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

Contributi dei candidati I

Ringraziamenti III

1 Introduzione 1

2 Schema proposto dal CCSDS per il telecomando e la telemetria 7

2.1 Introduzione 7
2.2 Telecomando 8
2.3 Telecomando: flusso dati al trasmettitore 11
2.3.1 Application Process Layer 11
2.3.2 System Management Layer 11
2.3.3 Packetization Layer 12
2.3.4 Segmentation Layer 14
2.3.5 Transfer Layer 15
2.3.6 Coding Layer 21
2.3.7 Physical Layer 25
2.4 Telecomando: flusso dati al ricevitore 26
2.4.1 Physical Layer 27
2.4.2 Coding Layer 27
2.4.3 Transfer Layer 28
2.4.4 Segmentation Layer 32
2.4.5 Packetization Layer 32
2.4.6 System Management Layer 33
2.4.7 Application Process Layer 33

2.5 Telemetria 33
2.5.1 Layer D: Space Transfer Layer 35
2.5.2 Layer C: Virtual Channel Access Layer 40
2.5.3 Layer B: Channel Access Layer 45
2.5.4 Layer A: Physical Access Layer 46
2.6 Riepilogo dello standard CCSDS 53
2.6.1 Telecomando secondo il CCSDS 53
2.6.2 Telemetria secondo il CCSDS 56
2.6.3 Applicabilità dello schema CCSDS ad Heliplat 57

3 Analisi del flusso dati in up-link e down-link 61
3.1 Introduzione 61
3.2 Dati aeronautici 63
3.2.1 Parametri relativi agli assi corpo 64
3.2.2 Parametri relativi alla posizione 66
3.2.3 Parametri relativi alla pressione 69
3.2.4 Parametri relativi alla velocità 70
3.2.5 Bit rate relativo al flusso dati aeronautico 71
3.3 Dati energetici 72
3.3.1 Principio di funzionamento delle celle a combustibile . 73
3.3.2 Parametri del sistema energetico 75
3.3.3 Bit rate relativo al flusso dati energetico 78
3.4 Dati elettrici 79
3.4.1 Principio di funzionamento delle celle solari 79
3.4.2 Parametri del sistema elettrico 81
3.4.3 Bit rate relativo al flusso dati elettrico 82
3.5 Flusso dati complessivo in down-link 83
3.6 Flusso dati complessivo in up-link 84

4 Il canale di propagazione 87
4.1 Introduzione 87
4.2 L'effetto dei multipath nel tempo 89
4.2.1 Risposta all'impulso del canale affetto da multipath . 90
4.3 L'effetto dei multipath in frequenza 93

4.3.1 L'effetto Doppler 93
4.3.2 L'effetto Doppler in presenza di multipath 95
4.4 Parametri caratteristici del canale mobile soggetto a multipath 97
4.4.1 Parametri relativi alle caratteristiche del canale 97
4.4.2 Effetti del canale sul segnale trasmesso 99
4.5 Modellizzazione del canale di propagazione 100
4.5.1 Modello generale del canale 101
4.5.2 Modello del canale simulato 104

5 Schemi di modulazione analizzati 107
5.1 Introduzione 107
5.2 La modulazione OFDM 108
5.2.1 Il segnale 108
5.2.2 Ortogonalità delle portanti 110
5.2.3 Spettro del segnale 112
5.2.4 Efficienza spettrale 113
5.2.5 Energia e potenza 114
5.2.6 Intervallo di guardia 115
5.2.7 Modulatore e demodulatore 118
5.2.8 Prestazioni su canale AWGN 119
5.3 Le modulazioni DQPSK e $\pi/4$ DQPSK 121
5.3.1 Il segnale 123
5.3.2 Spettro del segnale 124
5.3.3 Efficienza spettrale 126
5.3.4 Energia e potenza 126
5.3.5 Modulatore e demodulatore DQPSK 128
5.3.6 Modulatore e demodulatore $\pi/4$ DQPSK 130
5.3.7 Prestazioni su canale AWGN 133
5.4 La modulazione GMSK 133
5.4.1 Il segnale 135
5.4.2 Filtro gaussiano e spettro del segnale 137
5.4.3 Efficienza spettrale 140
5.4.4 Modulatore e demodulatore 140
5.4.5 Prestazioni su canale AWGN 144

