



Università degli Studi di Padova
Facoltà di Ingegneria

Ingegneria dell'informazione

Design and study of a frequency hopping FSK modulation scheme for underwater acoustic communications

Candidato:
Stefano Polese

Relatore:
Leonardo Badia

Supervisore:
Paolo Casari

Anno Accademico 2012-2013

*A Giulia
e ai miei
genitori
per continuare a
credere in me
e darmi la forza...*

Sommario

Gli argomenti trattati in questa tesi riguardano possibili modelli per descrivere la propagazione acustica sottomarina. Di notevole interesse sono le problematiche che introduce la caratterizzazione del mezzo, in parte influenzate dalla conformazione dell'ambiente sottomarino: biologia marina (flora e fauna), in parte dovuto invece a un contributo artificiale dell'uomo come il disturbo causato dalla navigazione in superficie. Un cenno particolare meritano le limitazioni tecnologiche sulla costruzione dei ripetitori subacquei per l'emissione acustica. Un intero capitolo riassume in dettaglio la trattazione del modello acustico per la propagazione, includendo nella trattazione le problematiche da esso introdotte.

La tesi, inoltre, discute la simulazione di un sistema di trasmissione completo, utilizzando il software MATLAB per implementare modulatore e demodulatore FH-FSK (Frequency Hopping Frequency Shift Keying). Tale sistema è stato successivamente impiegato per simulazioni su diversi tipi di canale sottomarino, reali e non, riportando i commenti dei risultati ottenuti.

Abstract

The topic of this bachelor thesis is the investigation of a model describing underwater acoustic propagation. The study focuses in particular on the issues deriving from the characterization of the channel, which is among others influenced by the conformation of the underwater environment (e.g., marine flora and fauna) and by the human impact represented by superficial navigation interferences. The technological limitations in the implementation of underwater acoustic repeaters are also investigated. In Chapter 2 the characteristics of the model for underwater acoustic propagation were described in detail, including the previously mentioned issues associated to it.

Chapter 3 reports the results of a MATLAB simulation of a complete transmission system, in which FH-FSK (Frequency Hopping Frequency Shift Keying) modulator and demodulator are implemented. This system is used to simulate transmission in real and artificial underwater channels. This chapter includes also a discussion of the results obtained.

Indice

Introduzione	iii
1 Caratterizzazione acustica	1
1.1 Velocità nel mezzo	1
1.2 Variazione dello scenario	3
1.3 Effetto Doppler	6
1.4 Multipath	7
2 Modello di canale	9
2.1 Attenuazione	9
2.2 Rumore	12
2.3 Rapporto Segnale-Rumore (SNR)	14
3 Simulazione MATLAB e risultati	19
3.1 Modulazione FH-FSK	20
3.2 Demodulazione FH-FSK	22
3.3 Modello del Rumore	24
3.4 Simulazioni su canale artificiale	25
3.4.1 Sfasamento degli arrivi sul canale per effetto multipath	25
3.4.2 Canale con due arrivi secondari	28
3.5 Simulazioni su canale reale	32
3.5.1 Descrizione scenari	32
3.5.2 Scenari di SPACE08	34
3.5.3 Scenario di KAM11	46
4 Conclusioni	51

Introduzione

Breve Nota Storica

La caratteristica di propagazione del suono in acqua era nota ancora ai tempi del Rinascimento grazie al primo prototipo di 'sonar passivo' ideato da Leonardo da Vinci per identificare navi in lontananza captando i suoni emessi da queste. Gli sviluppi maggiori in questo campo di applicazione risalgono tutti a dopo il diciannovesimo secolo. Il contributo maggiore che ha permesso quest'oggi una significativa evoluzione in questo campo di applicazione è da attribuire al fisico svizzero Colladon e al matematico francese Sturn [14] che furono i primi a condurre studi accurati riguardo la propagazione acustica in acqua, calcolando la velocità del suono nel lago Ginevra in Svizzera e fornendo un primo modello approssimato per calcolarla in altri scenari [14]. Un'ulteriore invenzione risalente a questo secolo è la costruzione del microfono a carbone: il primo prototipo di idrofono per sistemi sottomarini.

L'avvento del ventesimo secolo segna l'inizio delle prime sperimentazioni pratiche nel mezzo: la campana sottomarina utilizzata per la navigazione in mare aperto. Questi successivi sviluppi contribuirono alla fondazione di industrie e compagnie per l'implementazione di questa strumentazione, nonché per la ricerca (Submarine Signal Company). Più recenti apporti sono di Richardson e di Fessenden [14] che posero, mediante i loro esperimenti, le basi per quelli che sono gli studi moderni di questa disciplina e che furono nelle epoche protagonisti segnanti nelle applicazioni militari della Prima e Seconda Guerra Mondiale. L'esistenza di zone d'ombra nel mezzo e fenomeni come *afternoon effect* vennero infatti catalogati per la prima volta durante sperimentazioni relative agli echi negli anni della Seconda Guerra Mondiale da Stephenson [14].

Tuttavia gli sviluppi nel settore non sono solo ed esclusivamente relativi agli anni delle guerre del Novecento; ad esempio sviluppi in campo militare nel secondo dopoguerra permisero di perfezionare i sonar attivi che negli anni precedenti erano stati impiegati nei conflitti.

Pur essendo il pianeta terra ricoperto da più del 70% della sua superficie da acqua, la conoscenza di quello che è il mondo sottomarino ad oggi è molto ridotta e approssimata. Come si può capire leggendo la nota storica riportata sopra, l'interesse per lo studio e la conoscenza dei fondali sottomarini hanno rivestito grandissima importanza fin da tempi antichi. In questo contesto, i sistemi di monitoraggio dell'ambiente sottomarino precisi sono di fondamentale importanza per varie applicazioni come la raccolta di dati oceanografici, rilevamento di agenti inquinanti e il monitoraggio subacqueo. Le continue scoperte fatte nel tentativo di approfondire questa tematica hanno contribuito al fiorire di quella complessa scienza che prende il nome di oceanografia, il cui intento è quello di studiare in dettaglio l'ambiente sottomarino.

Per quanto riguarda più da vicino l'ingegneria in questo campo di applicazione grande importanza rivestono le reti sottomarine di sensori wireless [1] [2]. Sebbene queste reti abbiano molto in comune con le reti di sensori terrestri è anche vero che le caratteristiche del mezzo di propagazione introducono un elevato numero di limitazioni che deve essere tenuto in considerazione quando si va a progettare il sistema di telecomunicazione [8]. La prima sostanziale differenza è che l'impiego di onde radio per la trasmissione sottomarina risulta poco efficiente; in particolare le enormi attenuazioni subite dal segnale in questione all'interno del mezzo consentono ad un comune segnale a radiofrequenza WiFi (2.4 GHz), ad esempio, di venire attenuato di oltre 100 dB appena dopo soli 5 cm [8].

È intuibile da queste premesse il ruolo essenziale che gli studi oceanografici e la comunicazione acustica giocano nella progettazione di sonar e impianti per la propagazione e trasmissione sottomarina. Le onde acustiche o di pressione possono propagarsi nel mezzo per distanze anche dell'ordine dei km, ma, sempre a causa delle caratteristiche del canale di trasmissione sottomarino, si ottengono elevati tempi di propagazione influenzati soprattutto dalla velocità del suono in acqua, forti ritardi dovuti all'effetto di propagazione in più cammini (multipath), dalla presenza di effetto Doppler, causato dal movimento reciproco della sorgente e del ricevitore rispettivamente [8] [14]. Eventuali assunzioni di banda stretta per la trattazione del canale non sarebbero lecite in quanto la larghezza di banda del segnale è equiparabile alla frequenza di centro banda della modulazione [3].

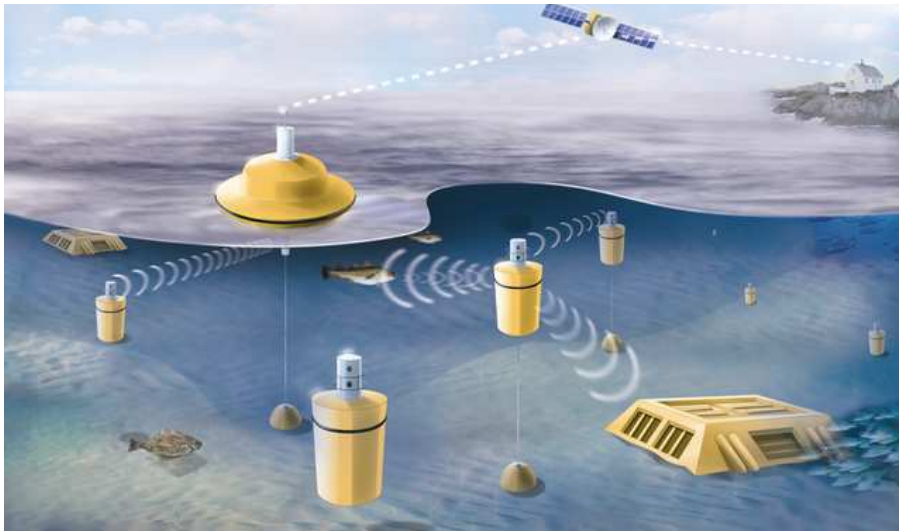
I principali campi applicativi delle reti sottomarine sono la raccolta di dati oceanografici (Ocean Sampling Networks) costituite da reti di sensori che rilevano l'ambiente costiero in 3D, il monitoraggio ambientale per la ricerca di agenti inquinanti nei fondali, per la ricerca di giacimenti minerali o petroliferi, ma anche per la ricerca di relitti come si vede nella figura introduttiva. Sempre di questo settore fanno parte quelle reti di sensori il cui scopo è quello di rilevare attività sismiche per la prevenzione di disastri ambientali. Un ultimo campo di applicazione, senza ombra di dubbio il più prolifico, è quello militare volto allo sviluppo di reti sottomarine per il controllo di droni subacquei (UAV: underwater autonomous vehicle) per la sorveglianza

tattica, per il rilevamento di mine e l'identificazione dei sottomarini [6] [8] [12].

Nella prima parte della trattazione della tesi ci si concentrerà maggiormente sulle caratteristiche delle onde acustiche per comprendere al meglio i motivi che spingono all'utilizzo di segnali di pressione per la trasmissione. In particolare sono riportate la descrizione delle onde, come la velocità all'interno del mezzo e tutti quegli effetti che comportano delle variazioni sulla stessa come l'effetto Doppler, il multipath e le differenti caratteristiche topografiche.

Successivamente l'attenzione si sposterà sulla caratterizzazione del mezzo di propagazione vero e proprio, riportando in particolare tutte le problematiche discusse in letteratura che fanno intuire come questo tipo di canale di trasmissione non consenta una modellizzazione univoca.

L'ultimo capitolo è dedicato ad una simulazione di uno scenario di propagazione in ambiente MATLAB e al commento dei risultati ottenuti.



Esempio di rete di sensori wireless sottomarina [8]

Capitolo 1

Caratterizzazione acustica

Studiare la propagazione acustica subacquea significa concentrarsi in differenti ambiti applicativi, di studio e sperimentazione che possono essere schematizzati nell'analisi, nell'osservazione del mezzo e nella sua predizione. Si delinea una struttura gerarchica per quanto concerne la modellizzazione: alla base sta il modello fisico del canale che permette di compiere una stima della propagazione acustica e dal quale si può costituire un ulteriore modello per la progettazione e realizzazione dei prototipi della strumentazione utile [14].

Ciò che andremo a trattare in dettaglio in questa parte è la caratterizzazione vera e propria delle onde acustiche, essenziale per comprendere al meglio la modellizzazione del canale affrontata in seguito.

1.1 Velocità nel mezzo

Le cause che hanno spinto ingegneri e scienziati ad utilizzare segnali di tipo acustico per la trasmissione sottomarina sono molteplici: in primo luogo una maggior velocità di propagazione in acqua rispetto alle onde radio e una minor attenuazione dovuta al canale, che implica un minor riuso frequenziale possono essere punti a favore visti anche i problemi legati all'assegnazione della banda delle frequenze [14].

In realtà il modello di propagazione delle onde acustiche nel mezzo in questione segue delle regole ben precise che andremo a trattare in dettaglio. La velocità di propagazione è influenzata da molteplici fattori fra cui la profondità dello scenario, la stagione nella quale viene condotta la trasmissione, la locazione geografica e infine l'orario [14]. Da questi possiamo desumere tre indici fondamentali, tutti strettamente correlati alle condizioni sottomarine entro le quali stiamo andando ad operare, i quali definisco la formulazione della velocità del suono sottacqua: pressione idrostatica, temperatura e livello di salinità [14]. Con l'impiego di questi fattori è possibile dare una descrizione più che esaustiva della velocità del suono nell'acqua di mare; ad

eccezioni di quegli scenari troppo contaminati da fenomeni di bolle e dalla forte presenza di organismi biologici che richiedono una trattazione a parte. Del Grosso [14] grazie ai suoi studi ha reso disponibile un modello di descrizione della velocità del suono al variare di questi parametri.

In particolare, in condizioni di scenario comuni, quali: temperatura dell'acqua tra 0 e 32 °C, livello di salinità compreso fra 22 e 45 ppt (*parts per thousand*) e profondità inferiori ai 1000 m, vale una semplificazione del modello di Del Grosso attuata da Medwin [9], che si schematizza come segue [14]:

$$v = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.010T)(S - 35) + 0.016D \quad (1.1)$$

dalla quale possiamo schematizzare i parametri in questa maniera:

- v descrive la velocità del suono nel mezzo (m/s);
- T indica la temperatura dell'acqua (°C);
- S il livello di salinità alla rispettiva profondità (ppt);
- D la profondità (m).

Utilizzando questa equazione si ottengono valori della velocità nell'acqua che si discostano di 0.2 m/s rispetto a quella calcolata con il modello di Del Grosso, illustrando la bontà di questa semplificazione [14].

Esistono ulteriori semplificazioni della formula di Del Grosso; citiamo fra questi quella di Mackenzie [9] che fornisce un risultato prossimo a quello ottenuto tramite l'equazione di Del Grosso con uno scarto di 0.07 m/s e che vale per scenari con caratteristiche di temperatura fra 0 e 30 °C, salinità fra 30 e 40 ppt e profondità inferiori agli 8000 m [14]:

$$\begin{aligned} v = & 1448.96 + 4.591T - 5.304 \cdot 10^{-2}T^2 + 2.374 \cdot 10^{-4}T^3 + \\ & + 1.340(S - 35) + 1.630 \cdot 10^{-2}D + 1.675 \cdot 10^{-7}D^2 - \\ & - 1.025 \cdot 10^{-2}T(S - 35) - 7.139 \cdot 10^{-13}TD^3 \end{aligned} \quad (1.2)$$

Per coprire tutti gli scenari di propagazione sarebbe necessario aggiungere altre due equazioni supplementari per i diversi valori di temperatura, salinità e profondità. Visto che la maggior parte degli scenari nei quali si effettuano esperimenti con sonar rientra nelle caratteristiche e nei valori espressi dalle equazioni qui sopra citate non è necessario entrare nel dettaglio delle ulteriori due espressioni della formula di Del Grosso; si rimanda eventualmente a [9] [14].

Per valori di pressione ambientale e temperatura di 25 °C, la velocità del suono in acqua distillata vale approssimativamente 1497 m/s. Essendo marcata la dipendenza dalle caratteristiche dello scenario, sono sufficienti discrete

variazioni dal valore standard dei parametri per causare un significativo aumento della velocità del suono, il quale comunque è sempre compreso in un range di valori tra 1500 e 1560 m/s [14]. In particolare, aumentando salinità, profondità e temperatura si causa un considerevole aumento della velocità [9].

Una procedura che tipicamente si adotta è quella di campionare con appositi strumenti la temperatura dell'acqua e il livello di salinità a differenti profondità per esprimerle in funzione della stessa. Tale funzione prende il nome di *Sound Speed Profile* (SSP). Da questa si possono ricavare informazioni importanti tra le quali il modo in cui le onde sonore vengono rifratte o curvate nella trasmissione [9].

Differenti profili di SSP riescono a descrivere il cosiddetto *Afternoon Effect*: fenomeno che dimostra come condurre il medesimo esperimento, in differenti orari della stessa giornata, in condizioni del mezzo simili produce risultati del tutto differenti. L'interazione con il canale tende a far variare drasticamente l'intensità del segnale ricevuto, in funzione di un aumento progressivo della velocità del suono dovuto a gradienti maggiori [9] [14].

La prima difficoltà che si incontra quindi nella caratterizzazione di questo modello è innanzitutto sulla velocità di propagazione del suono che non essendo costante in ogni punto provoca effetti che tendono a falsare le misure di stima e previsione negli esperimenti. Elevati gradienti di velocità in uno stesso scenario possono creare dei fenomeni di rifrazione sonora [14]. Trova sempre causa nei fenomeni di rifrazione e riflessione la creazione di zone cosiddette d'ombra: dovute all'angolo di incidenza dei raggi acustici sul mezzo, il cui effetto tende ad attenuare in maniera esponenziale il suono durante la trasmissione [14].

1.2 Variazione dello scenario

L'importanza di studi oceanografici per la determinazione delle condizioni entro le quali si sta operando ricopre un ruolo fondamentale in tutti quegli esperimenti che mirano a prevedere il comportamento delle onde acustiche negli scenari di trasmissione selezionati.

Non esiste un modello di canale univocamente determinabile in quanto la dipendenza dallo scenario di trasmissione gioca un ruolo fondamentale sulla variazione della risposta impulsiva dello stesso; risposta che oltre a dipendere dai fattori descritti nella legge di Del Grosso ritrova ulteriori problematiche legate all'ambiente circostante come la differenza di propagazione in fondali bassi e in fondali alti [6] [14].

Nella sezione precedente sono stati definiti i cosiddetti *Sound Speed Profile* (SSP), la cui importanza può essere meglio chiarita introducendo la suddivisione stratificata del mezzo sottomarino.

Il primo livello (*layer*) che si va a descrivere è quello più superficiale nel quale

influenzano il comportamento sonoro fattori come il cambio di temperatura e l'azione del vento. Sono presenti, infatti, differenti strati isotermi di acqua che comportano una canalizzazione e un intrappolamento del suono [14].

