

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
CAMPUS DI CESENA

DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE
"GUGLIELMO MARCONI"

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA BIOMEDICA

POTENZIAMENTO SENSORIALE:
CONVERSIONE DI SEGNALI
ULTRASONORI IN BANDA UDIBILE

Elaborato in
Elaborazione dei segnali

Relatore:

Chiar.mo Prof. Ing.
MARCO CHIANI

Correlatore:

Dr.
LORENZO VALENTINI

Presentata da:

LEONARDO PUCCI

ANNO ACCADEMICO 2023–2024

PAROLE CHIAVE

Ultrasound

Augmented sensing

Digital Signal Processing

Human Echolocation

Indice

Introduzione	1
1 Principi di teoria dei segnali	5
1.1 Analisi spettrale di segnali discreti	5
1.2 Filtraggio di un segnale	12
1.3 Interpolazione dei campioni di un segnale tramite la funzione <i>spline</i>	14
2 Il segnale ultrasonoro	17
2.1 Le onde acustiche	17
2.2 L'udito umano	20
2.3 Attenuazione degli ultrasuoni in atmosfera	23
3 Progetto del sistema	27
3.1 Analisi del microfono	27
3.2 Progetto della finestra	29
3.3 Progetto del filtro	34
3.4 Down conversion offline: scaling nel dominio temporale	42
3.5 Down conversion in real-time: modulazione a prodotto	45
4 Dispositivi di conversione degli ultrasuoni in banda udibile	49
4.1 Dispositivo offline	49
4.2 Dispositivo in real-time	53
Conclusioni	59

Elenco Figure	64
Bibliografia	67

Introduzione

Ad oggi gli ultrasuoni sono ampiamente utilizzati dall'uomo in diversi ambiti. In ambito medico le tecniche di imaging come l'ecografia e l'ecodoppler hanno ottenuto notevole successo, l'ecografia consentendo indagini morfologiche non invasive degli organi interni e dei tessuti molli, l'ecodoppler valutando il flusso sanguigno per aiutare a diagnosticare patologie vascolari e a monitorare la circolazione in tempo reale. Anche in ambito industriale gli ultrasuoni vengono ampiamente impiegati, soprattutto per la valutazione di difetti strutturali e l'identificazione di danneggiamenti in macchinari, consentendo di rilevare difetti nascosti o microfratture nei materiali, oltre che per applicazioni di pulizia di componenti meccanici, grazie alla loro capacità di rimuovere contaminanti e residui senza danneggiare i materiali sottostanti.

Analizzando il regno animale tante specie riescono a percepire gli ultrasuoni utilizzandoli per gli scopi più disparati: dalla comunicazione, all'orientamento (soprattutto in ambienti privi di luce) fino alla percezione di prede o predatori. Un utilizzo degli ultrasuoni particolarmente interessante nel regno animale è la così detta *ecolocalizzazione*, cioè il processo tramite cui alcune specie animali (fra cui i più famosi sono certamente i pipistrelli) riescono a percepire ostacoli e prede, anche a distanze ragguardevoli, emettendo degli impulsi ultrasonori e ascoltando l'eco che di riflesso gli ritorna. Il termine ecolocalizzazione è stato coniato in un articolo del 1944 di D.R. Griffin ([1]), che poi negli anni successivi ha svolto numerose ricerche sui meccanismi di orientamento dei pipistrelli e delle persone non vedenti utilizzando segnali acustici.