6 Simulazioni per la scelta della modulazione **147**
6.1 Introduzione . . . 147
6.2 La modulazione OFDM . . . 149
6.3 La modulazione DOFDM . . . 151
6.3.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione . . . 152
6.4 La modulazione DQPSK . . . 154
6.4.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione . . . 157
6.5 La modulazione $\pi/4$ DQPSK . . . 158
6.5.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione . . . 159
6.6 La modulazione GMSK . . . 159
6.6.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione . . . 161
6.7 Confronti tra le modulazioni . . . 163
6.7.1 Confronto tra la DOFDM e la DQPSK . . . 163
6.7.2 Confronto tra la DQPSK e la $\pi/4$ DQPSK . . . 164
6.7.3 Confronto tra la DQPSK e la GMSK . . . 166
6.7.4 Considerazioni conclusive . . . 167

7 Tecniche di codifica analizzate **170**
7.1 Introduzione . . . 170
7.2 Generalità sui codici di canale . . . 171
7.2.1 Cenni sui codici a blocco . . . 173
7.2.2 Un sottoinsieme di codici a blocco: i codici ciclici . . . 176
7.2.3 I codici concatenati . . . 178
7.3 Codici esaminati . . . 180
7.3.1 I codici BCH . . . 181
7.3.2 I codici di Reed-Solomon . . . 182
7.3.3 I codici convoluzionali . . . 184
7.4 La tecnica ARQ . . . 189
7.4.1 Stop-and-Wait . . . 190
7.4.2 Go-Back-N . . . 191
7.4.3 Selective-Repeat . . . 192
7.4.4 Prestazioni della tecnica ARQ . . . 193

8 Simulazioni delle tecniche di codifica 197
8.1 Introduzione 197
8.2 Confronto delle prestazioni con DQPSK a differenti bit rate . 198
8.3 Applicazione della codifica nella tratta in up-link 200
8.3.1 Simulazioni a basso bit rate 202
8.3.2 Simulazioni ad alto bit rate 205
8.4 Applicazione della codifica nella tratta in down-link 206
8.4.1 Simulazione del codice convoluzionale 209
8.4.2 Prestazioni del codice di Reed-Solomon 214
8.5 Utilizzo del protocollo ARQ 216
8.5.1 Prestazioni del protocollo ARQ 218
8.5.2 Trattazione teorica dei ritardi 221
8.5.3 Valutazione dei ritardi 226
8.6 Analisi della correlazione tra i bit 232
8.6.1 Analisi dei Gap nella tratta in up-link 234
8.6.2 Analisi dei Gap nella tratta in down-link 239
8.7 Considerazioni Conclusive 241

9 Il sistema di antenne: progetto preliminare 244
9.1 Introduzione 244
9.2 Generalità sulle antenne 244
9.2.1 Parametri caratteristici delle antenne 245
9.3 Studio del sistema di antenne di terra 251
9.3.1 Schiera lineare ad ampiezze unifomi 254
9.3.2 Schiera lineare non uniforme ottenuta per mezzo di sintesi FTM 265
9.3.3 Schiera lineare non uniforme con distribuzione d'ampiezza a coseno 269
9.3.4 Schiera lineare non uniforme con distribuzione d'ampiezza a coseno quadrato 273
9.4 Considerazioni conclusive sulle antenne di terra 276
9.5 Scansione elettronica delle fasi per l'antenna di terra 278
9.6 Studio del sistema di antenne di bordo 281
9.6.1 Soluzione con più antenne a elica 282

9.6.2 Antenna a dipoli incrociati 291
9.7 Considerazioni conclusive sulle antenne di bordo 298

10 Analisi del Link-Budget 301
10.1 Introduzione 301
10.2 Trattazione teorica sul link-budget 302
10.2.1 Attenuazione di spazio libero 303
10.2.2 Extra-attenuazione media del mezzo trasmissivo 304
10.2.3 Potenza di rumore 306
10.2.4 Perdite da polarizzazione 309
10.2.5 Perdite realizzative 310
10.3 Link-budget relativo alla tratta in up-link 310
10.3.1 Collegamento a 32 kbit/s 311
10.3.2 Collegamento a 100 kbit/s 314
10.4 Link-budget relativo alla tratta in down-link 315
10.5 Considerazioni conclusive 317

11 Conclusioni 319

Bibliografia 323

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;

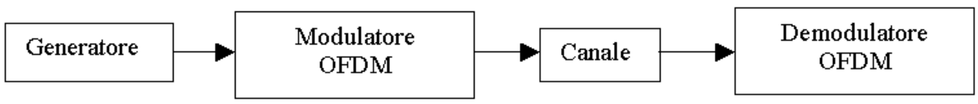

Figura 6.1. Schema a blocchi utilizzato per la simulazione della modulazione OFDM

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

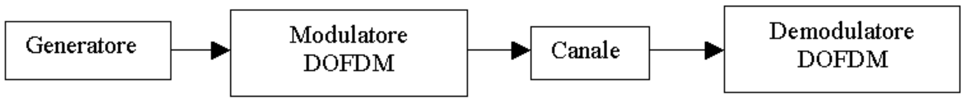

Figura 6.2. Schema a blocchi utilizzato per la simulazione della modulazione DOFDM

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.