Subito sotto a questo giace il *termoclino stagionale*; come suggerisce il termine un livello influenzato dalla stagione, dalla temperatura e dalla pressione. Questo livello è caratterizzato da un gradiente termico di velocità negativo che tende, di conseguenza, a far rallentare il segnale acustico mano a mano che aumenta la profondità alla quale stiamo trasmettendo in differenti periodi dell'anno [14]. Il contributo maggiore al rallentamento della velocità è dato nel periodo estivo-autunnale. Viceversa nel periodo primaverile il contributo è pressochè nullo in quanto tende a uniformarsi con il livello di superficie [14].

Segue un layer intermedio definito come *termoclino principale* caratterizzato solo da influenze stagionali.

L'ultimo strato associato alla profondità che definisce le *SSP* è quello isoterma di profondità che, come suggerisce il termine, è alla temperatura costante di circa 4 °C. In questo il gradiente di velocità è positivo e la velocità di propagazione è maggiore all'aumentare della profondità [14].

La propagazione delle onde sonore di conseguenza tende ad avere comportamenti differenti al variare della profondità e dello scenario. Risulta interessante vedere come fra il termoclino principale e il livello più profondo la velocità del suono raggiunga il valore minimo (fig. 1.1) [14].

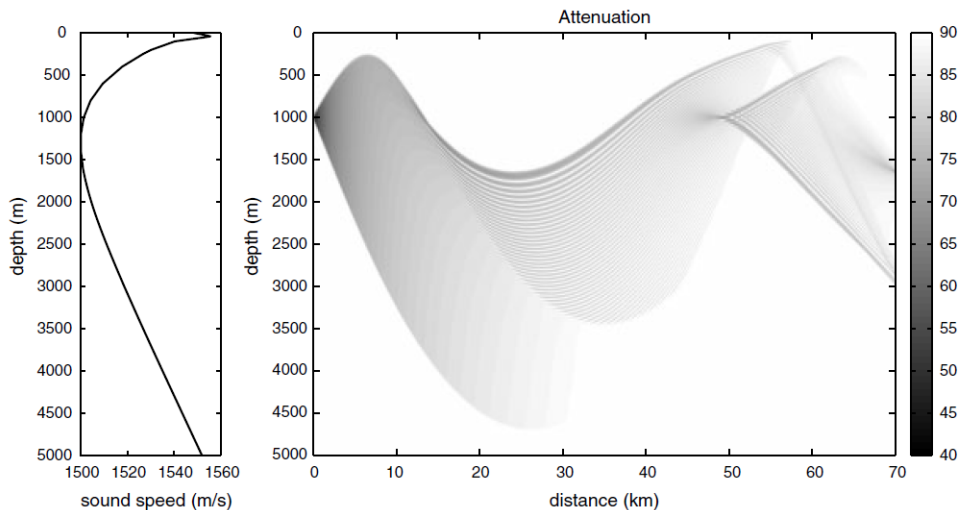


Fig. 1.1 scenario Deep Water [3]

Quanto riportato finora caratterizzava scenari relativi ad acque profonde. Uno scenario differente che si prefigura è quello del modello per fondali bassi (fig. 1.2); caratterizzato dalla creazione di un effetto di guida d'onda in cui l'onda all'interno di un canale acustico raggiunge tutti i punti dello

spazio circostante. Il suono in questo contesto viene propagato per mezzo di riflessioni acustiche fra superficie e fondale. Si caratterizza questo scenario riferendosi a fondali marini il cui rapporto fra la profondità e la lunghezza dell'onda (distanza fra due creste) sia minore di 0.5. Nella pratica tutti gli scenari con profondità fino a 182 m sono di tipo shallow-water.

Sebbene risulti difficoltoso descrivere e modellare la propagazione acustica in questo particolare scenario, risulta chiaro come il tipo di fondale influenzi la trasmissione introducendo effetti di attenuazione e variando la geometria di propagazione dell'onda stessa che descrive traiettorie su una superficie cilindrica.

In letteratura esistono numerose trattazioni di questo scenario, in particolare si sono sviluppati per gli studi due differenti approcci: una teoria per mezzo della quale il campo sonoro sia caratterizzato come una somma di contributi radiali (*Ray Theory*) [8] e un'espressione alternativa che descrive il campo in termini di *normal modes*: funzioni per mezzo delle quali si possono rappresentare onde in trasmissione verso il ricevitore in dipendenza della profondità della sorgente e del ricevitore stesso [12].

Il fattore di perdita in questo scenario particolare, vista la forte dipendenza dai fattori che intervengono nell'equazione, è solo parzialmente prevedibile [11].

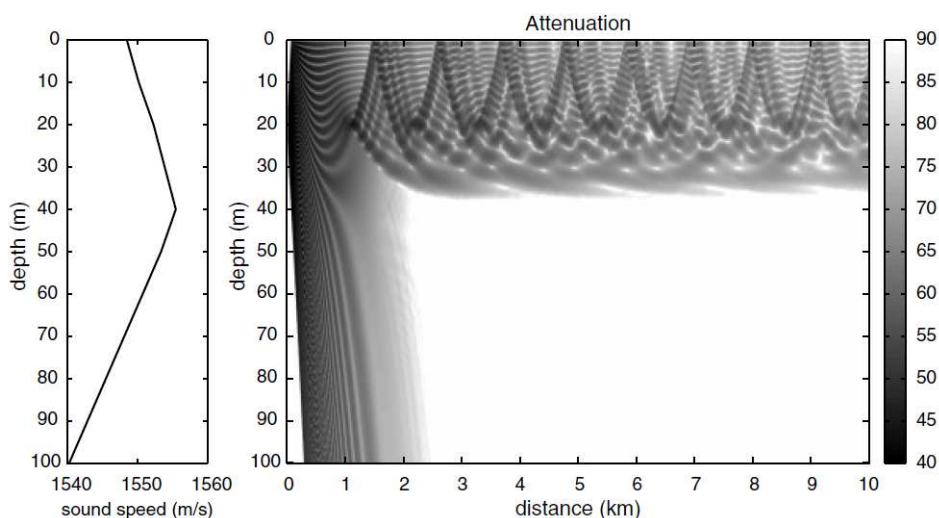


Fig. 1.2 scenario Shallow Water [3]

È bene spendere un commento sulle fig. 1.1 e fig. 1.2 in quanto evidenziano molto bene la creazione delle zone d'ombra. Le zone colorate di grigio chiaro, a cui corrispondono profili SSP differenti nello scenario shallow-waters, indicano punti del mezzo nei quali il segnale non viene ricevuto per effetto della rifrazione e riflessione acustica sul bordo della superficie [14].

Il secondo grafico illustra il fenomeno così definito come *Deep Sound Axis*.

Per differenti valori di SSP il suono viene intrappolato all'interno del mezzo e non raggiunge la superficie, definendo una *zona di convergenza* che porta una maggior resa del segnale con potenze più elevate [14].

Contribuiscono all'aumento della complessità nella determinazione di un modello univoco anche la presenza di una elementi biologici come plancton e animali, così come fattori dovuti all'interazione dell'uomo come la navigazione in superficie [9].

1.3 Effetto Doppler

Questo effetto, causato dal movimento della sorgente e del ricevitore entrambi immersi in un fluido e soggetti a correnti, pressioni e moti di natura idrostatica rispetto al fondale, provoca una traslazione in frequenza del segnale ricevuto rispetto alla portante del segnale trasmesso [6].

Le principali cause dell'effetto Doppler sono da ricercarsi nel movimento introdotto dalla superficie marina e dal movimento di navi e altre imbarcazioni in superficie [6].

L'entità e il segno della traslazione in frequenza introdotte da tale effetto dipendono dal modulo e dal verso della velocità con la quale le sonde che costituiscono ricevitore e trasmettitore si muovono l'una rispetto all'altra. Se la sorgente sonora si sta muovendo di velocità v_s rispetto ad un ricevitore in movimento con una velocità pari a v_r , la frequenza misurata su quest'ultimo sarà pari a:

$$f_r = f_s \frac{c - v_r}{c - v_s} \quad (1.3)$$

dove con c indichiamo la velocità del suono nel mezzo misurata secondo la legge di Del Grosso [6]. Lo sfasamento della frequenza è ricavabile da

$$\Delta f = f_s \frac{v_s - v_r}{c - v_s} \quad (1.4)$$

Applicando delle approssimazioni a questa equazione e valutando i dati di esperimenti di propagazione in scenari reali si può ottenere la seguente formulazione che fornisce lo sfasamento negli oceani secondo quanto riportato in [6]:

$$\Delta f(\text{oceano}) \cong 0.35 f_s \Delta v \quad (1.5)$$

Un particolare contributo a questo effetto viene dato anche da cause di natura biologica come la presenza di plancton, microrganismi e detriti subacquei, così come bolle d'aria in prossimità della superficie [9] [14].

Una descrizione più dettagliata dell'entità del fenomeno viene compiuta mediante tecniche di signal processing. Si istituiscono due sorgenti pulse-to-pulse coerenti [6] che generano lo stesso segnale sfasato però di 90 gradi, ovvero rappresentanti rispettivamente un seno e un coseno. Il segnale impiegato nella propagazione soggetto a effetto Doppler viene moltiplicato per

questi due segnali di riferimento processati dalle sorgenti coerenti. Si procede, quindi, ad un filtraggio del segnale attraverso un filtro passa-basso costituito dalle due forme d'onda [6]. Dal segnale risultante otteniamo immediatamente le sue componenti reali e immaginarie e possiamo ricavare modulo e fase del segnale dopo l'effetto Doppler

Da questa tecnica di rilevamento è possibile quindi ricavare l'entità della traslazione in frequenza dell'onda rispetto alla portante [6]. L'alternativa a questa tecnica di rilevamento è fatta usando due sorgenti con le stesse caratteristiche pulse-to-pulse ma incoerenti [6].

1.4 Multipath

Per trasmissione *multipath* intendiamo un tipo di trasmissione nella quale la propagazione del segnale può seguire più percorsi fra sorgente e ricevitore [8]. In particolare questo effetto è più evidente quando la trasmissione interessa distanze molto lunghe. Effetti di riflessione e rifrazione sul mezzo comportano la scomposizione del fronte d'onda in tante componenti provocando tale fenomeno [5].

I ritardi accumulati dai differenti cammini acustici (*multipath delay*) provocano fenomeni di interferenza e diffrazione acustica al ricevitore che deve essere progettato per gestire più segnali in ingresso [8]. I segnali trasmessi attraverso più cammini ma che portano lo stesso quantitativo di energia, che presentano cioè lo stesso fattore di perdita, differiscono fra di loro in ampiezza e fase. Il fenomeno è particolarmente accentuato quando sorgente e ricevitore sono in movimento l'uno rispetto all'altro portando alla creazione di effetti di interferenza come *fluttuazioni*, *distorsioni* e *ampliamento di frequenza* dei quali non entreremo in dettaglio, in quanto richiedono analisi più complesse del mezzo; e per la cui trattazione si rimanda alle fonti [5] [8] e [14].

Capitolo 2

Modello di canale

Si delinea, in questo approfondimento, quanto l'ambiente sottomarino formi un complesso mezzo di comunicazione: la struttura interna e la forma peculiare della superficie e del fondale creano effetti di distorsione, ritardo e indebolimento del segnale propagato dalla sorgente. L'insieme di questi effetti di attenuazione e la relativa quantificazione vengono racchiusi in un unico parametro caratteristico del sonar: il *transmission loss* (*TL*) [5] [8].

Le caratteristiche che andremo a descrivere in dettaglio fanno intuire come non sia possibile una standardizzazione del canale sottomarino: ogni scenario cioè è differente dagli altri. L'approccio che si intende utilizzare è quello di cercare di ottenere una possibile formula di link budget descrivendo le grandezze che entrano in gioco come potenza del segnale trasmesso, attenuazione e tipo di rumore tenendo conto dei fattori che influiscono e diversificano la propagazione nei differenti scenari. Questi ultimi sono quei parametri racchiusi nel *transmission loss* [8].

Il modello impiegato per tale descrizione può essere schematizzato da un segnale al ricevitore (sonar in ricezione) pari ad un segnale di ingresso ($s_{Tx}(t)$) convoluto con la risposta impulsiva del canale underwater ($g_{UW}(t)$) al quale è sommata una componente di rumore concentrata al ricevitore (modello di rumore additivo, $w_{Rc}(t)$) [3] [8]. In altre parole il segnale ricevuto $r(t)$ viene descritto come la seguente convoluzione nel dominio del tempo (indicata con il simbolo *):

$$r(t) = (s_{Tx} * g_{UW})(t) + w_{Rc}(t) \quad (2.1)$$

Un modello che descriva la propagazione sottomarina univocamente a tutti gli scenari di trasmissione non è possibile per numerosi fattori che andremo a trattare più in dettaglio [3] [14].

2.1 Attenuazione

La trasmissione di un'onda all'interno di un mezzo comporta una riduzione di ampiezza e uno sfasamento in funzione della distanza percorsa all'interno

dello stesso. In generale questo fenomeno è descritto dalla grandezza che prende il nome di attenuazione del canale e sintetizza la cessione di energia dell'onda al mezzo di trasmissione per effetto di dispersione e assorbimento. Risulta spesso vantaggioso per mezzi di telecomunicazione ed elettronici in generale rappresentare il termine di attenuazione mediante una scala in decibel (dB) [3]:

$$a_{dB} = -10 \log_{10} \frac{P_{Rc}}{P_{Tx}} \quad (2.2)$$

Si fa sempre riferimento a componenti utili del segnale nella notazione in quanto la componente di rumore può essere aggiunta alla fine, secondo il modello di rumore additivo, agevolando così il calcolo complessivo. In altre parole si fa concentrare tutto il rumore all'ingresso del ricevitore [3].

Sussiste anche un'ulteriore equazione che lega attenuazione e guadagno del canale stesso alla risposta impulsiva del canale, nel caso specifico di condizioni di adattamento del carico:

$$g(f) = |\mathcal{G}_{Ch}(f)|^2 \quad (2.3)$$

dove per $\mathcal{G}_{Ch}(f)$ intendiamo la risposta in frequenza del canale di trasmissione [3]; dalla quale si giunge dopo altri passaggi alla rappresentazione in decibel:

$$a(f)_{dB} = -g(f)_{dB} \quad (2.4)$$

Nel caso dell'analisi del canale acustico sottomarino, il termine di attenuazione risulta più complesso, in quanto influisce sul calcolo anche la frequenza portante (f_0) oltre al termine di distanza (d). A maggiori frequenze del segnale di trasmissione corrispondono maggiori attenuazioni sul canale: l'attenuazione del canale è, quindi, direttamente proporzionale alla frequenza del segnale.

Il termine di attenuazione può essere descritto come il prodotto di due componenti [14]:

$$a_{Ch}(d, f_0) = 1000 \cdot d^k \cdot [\alpha(f_0)]^d \quad (2.5)$$

e in scala logaritmica, passando i prodotti in somme, secondo la scala logaritmica:

$$a_{Ch}(d, f_0)_{dB} = 10 \cdot k \cdot \log_{10} d + 10 \cdot d \cdot \log_{10} [\alpha(f_0)] \quad (2.6)$$

- il termine d^k è definito come fattore di *perdita di dispersione* (*spreading loss*) e dipende dalla geometria della propagazione. Il parametro k chiamato *coefficiente di dispersione* modella la geometria della propagazione ed è il corrispettivo all'esponente di *path loss* della trasmissione radio. Questo coefficiente prende valori fra 1 e 2: 1 nel caso di onde cilindriche e 2 nel caso di onde sferiche. Nella pratica un valore spesso utilizzato di k è 1.5 che pone un buon compromesso fra propagazione sferica e cilindrica coprendo numerosi scenari di sperimentazione [5] [6] [14].

- il termine $[\alpha(f_0)]^d$ prende il nome di fattore di *perdita di assorbimento* (*absorption loss*) e modella il processo di conversione da pressione acustica in calore dovuto a risonanza causata da determinati ioni presenti nell'acqua. Le prime misure di questo coefficiente vennero condotte da Stephenson [14] e successivamente affinate con l'avvento della Prima Guerra Mondiale in differenti scenari come gli oceani. In particolare, ciò che emerge dai risultati di queste ricerche è che il coefficiente in questione viene condizionato da differenti fattori fra cui la viscosità del mezzo, la salinità e la profondità alla quale si intende propagare [13].

Il coefficiente di assorbimento merita una trattazione a parte derivando empiricamente la sua formulazione logaritmica dalla legge di Thorp [14]:

$$10 \log_{10} \alpha(f) = 0.11 \frac{f^2}{1 + f^2} + 44 \frac{f^2}{4100 + f^2} + 2.75 \cdot 10^{-4} f^2 + 0.003 \quad (2.7)$$

Il termine è ricavato in dB/km evidenziando una dipendenza di un termine in scala logaritmica e un termine in scala lineare. Riferendosi a coefficienti di attenuazione, esiste un'analogia con i fattori di attenuazione dei doppi in rame e quelli delle fibre ottiche anch'essi misurati in dB/km [3].

Risulta di conseguenza possibile ricavare il coefficiente di assorbimento in dB/km ad una specifica frequenza portante, sostituendo i valori della frequenza data in kHz nell'equazione appena citata. Si può notare come questo coefficiente fornisca un limite molto sensibile alla potenza ricevuta vista la sua forte dipendenza dal termine di frequenza: anche piccole variazioni della variabile indipendente comportano, infatti, una forte crescita del coefficiente per un determinato valore di distanza [13].

