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 5

Schemi di modulazione analizzati

5.1 Introduzione

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

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

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

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

5.2 La modulazione OFDM

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

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

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

5.2.1 Il segnale

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

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

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

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

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

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

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

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

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

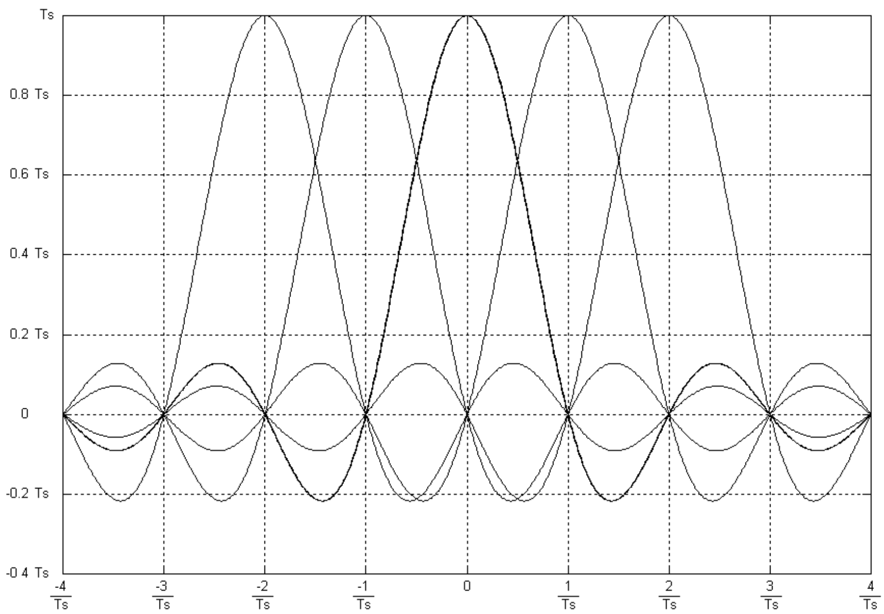

Figura 5.1. Rappresentazione in frequenza di un segnale OFDM

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

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

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

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

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

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

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

5.2.2 Ortogonalità delle portanti

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

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

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

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

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

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

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

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

e dall'equazione (5.7) si ha che:

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

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

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

5.2.3 Spettro del segnale

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

La sua versione causale:

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

presenta il seguente spettro:

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

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

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

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

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

Risulta quindi che:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

5.2.4 Efficienza spettrale

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

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

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

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

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

il bit rate è pari a:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Nel caso specifico del segnale OFDM la codifica porta a:

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

5.2.5 Energia e potenza

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

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

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

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

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

5.2.6 Intervallo di guardia

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

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

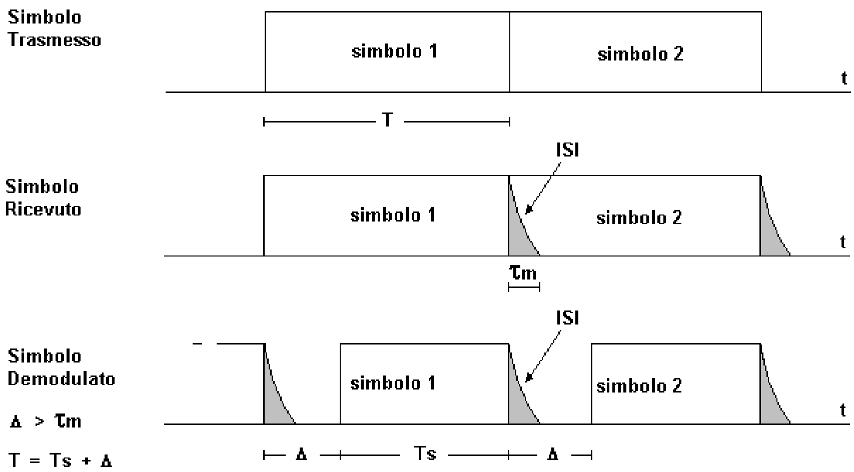

Figura 5.2. Intervallo di guardia dei simboli OFDM

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

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

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

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

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

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

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

dove:

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

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

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

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

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

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

con f_k definito dall'equazione (5.3).

