



UNIVERSITÀ DI PADOVA
FACOLTÀ DI INGEGNERIA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

STUDIO ED ELABORAZIONE DI DATI SULLA PROPAGAZIONE ACUSTICA SOTTOMARINA

Studente
ALESSANDRO BIASON

Supervisore:

Chiar.^{mo} Prof. Michele Zorzi

Correlatore:

Dott. Beatrice Tomasi

Anno Accademico 2011/2012

*alla mia famiglia e
a Sabrina*

Sommario

In questa tesi si studia il canale acustico sottomarino. Tale studio è motivato dall'interesse a migliorare le prestazioni delle comunicazioni acustiche sottomarine per la trasmissione dati. Tali comunicazioni rendono possibili diverse utili applicazioni militari e civili, dalla sorveglianza delle coste al monitoraggio ambientale.

Si sono quindi trattate inizialmente le caratteristiche principali del canale acustico sottomarino. In seguito, si sono stimate le risposte impulsive di canale ottenute dalla rielaborazione di registrazioni di segnali acustici trasmessi sott'acqua. Tale analisi dei dati ha evidenziato delle discrepanze tra i modelli di canale presentati nel primo capitolo della tesi e la struttura delle risposte impulsive stimate nei dati sperimentali. Per questo motivo, nel successivo capitolo, il problema del modello di canale è stato riconsiderato da una diversa prospettiva. Infatti, si è data un'interpretazione della struttura dei tempi di interarrivo dei cammini multipli nella risposta impulsiva del canale, attraverso un modello geometrico a raggi.

Infine, si conclude riassumendo i risultati presenti nella tesi, accennando considerazioni utili per il successivo sviluppo di modelli per il canale acustico sottomarino.

Abstract

This thesis focuses on the underwater acoustic channel. This study is motivated by the increasing interest on enhancing the underwater acoustic communications performance for data transmissions. Underwater acoustic communications enable useful applications both civilian and military, e.g., coastal surveillance and environmental monitoring.

For this reason, we first present the main characteristics of the underwater acoustic channel. Then, we show the estimates of the channel impulse response, obtained by processing experimental data. This data analysis highlights the discrepancies between the models presented in the literature, described in the first chapter, and the actual channel structure and behaviors, estimated in the experimental data. For this reason, we then tackle the modeling problem from a different perspective. In fact, we relate the channel structure to the propagation phenomena, by using a geometric ray method.

Finally, we conclude by summarizing the presented results, and by giving qualitative indications on a future work for modeling underwater acoustic channels.

Indice

Introduzione	xi
1 Canale acustico sottomarino	1
1.1 Segnale ricevuto	1
1.1.1 Dipendenza dallo scenario	2
1.1.2 Multipath	2
1.1.3 Effetto Doppler	3
1.1.4 Tempo varianza della risposta impulsiva	3
1.2 Elevati ritardi di propagazione	3
1.3 Rapporto segnale rumore	5
1.3.1 Attenuazione	7
1.3.2 Densità spettrale di potenza	9
1.3.3 SNR	11
2 Gestione dei dati	15
2.1 Descrizione degli esperimenti	15
2.2 Elaborazione dei dati	16
2.3 Calcolo del rapporto segnale rumore	18
2.4 Calcolo della risposta impulsiva del canale	19
3 Ray-tracing	23
3.1 Esempi di diversi scenari	23
3.1.1 Spazio libero	24
3.1.2 Modello con due raggi	25
3.2 Multipath	29
3.3 Modello semplificato del canale sottomarino	29
3.4 Dati e modello	32

3.4.1	Tempi di ritardo	32
4	Conclusioni	37
A	Rappresentazione banda base	41
B	Modulazioni	45
B.1	Phase-Shift Keying	45
B.1.1	BPSK	45
B.1.2	QPSK	46
B.2	Frequency-Shift Keying	47
B.2.1	Frequency Hopping-BFSK	47

Introduzione

In questa tesi si è trattato il canale acustico sottomarino. Inizialmente si sono introdotte le caratteristiche principali della propagazione acustica sottomarina, evidenziando in particolare i problemi legati alla rappresentazione del canale di comunicazione. In seguito, si sono analizzati dei dati sperimentali allo scopo di derivare delle stime di canale. Infine, si è data un'interpretazione della struttura della risposta impulsiva del canale stimata sui dati sperimentali, usando un modello geometrico a raggi. Le motivazioni che ispirano il lavoro fatto risiedono nell'importanza via via crescente delle applicazioni militari e civili che utilizzano le onde acustiche per la comunicazione sott'acqua. Alcuni esempi di queste applicazioni sono lo sviluppo di reti di sensori per il monitoraggio ambientale e la sorveglianza delle coste e si possono trovare descritte in [3].

Tuttavia, l'implementazione di queste tecnologie presenta diverse sfide per tecnici e scienziati del settore. Infatti, le onde acustiche si propagano in acqua più lentamente rispetto alle onde radio in aria, introducendo così lunghi ritardi di propagazione nelle comunicazioni. Inoltre le frequenze utilizzate sono dell'ordine di poche decine di kHz , limitando così la velocità di trasmissione. Questi e altri aspetti limitanti per le comunicazioni acustiche sottomarine sono descritti e studiati nel primo capitolo.

In seguito, il secondo capitolo è stato dedicato alla presentazione delle stime di canale, ottenute processando segnali acustici registrati in acqua durante campagne sperimentali. Questa parte del lavoro risulta molto utile per capire come i modelli di canale, presenti in letteratura e introdotti nel primo capitolo di questa tesi, siano poco rappresentativi delle dinamiche e delle condizioni di canale come quelle misurate in campagne sperimentali. Proprio a causa della mancanza di un modello rappresentativo ed accurato per il canale acustico sottomarino, si è pensato di rendere queste rielaborazioni e stime delle risposte impulsive di canale accessibili alla comunità scientifica. Quindi, parte del lavoro è stata anche l'implementazione dell'interfaccia web per l'accesso da internet di tali rielaborazioni e stime. Tuttavia, quest'ultima fase implementativa non verrà descritta in seguito, per non interrompere il flusso della trattazione sul canale.

Infine, è stata interpretata la struttura degli arrivi significativi nella risposta impulsiva del canale, usando un modello geometrico a raggi in grado di rappresentare la propagazione acustica sott'acqua. Questa parte è sviluppata nel terzo capitolo, dove si introduce la tecnica del ray-tracing, e lo studio dei tempi di interarrivo tra i diversi cammini significativi presenti nelle risposte impulsive di canale studiate nel secondo capitolo. Questa parte del lavoro è utile a correlare i fenomeni che avvengono durante la propagazione, come riflessioni e assorbimenti sulla superficie e sul fondale, con la struttura dell'ampiezza della risposta impulsiva del canale stimata dai dati sperimentali. Tale legame tra la struttura degli arrivi e il tipo di percorso effettuato è importante per capire meglio le dinamiche osservate nei dati sperimentali.

Infine, si presentano le conclusioni del lavoro svolto nell'ultimo capitolo. Al fine di rendere completi i contenuti trattati nei diversi capitoli, si sono aggiunte anche due appendici. Nella prima si può trovare una breve trattazione del concetto di rappresentazione in banda base di un segnale, mentre nella seconda si definiscono e presentano le tecniche di modulazione usate per la trasmissione dei segnali acustici sperimentali.

Capitolo 1

Canale acustico sottomarino

La propagazione del suono in acqua è governata da leggi complesse. La descrizione di questo fenomeno deve tenere conto di molti fattori, a causa della struttura del mezzo in cui avviene e delle condizioni al contorno rappresentate dal fondale e dalla superficie dell'acqua. Tali fattori vengono di seguito discussi e meglio definiti.

1.1 Segnale ricevuto

Le onde acustiche vengono impiegate per la trasmissione di dati in acqua in quanto sono le uniche che possono propagarsi lungo distanze superiori ai 100 *m*. Infatti, sia onde radio sia onde ottiche vengono attenuate lungo distanze molto più brevi a causa della proprietà fisiche del mezzo di propagazione.

La propagazione sott'acqua di onde acustiche, tuttavia, è caratterizzata dai seguenti aspetti limitanti per le comunicazioni:

- dipendenza dallo scenario,
- componenti multipath nella risposta impulsiva del canale,
- effetto Doppler,
- tempo varianza della risposta impulsiva del canale,
- elevati ritardi di propagazione,
- attenuazione dipendente dalla frequenza e distanza,
- rumore colorato.

1.1.1 Dipendenza dallo scenario

Analizzando dati sperimentali collezionati in diversi scenari è evidente che non esiste un comportamento di canale tipico. Proprio le diverse caratteristiche della risposta impulsiva del canale dipendono fortemente dall'area geografica in cui si posizionano i dispositivi. Una specifica area geografica determina quindi le condizioni fisiche tipiche dell'acqua, come ad esempio la temperatura, salinità e densità, e le condizioni metereologiche istantanee, come ad esempio la velocità e direzione del vento, e la presenza o meno di onde superficiali e interne.

Inoltre, lo scenario può essere caratterizzato da fondali profondi o bassi. Infatti, le caratteristiche del mezzo che dominano la propagazione risultano diverse nei due casi. In particolare in fondali profondi, il profilo della velocità del suono dipende fortemente dal termoclino e dalla profondità della colonna d'acqua. Noto tale profilo, è possibile derivare attraverso modelli matematici come il suono si distribuisce istantaneamente nello spazio tridimensionale. Grazie a tali modelli, è anche possibile determinare in quale zone l'onda acustica non passa, dovuto all'effetto rifrattivo del profilo della velocità del suono. Invece, in fondali bassi, la colonna d'acqua crea un effetto di guida d'onda in cui l'onda acustica raggiunge tutti i punti dello spazio circostante, con attenuazioni che però dipendono da altri fattori come ad esempio il tipo di fondale. Nel seguito di questa tesi consideriamo quest'ultimo caso.

Lo scenario è anche definito dall'attività biologica circostante, come ad esempio presenza di microorganismi e altri animali che possono in qualche modo interferire con le comunicazioni acustiche.

Tutti questi aspetti vanno a identificare uno specifico scenario che interferisce con il tipo di canale acustico di comunicazione che si riesce poi ad ottenere. Si noti che tali scenari non dipendono solamente dall'area geografica ma anche dalle condizioni istantanee.

1.1.2 Multipath

La forma d'onda acustica che si misura al ricevitore, non è data dalla forma d'onda trasmessa riscalata di un coefficiente di attenuazione, come di solito si succede nel caso ideale, ma piuttosto risulta dalla sovrapposizione di repliche ritardate della forma d'onda trasmessa. Questo fenomeno, che nel canale viene rappresentato dal multipath delay, è causato dalle diverse tempistiche (risolvibili) con cui le onde acustiche raggiungono il ricevitore. Tali tempi di arrivo sono un effetto della propagazione che avviene lungo cammini diversi lungo la colonna d'acqua e la distanza tra trasmettitore e ricevitore. I tempi di arrivo e l'ampiezza dei diversi cammini sono fortemente dipendenti dalla tipologia e morfologia del

fondale marino e delle condizioni superficiali. Al ricevitore giungono quindi delle onde che possono essere in ritardo rispetto a quella che segue un cammino diretto. Ciò porta ad un segnale fortemente distorto e, come spiegato nel Paragrafo 3.2, questo ha un impatto negativo sulle prestazioni di comunicazione.

1.1.3 Effetto Doppler

L'*effetto Doppler* consiste nella traslazione in frequenza della portante a causa del moto relativo tra ricevitore e trasmettitore.

In questa tesi si considerano sempre trasmettitore e ricevitore non mobili. Quindi l'effetto Doppler è idealmente assente, tuttavia in pratica a causa del moto delle onde superficiali e dalle correnti marine, un ridotto effetto Doppler c'è sempre soprattutto se la strumentazione è sospesa da una boa e ancorata al fondale.

1.1.4 Tempo varianza della risposta impulsiva

Un sistema è detto *tempo variante* (TV) se una traslazione temporale dell'ingresso non si traduce nella stessa traslazione temporale dell'uscita. In un sistema lineare ciò equivale a dire che la risposta impulsiva ($h(t, \tau)$) è dipendente dall'istante di osservazione t , oltre che dal ritardo τ :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau)x(t - \tau)d\tau \neq \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau$$

con $x(t)$ ingresso del sistema e $y(t)$ uscita. In un sistema TV, quindi, la distorsione del canale varia in funzione del tempo.

In pratica, per lo studio di sistemi tempo varianti si assume la tempo invarianza all'interno di un limitato intervallo di tempo, Δt , dipendente dal sistema che si considera, in cui la risposta impulsiva possa essere approssimata come segue:

$$h(t, \tau) \simeq h(t + \Delta t, \tau)$$

1.2 Elevati ritardi di propagazione

La velocità di trasmissione di un'onda elettromagnetica nell'aria è dell'ordine di $3 \cdot 10^8$ m/s, mentre quella di un suono è di circa 330 – 340 m/s; nell'acqua quest'ultimo si propaga più velocemente, con una velocità media di 1500 m/s. Questa è circa 5 ordini di grandezza

inferiore alla velocità di un'onda radio nell'aria. Questo si traduce in elevati ritardi di propagazione.