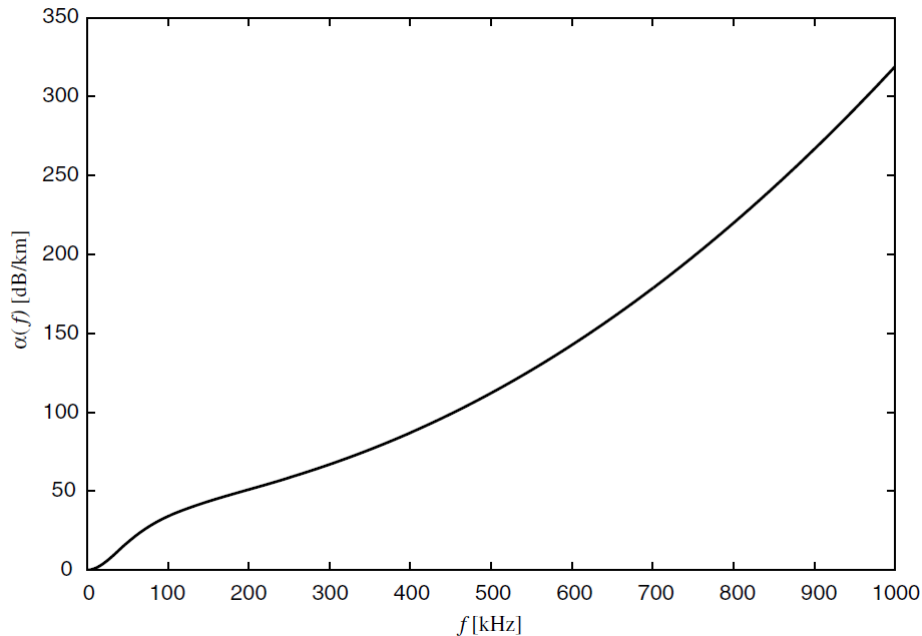


Fig. 2.1 coefficiente di assorbimento in funzione della frequenza [3]

2.2 Rumore

Il rumore che caratterizza le trasmissioni acustiche sul canale sottomarino necessita di una particolare trattazione rispetto a quella modellato per il canale ideale. Quello relativo alla prima approssimazione del canale ideale può essere modellato come *AWGN* (additivo gaussiano bianco) cioè concentrato al ricevitore e sommato alle componenti di segnale utile all'uscita del canale, con una *PSD* costante a tutte le frequenze e con una distribuzione normale a media nulla [3].

In letteratura si usa dividere il rumore del canale sottomarino in livelli caratteristici: un primo livello detto di *ambient-noise* che descrive i fenomeni di disturbo introdotti dal mezzo vero e proprio, il livello di *riverbero* e *radiated-noise level* al quale si somma il *self-noise level* [14]. Nella trattazione da noi condotta il rumore nel mezzo subacqueo verrà definito a partire dalla sovrapposizione di quattro componenti: turbolenza (w_t), attività di navigazione in superficie (w_s), moto ondoso (w_w) e rumore termico all'ingresso del ricevitore (w_{th}); ognuna di queste con distribuzione gaussiana [14].

Per la valutazione delle componenti di rumore si utilizza come indice la densità spettrale di potenza statistica che rappresenta come il rumore si distribuisca alle varie frequenze [3]. La densità spettrale di potenza di un processo aleatorio ergodico è pari alla trasformata di Fourier della sua funzione di

autocorrelazione $r(\tau)$ [12]

$$\mathcal{P}_{w_{Rc}} = \int_{-\infty}^{\infty} r_{w_{Rc}} e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.8)$$

Ogni PSD gode di alcune proprietà utili fra cui:

- $\mathcal{P}_x(f) \in \mathbb{R}$ funzione a valori reali;
- $\mathcal{P}_x(f) = \mathcal{P}_x(-f)$: hermitianità;
- funzione sempre positiva, $\mathcal{P}_x(f) \geq 0$;
- integrando la funzione sulla banda è possibile ottenere la potenza statistica vera e propria (calcolo che ci tornerà utile nel calcolo successivo del rapporto segnale/rumore, SNR):

$$\int_B \mathcal{P}_x(f) df = M_x \quad (2.9)$$

Le singole componenti di rumore poco sopra enunciate valgono [14]:

$$10 \log_{10} \mathcal{P}_{w_t}(f) = 17 - 30 \log_{10}(f) \quad (2.10)$$

$$10 \log_{10} \mathcal{P}_{w_s}(f) = 40 + 20(S - 0.5) + 26 \log_{10}(f) - 60 \log_{10}(f + 0.03) \quad (2.11)$$

$$10 \log_{10} \mathcal{P}_{w_w}(f) = 50 + 7.5\sqrt{W} + 20 \log_{10}(f) - 40 \log_{10}(f + 0.4) \quad (2.12)$$

$$10 \log_{10} \mathcal{P}_{w_{th}}(f) = 20 \log_{10}(f) - 15 \quad (2.13)$$

La densità totale di rumore concentrata al ricevitore può essere scritta, quindi, come la somma di tutte queste componenti [14]:

$$\mathcal{P}_{w_{Rc}}(f) = \mathcal{P}_{w_t}(f) + \mathcal{P}_{w_s}(f) + \mathcal{P}_{w_w}(f) + \mathcal{P}_{w_{th}}(f) \quad (2.14)$$

Il rumore, così come le componenti di segnale utile, sono espresse in $\mu\text{Pa}/\text{Hz}$ in quanto la propagazione acustica è caratterizzata dalle variazioni di pressione prodotte nella trasmissione degli impulsi sonori. L'unità di misura è un contributo di pressione su bande di frequenza ($\mu\text{Pa}/\text{Hz}$), mentre la corrispondente scala logaritmica è espressa secondo la notazione in decibel ($\text{dB}\mu\text{Pa}/\text{Hz}$) [5].

I coefficienti S e W descrivono rispettivamente il *fattore di navigazione*, un termine che prende valori compresi fra 0 e 1 e che rappresenta l'intensità dell'attività di navigazione in superficie; mentre il termine W indica la velocità del vento (in m/s) in grado di influenzare il moto ondoso.

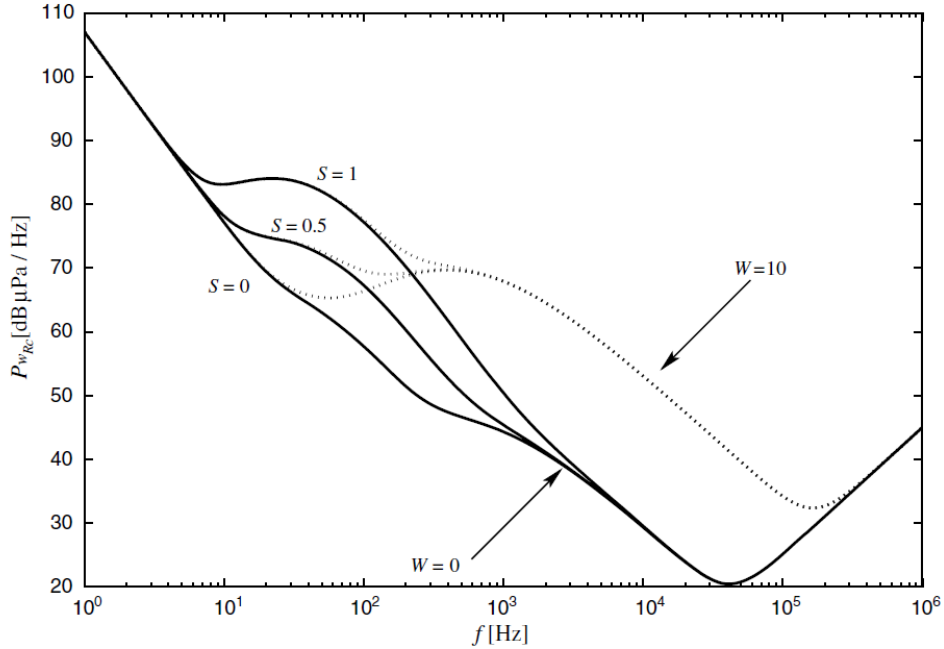


Fig. 2.2 densità spettrale di potenza del rumore al variare dei parametri caratteristici [3]

Il grafico in figura 2.2 fornisce l'andamento della $\mathcal{P}_{w_{Rc}}(f)$ espressa in $\text{dB}\mu\text{Pa}/\text{Hz}$ al variare della frequenza espressa a sua volta in hertz per differenti valori di W ed S . Risulta molto evidente come al variare della frequenza, l'apporto impresso dalle singole componenti sulla PSD sia variegato [9]. Questo comportamento è giustificato dalle differenti dipendenze della frequenza (espressa in scala logaritmica) delle componenti del rumore.

Per frequenza molto basse ($f < 10$ Hz) il comportamento dominante è quello della componente di turbolenza. Nell'intervallo di frequenze 10-100 Hz, l'influenza maggiore è rappresentata dalla navigazione superficiale [9] [14]. Le componenti dell'influsso del vento e del moto ondoso imprimono maggiormente la loro influenza sul rumore per frequenze che vanno dai 100 Hz ai 100 kHz [9] [14].

Infine, per frequenze superiori ai 100 kHz il comportamento del rumore è del tutto approssimabile a quello di rumore puramente termico [9] [14].

2.3 Rapporto Segnale-Rumore (SNR)

Il rapporto segnale-rumore rappresenta un indice sulla bontà di trasmissione all'interno del canale. È possibile dare una sua rappresentazione mediante termini statistici valutando il rapporto fra la potenza statistica del segnale

utile (s_L) e del segnale di rumore (w_L) e anche in termini elettrici avvalendoci dell'ergodicità dei segnali.

L'SNR può essere descritto come segue:

$$\Lambda_M = \frac{M_{s_L}}{M_{w_L}} = \frac{E[|s_L(t)|^2]}{E[|w_L(t)|^2]} = \frac{\int \mathcal{P}_{s_L}(f)df}{\int \mathcal{P}_{w_L}(f)df} \quad (2.15)$$

Dove i termini M_{s_L} e M_{w_L} rappresentano le potenze statistiche del segnale utile e della componente di rumore.

Una formula alternativa è derivata utilizzando le potenze elettriche delle componenti di segnale utile ($P_{s,out}$) e del rumore ($P_{w,out}$). La scrittura equivalente del rapporto vale:

$$\Lambda_P = \frac{P_{s,out}}{P_{w,out}} = \frac{\int p_{s,out}(f)df}{\int p_{w,out}(f)df} \quad (2.16)$$

In canali pratici a banda stretta le due scritte sono del tutto equivalenti e quindi è possibile avvalersi di una notazione piuttosto che di un'altra [3].

Una volta caratterizzato il modello del canale con attenuazione e rumore è possibile procedere al calcolo di una formula di link budget approssimata.

Dal momento che il rumore non è bianco, è necessario esprimere l'SNR di riferimento (Γ) in funzione della frequenza portante (f_0), della potenza del segnale trasmesso e della distanza fra sorgente e ricevitore (d).

Utilizzando questi dati ricaviamo l'espressione vera e propria:

$$\Gamma(d, f_0) = \frac{M_{sTx}}{\mathcal{P}_{wRc}(f_0)2B a_{Ch}(d, f_0)} \quad (2.17)$$

Dalla precedente equazione si nota come il termine $1/[a_{Ch}(d, f)\mathcal{P}_{wRc}(f)]$ dipendenda dalla frequenza: all'aumentare della frequenza portante l'attenuazione tende ad aumentare, mentre la PSD del rumore diminuisce secondo gli schemi introdotti nei paragrafi precedenti [3] [14]. Derivando il termine dipendente dalla frequenza vediamo come il prodotto delle sue due componenti presenti un massimo in prossimità di una frequenza che prende il nome di *frequenza ottimale* (f_{opt}): in presenza della quale si minimizza l'SNR [3]. In un campo di ricerca e sperimentazione pratica, cercare di rendere il rapporto segnale-rumore quanto più piccolo possibile implica ottenere una componente di segnale utile al ricevitore molto più chiara rispetto alla componente di rumore e, quindi, ridurre l'effetto di distorsione e disturbo introdotto dal canale durante la trasmissione [3].

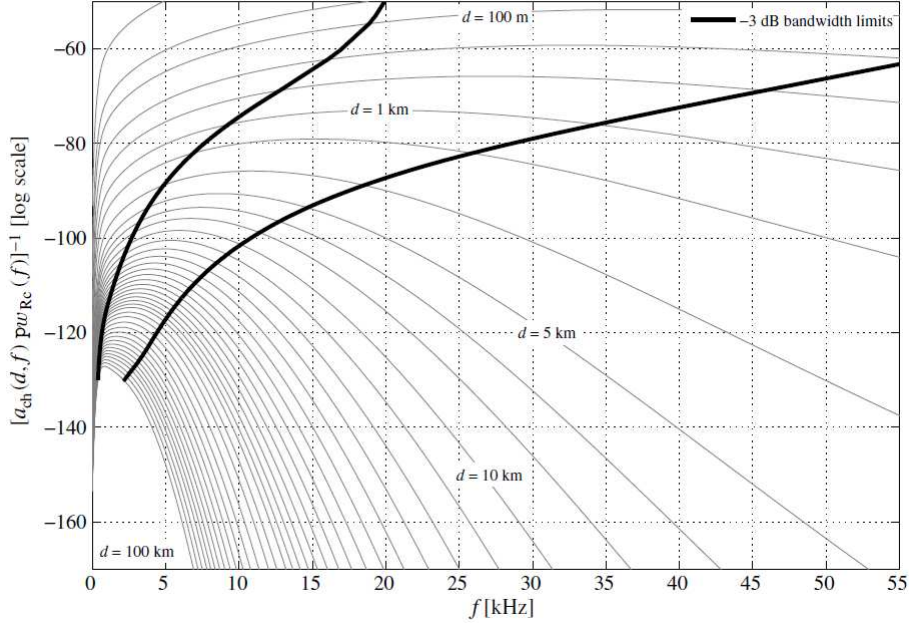


Fig. 2.3 plot di SNR relativo alle varie frequenze [3]

Il grafico in fig. 2.3 è ottenuto plottando la componente dipendente dalla frequenza dell'SNR di riferimento in funzione della frequenza di propagazione per diversi valori della distanza che separa sorgente e ricevitore. Dal grafico stesso si evince come la frequenza ottimale di propagazione tenda a decrescere all'aumentare della distanza.

Le curve in grassetto delimitano la banda a 3 dB: un intervallo di valori di frequenza, centrato attorno alla frequenza portante (f_0), all'interno del quale la trasmissione gode di un SNR comunque elevato. Il concetto di *banda a 3 dB* può essere riscritto come segue: $B_{Ch} = f_2 - f_1$, con f_1 e f_2 tali per cui valgano le seguenti:

- $f_1 < f_{opt}(d)$ e contemporaneamente $f_2 > f_{opt}(d)$;
- $\Gamma(d, f_2) = \Gamma(d, f_1) = \frac{1}{2}\Gamma(d, f_0)$.

È interessante notare come la banda utile si restringa al crescere della distanza, contrariamente a quanto avviene per le trasmissioni sul canale radio che necessitano di banda maggiore per poter funzionare a distanze maggiori [3] [14]. Traducendo il tutto in termini di capacità di canale ed efficienza spettrale dello stesso, è possibile affermare che si possono ottenere rate di trasmissione maggiori a brevi distanze, potendo avvalersi di banda maggiore ed attenuazioni minori. Aumentando considerevolmente la distanza fra i

ripetitori, viceversa, diminuisce la banda disponibile in accordo con la frequenza ottimale di propagazione e aumenta il coefficiente di attenuazione abbassando il rate di trasmissione (capacità di canale) a parità di potenza utilizzata [3] [14].

Capitolo 3

Simulazione MATLAB e risultati

La nostra trattazione a questo punto si concentra su di una verifica e sul commento di risultati simulativi ottenuti mediante l'impiego del software MATLAB.

Verrà introdotta l'implementazione di un sistema di trasmissione in MATLAB, il quale verrà impiegato per delle simulazioni di propagazione di alcuni segnali attraverso vari modelli di canale sottomarino: alcuni creati ad hoc, altri reali (scenari di SPACE08: Martha's Vineyard Island, Massachusetts, USA [4] e KAM11: Kauai Island, USA [10]).

Si riporta in dettaglio ogni blocco del sistema: modulatore, demodulatore e componente di rumore; inoltre è fornita una dettagliata descrizione della risposta impulsiva dei canali sui quali si è simulato. Sono poi riportati e commentati i risultati ottenuti, in particolare confrontandoli con quella che è la trattazione teorica fornita in letteratura.

È bene sottolineare come questo tipo di modulatore e demodulatore, seppur di semplice implementazione, siano schemi effettivamente impiegati nelle simulazioni reali.

Il modulatore e lo stesso demodulatore impiegano uno schema di modulazione FH-FSK (Frequency Hopping Frequency Shift Keying) utilizzato in sistemi reali quali sonar acustici [6] [7].

La caratteristica fortemente impulsiva del canale sottomarino, mista alle problematiche introdotte dalla forte componente multipath dello stesso, richiedono particolari accorgimenti su come implementare i sistemi di trasmissione. In particolare, la modulazione utilizzata, permettendo trasmissioni simultanee su differenti portanti, mediante uno schema che verrà in seguito spiegato, garantisce poca sensibilità alle interferenze introdotte a livello di scenario e contribuisce a ridurre problematiche comuni del tipo multipath fading [8] [12]. Un altro punto di forza di questo schema di modulazione è la sua efficacia dal punto di vista dell'implementazione: essendo una modulazione

incoerente, a livello di demodulatore è sufficiente predisporre di un correlatore per risolvere il segnale in ingresso al ricevitore e generare la sequenza d'uscita. L'estrazione dell'involuppo complesso necessaria al procedimento di rivelazione [12] verrà chiarita nella sezione dedicata.

3.1 Modulazione FH-FSK

La modulazione utilizzata durante le simulazioni del sistema di trasmissione completo è un particolare tipo di modulazione ortogonale, binaria, in banda base che prende il nome di FH-FSK, ovvero Frequency Hopping Frequency Shift Keying. Questo tipo di modulazione, come già accennato nell'introduzione al capitolo, costituisce un'implementazione fondamentale in sistemi che devono operare su scenari dove la componente multipath non è assolutamente trascurabile. I ritardi accumulati sui diversi arrivi sono, infatti, il risultato di una trasmissione attraverso differenti cammini, tipica dello scenario sottomarino, che richiede particolari accorgimento per essere risolta. Le forme d'onda associate a questo tipo di schema di modulazione sono ottenute al variare delle portanti prese da un set di frequenze (f_n) equispaziate l'una rispetto all'altra di una quantità pari a $\Delta f = 2/T_s$:

$$s_n(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin(2\pi f_n t + \phi_n) \quad (3.1)$$

dove E_s rappresenta l'energia del segnale stesso ottenuto come integrale sulle forme d'onda, il termine T_s indica il periodo di simbolo e ϕ_n la fase di ogni forma d'onda [3]. Nei sistemi frequency hopping (FH) l'allargamento di banda viene ottenuto tramite l'impiego in tempi differenti di portanti in trasmissione per lo stesso segnale. Lo schema di modulazione è di tipo incoerente in quanto non è noto a priori lo sfasamento di ogni portante rispetto alle altre [12].

