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 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-

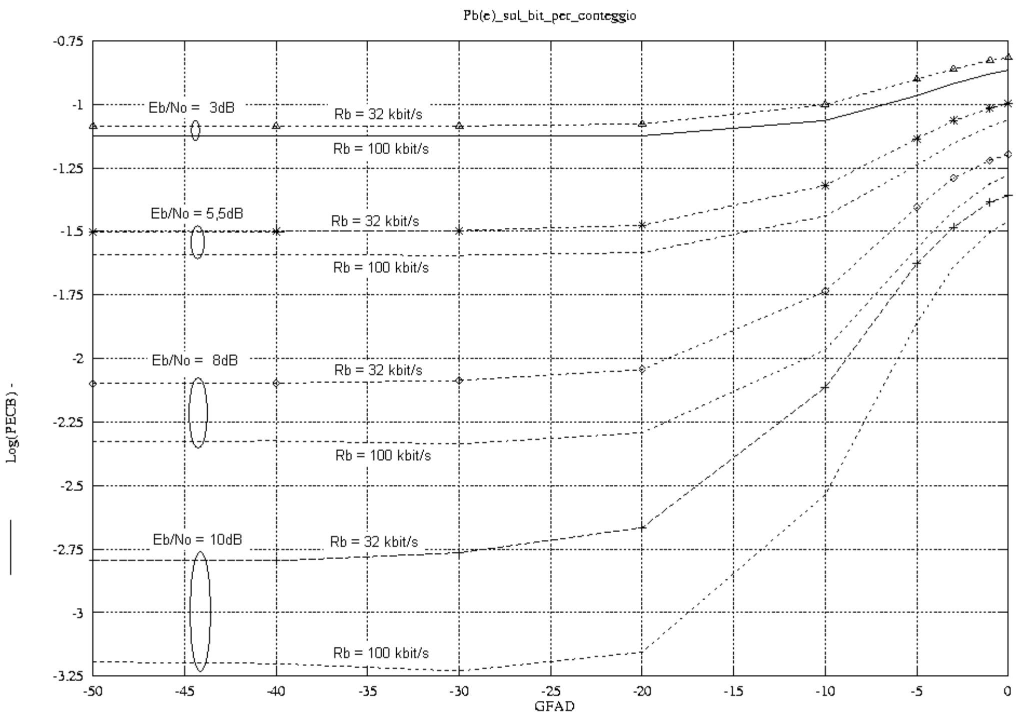

Figura 8.1. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit della DQPSK a 32 kbit/s e a 100 kbit/s

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-

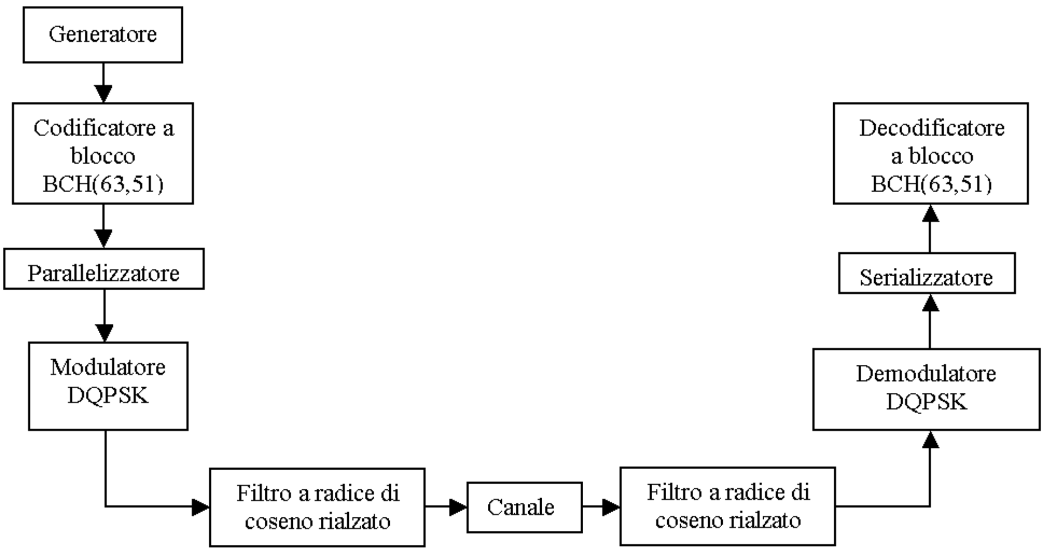

Figura 8.2. Diagramma a blocchi dello schema simulativo utilizzato per la codifica e decodifica mediante codice BCH

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,

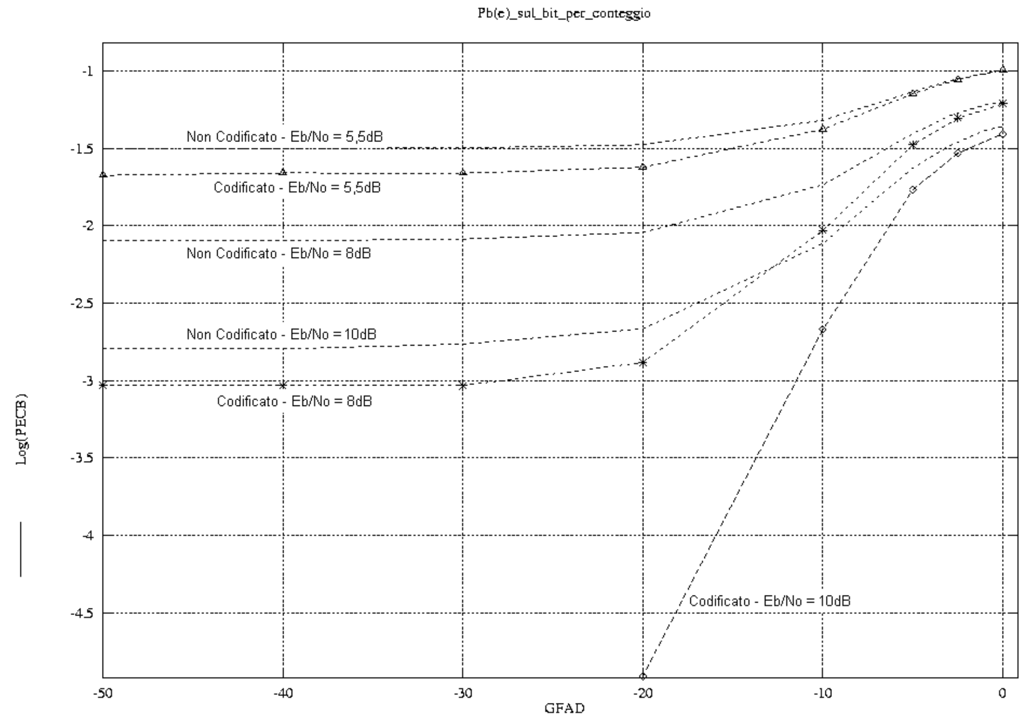

Figura 8.3. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit della DQPSK a 32 kbit/s con e senza il codice BCH (63,51)