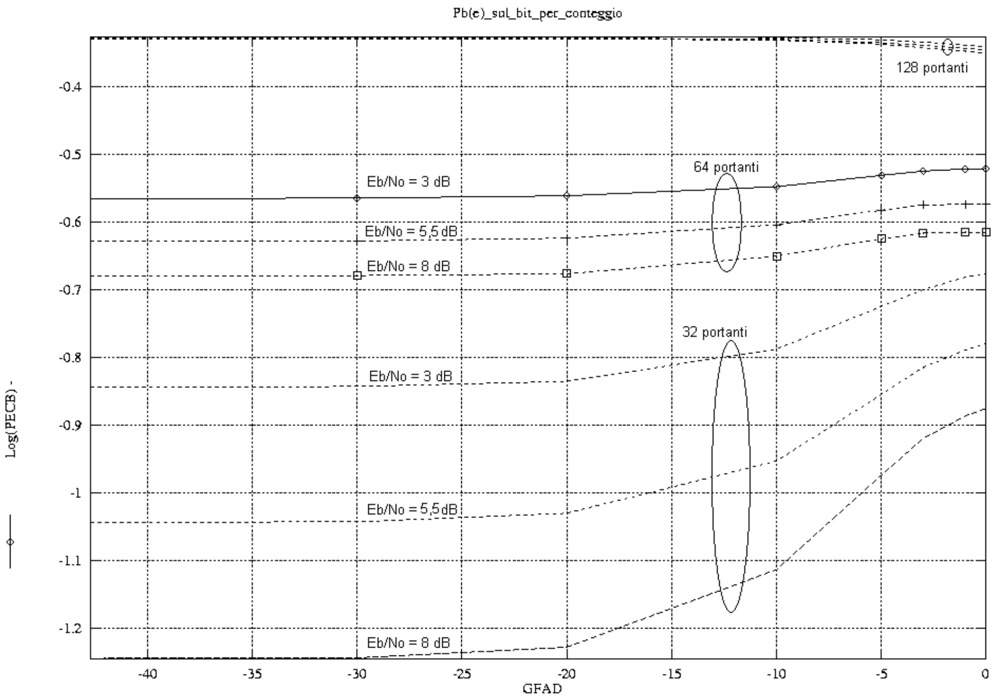

Figura 6.3. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit risultanti da diversi schemi di modulazione DOFDM

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%).

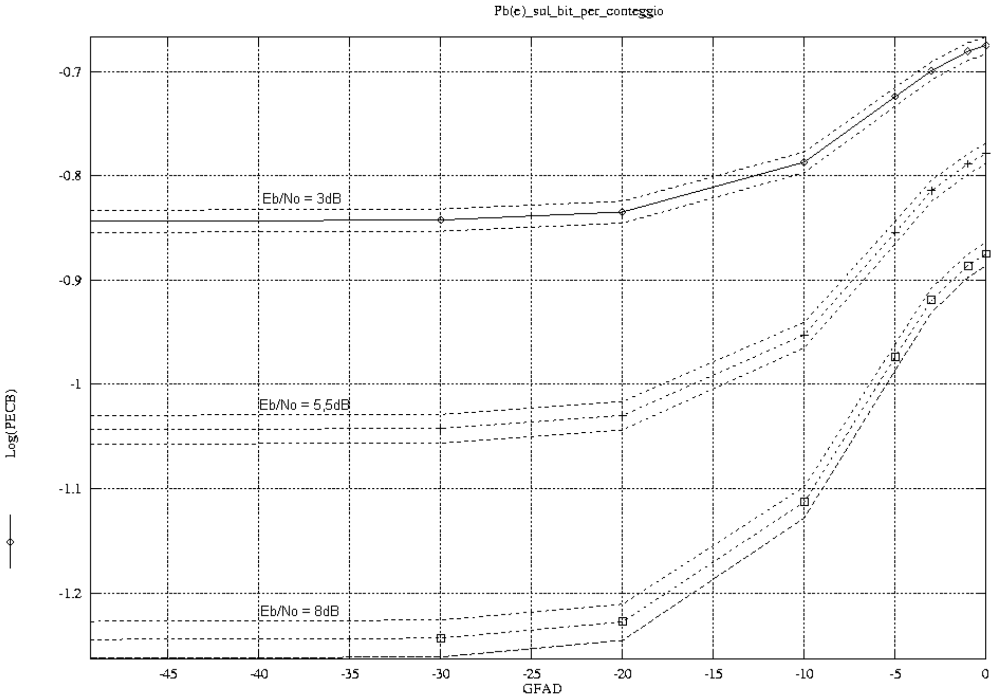

Figura 6.4. Probabilità d'errore sul bit con rispettivi limiti di confidenza relativi alla modulazione DOFDM con 32 portanti

