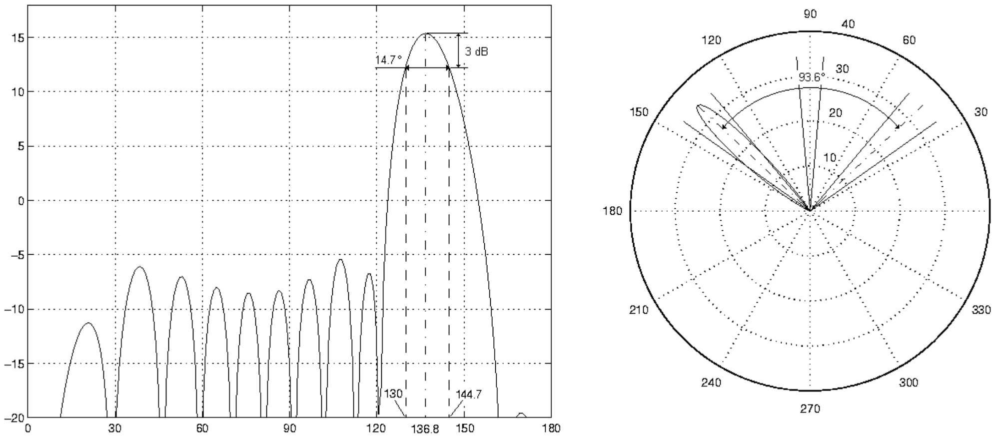
si ricerca il massimo valore di β che consenta di soddisfare tale condizione. Sapendo che il valore di β indica il centro della finestra del visibile, se si indica con $\psi_{g,max}$ il valore di ψ tale per cui si ha il massimo del grating lobe e con $\psi_{z,n}$ il valore di ψ per cui cade l'ultimo zero del lobo principale prima del grating lobe, allora la massima traslazione accettabile della finestra e, quindi, il massimo sfasamento β_{max} (espresso in gradi) da applicare alle correnti di eccitazione può essere espresso come:

$$\beta_{max} = 180^\circ - (\psi_{g,max} - \psi_{z,n}) \tag{9.47}$$

Facendo riferimento alla figura 9.24, si ha che:

$$(\psi_{g,max} = 363.6^\circ \, , \psi_{z,n} = 319^\circ) \quad \Rightarrow \quad \beta_{max} = 135.4^\circ \tag{9.48}$$

Inserendo i valori di β compresi tra $-\beta_{max}$ e β_{max} nell'espressione di ψ data dall'equazione (9.24), ricordando l'equazione (9.38) e utilizzando come coefficienti a_m quelli ottenuti nella distribuzione a coseno quadrato rialzato ottenuti con l'equazione (9.46) e mostrati (normalizzati) nella figura 9.22, si ottiene la scansione del fattore di schiera relativo al piano (x,y). Moltiplicando quest'ultimo per il fattore di schiera EF si realizza la scansione del diagramma di irradiazione nel piano azimutale, moltiplicando il quale per il diagramma di irradiazione nel piano (y,z) di elevazione si ottiene la scansione del diagramma di irradiazione complessivo in θ e φ. La moltiplicazione per il fattore di schiera EF potrebbe, peross, modificare l'andamento desiderato nel piano azimutale e quindi occorre verificare che la variazione apportata non sia rilevante. A tal fine è stato realizzato l'andamento del guadagno nella sezione azimutale, il qule viene mostrato nella figura 9.25. Si può notare che il guadagno massimo nella posizione di massimo sfasamento rappresentata nella figura 9.25, non è più pari a 16.9 dB, ma risulta abbassato ad un valore di 15.4 dB. Questo fenomento è dovuto a due fattori: il primo riguarda l'allargamento del lobo principale il quale, infatti, presenta una larghezza a -3 dB (HPBW) pari a circa 14.7° invece degli usuali 10°, mentre il secondo è legato al diagramma di irradiazione del singolo elemento ($|\vec{P}_e(0)|$). Esso, infatti, non è circolare, in quanto non si dispone di un radiatore isotropico, ma, visto nel piano (x,y), si hanno due "radiatori isotropici" sfasati di π che, a loro volta, creano una schiera EF il cui modulo al quadrato del diagramma



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.25. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra con distribuzione delle ampiezze delle correnti a coseno quadrato nel caso di massimo sfasamento β_{max} tra le correnti di alimentazione dei singoli elementi

di irradiazione è stato mostrato nella figura 9.9. Il massimo spostamento del fascio principale in termini di α (angolo di osservazione) che può essere realizzato con β_{max}, è pari a 46.8° in entrambe le direzioni, per una scansione complessiva di 93.6°, come indicato nel diagramma polare mostrato nella figura 9.25 (b). Quando si realizza la scansione, il massimo del guadagno tende a spostarsi dal centro dell'apertura del fascio, anche se di una quantità modesta: in particolare per la massima scansione di 46.8° il massimo risulta scostato di circa 0.6°. Questa deformazione è dovuta al fatto che l'angolo di osservazione α non è legato in modo lineare alla variabile ψ, ma con la seguente relazione ottenuta invertendo l'equazione (9.24):

$$\alpha = \arccos\left[\frac{1}{2\pi(d/\lambda)}(\psi - \beta)\right] \tag{9.49}$$

Per i risultati ottenuti in questo paragrafo ,si può concludere che la scansione elettronica del fascio realizzata non permette di seguire il velivolo in tutte le sue fasi di volo, in quanto è limitata ad un campo di visibilità (con antenna meccanicamente ferma) di poco più che 90°. Si consiglia, comunque, di effettuare uno spostamento meccanico dell'antenna qualora sia necessario mantenere costantemente una scansione elevata, in modo da realizzare un puntamento che garantisca il massimo guadagno; per questo motivo nel calcolo del link-budget analizzato nel capitolo 10 verrà mantenuto come guadagno dell'antenna di bordo il valore massimo. Sarà quindi necessario dotare il sistema di terra di un software in grado di prelevare i dati provenienti dal velivolo, estrarne la posizione, calcolare il corretto puntamento elettronico del fascio e, se la posizione persiste per un certo intervallo di tempo impostato, ruotare in modo meccanico l'antenna.

9.6 Studio del sistema di antenne di bordo

L'antenna che occorre realizzare a bordo dovrebbe essere teoricamente omnidirezionale, in modo tale da riuscire a comunicare con la stazione di terra in qualsiasi condizione di volo, anche nel caso in cui il velivolo sia ribaltato o si trovi sulla pista di atterraggio. Questa soluzione non è praticabile con una singola antenna, in quanto non è nota la trasparenza alle onde elettromagnetiche da parte dell'aereo stratosferico; a tale proposito si suppone che esso non sia trasparente, per cui occorre posizionare più antenne a bordo in opportune posizioni in modo che risulti ugualmente visibile in ogni situazione. La soluzione minima presenta due antenne poste sotto e sopra la carlinga del velivolo, ma una scelta più corretta ed efficiente potrà essere effettuata solo una volta nota la geometria esatta dell'aereo. L'inserzione di più antenne richiederà, a bordo del velivolo, un dispositivo in grado di gestire i segnali ricevuti dalle due o più antenne; ad esempio, nel caso più semplice, si può decidere di commutarle tra loro in funzione del livello di segnale ricevuto, oppure si può decidere di realizzare una soluzione più sofisticata quale la miscelazione dei vari segnali; in questo caso, però, la gestione è più complessa e critica, in quanto occorre effettuare opportuni controlli sulle fasi.

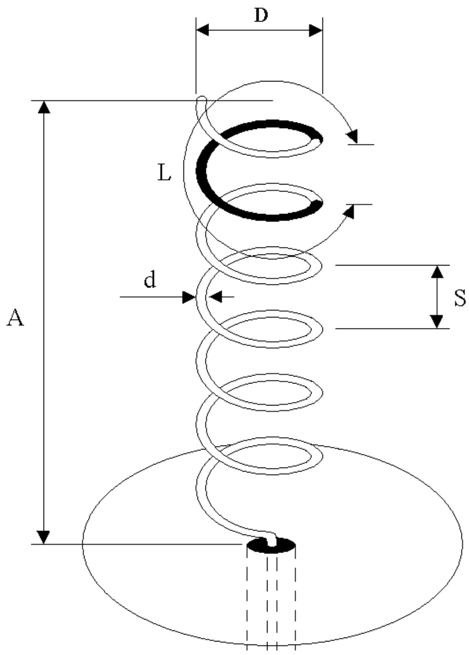
La soluzione di due sole antenne montate sopra e sotto il velivolo richiede che esse siano in grado di irradiare su di una semisfera, cioè con un'apertura di 180°. Va inoltre considerato che se l'aereo dovesse trovarsi in condizioni critiche, ad esempio nel caso in cui venisse investito da un jet stream, potrebbe assumere un angolo di rollio anche di $\pm 90°$; in queste condizioni le antenne irradierebbero un segnale con con polarizzazione orizzontale rispetto alle antenne di terra, le quali irradiano con polarizzazione verticale. Questo comporterebbe una perdita per polarizzazione (trattata nel § 9.2.1 e quantificata in modo più preciso nel § 10.2.4 per il calcolo del link-budget) pressoché totale, rischiando così di perdere il controllo del velivolo. Per evitare questo pericoloso inconveniente si è deciso di cercare delle soluzioni realizzative che permettessero di ottenere una polarizzazione circolare; se si riuscisse ad effettuare una polarizzazione perfettamente circolare, condizione molto critica da realizzare, come verrà analizzato nei succcessivi paragrafi, un rollio di $\pm 90°$ non comporterebbe alcuna perdita aggiuntiva rispetto a quella dovuta all'accoppiamento di una polarizzazione verticale (a terra) con una circolare (a bordo) che è quantificabile in 3 dB, come verrà calcolato nel § 10.2.4.

Nel seguito verranno proposte alcune soluzioni realizzative di antenne con polarizzazione circolare, nel limite realizzativo, e con apertura del fascio il più possibile prossima a 180°; tale trattazione non vuole essere esaustiva, ma soltanto dimostrare la fattibilità delle antenne richieste a bordo dell'aereo stratosferico.

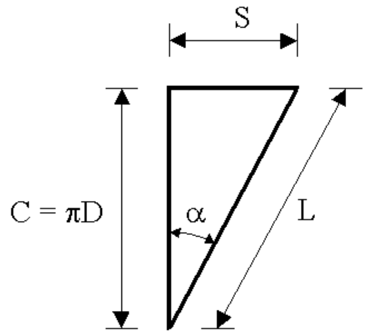
9.6.1 Soluzione con più antenne a elica

Le antenne ad elica sono tra le più utilizzate per irradiare un segnale con polarizzazione circolare; la loro configurazione geometrica è mostrata nella figura 9.26 (a), in cui i vari simboli introdotti hanno il seguente significato:
- D: diametro dell'elica;
- C: circonferenza dell'elica, pari a πD;
- S: spazio tra due rotazioni, valutato da centro a centro;
- α: è detto angolo di *pitch* dell'elica, dato da: $\arctan(S/\pi D)$;
- L: lunghezza di una rotazione;
- N: numero di rotazioni;
- A: lunghezza assiale dell'elica, di valore NS;
- d: diametro del conduttore che realizza l'elica.

Il diametro D e la circonferenza C si riferiscono al cilindro immaginario la cui superficie passa attraverso la linea di centro del conduttore dell'elica. Nella figura 9.26 (b) è rappresentata la relazione tra la circonferenza C, lo spazio S, la lunghezza L di una rotazione e l'angolo di pitch α di un'elica. È



(a) Geometria e dimensioni



(b) Relazione tra i parametri

Figura 9.26. Rappresentazione di una generica antenna ad elica

normale consuetudine esprimere le dimensioni in numero di lunghezze d'onda; in particolare si utilizza la seguente notazione:

$$C_\lambda = \frac{C}{\lambda} \quad , \quad S_\lambda = \frac{S}{\lambda} \quad , \quad L_\lambda = \frac{L}{\lambda} \tag{9.50}$$

Le antenne ad elica possono essere viste come la generalizzazione delle antenne lineari e di quelle circolari, infatti quando lo spazio S tra due rotazioni è nullo, si annulla anche l'angolo α e l'elica diventa un anello; qualora, invece, fosse nullo il diametro D, allora α=90° e l'elica diventa un conduttore lineare.

Le antenne ad elica possono operare in differenti modi; i principali sono il modo *normale*, cioè di tipo BS, e quello *assiale*, di tipo EF. Nel primo caso il campo irradiato è massimo nella direzione normale all'asse dell'elica, mentre è minimo lungo esso e per certe geometrie, in teoria, è in grado di emettere onde con polarizzazione circolare. Per poter operare con un modo normale, le dimensioni dell'elica devono essere usualmente piccole rispetto alla lunghezza d'onda, cioè $nL \ll \lambda$, presentando così una bassa efficienza.

Nel modo assiale, il massimo dell'intensità dell'irradiazione si ha lungo l'asse della elica; tale modo è quello di uso più comune in quanto permette di realizzare una polarizzazione circolare su di un'ampia larghezza di banda e presenta un'efficienza superiore rispetto al modo normale. Le antenne ad elica sono usualmente utilizzate nelle applicazioni di telemetria spaziale via satellite o nelle sonde spaziali.