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

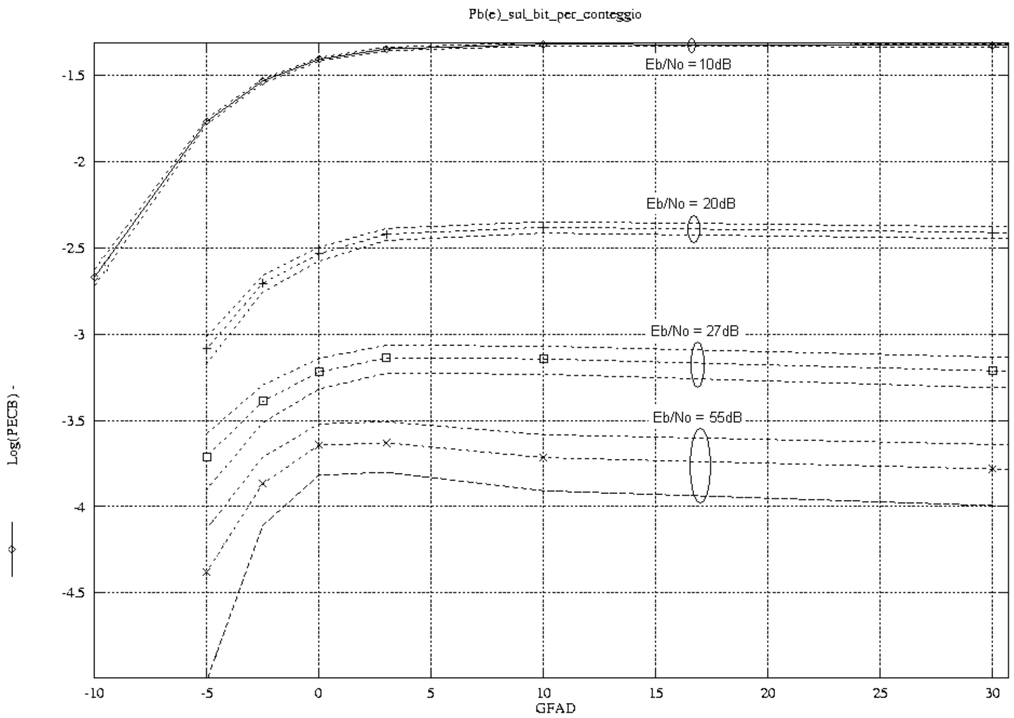

Figura 8.4. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit al variare del rapporto segnale/rumore, con rispettivi limiti di confidenza, della DQPSK a 32 kbit/s con codice BCH (63,51) per le fasi di decollo e atterraggio

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

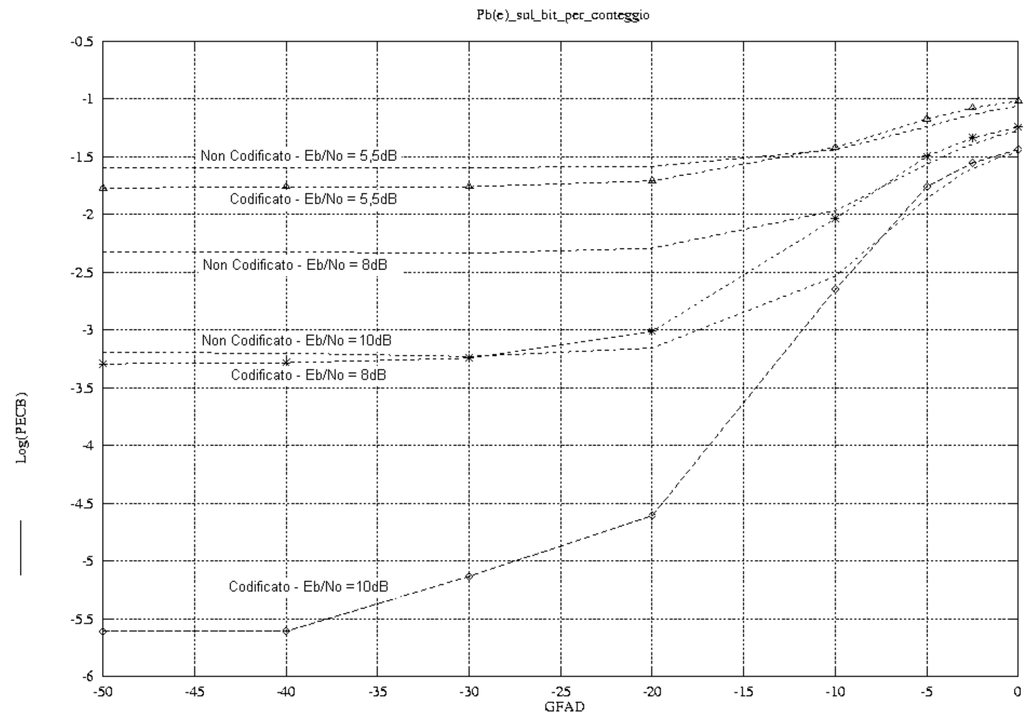

Figura 8.5. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit della DQPSK a 100 kbit/s con e senza il codice BCH (63,51)

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

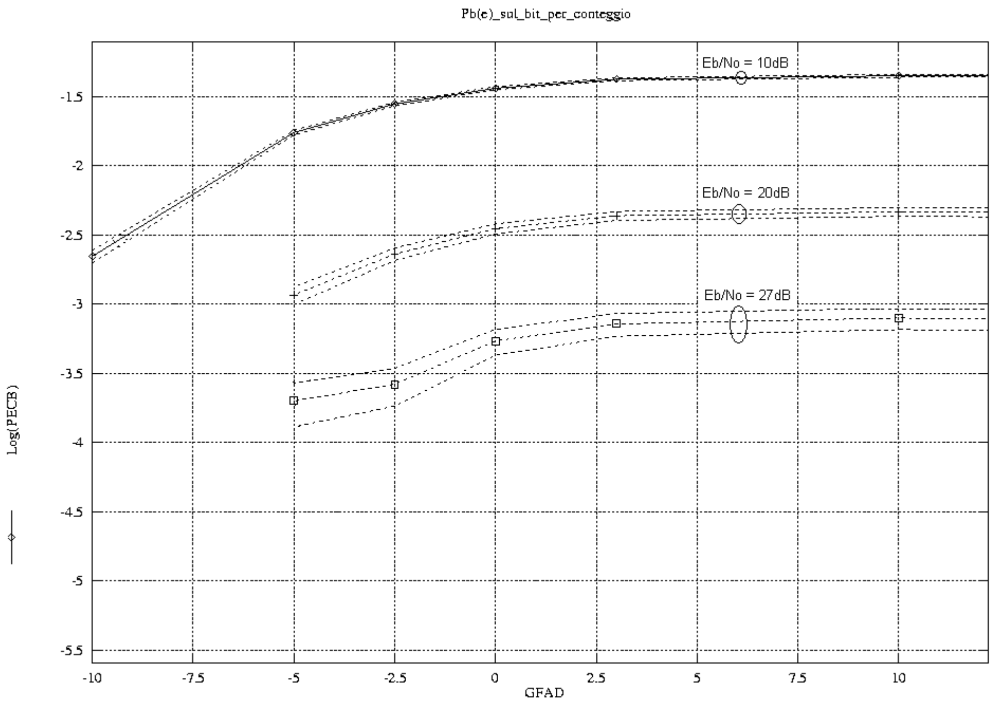

Figura 8.6. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit al variare del rapporto segnale/rumore, con rispettivi limiti di confidenza, della DQPSK a 100 kbit/s con codice BCH (63,51) per le fasi di decollo e atterraggio