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

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

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

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

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

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

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

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

risulta:

$$SNR' = SNR - \mathit{\Delta}_{loss} \tag{5.40}$$

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

5.2.7 Modulatore e demodulatore

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

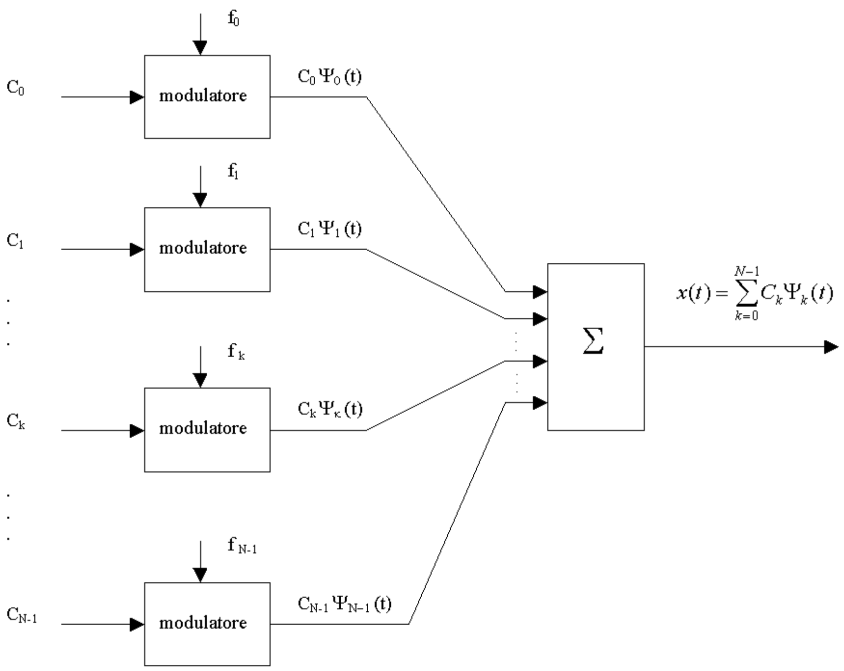

Figura 5.3. Realizzazione di base del modulatore OFDM

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

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

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

risulta pertanto che:

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

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

5.2.8 Prestazioni su canale AWGN

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

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

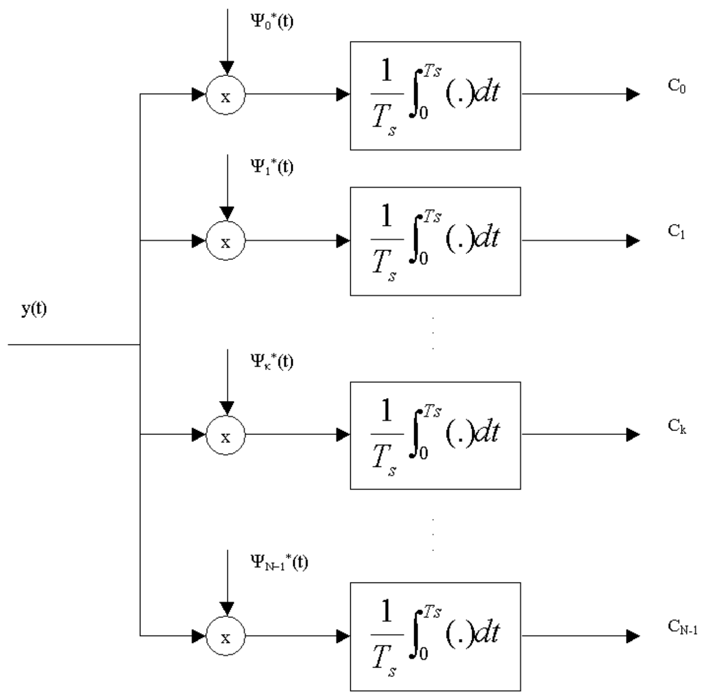

Figura 5.4. Realizzazione di base del demodulatore OFDM a correlazione

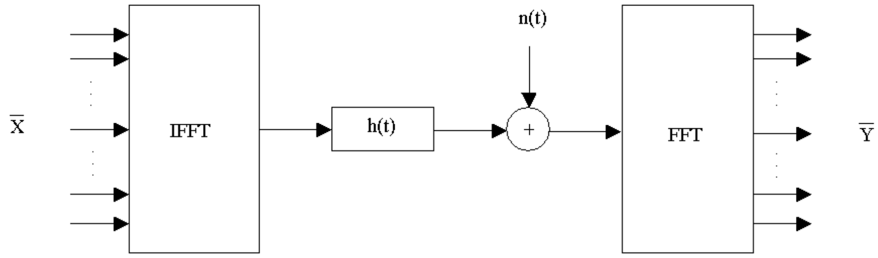

Figura 5.5. Realizzazione del sistema OFDM mendiante l'uso della IDFT/DFT

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

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

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

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

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

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

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

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

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

si ottiene il seguente risultato:

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

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

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

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

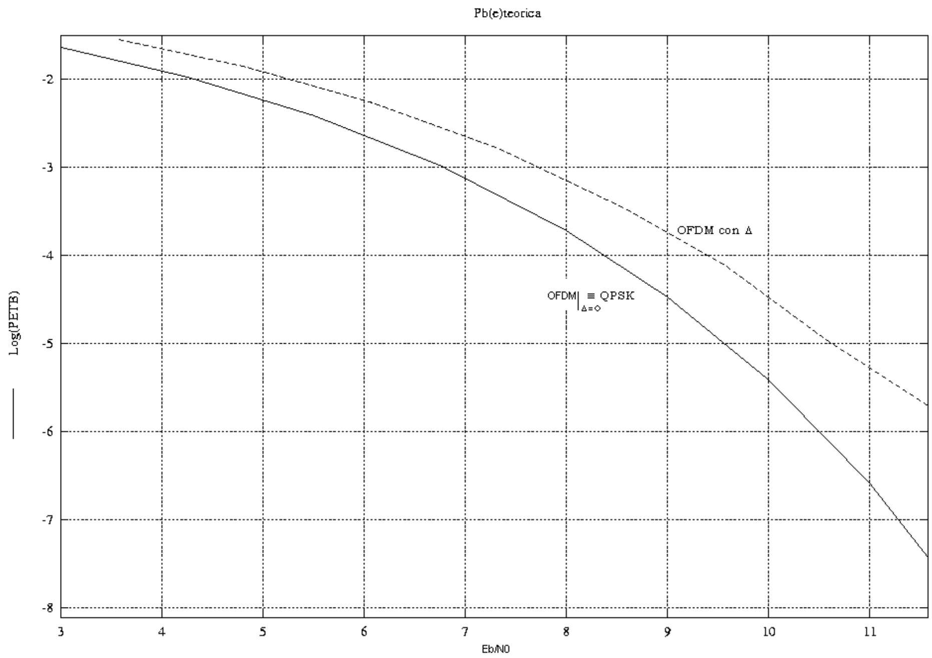

Figura 5.6. Confronto tra la probabilità d'errore sul bit dell'OFDM con intervallo di guardia $\Delta = T_s/5$ e senza

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

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

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

5.3.1 Il segnale

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

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

dove, per definizione,

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

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

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

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

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

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

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

dove[3]:

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

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

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

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

5.3.2 Spettro del segnale

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

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

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

può essere espresso nel seguente modo:

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

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

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

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

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

ed è rappresentato in figura 5.7.