Per le considerazioni esposte, il progetto verrà realizzato con antenne ad elica operanti nel modo assiale ([47], cap. 7). Per eccitare il modo assiale, il diametro D deve essere una frazione rilevante della lunghezza d'onda; in particolare per ottenere una polarizzazione circolare nel lobo principale, la circonferenza delle eliche deve essere prossima ad una lunghezza d'onda; tipicamente i valori usati prevedono che $3/4 < C_\lambda < 4/3$. Inoltre è richiesto che lo spazio S tra le rotazioni sia pari a circa $\lambda/4$, il che implica un angolo α compreso tra $12°$ e $14°$, come mostrato nella figura 9.26 (b). Sovente l'antenna ad elica opera, come mostrato nella figura 9.26 (a), con la presenza di un piano di massa ed è alimentata da una linea di trasmissione coassiale, il cui conduttore interno è collegato all'elica, mentre quello esterno termina nel piano citato. Il diametro del piano di massa deve avere delle dimensioni di almeno $3\lambda/4$ e la sua presenza permette di evitare l'insorgere di lobi posteriori indesiserati. A differenza del modo normale, in questo caso le dimensioni dell'elica non sono così critiche, garantendo una certa facilità di costruzione; ad esempio il diametro del conduttore deve essere compreso nell'intervallo che va da 0.005λ a 0.05λ.

In prima approsimazione, il diagramma di irradiazione in campo lontano di un'elica è il prodotto di quello di un singolo anello per il fattore di schiera di N radiatori isotropici. Infatti un'elica può essere vista come una schiera costituita da N radiatori ad anello, secondo lo schema di principio già mostrato nella figura 9.6: a differenza di essa, però, ora la distanza tra i singoli elementi è pari a S, mentre l'angolo di osservazione verrà indicato con ϕ (anziché α, che in questo caso indica l'angolo di pitch). Quando l'antenna a elica è lunga, in particolare per $NS_\lambda > 1$, il fattore di schiera è più direttivo rispetto al diagramma di irradiazione del singolo anello e da esso dipende maggiormente la forma del diagramma di irradiazione complessivo; quindi l'approssimazione in campo lontano del diagramma di irradiazione di un'elica lunga è dato dal fattore di schiera (si veda [47], p. 188). Ricordando l'equazione (9.27), in questo caso il modulo del diagramma di irradiazione complessivo può essere espresso come il fattore di schiera, cioè:

$$|F(\psi)| = \left| \frac{\sin\left(N\dfrac{\psi}{2}\right)}{\sin\left(\dfrac{\psi}{2}\right)} \right| \tag{9.51}$$

dove N è il numero di sorgenti, mentre ψ ora può essere espresso come:

$$\psi = S_r \cos\phi + \delta \tag{9.52}$$

in cui $S_r = 2\pi S/\lambda$ e δ rappresenta la differenza di fase tra due radiatori della schiera considerata, distanti S tra loro, pari alla fase che si accumula lungo un anello di lunghezza L_λ percorso dall'onda elettromagnetica. Essa assume, ricordando le notazioni indicate nella (9.50), la seguente espressione:

$$\delta = -2\pi\frac{L}{\lambda_e} = -2\pi\frac{L_\lambda}{\lambda_e/\lambda} = -2\pi\frac{L_\lambda}{p} \tag{9.53}$$

Il segno meno è dovuto al fatto che la fase della seconda sorgente è in ritardo rispetto a quella della sorgente precedente, e così per le successive. Con λ_e si è indicata la lunghezza d'onda all'interno dell'elica, mentre p rappresenta la velocità di fase relativa richiesta per produrre l'irradiazione in modalità assiale, la quale può essere ottenuta come rapporto tra la velocità di fase v dell'onda lungo il conduttore dell'elica e la velocità della luce c nel vuoto, cioè $p = v/c$. Dato che $\lambda_e = v/f$, p può anche essere espresso come λ_e/λ; l'equazione (9.52) può quindi essere riscritta come:

$$\psi = 2\pi\left(S_\lambda \cos\phi - \frac{L_\lambda}{p}\right) \tag{9.54}$$

La radiazione sarà nel modo assiale se i campi di tutte le sorgenti sono in fase nei punti sull'asse dell'elica, cioè per $\phi = 0$; affinché questo accada occorre che:

$$\psi = -2\pi m\ , \quad m = 0{,}1{,}2{,}3\ldots \tag{9.55}$$

Imponendo $\phi = 0$ ed uguagliando quest'ultima espressione con l'equazione (9.54), la condizione per avere un modo assiale diventa:

$$\frac{L_\lambda}{p} = S_\lambda + m \tag{9.56}$$

Il caso con m nullo non rappresenta una condizione realizzabile, a meno che p non ecceda l'unità; nel caso in cui p sia unitario, la condizione sarebbe rispettata per $S = L$, cioè l'elica degenererebbe in un'antenna lineare (in questo caso, comunque, non si ottiene una radiazione assiale).

Un caso di particolare interesse è quello con $m = 1$, per il quale la condizione (9.56) può essere risolta da:

$$p = \frac{L_\lambda}{S_\lambda + 1} \tag{9.57}$$

La velocità di fase p effettiva di un'elica ha un'espressione abbastanza complessa che dipende dalla geometria dell'antenna, si veda [47] (pp. 191-192), il cui calcolo esula dalla trattazione qui esposta; si può comunque verificare che, in prima approssimazione, la condizione (9.57) è soddisfatta per antenne con $3/4 < C_\lambda < 4/3$ e $12° < \alpha < 15°$, come si era già accennato in precedenza.

Risulta anche interessante analizzare la circolarità della polarizzazione; ricordando le condizioni espresse dall'equazione (9.13), in coordinate sferiche si può scrivere che:

$$\frac{\vec{E}(\hat{\varphi})}{\vec{E}(\hat{\theta})} = \pm j \tag{9.58}$$

dove $\vec{E}(\hat{\varphi})$ ed $\vec{E}(\hat{\theta})$ sono rispettivamente le componenti del campo lungo $\hat{\varphi}$ e $\hat{\theta}$, secondo il sistema di riferimento rappresentato nella figura 9.27.

Nel caso delle antenne ad elica si definisce il rapporto assiale (*axial ratio*) come:

$$AR \triangleq \frac{|\vec{E}(\hat{\varphi})|}{|\vec{E}(\hat{\theta})|} \tag{9.59}$$

Per ottenere la polarizzazione circolare lungo l'asse dell'elica, cioè per $\theta = 0$, è sufficiente imporre che il rapporto assiale sia unitario; si può dimostrare (si veda [47], pp. 203-208) che quest'ultimo vale:

$$AR = \frac{2N + 1}{2N} \tag{9.60}$$

e quindi si ottiene una polarizzazione circolare tanto migliore quanto più N è elevato. Usualmente un valore di N pari a 7 è considerato sufficientemente adeguato per ottenere, con buona approssimazione, una polarizzazione circolare; in particolare, con tale scelta si ottiene che $AR = 1.07$. Sulla base

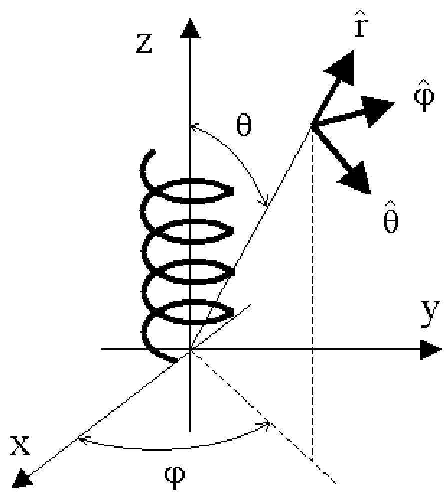


Figura 9.27. Sistema di riferimento utilizzato nell'antenna ad elica

delle misure effettuate sui diagrammi di irradiazione di un grande numero di antenne ad elica, sono state ricavate delle formule semi-empiriche utili nel progetto di tali antenne; in particolare la larghezza del fascio a metà potenza (HPBW) è data dalla seguente relazione:

$$HPBW \cong \frac{52}{C_\lambda \sqrt{NS_\lambda}} \tag{9.61}$$

mentre la direttività può essere espressa come:

$$D_{eliche} \cong 15 C_\lambda^2 N S_\lambda \tag{9.62}$$

Si può notare che la direttività, e quindi il guadagno, è proporzionale all'inverso del quadrato di HPBW.

Volendo ottenere a bordo del velivolo un'antenna avente un fascio con apertura la più ampia possibile (teoricamente 180°), l'equazione (9.61) suggerisce di utilizzare dei valori piccoli di C_λ e S_λ; si potrebbe anche ridurre N, ma tale valore verrà mantenuto pari a 7 per poter realizzare una polarizzazione circolare, secondo quanto espresso in precedenza. Ricordando le condizioni necessarie per avere un modo assiale, cioè $3/4 < C_\lambda < 4/3$ e $12° < \alpha < 15°$, si può calcolare qual è la massima apertura ottenibile, fissato N pari a 7, impostando $C_\lambda = 3/4$, $\alpha = 12°$ e di conseguenza, sulla base della figura 9.26 (b), $S_\lambda = 0.16$; si ottiene un HPBW pari a circa 65.5°. Questo risultato mostra come sia impossibile ottenere l'ampia irradiazione voluta mediante una sola antenna ad elica. Una possibile soluzione è quella di utilizzare più antenne ad elica, opportunamente direzionate, in modo che ognuna di esse sia in grado di coprire un certo settore nello spazio. In questo modo è possibile utilizzare un'opportuna circuiteria in grado di discriminare, ad esempio, quale sia il segnale ricevuto con la massima potenza, in modo da utilizzare solo la relativa antenna ad elica. Viste le aperture massime ottenibili, si può pensare di coprire lo spazio della semisfera richiesta utilizzando un insieme di sette antenne ad elica, disposte lungo gli spigoli verticali di una piramide a base esagonale, più una lungo l'asse; la vista dall'alto di questa disposizione è mostrata nella figura 9.28. La rappresentazione mostrata pre-

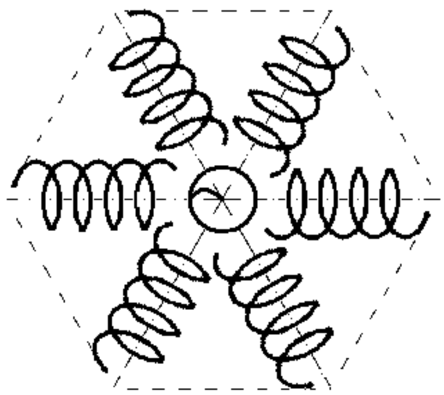


Figura 9.28. Vista dall'alto relativa alla disposizione spaziale delle eliche per ottenere un'antenna con copertura di una semisfera

vede di montare tutte e sette le antenne assieme, cioè ubicate nelle stessa zona dell'aereo; si noti, comunque, che esse potrebbero anche essere opportunamente distribuite sulla superficie inferiore del velivolo (e altrettante sulla superficie superiore per proteggersi dall'eventuale ribaltamento dell'aereo).

Questa possibile soluzione richiede che ciascuna antenna ad elica presenti un'apertura del fascio di circa 60°. Per questo motivo sono stati ricercati dei valori di C_λ e di S_λ meno critici dei casi limite utilizzati nella ricerca dell'apertura massima, ma tali da ottenere un'apertura leggermente superiore di 60°; in questo modo si verifica una certa sovrapposizione dei fasci che garantisce la copertura anche nelle zone ai bordi del fascio di ciascuna antenna. Una ricerca esaustiva ha condotto alla scelta dei seguenti parametri:

$$C_\lambda = 0.77 \quad , \quad S_\lambda = 0.17 \tag{9.63}$$

cioè un angolo di pitch $\alpha = 12.45°$, che rientra nei limiti da rispettare per ottenere un modo assiale. Introducendo questi valori nell'equazione (9.61), si ottiene un'apertura del fascio a -3 dB pari a circa 62° (si ricorda che si lavora con N=7). La disposizione angolare delle antenne, per realizzare la copertura di bordo richiesta, è quindi quella mostrata nella figura 9.29, relativa ad una proiezione della distribuzione relativa alla struttura complessiva.