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

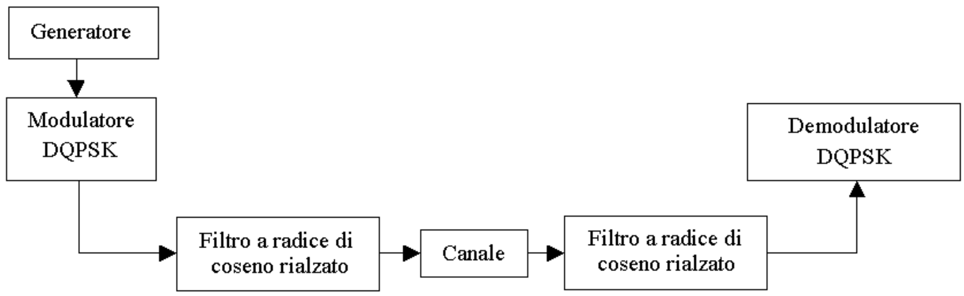

Figura 6.5. Schema a blocchi utilizzato per la simulazione della modulazione DQPSK

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.

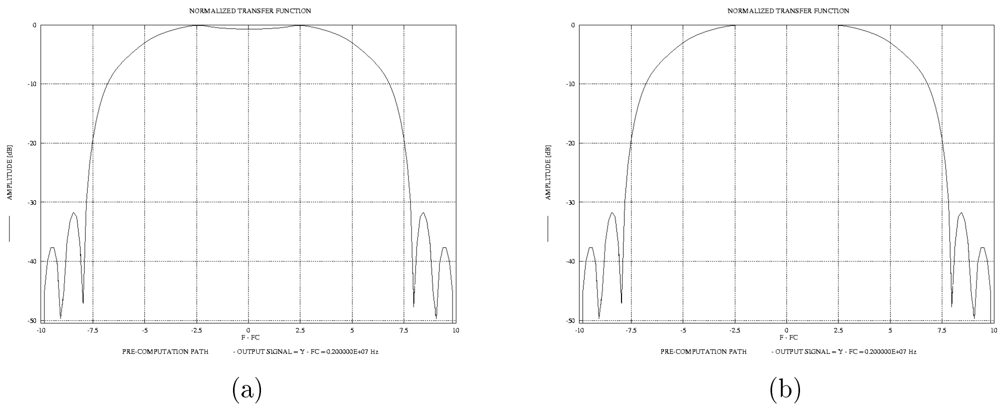

Figura 6.6. Funzioni di trasferimento relative ai filtri utilizzati in trasmissione (a) ed in ricezione (b)

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

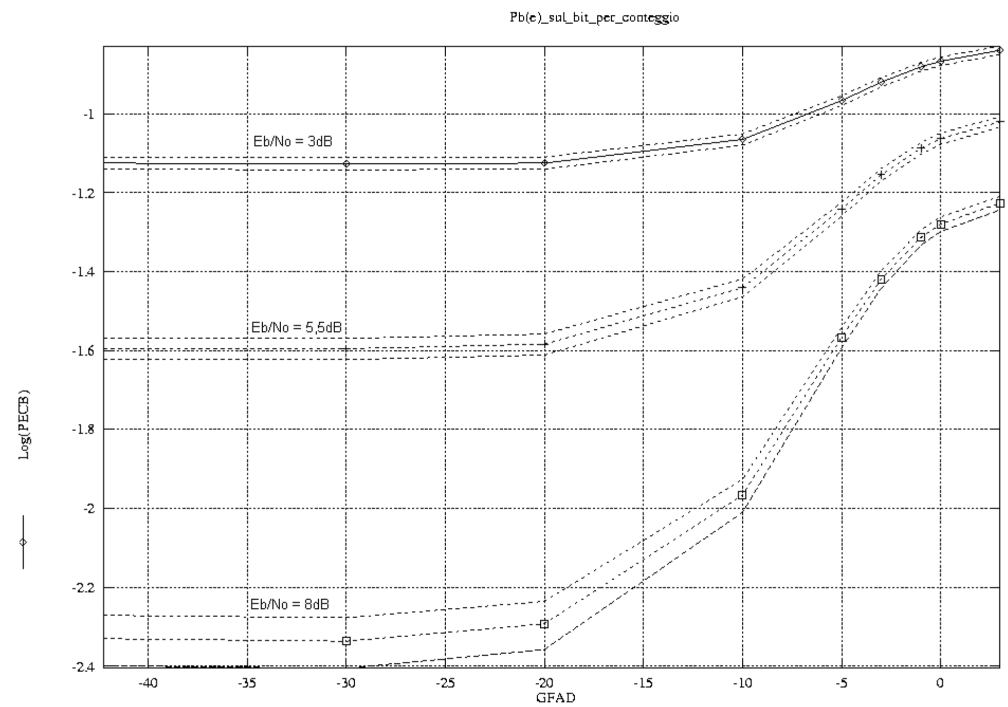

Figura 6.7. Probabilità d'errore sul bit con rispettivi limiti di confidenza relativi alla modulazione DQPSK

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.