La velocità non è una costante in ogni punto dello spazio: essa, infatti, aumenta al crescere di tre parametri, quali la temperatura, il livello di salinità e la pressione. Queste sono le principali caratteristiche che possono influenzare la velocità di propagazione. In questo ambito si parla, però, più frequentemente di profondità che di pressione, dal momento che, con l'aumentare della prima, la pressione aumenta in modo lineare secondo la legge di Stevino (sui fondali marini può raggiungere valori anche di centinaia di atmosfere). Temperatura e livello di salinità variano in base a latitudine, stagione, ora del giorno, condizioni meteorologiche e altri fattori oceanografici; tuttavia, si è verificato tramite dati sperimentali che l'aumentare della profondità questi valori variano molto più lentamente. La relazione che lega velocità, profondità, temperatura e livello di salinità è estremamente complessa: si tratta della formula derivata empiricamente di Del Grosso (1974). Per un uso pratico si ricorre spesso a equazioni approssimate. Una di queste è quella di Medwin (1975), che è valida per temperature tra 0 e 32 gradi centigradi, un livello di salinità dell'acqua tra 22 e 45 *ppt* (parti per migliaia) e profondità inferiori ai 1000 *m* (da [2] pag.85):

$$v = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.01T)(S - 35) + 0.016z$$

dove

- v = velocità del suono (*m/s*)
- T = temperatura ($^{\circ}C$)
- S = livello di salinità (*ppt*)
- z = profondità (*m*)

Con i vincoli sopra citati questa formula dà un errore di circa 0.2 *m/s* rispetto alla formula di Del Grosso. Un altro esempio che si trova in letteratura è quello di Mackenzie (1981), che fornisce un errore di 0.07 *m/s* e ha come vincoli una temperatura tra 0 e 30 $^{\circ}C$, un livello di salinità tra 30 e 40 *ppt* e una profondità tra 0 e 8000 *m*:

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

La necessità di equazioni che calcolino in modo accurato la velocità del suono nel mare, oltre che quantificare i tempi di ritardo delle trasmissioni, è fondamentale per alcuni tipi di applicazioni, come ad esempio localizzazione e sincronizzazione.

Per lo studio della velocità del suono in acqua si può inoltre suddividere il mezzo di trasmissione in diversi livelli, generalmente in funzione della profondità, ognuno dei quali risente di particolari effetti e possiede date proprietà. Nelle acque profonde una possibile suddivisione è la seguente:

- livello di superficie: è il livello più vicino alla superficie dell'acqua e l'unico sensibile alle variazioni di caldo o freddo e al vento;
- termoclino stagionale: in questo livello si suppone che le stagioni influenzino la temperatura (in alcune stagioni si fonde con il livello di superficie). La velocità di propagazione del suono decresce al crescere della profondità;
- termoclino principale: anche in questo livello la velocità decresce all'aumentare della profondità; inoltre è poco influenzata dai cambiamenti stagionali. Alla fine di questo livello la velocità raggiunge il suo minimo;
- livello profondo isotermico: ha una temperatura che si suppone costante (circa $4\text{ }^{\circ}\text{C}$) e in esso la velocità del suono aumenta con la profondità. Ad alte latitudini questo livello tende a estendersi quasi fino alla superficie del mare.

In Figura 1.1 si possono vedere la suddivisione in livelli del mare per un comune scenario di acque profonde e il relativo profilo della velocità del suono o *Sound Speed Profile* (SSP) che è un profilo lungo la colonna d'acqua della velocità del suono.

Per i bassi fondali la velocità del suono è invece fortemente influenzata dal caldo o freddo nella superficie, dai cambi di salinità e dalle correnti. A causa delle frequenti variazioni di questi parametri i livelli sono numerosi e poco definibili, poiché velocemente tempo varianti.

In Figura 1.2 sono riportate diverse misurazioni dell'andamento della velocità del suono in funzione della profondità vicino alla costa dell'isola Kauai (Hawaii, USA) per un basso fondale (100 m).

1.3 Rapporto segnale rumore

Il *Rapporto Segnale Rumore* (SNR) è una metrica rappresentativa della qualità del canale di comunicazione. L'SNR è il rapporto tra la potenza del segnale trasmesso utile, che giunge

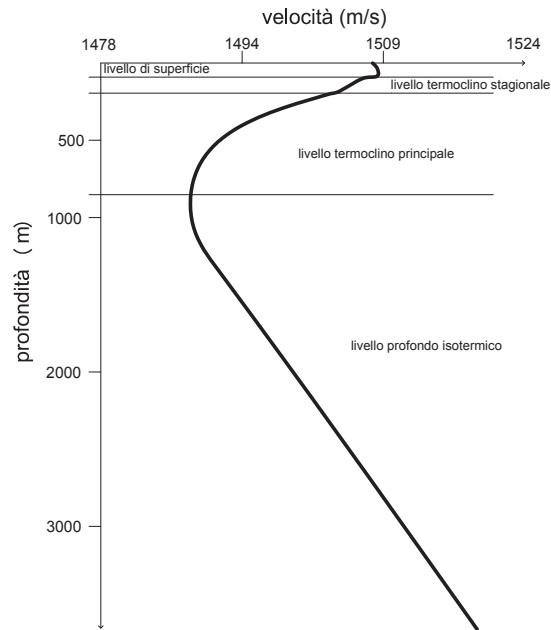


Figura 1.1: Esempio di Sound Speed Profile e divisione in livelli per acque profonde

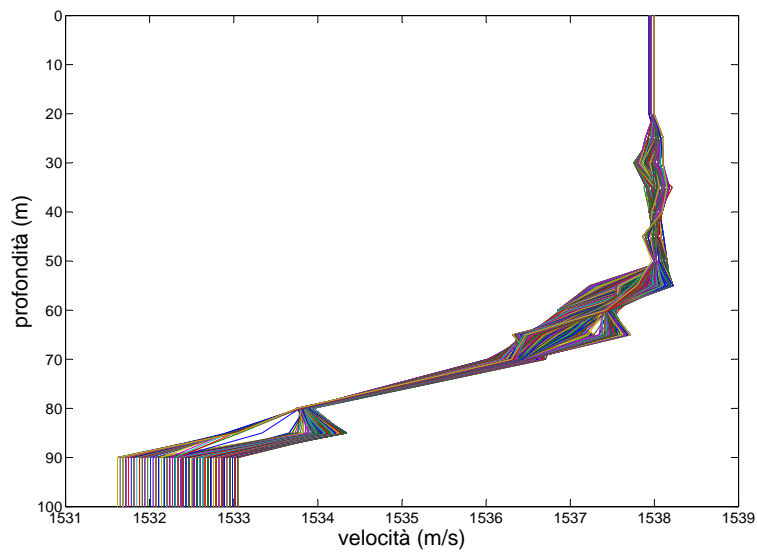


Figura 1.2: Esempi di vari Sound Speed Profile per un basso fondale (100 m)

al ricevitore riscalato dall'attenuazione e la potenza statistica del rumore al ricevitore. Ad alti l'SNR corrispondono prestazioni di comunicazione migliori, come ad esempio una più bassa probabilità d'errore sul bit. Si studiano di seguito l'attenuazione del canale e la densità spettrale di potenza del rumore, che sono i parametri fondamentali per il calcolo dell'SNR.

1.3.1 Attenuazione

L'*attenuazione* (a) di un canale è definita come il rapporto tra la potenza di un segnale in esso trasmesso (P_x) e quella del segnale utile ricevuto ($P_{x_{rc}}$):

$$a = \frac{P_x}{P_{x_{rc}}}$$

L'attenuazione rappresenta la perdita in potenza dovuta a fenomeni come assorbimento e dispersione. Tale processo dipende dalla frequenza portante: tanto più questa è alta tanto più l'attenuazione risulta elevata. L'attenuazione si può quindi considerare in prima approssimazione come funzione di due parametri: frequenza (f misurata in kHz) e distanza (d misurata in km). Come si può trovare in [3], a è esprimibile come prodotto di due termini:

$$a(d, f) = d^k \cdot [\alpha(f)]^d$$

o in dB:

$$\alpha^{dB}(d, f) = k \cdot 10 \cdot \log(d) + d \cdot \alpha^{dB}(f)$$

dove

- $k \cdot 10 \cdot \log(d) =$ *perdita di dispersione* (spreading loss),
- $d \cdot \alpha^{dB}(f) =$ *perdita di assorbimento* (absorption loss),

Il coefficiente, k , detto coefficiente di dispersione, rappresenta la geometria della propagazione: 1 per cilindrica o 2 per sferica. Spesso si usa il valore intermedio 1.5 per una trattazione analitica. Inoltre, $\alpha(f)$, chiamato coefficiente di assorbimento, ha un ruolo fondamentale per quanto riguarda l'attenuazione. Un'espressione approssimata di questo, ricavata empiricamente da Thorp da [8], è:

$$\alpha^{dB}(f) = 10^{-3} \left[0.11 \frac{f^2}{1 + f^2} + 44 \frac{f^2}{4100 + f^2} + 2.75 \cdot 10^{-4} f^2 + 0.003 \right] \text{ dB/m}$$

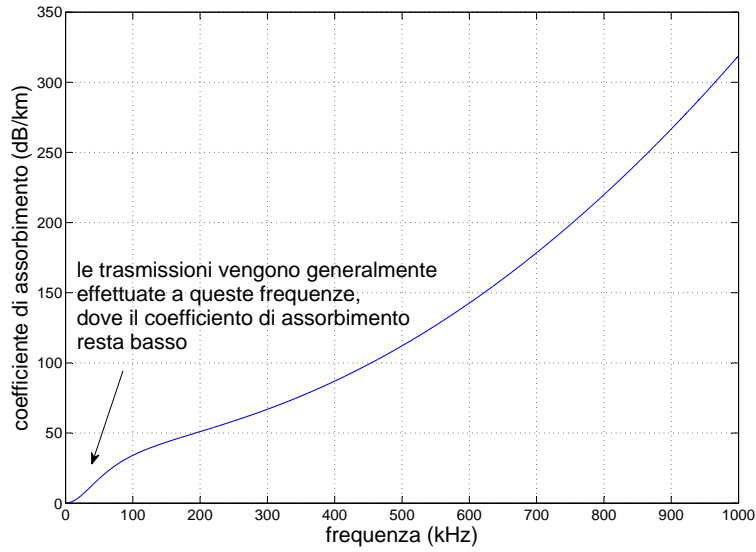


Figura 1.3: Coefficiente di assorbimento $\alpha^{dB}(f)$ in funzione della frequenza

Si può notare l'andamento dell'espressione, valida per frequenze superiori ai 100 Hz , in Figura 1.3.

Il coefficiente d'assorbimento, espresso in dB , dipende in modo quadratico dalla frequenza se essa è sufficientemente elevata. Ciò rappresenta una forte limitazione per la frequenza di trasmissione e, di conseguenza, anche per la banda. Quest'ultima è un parametro che influenza direttamente la velocità di trasmissione: avere una banda dell'ordine di qualche kHz significa poter disporre solo di bassi rate di trasmissione.

In Figura 1.4 è riportato l'andamento dell'attenuazione in funzione della frequenza per diverse distanze campione. Per frequenze elevate i valori in dB raggiunti crescono molto; l'effetto è ancora più accentuato per distanze maggiori.

Si può osservare in Figura 1.5 un grafico dell'attenuazione in funzione della distanza dal trasmettitore e della profondità, graduata dalla scala di colori. Tale attenuazione è stata calcolata sulla base di Bellhop, che è un programma in grado di calcolare attenuazioni e altri parametri della propagazione. In particolare, questa simulazione è stata fatta su uno scenario di acque profonde (l'altezza della colonna d'acqua è di 5 km), dove l'antenna anisotropa del trasmettitore, posto a 1 km di profondità, trasmette in un cono di 26 gradi. Si notano l'esistenza di diverse zone d'ombra, raffigurate in bianco, e di punti di convergenza, dove per una fissata distanza dal trasmettitore l'attenuazione è lieve; alcuni di

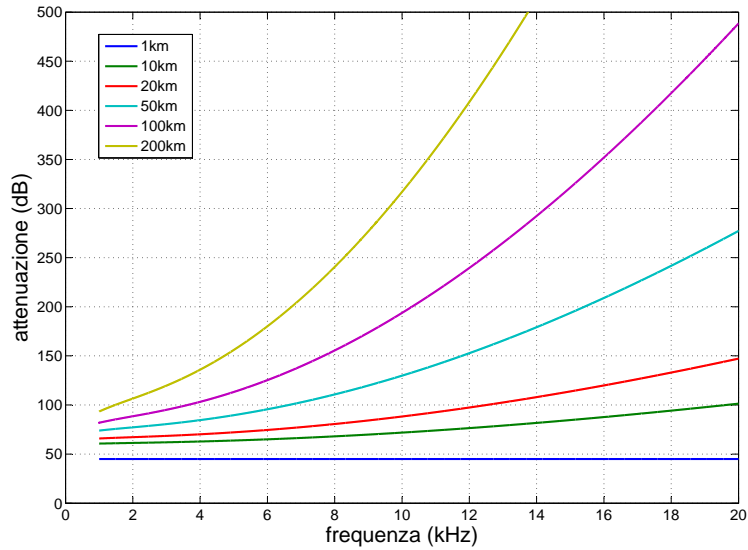


Figura 1.4: Attenuazione $a^{dB}(d, f)$ in funzione della frequenza per diverse distanze

questi sono posti a $50\text{ km} - 1\text{ km}$ o $70\text{ km} - 1.5\text{ km}$ di distanza e profondità rispettivamente

1.3.2 Densità spettrale di potenza

La *Densità Spettrale di Potenza* (PSD) dà un'informazione di come la potenza statistica del rumore venga distribuita alle diverse frequenze. Per definizione:

$$P_{w_{rc}} = 2 \int_B N_{w_{rc}} df$$

dove:

- B è la banda del segnale utile w_{rc} ,
- $P_{w_{rc}} = E[|w_{rc}|^2]$ è la potenza (statistica) del segnale w_{rc} ,
- $N_{w_{rc}}$ è la PSD del segnale w_{rc} .