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

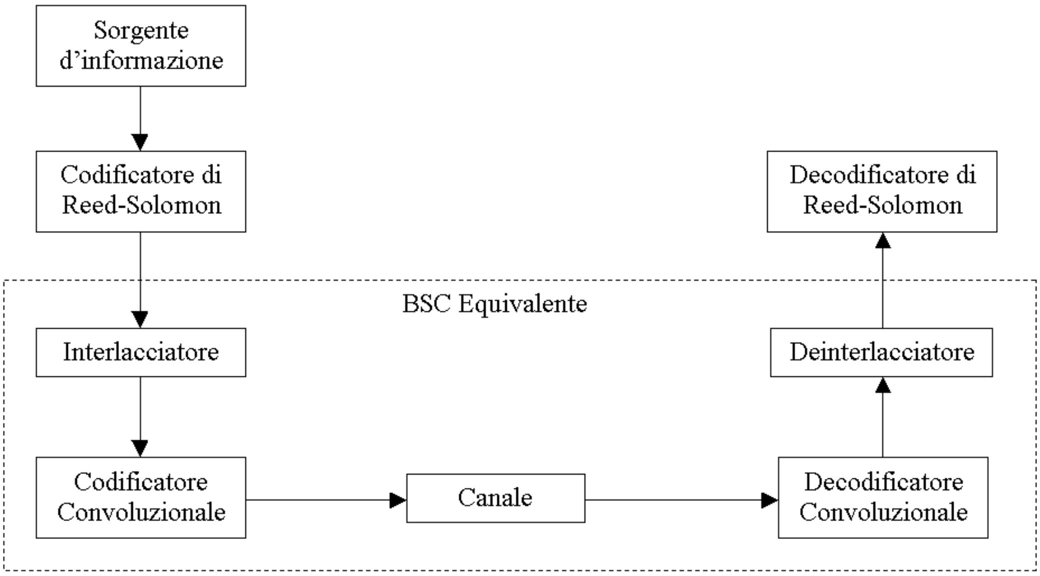

Figura 8.7. Schema di principio utilizzato per la codifica della tratta in down-link

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-

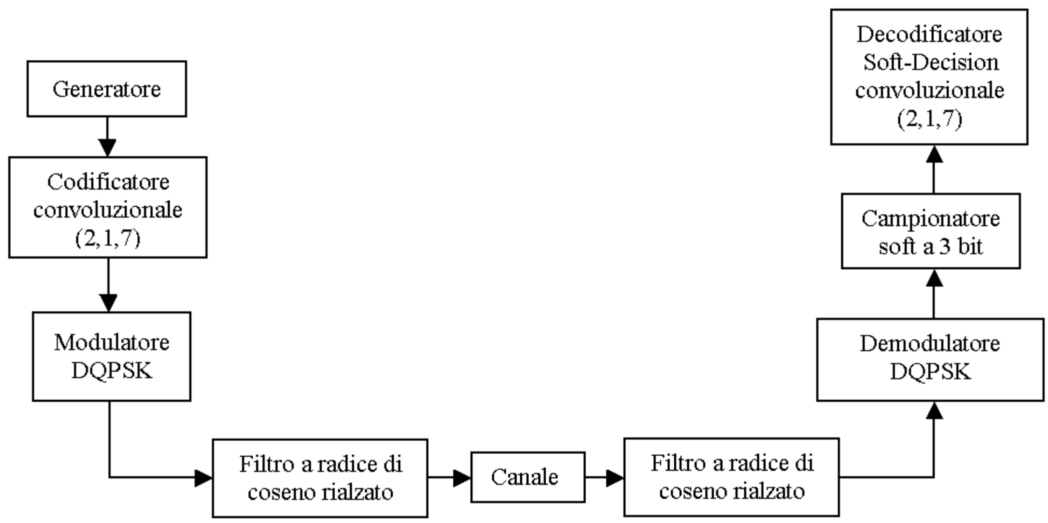

Figura 8.8. Diagramma a blocchi dello schema simulativo utilizzato per la codifica e decodifica mediante codice convoluzionale

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.

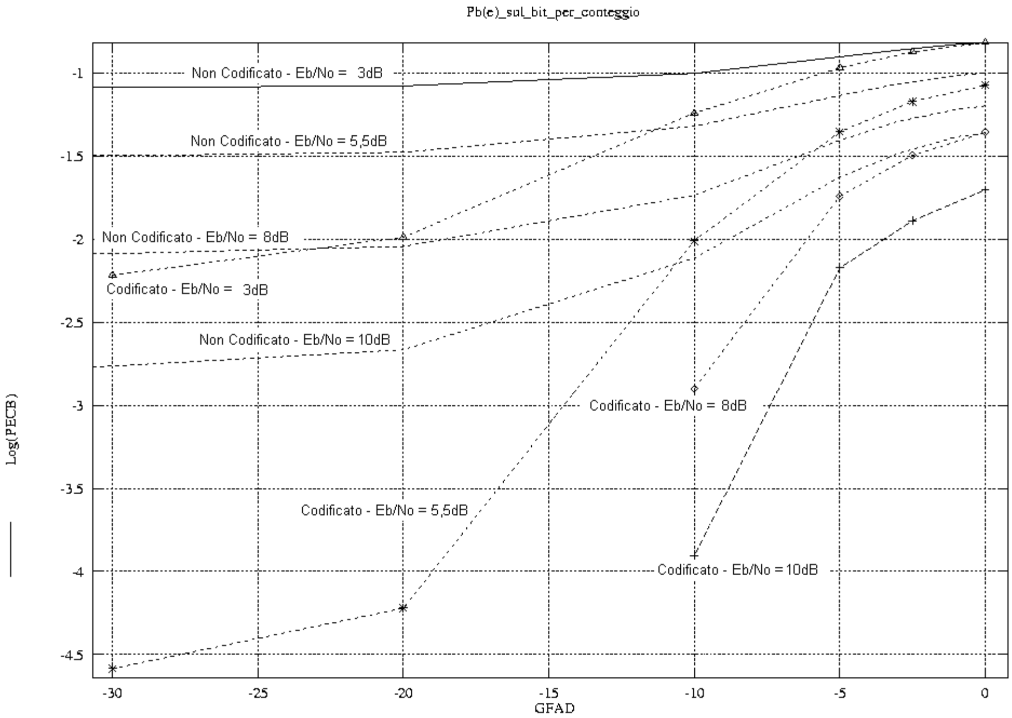

Figura 8.9. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit della modulazione DQPSK in down-link nel caso si applichi o meno la codifica convoluzionale

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

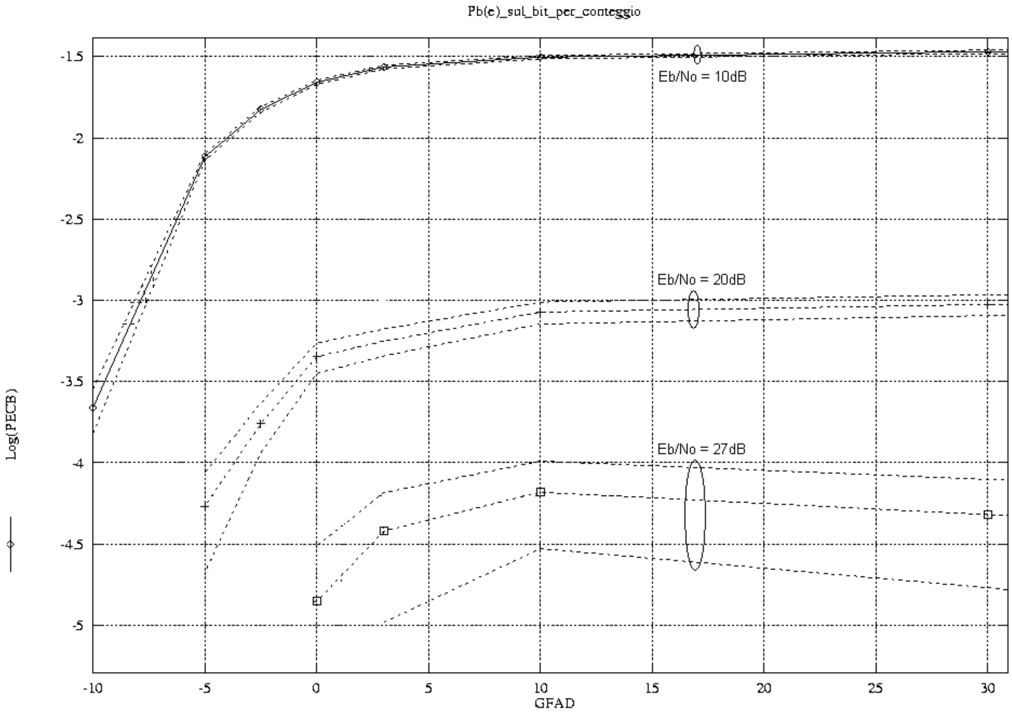

Figura 8.10. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit al variare del rapporto segnale/rumore, con rispettivi limiti di confidenza, della DQPSK con codice convoluzionale (2,1,7) per le fasi di decollo e atterraggio