In termini più generali si pensi di avere a disposizione un set di frequenze centrali $\{f_0, f_1 \dots f_N\}$, alle quali vengono associate un numero di sottoportanti pari alla cardinalità dell'insieme dei simboli che costituiscono i segnali trasmessi. Disponendo di vettori binari per la trasmissione le sottoportanti associate saranno due: $f_{0,0}$ ad esempio rappresenta la sottoportante sinistra associata alla frequenza con indice 0 e $f_{0,1}$ rappresenta, invece, quella destra. La risultante per tutte le frequenze è la seguente: $\{f_{0,0}, f_{0,1}, f_{1,0}, f_{1,1} \dots f_{N,1}\}$. La banda occupata diventa in questo caso dell'ordine di $2 \times N \times 2/T_s$, dove N rappresenta il numero di sottobande del sistema e $2/T_s$ la spaziatura.

Nei sistemi FH si parla di sequenza di hopping (*hopping pattern*) quando ci si riferisce all'insieme di portanti usate per la modulazione, indicate come segue: $g_N = \{i_0, i_1 \dots i_N\}$. Nel nostro caso questa sequenza, partendo dal vettore di ingresso, ad esempio $v = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1]$, associa una sottoportante per ogni componente.

g_N per il vettore appena indicata sarà, quindi, formata dalle seguenti componenti: $[f_{0,1} f_{1,0} f_{2,1} f_{3,0} f_{4,0} f_{5,1}]$.

Il nostro schema di modulazione è in grado di ripartire in blocchi (*hopping pattern*) il vettore del segnale d'ingresso, costituito da una successione binaria: ogni componente del vettore del blocco viene numerata in ordine crescente e in base al susseguirsi di zero o di uno si costruisce un segnale modulato, associando rispettivamente le frequenze sinistre o destre della portante numerata.

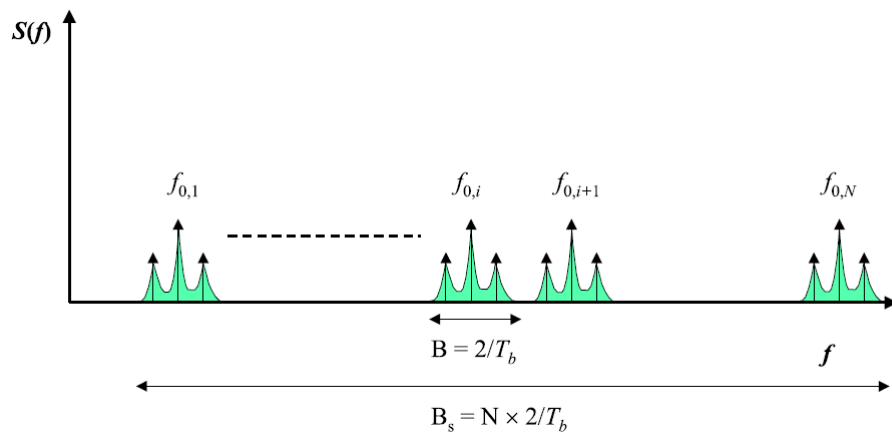


Fig. 3.1 Esempio di ripartizione della banda tra le sottoportanti di una modulazione FH-FSK

Si riporta la sezione dello script in MATLAB riservato all'implementazione del blocco di modulazione.

```
% sorgente binaria.
Nsymb = 2;
% numero di sotto-bande.
Nsub = 16;
% tempo di simbolo.
Ts = 5e-3;
% spaziatura delle portanti in frequenza misurata in Hz.
deltaF = 2/Ts;
% frequenza base delle sottobande.
f_base = 8e3; %Hz
% vettore delle frequenze delle sotto-bande
f_array = f_base : deltaF : f_base + ( 2 * Nsub-1 ) * deltaF;
% frequenza massima delle sottobande, frequenza e tempo di
% campionamento
f_max = max( f_array );
fc = 4 * f_max;
Tc = 1/fc;
% numero di campioni per simbolo.
Ns = Ts * fc;
% vettore degli istanti di campionamento.
```

```

t_array = ( 0: Ns-1 ) * Tc;
% predisposizione del vettore dei segnali modulati sig_mod.
sig_mod = zeros( 1, Ns * length( sorg ) );
% matrice delle frequenze: le colonne corrispondono ai possibili
% simboli 0 e 1, mentre le righe rappresentano le frequenze per
% ogni sottobanda.
f_matrix = reshape( f_array, Nsymb, Nsub )';
% forme d'onda di riferimento (banca dati).
signal_matrix = cell( Nsub , Nsymb );
for aa = 1: Nsub
    for bb = 1: Nsymb
        signal_matrix{ aa, bb } = exp( 1i * ( 2*pi*f_matrix
            ( aa, bb ) * t_array - pi/2 ) );
    end
end
%
% Modulatore FH-FSK
% A partire da una sorgente binaria crea un segnale modulato
% secondo lo schema di modulazione Frequency Hopping FSK.
%
% creazione del segnale modulato a partire dal vettore sorgente.
for jj = 1: length( sorg )
    sig_mod(( jj-1 ) * Ns + 1: ( jj ) * Ns ) = signal_matrix{ mod
        ( jj-1, Nsub ) + 1, sorg( jj ) + 1 };
end

```

3.2 Demodulazione FH-FSK

L'implementazione del blocco demodulatore si riferisce al caso di un ricevitore incoerente, in quanto non è nota a priori la fase delle sottobande [12]. L'implementazione ottimale è data da un circuito elettronico in grado di calcolare la correlazione fra i segnali in ingresso al ricevitore e le forme d'onda della modulazione, ricavarne la trasformata di Hilbert ed, infine, estrarne il modulo dell'involuppo complesso [12].

Il decisore confronta l'involuppo estratto e costruisce un segnale demodulato costituito da una successione di 0 e 1.

Più in dettaglio, il blocco calcola la correlazione incrociata fra il segnale in ingresso al ricevitore, preso nell'istante di campionamento esatto, e le due forme d'onda di interesse che rappresentano i due possibili simboli che possiamo trasmettere (0 e 1) per una data sottobanda.

Definiamo la correlazione come il grado di similitudine fra due segnali x e y come funzione dello spostamento o traslazione temporale applicata ad uno di essi [12]. Viene di fatto anticipato il segnale y lungo l'asse temporale, calcolando l'integrale del prodotto per ogni possibile valore dello spostamento. Dati due segnali ad energia finita, si può scrivere la correlazione incrociata come [12]:

$$R_{xy} = x \otimes y = \int_{-\infty}^{\infty} x^*(\tau)y(t + \tau)d\tau \quad (3.2)$$

dove con x^* indichiamo il complesso coniugato di x (i segnali sono presi sul dominio dei numeri complessi).

Quando i due segnali coincidono, il valore di $x \otimes y$ è massimizzato.

Il decisore confronta il grado di similitudine fra il segnale d'ingresso e le forme d'onda della modulazione, in base al calcolo precedentemente ottenuto dal blocco correlatore [12].

Nella nostra simulazione, l'uscita del correlatore è una cella con due colonne e un numero di righe pari al numero di sottobande ($Nsub$), dove ogni componente contiene il risultato della correlazione incrociata fra il segnale ricevuto e le forme d'onda relative alle frequenze sinistre e destre di ogni sottobanda. Si definisce *inviluppo complesso* (\tilde{x}) di un segnale reale $x(t)$:

$$x(t) = 2 \cdot \tilde{x}(t)e^{-j2\pi f_0 t} \quad (3.3)$$

Dalla quale si può ricavare la trasformata di Fourier semplicemente scalando l'ampiezza di un fattore 2 e traslando a sinistra di una quantità pari a f_0 :

$$X(f) = 2 \cdot \tilde{X}(f + f_0) \quad (3.4)$$

Dopo una breve serie di passaggi algebrici si può giungere alla seguente:

$$x(t) = Re \left\{ \tilde{x}(t)e^{-j2\pi f_0 t} \right\} \quad (3.5)$$

Direttamente dalla rappresentazione ad inviluppo complesso si può ricavare il modulo delle componenti del segnale ricevuto per il processo di ricostruzione del segnale durante la demodulazione; trascurando volutamente la fase dello stesso [12].

```

%
% Demodulatore FH-FSK.
% Genera in uscita la sequenza demodulata del segnale in ingresso,
% dopo la convoluzione con la risposta impulsiva del canale e
% l'aggiunta della componente di rumore.
%
% istanti di campionamento.
decision = Ns/2 + 1 : Ns : N * Ns - Ns/2 + 1;
% componente utile + rumore (segnale ingresso al ricevitore).
sig_out = real(r) + noise;
% Preallocazione del correlatore.
corOutput = cell( size( signal_matrix ) );
% uscita del correlatore.
for ss = 1 : Nsub
    for tt = 1 : Nsymb
        corOutput{ ss, tt } = xcorr( sig_out, real( signal_matrix
            { ss, tt } ) );
        corOutput{ ss, tt } = abs( hilbert( corOutput{ ss, tt } ) );
        corOutput{ ss, tt } = corOutput{ ss, tt } ( L-Ns/2:end-Ns/2 );
    end
end

```

```

end
% creazione del segnale demodulato.
sig_dem = zeros( 1, length( sorg ) );
for dd = 1: length( decision )
    if corOutput{ mod( dd-1, Nsub )+1, 1}( decision( dd ) ) <
        corOutput{ mod( dd-1, Nsub )+1, 2}( decision( dd ) )

        sig_dem( dd ) = 1;
    else
        sig_dem( dd ) = 0;
    end
end
end

```

3.3 Modello del Rumore

Parte della simulazione è stata incentrata sulla definizione del rumore che viene sommato alla componente utile del segnale in ingresso al ricevitore.

Si è soliti concentrare tutti i contributi del rumore prodotto dalla trasmissione attraverso il canale all'uscita dello stesso. Per caratterizzarlo in maniera coerente al modello di trasmissione, il vettore che definisce il rumore è stato modellato in maniera tale che le sue componenti abbiano una distribuzione gaussiana a media nulla. La potenza di questo vettore, però, se calcolata fornisce un valore unitario. Ne deriva, quindi, che è necessario moltiplicare e aggiungere la potenza delle sue componenti: fissato un valore di SNR (Γ), calcolata l'energia (E_s) delle forme d'onda (in particolare basta estrarne una qualunque e integrare sulla durata di questa, vista l'uguaglianza in termini energetici di tutte le forme d'onda), dalla relazione $\Gamma = E_s/N_0$, abbiamo ricavato la potenza del rumore stesso (N_0).

Il risultato ottenuto è un vettore rappresentante il rumore, caratterizzato da media nulla e varianza $\sigma^2 = N_0/2$ (AWGN) [3].

```

%
% Rumore.
%
% Energia del segnale a partire da una sua componente.
sRc = real( sig_mod ( 1: Ns ) );
Es = ( sRc * sRc' );
% Componente di rumore.
noise_rand = randn ( 1, length( sig_mod ) );
N0 = noise_rand * noise_rand' / length( noise_rand ) * 2;
noise = noise_rand * sqrt( Es/SNR/N0 );

```

3.4 Simulazioni su canale artificiale

Terminata la descrizione delle componenti del sistema di trasmissione completo, è possibile procedere alla caratterizzazione e al commento delle simulazioni vere e proprie, attuate su diverse tipologie di canale di propagazione. La prima parte di simulazione, proposte in questa sezione, riguarda un canale fittizio, costruito artificialmente per comprendere al meglio quelli che sono gli effetti degli arrivi su un canale impulsivo caratterizzato da una forte componente multipath, come nel caso del canale sottomarino. Questo tipo di simulazioni risulta indispensabile per poter prevedere il comportamento del sistema in presenza di scenari reali che verranno introdotti e trattati nella sezione successiva.

3.4.1 Sfasamento degli arrivi sul canale per effetto multipath

La prima simulazione si propone di valutare come varia la probabilità d'errore per effetto del ritardo, minore del tempo di simbolo, e dello sfasamento di un arrivo secondario, dovuto ad una trasmissione multipath.

Il numero di sotto-bande del sistema di trasmissione è stato impostato a uno, così da ottenere solamente due sottoportanti: una per i simboli 0 e una per i simboli 1 del vettore che rappresenta il segnale inviato sul canale.

L'arrivo secondario è collocato in maniera tale da cadere sempre all'interno di un simbolo. Nella prima parte della simulazione, il secondo impulso è situato a $\frac{T_s}{2}$ e viene descritto mediante la sua rappresentazione in modulo e fase: $0.9e^{-j\alpha}$, al variare del parametro α .

```
alpha = 0: 0.2: pi;
% arrivi sul canale.
taps = [ 0.0e+0, 1.0
        Ts/2, 0.9*exp( -1i*alpha( 11 ) ) ];
```

Questa matrice permette l'implementazione delle componenti del canale appena descritto nello script. I valori nella prima colonna rappresentano i ritardi lungo l'asse temporale lungo il quale gli impulsi sono centrati; mentre i valori della seconda colonna permettono di caratterizzare gli arrivi secondo la loro rappresentazione in modulo e fase.

La simulazione, per valutare i nostri interrogativi iniziali, prosegue graficando i diversi valori della curva di Bit Error Rate (BER), per valori di SNR fissati (5, 10 e 20 dB), al variare del parametro α che rappresenta lo sfasamento degli arrivi. Il grafico risultante è riportato in fig. 3.2.

Risulta subito evidente come la BER venga massimizzata in prossimità dello sfasamento dell'arrivo secondario pari a 0 e π ; mentre per un valore di α prossimo a $\pi/2$ la BER è minima.

La componente multipath può incidere sulla BER apportando, quindi, un

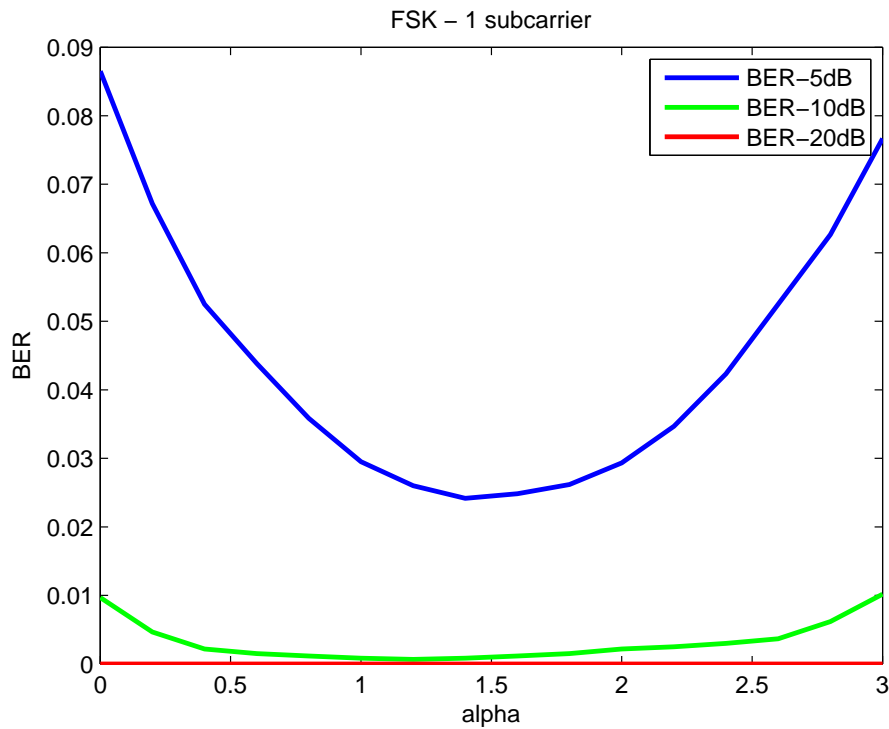
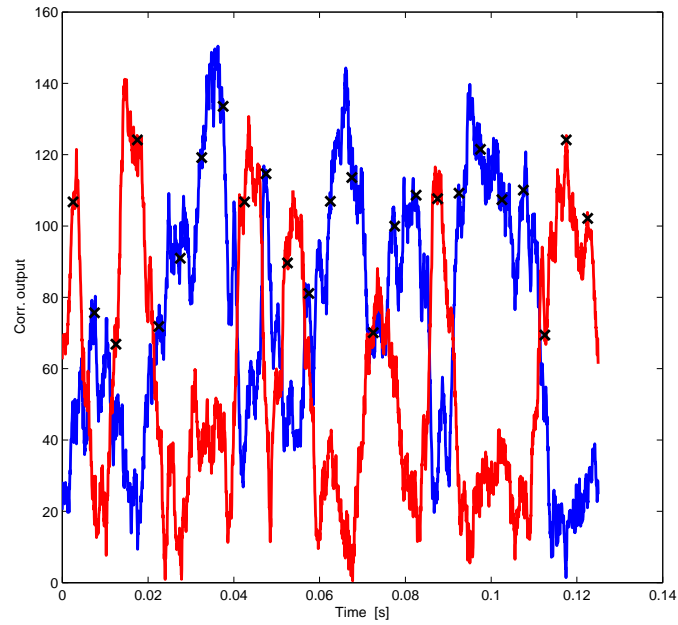
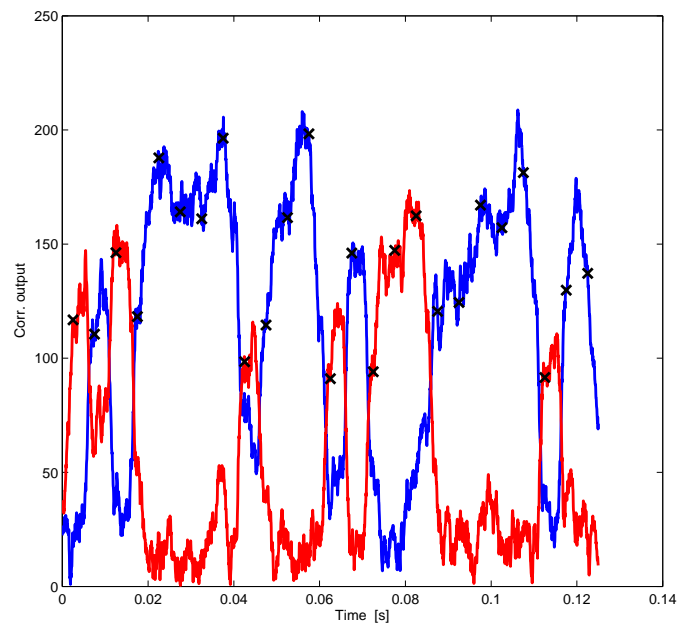


Fig. 3.2 Simulazione 1: BER al variare dello sfasamento degli impulsi per valori di SNR fissati

miglioramento nel caso si verifichi un'interferenza di tipo costruttivo tra le forme d'onda e l'arrivo: come nel caso di $\alpha \approx \pi/2$. In via del tutto analoga, se si verifica interferenza (parzialmente) distruttiva fra forme d'onda e arrivo, l'effetto sulla BER coincide con un'innalzamento della stessa curva: come nei casi di $\alpha \approx 0$. In quest'ultimo caso, l'interferenza è distruttiva al punto tale da causare una quasi-cancellazione (il modulo, infatti, è pari a 0.9) della portante in prossimità dello sfasamento corrispondente alla massima probabilità d'errore. La probabilità d'errore massima si ottiene, quindi, quando si verifica la cancellazione di una portante; ovvero quando una forma d'onda del tipo: $\sin(2\pi f_{00} \frac{T_s}{2})$ incontra un arrivo con pari modulo ma fase opposta. L'arrivo secondario non è in grado di cancellare le successive portanti (f_{01} ad esempio), ma la BER risultante è vincolata dalla prima sottobanda. L'uscita dei correlatori per SNR pari a 10 dB contribuisce a chiarire meglio il concetto (fig. 3.3 e fig. 3.4).