Per la determinazione dell'SNR è necessario calcolare la PSD del rumore (w_{rc}) in ambito sottomarino. Il rumore non è né bianco (PSD non costante) né gaussiano (la sua densità di probabilità non è una distribuzione normale), tuttavia si usa scomporre w_{rc} come somma

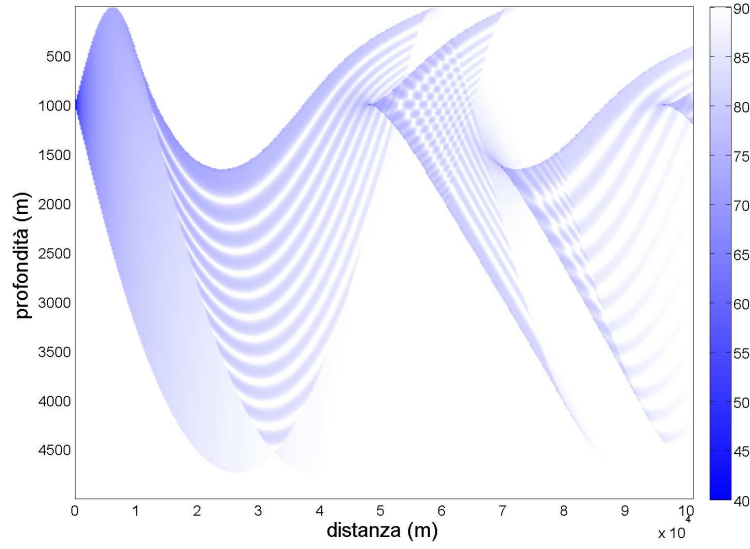


Figura 1.5: Attenuazione del suono in funzione della distanza dal trasmettitore e della profondità, per acque profonde

di quattro componenti che si considerano gaussiane: turbolenza (w_t), navigazione (w_s), vento e onde superficiali (w_w) e rumore termico all'ingresso del ricevitore (w_{th}). I valori in dB delle varie componenti del rumore sono ([8]):

$$N_{w_t}^{dB}(f) = 17 - 30 \log_{10}(f)$$

$$N_{w_s}^{dB}(f) = 40 + 20(S - 0.5) + 26 \log_{10}(f) - 60 \log_{10}(f + 0.03)$$

$$N_{w_w}^{dB}(f) = 50 + 7.5\sqrt{W} + 20 \log_{10}(f) - 40 \log_{10}(f + 0.4)$$

$$N_{w_{th}}^{dB}(f) = -15 + 20 \log_{10}(f)$$

dove:

- S è il fattore di navigazione (compreso tra 0 e 1) e rappresenta l'intensità di navigazione sulla superficie dell'acqua,
- W è la velocità del vento in m/s .

Tutte le componenti, convertite in lineare, sono misurate in $\mu Pa/Hz$.

La somma delle quattro fornisce la PSD totale:

$$N_{w_{rc}}(f) = N_{w_t}(f) + N_{w_s}(f) + N_{w_w}(f) + N_{w_{th}}(f)$$

In Figura 1.6 si può osservare in nero l'andamento della PSD del rumore del canale per diversi valori del fattore di navigazione e dell'intensità del vento. Sono anche riportate le PSD delle quattro componenti. Si noti che queste influiscono in modo diverso alle differenti frequenze (con $S = 0$ e $W = 0$ m/s):

- per basse frequenze (fino a circa 10 Hz) l'effetto dominante è la turbolenza;
- per frequenze, comprese circa tra 10 Hz e 300 Hz, l'effetto dominante è l'intensità di navigazione;
- per frequenze comprese circa tra 300 Hz e 40 kHz l'effetto dominante è dato dal vento e dalle onde superficiali. Questa è la regione più importante, dal momento che le trasmissioni acustiche avvengono per tali frequenze;
- per frequenze superiori ai 40 kHz l'effetto dominante è quello del rumore termico, dovuto al circuito ricevitore; la PSD cresce all'aumentare della frequenza.

1.3.3 SNR

In questa sezione, si presenta il calcolo del rapporto segnale rumore, usando le definizioni di potenza statistica del rumore e di attenuazioni presentati fino a qui. In particolare, si considerano la potenza utile del segnale trasmesso ($P_{x_{rc}}$) e quella del rumore ($P_{w_{rc}}$). La prima si può ricavare richiamando la definizione di attenuazione e assumendo, in uno studio analitico, che la potenza trasmessa (P_x) sia costante, in quanto dipendente dall'antenna trasmittente. La potenza del rumore del canale, invece, si può ricavare per definizione dalla sua densità spettrale di potenza. Quindi, assumendo la PSD del rumore costante in una banda stretta, B_0 , attorno a f_0 , l'SNR, Γ , può essere espresso come:

$$\Gamma(d, f_0) = \frac{P_{x_{rc}}}{P_{w_{rc}}} = \frac{P_x/a(d, f_0)}{N_{w_{rc}}(f_0) \cdot 2B_0} = \frac{P_x}{N_{w_{rc}}(f_0) \cdot 2B_0 \cdot a(d, f_0)}$$

Risulta particolarmente interessante, risolvere il seguente problema di ottimizzazione: data una distanza, trovare la frequenza, f_{opt} , che massimizza l'SNR. Tale frequenza può essere chiamata ottima. Analiticamente si dovrebbe quindi calcolare, per massimizzare l'SNR:

$$\min_f \{N_{w_{rc}}(f) \cdot a(d, f)\}$$

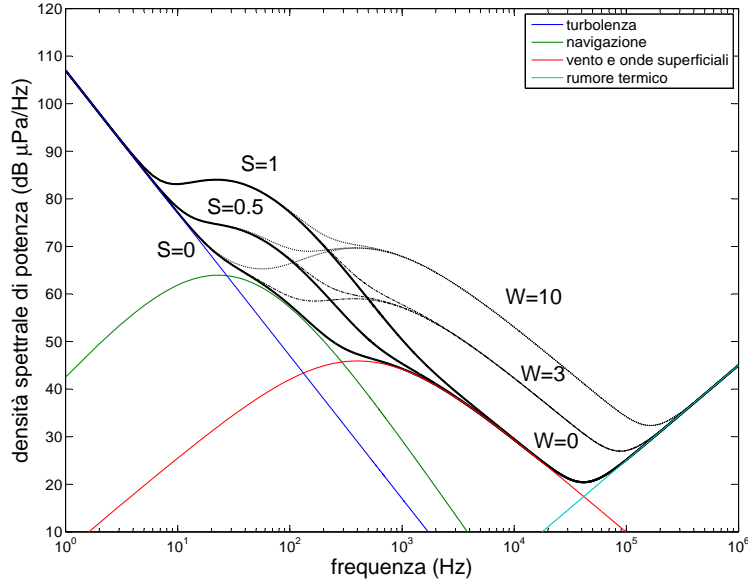


Figura 1.6: Densità spettrale di potenza del rumore del canale (in nero) per diversi valori dell'intensità di navigazione e del vento. Grazie ai diversi colori sono visibili anche gli andamenti delle quattro componenti della PSD del rumore

con d fissato.

La Figura 1.7 mostra in nero l'andamento delle curve $\frac{1}{N_{wrc}(f) \cdot a(d,f)}$ in funzione della frequenza per diversi valori di d (che varia da 10 m a 100 km). Si può notare come ogni curva esibisca un massimo, indicato dalla linea spessa in nero. In blu e in rosso si vedono gli andamenti delle curve che definiscono la banda a 3 dB. Questa rappresenta un intervallo di frequenze entro le quali l'SNR resta sufficientemente elevato (al massimo diventa la metà di quello che si ha alla frequenza ottima). La banda è quindi il valore $B_{3dB}(d) = f_2(d) - f_1(d)$, con $f_1(d)$ e $f_2(d)$ tali che:

$$\Gamma(d, f_1(d)) = \Gamma(d, f_2(d)) = 0.5\Gamma(d, f_{opt}(d))$$

Si nota dal grafico che sia la frequenza ottima che la banda diminuiscono all'aumentare della distanza. Quindi rate di trasmissioni elevati sono più sostenibili a brevi distanze, in quanto la banda è più ampia e la frequenza di trasmissione ottima è più elevata. Al contrario, per distanze elevate, la capacità del canale si riduce.

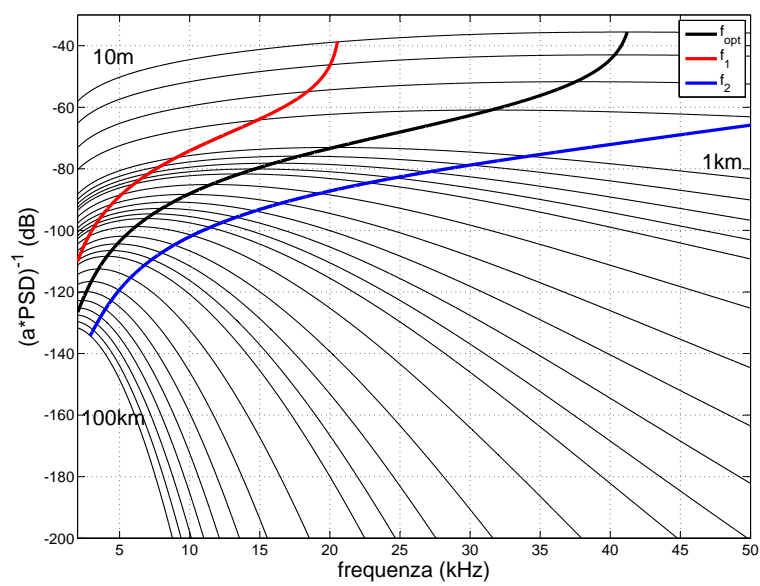


Figura 1.7: Andamento di $\frac{1}{N_{wrc}(f) \cdot a(d,f)}$. In rosso e blu le curve che definiscono la banda a 3 dB, in nero la curva che definisce le frequenze ottime. I parametri usati sono $S = 1$, $W = 0 \text{ m/s}$, $k = 1.5$

Capitolo 2

Gestione dei dati

2.1 Descrizione degli esperimenti

Questa sezione è dedicata alla descrizione dei dati sperimentali, collezionati allo scopo di fare studi sul canale sottomarino. Tali dati sono stati usati per calcolare dei parametri che indicano la qualità del canale, come l'SNR o prestazioni di comunicazione come la *Bit Error Rate* (BER), e fare delle stime della *Risposta Impulsiva del Canale* (CIR). Ciò è utile, ad esempio, per studiare dei metodi che migliorino le comunicazioni sottomarine, identificando le cause che limitano le prestazioni del sistema di comunicazione [7]. Inoltre, con i dati raccolti si possono testare, validare o meno dei modelli che approssimano il comportamento delle onde acustiche sottomarine.

Gli esperimenti sono stati svolti in aree geografiche e periodi diversi: il primo cronologicamente è SPACE08 (*Surface Processes and Acoustic Communications Experiment*), svolto dal 18 al 27 Ottobre del 2008 vicino all'isola di Martha's Vineyard (Massachusetts, USA); il secondo è SubNet09 (*Submarine Networks*), svolto nell'estate del 2009 nei pressi dell'isola di Pianosa (Toscana, Italia); l'ultimo è KAM11 (*Kuauai Acomms MURI*), svolto tra il 25 Giugno e 9 Luglio 2011 vicino a Kauai (Hawaii, USA). Ognuno di questi esperimenti è stato effettuato trasmettendo delle onde acustiche; i ricevitori erano dotati di idrofoni che registravano e salvavano il segnale ricevuto.

Nella Tabella 2.1 si ha un riassunto dei parametri usati nei vari esperimenti.

Per una descrizione dettagliata degli esperimenti si rimanda a [7].