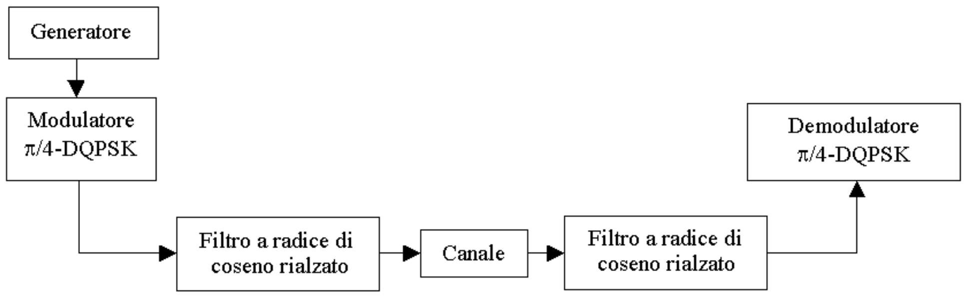

Figura 6.8. Schema a blocchi utilizzato per la simulazione della modulazione $\pi/4$ DQPSK

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

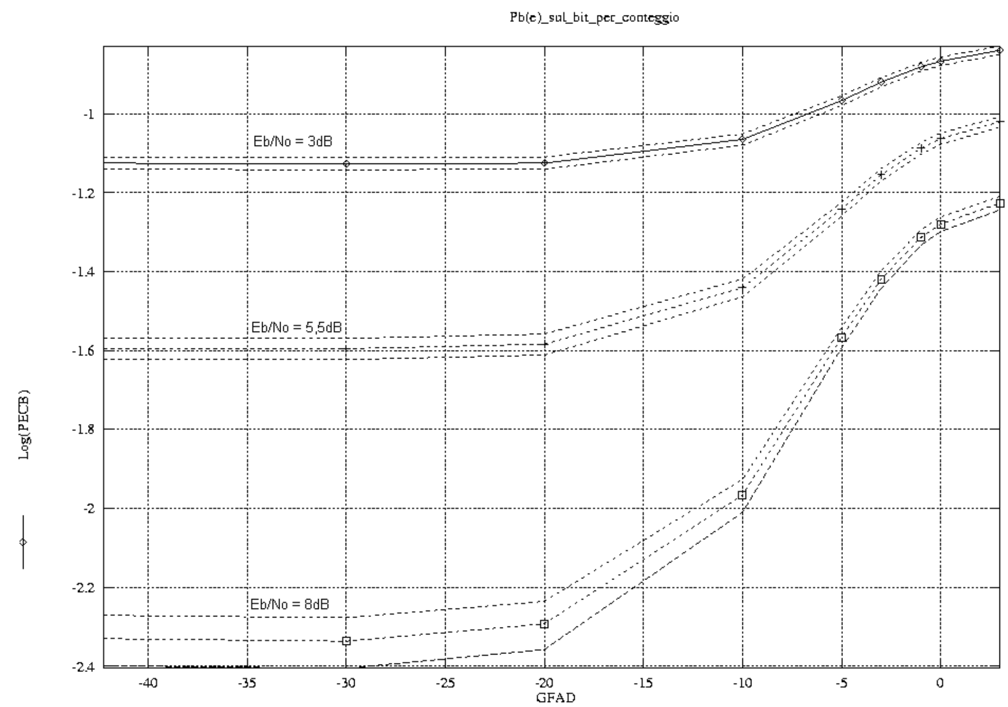

Figura 6.9. Probabilità d'errore sul bit con rispettivi limiti di confidenza relativi alla modulazione $\pi/4$ DQPSK

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.