Negli anni l'argomento dell'ecolocalizzazione è stato notevolmente approfondito e ad oggi si ha una grande conoscenza dei meccanismi che vi stanno

dietro. In un articolo del 2013 ([2]) per esempio si è svolto un confronto fra l'orientamento tramite vista e tramite ecolocalizzazione nei pipistrelli, arrivando alla conclusione non scontata che anche in situazioni in cui il livello luminoso è intermedio (come al crepuscolo) risulta comunque più efficiente l'orientamento tramite ultrasuoni. Un altro vantaggio che riscontrano nell'ecolocalizzazione è la possibilità di tracciare gli oggetti con continuità migliore rispetto alla vista, infatti un corpo esce dal range percettivo dell'ecolocalizzazione solo quando sparisce totalmente dietro uno sfondo, mentre per uscire dal range visivo è sufficiente che si abbia un contrasto scarso con lo sfondo. Altri vantaggi interessanti riscontrati sono la migliore stima della distanza e della velocità di un oggetto. Di contro l'ecolocalizzazione ha il grande problema di essere soggetta a disturbi sensoriali, per esempio quando soggetti della stessa specie si nutrono insieme usando frequenze simili.

In letteratura si trova una moltitudine di articoli inerenti all'ecolocalizzazione umana, cioè alla possibilità di orientarsi e localizzare ostacoli sfruttando ultrasuoni da parte degli umani. Per esempio è stata effettuato un confronto fra le abilità di ecolocalizzazione di soggetti non vedenti e normo-vedenti ([3]), riscontrando che potenzialmente tutti gli uomini possono imparare a orientarsi usando questa tecnica (con il giusto allenamento) ma i soggetti non vedenti risultano particolarmente predisposti ad imparare molto velocemente. Questo è strettamente legato al fenomeno della neuroplasticità, che permette a soggetti nati non vedenti (o che lo sono diventati in età precoce) di riadattare la struttura, le funzioni e le connessioni cerebrali per rispondere alle esigenze. Grazie a questo i soggetti non vedenti possono raffinare fortemente altri sensi, come l'udito, per compensare la perdita della vista. A questo proposito alcune ricerche ([4]) sembrano anche mostrare come alcuni soggetti definibili esperti, quando si orientano sfruttando l'ecolocalizzazione mostrano una forte attivazione della corteccia visiva. Inoltre i non vedenti presentano anche una migliore risoluzione temporale dei suoni.

I soggetti in grado di sfruttare l'ecolocalizzazione si distinguono in ecolocalizzatori passivi, sfruttano soltanto rumori ambientali, ed ecolocalizzatori attivi, emettono dei suoni e ascoltano gli eco ([5]). Gli ecolocalizzatori attivi sfruttano vari metodi per orientarsi, fra cui i più frequenti sono l'utilizzo di

un bastone con cui si colpisce il suolo o la produzione di suoni con la bocca, per esempio "schioccando la lingua" (*clicking*) o fischiando.

In alcuni studi ([6], [7]) è stata valutata la possibilità di prendere spunto dal mondo animale e utilizzare gli ultrasuoni per aiutare i soggetti non vedenti ad orientarsi durante le normali attività quotidiane. Secondo queste ricerche i vantaggi principali dell'utilizzare gli ultrasuoni per aiutare i soggetti non vedenti nella pratica dell'ecolocalizzazione sono tre:

- essendo suoni non udibili possono orientarsi senza arrecare fastidio alle altre persone, migliorando le loro relazioni sociali e quindi la qualità della vita;
- forniscono una maggiore risoluzione spaziale, permettendo di identificare anche oggetti più piccoli;
- essendo i rumori urbani fortemente concentrati in banda udibile risentono meno di questi disturbi.

L'idea vuole essere quindi quella di fornire a degli ecolocalizzatori attivi un emettitore ad ultrasuoni (che sostituisca il bastone o i suoni prodotti con la bocca), e un microfono collegato a un dispositivo che converta i segnali ultrasonori in banda udibile. A questo scopo nell'articolo di Sohl-Dickstein et al. ([6]) viene prodotto un dispositivo che sfrutta degli emettitori ad ultrasuoni, che generano *chirps*¹ modellati su quelli del pipistrelli, e due microfoni. Il segnale rilevato da ogni microfono viene quindi rallentato di un fattore m e riprodotto per farlo sentire al soggetto. Degno di nota è anche l'articolo di Watanabe et al. ([7]) in cui si integra un dispositivo simile al precedente con un algoritmo di deep learning che effettua il riconoscimento degli ostacoli e lo comunica all'utente tramite una vibrazione. L'utente quindi riconosce l'oggetto combinando il suono che sente con la vibrazione.