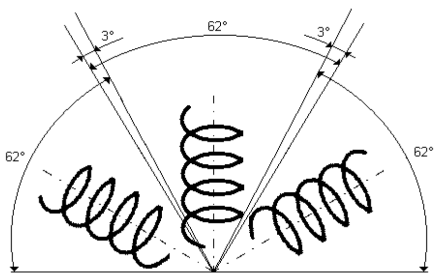
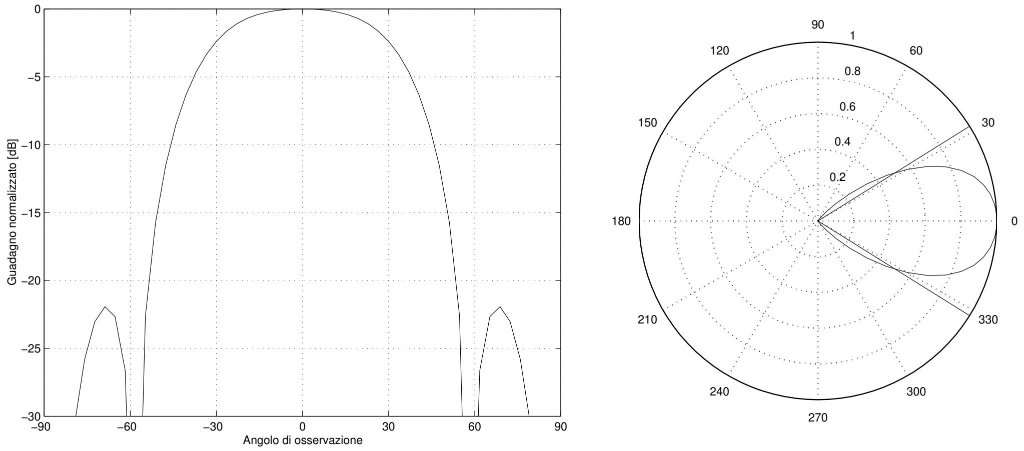


Figura 9.29. Disposizione angolare delle eliche lungo una proiezione della struttura complessiva

Dall'equazione (9.62) è invece possibile ricavare la direttività; utilizzando l'equazione (9.6) e considerando in prima approssimazione il rendimento ohmico dell'antenna η unitario, allora la direttività massima fornisce anche il guadagno massimo, che quindi assume un valore pari a circa 10.2 dB.

I risultati ottenuti per via analitica possono essere integrati con un'analisi grafica; in particolare, ricordando che in prima approssimazione il diagramma di irradiazione complessivo di un'antenna ad elica è uguale al fattore di schiera relativo alle N sorgenti utilizzate, è possibile ottenere l'espressione del guadagno. Si ricorda infatti che quest'ultimo è proporzionale, secondo l'equazione (9.37), al modulo al quadrato del diagramma di irradiazione. L'andamento normalizzato del guadagno relativo all'antenna ad elica progettata viene riportato nella figura 9.30, relativamente ad una sezione con φ costante. L'andamento proposto permette di valutare il livello dei lobi



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.30. Andamento del guadagno relativo all'antenna ad elica progettata al variare dell'angolo θ

secondari, il quale si attesta intorno a circa 22 dB.

L'andamento complessivo del guadagno nello spazio relativo alla singola antenna ad elica progettata può essere ottenuto per rotazione dell'andamento del guadagno in una sezione, grazie al fatto che si dispone di una simmetria assiale

Si analizzano ora le dimensioni complessive dell'antenna proposta in questo paragrafo. Dato che si sono impostate le dimensioni $C_\lambda = 0.77$ e $S_\lambda = 0.17$, tenendo presenti le relazioni espresse nell'equazione (9.50) e ricordando che la lunghezza d'onda λ è di 15 cm (si lavora con una frequenza centrale di circa a 2 GHz), si ottiene una circonferenza C pari a 115,5 mm e, quindi, un diametro D dell'elica di 36.76 mm. Il passo dell'elica, cioè lo spazio S, risulta invece di 25.5 mm, da cui risulta una lunghezza totale A dell'elica pari a 178.5 mm, dato che si è fissato $N = 7$. L'ingombro totale di un'elica è dunque dato da un cilindro con altezza pari ad A (178.5 mm) e diametro di base di circa D (36.76 mm); se poi si considera l'utilizzo di un piano metallico di dimensioni $3\lambda/4$, allora l'elica sarà montata su di una piastra quadrata di 112.5 mm di lato.

9.6.2 Antenna a dipoli incrociati

Per poter ottenere una polarizzazione circolare è possibile utilizzare, oltre alle antenne ad elica, dei semplici dipoli incrociati a 90°; in questo modo, infatti, controllando opportunamente le fasi delle correnti che alimentano i due elementi è possibile ottenere qualunque tipo di polarizzazione.

Per ottenere la polarizzazione circolare è sufficiente alimentare i due radiatori con due correnti tra loro in quadratura, cioè sfasate di 90°. Per poter garantire un comportamento noto e regolare del diagramma di irradiazione prodotto dai dipoli, è necessario posizionare questa antenna davanti ad un piano metallico riflettente, così da caratterizzare analiticamente la sorgente immagine; in assenza di un piano metallico fisico, infatti, ve ne potrebbe essere comunque uno a causa delle riflessioni sul velivolo le quali, però, avrebbero fasi e ampiezza non note a priori, impedendo così una corretta caratterizzazione analitica del diagramma di irradiazione complessivo. L'introduzione del piano metallico genera, analogamente a quanto esposto nel § 9.3.1 per la schiera lineare di terra, un'antenna immagine in cui i singoli elementi saranno ancora dei dipoli incrociati, ma con le correnti sfasate di 180° rispetto ai dipoli fisici; la situazione complessiva, quindi, può essere vista come una schiera EF con il relativo fattore di schiera. In seguito, per poter ottenere un'adeguata apertura del fascio verrà analizzata la distanza di posizionamento del piano riflettente dai dipoli incrociati.

Dato che il fattore di schiera è un termine scalare, come mostrato nell'equazione (9.19), la polarizzazione della schiera è uguale a quella del singolo elemento che, nel caso considerato, è costituito dai due dipoli incrociati; si considera che essi siano disposti rispettivamente lungo l'asse x e lungo l'asse y, come mostrato nella figura 9.31. Risulta quindi importante verificare che i due dipoli incrociati forniscano una polarizzazione circolare. L'espressione generale del campo elettrico in regione di campo lontano (si veda [49], pp. 20-27) può essere scritta come:

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu\overline{\overline{G}}_a(\vec{r}) \cdot \vec{M}_e \tag{9.64}$$

dove con $\overline{\overline{G}}_a(\vec{r})$ si è indicata la *diadica di Green* asintotica, data da:

$$\overline{\overline{G}}_a(\vec{r}) = (\hat{\theta}\hat{\theta} + \hat{\varphi}\hat{\varphi})\,\Psi(r) \tag{9.65}$$

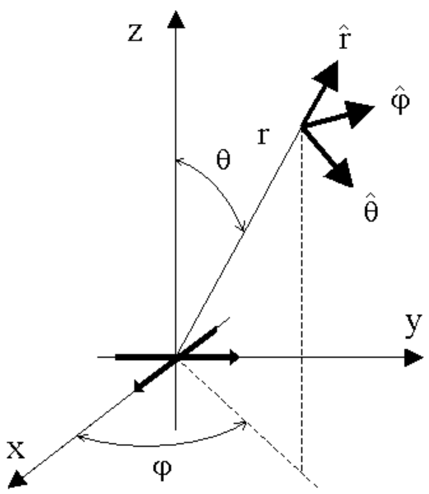


Figura 9.31. Disposizione spaziale dei due dipoli incrociati utilizzati per realizzare l'antenna di bordo

in cui $\Psi(r)$ rappresenta la *funzione di Helmholtz* o funzione di Green scalare che assume l'espressione:

$$\Psi(r) = \frac{1}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \tag{9.66}$$

Il termine $\vec{M}_e$ dell'equazione (9.64), invece, indica il *momento elettrico* dell'antenna (misurato in A·m) che, ipotizzando che le correnti di ciascun dipolo siano distribuite in modo uniforme, può essere scritto come:

$$\vec{M}_e = I_0\, l\, \hat{x} + I_0\, l\, \hat{y} \tag{9.67}$$

dove I_0 e l sono rispettivamente il modulo della corrente del singolo dipolo e la lunghezza fisica dell'elemento (dipolo a $l = \lambda/2$). Esprimendo j come $e^{j\pi/2}$, ricordando che $c = 1/\sqrt{\mu\varepsilon}$ e $Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon}$, l'espressione del campo elettrico diventa:

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}) &= \frac{Z_0}{2r\lambda} I_0\, l\, e^{-j\left(2\pi\frac{r}{\lambda}+\frac{\pi}{2}\right)} \left(\cos\theta\, \cos\varphi + e^{j\frac{\pi}{2}} \cos\theta \sin\varphi\right) \hat{\theta} + \\ &+ \frac{Z_0}{2r\lambda} I_0\, l\, e^{-j\left(2\pi\frac{r}{\lambda}+\frac{\pi}{2}\right)} \left(-\sin\varphi + e^{j\frac{\pi}{2}} \cos\varphi\right) \hat{\varphi} \end{aligned} \tag{9.68}$$

Essendo l'asse z quello verticale e considerando il caso in cui il velivolo sia in condizioni di volo standard, è importante verificare la circolarità della polarizzazione lungo la verticale, cioè quella calcolata lungo l'asse z, ponendo quindi $\theta = 0$ e $\varphi = 0$; con queste assunzioni si ottiene:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{Z_0}{2r\lambda} I_0\, l\, e^{-j\left(\frac{2\pi}{\lambda}r + \frac{\pi}{2}\right)} \hat{\theta} + \frac{Z_0}{2r\lambda} I_0\, l\, e^{-j\left(\frac{2\pi}{\lambda}r\right)} \hat{\varphi} \tag{9.69}$$

Risulta quindi evidente che $|\vec{E}(\hat{\varphi})|=|\vec{E}(\hat{\theta})|$ e che $\angle\vec{E}(\hat{\varphi}) - \angle\vec{E}(\hat{\theta}) = \pi/2$, le quali soddisfano l'equazione (9.58) relativa alle condizioni necessarie ad avere una polarizzazione circolare. Discostandosi dalla verticale, cioè variando l'angolo θ, la polarizzazione perde la sua circolarità diventando una generica polarizzazione ellittica.

Data l'espressione del campo elettrico mostrata nell'equazione (9.68) e ricordando l'equazione (9.16), è possibile ottenere il diagramma di irradiazione relativo ai due dipoli incrociati, mentre dalle equazioni (9.3) e (9.9) si ricava l'espressione della direttività dell'antenna, che in questo caso vale:

$$d(\hat{r}) = \frac{3}{2}\left[(\cos\theta\ \cos\varphi)^2 + (\cos\theta \sin\varphi)^2 + 1\right] \tag{9.70}$$

Nella figura 9.32 viene riportato l'andamento nel piano (x,z) della direttività dell'antenna, cioè per φ costante pari a zero. Per la simmetria del sistema, l'andamento della direttività ottenuto è uguale anche per φ pari a $\pi/2$. Il

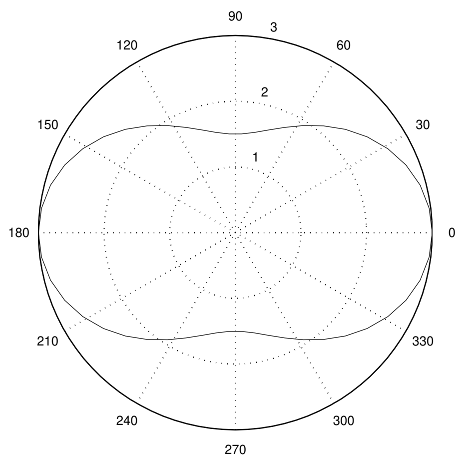


Figura 9.32. Andamento, al variare dell'angolo θ, della direttività nel piano (x,z) relativo ai due dipoli incrociati, in assenza di piano metallico

risultato ottenuto fornisce l'andamento del quadrato del diagramma di irradiazione del singolo elemento della schiera EF che si ottiene inserendo il piano metallico; per poter valutare l'irradiazione complessiva è quindi necessario considerare il modulo del fattore di schiera, dato dall'equazione (9.27), ponendo N=2 e con ψ valutato per β=π. Rimane ancora da fissare il rapporto d/λ, la cui scelta è fondamentale in quanto, per valori troppo piccoli, l'apertura del fascio a -3 dB (HPBW) risulta troppo limitata, dato che si intende raggiungere un valore il più possibile prossimo a 180°; aumentandolo, invece, compare un minimo per θ=0 (cioè lungo la verticale) il quale è sempre più profondo al crescere di d/λ, tanto da diminuire sensibilmente l'irradiazione lungo tale direzione. Per questo motivo si è cercato iterativamente un valore del rapporto d/λ che consentisse la massima apertura evitando però che il guadagno in θ=0 si riducesse di oltre 3 dB rispetto al massimo. Queste considerazioni hanno portato alla scelta di un valore di d/λ pari a 0.73, che comporta un fattore di schiera con l'andamento mostrato nella figura 9.33. Sulla base dell'equazione (9.21), il comportamento complessivo