Nel seguito si considera il primo esperimento, SPACE08. Dal trasmettitore viene trasmessa una ripetizione di 89 m-sequence, usando una modulazione BPSK (in Appendice B si può trovare una descrizione di questa modulazione e delle altre usate negli esperimenti). I vari idrofoni dei ricevitori registrano il segnale acustico trasmesso; la durata totale di una

Descrizione	SPACE08	SubNet09	KAM11
frequenza portante	12.5 <i>kHz</i>	11.5 <i>kHz</i>	13 <i>kHz</i>
banda	8 <i>kHz</i>	5 <i>kHz</i>	8 <i>kHz</i>
modulazione	BPSK	FH-BFSK	BPSK QPSK
profondità massima	15 <i>m</i>	80 <i>m</i>	100 <i>m</i>
monitoraggio vento	si	si	no
numero di ricevitori	6	1	2
numero di trasmettitori	1	3	1
monitoraggio condizioni superficie	si	no	no
monitoraggio temperatura	no	si	si
tempo riservato alla trasmissione	3 minuti ogni 2 ore	1 secondo ogni 15 secondi	6 minuti ogni 2 ore
durata	10 giorni	diverse ore (max 9) in svariati giorni	14 giorni
periodo	ottobre 2008	estate 2009	giugno-luglio 2011

Tabella 2.1: dati degli esperimenti [7]

registrazione è approssimativamente di 57–58 secondi. Nei primi secondi (circa un paio) si ha solo rumore, poiché i tempi di propagazione non sono nulli e nei primi istanti il segnale utile non è ancora giunto al ricevitore, quindi non può essere registrato. Nei restanti 55 secondi vi è segnale utile sommato con il rumore. Ognuna delle 89 sequenze è composta da 4095 simboli che vengono trasmessi con un rate di 6.51 *kbps* per la durata di:

$$89 \cdot \frac{4095 \text{ bit}}{6510 \frac{\text{bit}}{\text{s}}} \simeq 55 \text{ s}$$

Nel seguito si usano le seguenti grandezze: segnale trasmesso $x(t)$, segnale utile $x_{rc}(t)$, rumore al ricevitore $w_{rc}(t)$ e segnale ricevuto $y(t)$.

2.2 Elaborazione dei dati

Una parte del lavoro svolto consiste nella scrittura di programmi Matlab per elaborare in modo veloce ed automatico i dati raccolti, consentendo il calcolo di alcuni dei parametri sopra citati (SNR e CIR), e nel caricamento di essi in una banca dati. Di seguito è riportata la procedura usata, facendo ancora riferimento all'esperimento SPACE08.

Tramite opportune elaborazioni la registrazione effettuata dagli idrofoni viene trasformata in un insieme di dati usufruibili con Matlab. In particolare, si tratta di file (indicati in seguito come *file sorgente*) che contengono due vettori e due interi: un vettore (*bbnoise*) rappresenta il rumore registrato prima della ricezione del segnale, l'altro (*bbsig*) il segnale

trasmesso giunto al ricevitore con il contributo del rumore, gli interi servono a definire la durata dei segnali. Inoltre, nel nome del file sono indicati i numeri del ricevitore e dell'idrofono che hanno registrato una particolare sequenza.

I risultati delle elaborazioni dei programmi sono stati riassunti in tabelle. Un esempio di queste, riferita al calcolo degli SNR, è:

```
,1224297302,SNR,40.9877,2920157F038_CO_S3,BPSK,1,52
,1224297303,SNR,41.5217,2920157F038_CO_S3,BPSK,1,52
,1224297304,SNR,41.4678,2920157F038_CO_S3,BPSK,1,52
...
```

oppure un'altra per le CIR:

```
,1224297302,CIR,2920157F038_CO_S3_RX1,2920157F038_CO_S3,BPSK,1,52
,1224297362,CIR,2920157F039_CO_S3_RX1,2920157F039_CO_S3,BPSK,1,52
,1224297422,CIR,2920157F040_CO_S3_RX1,2920157F040_CO_S3,BPSK,1,52
...
```

Le tabelle sono così strutturate al fine di essere lette ed aggiunte ad un database.

I valori in colonna corrispondono rispettivamente a:

1. un numero che indica l'epoch (la data e l'ora dell'esperimento rispetto ad un riferimento comune),
2. una stringa che indica il tipo di valore che è stato calcolato (SNR, CIR, BER ecc.),
3. una stringa che indica il valore dell'SNR o della BER, oppure il nome del file dov'è salvata la CIR e il suo grafico,
4. una stringa che indica il nome del file sorgente,
5. una stringa che indica il tipo di modulazione usata (BPSK, FH-BPSK o QPSK),
6. un numero (da 1 a 3) che identifica il trasmettitore usato,
7. un numero (maggiore o uguale a 4) che identifica l'idrofono utilizzato per la registrazione.

Nella tabella dell'SNR le righe corrispondono ai valori del rapporto segnale rumore, calcolati in riferimento ad un periodo di trasmissione pari ad un secondo, registrato da un particolare idrofono. Nella tabella delle CIR, invece, le righe sono associate alla stima delle risposte impulsive su un'intera sequenza di ottantanove trasmissioni, registrate da un dato

idrofono. Per uno stesso file sorgente si hanno quindi in uscita cinquantacinque righe per l'SNR e una riga per le CIR. Per la costruzione di queste tabelle è stato scelto di inserire determinati valori e di ometterne altri, come la frequenza centrale di trasmissione oppure la banda, rimanendo questi invariati per l'intero esperimento.

2.3 Calcolo del rapporto segnale rumore

Uno dei parametri fondamentali dell'elaborazione dei dati è il rapporto segnale rumore. Si ricorda che analiticamente per trovare l'SNR si dovrebbe calcolare il rapporto tra la potenza del segnale utile e del rumore al ricevitore:

$$\Gamma = \frac{P_{x_{rc}}}{P_{w_{rc}}}$$

Il vettore *bbsig* rappresenta il segnale ricevuto *y* e contiene al suo interno segnale utile e rumore, quindi per calcolare la potenza di interesse si ha la necessità di sottrarre alla potenza di *bbsig* quella di *bbnoise*, come spiegato in seguito.

$$\begin{aligned} y &= w_{rc} + x_{rc} \\ P_{x_{rc}} &= E[|x_{rc}|^2] = E[|y - w_{rc}|^2] = E[(y - w_{rc})^*T(y - w_{rc})] = \\ &= E[|y|^2 - w_{rc}^{*T}y - y^{*T}w_{rc} + |w_{rc}|^2] = \\ &= P_y + P_{w_{rc}} - E[w_{rc}^{*T}w_{rc} + w_{rc}^{*T}x_{rc}] - E[w_{rc}^{*T}w_{rc} + x_{rc}^{*T}w_{rc}] = P_y - P_{w_{rc}} \end{aligned}$$

dove si è supposto che il rumore sia indipendente dal segnale utile e a media nulla.

In Matlab si può scrivere:

```
Pnoise = mean((abs(bbnoise)).^2); %potenza del rumore
Psig = mean((abs(bbsig)).^2)-Pnoise; %potenza del segnale utile
SNR = Psig/Pnoise; %SNR
SNRdB = 10*log10(Psig/Pnoise); %SNR in dB
```

Per il calcolo si è usata la potenza del rumore prima della ricezione effettiva, invece che quello durante la trasmissione, come vorrebbe la definizione. Ciò è lecito se si assume che esso non cambi in modo significativo prima e durante il periodo della trasmissione.

2.4 Calcolo della risposta impulsiva del canale

Un altro dato importante da inserire nel database è la stima della risposta impulsiva del canale, che in un sistema LTI (*lineare e tempo invariante*) consiste in un segnale $h(t)$ tale che:

$$y(t) = (h * x)(t)$$

L'obiettivo di questa parte del lavoro è stato creare due tipi di file: un contenitore con estensione *.mat* di una matrice, di dimensioni 89x400, dei campioni della CIR stimata ed il relativo grafico. Ogni riga della matrice corrisponde alla risposta impulsiva del canale calcolata su una sequenza trasmessa (si ricorda che ne vengono trasmesse 89 consecutivamente), mentre le colonne rappresentano la sua intensità. Si è scelto di fissare a 400 il numero delle colonne per avere una durata totale di circa 10 *ms*, considerando la CIR più corta di questa durata e, di conseguenza, superflui i dati successivi.

Il grafico in Figura 2.1 rappresenta la stima della CIR per una trasmissione in SPACE08. In ascissa si nota il tempo che scorre dalla trasmissione della prima sequenza fino all'ottantanovesima, per una durata totale di circa 55 *s*. Le ordinate rappresentano la lunghezza della stima della risposta impulsiva. La terza dimensione del grafico, indicata con una scala graduale dei colori, descrive il valore che assume la CIR.

Nella figura si può osservare la tempo varianza della risposta impulsiva, argomento trattato nell'ultima parte del Paragrafo 1.1. Se il sistema fosse TI, l'immagine dovrebbe essere una sequenza di linee orizzontali colorate allineate. Il Δt scelto è pari alla durata di una singola delle 89 trasmissioni. Si osserva che quanto più alto è il *channel delay* tanto più le linee sono meno allineate: ogni linea corrisponde infatti a un'onda che arriva al ricevitore e le onde che giungono più in ritardo sono soggette a un maggior numero di riflessioni sulla superficie, che essendo questa tempo-variante, determina una tempo-varianza nei tempi di arrivo.

Per il calcolo della CIR si è usata la tecnica descritta di seguito. Usando le trasformate di Fourier, conoscendo il segnale trasmesso e quello ricevuto, si può trovare la risposta impulsiva come:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \xrightarrow{\mathcal{F}} h(t)$$

L'autocorrelazione di un segnale $x(t)$ è definita come:

$$R_{x,x} = R_x = x(t) * x^*(-t) \xrightarrow{\mathcal{F}} X(f)(X(f))^*$$

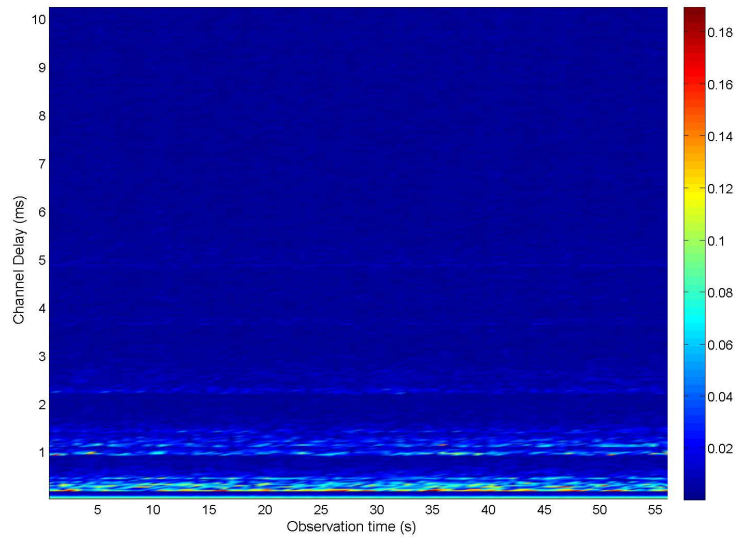


Figura 2.1: Stima delle risposte impulsive del canale nell'esperimento SPACE08. In ascissa c'è il tempo totale di una trasmissione, in ordinata la durata della risposta impulsiva. L'intensità del colore rappresenta il valore che assume la CIR

nome	valore o dimensione	significato
nummsepreps	89	numero di sequenze uguali che vengono trasmesse
mseqlen	4095	numero di simboli in una sequenza trasmessa
Ns	6	fattore per il calcolo della banda
xUp	1x4095	vettore di -1 e 1 che rappresenta il segnale trasmesso
bbsig	728910x1	vettore ricevuto considerando tutte le sequenze
completeOutSequence	89x400	matrice delle CIR

Tabella 2.2: Variabili Matlab

sfruttando le proprietà delle trasformate.

I segnali trasmessi durante gli esperimenti hanno un'autocorrelazione quasi impulsiva; si può allora scrivere che:

$$R_{x,x} \simeq \delta(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} 1$$

$$\Rightarrow X(f)(X(f))^* \simeq 1$$

Per la stima della risposta impulsiva, si può usare la seguente tecnica, sfruttando la proprietà del segnale trasmesso:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{Y(f)(X(f))^*}{X(f)(X(f))^*} \simeq Y(f)(X(f))^* \xrightarrow{\mathcal{F}^{-1}} h(t)$$

Con questa informazione si possono usare le seguenti istruzioni Matlab per calcolare la matrice delle CIR e la rispettiva figura. I valori precaricati delle variabili impiegate e il loro significato sono in Tabella 2.2.

```
x = complex(zeros(2*length(xUp),1));
x(1:2:end) = xUp;
...
completeOutSequence = zeros(89, 400);
for ii = 1:nummseqreps
    sigCurrentRX = bbsig((ii-1)*2*mseqlen+1:ii*2*mseqlen);
    out = ifft(fft([sigCurrentRX; zeros(length(x)-1,1)])...
        .*conj(fft([x; zeros(length(sigCurrentRX)-1,1)])));
    out = out/4095; %perché l'autocorrelazione è una
                    %delta moltiplicata per 4095
    completeOutSequence(ii, :) = out(1:400);
end
h = pcolor((1:89)*Ns*4095/fs, (1:400)*1000/fs,...
    abs(completeOutSequence.'));
```

Nella riga del calcolo dell'ifft sono stati aggiunti due vettori di zeri a quelli dei segnali. Questi servono a ottenere il supporto corretto della risposta impulsiva: la convoluzione di due segnali discreti con supporto s_1 e s_2 è pari a $s_1 + s_2 - 1$.