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

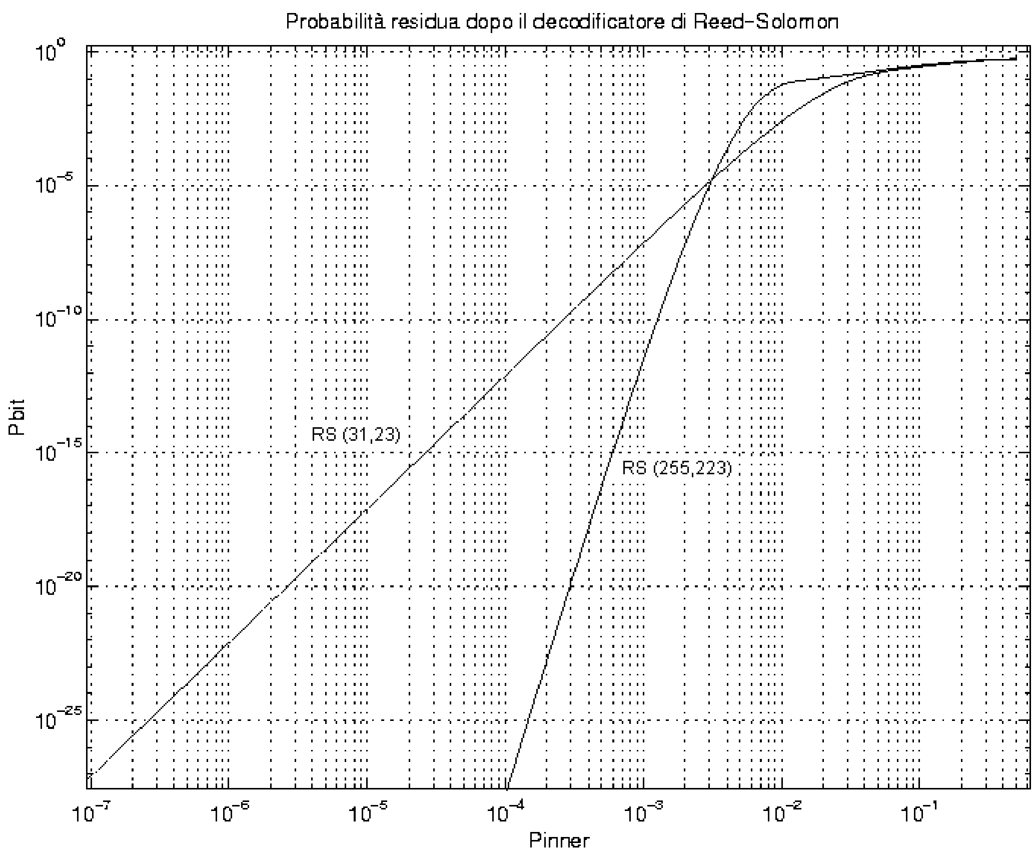

Figura 8.11. Limite superiore della probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore di Reed-Solomon (31,23) e (255,223), al variare della probabilità di transizione del BSC equivalente su cui opera

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

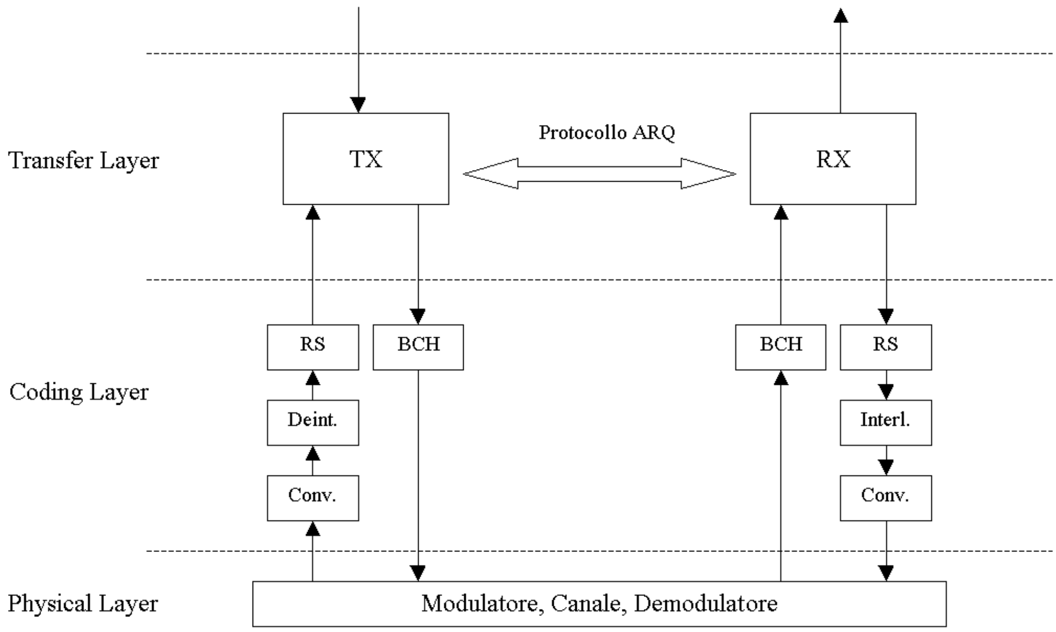

Figura 8.12. Rappresentazione schematica dell'interazione tra lo strato fisico, quello di codifica e quello di trasferimento