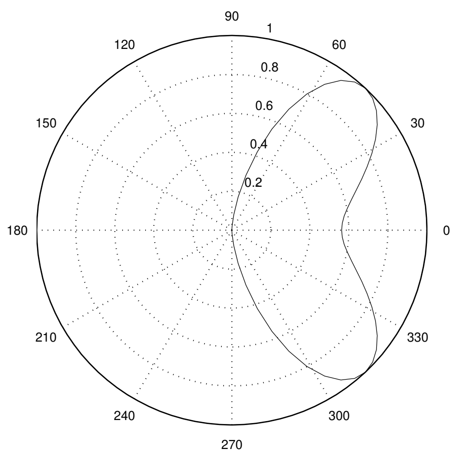
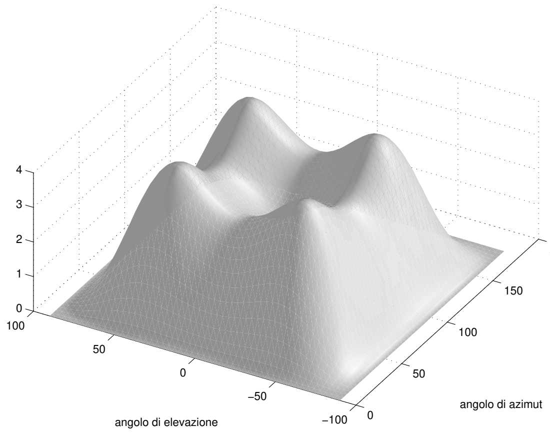


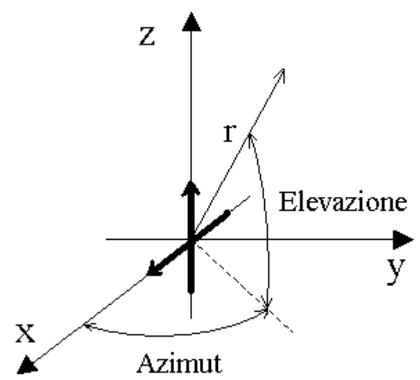
Figura 9.33. Andamento al variare dell'angolo θ del fattore di schiera dovuto all'inserzione del piano metallico

del diagramma di irradiazione relativo alla schiera si ottiene moltiplicando il fattore di schiera per il diagramma di irradiazione dei singoli elementi della schiera, cioè quello dei dipoli incrociati. L'espressione del guadagno è fornita dall'equazione (9.37) e, quindi, l'andamento complessivo può essere ottenuto moltiplicando il fattore di schiera EF per la direttività; quest'ultima, infatti, ha lo stesso andamento del modulo al quadrato del diagramma di irradiazione dei dipoli incrociati $|\vec{P}_{e,0}|$ a meno di una costante. Dall'espressione citata, però, si può notare come questa costante non influenzi il guadagno, in quanto presente sia al numeratore che al denominatore.

Dalla figura 9.33 è possibile osservare la presenza di un minimo per θ pari a zero molto inferiore rispetto al massimo; tuttavia, l'andamento della direttività mostrato nella figura 9.32 presenta, in tale direzione, un massimo pronunciato. La scelta effettuata sul rapporto d/λ permette di ridurre il minimo del fattore di schiera ad un valore tale da garantire che il guadagno minimo dell'antenna complessiva, posto anch'esso in θ=0, non sia inferiore a 3 dB rispetto al massimo assoluto. Per rendere più chiaro questo concetto nella figura 9.34 viene mostrata una rappresentazione tridimensionale relativa al sistema di riferimento indicato al suo fianco. L'antenna così realizzata



(a) Andamento complessivo del guadagno



(b) Sistema di riferimento utilizzato

Figura 9.34. Rappresentazione tridimensionale del guadagno complessivo dell'antenna rispetto al nuovo riferimento indicato

presenta un guadagno con un massimo assoluto pari a circa 5.9 dB, e un minimo assoluto di circa 3.2 dB; la loro differenza risulta di 2.7 dB, cioè inferiore ai 3 dB imposti come limite. A discapito di questo risultato, però, l'apertura massima del fascio a 3 dB risulta abbastanza limitata e, inoltre, non più univocamente definita, ma dipende dall'elevazione e dall'azimut considerati; questa affermazione può essere giustificata analizzando la figura 9.35. In

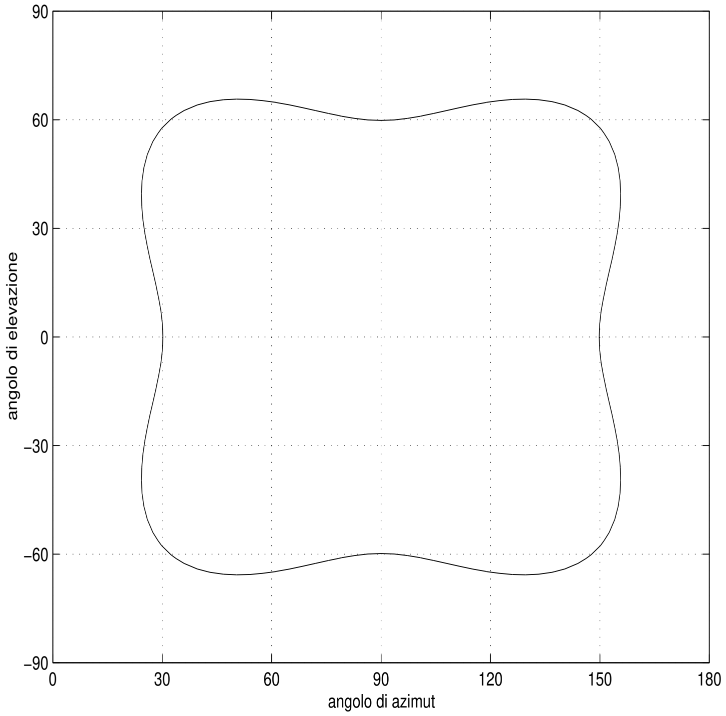


Figura 9.35. Linea di livello a -3 dB relativa all'andamento complessivo del guadagno dell'antenna

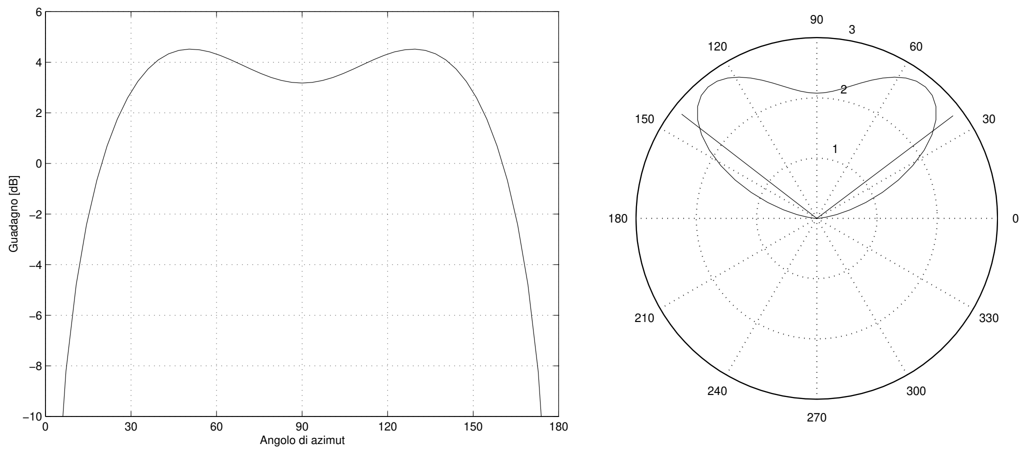
essa si nota che l'apertura è simmetrica nell'elevazione e nell'azimut, ma a seconda del valore assunto da tali angoli si ottengono risultati differenti; in particolare, con elevazione nulla si ottiene un'apertura del fascio pari a circa 120°, cioè ben al di sotto dei 180° che si sarebbero voluti ottenere.

È interessante analizzare quale sia l'ellitticità agli estremi del fascio; ricordando l'equazione (9.68) e la figura 9.31, l'espressione del campo elettrico in $\theta = 60°$ e $\varphi = 0°$ assume la seguente espressione:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{Z_0}{2r\lambda} I_0\, l\, \left(0.5\,\hat{\theta} + e^{j\pi/2}\,\hat{\varphi}\right) \tag{9.71}$$

dalla quale è possibile notare che il rapporto $|\vec{E}(\vec{\theta})|/|\vec{E}(\vec{\varphi})|$ è pari a 0.5 anziché essere unitario, mentre la loro differenza di fase resta pari a $\pi/2$; questo significa che si ha una polarizzazione ellittica in cui un semiasse ha dimensioni doppie rispetto all'altro.

Se si considerano gli assi dei dipoli, l'andamento del guadagno ottenuto in queste sezioni, cioè per φ costante pari a 0 o π, è quello mostrato nella figura 9.36. In questo caso ci si trova nella sezione centrale della rappresentazione complessiva mostrata nella figura 9.34 (a), per cui il valore massimo del guadagno risulta essere inferiore rispetto al massimo assoluto, presentando un valore di 4.5 dB rispetto ai 5.9 dB complessivi.



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.36. Sezione del diagramma del guadagno relativo all'asse dei dipoli incrociati

L'antenna proposta in questo paragrafo presenta delle dimensioni ridotte, in quanto si utilizzano dei dipoli a $\lambda/2$, cioè lunghi 75 mm, dato che si lavora con una lunghezza d'onda λ di 15 cm. Inoltre, dato che si è assunto un rapporto d/λ pari a 0.73, la distanza h (pari a $0.5\, d/\lambda$) a cui devono essere posti i due dipoli incrociati dal piano metallico è di circa 54.5 mm.

Si può ancora osservare che si potrebbe ottenere una copertura di 360° nello spazio utilizzando quattro dipoli incrociati, disponendo ognuno di essi in modo che gli assi di massima irradiazione siano a 120° l'uno dall'altro, formando così una geometria i cui assi escono dai vertici di un tetraedro equilatero.

9.7 Considerazioni conclusive sulle antenne di bordo

Nel § 9.6 sono state analizzate alcune proposte per la realizzazione delle antenne di bordo; il tipo di antenna desiderata è quella semisferica, cioè con un'apertura di 180°. In questo modo il velivolo sarà in grado di ricevere i segnali trasmessi da terra nelle diverse fasi di volo; tuttavia, sarà probabilmente necessario montare almeno due antenne, poste sotto e sopra la carlinga del velivolo, in modo da simulare l'uso di un'antenna omnidirezionale. Si desidera ottenere, inoltre, una polarizzazione circolare a bordo, in modo da evitare che si verifichi una perdita da polarizzazione pressoché totale (si ricorda che per le antenne a terra si utilizza una polarizzazione verticale): la perdita da polarizzazione viene così quantificata in circa 3 dB. Occorre notare, però, che soddisfare entrambe le condizioni, cioè polarizzazione circolare e apertura semisferica, risulta particolarmente difficoltoso.

Nella tabella 9.2 vengono riportati i vari tipi di antenne di bordo analizzate, con i relativi parametri di guadagno massimo G, livello dei lobi secondari rispetto al massimo (SLL) e apertura HPBW del diagramma di irradiazione a -3 dB dal massimo.

Tabella 9.2. Possibili soluzioni per le antenne di bordo

Tipo di antenna di bordo	**G [dB]**	**SLL [dB]**	**apertura [gradi]**
elica	*10.2*	*22*	*62*
dipoli incrociati	5.9	-	120

Per quanto riguarda le antenne ad elica, si può osservare che il guadagno ottenuto è maggiore di quello ottenuto con i dipoli incrociati, ma questo causa una riduzione dell'apertura del fascio; quest'ultima risulta troppo ridotta rispetto ai requisiti richiesti, quindi si è scelto di proporre una soluzione che utilizzi 7 eliche opportunamente disposte, in modo da coprire circa 180°. A bordo sarà poi presente un dispositivo che attiverà la singola elica, ad esempio utilizzando una tecnica a massimo segnale. Alla base delle varie eliche verrà, inoltre, disposto un piano metallico, come illustrato nel § 9.6.1.

La seconda soluzione proposta prevede, invece, l'utilizzo di due dipoli incrociati ortogonalmente tra loro. Questa soluzione consente di ottenere un'apertura di circa 120° con un guadagno pari a circa 5.9 dB. Anche per questo tipo di antenna occorre posizionare un piano metallico posteriormente ad essa, in questo caso ad una distanza di circa 54.5 mm.

Il confronto dei due tipi di antenna analizzati ha portato alla scelta delle sette eliche. Esse consentono infatti di ottenere un guadagno sufficientemente elevato e, soprattutto, una polarizzazione circolare. Attivando opportunamente l'antenna che riceve il massimo segnale, infatti, è possibile avere una propagazione circa sempre nella direzione dell'asse dell'antenna e, quindi, una polarizzazione sufficientemente circolare.

Oltre alle antenne di bordo proposte, sarebbe anche possibile utilizzare le cosidette *antenne in microstriscia*. Esse hanno dimensioni ridotte, sono semplici da realizzare e presentano una notevole resistenza meccanica (se montate su una superficie rigida); inoltre, realizzando particolari forme, risultano versatili in termini di frequenza di risonanza, polarizzazione, modelli ed impedenza. Esse presentano, tuttavia, alcuni svantaggi, quali ad esempio una bassa efficienza, bassa potenza, scarsa purezza di polarizzazione e larghezza di banda molto ridotta.