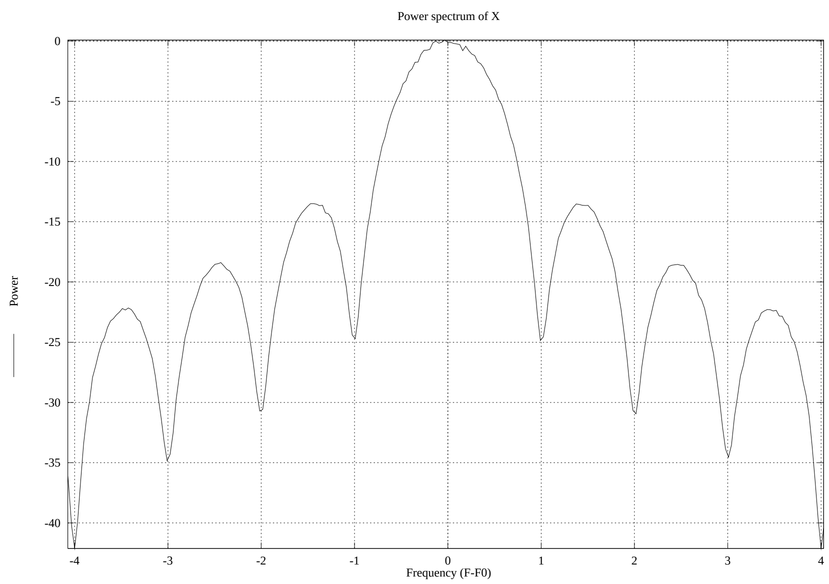

Figura 5.7. Spettro di potenza del segnale analitico QPSK

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

5.3.3 Efficienza spettrale

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

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

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

5.3.4 Energia e potenza

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

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

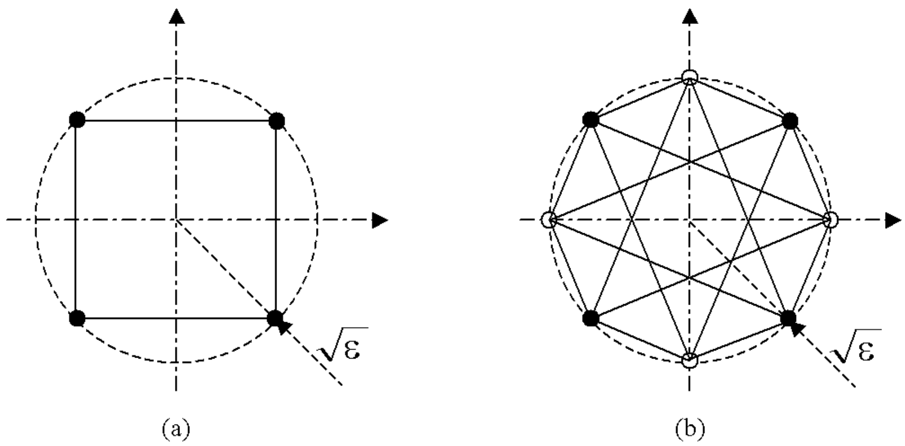

Figura 5.8. Rappresentazione geometrica dei segnali QPSK (a) e $\pi/4$ DQPSK (b) con le relative transizioni possibili

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

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

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

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

da cui risulta:

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

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

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

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

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

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

5.3.5 Modulatore e demodulatore DQPSK

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

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

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

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

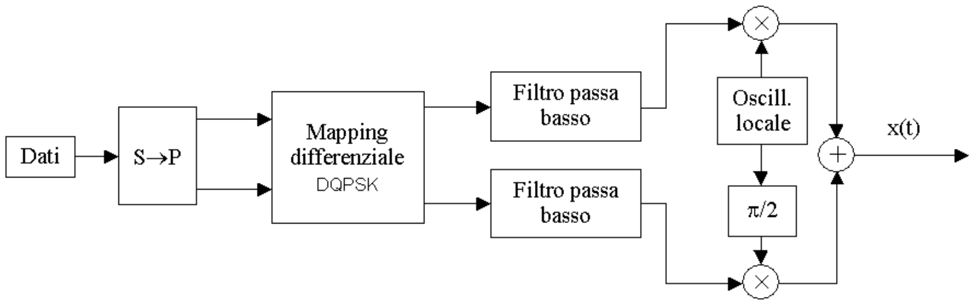

Figura 5.9. Schema del modulatore DQPSK

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

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

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

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

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

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

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

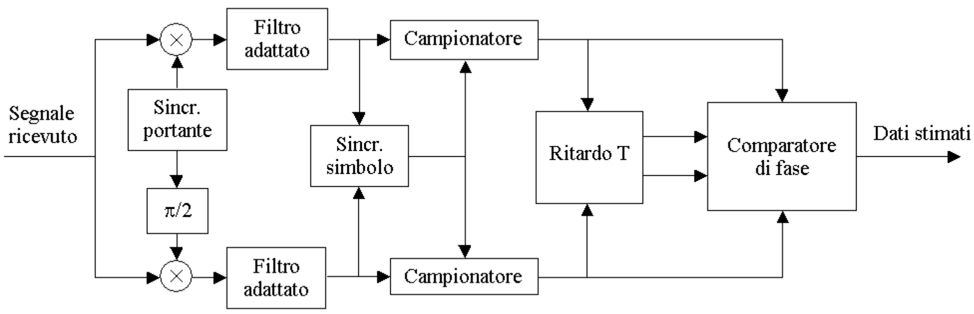

Figura 5.10. Schema del demodulatore DQPSK

5.3.6 Modulatore e demodulatore $\pi/4$ DQPSK

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

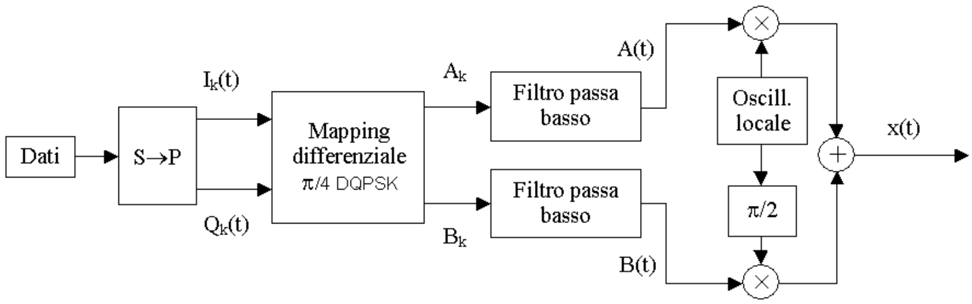

Figura 5.11. Schema del modulatore $\pi/4$ DQPSK

tra le varie grandezze sono:

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

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

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

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

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

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

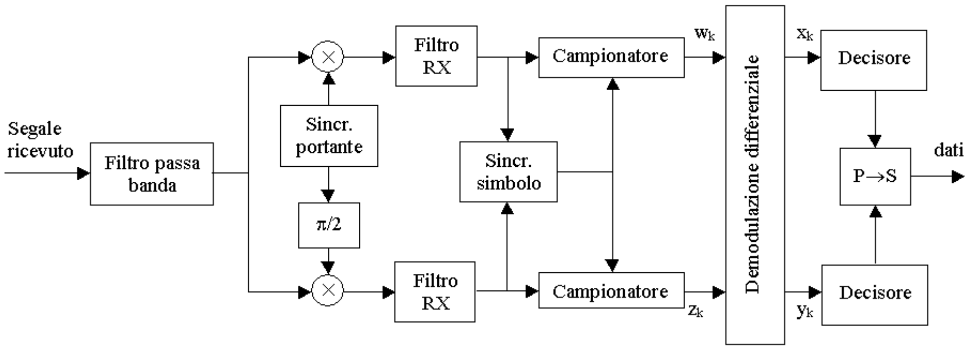

Figura 5.12. Schema del demodulatore $\pi/4$ DQPSK

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

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

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

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

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

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

In modo analogo per y_k si ricava:

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

[5]Si ricorda che:

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

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

5.3.7 Prestazioni su canale AWGN

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

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

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

5.4 La modulazione GMSK

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

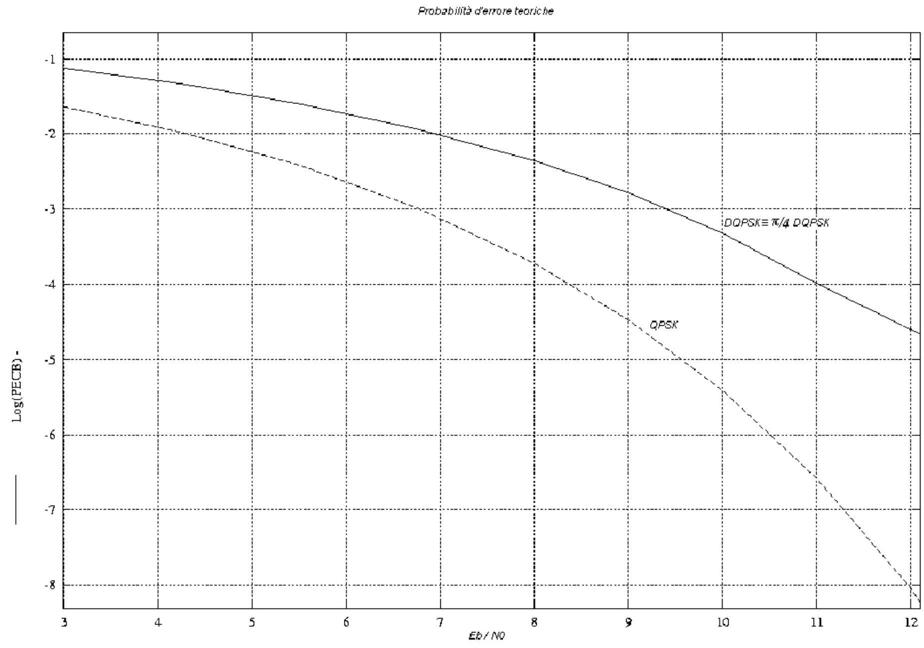

Figura 5.13. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit delle modulazioni QPSK, DQPSK e $\pi/4$ DQPSK

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

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

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

5.4.1 Il segnale

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

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

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

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

il cui segnale analitico vale:

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

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

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

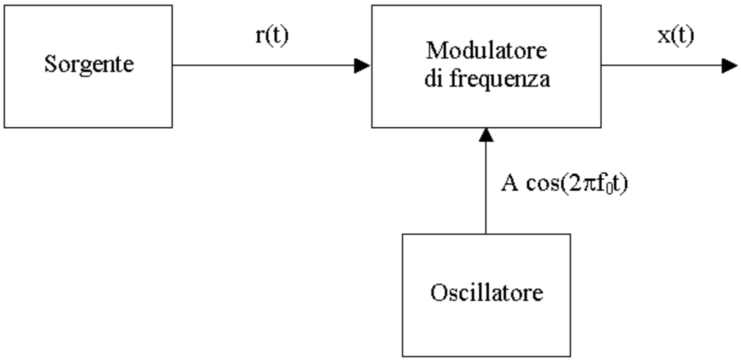

Figura 5.14. Schema del modulatore CPM

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

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

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

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

dove

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

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

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

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

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

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

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

5.4.2 Filtro gaussiano e spettro del segnale

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

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

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

Ricordando la seguente trasformata di Fourier,

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

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

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

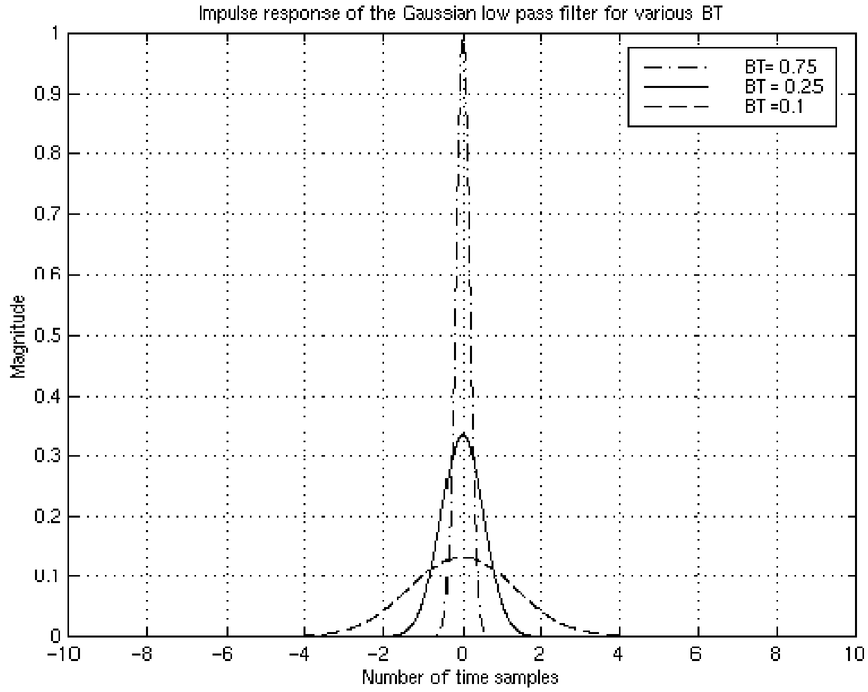

Figura 5.15. Risposta all'impulso del filtro gaussiano

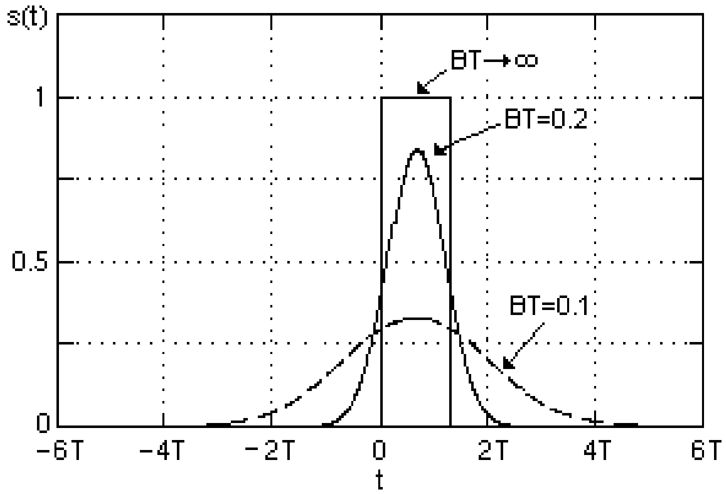

Figura 5.16. Rappresentazione nel tempo dell'impulso formatore di frequenza $s_g(t)$ in funzione del parametro BT

la funzione di trasferimento del filtro gaussiano vale:

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

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

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

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

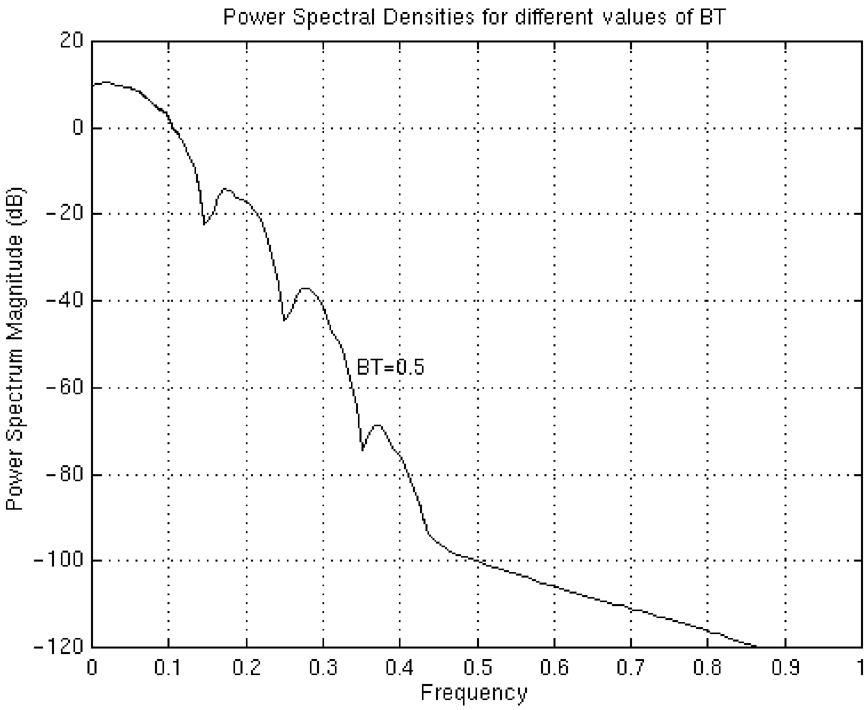

Figura 5.17. Densità spettrale di potenza della modulazione GMSK con $BT = 0.5$

5.4.3 Efficienza spettrale

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

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

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

5.4.4 Modulatore e demodulatore

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

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

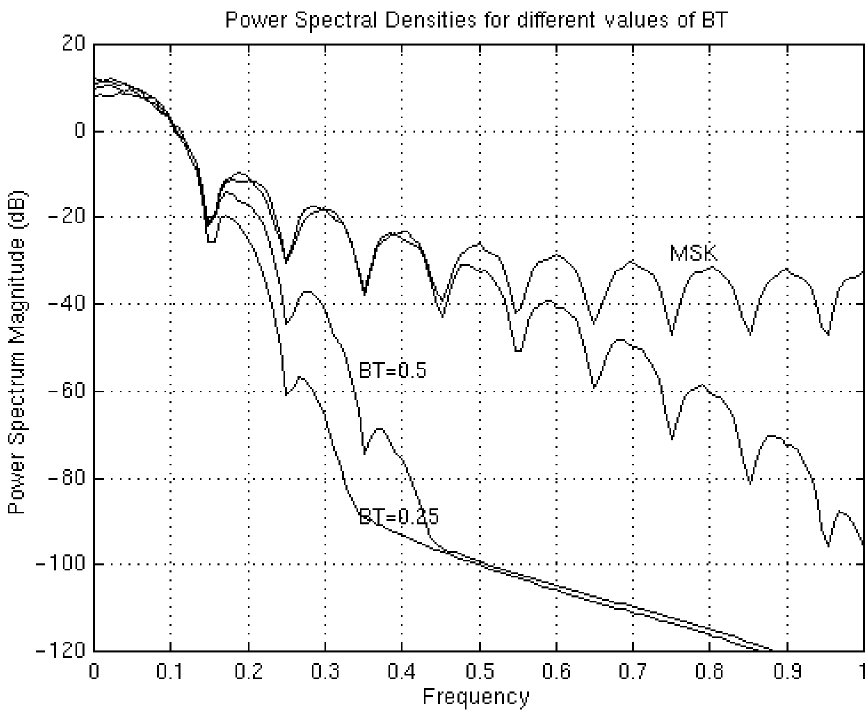

Figura 5.18. Confronti tra la densità spettrale di potenza della modulazione GMSK (al variare di BT) e di quella MSK