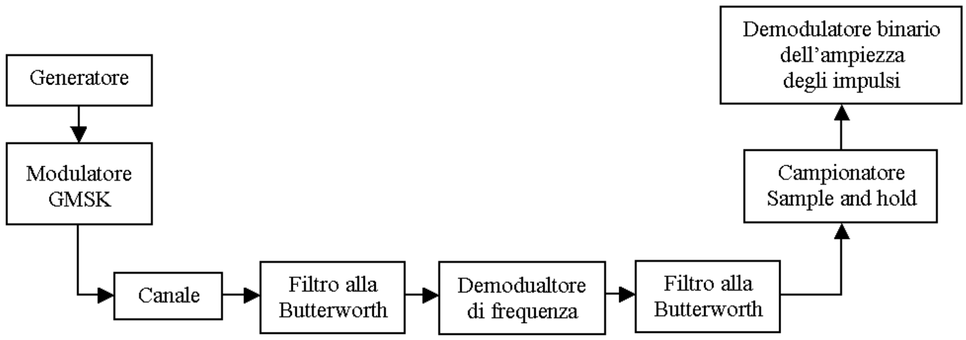

Figura 6.10. Schema a blocchi utilizzato per la simulazione della modulazione GMSK

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

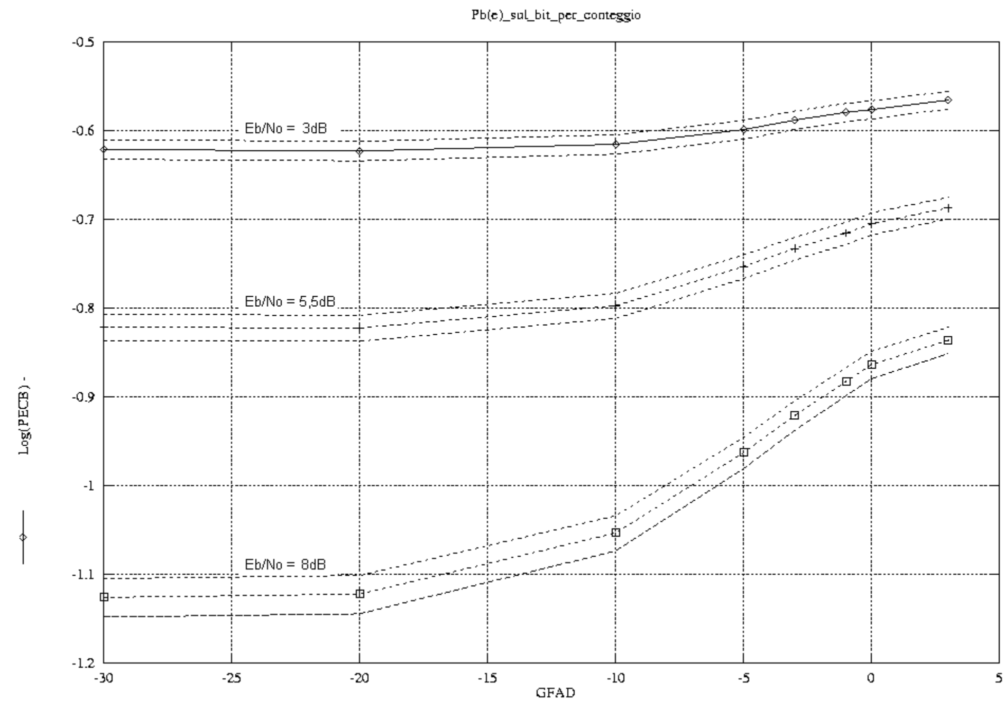

Figura 6.11. Probabilità d'errore sul bit con rispettivi limiti di confidenza relativi alla modulazione GMSK