Capitolo 10

Analisi del Link-Budget

10.1 Introduzione

Nel capitolo 8 sono state analizzate le prestazioni ottenute applicando le opportune tecniche di codifica alla modulazione DQPSK; le curve ricavate mostrano che è possibile raggiungere i livelli di probabilità target fissati se si riesce a ricevere un segnale che presenti almeno determinati valori di rapporto segnale/rumore. In questo capitolo si analizzeranno alcune situazioni particolari, sia in up-link che in down-link, e per esse verrà effettuato il calcolo del link-budget in modo da valutare l'effettiva possibilità di ottenere i valori di E_b/N_0 indicati nel capitolo 8 trasmettendo un livello di potenza adeguato. Per limitare il consumo di potenza destinato alla trasmissione dei dati di telecomando e di telemetria, si è scelto di fissare a 1 W il limite massimo di potenza disponibile; questa considerazione è importante soprattutto per la trasmissione dei dati di telemetria, la quale risulta essere più critica rispetto a quella del telecomando, in quanto la potenza disponibile a bordo del velivolo è una risorsa preziosa e limitata.

Nel seguito verrà dapprima effettuata una trattazione teorica per la spiegazione dei parametri utilizzati nel link-budget, e successivamente verranno analizzati i bilanci di tratta per l'up-link (a 32 kbit/s e 100 kbit/s) e per il down-link (32 kbit/s).

10.2 Trattazione teorica sul link-budget

Nel progetto di sistemi di comunicazione radio occorre considerare gli effetti delle caratteristiche dell'antenna nel determinare, al ricevitore, il rapporto segnale/rumore richiesto per raggiungere un dato livello delle prestazioni. Se si considera un'antenna trasmittente che irradia isotropicamente nello spazio libero con un livello di potenza pari a P_T, espresso in watt, la densità di potenza ad una distanza D dall'antenna vale:

$$S = \frac{P_T}{4\pi D^2} \tag{10.1}$$

espressa in W/m^2. Se l'antenna trasmittente possiede una certa direttività, cioè concentra l'emissione verso una particolare direzione, la densità di potenza viene incrementata di un fattore G_T, denominato *guadagno dell'antenna*. Considerando la stessa potenza P_T e la stessa distanza D, la nuova densità di potenza che si ottiene vale:

$$S' = \frac{P_T G_T}{4\pi D^2} \tag{10.2}$$

Il prodotto $P_T G_T$ viene solitamente chiamato *EIRP* (Effective Isotropic Radiated Power) e rappresenta la potenza irradiata da un'antenna isotropica, cioè con G_T pari ad uno.

Un'antenna ricevente puntata nella direzione della potenza irradiata intercetta una porzione di potenza che è proporzionale alla sua sezione trasversale. La potenza ricevuta estratta dall'antenna, quindi, viene espressa come:

$$P_R = \frac{P_T G_T A_R}{4\pi D^2} \tag{10.3}$$

dove A_R è detta *area equivalente*[1] dell'antenna ricevente. La relazione di base tra il guadagno dell'antenna G_T e la sua area equivalente, ottenuta dalla teoria elettromagnetica di base, vale:

$$A_R = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} \tag{10.4}$$

[1] L'area equivalente è definita, in ricezione, come rapporto fra la potenza ricevuta e la densità di potenza incidente sull'antenna; si misura in unità di superficie (m^2).

dove λ è la lunghezza d'onda del segnale trasmesso. Sostituendo l'equazione (10.4) nella (10.3), si ottiene l'espressione della potenza ricevuta come:

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R}{(4\pi D/\lambda)^2} \tag{10.5}$$

Il fattore $(4\pi D/\lambda)^2$ viene indicato con α_0 e rappresenta la perdita dovuta all'attenuazione di spazio libero. Inoltre, possono essere presenti altri tipi di perdite, come quelle atmosferiche (indicate con α_m), quelle realizzative (indicate con α_i) e quelle di polarizzazione (indicate con α_p); bisogna anche tener conto della presenza del rumore, il quale possiede una certa potenza indicata con P_n. L'equazione utilizzata per il calcolo del link-budget risulta dunque pari a:

$$\eta_w = \frac{P_T G_T G_R}{\alpha_0} \frac{1}{\alpha_m} \frac{1}{\alpha_i} \frac{1}{\alpha_p} \frac{1}{P_n} \tag{10.6}$$

dove P_n è data dal prodotto della costante di Boltzmann K, della temperatura di rumore del ricevitore T_R e della banda unilatera del segnale B, mentre η_w rappresenta il rapporto segnale/rumore medio ricevuto. Si definisce inoltre la quantità m, detta *margine* ed espressa in decibel, come:

$$m = \eta_w|_{dB} - \eta_0|_{dB} \tag{10.7}$$

dove η_0 indica il rapporto segnale/rumore minimo richiesto in ricezione. L'equazione (10.6) può essere anche espressa in decibel come:

$$\eta_w|_{dB} = P_T|_{dBW} + G_T|_{dB} + G_R|_{dB} - \alpha|_{dB} - P_n|_{dBW} \tag{10.8}$$

dove con α si è indicata la somma delle perdite, cioè:

$$\alpha|_{dB} = \alpha_0|_{dB} + \alpha_m|_{dB} + \alpha_i|_{dB} + \alpha_p|_{dB} \tag{10.9}$$

Nel seguito verranno analizzati più in dettaglio i parametri relativi alle perdite che rientrano nel calcolo del link-budget.

10.2.1 Attenuazione di spazio libero

L'attenuazione di spazio libero, detta anche di propagazione, è quella dovuta alla propagazione dell'onda elettromagnetica su di un canale radio e vale:

$$\alpha_0 = \left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right)^2 \tag{10.10}$$

Questa attenuazione non è causata dall'assorbimento, cioè non si considerano le perdite, che verranno analizzate nel § 10.2.2, ma è dovuta al fattore di onda sferica del campo elettromagnetico. Il trasmettitore, infatti, irradia la potenza in tutte le direzioni dello spazio; pertanto, per ricoprire una superficie sferica che cresce come il quadrato della distanza, la densità di potenza deve diminuire in modo proporzionale.

L'equazione (10.5) evidenzia la validità di queste affermazioni, infatti la ricezione interessa solo una limitata porzione dello spazio in cui è stato irradiato il campo. Se si supponesse di ricoprire l'intera regione in cui è presente il campo con antenne riceventi, la somma delle potenze ricevute dai singoli utilizzatori equivarrebbe alla potenza trasmessa dalla sorgente. Per compensare, per quanto possibile, il decadimento della potenza proporzionale all'inverso del quadrato della distanza, occorre massimizzare i guadagni di trasmissione e ricezione nella direzione del collegamento.

10.2.2 Extra-attenuazione media del mezzo trasmissivo

Questo paragrafo descrive brevemente le attenuazioni dovute alla presenza di condizioni ambientali avverse, quali pioggia e nebbia (si veda [50], cap. 7), e dovute ad alcune particelle presenti nell'atmosfera, quali ossigeno e vapore acqueo (si veda [51], cap. 3). In entrambi i casi si ha assorbimento, fenomeno che produce un'attenuazione aggiuntiva dell'onda elettromagnetica, per cui la potenza ricevuta sarà minore rispetto al caso di propagazione in spazio libero. Tale attenuazione dipende dalle caratteristiche dei componenti che costituiscono lo strato assorbente, dal suo spessore, dal meccanismo fisico di interazione e dalla frequenza. Questo fenomeno viene caratterizzato dall'attenuazione specifica, espressa in dB/km.

Per quanto riguarda gli effetti dovuti alle attenuazioni ambientali, essi sono causati dall'assorbimento con diffusione, il quale è dovuto all'interazione del campo elettromagnetico con particelle presenti nel mezzo di propagazione. Di particolare importanza sono le gocce d'acqua presenti nel caso di pioggia e di nebbia; esse fanno si che una parte dell'energia del campo incidente venga diffusa intorno alla regione di interazione.

Le gocce d'acqua che durante la pioggia si trovano sulla traiettoria dell'onda elettromagnetica costituiscono, per l'elevato valore della loro costante dielettrica, una discontinuità che comporta un'attenuazione additiva. L'attenuazione specifica è funzione dell'intensità R della precipitazione misurata in mm/h. Inoltre essa dipende anche dalla frequenza, in quanto è legata alla proporzione tra le dimensioni dei corpuscoli e la lunghezza d'onda; in particolare si verifica assorbimento quando le dimensioni dei corpuscoli non sono più trascurabili rispetto alla lunghezza d'onda. Per frequenza superiori a 10 GHz l'attenuazione segue approssimativamente la seguente legge:

$$\alpha_m = aR \tag{10.11}$$

dove a è un coefficiente variabile con la frequenza. Per calcolare l'attenuazione su un percorso di lunghezza D è quindi necessario conoscere il valore medio di R su tale distanza, il quale è deducibile dalla distribuzione statistica dell'intensità della precipitazione in funzione di D. Infatti, una pioggia leggera può coprire delle zone di ampie dimensioni per un intervallo di tempo elevato, mentre un abbondante acquazzone interesserà una zona ristretta per un tempo inferiore.

L'assorbimento da nebbia, invece, comporta un'attenuazione specifica che è in funzione della sua concentrazione ρ, la quale viene misurata in g/m^3 ed è strettamente legata alla visibilità; ad esempio:

$$\begin{aligned} \rho &= 0.25\ g/m^3 \;\Rightarrow\; 150\ m \\ \rho &= 2.30\ g/m^3 \;\Rightarrow\; 30\ m \end{aligned} \tag{10.12}$$

Come per l'assorbimento da pioggia, anche quello da nebbia dipende dalla frequenza di lavoro.

La propagazione radio attraverso l'atmosfera terrestre provoca una riduzione del livello del segnale dovuta all'interazione tra l'onda elettromagnetica e le componenti gassose presenti nella tratta di trasmissione. Questi fenomeni sono legati all'assorbimento dovuto alla risonanza molecolare, cioè dipendono dalla frequenza di risonanza e dai livelli energetici delle molecole dei gas che costituiscono lo strato assorbente. Solo l'ossigeno e il vapor d'acqua presentano una frequenza di risonanza osservabile all'interno della banda delle comunicazioni radio. L'ossigeno presenta due picchi di assorbimento, il più importante dei quali si trova a 60 GHz, mentre il vapor d'acqua presenta tre massimi, con il primo posto a 22.3 GHz. Gli altri gas presenti nell'atmosfera presentano picchi di risonanza irrilevanti oppure elevati, ma relativi a gas presenti nell'atmosfera in piccolissime percentuali.

L'attenuazione specifica relativa ai fattori presi in considerazione viene riportata, in funzione della frequenza, nella figura 10.1. Si può notare come

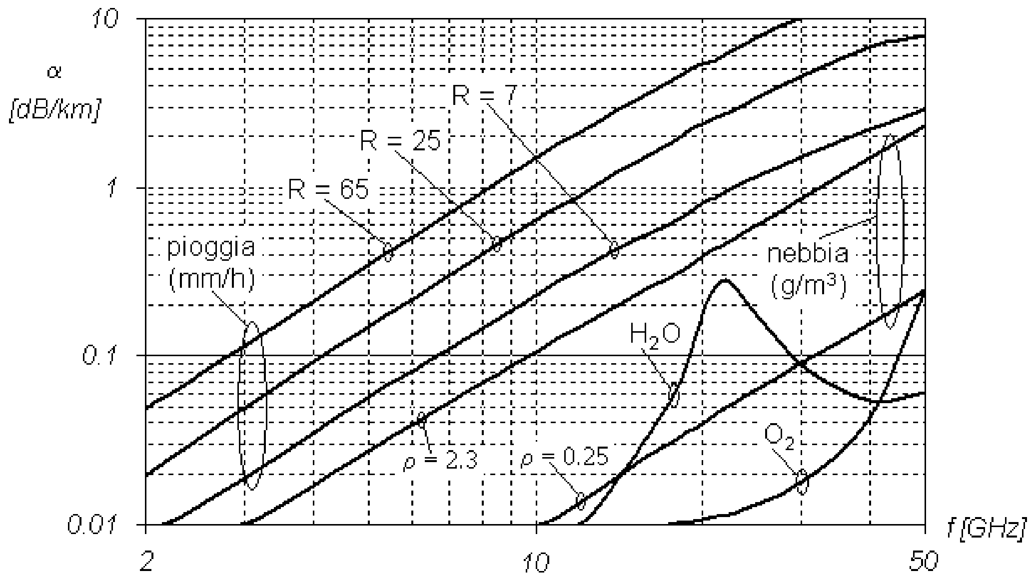


Figura 10.1. Attenuazioni specifiche relative ai fenomeni di assorbimento dovuti alle componenti gassose e a quelle corpuscolari presenti nell'atmosfera

la maggior parte dei fenomeni siano rilevanti solo per frequenze elevate.

10.2.3 Potenza di rumore

In una trasmissione radio, così come in tutti i sistemi di comunicazione, occorre considerare anche la presenza del rumore che si genera negli stadi di amplificazione dei dispositivi utilizzati e che provoca delle fluttuazioni elettriche casuali. In un ricevitore il rumore può essere generato internamente o esternamente a esso da ogni tipo di sorgente quali, ad esempio, il sole, la galassia o la terra.