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

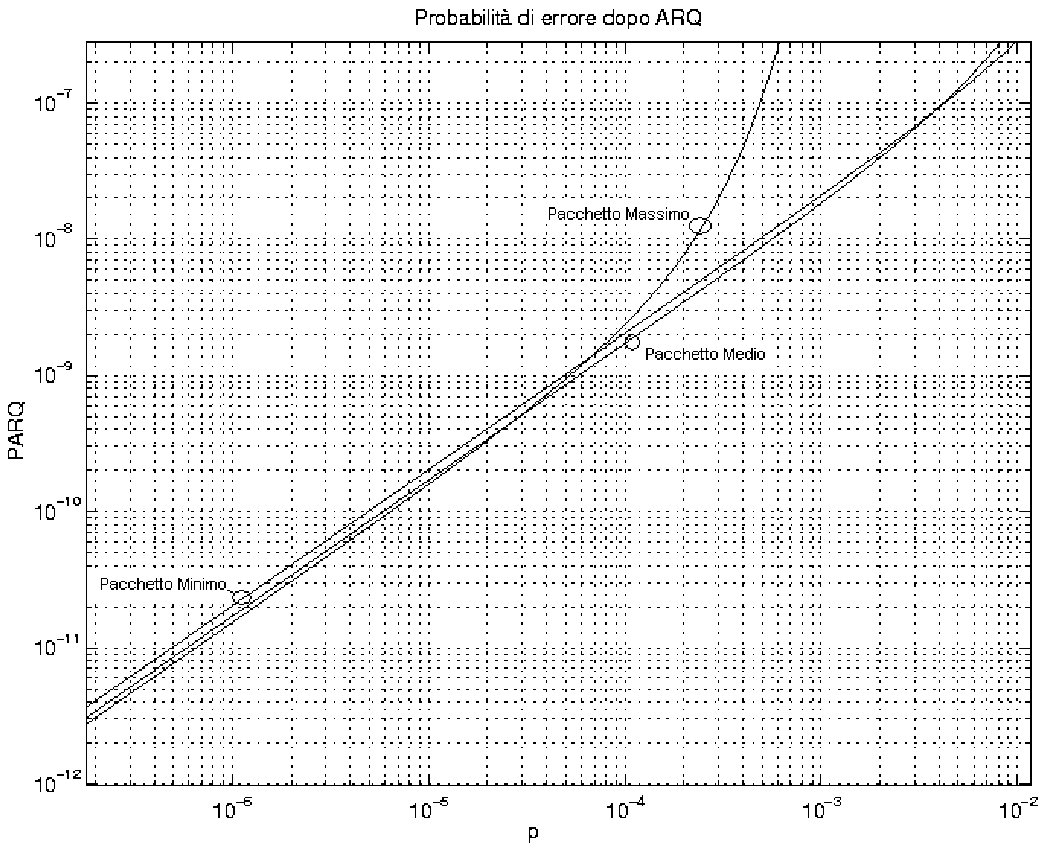

Figura 8.13. Andamento della probabilità residua sul bit dopo il protocollo ARQ al variare della probabilità d'errore sul bit all'uscita del BCH, valutata per tre tipi di pacchetti con lunghezza diversa

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

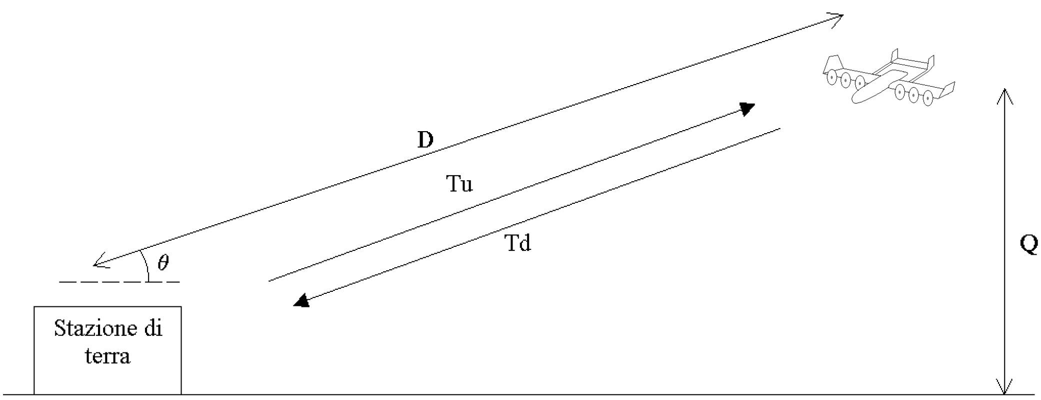

Figura 8.14. Schema del sistema relativo alla condizione di massima distanza, con relativi ritardi di tratta

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

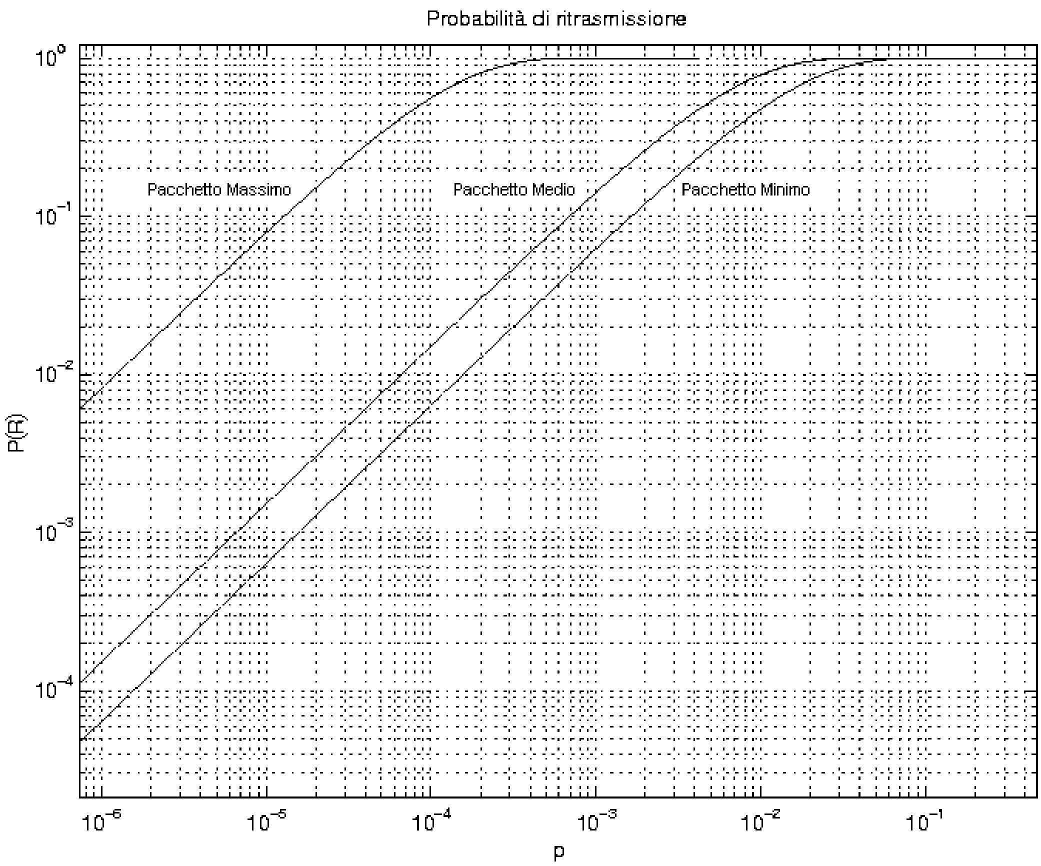

Figura 8.15. Andamento della probabilità di ritrasmissione in funzione della probabilità d'errore all'uscita del codice BCH per le tre lunghezze di pacchetto considerate

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

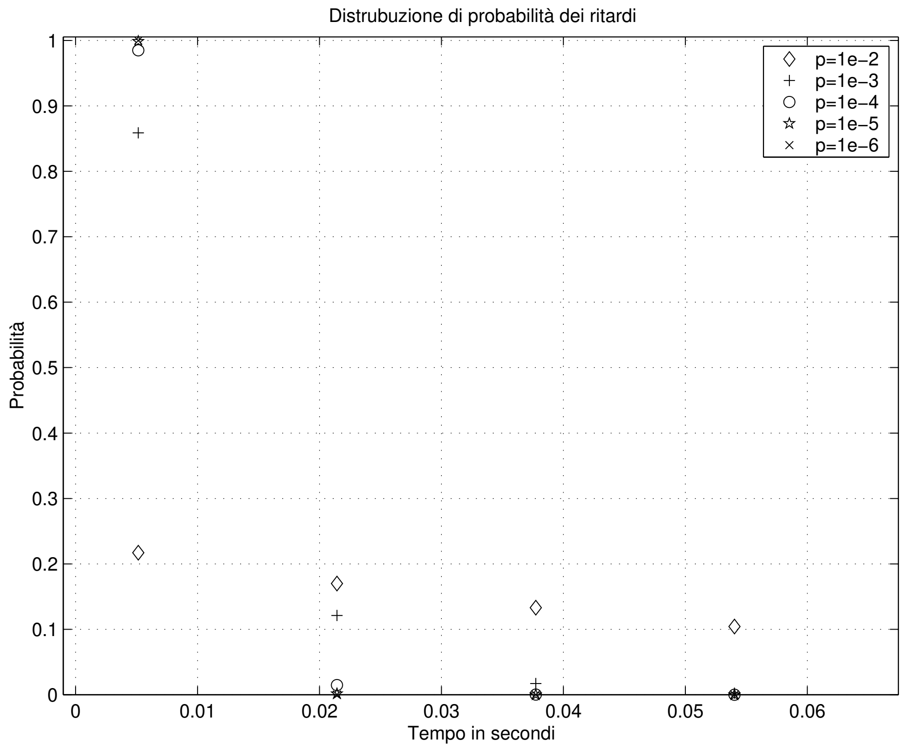

Figura 8.16. Funzione di distribuzione dei ritardi in scala lineare al variare della probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore BCH