Capitolo 3

Ray-tracing

Il *ray-tracing* è una tecnica che ben rappresenta la propagazione di onde tramite raggi e regole geometriche.

La teoria si basa principalmente sull'esistenza di raggi (o percorsi) che descrivono dove il suono, o in generale un'onda mandata da una sorgente, si propaghi nello spazio usando dei ragionamenti geometrici, come la legge di Snell. Rappresentando i fronti d'onda come particelle, si studiano le loro riflessioni e rifrazioni e si ignorano i fenomeni di dispersione.

I canali che sfruttano la trasmissione di onde soffrono di diversi svantaggi. Uno di questi è il *path loss* (perdita di percorso): a causa della dissipazione di potenza all'allontanarsi dal trasmettitore, il segnale trasmesso viene attenuato fino al punto di non essere più usufruibile oltre una certa distanza.

Se P_t è la potenza trasmessa e P_r è quella ricevuta, il path loss (PL) si definisce come:

$$PL = \frac{P_t}{P_r}$$

Un raggio di particolare importanza nel ray-tracing è il percorso diretto tra sorgente e ricevitore, *Line-Of-Sight ray* (LOS ray). In molti scenari infatti oltre a quello di LOS ci sono altri raggi che raggiungono il ricevitore successivamente a causa della riflessione.

Prima di affrontare degli esempi di applicazioni del modello, è necessario introdurre un ausilio matematico, cioè la *rappresentazione banda base* di un segnale, descritta in Appendice A.

3.1 Esempi di diversi scenari

Si affronta ora l'applicazione del ray-tracing a diversi ambienti, in particolare calcolando la forma del segnale e della potenza ricevuta nei vari casi.

In seguito si suppone che il ricevitore, il trasmettitore e le superficie dove le onde si riflettono siano fermi (in caso contrario andrebbero usati dei modelli statistici) e le superficie di riflessione siano perfettamente lisce, oltre ad essere in numero limitato.

3.1.1 Spazio libero

Innanzitutto si può esaminare quanto valga la potenza ricevuta in funzione di quella trasmessa nello spazio libero. In assenza di superfici dove il segnale si possa riflettere (quindi in assenza di cammini multipli) l'effetto del path loss è dato solo dalla componente in LOS.

Il segnale ricevuto è:

$$y^{LOS}(t) = Re \left\{ \frac{\lambda \sqrt{G^{LOS}} e^{-j2\pi l/\lambda}}{4\pi l} x_{BB}(t) e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

cioè:

$$y_{BB}^{LOS}(t) = \frac{\lambda \sqrt{G^{LOS}} e^{-j2\pi l/\lambda}}{4\pi l} x_{BB}(t)$$

dove:

- $\lambda = v/f_c$ è la lunghezza d'onda del segnale trasmesso (v velocità dell'onda),
- G^{LOS} è il prodotto dei guadagni dell'antenna trasmittente e ricevente nella LOS,
- l è la distanza tra trasmettitore e ricevitore,
- $e^{-j2\pi d/\lambda}$ rappresenta lo sfasamento di fase dovuto alla distanza l a cui viaggiano le onde.

Usando le ultime considerazioni del Paragrafo A si può dire che l'equivalente banda base della risposta impulsiva nello spazio libero è una delta di Dirac moltiplicata per una costante. Per le proprietà della delta anche la risposta impulsiva stessa ha la medesima forma del suo equivalente passa basso.

La potenza ricevuta è:

$$P_r = P_t \cdot \frac{G_t^{LOS} A_r}{4\pi l^2}$$

con A_r l'area dell'antenna ricevente e G_t^{LOS} il guadagno dell'antenna di trasmissione nella direzione del ricevitore. L'area di un'antenna si può calcolare come (sia G_r^{LOS} il guadagno del ricevitore nella direzione del trasmettitore):

$$A_r = G_r^{LOS} \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

$$\Rightarrow P_r = P_t \cdot G_t^{LOS} G_r^{LOS} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi l} \right)^2 = P_t \cdot \left(\frac{\sqrt{G^{LOS}} \lambda}{4\pi l} \right)^2$$

ritrovando la formula di Friis, in accordo con la potenza che si può ricavare dal segnale $y^{LOS}(t)$. Una nota importante è che la potenza dipende dall'inverso del quadrato dello spazio. Già nel caso ideale di spazio libero, quindi, la potenza si attenua piuttosto velocemente in funzione della distanza; nei casi con più raggi, analizzati in seguito, l'attenuazione sarà ancora più significativa.

Il path loss nello spazio libero si definisce come:

$$PL_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} = -20 \log_{10} \frac{\sqrt{G^{LOS}} \lambda}{4\pi} + 20 \log_{10} l$$

In Figura 3.1 è rappresentato l'andamento della potenza ricevuta (in dB) in funzione del logaritmo della distanza per due segnali trasmessi diversi. In verde si nota un segnale potenzialmente radio trasmesso in aria. In blu, invece, i parametri usati sono quelli tipici di una trasmissione sottomarina. Il grafico è normalizzato in modo che sia circa centrato a $0 dB$.

3.1.2 Modello con due raggi

La prima complicazione che si può aggiungere al modello dello spazio libero è quello con una superficie di riflessione. Avendo una sola superficie dove i raggi si possono riflettere ci possono essere al massimo due percorsi che dal trasmettitore giungono al ricevitore. Il modello a due raggi consta quindi del raggio LOS, cioè il raggio trasmesso che si propaga come nello spazio libero, e di un ulteriore raggio riflesso verso il ricevitore da una superficie. In Figura 3.2 un esempio di questo modello.

Se h_t e h_r (le altezze rispettivamente del trasmettitore e del ricevitore) sono più grandi della lunghezza d'onda del segnale trasmesso si può ignorare l'attenuazione introdotta dalla riflessione sul terreno e calcolare il segnale ricevuto come sovrapposizione dei due raggi; il suo segnale equivalente passa basso è:

$$y_{BB}^{2-ray}(t) = y_{BB}^{LOS}(t) + y_{BB}^{REF}(t) =$$

$$= \frac{\lambda}{4\pi} \left[\frac{\sqrt{G^{LOS}} e^{-j2\pi l/\lambda} \cdot x_{BB}(t)}{l} + \frac{R\sqrt{G^{REF}} e^{-j2\pi(x+x')/\lambda} \cdot x_{BB}(t - \frac{x+x'-l}{v})}{x+x'} \right]$$

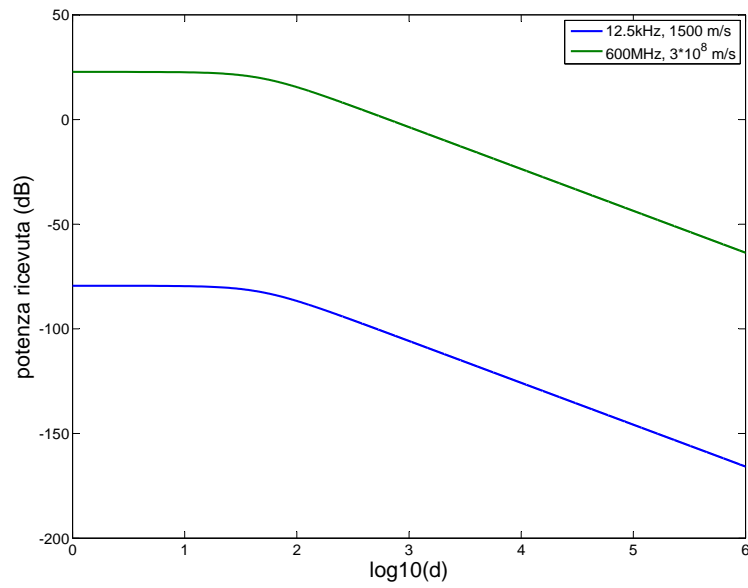


Figura 3.1: Potenza ricevuta in funzione della distanza nello spazio libero per diverse lunghezze d'onda (d misurata in metri)

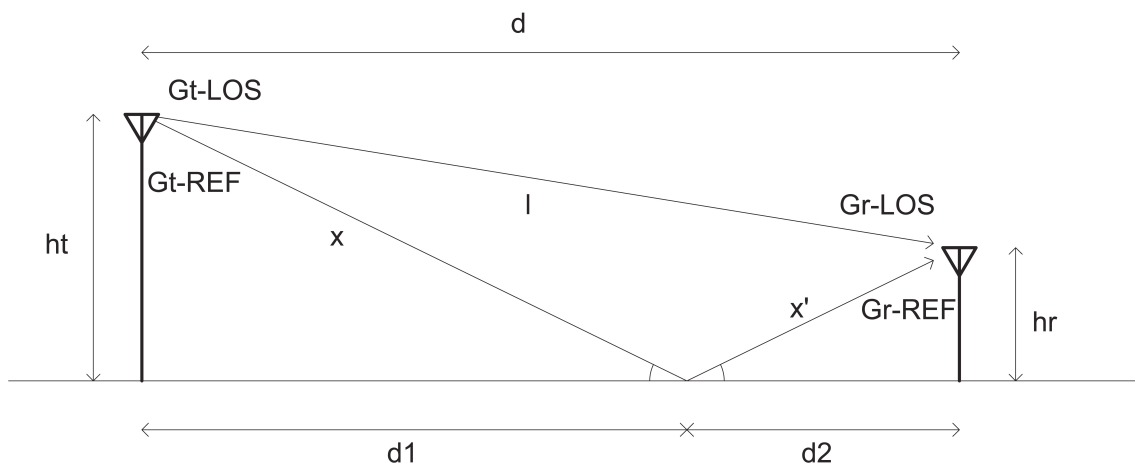


Figura 3.2: Rappresentazione della traiettoria dei raggi in un modello di ray-tracing con due percorsi

dove:

- $x + x'$ è la distanza che percorre il raggio riflesso
- R è il coefficiente di riflessione della superficie che dipende dall'angolo di riflessione, dalla polarizzazione dell'onda e dalla costante dielettrica del pavimento
- G^{REF} è il prodotto dei guadagni del trasmettitore e del ricevitore in direzione del raggio riflesso
- $t_{delay} = t_d = \frac{x+x'-l}{v}$ è il ritardo nel tempo del raggio riflesso rispetto al raggio diretto

Usando ancora le ultime considerazioni del Paragrafo A si può dire che la risposta impulsiva in questo caso è somma di due delta di Dirac, di cui una traslata temporalmente di t_d secondi, moltiplicate per due costanti.

È da notare come in presenza di un solo piano dove il raggio si possa riflettere non si possano considerare altri modelli che non siano quello di spazio libero o di two-ray a causa della legge di Snell. Infatti l'angolo di riflessione (θ), fissate le altezze delle antenne e la loro distanza, può essere uno solo, dato dalla relazione:

$$\begin{aligned} h_t &= d1 \tan \theta & h_r &= d2 \tan \theta \\ d &= d1 + d2 = \frac{h_t + h_r}{\tan \theta} & \Rightarrow & \theta = \arctan \frac{h_t + h_r}{d} \end{aligned}$$

I raggi che si riflettono ad altri angoli non giungono al ricevitore.

La potenza ricevuta si può calcolare usando la definizione:

$$P_r = E[|y_{BB}^{2-ray}(t)|^2]$$

Ricordando che la potenza di un segnale è la stessa del suo equivalente passa basso si possono svolgere i calcoli sul segnale passa basso. Si può considerare t_d sufficientemente piccolo (da [4]), per poter dire $x_{BB}(t-t_d) \approx x_{BB}(t)$. Con quest'ipotesi si trova una potenza ricevuta di:

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{\sqrt{G^{LOS}}}{l} + \frac{R\sqrt{G^{REF}} e^{-j2\pi(x+x'-l)/\lambda}}{x+x'} \right|^2$$

che per distanze elevate si dimostra valida l'approssimazione con:

$$P_r \approx \left(\frac{\sqrt{G^{LOS}} h_t h_r}{d^2} \right)^2 P_t$$

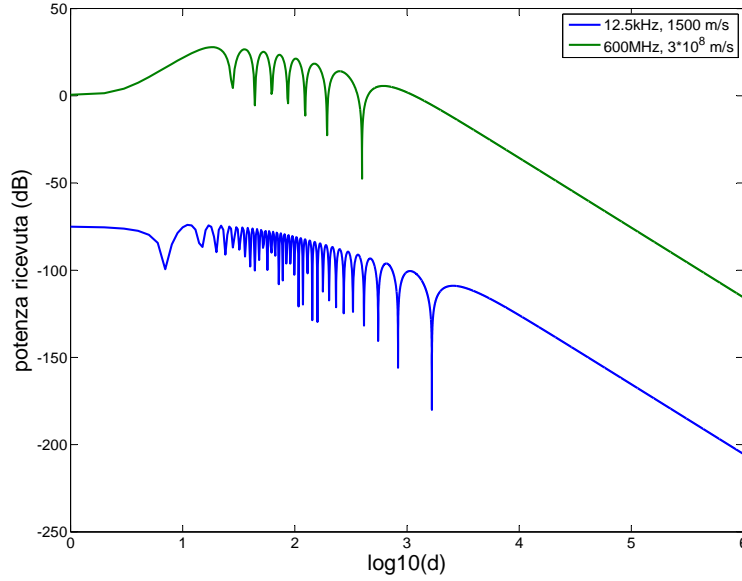


Figura 3.3: Potenza ricevuta in funzione della distanza usando il modello a due raggi per diverse lunghezze d'onda. $R = -1$, $h_t = 50 \text{ m}$, $h_r = 2 \text{ m}$ e le antenne sono isotrope (d misurata in metri)

Si nota che la potenza ricevuta nel modello con due raggi dipende dall'inverso della distanza elevata alla quarta; questo modello è un'approssimazione più accurata della realtà rispetto a quello di spazio libero. Ciò significa che nella realtà i segnali si attenuano molto velocemente in funzione della distanza.