¹Segnali in cui la frequenza varia linearmente nel tempo, crescendo (up-chirp) o decrescendo (down-chirp).

In questo scenario, ricco di stimoli e spunti interessanti, sorge l'idea di sviluppare un dispositivo che sia in grado di rilevare segnali ultrasonori e convertirli in banda udibile.

Capitolo 1

Principi di teoria dei segnali

Il seguente capitolo si prefigge l'obiettivo di analizzare gli strumenti di base di teoria dei segnali utilizzati in questo elaborato, in modo da agevolare il lettore nell'analisi dei capitoli successivi. La trattazione degli argomenti non vuole essere esaustiva e per ulteriori approfondimenti si rimanda a [8] a cui si devono anche le fondamenta teoriche di questo capitolo.

1.1 Analisi spettrale di segnali discreti

Dato un segnale $x(t)$ aperiodico, se sono soddisfatte le condizioni di Dirichlet¹ allora esiste la Fourier Transform (FT) definita come:

$$X(f) = \mathcal{F}[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (1.1)$$

e il segnale $x(t)$ può essere ottenuto da $X(f)$ mediante la Inverse Fourier Transform (IFT)

$$x(t) \sim \mathcal{F}^{-1}[X(f)] = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{j2\pi ft} df \quad (1.2)$$

¹Condizioni di Dirichlet:

$x(t)$ assolutamente integrabile su tutto l'asse reale

$x(t)$ presenta un numero finito di massimi e minimi in un intervallo finito

$x(t)$ presenta un numero finito di discontinuità in un intervallo finito

dove il simbolo \sim sta a significare che l'integrale converge a $x(t)$ negli istanti t in cui $x(t)$ è continua, mentre dove presenta una discontinuità di prima specie converge a

$$\frac{x(t^+) + x(t^-)}{2}.$$

Si ricorda che le condizioni di Dirichlet sono sufficienti ma non necessarie.

Questo strumento matematico permette di scomporre un generico segnale aperiodico $x(t)$ come combinazione lineare di infiniti fasori. La funzione, in generale complessa, $X(f)$ ottenuta da questa trasformazione è rappresentativa dei coefficienti di questa combinazione lineare, quindi del modulo e della fase di ogni fasore, e viene chiamata *spettro* del segnale.

Si elencano ora alcune proprietà della FT che verranno utilizzate in seguito:

1. Modulazione a prodotto

$$\mathcal{F}[x(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi)] = \frac{e^{j\varphi}}{2} X(f - f_0) + \frac{e^{-j\varphi}}{2} X(f + f_0). \quad (1.3)$$

2. Cambio di scala

$$\mathcal{F}[x(at)] = \frac{1}{|a|} X\left(\frac{f}{a}\right), a \neq 0, a \in \mathbb{R}. \quad (1.4)$$

3. Convoluzione di due segnali nel tempo

$$\mathcal{F}[x(t) * y(t)] = \mathcal{F}[x(t)] \cdot \mathcal{F}[y(t)]. \quad (1.5)$$

4. Trasformata notevole dell'impulso rettangolare

$$\mathcal{F}[\text{rect}(t)] = \text{sinc}(f) = \frac{\sin(\pi f)}{\pi f}. \quad (1.6)$$

$$\text{dove } \text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } -\frac{1}{2} \leq t \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}$$

5. Dualità della trasformata
-

se $\mathcal{F} [x(t)] = X(f)$ allora $\mathcal{F} [X(t)] = x(-f)$.

Quanto appena detto è valido per segnali $x(t)$ a valori continui nel tempo. Si definisce ora un segnale tempo-discreto, che può essere ottenuto campionando ad intervalli regolari un segnale tempo-continuo, come una successione

$$\{x_n\} = \dots, x_{-1}, x_0, x_1, \dots = x(nT)$$

dove T è l'intervallo di campionamento e n è il tempo discreto.