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

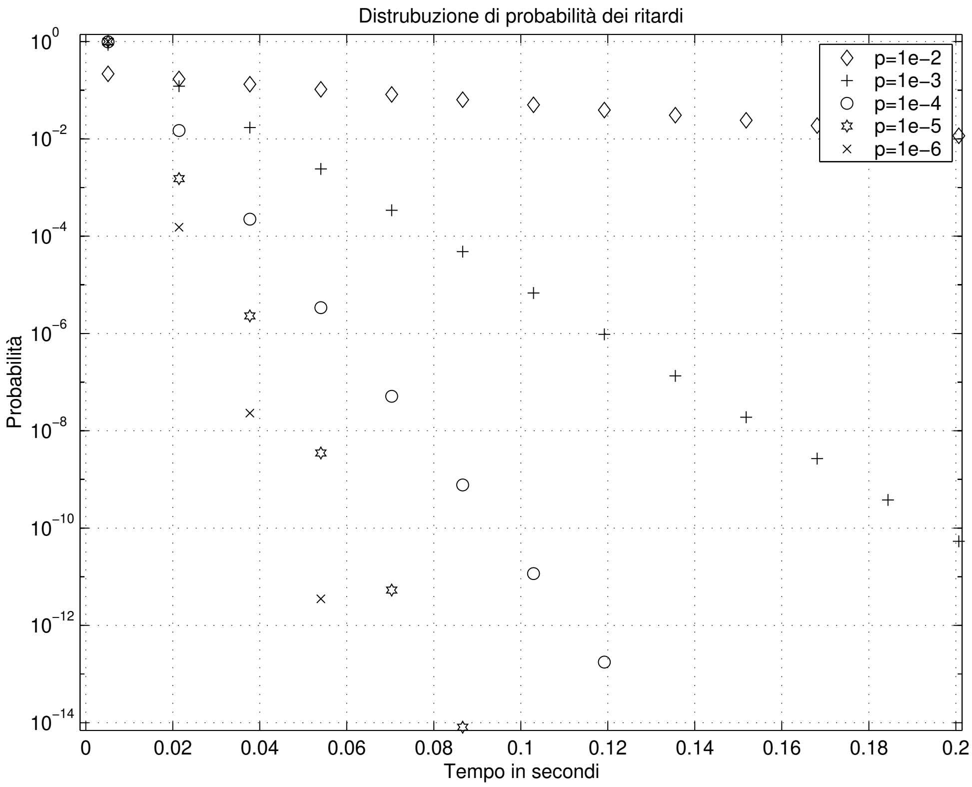

Figura 8.17. Funzione di distribuzione dei ritardi in scala semilogaritmica al variare della probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore BCH

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

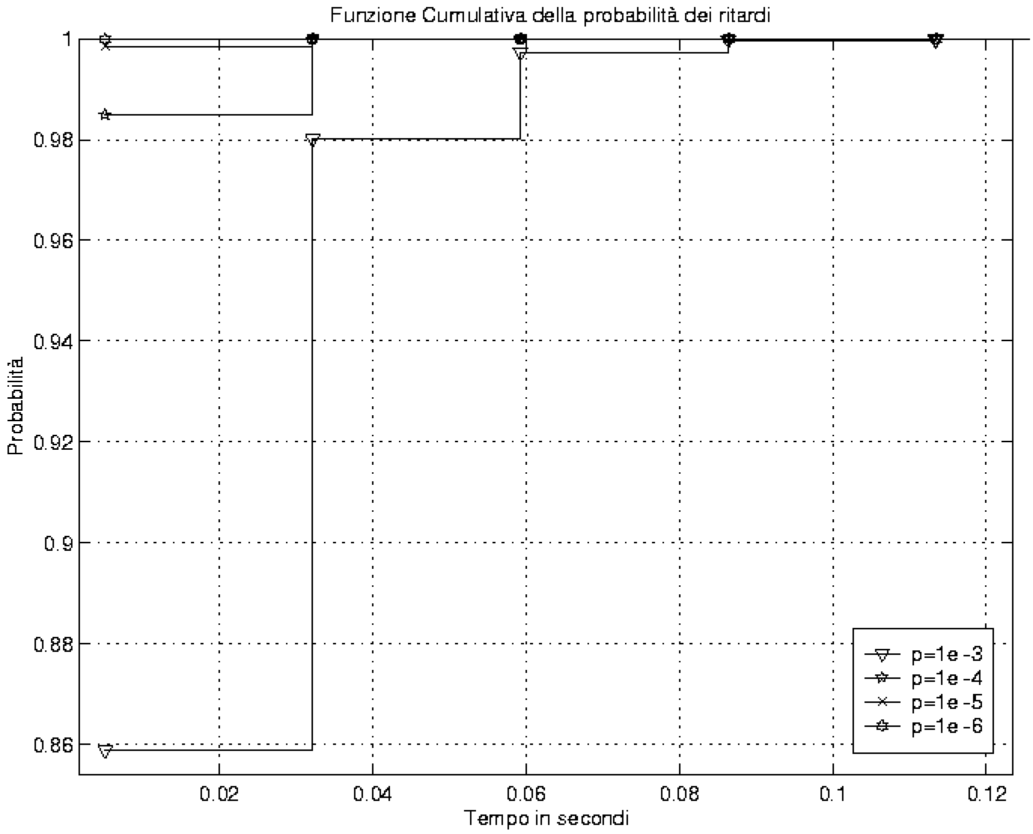

Figura 8.18. Funzione di distribuzione cumulativa dei ritardi al variare della probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore BCH nel caso si utilizzi un pacchetto di dimensioni medie