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

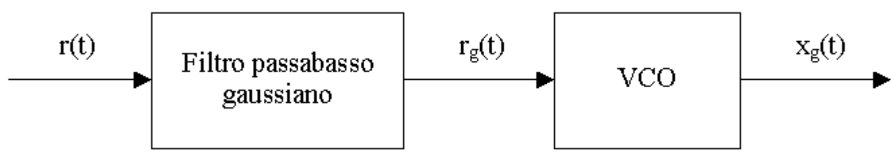

Figura 5.19. Schema del modulatore GMSK incoerente

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

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

dove

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

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

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

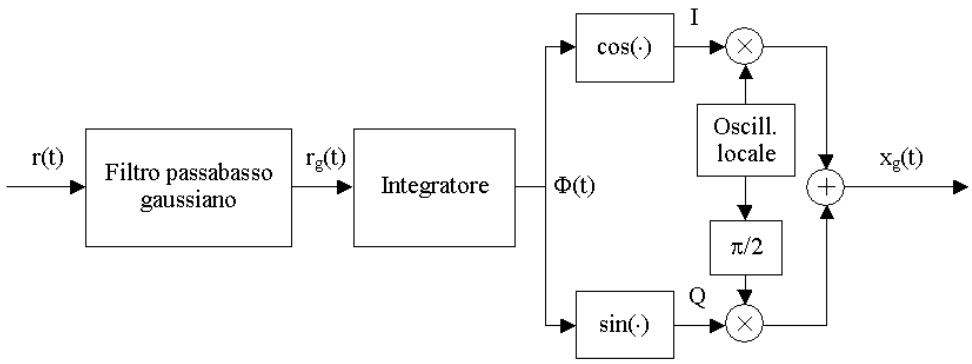

Figura 5.20. Schema del modulatore GMSK coerente

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

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

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

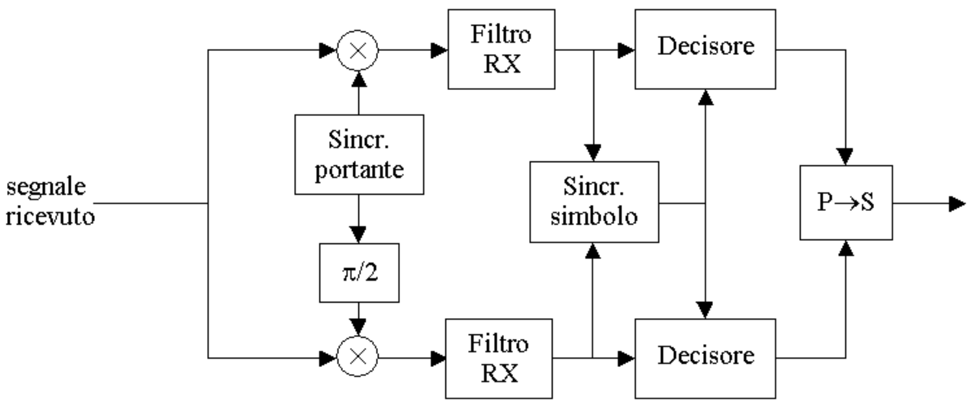

Figura 5.21. Schema del demodulatore GMSK coerente

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

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

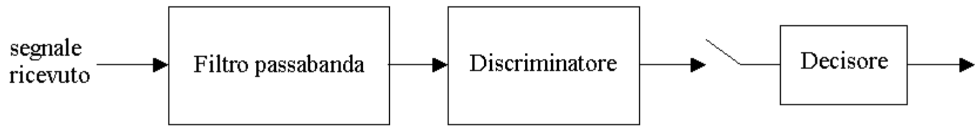

Figura 5.22. Schema del demodulatore GMSK incoerente

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

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

5.4.5 Prestazioni su canale AWGN

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

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

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

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

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

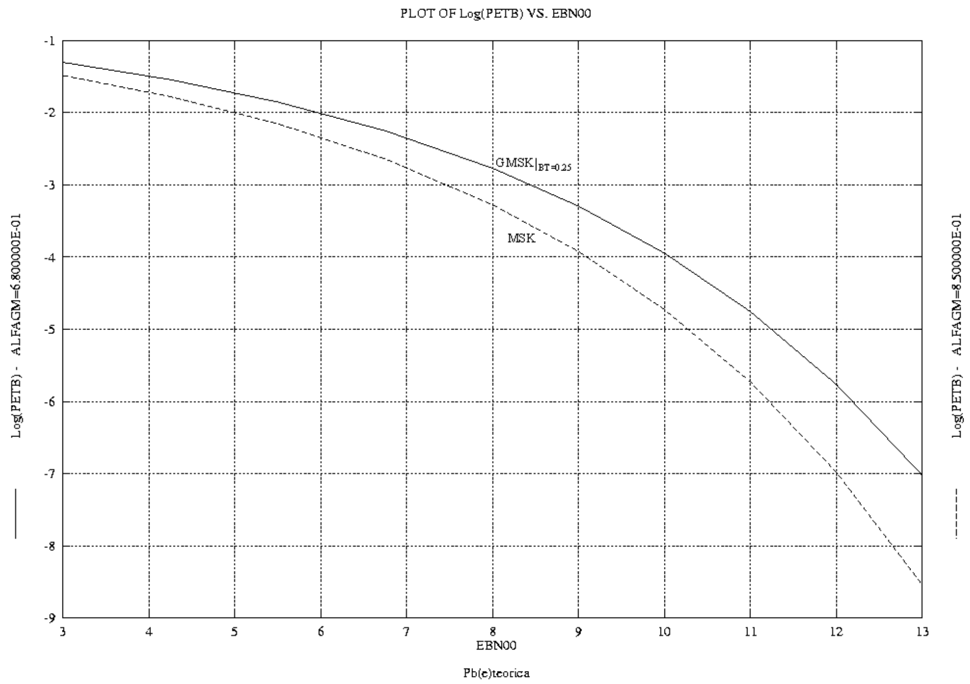

Figura 5.23. Confronto tra le probabilità d'errore sul bit della GMSK con $BT = 0.25$ e dell'MSK ($BT = \infty$)

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*, Mc-Graw 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