Il path loss vale:

$$PL_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} \approx -20 \log_{10} \left(\sqrt{G^{LOS}} h_t h_r \right) + 40 \log_{10} d$$

Nella Figura 3.3 si può notare l'andamento di due potenze ricevute (in dB) normalizzate usando il modello dei due raggi. I segnali trasmessi hanno frequenza di 600 MHz e 12.5 kHz , con rispettive velocità di trasmissione di $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ e 1500 m/s . R è pari a -1 , $h_t = 50 \text{ m}$, $h_r = 2 \text{ m}$ e le antenne sono isotrope. Si può notare come la potenza ricevuta degeneri velocemente per lunghe distanze, più di quanto non facesse nello spazio libero. Per questo modello si osserva una fase iniziale in cui la potenza ricevuta aumenta (interferenza costruttiva), seguita da una fase in cui sono presenti diversi minimi e massimi (interferenza costruttiva e distruttiva) e che il numero di massimi e minimi è funzione della frequenza; dopo una soglia critica c'è solo interferenza distruttiva e la potenza ricevuta decresce in

maniera monotona. L'interferenza costruttiva ha un effetto più significativo per frequenze elevate.

3.2 Multipath

Il *multipath* è un effetto che si verifica quando al ricevitore arrivano delle onde che non sono quella originariamente trasmessa, ma delle sue copie (*componenti multipath del segnale*), originate per riflessione, diffrazione o dispersione del segnale trasmesso. Queste possono essere attenuate in potenza, poichè, ad esempio, potrebbero aver seguito un percorso più lungo per giungere al ricevitore, ritardate nel tempo (per la stessa ragione) e sfasate in fase e/o frequenza rispetto all'onda originale trasmessa che giunge al ricevitore. Il segnale originale e le sue varie copie vengono sommate e questo può portare a distorsioni nel segnale ricevuto. Tale fenomeno è noto come interferenza o battimento nelle onde sonore.

Usando il modello del ray tracing, l'effetto multipath si ha quando il ricevitore viene raggiunto da altri raggi oltre a quello di LOS (il sistema con due raggi del Paragrafo 3.1.2 è il modello più semplice in cui si può osservare il fenomeno).

Si possono fare diverse osservazioni valide per i modelli che considerano quest'effetto: a causa di esso, per distanze elevate, essendoci solo interferenza distruttiva, il segnale ricevuto è molto distorto, fino ad essere inutilizzabile oltre una certa soglia. Per distanze più contenute interferenza costruttiva e distruttiva si alternano in funzione, oltre che della frequenza di trasmissione, del numero di raggi che si riflettono. Analizzando la struttura delle risposte impulsive (somme di delta di Dirac traslate) si può osservare che il multipath genera *Interferenza Inter Simbolo* (ISI), cioè al ricevitore il segnale giunge disturbato a causa delle sovrapposizioni temporali delle onde trasmesse.

In conclusione, si può dire che il multipath è un effetto negativo per le prestazioni di comunicazione, poichè ne limita la distanza e può causare interferenza.

3.3 Modello semplificato del canale sottomarino

Un problema interessante può essere la ricerca di un modello che approssimi il canale sottomarino.

Nel mare, sia in acque basse che profonde, l'effetto multipath è dato principalmente da due fattori: la riflessione del suono sulla superficie, sul fondale o su altri oggetti e quella sull'acqua. Il primo dei due ha una rilevanza maggiore, soprattutto per quanto riguarda la riflessione sulla superficie dell'acqua, che può variare a causa delle onde marine.

Innanzitutto, per osservare un modello che consideri l'effetto del multipath, si può studiare un sistema con tre raggi, dove i percorsi seguiti sono quello di LOS, quello che si riflette sul fondale e quello che si riflette sulla superficie. Per la legge di Snell gli angoli di riflessione vengono determinati dalla distanza e dall'altezza delle antenne e sono, tra fondale e superficie rispettivamente:

$$\theta^F = \arctan \frac{h_t + h_r}{d}$$

$$\theta^S = \arctan \frac{2h - (h_t + h_r)}{d}$$

con h distanza tra superficie e fondale. Si ricorda che gli angoli determinano i coefficienti di riflessione. Il segnale ricevuto è:

$$y(t)^{3-ray}(t) = \text{Re} \left\{ y_{BB}^{3-ray}(t) e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

$$y_{BB}^{3-ray}(t) = y_{BB}^{LOS}(t) + y_{BB}^{FOND}(t) + y_{BB}^{SUP}(t)$$

$$y_{BB}^{LOS}(t) = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{\sqrt{G^{LOS}} e^{-j2\pi l/\lambda} \cdot x_{BB}(t)}{l}$$

$$y_{BB}^{FOND}(t) = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{R^F \sqrt{G^F} e^{-j2\pi(x+x')/\lambda} \cdot x_{BB}(t - \frac{x+x'-l}{v})}{x+x'}$$

$$y_{BB}^{SUP}(t) = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{R^S \sqrt{G^S} e^{-j2\pi(y+y')/\lambda} \cdot x_{BB}(t - \frac{y+y'-l}{v})}{y+y'}$$

Il significato dei termini è il consueto: $x+x'$ e $y+y'$ sono le distanze percorse dai raggi, R^F e R^S i coefficienti di riflessione di fondale e di superficie, G^F e G^S i prodotti dei guadagni delle antenne nella direzione dei raggi riflessi. Dal segnale ricevuto si può ricavare la sua potenza con le approssimazioni fatte anche in precedenza:

$$P_r^{3-ray} = P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{\sqrt{G^{LOS}}}{l} + p^{FOND} + p^{SUP} \right|^2$$

$$p^{FOND} = \frac{R^F \sqrt{G^F} e^{-j2\pi(x+x'-l)/\lambda}}{x+x'}$$

$$p^{SUP} = \frac{R^S \sqrt{G^S} e^{-j2\pi(y+y'-l)/\lambda}}{y+y'}$$

Si considera ora un modello con un maggior numero di raggi, che si possono riflettere in modi diversi sul fondale e sulla superficie come in Figura 3.4.

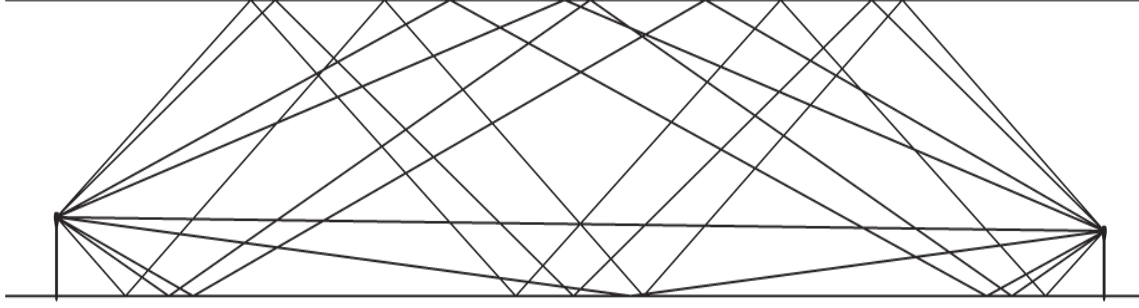


Figura 3.4: Rappresentazione della traiettoria dei raggi in un modello di ray-tracing con n percorsi

Nel caso si scegliesse di usare n raggi si otterrebbe un segnale ricevuto pari a:

$$\begin{aligned}
 y(t)^{n-ray}(t) &= \text{Re} \left\{ y_{BB}^{n-ray}(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} \\
 y_{BB}^{n-ray}(t) &= y_{BB}^{LOS}(t) + \sum_{i=1}^{n-1} y_{BB}^i(t) = \\
 &= \frac{\lambda}{4\pi} \frac{\sqrt{G^{LOS}} e^{-j2\pi l/\lambda} \cdot x_{BB}(t)}{l} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_i \sqrt{G_{x_i}} e^{-j2\pi x_i/\lambda} \cdot x_{BB}(t - \frac{x_i-l}{v})}{x_i}
 \end{aligned}$$

dove:

- x_i rappresenta la distanza percorsa dall' i -esimo raggio,
- R_i è il singolo coefficiente di riflessione, nel caso ci sia una sola riflessione nel raggio i -esimo, oppure il prodotto tra i vari coefficienti, nel caso ce ne siano multiple,
- $\sqrt{G_{x_i}}$ è il prodotto tra i guadagni delle antenne trasmittente e ricevente nella direzione dell' i -esimo raggio.

Come fatto anche in precedenza, si può dire che la risposta impulsiva del canale è la somma di n delta di Dirac, traslate temporalmente e moltiplicate per diverse costanti. Le traslazioni temporali sono determinate dai vari tempi di ritardo che hanno le onde rispetto a quella di LOS; per l' i -esima onda la delta corrispondente è centrata a $\frac{x_i-l}{v}$ secondi. L'equivalente banda base della CIR è:

$$h_{BB}^{n-ray}(t) = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{\sqrt{G^{LOS}} e^{-j2\pi l/\lambda}}{l} \delta(t) + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\lambda}{4\pi} \frac{R_i \sqrt{G_{x_i}} e^{-j2\pi x_i/\lambda}}{x_i} \delta\left(t - \frac{x_i-l}{v}\right)$$

Il modello con 3 o n raggi precedentemente esposto, tuttavia, non considera i seguenti effetti: la velocità di propagazione delle onde non è la stessa sia verso il fondale che verso la superficie, il segnale trasmesso non segue esattamente una linea (un cono è una rappresentazione più accurata della realtà), i raggi si possono riflettere ulteriormente sull'acqua e sia la superficie che il fondale non sono perfettamente fermi.

3.4 Dati e modello

Si possono analizzare le risposte impulsive stimate dai dati raccolti e metterle in relazione con un modello matematico per darne una loro interpretazione. Uno degli aspetti da trattare è la posizione degli arrivi significativi (i “picchi”) nella risposta impulsiva; essi descrivono infatti i tempi di ritardo della ricezione del segnale.

Si è scelto di usare il secondo modello esposto nel Paragrafo 3.3, nonostante le sue imprecisioni.

3.4.1 Tempi di ritardo

Ciò che questa sezione propone di fare è calcolare i tempi di ritardo dei vari raggi giunti al ricevitore rispetto al raggio di LOS con il modello del ray-tracing e confrontare i tempi di ritardo con i dati raccolti in uno degli esperimenti trattati in 2.1.

La distanza che percorre il raggio di LOS è quella tra le due antenne, chiamata l , pari a $\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}$. Indicando con s e f il numero di raggi che si riflettono rispettivamente sulla superficie e sul fondale, la distanza percorsa dagli altri raggi, D_{sf} , si può calcolare come (con $0 \leq |s - f| \leq 1$):

- se il primo raggio va verso l'alto

$$D_{sf}^{up} = \sqrt{d^2 + [2fh + (h - h_t) - (-1)^{s-f}(h - h_r)]^2}$$

- se il primo raggio va verso il basso

$$D_{sf}^{down} = \sqrt{d^2 + [2fh - (h - h_t) + (-1)^{f-s}(h - h_r)]^2}$$

Si considera ora l'esperimento SPACE08. In esso la profondità massima è di 15 m , quindi molto bassa. È ragionevole supporre che la velocità di propagazione delle onde acustiche sia costante in tutta la colonna d'acqua dalla superficie al fondale: dalle misurazioni risulta che questa è di circa 1499 m/s . Trasmettitore e ricevitori sono posti rispettivamente

a 4 m e 3.3 m sopra il fondale marino. Usando questi dati si possono calcolare i tempi di ritardo.