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,

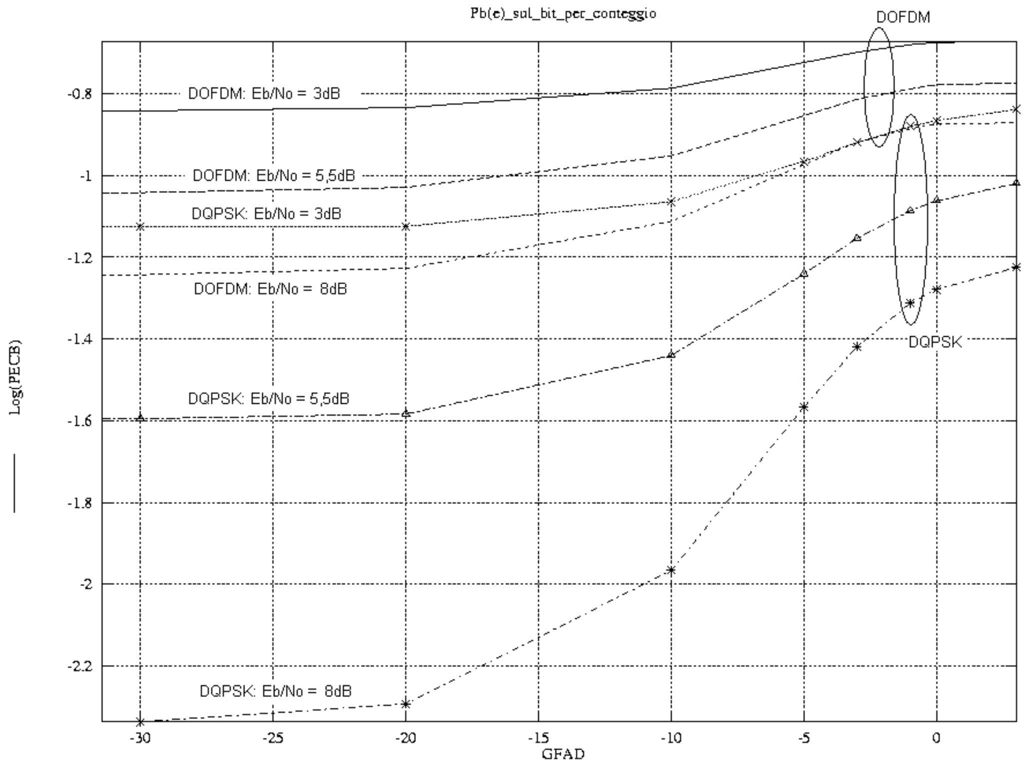

Figura 6.12. Confronti tra le probabilità d'errore sul bit relative alle modulazioni DOFDM e DQPSK

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-

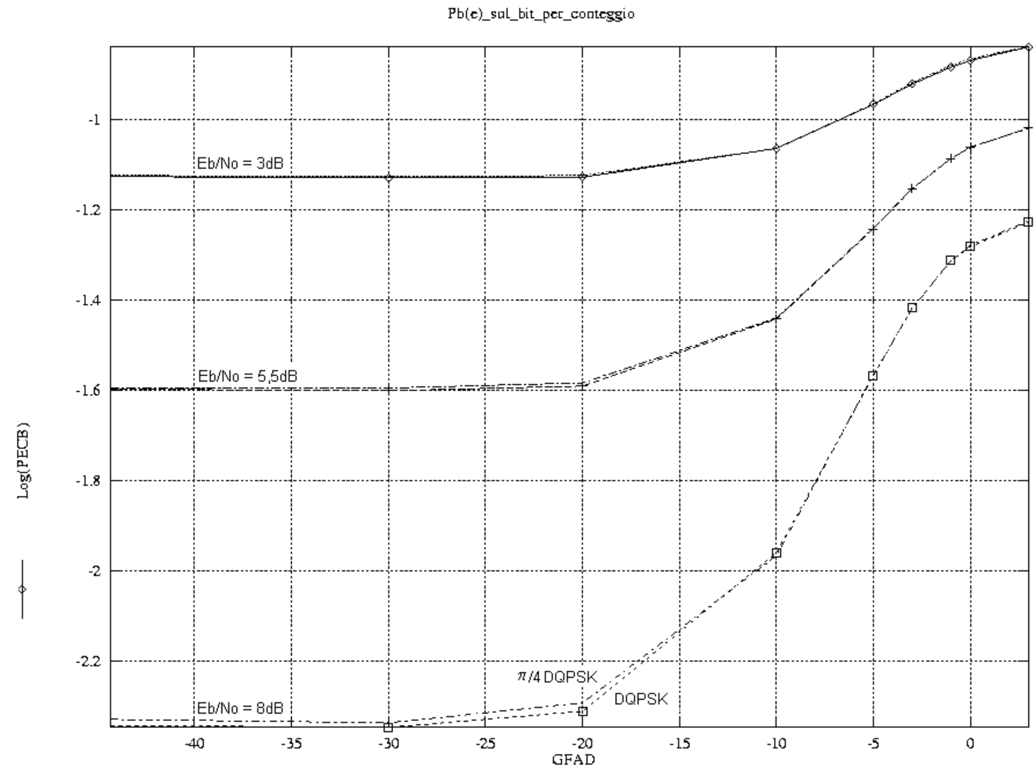

Figura 6.13. Confronti tra le probabilità d'errore sul bit relative alle modulazioni DQPSK e $\pi/4$ DQPSK