Fig. 3.3 Uscita del correlatore per $\alpha = \pi$ Fig. 3.4 Uscita del correlatore per $\alpha = \pi/2$

Spostando il ritardo dell'arrivo secondario si verifica una traslazione del punto nel quale si massimizza la BER. La trattazione è la stessa discussa poco fa; nel caso di un arrivo in $3T_s/4$ le curve risultanti per valori di SNR fissati sono riportate nel seguente grafico:

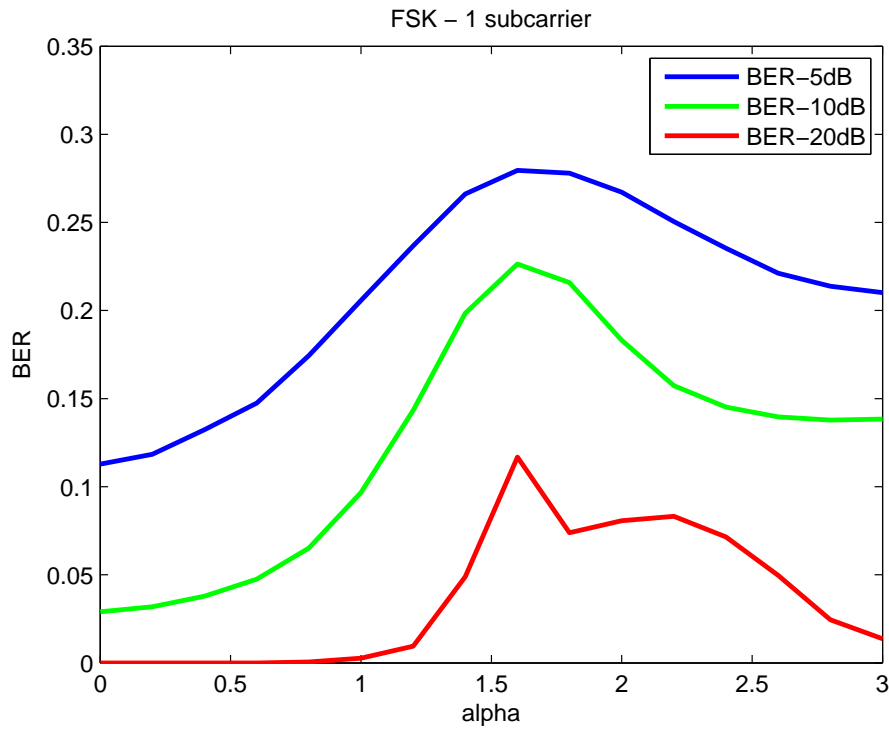


Fig. 3.5 BER al variare dello sfasamento con arrivo in $\frac{3}{4}T_s$

3.4.2 Canale con due arrivi secondari

Lo scopo della prossima simulazione è quello di verificare l'effetto del frequency hopping su un canale con una componente multipath consistente. Una volta caratterizzato il canale, si andrà ad agire assegnando un numero di sotto-bande via, via crescente al sistema valutando le conseguenti variazioni della curva di BER, per evidenziare i differenti comportamenti.

Gli arrivi sul canale sono stati predisposti con questi ritardi e con le rispettive rappresentazioni in modulo e fase:

```
taps = [ 0.0e+0, 1.0
        6e-3, 0.9*exp( -1i*3*pi/4 )
        22.5e-3, 0.5*exp( -1i*pi/8 ) ];
```

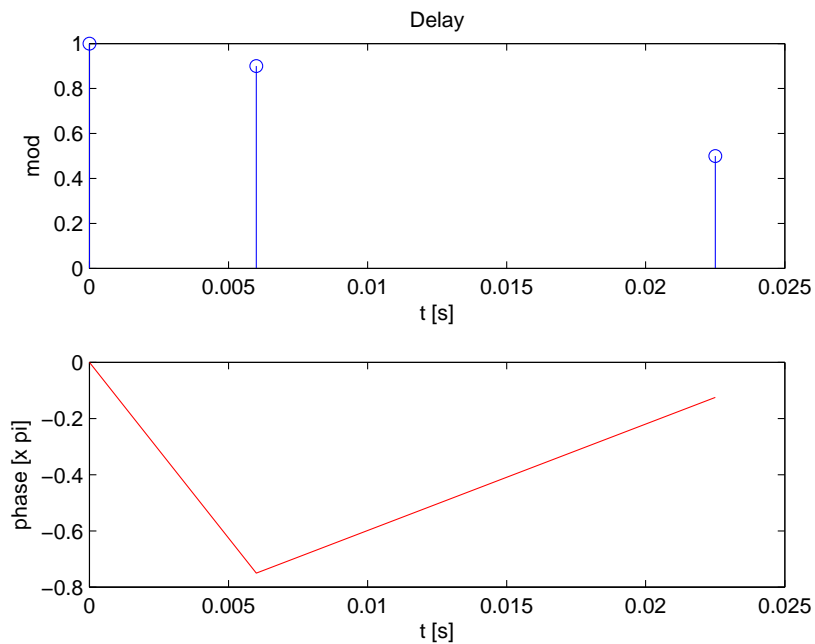



Fig. 3.6 risposta impulsiva del canale

Oltre all'arrivo principale, il canale presenta un secondo arrivo con un ritardo di 6 ms, un modulo pari a 0.9 e una fase pari a $-3\pi/4$ e un terzo arrivo con ritardo pari a 22.5 ms, modulo 0.5 e fase $-\pi/8$.

Abbiamo impostato due tipi di sistema differenti: il primo è dotato di un segnale da inviare sul canale con tempo di simbolo per ogni bit pari a 5 ms; il secondo, invece, è caratterizzato da un tempo di simbolo pari a 8 ms.

Grazie alla prima implementazione, si riesce a verificare come all'aumentare delle sotto-bande associate al sistema ci sia un miglioramento in termini di BER a parità di SNR. Le problematiche introdotte da arrivi secondari attraverso cammini multipli, in questo caso, sono risolte dal frequency hopping della modulazione utilizzata. Nel secondo caso, invece, il frequency hopping non è sufficiente a risolvere il problema del multipath, comportando un innalzamento della BER. Questo problema può essere ricondotto a quello trattato nella sezione appena precedente: l'arrivo secondario, infatti, accumulando un ritardo inferiore al tempo di simbolo causa una parziale cancellazione della sottoportante con cui abbiamo modulato il segnale, comportando, quindi, un aumento considerevole della probabilità d'errore anche con un elevato numero di sotto-bande.

Il plot ottenuto variando numero di sotto-bande e tempo di simbolo è riportato in fig. 3.7:

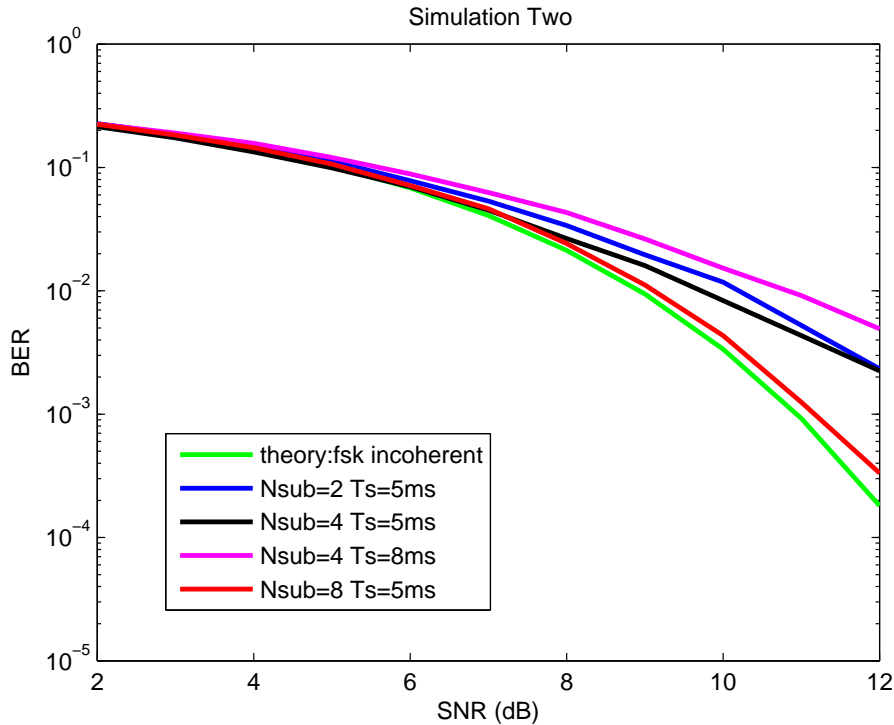
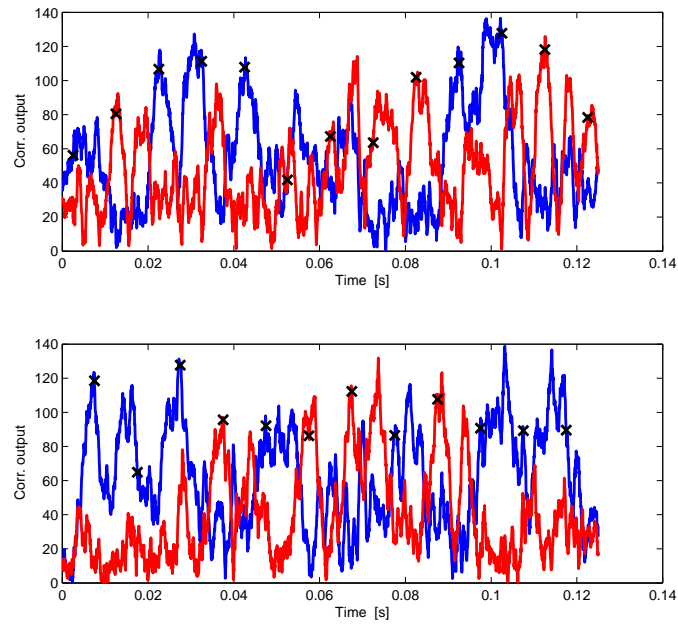
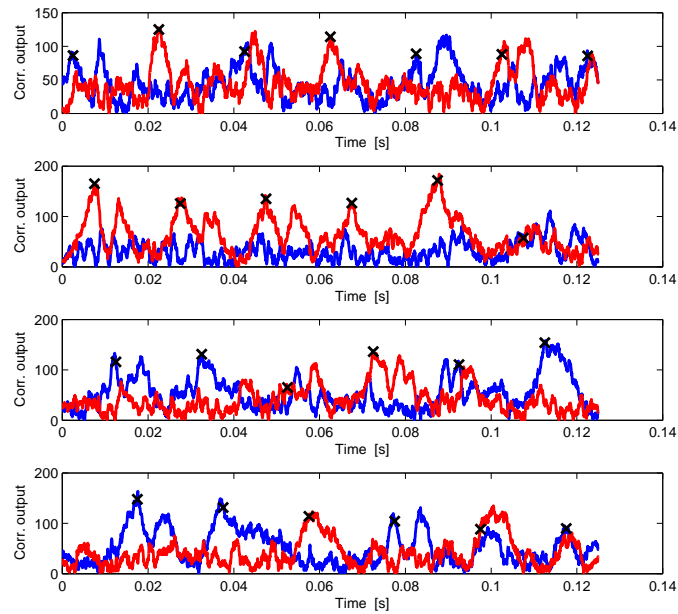


Fig. 3.7 Simulazione 2: BER al variare del tempo di simbolo e del numero delle sotto-bande

Si può notare come, aumentando il numero di sotto-bande nel caso di un sistema con tempo di simbolo pari a 5 ms, la curva che rappresenta la BER in funzione dell'SNR si avvicini alla distribuzione della probabilità d'errore teorica.

Nel caso in cui, invece, il sistema abbia un tempo di simbolo pari a 8 ms, ovvero l'arrivo secondario presentato dal canale a 6 ms da quello principale influenza la ricezione di ogni simbolo, la curva, sebbene il sistema sia dotato di 4 sotto-bande, è al di sopra perfino di quella caratterizzante il sistema con 2 sotto-bande e tempo di simbolo pari a 5 ms. In quest'ultimo caso, quindi, il frequency hopping non è in grado di risolvere i problemi legati alla trasmissione attraverso il canale per cammini multipli, con un conseguente incremento della probabilità d'errore.

Vengono riportate le uscite dei correlatori in fig. 3.8, fig. 3.9 e fig. 3.10 per commentare ulteriormente i risultati appena discussi.

Fig. 3.8 Uscita correlatore: $T_s=5\text{ms}$, $N_{\text{sub}}=2$ Fig. 3.9 Uscita correlatore: $T_s=5\text{ms}$, $N_{\text{sub}}=4$

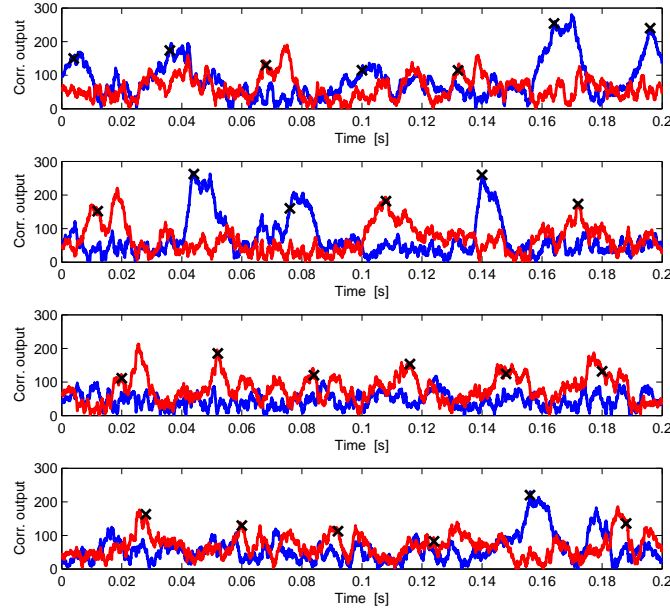


Fig. 3.10 Uscita correlatore: $T_s=8\text{ms}$, $N_{\text{sub}}=4$

3.5 Simulazioni su canale reale

Le simulazioni appena concluse sui precedenti canali artificiali risultano particolarmente utili per comprendere e poter prevedere il comportamento del sistema di trasmissione con canali reali. Ciò di cui ci si occupa in questa intera sezione è di riportare e valutare la resa del sistema su scenari reali: SPACE08 e KAM11 [4] [10].

3.5.1 Descrizione scenari

Le risposte impulsive dei canali che andremo a trattare relativamente allo scenario SPACE08 (Martha's Vineyard Island, Massachusetts, USA) sono state ricavate dai dati collezionati dalla trasmissione attraverso 1 sorgente e 1 ricevitore con etichetta S5 equipaggiato con un gran numero di idrofoni. Il ricevitore è disposto lungo la direzione S-E con una distanza dal trasmettitore pari a 1 km.

I dati sono raccolti in un periodo che va dal 18 al 27 Ottobre, periodo nel quale la condizione dei venti e del moto ondoso sono variate in maniera sostanziale come riportato in tab. 3.1.

I dati vengono collezionati e valutati ogni 2 ore attraverso l'analisi di pacchetti da 4095 bit nominali, trasmessi ad un rate di 6.5 kbps e centrati alla

frequenza di 11.5 kHz, di durata pari a 3 minuti.

Si è in grado di valutare la risposta impulsiva basandosi sulla correlazione fra segnale ricevuto e segnale trasmesso. Tale calcolo viene compiuto su campioni di 400 simboli (equivalenti a 60 ms); traslando la finestra di 100 simboli (15 ms) ad ogni trasmissione. Il risultato è una stima compiuta ogni 15 ms su una finestra di 60 ms [4].

La definizione della risposta impulsiva del canale prelevato dallo scenario KAM11 della costa dell'isola di Kauai risale al 2011, grazie ai dati raccolti dal sistema autonomo WHOI [10].

La strumentazione si compone di una sorgente posizionata 45 m sotto il livello oceanico, un emettitore distante dal ricevitore 3 km, dotato di 24 idrofoni equispaziati 5 cm gli uni agli altri.