Le possibili combinazioni di riflessioni su superficie e fondale sono riportate in Tabella 3.1. Con τ_{sf} si indica il ritardo del raggio che compie s riflessioni sulla superficie e f sul fondale nel raggiungere il ricevitore, rispetto al percorso di LOS. È inoltre indicata la direzione del primo raggio.

s	f	D_{sf} (m)	τ_{sf} (ms)	direzione primo raggio
0	1	200.1332	0.0880	fondale
1	0	201.2841	0.8558	superficie
1	1	202.1348	1.4234	superficie
1	1	202.3425	1.5619	fondale
1	2	203.4485	2.2997	fondale
2	1	206.8267	4.5534	superficie
2	2	208.6061	5.7404	superficie
2	2	209.0083	6.0088	fondale
2	3	211.0196	7.3505	fondale
3	2	216.4239	10.9557	superficie
3	3	219.0308	12.6948	superficie
3	3	219.6053	13.0781	fondale

Tabella 3.1: Stime delle distanze percorse e dei tempi di ritardo di vari raggi che si riflettono su superficie e fondale con $d = 200$ m . La scala di grigio indica i tempi più brevi

Nel modello presentato nel Paragrafo 3.3 la risposta impulsiva è una somma di delta di Dirac moltiplicate per diverse costanti e traslate temporalmente di una quantità pari ai ritardi stimati (la delta corrispondente al percorso con s e f riflessioni su superficie e fondale rispettivamente è centrata a τ_{sf}). Si può approssimare anche la risposta impulsiva di SPACE08 come somma di delta e provare a fornire una relazione tra le due CIR.

In Figura 3.5 è rappresentata la risposta impulsiva stimata grazie ad una singola sequenza trasmessa e ad una misurazione del ricevitore di SPACE08, posto a 200 m dal trasmettitore. In ordinata è rappresentata l'intensità della CIR, in ascissa la sua durata (in ms), mentre con le linee rosse sono rappresentati i ritardi stimati degli arrivi presenti nella Tabella 3.1.

Le corrispondenze tra gli arrivi significativi della CIR di SPACE08 e quelli stimati dal modello col ray-tracing non sono sempre precise. I valori che nella Tabella 3.1 presentano uno sfondo grigio hanno un arrivo associato nell'immagine. Uno dei fattori principali che influenzano il percorso delle onde è la riflessione sulla superficie: le onde marine possono alzare o abbassare l'altezza della colonna d'acqua, modificando la posizione degli arrivi significativi. In figura sono rappresentati in blu anche i tempi di ritardo calcolati facendo

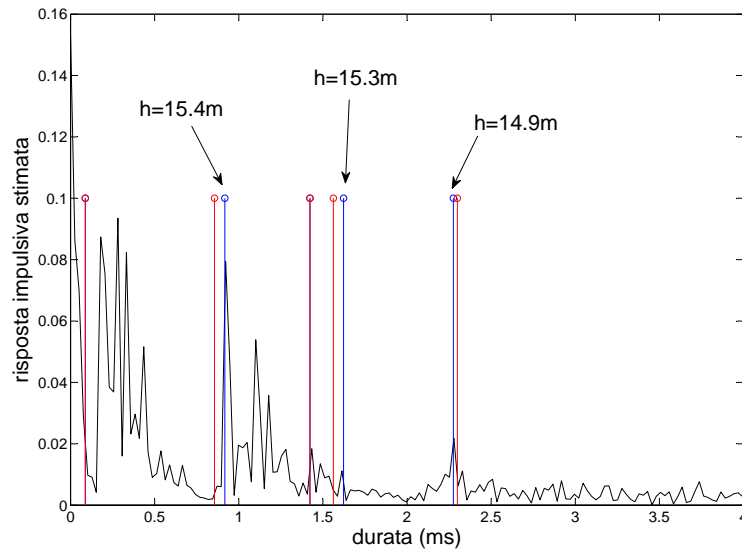


Figura 3.5: Stima della risposta impulsiva del canale nell'esperimento SPACE08. In ordinata c'è l'intensità della CIR, in ascissa la sua durata (in ms). Con i colori sono indicati i tempi di ritardo stimati con il ray-tracing

variare la colonna d'acqua, al fine di fornire una corrispondenza più fedele tra modello e misurazione.

Questo modello dà informazioni su quali siano i raggi che giungono al ricevitore: il primo è quello di LOS, il secondo è quello che si riflette una sola volta sul fondale (in questo tempo si ha un errore di circa $0.1 ms$). Questo è uno dei casi in cui nella CIR stimata non si nota un singolo picco ma un insieme di questi vicini tra loro. Questo avviene per un motivo fisico: l'onda che viene trasmessa dall'antenna non viene, come nel modello matematico, mandata lungo una singola linea, bensì in un cono la cui punta si può far coincidere con l'antenna. Avviene quindi più di una singola riflessione e il ricevitore risente di quest'effetto fornendo una CIR con diversi arrivi ravvicinati nel tempo. Il terzo arrivo significativo è dato dalla singola riflessione sulla superficie; arriva in ritardo rispetto a quello riflesso sul fondale a causa della profondità delle antenne. La corrispondenza è più accurata se si imposta un'altezza di $15.4 m$ della colonna d'acqua. Anche in questo caso sono presenti diversi picchi a causa della non trasmissione in una linea. Il quarto e quinto arrivo significativo corrispondono a una riflessione sul fondale e una sulla superficie, mentre l'ultimo ancora visibile dal grafico rappresenta il tempo di ritardo del raggio con due riflessioni sul fondale e una sulla superficie.

Si può notare come la tempo varianza della risposta impulsiva influenzi soprattutto gli arrivi più tardivi: essendo questi dati da raggi che percorrono una strada maggiore e riflettendosi più volte sulla superficie i tempi d'arrivo possono variare sensibilmente (si rimanda alla Figura 2.1).

Con un semplice modello come quello esposto è quindi possibile dare un'interpretazione dei dati raccolti. Esso motiva la struttura della risposta impulsiva del canale, spiegando quali sono gli effetti che fanno avere degli arrivi significativi in determinati istanti e non in altri. Conoscendo inoltre i coefficienti di riflessione è possibile calcolare l'ampiezza prevista degli arrivi della CIR.

Capitolo 4

Conclusioni

In questo capitolo, si riassumono i risultati ottenuti e discussi in questa tesi. Infine, qui di seguito si traggono anche alcune considerazioni sulle limitazioni che influenzano le prestazioni e lo sviluppo di comunicazioni acustiche sottomarine.

In questa tesi si sono inizialmente introdotte le principali caratteristiche del canale acustico sottomarino, si sono poi analizzati dati sperimentali, allo scopo di stimare delle risposte impulsive del canale. Infine si è proposto un modello dei tempi di inter-arrivo dei cammini multipli, basato su un modello di propagazione geometrico a raggi. Questo studio introduttivo e preliminare ha permesso di capire le problematiche fondamentali per la progettazione di sistemi di comunicazione con prestazioni ottime anche in caso di canali dispersivi come quelli acustici sottomarini. Un primo problema che si può riscontrare in ambiente sottomarino e non presente nei sistemi di comunicazione terrestre sono i lunghi tempi di ritardo, causati da una velocità di propagazione del suono lenta (1500 m/s). Questo, al contrario del caso radio, rende inefficace l'uso di tecniche adattive. Infatti, si supponga di voler trasmettere all'istante t_1 in un canale sottomarino usando un rate di trasmissione adatta alla qualità del canale istantanea. Per decidere quale sia il rate migliore bisogna conoscere la qualità di canale all'istante t_1 . Nota la distanza d si può trasmettere in principio un segnale, riceverlo e trasmetterne di ritorno un altro (all'istante t_0), stimando grazie a questo l'entità dell'SNR. In base al valore ottenuto si può calcolare il valore del rate di trasmissione che sarebbe stato possibile sostenere all'istante t_0 . Tuttavia il rate di trasmissione al tempo t_0 non può essere usato come rate di trasmissione ottimo a t_1 perché dall'istante t_0 a t_1 , essendo passato un tempo considerevole (pari a d/v , quantità che può essere anche dell'ordine dei secondi), il canale non è in generale rimasto lo stesso, in particolare le onde superficiali e il vento possono cambiare, modificando così in modo significativo il valore dell'SNR e di conseguenza il rate di trasmissione ottimo. Non è quindi

possibile conoscere il rate di trasmissione ottimo di una trasmissione supponendolo uguale a quella di una trasmissione precedente. La tecnica che si può usare per ovviare al problema è realizzare un tipo di comunicazioni predittive, dove si stima il rate di trasmissione ottimo basandosi sulle precedenti trasmissioni, cercando di prevedere in base ai dati raccolti quale sarà il comportamento del canale.

Un'altra limitazione a causa dei lunghi tempi di propagazione, nel caso si usassero delle tecniche di ritrasmissione, è la necessità, al trasmettitore, di mantenere i dati inviati salvati più a lungo, perché prima di ricevere un messaggio di conferma ricezione (ACK o NACK) di un dato bisogna attendere un lungo periodo. In tecniche di ritrasmissione come il GBN-ARQ o il SR-ARQ, dovendo tenere in memoria tutti i dati inviati fino alla conferma di corretta ricezione, bisognerà usare uno spazio di archiviazione dei dati adatto.

Altro aspetto da considerare è il basso rate di trasmissione a causa di una banda stretta. Questa è determinata dal rate di trasmissione, che è tipicamente dell'ordine di qualche kHz . Inviare poche informazioni al secondo significa lunghi tempi di trasmissione di un dato, di conseguenza il tempo in cui trasmettitore, ricevitore e canale sono impegnati è elevato. Ciò significa che altri dispositivi che vogliono sfruttare lo stesso canale dovranno attendere a lungo prima di poterlo fare.

Infine un problema è la non univocità di una frequenza di trasmissione ottima per diverse distanze, da cui può derivare una *spatial unfairness*: la qualità di una trasmissione dello stesso dato a ricevitori posti a diverse distanze dal trasmettitore non è uguale. Si supponga di inviare un dato e volerlo ricevere correttamente a tutti i ricevitori (nel caso un'informazione giunga danneggiata sarà necessario ritrasmetterla). Se il dato dovesse giungere distorto al ricevitore più lontano (dove è più probabile che ciò avvenga) si dovrà fare una ritrasmissione; il canale risulterà così occupato e anche i ricevitori che hanno correttamente ricevuto l'informazione dovranno registrare nuovamente, consumando tempo e risorse.

In seguito è stata analizzata la tecnica del ray-tracing, applicandola a diversi scenari e osservando come la presenza del multipath sia un effetto degradante per le comunicazioni. La tecnica è stata usata per sviluppare un modello che dia una spiegazione alla struttura della risposta impulsiva di un canale sottomarino. Si può dire che, nonostante le imprecisioni del modello, esso riesca a dare una prima stima della CIR, identificando quali percorsi seguano le onde che causano degli arrivi significativi in determinati istanti temporali. Grazie a questo è inoltre possibile calcolare l'ampiezza degli arrivi della CIR. Il modello può essere esteso per considerare altri effetti significativi, come il fatto che la colonna d'acqua non sia sempre la stessa (variando si modificano i tempi di ritardo) e che

le onde trasmesse non seguano, come nel caso ideale, una singola linea, bensì si propaghino su un cono (a causa di ciò si trovano diversi arrivi nella CIR invece di uno solo).

Si conclude quindi che nonostante gli sforzi per comprendere meglio sia la propagazione delle onde acustiche sott'acqua sia come rappresentare le dinamiche e le componenti di multipath tempo-varianti del canale acustico sottomarino, rimangono ancora molti aspetti da risolvere per migliorare le prestazioni delle comunicazioni e reti di dati sottomarine.