Se si considera un resistore alla temperatura assoluta T, è possibile osservare che esso presenta ai suoi capi una piccola tensione a vuoto $e(t)$ dovuta al movimento degli elettroni per effetto termico che varia rapidamente nel tempo e in modo del tutto casuale. Questa tensione a vuoto, che è crescente con la temperatura, può essere considerata come un processo casuale gaussiano a valor medio nullo, detto *rumore termico*. In particolare, la densità spettrale relativa al valore quadratico medio del processo casuale $e(t)$ è ottenibile dalla meccanica quantistica e vale ([27], cap. 3.4):

$$G_e(f) = \frac{2Rh|f|}{e^{\frac{h|f|}{kT}} - 1} \tag{10.13}$$

dove con h si è indicata la *costante di Plank*, con k la *costante di Boltzmann*[2], mentre R è il valore della resistenza in Ohm. Se si opera nel caso in cui $h|f|/kT \ll 1$, cioè per $|f| \ll kT/h$, allora l'equazione (10.13) può essere approssimata come segue:

$$G_e(f) \cong 2RkT \ \mathrm{V}^2/\mathrm{Hz} \tag{10.14}$$

Questo è il classico caso in cui si opera, perchè considerando una temperatura T di 290 K, la condizione di validità per l'approssimazione è pari a $|f| \ll 6.25$ THz, ovvero rispettata per tutte le frequenze comunemente utilizzate per la trasmissione di segnali elettromagnetici. Così come la potenza disponibile di un generatore elettrico con tensione V e resistenza R vale $V^2/4R$, analogamente la densità spettrale di potenza di rumore disponibile può essere espressa come:

$$G_n(f) = \frac{G_e(f)}{4R} = \frac{2RkT}{4R} = \frac{kT}{2} \tag{10.15}$$

dove il prodotto kT viene indicato con N_0; come si può notare il risultato ottenuto è indipendente dal valore della resistenza R. Indicando con B la banda unilatera del segnale trasmesso, la potenza di rumore assume l'espressione:

$$P_n = \int_{-B}^{+B} G_n(f)\, df = kTB = \frac{2kTR_b}{\log_2 M} \tag{10.16}$$

[2]Si ricorda che $h = 6.626 \cdot 10^{-34}$ J·s, mentre $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K.

Quest'ultima uguaglianza vale nel caso si utilizzi una modulazione M-PSK e ricordando che $2B = R_b/\log_2 M$, dove con R_b è stato indicato il bit rate, mentre il due è stato inserito per tener conto della banda bilatera.

Per un sistema di trasmissione la temperatura da considerare è quella *operativa del ricevitore* T_R, data da:

$$T_R = T_a + T_e \tag{10.17}$$

dove T_a rappresenta la *temperatura di rumore d'antenna*, mentre T_e è la *temperatura equivalente di rumore*. La prima è definita come la temperatura di un ipotetico resistore all'ingresso di un ricevitore ideale che genererebbe la stessa potenza di rumore, per unità di banda, dell'uscita di un'antenna, ad una specifica frequenza. Essa è determinata dalla temperatura di rumore dell'oggetto che in quel momento è visto dall'antenna stessa e da quello generato al suo interno; naturalmente questo include anche la temperatura di rumore dell'oggetto visto da eventuali lobi secondari. In particolare si può avere rumore per assorbimento, generato dai componenti gassosi dell'atmosfera, quello di tipo galattico, che ha origine nello spazio profondo e dal rumore per irraggiamento, che interessa le antenne puntate verso la terra.

Per quanto concerne T_e, invece, essa è definita come l'incremento di temperatura di rumore della sorgente dovuto al rumore introdotto da un doppio bipolo; l'espressione che assume è la seguente:

$$T_e = \frac{P_{na}}{k g_d B_e} \tag{10.18}$$

dove, si veda [27] (cap. 6.5), P_{na} è il contributo di potenza di rumore dato dal doppio bipolo, g_d è il guadagno disponibile dell'amplificatore, che si suppone adattato in ingresso alla sorgente e in uscita al carico, mentre B_e è la banda equivalente di rumore, definita come:

$$B_e = \frac{1}{2\left|H(f)\right|^2_{max}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left|H(f)\right|^2 df \tag{10.19}$$

la quale rappresenta la banda di un filtro ideale, con funzione di trasferimento $H(f)$ costante sulla banda passante, che trasferisce in uscita la stessa potenza di rumore.

Può essere introdotto, inoltre, il concetto di *cifra di rumore* F, indicata come:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \tag{10.20}$$

che rappresenta la perdita di rapporto segnale/rumore dovuta al doppio bipolo stesso, misurata in genere alla temperatura T_0 di 290 K. Tenendo conto di quest'ultima espressione e dell'equazione (10.17), il parametro T dell'equazione (10.16) può essere sostituito da T_R ed indicato come:

$$T_R = T_a + T_0(F - 1) \tag{10.21}$$

10.2.4 Perdite da polarizzazione

Il concetto di polarizzazione del campo elettromagnetico è stato trattato nel § 9.2.1; in generale, la polarizzazione dell'antenna di ricezione non è la stessa di quella relativa all'onda che incide su di essa. Questo fenomeno è indicato come *disaccoppiamento da polarizzazione*: la quantità di potenza che l'antenna ricevente estrae dal segnale, che incide su di essa, non sarà massima a causa della perdita dovuta alla polarizzazione. Il campo elettrico dell'onda incidente può essere scritto come:

$$\vec{E}_i = \hat{p}_i E_i \tag{10.22}$$

dove con $\hat{p}_i$ si è indicato il versore dell'onda (secondo la notazione già utilizzata nel § 9.2.1); analogamente la polarizzazione del campo elettrico all'antenna ricevente può essere espresso come:

$$\vec{E}_a = \hat{p}_a E_a \tag{10.23}$$

La perdita dovuta al disaccoppiamento da polarizzazione può essere tenuta in considerazione introducendo il *fattore di perdita della polarizzazione PLF* (Polarization Loss Factor), indicato con α_p, che può essere definito come segue:

$$\alpha_p \triangleq |\hat{p}_i \cdot \hat{p}_a|^2 = |\cos\psi_p|^2 \tag{10.24}$$

dove con ψ_p si è indicato l'angolo tra i due versori. Nel caso in cui l'antenna sia accoppiata in polarizzazione, cioè abbia la stessa polarizzazione dell'onda incidente, il suo fattore di perdita sarà unitario (cioè 0 dB) e, quindi, verrà estratta la massima potenza dall'onda elettromagnetica ricevuta.

10.2.5 Perdite realizzative

In un sistema di trasmissione le perdite presenti non sono solo dovute ai parametri fin qui descritti, in quanto è necessario considerare anche l'efffi-cienza di tutti i dispositivi e le connessioni che permettono la realizzazione della comunicazione. L'insieme di queste perdite aggiuntive viene di solito considerato aggiungendo un termine generico indicato come *perdite realizzative* α_i. Esse tengono conto del fatto che i cavi e le connessioni realizzate non sono ideali e, quindi, presentano delle attenuazioni e dei coefficienti di riflessione che riducono la potenza trasmessa (ad esempio va considerato che i conduttori possono soffrire dell'effetto pelle). Va inoltre tenuto presente che i componenti elettronici utilizzati presentano dei valori nominali che possono fluttuare a causa della temperatura di lavoro, del tempo di utilizzo o anche solo per le tolleranze con cui vengono costruiti; inoltre i filtri utilizzati presenteranno delle perdite e avranno delle attenuazioni residue. Altro elemento che introduce perdite è l'antenna, la quale non sarà ideale, ma fornirà una certa efficienza dipendente non solo dalla sua struttura realizzativa, ma anche dai collegamenti che essa ha con gli stadi del trasmettitore e del ricevitore con cui è connessa. Va tenuto in considerazione, inoltre, che dell'intera potenza di alimentazione P_{al} che si fornisce all'antenna, cioè la potenza erogata all'antenna dal circuito che l'alimenta, una parte, P_{irr}, di questa potenza viene effettivamente irradiata dall'antenna sotto forma di energia elettromagnetica, mentre la restante si trasforma in calore per effetto Joule connesso con le perdite ohmiche nella struttura materiale dell'antenna; si ha quindi un rendimento ohmico η dato dall'equazione (9.5).

Tutto l'insieme di questi fattori viene tenuto in conto preventivando, usualmente, una perdita realizzativa di circa metà della potenza trasmessa, cioè pari a 3 dB.

10.3 Link-budget relativo alla tratta in up-link

Dopo aver effettuato, nel § 10.2, la trattazione teorica sul calcolo del link-budget, essa verrà applicata nel caso della tratta up-link della piattaforma stratosferica Heliplat. In particolare, l'equazione (10.8) viene riscritta in modo da ricavare il valore della potenza trasmessa:

$$P_{TX}|_{dBW} = \eta|_{dB} - G_{terra}|_{dB} - G_{bordo}|_{dB} + \alpha|_{dB} + P_n|_{dBW} \tag{10.25}$$

dove con P_{TX} si indica il minimo valore di potenza che occorre trasmettere per ottenere, in ricezione, un rapporto segnale/rumore η, G_{terra} e G_{bordo} rappresentano i guadagni delle rispettive antenne, α assume l'espressione dell'equazione (10.9) e con P_n si indica la potenza di rumore. Facendo riferimento all'equazione (10.16) e ricordando che la modulazione utilizzata è la DQPSK (costituita da un numero di simboli M pari a quattro), la potenza di rumore P_n assume la seguente espressione:

$$P_n = kTB = \frac{2kTR_b}{\log_2 M} = kTR_b \tag{10.26}$$

Il valore del margine, espresso dall'equazione (10.7), qui non viene considerato, in quanto esso tiene conto del valore di E_b/N_0 relativo alle curve teoriche (η_0) e dei modelli di canale con fading alla Rayleigh o alla Rice. Si ricorda che il modello alla Rayleigh è basato sul fenomeno della diffusione, assumendo che il volume di propagazione contenga un numero molto grande di "centri di diffusione" e che non vi sia propagazione diretta fra trasmettitore e ricevitore; il modello alla Rice è simile a quello alla Rayleigh, ma in questo caso è presente un contributo in propagazione diretta fra trasmettitore e ricevitore. Nell'equazione (10.8), invece, il termine η tiene già conto del modello di canale utilizzato nelle simulazioni, cioè degli effetti dovuti al Doppler e al multipath.

10.3.1 Collegamento a 32 kbit/s

I calcoli del link-budget relativi alla tratta in up-link con bit rate pari a 32 kbit/s vengono raccolti nella tabella 10.1. Le prime due colonne sono relative alla normale condizione di volo, mentre la terza considera le fasi di decollo e atterraggio. Nel primo caso il valore di probabilità d'errore target di 10^{-3} viene raggiunto con un rapporto segnale rumore di almeno 10 dB, considerando valori di GFAD inferiori a -12 dB, come si prevede che accada nella normale situazione di volo. Nelle fasi di decollo e atterraggio, il

Tabella 10.1. Link-budget per la tratta in up-link nel caso di bit rate a 32 kbit/s

Parametri	**GFAD < -12 dB**		**∀ GFAD**
P(e) dopo la codifica BCH	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}
η [dB]	10	10	27
G_{terra} [dB]	16.9	16.9	16.9
G_{bordo} [dB]	10.2	10.2	10.2
f [GHz]	2	2	2
λ [cm]	15	15	15
D [km]	20	115	10
α_0 [dB]	124.5	139.7	118.5
α_m [dB]	1	5.75	1
T_R [K]	500	500	500
k [J/K]	$1.38{\cdot}10^{-23}$	$1.38{\cdot}10^{-23}$	$1.38{\cdot}10^{-23}$
$R_{b,cod}$ [kbit/s]	40	40	40
P_n [dBW]	-155.6	-155.6	-155.6
α_p [dB]	3	3	3
α_i [dB]	3	3	3
P_{TX} [dBW]	-41.3	-21.3	-30.3
P_{TX} [mW]	***0.075***	***7.386***	***0.938***

contributo dovuto al multipath può essere molto più elevato rispetto a quello che si ha nella condizione di volo standard e perciò si riesce a raggiungere la stessa probabilità d'errore target con un rapporto segnale/rumore di almeno 27 dB, per qualunque valore di GFAD.

Nel capitolo 9 sono state proposte diverse soluzioni realizzative per le antenne di terra e di bordo. Per la prima è stata scelta un'antenna a ventaglio costituita da una schiera lineare di dipoli alimentati con una corrente con distribuzione d'ampiezza a coseno quadrato, come visto nel § 9.3.4, che fornisce un guadagno massimo G_{terra} pari a 16.9 dB. La soluzione scelta per l'antenna di bordo prevede, invece, più antenne ad elica ciascuna delle quali possiede un guadagno massimo G_{bordo} di 10.2 dB, come visto nel § 9.6.1; il segnale ricevuto da queste antenne verrà poi selezionato utilizzando, ad esempio, una tecnica a massimo segnale.