Per la valutazione della risposta impulsiva si sono utilizzati 4 idrofoni fra quelli a disposizione. Il segnale inviato dalla sorgente omnidirezionale è centrato rispettivamente a 8 kHz.

Si è assunto che l'intera area di trasmissione avesse la stessa SSP, anche se il termocline 70 m al di sotto della superficie può contribuire a variazioni sulla propagazione a causa di onde interne [10].

Il primo strato del canale: dalla superficie fino a 15 m di profondità, tende a deviare le onde acustiche verso il basso. Dai 15 m di profondità fino a 60 m, invece le onde vengono rifratte verso l'alto per poi essere deviate nuovamente verso il basso da una profondità di 60 m in poi. Questa caratteristica di rifrazione verso l'alto e verso il basso tende ad evidenziare una forte componente multipath nella trasmissione attraverso il canale.

La definizione della risposta impulsiva avviene elaborando le trasmissioni della sorgente che emette 6 gruppi di pacchetti ogni 2 ore. Ogni file è comprensivo di un periodo iniziale di silenzio, una trasmissione di 31 pacchetti: 1 ogni 280 ms per ridurre l'interferenza mutua fra i pacchetti. Il tempo di ogni file è pari a 1 minuto, comprensivo del periodo di silenzio [10].

Le caratteristiche degli scenari corrispondenti alle risposte impulsive di ogni canale affrontato sono riportate in tabella:

	Scenario	Depth (m)	Wind velocity (m/s)	Wave height (m)
cir01	SPACE08	15	2	0.9
cir02	SPACE08	15	2	0.9
cir03	SPACE08	15	1	0.4
cir04	SPACE08	15	1	0.4
cir05	SPACE08	15	2.5	0.65
cir06	KAM11	45		

Tabella 3.1 scenario di appartenenza, profondità, velocità del vento, altezza onde per ogni risposta impulsiva

3.5.2 Scenari di SPACE08

Iniziamo con le simulazioni prese dallo scenario di SPACE08: uno scenario tipicamente deep-water.

Il primo canale preso in esame da SPACE08 è caratterizzato dalla risposta impulsiva graficata in fig. 3.11.

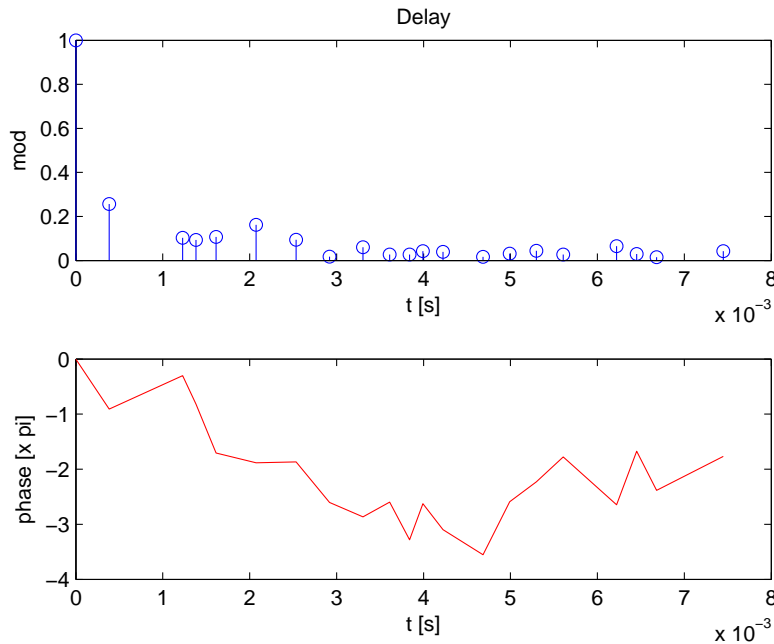


Fig. 3.11 Risposta impulsiva primo canale

La maggior parte dell'energia del segnale trasmesso viene concentrata sull'arrivo principale, mentre solo una parte di questa è presente nell'arrivo secondario con un ritardo di circa 0.4 ms. La componente di riverbero non consiste di arrivi significativi. Il multipath non influisce molto sulla resa della risposta impulsiva: i segnali trasmessi vengono scomposti e propagati attraverso cammini secondari ma con un'energia minore.

Abbiamo simulato la trasmissione di un vettore da 12000 bit con tempo di simbolo di 0.3 ms. La simulazione si propone di verificare come l'aumento delle sotto-bande associate al sistema comporti un netto miglioramento in termini di BER per diversi valori di SNR. Si verificherà come il frequency hopping, in questo caso, risolva la componente di multipath del canale.

Il grafico in fig. 3.12 presenta il comportamento della curva della probabilità d'errore in funzione del SNR al variare di N_{sub} : 2, 4, 8 e 16 valori di sotto-bande. È abbastanza evidente che tutte le curve siano ravvicinate le une alle altre e molto simili come andamento alla distribuzione teorica: sia per un numero di sotto-bande basso, sia per un numero elevato.

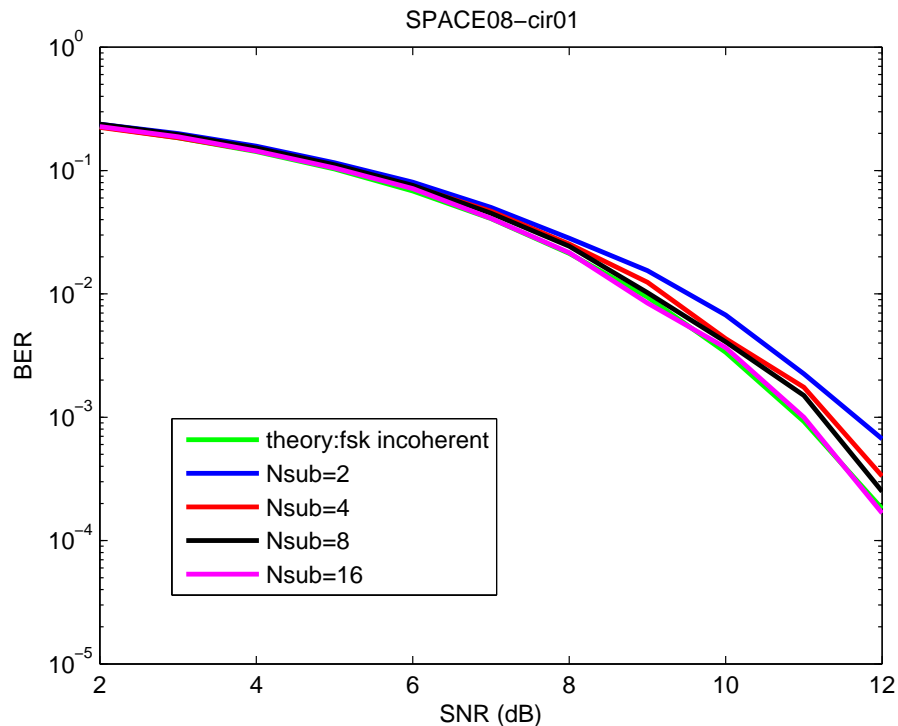


Fig. 3.12 BER primo canale

Grazie all'uscita del correlatore, in fig. 3.13, si riesce a fornire un'ulteriore caratterizzazione del canale, in base alla sovrapposizione delle forme d'onda in ricezione, in prossimità degli impulsi del canale. L'uscita del correlatore con N_{sub} pari a 2 mette in risalto come le regioni di decisione siano ben distinte da questo punto di vista, anche in presenza di impulsi sul canale dovuti a cammini secondari e al riverbero.

Lo stesso ragionamento viene fatto riferendosi all'uscita del correlatore per un numero di sotto-bande pari a 4 riportato in fig. 3.14.

Si ottiene, in ogni uscita, una sovrapposizione di forme d'onda dovuta alla presenza di un arrivo secondario e un fitto riverbero, ma vista la scarsa energia di questi impulsi, la decisione viene fatta su punti ben distinti, con il conseguente abbassamento della probabilità d'errore. Il frequency hopping, quindi, permette di evitare gli arrivi secondari. È bene notare come uno scenario fortemente influenzato dall'effetto del vento e del moto ondoso come quello di fig. 3.11, tuttavia, non corrisponda ad uno scenario problematico in termini di BER. L'influenza del moto ondoso, infatti, sebbene da una parte aumenti l'effetto Doppler [5], dall'altra contribuisce alla diminuzione del multipath in quanto annulla alcuni arrivi secondari.

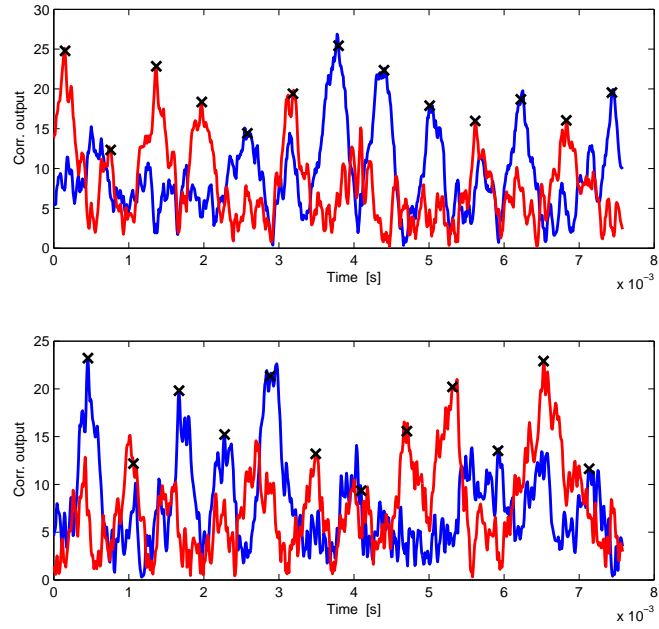


Fig. 3.13 Uscita correlatore primo canale: Nsub=2

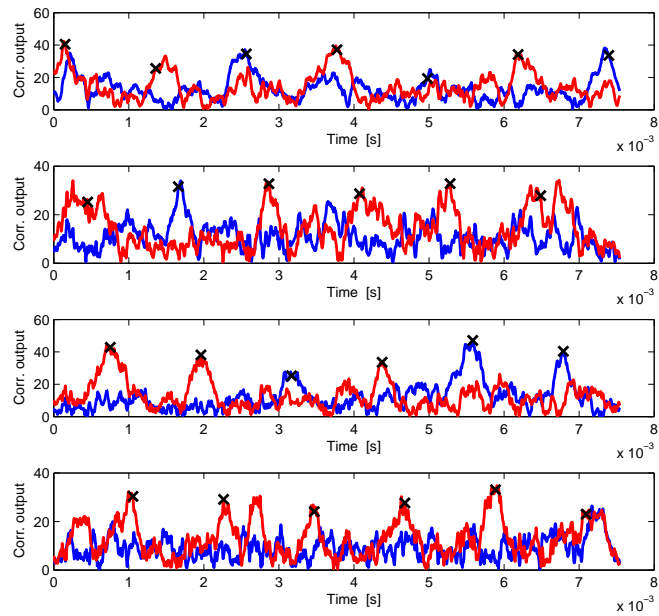


Fig. 3.14 Uscita correlatore primo canale: Nsub=4

Molto simile come caratteristiche di risposta impulsiva è il canale riportato in fig. 3.15 caratterizzato da un arrivo principale, un secondo arrivo con modulo minore e ritardo di circa 0.5 ms e del riverbero.

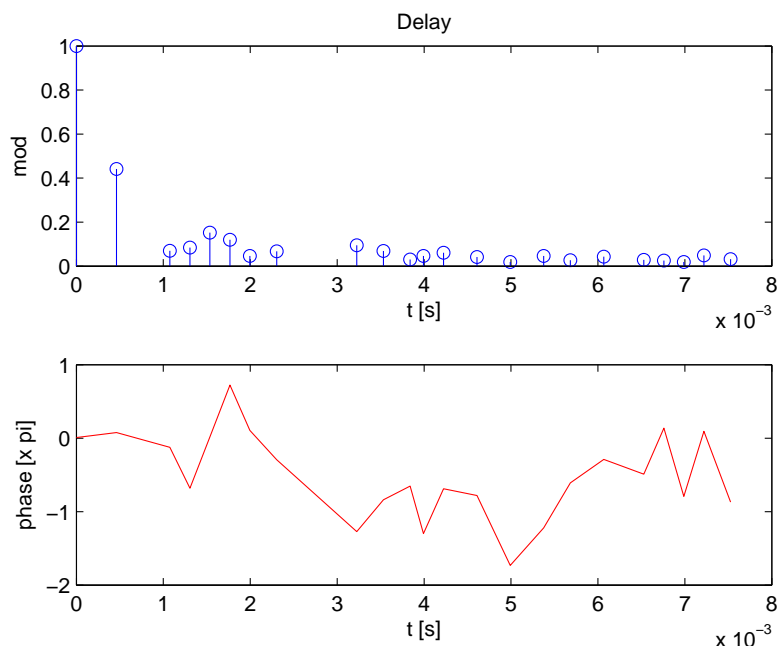


Fig. 3.15 Risposta impulsiva secondo canale

In analogia con il caso precedente, abbiamo simulato la trasmissione di un vettore da 12000 bit con tempo di simbolo di 0.4 ms e fornito una valutazione delle BER in funzione del SNR al variare del numero delle sotto-bande associate (2, 4, 8 e 16).

Dal grafico in fig. 3.16 emerge un comportamento del tutto simile allo scenario precedente. Le curve, seppur meno ravvicinate rispetto a quelle di fig. 3.12, in analogia a quanto discusso nel primo scenario relativamente al numero di sotto-bande, presentano comunque un comportamento molto simile le une alle altre.

È importante vedere come, impostando N_{sub} a 8 e 16 la curva della probabilità d'errore segua da vicino quella teorica. Aumentando il numero di sotto-bande, quindi, grazie al frequency-hopping si risolve il multipath; allo stesso tempo, però, la scarsa presenza di questo effetto e della componente di riverbero, permettono di ottenere degli andamenti molto ravvicinati e simili per le curve di BER. Le uscite dei correlatori per N_{sub} pari a 2 e 4 (fig. 3.17 e fig. 3.18) permettono di chiarire ulteriormente quanto discusso finora.

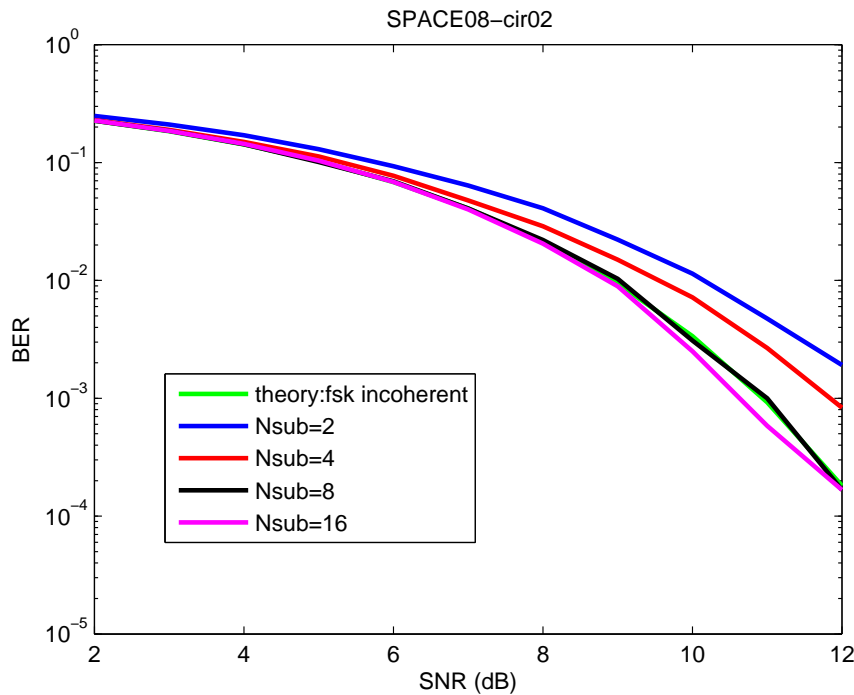
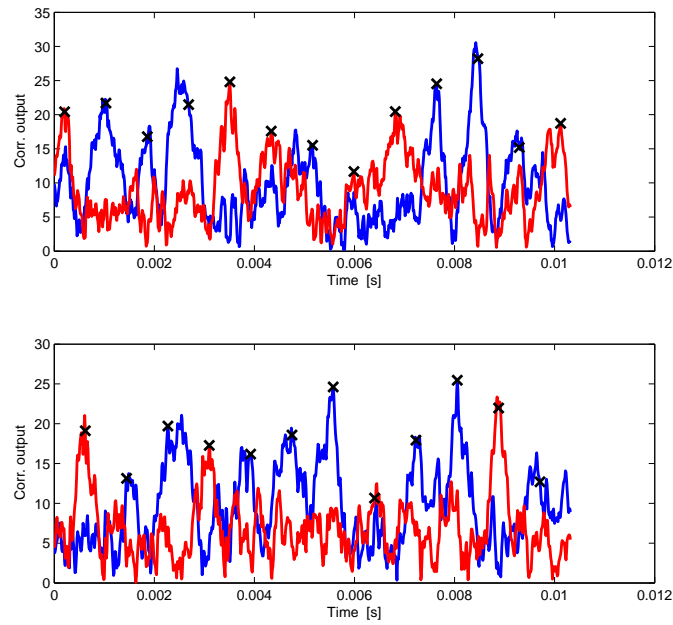
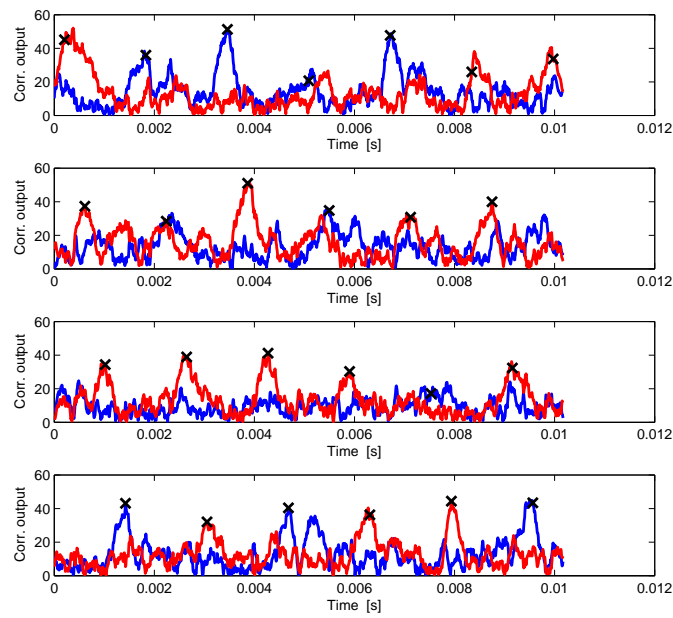


Fig. 3.16 BER secondo canale

Il prossimo canale che andiamo a trattare è costituito da un arrivo principale, due arrivi secondari decrescenti con ritardi di circa 0.4 ms e 0.6 ms rispettivamente. A questi si aggiunge anche una componente di riverbero visibile nei successivi arrivi. La risposta impulsiva è graficata in fig. 3.19. Scopo della simulazione è quello di visualizzare la differente resa del sistema in termini di BER al variare del numero di sotto-bande, per diversi valori di SNR. Trasmettendo un vettore binario da 12000 componenti, con tempo di simbolo pari a 0.3 ms le curve ottenute impostando un numero di sotto-bande pari a 4, 8 e 16 sono riportate in fig. 3.20. È facile notare come aumentando il numero di sotto-bande, la BER si avvicini alla curva teorica; fino quasi a coincidere con la stessa nel caso del sistema con $N_{sub}=16$. In altre parole, il frequency hopping è in grado di risolvere i problemi legati agli arrivi secondari decrescenti, dovuti a cammini multipli solo nel caso di un numero di sotto-bande elevato. Mentre nel caso si disponga di un numero di sotto-bande inferiore (ad esempio $N_{sub}=4$, fig. 3.20) la curva d'errore che si ottiene è lontana da quella teorica.