Appendice A

Rappresentazione banda base

Per l'elaborazione efficiente di segnali è conveniente usare una loro rappresentazione equivalente. I segnali reali banda passanti hanno una risposta in frequenza centrata ad una frequenza f_c con una banda B con $2B \ll f_c$; inoltre, essendo reali, la loro trasformata di Fourier gode di simmetria coniugata. Un segnale in banda passante può essere rappresentato come somma di due componenti:

$$x(t) = x_I(t) \cos(2\pi f_c t) - x_Q(t) \sin(2\pi f_c t)$$

$x_I(t)$ (componente in fase) e $x_Q(t)$ (componente in quadratura) sono segnali banda base reali con $B \ll f_c$. Si può introdurre un segnale complesso $x_{BB}(t)$ nel seguente modo:

$$x_{BB}(t) = x_I(t) + jx_Q(t)$$

$$x(t) = \operatorname{Re}\{x_{BB}(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \operatorname{Im}\{x_{BB}(t)\} \sin(2\pi f_c t) = \operatorname{Re}\{x_{BB}(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$

L'espressione $\operatorname{Re}\{x_{BB}(t)e^{j2\pi f_c t}\}$ è detta *rappresentazione complessa banda base* del segnale in banda passante $x(t)$. $x_{BB}(t)$ è chiamato *segnale equivalente banda base* di $x(t)$. In frequenza si trova che:

$$\begin{aligned} x_{BB}(t) &\xrightarrow{\mathcal{F}} X_{BB}(f) \\ x(t) &\xrightarrow{\mathcal{F}} X(f) = \frac{1}{2}[X_{BB}(f - f_c) + X_{BB}^*(-f - f_c)] \end{aligned}$$

Si considera ora un altro segnale $h(t)$ con le stesse proprietà di x_t e lo si rappresenta come segnale banda base:

$$h(t) = 2\text{Re}\{h_{BB}(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$

dove si è scelto di introdurre il 2 per una successiva operazione.

$$\begin{aligned} h_{BB}(t) &\xrightarrow{\mathcal{F}} H_{BB}(f) \\ h(t) &\xrightarrow{\mathcal{F}} H(f) = [H_{BB}(f - f_c) + H_{BB}^*(-f - f_c)] \end{aligned}$$

Si può pensare a $h(t)$ come alla risposta impulsiva di un canale e ad $x(t)$ come il segnale d'ingresso di questo canale e chiedersi come si possa rappresentare l'uscita $y(t)$. Supponendo il sistema ingresso-canale-uscita LTI si ha:

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) * h(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} Y(f) = X(f)H(f) = \\ &= \frac{1}{2}[X_{BB}(f - f_c) + X_{BB}^*(-f - f_c)][H_{BB}(f - f_c) + H_{BB}^*(-f - f_c)] \end{aligned}$$

e poiché i segnali considerati sono banda base, alcuni loro prodotti incrociati sono nulli e si ottiene:

$$Y(f) = \frac{1}{2}[X_{BB}(f - f_c)H_{BB}(f - f_c) + X_{BB}^*(-f - f_c)H_{BB}^*(-f - f_c)]$$

Poiché $x(t)$ e $h(t)$ sono segnali reali lo sarà anche il segnale in uscita. Inoltre essendo $x(t)$ un segnale banda passante per ipotesi, così sarà anche $y(t)$, quindi è possibile dare la sua rappresentazione in banda base:

$$y(t) = \text{Re}\{y_{BB}(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$

e dai calcoli precedenti si deduce che:

$$\begin{aligned} y_{BB}(t) &\xrightarrow{\mathcal{F}} Y_{BB}(f) \\ Y_{BB}(f - f_c) &= X_{BB}(f - f_c)H_{BB}(f - f_c) \\ Y_{BB}(-f - f_c) &= X_{BB}^*(-f - f_c)H_{BB}^*(-f - f_c)] \Rightarrow \\ \Rightarrow Y_{BB}(f) &= X_{BB}(f)H_{BB}(f) \xrightarrow{\mathcal{F}} y_{BB}(t) = x_{BB}(t) * h_{BB}(t) \end{aligned}$$

Sfruttando gli equivalenti banda base si possono studiare i segnali passa banda eliminando il parametro f_c dall'analisi. Inoltre, fatto più rilevante, è che per rappresentare un segnale in modo discreto, è sufficiente usare molti meno elementi per una banda base

piuttosto che per quello passa banda. Avendo meno dati per la rappresentazione di uno stesso segnale diventa più veloce la sua elaborazione.

Appendice B

Modulazioni

B.1 Phase-Shift Keying

La *Phase-Shift Keying* è un tipo di modulazione passa banda in cui la generica forma d'onda trasmessa, $s_n(t)$ è nella forma:

$$s_n(t) = h_{Tx}(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi_n) \quad \phi_n = \frac{\pi}{M}(2n - 1) + \phi_0 \quad n = 1, \dots, M$$

dove il segnale h_{Tx} è un segnale reale, ad energia finita e passa banda. Un altro modo di scrivere il segnale è:

$$s_n(t) = \text{Re} \left[h_{Tx}(t) e^{j(2\pi f_0 t + \phi_n)} \right]$$

La modulazione PSK è un caso particolare della QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).

B.1.1 BPSK

La BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*) o 2-PSK è una modulazione binaria che coincide con quella antipodale o con la 2-QAM. La costellazione, un vettore che rappresenta le forme d'onda, è

$$s_1 = \sqrt{\frac{E_h}{2}}$$
$$s_2 = -\sqrt{\frac{E_h}{2}}$$

Infatti $s_1(t) = -s_2(t)$. E_h rappresenta l'energia del segnale h_{Tx}

Il coefficiente di correlazione (ρ), definito come

$$\rho = \frac{\langle s_1(t), s_2(t) \rangle}{\sqrt{E_{s_1} E_{s_2}}}$$

dove il numeratore rappresenta il prodotto interno dei due segnali, è massimo e pari a -1 . La probabilità di ricevere un simbolo sbagliato, pari alla probabilità di ricevere un bit sbagliato, è, nel caso ideale di un canale AWGN:

$$P_e = P_{bit} = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{\sigma_I^2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_h}{N_0}}\right)$$

$$\frac{N_0}{2} = N_{w_{rc}}(f)$$

dove

- $N_{w_{rc}}(f)$ è la PSD del rumore al ricevitore w_{rc} . N_0 non è funzione della frequenza in quanto, essendo il rumore bianco, la sua PSD è costante in frequenza
- E_s è l'energia delle forme d'onda s_1 e s_2
- Q è la funzione di distribuzione gaussiana

B.1.2 QPSK

La QPSK (*Quaternary Phase-Shift Keying*) o 4-PSK è una modulazione con quattro forme d'onda. La costellazione è

$$s_1 = \sqrt{\frac{E_h}{2}} \frac{\sqrt{2}}{2} [1, 1] = \frac{\sqrt{E_h}}{2} [1, 1]$$

$$s_2 = \frac{\sqrt{E_h}}{2} [-1, 1]$$

$$s_3 = \frac{\sqrt{E_h}}{2} [-1, -1]$$

$$s_4 = \frac{\sqrt{E_h}}{2} [1, -1]$$

Le regioni di decisione sono date dai quattro quadranti del piano cartesiano. La probabilità di ricevere un simbolo sbagliato è, di nuovo nel caso ideale di un canale AWGN:

$$P_e = 2Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) = 2Q \left(\sqrt{\frac{E_h}{2N_0}} \right) - Q^2 \left(\sqrt{\frac{E_h}{2N_0}} \right)$$

con il consueto significato dei termini.

B.2 Frequency-Shift Keying

La *Frequency-Shift Keying* è un tipo di modulazione nella quale ogni forma d'onda ha una diversa frequenza di trasmissione. Ci sono due categorie di FSK: coerente e non coerente.

Nell'FSK non coerente le forme d'onda sono:

$$s_n(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_n t + \phi_n) & 0 \leq t < T \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}, \quad n = 1, \dots, M$$

$$f_n = f_0 + \frac{n}{T}, \quad f_0 \gg \frac{1}{T}$$

Ogni onda ha una diversa frequenza e fase. Le frequenze sono ottenute in modo che le varie forme d'onda siano ortogonali tra loro.

Nell'FSK coerente si ha la stessa fase per ogni forma d'onda ($\phi_n = \phi$) e le frequenze si possono trovare come:

$$f_n = f_0 + \frac{n}{2T}, \quad f_0 \gg \frac{1}{T}$$

B.2.1 Frequency Hopping-BFSK

Le modulazioni multi-banda, diversamente da quelle appena esposte, sfruttano la banda in modo diverso: essa viene suddivisa in diverse sotto-bande e in ognuna di queste si usano delle modulazioni mono-banda.

Il *frequency hopping* è una tecnica per poter realizzare modulazioni multi-banda.

Essa si può applicare a qualsiasi tipo di modulazione, come la M-QAM (quindi la M-PSK) o la M-FSK. I parametri da imporre, per usare questa particolare tecnica, sono i seguenti: in quante sotto-bande dividere la banda disponibile, il *tempo di salto* e il *pattern* che si usa. Il significato di questi termini verrà chiarito da quanto segue.

Potendo trasmettere in diverse sotto-bande, si possono inviare simultaneamente più sequenze. Considero ora la trasmissione di una particolare sequenza con modulazione BFSK.

Un segnale trasmesso con il frequency hopping si può ottenere come moltiplicazione del segnale modulato in BFSK con un segnale $c_{FH}(t)$. I segnali trasmessi diventano:

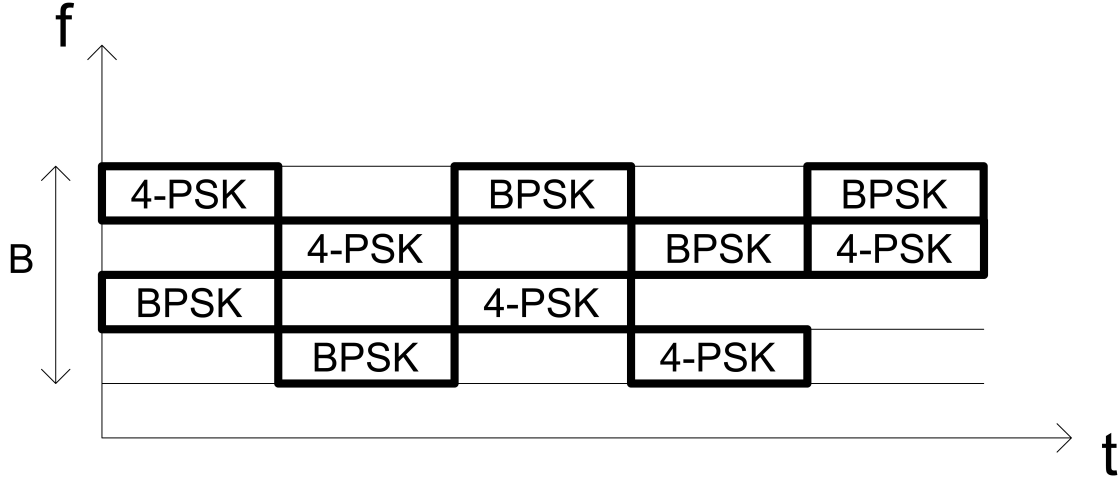


Figura B.1: Schema frequency hopping con trasmissione di due sequenze

$$s_1^{FH-BFSK}(t) = s_1^{BFSK}(t) \cdot c_{FH}(t)$$

$$s_2^{FH-BFSK}(t) = s_2^{BFSK}(t) \cdot c_{FH}(t)$$

Il segnale $c_{FH}(t)$ vale:

$$c_{FH} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t - (i + 0.5)T_{hop}}{T_{hop}}\right) \cdot e^{j2\pi f_{0,i}t}$$

Dove il primo fattore dentro la sommatoria, al passo i -esimo, vale:

$$\text{rect}\left(\frac{t - (i + 0.5)T_{hop}}{T_{hop}}\right) = \begin{cases} 1, & \text{se } i \cdot T_{hop} < t < (i + 1) \cdot T_{hop} \\ 0, & \text{altrimenti} \end{cases}$$

e rappresenta quindi una finestra temporale di lunghezza T_{hop} . Il secondo fattore rappresenta lo sfasamento in frequenza che i segnali trasmessi subiscono al passo i -esimo. Il valore della sequenza $\{f_{0,i}\}$ rappresenta il pattern.

Ciò che avviene è la trasmissione del segnale in BFSK con a disposizione una banda ridotta centrata a diverse frequenze definite dal pattern. La frequenza di trasmissione viene cambiata ogni tempo di salto; il pattern serve quindi a definire la relazione tra i vari tempi di salto e le frequenze da usare in quella determinata finestra temporale.

Una volta ricevuto il segnale, il ricevitore, per poter fare la demodulazione, deve conoscere il pattern usato.

Con questa tecnica si possono usare diversi tipi di modulazione dallo stesso trasmettitore. È sufficiente usare diversi pattern (come in figura Figura B.1) assegnando ad ognuno una modulazione diversa. Uno degli svantaggi di questo tipo di modulazione è che la trasmissione di una sequenza, a causa della banda ridotta che influenza direttamente la velocità di trasmissione, è più lenta. Tuttavia i vantaggi sono molteplici e il problema della lentezza si può evitare ricordando che questa modulazione è un'estensione delle usuali modulazioni. Un primo vantaggio che si può elencare è la possibilità di trasmettere contemporaneamente informazioni diverse a diversi dispositivi, assegnando a questi diversi pattern; inoltre la trasmissione ha un livello di protezione ulteriore rispetto alle consuete modulazioni: il dispositivo ricevitore è in grado di fare una corretta demodulazione solo se conosce il pattern usato per trasmettere.

Bibliografia

- [1] J.G. Proakis and E.M. Sozer, A. Rice, Milica Stojanovic , **Shallow Water Acoustic Networks** , *IEEE Communication Magazine*, November 2001.
- [2] H. Medwind, C.S. Clay, **Fundamentals of acoustical oceanography**, *Academic*, San Diego 1997.
- [3] R.J. Urick, **Principles of underwater sound**, *Peninsula Publishing*, Los Altos Hills (California) 1983.
- [4] A. Goldsmith, **Wireless Communications**, *Cambridge University Press*, Stanford University (California) 2005.
- [5] Nevio Benvenuto, Giovanni Cherubini, **Algorithms for Communications Systems and their Applications**, *Wiley*, 2002.
- [6] Milica Stojanovic , **Underwater Acoustic Communication Channels: Propagation Models and Statitital Characterization** , *IEEE Communication Magazine*, January 2009.
- [7] Beatrice Tomasi, **The Underwater Acoustic Channel and its Impact on Adaptive Communications Schemes and Networking Protocols**, *Phd dissertation*, Università di Padova, Italia.
- [8] Nevio Benvenuto, Michele Zorzi, **Principles of Communications Networks and Systems**, *Wiley*, Padova 2011.