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

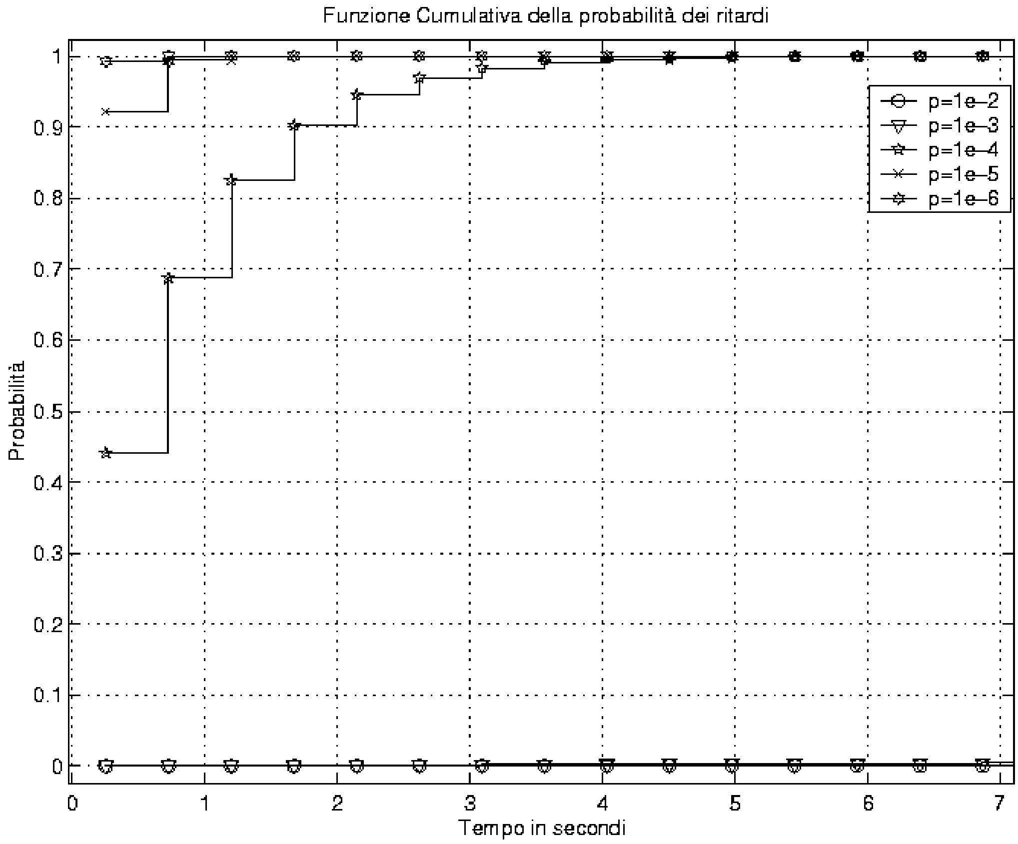

Figura 8.19. Funzione di distribuzione cumulativa dei ritardi al variare della probabilità d'errore sul bit all'uscita del decodificatore BCH nel caso si utilizzi un pacchetto di dimensioni massime

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

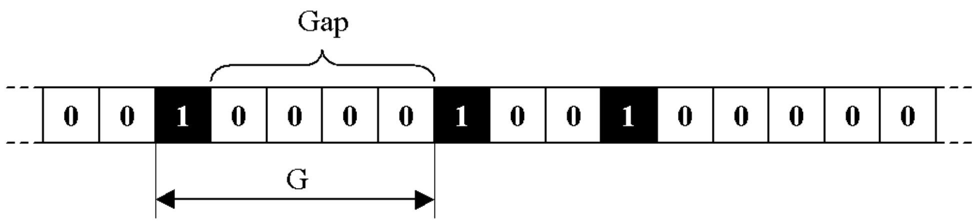

Figura 8.20. Esemplificazione dei gap in una possibile sequenza d'errore

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

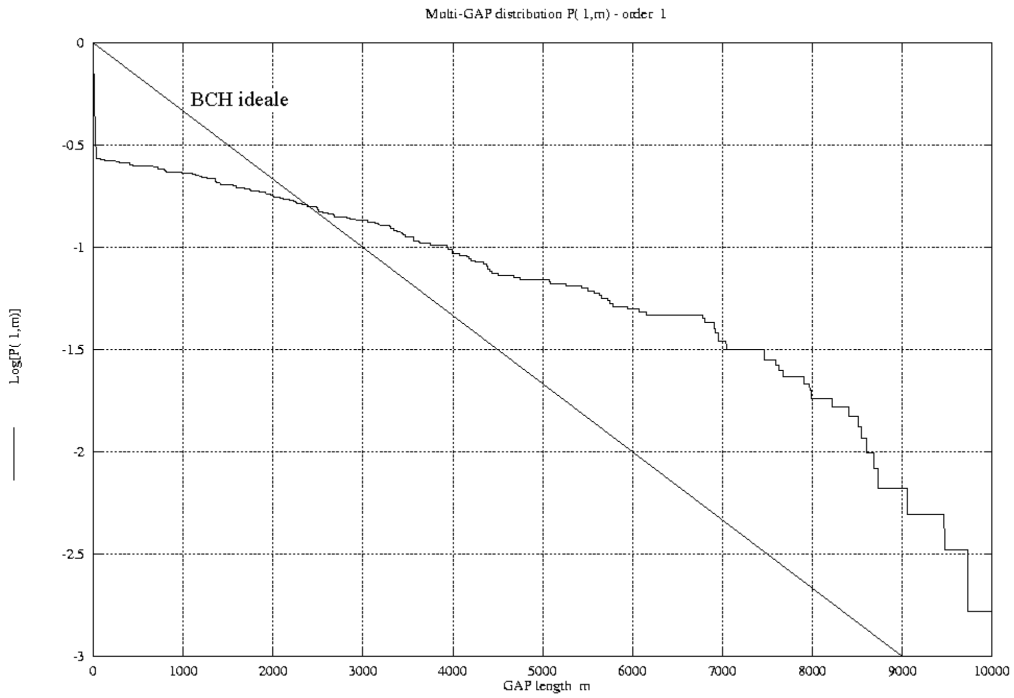

Figura 8.21. Analisi dei gap nel caso della tratta in up-link con bit rate pari a 32 kbit/s: andamento della funzione di distribuzione dei gap, confrontata con l'andamento ottenuto su canale senza memoria in presenza di un basso contributo dovuto al multipath

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

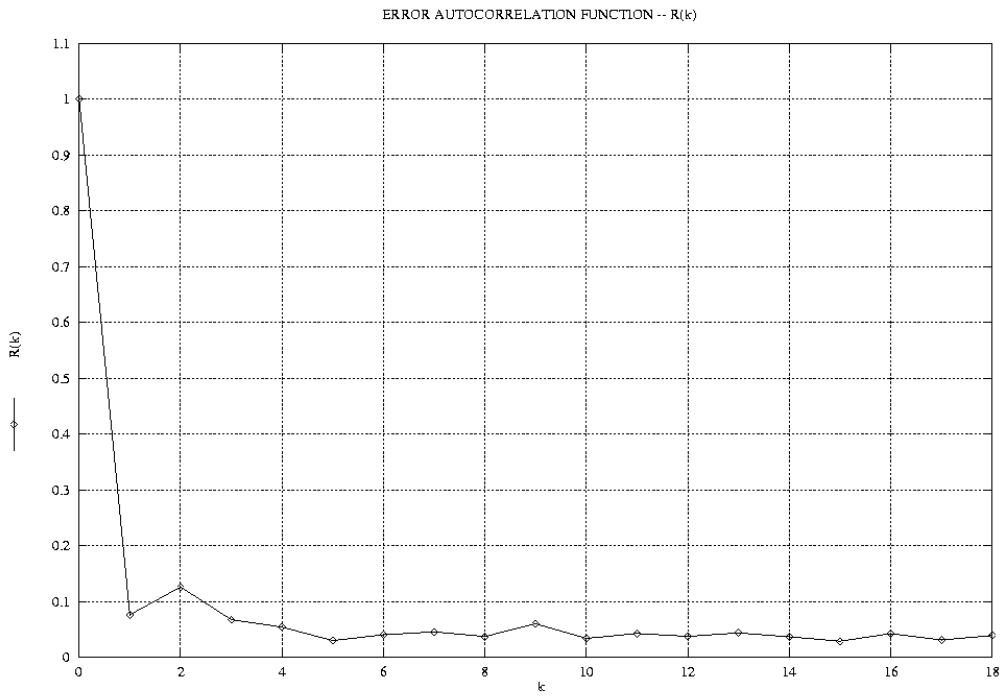

Figura 8.22. Funzione di autocorrelazione relativa al flusso dati nella tratta in up-link con bit rate pari a 32 kbit/s in presenza di un basso contributo dovuto al multipath