Le uscite dei correlatori, per $N_{sub}=4$ e per valore di SNR pari a 10 dB in fig. 3.21, consentono di vedere come in prossimità degli impulsi degli arrivi secondari ci sia una sovrapposizione delle forme d'onda con la possibilità di aumentare la probabilità dell'errore in base alla rivelazione.

Fig. 3.17 Uscita correlatore secondo canale: $N_{sub}=2$ Fig. 3.18 Uscita correlatore secondo canale: $N_{sub}=4$

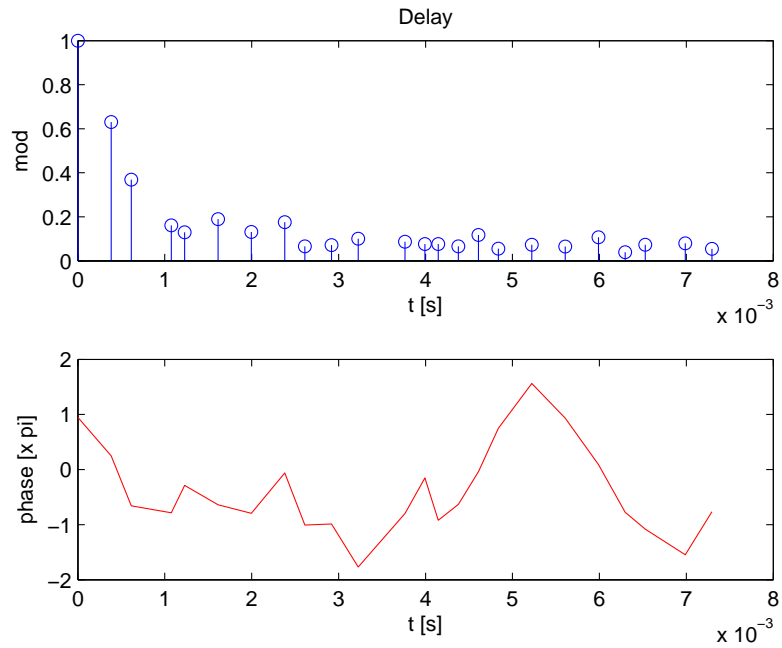


Fig. 3.19 Risposta impulsiva terzo canale

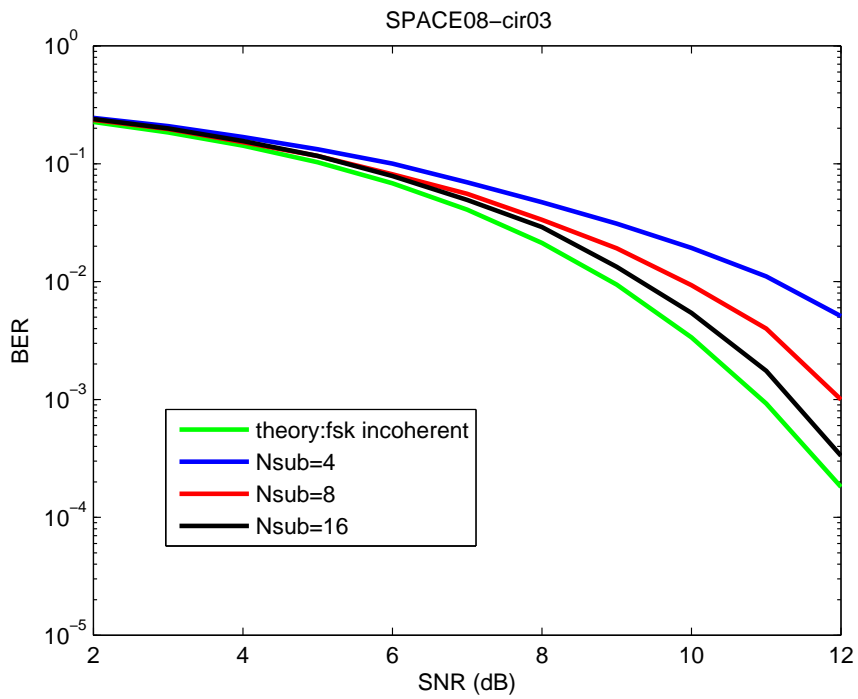


Fig. 3.20 BER terzo canale

Il conseguente aumento del numero di sotto-bande è in grado di risolvere questo problema evitando, via, via gli arrivi secondari consentendo un abbassamento della BER.

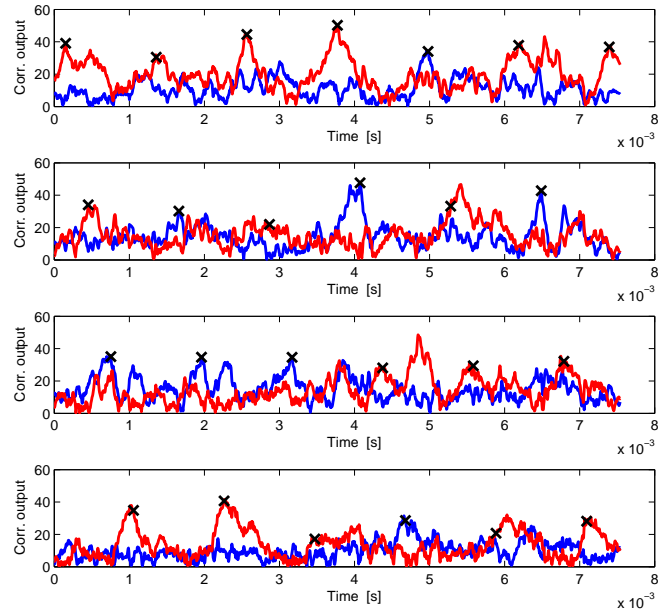


Fig. 3.21 Uscita correlatore terzo canale: Nsub=4

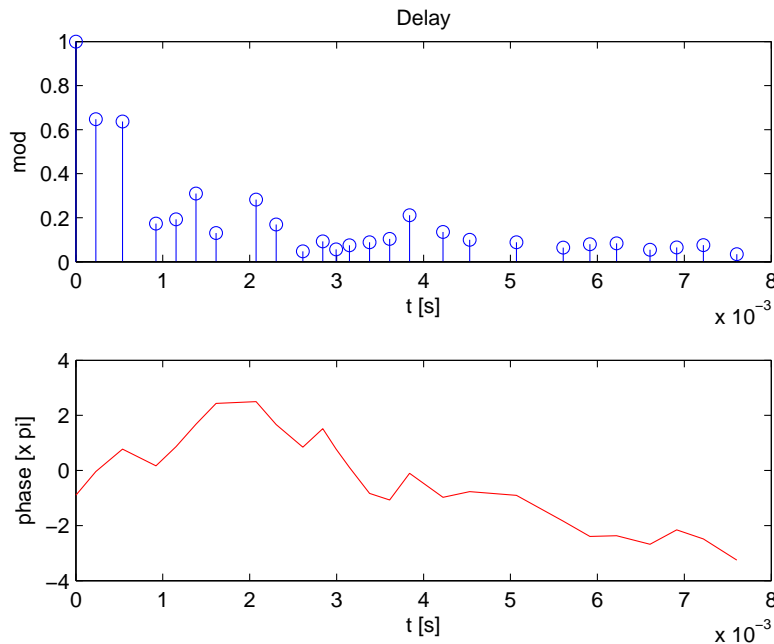


Fig. 3.22 Risposta impulsiva quarto canale

Lo scenario successivo, sempre prelevato da SPACE08, è caratterizzato dalla risposta impulsiva di fig. 3.22. Questa è composta da un arrivo principale, due arrivi secondari di uguale modulo ma fasi differenti, con ritardi accumulati pari a circa 0.2 ms e 0.5 ms più una componente finale di riverbero con arrivi significativi che rappresentano ulteriori ricezioni dovute a trasmissioni attraverso cammini multipli.

Analogamente alla simulazione precedente, abbiamo testato la resa del sistema in termini di BER al variare del SNR, per diversi valori del numero di sotto-bande. Il vettore trasmesso consiste di 12000 bit con tempo di simbolo pari a 0.3 ms. Confrontando i risultati ottenuti nelle simulazioni riportati in fig. 3.23 notiamo delle rese differenti in termini di BER, rispetto ai risultati graficati in fig. 3.20; anche per valori di N_{sub} elevati, come ad esempio 16. Questo comportamento è influenzato dai due arrivi secondari, che avendo ugual modulo e ritardi accumulati minori del tempo di simbolo, contribuiscono ad un innalzamento della BER in quanto possono causare una (parziale) cancellazione delle portanti in trasmissione anche per un numero di sotto-bande elevato.

L'ultimo aspetto da considerare sta nella componente di riverbero: costituita da arrivi significativi, che si traducono in una forte componente multipath in grado di dividere in cammini differenti, con conseguente perdita di energia e ritardo dei segnali trasmessi attraverso il canale.

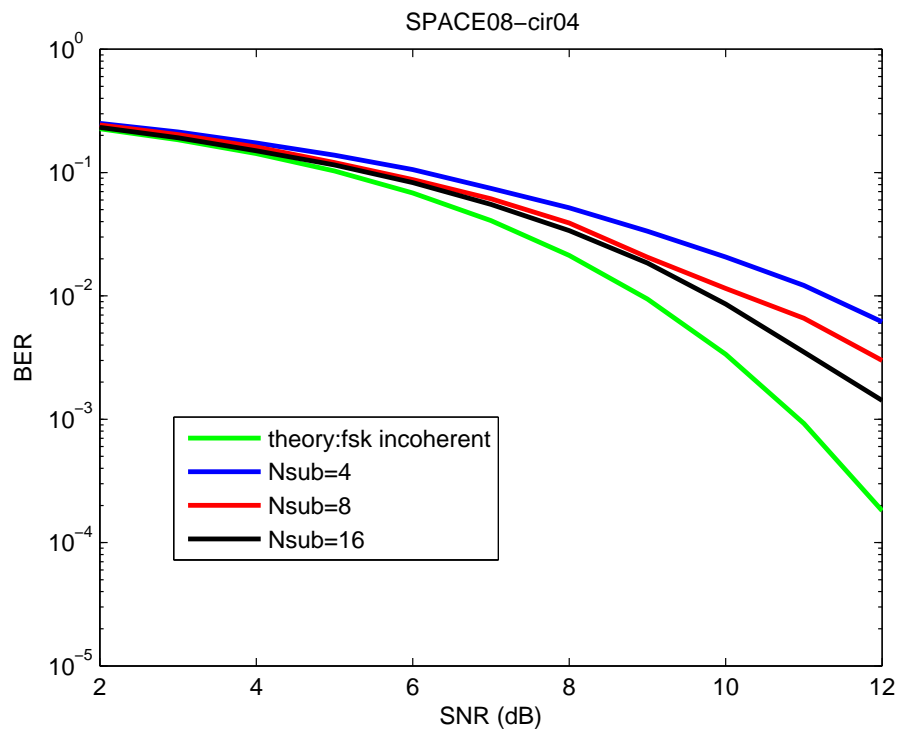


Fig. 3.23 BER quarto canale

Il risultato finale è che per un valore di N_{sub} pari a 16 la BER simulata si discosta di molto da quella teorica per elevati valori di SNR.

L'uscita del correlatore, per un sistema con un numero di sotto-bande pari a 4 e SNR pari a 10 dB, chiarisce subito come ci sia una forte sovrapposizione delle forme d'onda che non permette di evitare gli arrivi secondari (fig. 3.24). Sebbene lo scenario entro il quale si è ricavata la risposta impulsiva del canale testato nelle simulazioni fosse calmo in termini di moto ondoso e con velocità del vento basse (Tab. 3.1); si vede subito come si presentino problematiche in termini di efficienza di trasmissione.

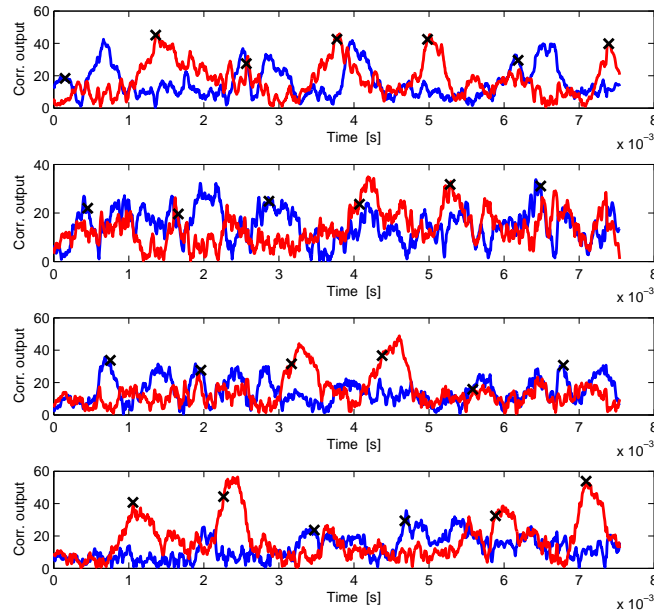


Fig. 3.24 Uscita correlatore quarto canale: Nsub=4

L'ultimo scenario preso in considerazione da SPACE08 è quello più eterogeneo per quanto riguarda la disposizione degli arrivi secondari e la componente di riverbero.

Gli arrivi secondari, infatti, sono disposti come impulsi centrati in circa 0.4 ms e 0.9 ms, con un'intensità maggiore ed uguale rispettivamente a quella dell'arrivo principale. La componente di riverbero, inoltre, presenta degli arrivi significativi sparsi. Il grafico della risposta impulsiva è inserito in fig. 3.25. In questa parte della simulazione il sistema è stato predisposto per poter trasmettere un vettore da 12000 bit con tempo di simbolo di 0.3 ms, valutando la BER risultante per un numero di sotto-bande pari a 4, 8 e 16, in funzione del SNR.

Il grafico risultante è riportato in fig. 3.26. L'intensità degli arrivi secondari più il contributo degli arrivi significativi presenti nella componente di riverbero contribuiscono ad un innalzamento della probabilità d'errore sul bit. Il frequency hopping permette di risolvere solo in parte questa problematica, infatti, anche per un numero di sotto-bande elevato, la BER simulata si discosta di molto rispetto alla BER teorica per elevati valori di SNR.

Ciò è dovuto all'impossibilità di evitare un gran numero di impulsi che rappresentano gli arrivi con energia molto elevata.