La frequenza di lavoro f utilizzata è pari a 2 GHz, perciò la lunghezza d'onda λ risulta di 15 cm.

Per quanto riguarda la distanza D sono stati analizzati tre casi. Nel primo si suppone una condizione di volo standard con il velivolo situato esattamente sulla verticale, cioè a circa 20 km di quota; il secondo prevede l'aereo posto alla massima distanza, cioè ad un'altezza di 20 km e considerando un'angolo di elevazione minimo dell'antenna di terra di 10°, come descritto nel § 8.5.2. Il terzo caso fa riferimento alle fasi di decollo e atterraggio, considerando perciò il velivolo ad una distanza di 10 km dalla stazione di terra. Dai valori di distanza D fissati derivano quelli dell'attenuazione di spazio libero α_0.

Le perdite α_m sono quelle relative all'extra-attenuazione media del mezzo trasmissivo; osservando la figura 10.1, si nota che, alla frequenza di 2 GHz, le attenuazioni provocate dalla presenza della nebbia e soprattutto dell'ossigeno e del vapor d'acqua possono essere trascurate. I soli effetti restanti sono quelli dovuti alla pioggia: considerando il caso peggiore di un'intensità della precipitazione di 65 mm/h per un'altezza di 10 km su tutta la tratta di propagazione, quindi per una distanza pari a $D/2$ nei casi di volo standard e pari a D nella fase di decollo e atterraggio, si ottengono i valori riportati in tabella.

Per il calcolo della potenza di rumore P_n si considera un valore approssimativo della temperatura operativa del ricevitore pari a 500 K e un bit rate che tiene conto di quello di informazione (32 kbit/s) e del rate di codifica del codice BCH ($R_c = 51/63$).

Tra i valori delle perdite sono ancora state considerate quelle di realizzazione α_i e quelle da polarizzazione α_p dovute al disadattamento tra la polarizzazione circolare e quella lineare. L'antenna di terra utilizzata fornisce, infatti, una polarizzazione verticale, mentre quella utilizzata a bordo del velivolo fornisce una polarizzazione ellittica tendente a quella circolare. L'onda incidente possiede un versore $\hat{p}_i$ lungo l'asse z, mentre l'antenna in ricezione, considerando in prima approssimazione una polarizzazione circolare, un versore $\hat{p}_a$ nel piano (y,z); in particolare:

$$\begin{aligned} \hat{p}_i &= \hat{z} \\ \hat{p}_a &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{y} + \hat{z}) \end{aligned} \tag{10.27}$$

Ricordando l'equazione (10.24), la perdita dovuta alla polarizzazione può quindi essere espressa come:

$$\alpha_p = \left| \hat{z} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (\hat{y} + \hat{z}) \right|^2 = \frac{1}{2} \qquad (10.28)$$

il quale, espresso in decibel, vale 3 dB. L'antenna di bordo, però, non ha una polarizzazione perfettamente circolare e quindi la perdita α_p può essere leggermente superiore a 3 dB; questa piccola differenza può essere inglobata nelle perdite realizzative.

Si osserva, infine, che i valori minimi di potenza che è necessario trasmettere, per rispettare i requisiti richiesti, sono pari al più a qualche milliwatt; in particolare si può notare che decidendo di fissare il valore della potenza trasmessa a 1 W, la quantità P_{TX}, espressa in decibel e presa in modulo, rappresenta il margine di potenza che si ha a disposizione.

10.3.2 Collegamento a 100 kbit/s

Nella tabella 10.2 vengono riportati i calcoli del link-budget relativi alla tratta in up-link con bit rate pari a 100 kbit/s. Come per il caso dell'up-link a 32 kbit/s, le prime due colonne sono relative alla normale condizione di volo, mentre la terza considera la fase di decollo e atterraggio. Anche in questo caso il target della probabilità d'errore è stato fissato a 10^{-3} e i rapporti segnale/rumore sono gli stessi del caso precedente.

I guadagni delle antenne di terra e di bordo, la frequenza, le tre condizioni di distanza, le perdite da polarizzazione e quelle realizzative sono ancora analoghe a quanto visto nel paragrafo precedente. La potenza di rumore assume un valore differente, in quanto il rate d'informazione è ora pari a 100 kbit/s; considerando il rate di codifica del codice BCH (63,51), si ottiene un bit rate effettivo di circa 124 kbit/s.

In questo caso la potenza ottenuta è di alcune decine di milliwatt e, considerando nuovamente di trasmettere 1 W, la quantità P_{TX}, espressa in decibel e presa in modulo, rappresenta ancora il margine di potenza che si ha a disposizione.

Tabella 10.2. Link-budget per la tratta in up-link nel caso di bit rate a 100 kbit/s

Parametri	**GFAD < -13 dB**		**$\forall$ GFAD**
P(e) dopo la codifica BCH	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}
η [dB]	10	10	27
G_{terra} [dB]	16.9	16.9	16.9
G_{bordo} [dB]	10.2	10.2	10.2
f [GHz]	2	2	2
λ [cm]	15	15	15
D [km]	20	115	10
α_0 [dB]	124.5	139.7	118.5
α_m [dB]	1	5.75	1
T_R [K]	500	500	500
k [J/K]	$1.38 \cdot 10^{-23}$	$1.38 \cdot 10^{-23}$	$1.38 \cdot 10^{-23}$
$R_{b,cod}$ [kbit/s]	124	124	124
P_n [dBW]	-150.7	-150.7	-150.7
α_p [dB]	3	3	3
α_i [dB]	3	3	3
P_{TX} [dBW]	-36.3	-16.4	-25.3
P_{TX} [mW]	***0.234***	***23.081***	***2.930***

10.4 Link-budget relativo alla tratta in down-link

Viene ora analizzato il caso della tratta in down-link; per il calcolo del link-budget viene ancora utilizzata l'equazione (10.25) e i risultati vengono raccolti nella tabella 10.3. In modo analogo a quanto visto nel caso dell'up-link, le prime due colonne analizzano la normale condizione di volo, mentre la terza è relativa alle fasi di decollo e atterraggio. In questo caso si fissa il target della probabilità d'errore al valore di 10^{-4}, in quanto esso permette al codice di Reed-Solomon di raggiungere buone prestazioni, come analizzato nel § 8.4.2; i valori di rapporto segnale/rumore considerati sono ancora gli stessi del caso precedente.

Anche i valori dei guadagni delle antenne di terra e di bordo, della frequenza, delle tre condizioni di distanza e delle perdite realizzative restano

Tabella 10.3. Link-budget per la tratta in down-link (bit rate pari a 32 kbit/s)

Parametri	**GFAD < -11 dB**		**$\forall$ GFAD**
P(e) dopo la codifica BCH	10^{-4}	10^{-4}	10^{-4}
η [dB]	10	10	27
G_{terra} [dB]	16.9	16.9	16.9
G_{bordo} [dB]	10.2	10.2	10.2
f [GHz]	2	2	2
λ [cm]	15	15	15
D [km]	20	115	10
α_0 [dB]	124.5	139.7	118.5
α_m [dB]	1	5.75	1
T_R [K]	500	500	500
k [J/K]	$1.38 \cdot 10^{-23}$	$1.38 \cdot 10^{-23}$	$1.38 \cdot 10^{-23}$
$R_{b,cod}$ [kbit/s]	86	86	86
P_n [dBW]	-152.3	-152.3	-152.3
α_p [dB]	3	3	3
α_i [dB]	3	3	3
P_{TX} [dBW]	-37.9	-17.9	-26.9
P_{TX} [mW]	***0.163***	***16.117***	***2.046***

invariati rispetto a quanto analizzato per la tratta in salita. Per quanto riguarda le perdite da polarizzazione, resta valido il ragionamento effettuato nel § 10.3.1, dove in questo caso, però, occorre invertire i versori di polarizzazione tra l'antenna di terra e quella di bordo (cioè tra l'onda incidente e l'antenna in ricezione). La potenza di rumore differisce in quanto il rate d'informazione è pari a 32 kbit/s, ma si utilizza un codice concatenato, costituito da un codice convoluzionale interno con rate 1/2 e da uno di Reed-Solomon esterno con rate 23/31; il bit rate effettivo, dunque, vale circa 86 kbit/s.

Le potenze ottenute sono dell'ordine delle decine di milliwatt, come nel caso relativo alla tratta in up-link a 100 kbit/s; considerando di trasmettere 1 W, la quantità P_{TX}, espressa in decibel e presa in modulo, rappresenta ancora il margine di potenza che si ha a disposizione.

10.5 Considerazioni conclusive

In questo capitolo è stata effettuata l'analisi del link-budget per le tratte in up-link e in down-link. In entrambi i casi, fissando le relative probabilità d'errore target richieste, si ottengono dei valori di potenza minima, che occorre trasmettere, dell'ordine al più di alcune decine di milliwatt.

Considerando di utilizzare una potenza di trasmissione P_{TX} pari a 1 W, restano a disposizione alcune decine di decibel di margine. Si può inoltre osservare che, trasmettendo tale valore di potenza, le prestazioni risulteranno sicuramente migliori di quelle che sono state imposte come target. A sostegno di questa affermazione può essere calcolato qual è il rapporto segnale/rumore che si ottiene qualora si trasmetta un watt; questo può essere realizzato utilizzando l'equazione (10.8). I risultati vengono riportati nella tabella 10.4 sia per la tratta in up-link che per quella in down-link.

Tabella 10.4. Valori del rapporto/segnale rumore che viene ricevuto, in condizioni di volo standard (D=20 km e D=115 km) e nelle fasi di decollo e atterraggio (D=10 km), quando viene trasmessa la potenza P_{TX} pari a 1 W

Rapporto $\eta = E_b/N_0$	**D = 20 km**	**D = 115 km**	**D = 10 km**
η up-link 32 kbit/s [dB]	51.3	31.3	57.3
η up-link 100 kbit/s [dB]	46.3	26.4	52.3
η down-link 32 kbit/s [dB]	47.9	27.9	53.9

Questa tabella mostra fondamentalmente l'andamento del parametro E_b/N_0 che può essere ottenuto in ricezione al variare della distanza a cui opera il velivolo rispetto alla stazione di terra. Si può notare che, come è lecito aspettarsi, il rapporto segnale/rumore aumenta quando la distanza diminuisce; questo incremento è importante in quanto nel sistema in esame può essere utilizzato per contrastare gli effetti indesiderati del multipath, i quali aumentano al diminuire della distanza. Avvicinandosi alla stazione di terra, infatti, i contributi dovuti alle riflessioni presentano delle differenze di cammino non trascurabili. È importante notare, ad esempio, che nel caso di up-link a 32 kbit/s (caso standard) con distanza di 10 km, cioè nelle fasi di decollo e atterraggio dove la presenza di cammini multipli è più rilevante, si ottiene un rapporto segnale/rumore di circa 57 dB. Grazie allo studio simulativo effettuato nel § 8.3.1 e ricordando la figura 8.4, si può notare che si ottiene una probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore BCH dell'ordine di 10^{-4}, la quale consente di raggiungere, grazie al successivo protocollo ARQ, una probabilità di circa 10^{-9}, cioè circa un ordine di grandezza inferiore rispetto a quella ottenuta utilizzando il target di 10^{-3} imposto all'uscita del BCH. Si può ancora sottolineare che la trasmissione a 32 kbit/s permette di ottenere dei margini di potenza superiori rispetto ai relativi casi ottenuti a 100 kbit/s e questo è dovuto al fatto che, utilizzando un bit rate inferiore, la potenza di rumore diminuisce.

Anche per la tratta in down-link valgono delle considerazioni analoghe a quelle esposte per l'up-link; a differenza di quest'ultimo, però, il valore di E_b/N_0 in ricezione risulta leggermente inferiore, in quanto il bit rate effettivo è superiore a causa della complessa codifica. Tuttavia il codice concatenato utilizzato permette di ottenere dei valori di probabilità d'errore molto bassi anche con rapporti segnale/rumore inferiori rispetto l'up-link. Ricordando i riultati della figura 8.9 è possibile notare che con elevati rapporti di E_b/N_0 non è più possibile valuare la probabilità d'errore mediante la tecnica per conteggio in tempi ragionevoli, in quanto non si verificano errori; questo significa che le probabilità d'errore ottenute all'uscita del decodificatore convoluzionale sono inferiori a 10^{-5}. Tale valore permette di ottenere una probabilità d'errore all'uscita del Reed-Solomon inferiore a 10^{-17}, recuperando così ben cinque ordini di grandezza rispetto al valore ottenuto con il target di 10^{-4} imposto all'uscita del decodificatore convoluzionale.

Capitolo 11

Conclusioni

L'obiettivo del lavoro svolto in questa tesi è stato la definizione delle specifiche per il sistema di telecomando e telemetria della piattaforma stratosferica Heliplat: sono stati presi in considerazione sia gli apparati di terra che quelli di bordo, effettuando uno studio sulle caratteristiche di modulazione, su quelle di codifica, sul calcolo del link-budget e sulla realizzabilità delle antenne. Uno schema riassuntivo delle specifiche risulatanti è riportato nella tabella 11.1.