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

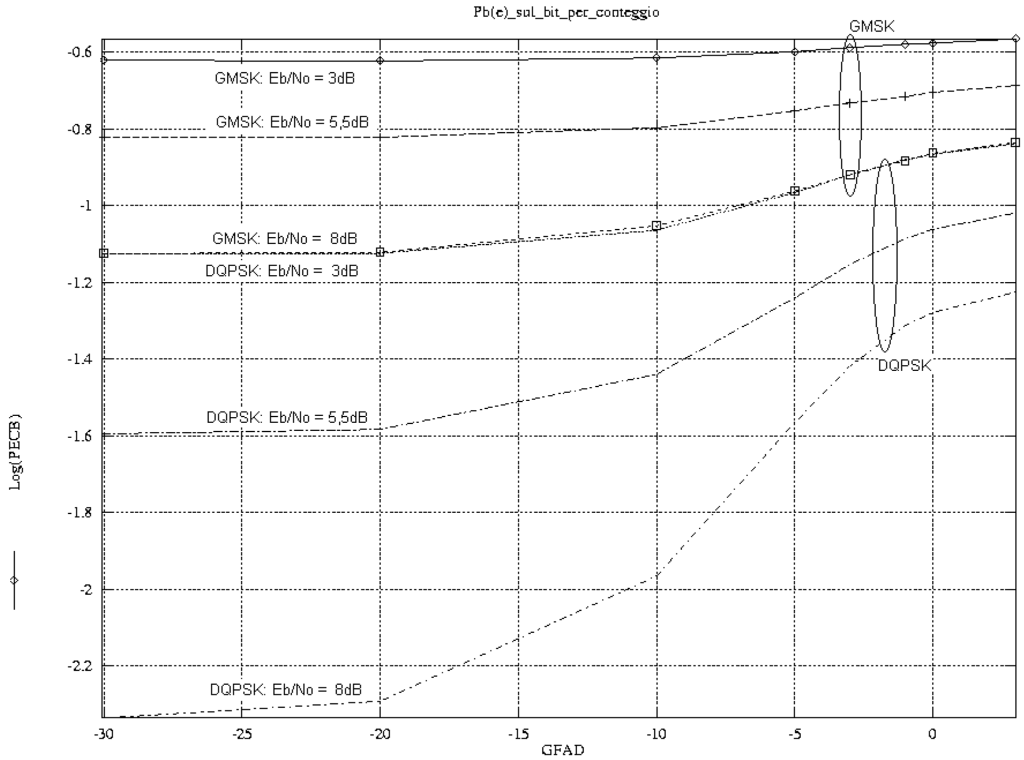

Figura 6.14. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit relative alle modulazioni DQPSK e GMSK con $BT = 0.9$

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

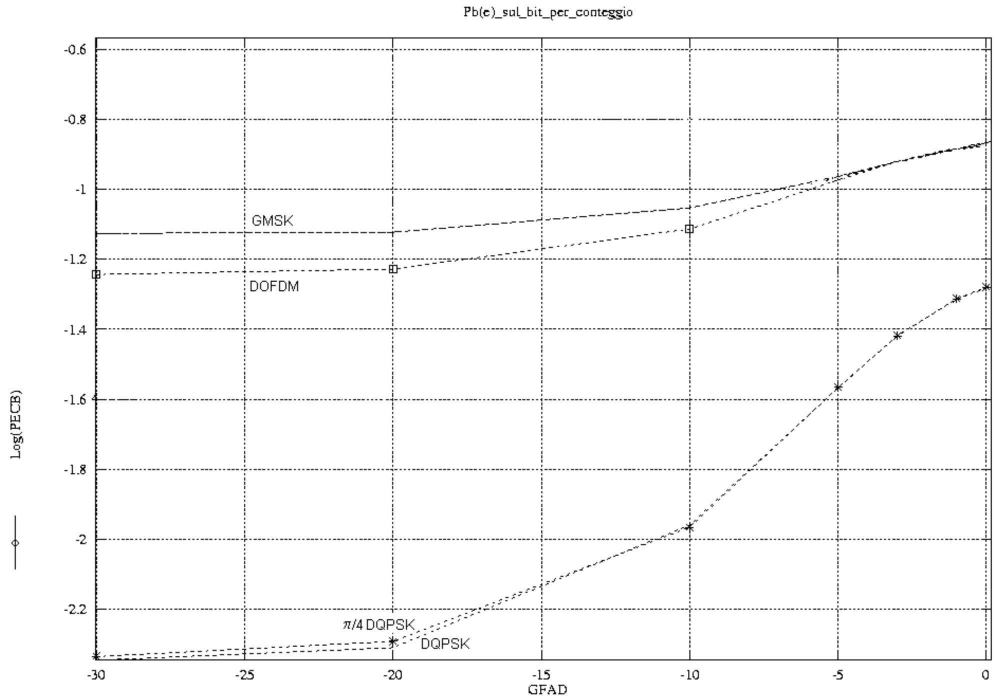

Figura 6.15. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit, con $E_b/N_0 = 8\ dB$, relative alle modulazioni GMSK, DOFDM, $\pi/4$ DQPSK e DQPSK

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.

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