L'uscita dei correlatori, ancora una volta chiarisce come si verifichi una so-

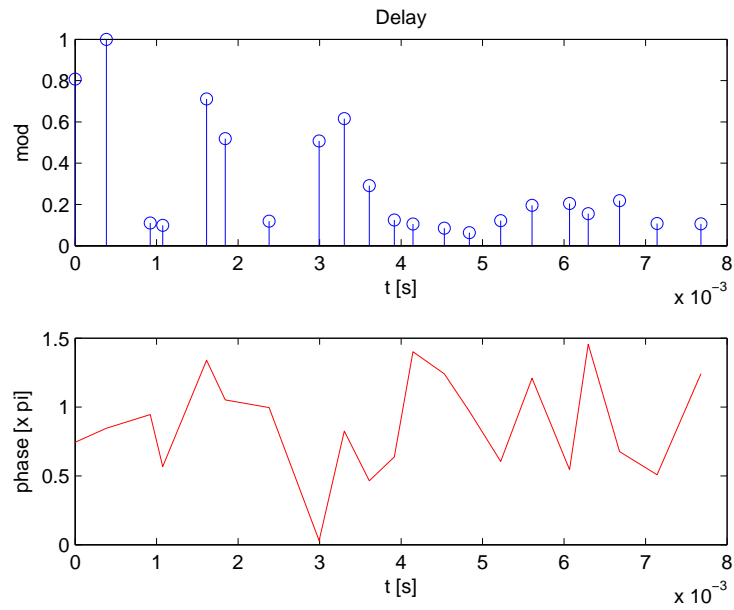


Fig. 3.25 Risposta impulsiva quinto canale

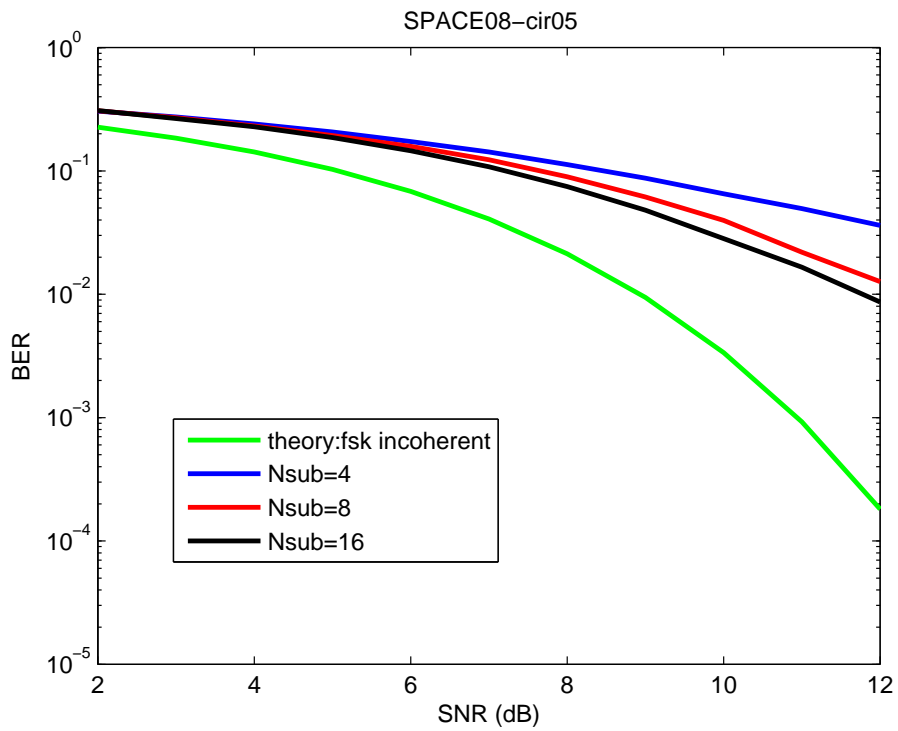


Fig. 3.26 BER quinto canale

vrapposizione delle forme d'onda in prossimità degli arrivi impulsivi secondari, causando errori nei punti di decisione ed incrementando la BER che si discosta dalla distribuzione teorica, anche per valori di SNR elevati. L'uscita del correlatore per $N_{sub} = 4$ e per un $SNR = 10$ dB è riportata in fig. 3.27. Da questo grafico risulta evidente come in corrispondenza degli impulsi del canale, il rivelatore non sia in grado di discriminare le due forme d'onda. Anche in presenza di frequency hopping, il sistema non è in grado di evitare gli arrivi secondari dovuti a riflessioni durante la trasmissione attraverso il canale causando un conseguente incremento della probabilità d'errore.

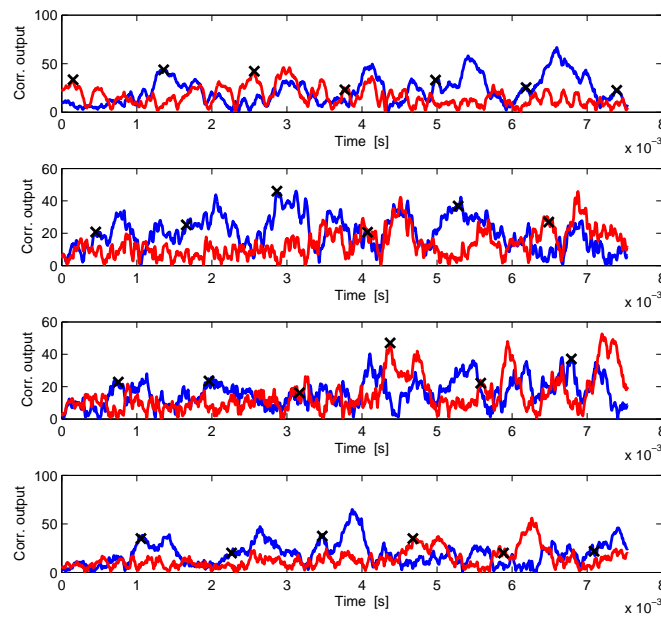


Fig. 3.27 Uscita correlatore quinto canale: $N_{sub}=4$

3.5.3 Scenario di KAM11

Passiamo ora a descrivere e commentare i risultati ottenuti in una simulazione proposta su un canale relativo ad uno scenario differente: KAM11, tipicamente shallow-water.

La risposta impulsiva dello scenario è graficata alla fig. 3.28 ed evidenzia numerosi arrivi secondari forti, nonché una componente di riverbero molto intensa. Tutto ciò è in accordo con le ipotesi iniziali relative ad uno scenario shallow-water, nel quale il segnale trasmesso viene scomposto e propagato attraverso un gran numero di cammini secondari [11].

Come nelle simulazioni degli scenari relativi a SPACE08, l'obiettivo sarà

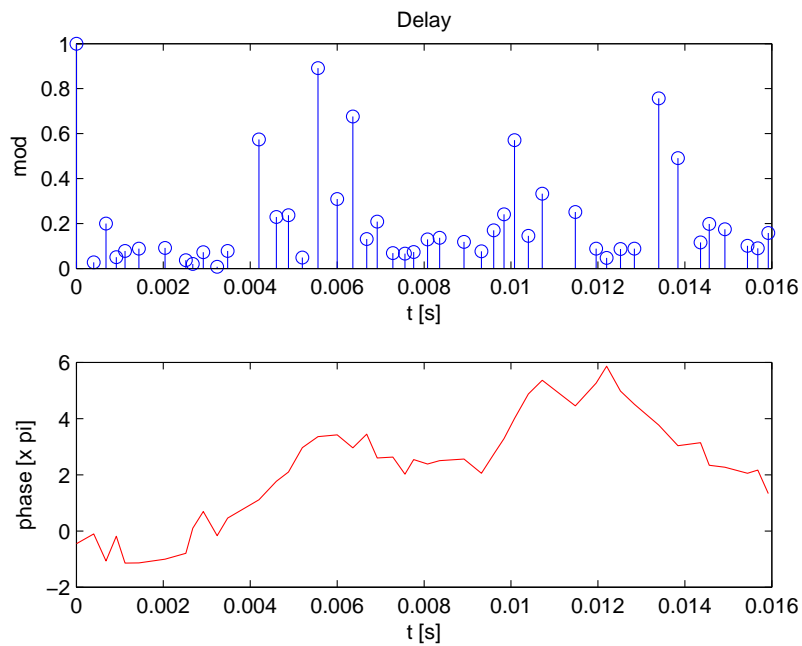


Fig. 3.28 Risposta impulsiva scenario KAM11

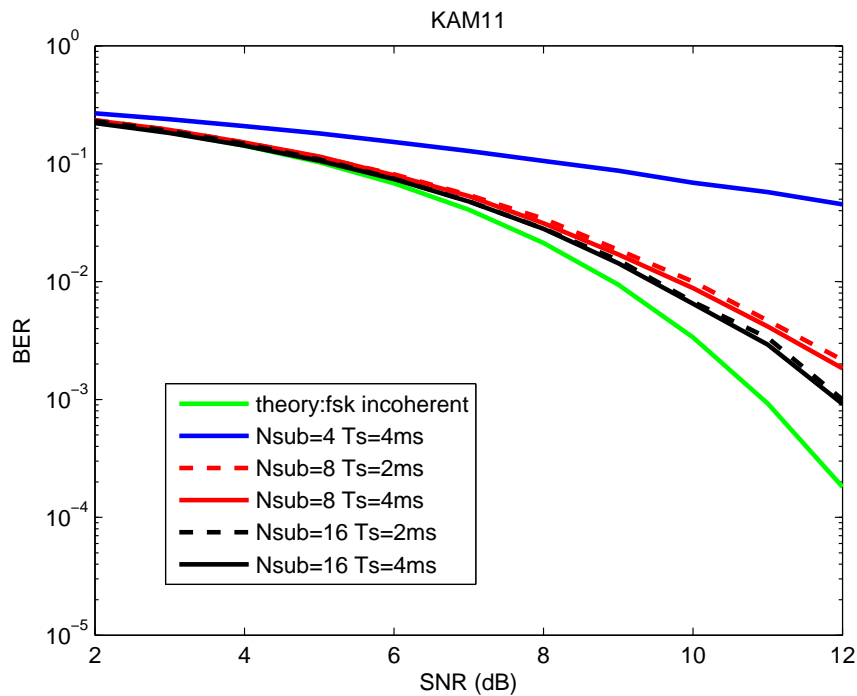


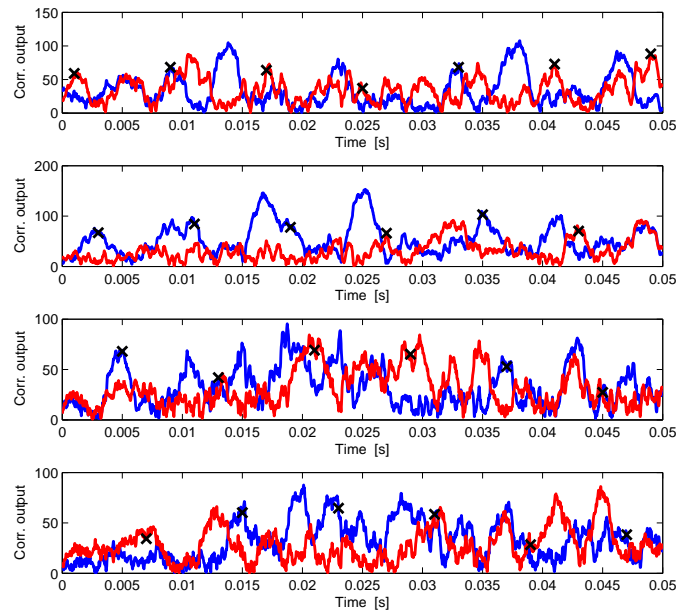
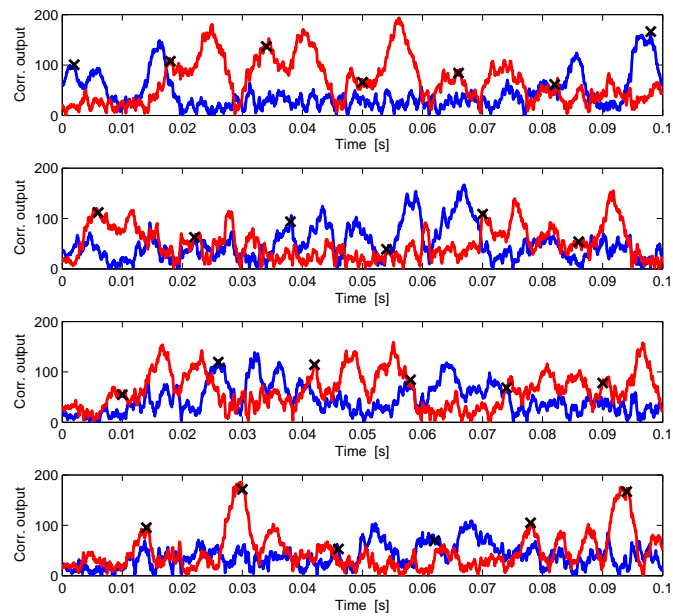
Fig. 3.29 BER scenario KAM11

quello di commentare la resa del sistema in termini di BER a seconda del frequency hopping. Sono predisposti per le simulazioni due sistemi in grado, entrambi, di trasmettere un vettore binario da 12000 bit; un sistema con tempo di simbolo pari a 2 ms e uno con tempo di simbolo di 4 ms. Il numero di sotto-bande prestabilito per il primo sistema è di 8 e 16, mentre per il secondo sono messe a disposizione 4, 8 e 16 sotto-bande. Il risultato è graficato in fig. 3.29.

Anche in questo caso la forte caratteristica multipath dello scenario viene in parte risolta dal frequency hopping. Si noti come per un numero di sotto-bande basso: nel caso di $N_{sub}=4$, la BER sia molto alta rispetto a quella teorica. In particolare, invece, per un elevato numero di sotto-bande, entrambi i sistemi rispondono in maniera buona, avvicinando la BER simulata a quella teorica. Tuttavia, a causa del gran numero ed intensità degli arrivi secondari, per elevati valori di SNR si verifica un lieve distacco dell'andamento delle curve rispetto alla curva teorica.

Tutti questi risultati sono comunque coerenti al modello di un canale shallow-water con un gran numero di cammini secondari, come riportato in tab. 3.1. Un ulteriore controllo viene fatto sulle uscite dei correlatori: come si può verificare dalla fig. 3.30, in prossimità degli impulsi rappresentanti gli arrivi secondari, si ottiene una sovrapposizione delle forme d'onda che in fase di rivelazione comporta un incremento della probabilità d'errore sul bit, alzando di conseguenza la curva.

Si propone un confronto con la fig. 3.31 che rappresenta l'uscita del correlatore, sempre con un numero di sotto-bande pari a 4, variando però il tempo di simbolo che viene portato a 4 ms.

Fig. 3.30 Uscita correlatore scenario KAM11: $T_s=2\text{ms}$ $N_{\text{sub}}=4$ Fig. 3.31 Uscita correlatore scenario KAM11: $T_s=4\text{ms}$ $N_{\text{sub}}=4$

Capitolo 4

Conclusioni

Lo studio della propagazione acustica nel canale sottomarino è un problema complesso e per il quale non esistono soluzioni universalmente accettate ed univoche. Infatti il canale è affetto da latenze elevate ed una consistente tempo-varianza. Il risultato è che non è possibile ricavare un modello di propagazione univoco complicando, di fatto, lo studio di tali canali.

Pertanto, abbiamo prima di tutto discusso queste problematiche e descritto possibili modelli di canale, evidenziando come risulti indispensabile l'inclusione nei modelli di fenomeni di multipath. Risulta anche particolarmente utile il ricorso a tracce sperimentali ricavate da misurazioni sul campo, grazie alle quali è stato possibile realizzare le simulazioni trattate.

La descrizione in dettaglio di tutti i blocchi del sistema di simulazione ha permesso di capire ogni parte del processo di trasmissione e le problematiche ad esso correlate. L'analisi dei risultati ottenuti da simulazioni su canali artificiali ha contribuito alla comprensione di limitazioni presenti su canali reali come SPACE08 [4] e KAM11 [10]. Questi scenari appena discussi sono molto variegati e coprono la maggior parte delle problematiche e limitazioni presenti in reti e canali di questo tipo. La forte componente multipath, per esempio, con ritardi accumulati in alcuni arrivi e nel riverbero è in grado di mettere in difficoltà il frequency hopping proposto dalla modulazione, creando forti discrepanze nel calcolo della probabilità d'errore sul bit che è il nostro indice di prestazioni. È sufficiente basarsi sui risultati delle simulazioni sperimentali per notare come si giunga inevitabilmente ad un compromesso ingegneristico fra il numero delle sotto-bande per la modulazione e il tempo di simbolo. Da una parte, un tempo di simbolo basso permette di ridurre la possibilità che gli arrivi cadano all'interno di un simbolo in trasmissione, ma si traduce in un distanziamento delle portanti maggiore che equivale ad un uso non efficiente della banda disponibile, soprattutto per un numero di sotto-bande elevato. Dall'altro lato, invece, assegnare un numero di sotto-bande elevato permette di evitare i cammini secondari per una data frequenza di trasmissione, contribuendo, così a minimizzare la probabilità

d'errore sul bit e ottenere una trasmissione più affidabile.

Possibili estensioni di questo lavoro riguardano diversi layer dello stack protocol: in particolare ottimizzazione mediante tecniche di accesso al mezzo, sistemi di modulazione spread spectrum [7] ed ulteriori campagne di misura in mare aperto in maniera da ottenere una banca dati con i differenti scenari di trasmissione e le problematiche relative ad essi.

Bibliografia

- [1] Badia L., Mastrogiovanni M., Petrioli C., Stefanakos S., Zorzi M., 2007. *An optimization framework for joint sensor deployment, link scheduling and routing in underwater sensor networks*, ACM Mobile Computing and Communication Review (MC2R),
- [2] Badia L., Casari P., Tomasi B., Zorzi M., 2010. *A study of incremental redundancy hybrid ARQ over Markov channel models derived from experimental data*, Proceedings ACM WUWNet
- [3] Benvenuto N., Zorzi M., 2011. *Principles Of Communications Networks and Systems*, Wiley
- [4] Deane G. B., Preisig J., Tomasi B., Zorzi M. *A Study on the Wide-Sense Stationarity of the Underwater Acoustic Channel for Non-coherent Communication Systems*,
<http://telecom.dei.unipd.it/media/download/350/>
- [5] Ethem M. S., Proakis G. J., Rice J. A., Stojanovic M, 2000. *Underwater Acoustic Networks*, IEEE Journal of Oceanic Engineering
- [6] Etter P. C., 1995. *Underwater Acoustic Modeling: Principles, techniques and applications, Second Edition*, CRC Press
- [7] Freitag L., Stojanovic M., Singh S., Johnson M, 2001. *Analysis of Channel Effects on Direct-Sequence and Frequency-Hopped Spread-Spectrum Acoustic Communication*, IEEE Journal of Oceanic Engineering
- [8] Hodges R. P., 2010 *Underwater Acoustics: Analysis, Design and Performance of Sonar*, Wiley
- [9] Medwin H., Clay C. S., 1997. *Fundamentals of Acoustical Oceanography*, Academic Press
- [10] Preisig J., Tomasi B., Zorzi M. *On the Predictability of Underwater Acoustic Communications Performance: the KAM11 Data Set as a Case Study*,
<http://telecom.dei.unipd.it/media/download/373/>

- [11] Proakis G. J., Rice J. A., Ethem M. S., Stojanovic M, 2001 *Shallow Water Acoustic Networks*, Communications Magazine, IEEE
- [12] Sklar B., 2001. *Digital Communications: Fundamentals and Applications (2nd Edition)*, Prentice Hall
- [13] Stojanovic M, 2008. *Underwater Acoustic Communications: Design Considerations on the Physical Layer*, IEEE Journal of Oceanic Engineering
- [14] Urick R. J., 1996. *Principles of Underwater Sound (3rd Edition)*, Peninsula Pub