Inizialmente si è deciso di analizzare lo standard proposto dal CCSDS per il telecomando e la telemetria dei sistemi satellitari; la complessa struttura proposta è stata semplificata mantenendone le parti fondamentali per non appesantire eccessivamente il sistema. In seguito, tramite la collaborazione con alcuni Dipartimenti del Politecnico di Torino, sono stati ricavati i tipi di dati, con la relativa frequenza, che occorre trasmettere e ricevere: il risultato di questa ricerca ha portato alla stima del flusso dati d'informazione, indicato in tabella con R_b. L'obiettivo successivo era quello di analizzare diversi schemi di modulazione per determinare quali di essi fosse più idoneo per poter essere utilizzato in presenza di un canale radio affetto da Doppler e multipath: questo studio ha portato alla scelta della modulazione DQPSK.

A questo punto, in seguito all'analisi delle prestazioni ottenute, si è deciso di applicare uno schema di codifica che permettesse di raggiungere bassi valori di probabilità d'errore. Si è partiti dal modello proposto dal CCSDS e dopo un'accurata analisi, sia dal punto di vista delle prestazioni in termini

Tabella 11.1. Riepilogo delle specifiche di telecomando e telemetria per la piattaforma stratosferica senza pilota Heliplat

Tratta	**up-link**		**down-link**
R_b (d'informazione) [kbit/s]	32	100	32
Modulazione	DQPSK	DQPSK	DQPSK
Tipo di codifica	BCH(63,51) + ARQ	BCH(63,51) + ARQ	convol.(2,1,7) + RS(31,23)
$R_{b,cod}$ (effettivo) [kbit/s]	40	124	86
Tipo di antenna in TX	a ventaglio		a elica
Apertura antenna in TX	elevaz.: 90°; azimut: 10°		5×60.5°
Guadagno ant. in TX [dB]	17	17	8.2
p_b(e) target	BCH: 10^{-3} $\Downarrow$ ARQ: 10^{-8}	BCH: 10^{-3} $\Downarrow$ ARQ: 10^{-8}	convol.: 10^{-4} $\Downarrow$ RS: 10^{-12}
$(E_b/N_0)_{min}$ in RX [dB]	10÷27	10÷27	10÷27
P_{TX} minima [mW]	0.116÷11.44	0.362÷35.75	0.253÷24.96
$(E_b/N_0)_{P_{TX}=1W}$ in RX [dB]	29.4÷55.4	24.5÷50.4	26÷52
$(\text{margine})_{P_{TX}=1W}$ [dB]	19.4÷39.4	14.5÷34.4	16÷36

di probabilità d'errore che di ritardi, sono state apportate le opportune modifiche che lo adattassero al sistema Heliplat. Si è così deciso di utilizzare un codice BCH (63,51) seguito da un protocollo ARQ, per quanto riguarda la tratta in up-link, e un codice concatenato costituito da un convoluzionale (2,1,7) seguito da un Reed-Solomon (31,23), per la tratta in down-link. L'applicazione della codifica ha prodotto un aumento del bit rate, passando da quello d'informazione R_b a quello effettivo $R_{b,cod}$. Nel calcolo prestazionale si è anche tenuto conto dei tempi di ritardo causati principalmente dalla presenza di un interlacciatore all'interno del codice concatenato.

In seguito sono state proposte diverse soluzioni per valutare l'effettiva possibilità di realizzare le antenne di terra e di bordo. Lo studio effettuato ha portato alla scelta di un'antenna a ventaglio, con un'apertura di 90° in elevazione e 10° in azimut, per l'antenna di terra, e di un'antenna che coprisse circa 180°, per quella di bordo; le aperture indicate per entrambi i tipi di antenna, sono relative alla larghezza del fascio a -3 dB rispetto al massimo

(HPBW, *Half Power Beam Width*). La prima è stata realizzata mediante una schiera lineare di dipoli alimentati da una corrente con distribuzione d'ampiezza a coseno, prevedendo l'eventuale possibilità di variarne la fase in modo da riuscire ad effettuare un inseguimento elettronico del velivolo; la seconda, invece, è stata realizzata mediante una serie di cinque antenne ad elica opportunamente disposte, in grado di fornire una polarizzazione di tipo ellittico.

L'ultimo passo è stato quello di effettuare un'analisi in termini di link-budget per valutare l'entità della potenza trasmessa. A questo scopo sono stati fissati dei valori di probabilità d'errore sul bit, identificati come target e in grado di soddisfare dei requisiti minimi di affidabilità, che potessero essere raggiunti con un'adeguato valore di rapporto segnale/rumore ricevuto. Nelle ultime righe della tabella 11.1 è stato riportato soltanto l'intervallo di valori dei vari parametri, in modo da dare un'idea dell'ordine di grandezza: una trattazione più dettagliata, al variare della distanza del collegamento, è stata effettuata nel capitolo 10. Le potenze minime che devono essere trasmesse raggiungono al più qualche decina di milliwatt; questo risultato è confortante, data la scarsa disponibilità a bordo. Supponendo, però, di trasmettere una potenza pari a 1 W, i valori di E_b/N_0 ricevuti risultano molto più elevati dei precedenti e di conseguenza anche le probabilità d'errore appariranno alquanto inferiori rispetto a quelle target. Nella tabella 11.1, sempre nel caso di potenza trasmessa unitaria, vengono anche riportati i margini che si hanno a disposizione nel caso in cui ci si limiti al raggiungimento delle probabilità d'errore target: i valori ottenuti sono di alcune decine di decibel.

Lo studio svolto in questa tesi ha portato alla definizione delle specifiche per quanto riguarda la parte trasmissiva e di codifica del sistema di telecomando e telemetria di Heliplat. Sarà necessario, in futuro, approfondire il progetto di massima delle antenne di terra e di bordo, definendo le specifiche realizzative dei diversi dispositivi. Sarà inoltre indispensabile un approfondimento riguardante gli strati di livello superiore rispetto a quelli trattati nel presente lavoro; è infatti necessario conoscere gli esatti formati dei pacchetti, le temporizzazioni e le sincronizzazioni opportune, nonché le tecniche di multiplazione dei flussi dati d'utente.

Bibliografia

[1] *Telecommand: Summary of Concept and Rationale*, Report CCSDS 200.0-G-6, Green Book, Issue 6, Washington D.C., January, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[2] *Telecommand, Part 1: Channel Service*, Recommendation CCSDS 201.0-B-3, Blue Book, Issue 3, Washington D.C., June, 2000, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[3] *Telecommand, Part 2: Data Routing Service*, Recommendation CCSDS 202.0-B-2, Blue Book, Issue 2, Washington D.C., November, 1998, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[4] *Telecommand, Part 2.1: Command Operation Procedures*, Recommendation CCSDS 202.1-B-1, Blue Book, Issue 1, Washington D.C., October, 1991, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[5] *Telecommand, Part 3: Data Management Service*, Recommendation CCSDS 203.0-B-1, Blue Book, Issue 1, Washington D.C., January, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[6] *Telemetry: Summary of Concept and Rationale*, Report CCSDS 100.0-G-1, Green Book, Issue 1, Washington D.C., December, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[7] *Telemetry Channel Coding*, Recommendation CCSDS 101.0-B-3, Blue Book, Issue 3, Washington D.C., May, 1992,

http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[8] *Packet Telemetry*, Recommendation CCSDS 102.0-B-2, Blue Book, Issue 2, Washington D.C., January, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[9] *Packet Telemetry Services*, Recommendation CCSDS 103.0-B-1, Blue Book, Issue 1, Washington D.C., May, 1996, http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[10] A. Lausetti, F. Filippi, *Elementi di meccanica del volo*, Levrotto & Bella, Torino, Italy, 1956

[11] R. Foschini, *Nozioni di aerodinamica e meccanica del volo*, Esculapio, Bologna, Italy, 1980

[12] A. Leich, *GPS Satellite Surveying*, John Wiley & Sons, New York, USA, 1990

[13] F. Crosilla, L. Mussio, *Il sistema di posizionamento globale satellitare GPS*, CISM, Udine, Italy, 1991

[14] T. Logsdon, *Understanding the Navstar: GPS, GIS, and IVHS*, 2nd ed., Van Nostrand Reinhold, New York, USA, 1995

[15] S. Focardi, I. Massa, U. Uguzzoni *Fisica generale: meccanica e termodinamica*, Ambrosiana, Milano, Italy, 1999

[16] R. Noyes, *Fuel cells for public utility and industrial power*, Noyes Data Corporation, Park Ridge, New Jersey, USA, 1977

[17] W. Mitchell jr., *Fuel Cells*, Accademic Press, New York, USA, 1963

[18] C. Hu, R. M. White *Solar Cells from basic to advanced systems*, McGraw Hill, New York, USA, 1983

[19] M. Sittig, *Solar cells for photovoltaic generation of elettricity: materials, devices and application*, Noyes Data Corporation, Park Ridge, New Jersey, USA, 1979

[20] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*, Prentice Hall International Editions, New Jersey, USA, 1996

[21] W. C. Jakes jr., *Microwave mobile communications*, John Wiley & Sons, North Andover, Massachusetts, USA, 1974

[22] L. J. Cimini jr., *Analysis and simulation of digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 33, No. 7, July, 1985

[23] M. Alard, R. Lassalle, *Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers*, EBU Review, Tech. No. 224, August, 1987

[24] L. Lo Presti, F. Neri, *L'analisi dei segnali*, 2nd ed., C.L.U.T., Torino, Italy, 1992

[25] S. Benedetto, E. Biglieri, *Trasmission with wireless applications*, Plenum, 1998

[26] A. Baciotti, F. Ricci, *Analisi matematica volume I*, Liguori editore, Napoli, Italia, Ottobre, 1994

[27] J. G. Proakis, M. Salehi, *Communication systems engineering*, Prentice Hall International Editions, New Jersey, USA, 1994

[28] J. Saltz, S. B. Weinstein, *Fourier transform communication system*, presented at the Ass. Comput. Machinary Conference Computers and Communication, Pine Mountains, October, 1969

[29] S. Benedetto, E. Biglieri, V. Castellani, *Digital transmission theory*, Prentice Hall International Editions, Englewood Cliffs, New Jersey, USA, 1987

[30] F. Fagnola, G. Pistone, *Primo semestre di probabilità* , C.L.U.T., Torino, Italy, 1996

[31] P. A. Laurent, *Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulse (AMP)*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-34, No. 2, February, 1986

[32] K. Kuchi, V. K. Prabhu, *Power spectral density of GMSK modulation using matrix methods*, IEEE Military Communications Conference Proceedings, Vol. 1, 1999

[33] K. Kuchi, V. K. Prabhu, *Spectral occupancy and error rate considerations of coherent GMSK*, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Vol. 3, 1999

[34] A. Linz, A. Hendrickson, *Efficient implementation of an I-Q GMSK modulator*, IEEE Transactions on Circuit and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 43, Issue 1, January, 1999

[35] K. Murota, K. Hirade, *GMSK modulation for digital mobile radio telephony*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-29, No. 7, July, 1981

[36] *TOPSIM IV: user manual*, Politecnico di Torino, Torino, Italy, 1993

[37] L. Lo Presti, M. Mondin, *Design of optimal FIR raised cosine filter*,

Electronics Letters, Vol. 25, No. 7, March, 1989

[38] G. David Forney jr., *Concatenated codes*, M.I.T. Press, Cambridge, Massachusetts, USA, 1966

[39] W. W. Peterson, *Error correcting codes*, M.I.T. Press and John Wiley & Sons, New York, USA, 1961

[40] S. B. Wicker, V. K. Bhargava, *Reed-Solomon codes and their application*, IEEE Press, New York, USA, 1994

[41] R. E. Blahut, *Theory and practice of error control codes*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, USA, 1983

[42] G. C. Clark jr., J. B. Cain, *Error-correction coding for digital communications*, Plenum, New York, USA, 1981

[43] A. Dholakia, *Introduction to convolutional codes with applications*, Kluwer Accademic Publishers, Norwell, Massachusetts, USA, 1994

[44] J. D. Spragins, J. L. Hammond, K. Pawlikowski *Telecomunications protocols and design*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, USA, 1991

[45] K. Sigmon, *Matlab: primer*, 4th ed., CRC Press, Boca Raton, Florida, USA, 1994

[46] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, New York, USA, 1997

[47] J. D. Kraus, *Antennas*, McGraw Hill, New York, USA, 1950

[48] W. L. Stutzman, G. A. Thiele *Antenna theory and design*, John Wiley & Sons, New York, USA, 1981

[49] G. Vecchi, *Appunti sull'irradiazione e le antenne*, C.L.U.T., Torino, Italy, 1998

[50] G. Monti Guarnieri, *Nozioni sui ponti radio*, IV ed., Tamburini editore, Milano, Italia, 1971

[51] L. J. Ippolito jr., *Radiowave propagation in satellite communication*, Van Nostrand Reinhold Company, New York, USA, 1986