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

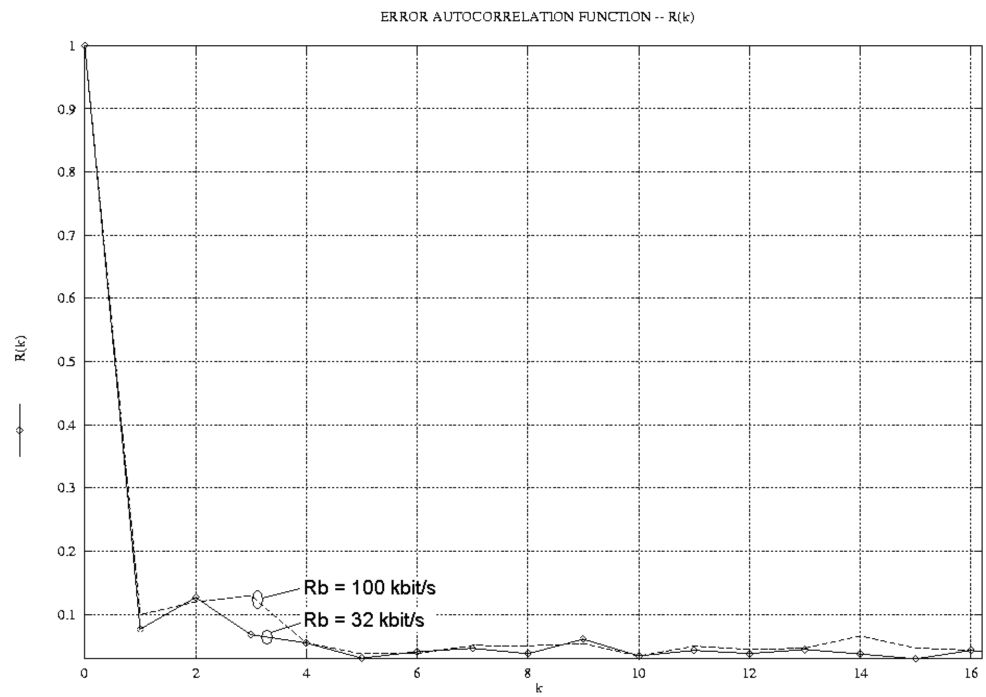

Figura 8.23. Confronto tra gli andamenti delle funzioni di autocorrelazione nella tratta in up-link a 32 kbit/s e 100 kbit/s in presenza di un basso contributo dovuto al multipath

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 approsimazione, 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;

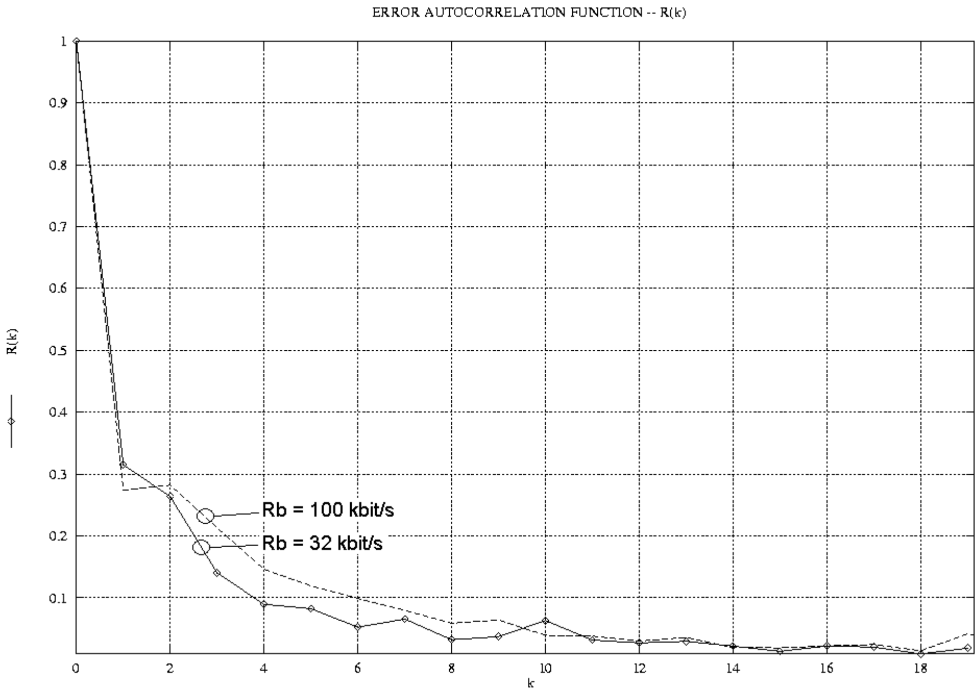

Figura 8.24. Confronto tra gli andamenti delle funzioni di autocorrelazione nella tratta in up-link a 32 kbit/s e 100 kbit/s in presenza di un elevato contributo dovuto al multipath

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

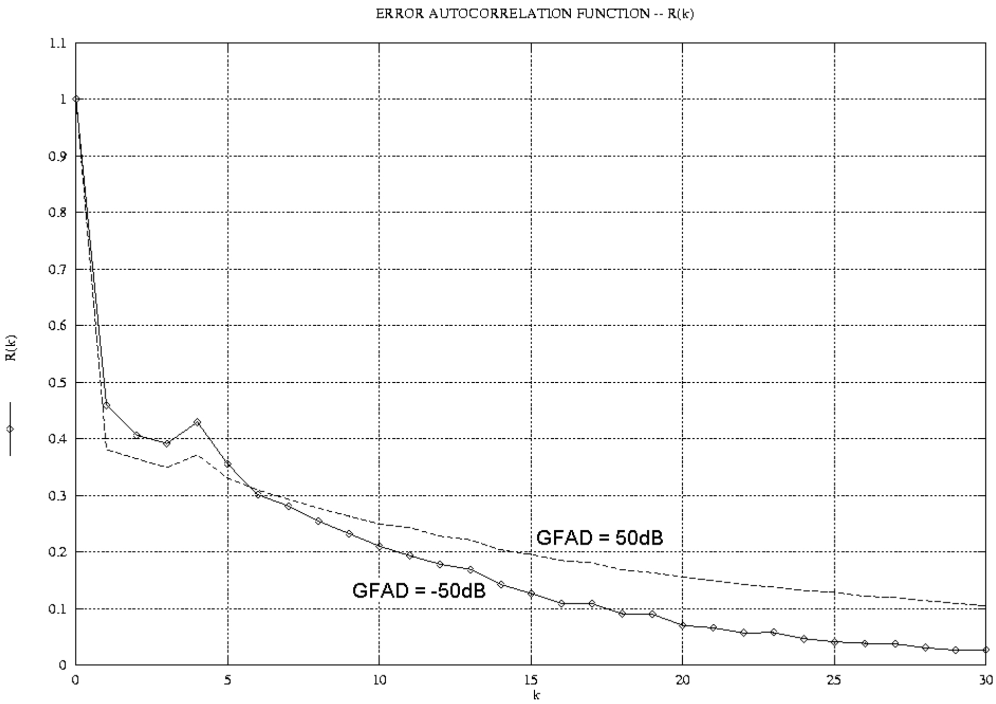

Figura 8.25. Confronto delle funzioni di autocorrelazione per la tratta in down-link nel caso di ridotto ed elevato contributo dovuto al multipath

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.

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