Anche per questi segnali si definisce una trasformata di Fourier che prende il nome di Discrete-Time Fourier Transform (DTFT) ed è definita come

$$X_s(f) = \mathcal{F}_s [\{x_n\}] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n e^{-j2\pi n f T}. \quad (1.7)$$

Questa funzione, in generale di variabile complessa, è continua e periodica con periodo $f_s = \frac{1}{T}$ e si può dimostrare che è legata alla FT del segnale tempo-continuo tramite la seguente relazione

$$X_s(f) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f + k f_s). \quad (1.8)$$

Anche per questa trasformazione si può definire la sua inversa nota come Inverse Discrete-Time Fourier Transform (IDTFT)

$$x_n = \mathcal{F}_s^{-1} [X_s(f)] = \frac{1}{f_s} \int_0^{f_s} X_s(f) e^{j2\pi n f T} df. \quad (1.9)$$

Essendo $X_s(f)$ periodica se conosco il suo valore nell'intervallo $[0, f_s]$ allora lo conosco su tutto l'asse reale, tuttavia essendo continua dovrei comunque calcolarla per infiniti valori di f . Per risolvere il problema si procede quindi a discretizzare il segnale nel dominio delle frequenze con un numero finito di campioni. Come prima cosa si definisce la ripetizione periodica, con periodo

T, del segnale $x(t)$ come

$$\dot{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t - KT)$$

e la ripetizione periodica, con periodo F, del suo *spettro* come

$$\dot{X}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - KF)$$

dove i periodi F e T sono legati dalla relazione: $T \cdot F = N, N \in \mathbb{Z}$. Se campiono queste funzioni in N punti i passi di campionamento risultanti sono:

$$\Delta t = \frac{1}{F} = \frac{T}{N}$$

$$\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{F}{N}$$

Si può dimostrare che lo spettro del segnale $\dot{x}(t)$ è la discretizzazione con passo di campionamento Δf dello spettro del segnale $x(t)$, da cui deriva la possibilità di scrivere lo sviluppo in serie di Fourier del primo segnale sfruttando lo spettro del secondo (formula di Poisson)

$$\dot{x}(t) = \Delta f \sum_{m=-\infty}^{\infty} X(m\Delta f) e^{\frac{j2\pi mt}{T}}$$

se ora campiono il segnale con un passo di campionamento Δt , il tempo continuo t diventa il tempo discreto $n\Delta t = \frac{nT}{N}$, e ottengo un segnale x_n^* il cui sviluppo in serie di Fourier si riduce a

$$x_n^* = \Delta f \sum_{m=-\infty}^{\infty} X(m\Delta f) e^{\frac{j2\pi mn}{N}}$$

ora sostituisco la variabile m con $m = kN + q$, dove $k \in [-\infty, \infty]$ e $q \in$

$[0, N - 1]$

$$\begin{aligned}
 x_n^* &= \Delta f \sum_{q=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(kN\Delta f + q\Delta f) e^{\frac{j2\pi(kN+q)n}{N}} = \\
 &\Delta f \sum_{q=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(kN\frac{F}{N} + q\Delta f) e^{j2\pi kn} e^{\frac{j2\pi qn}{N}} = \\
 &\Delta f \sum_{q=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(q\Delta f + kF) e^{\frac{j2\pi qn}{N}}
 \end{aligned}$$

ma la sommatoria interna (in k) non è altro che la discretizzazione con passo Δf della ripetizione periodica dello spettro $X(f)$ che chiamo X_q^* . Ne consegue che infine si può scrivere

$$x_n^* = \Delta f \sum_{q=0}^{N-1} X_q^* e^{\frac{j2\pi qn}{N}} = \frac{1}{\Delta t} \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} X_q^* e^{\frac{j2\pi qn}{N}}.$$

A questo punto dati due vettori di dimensione N in generale complessi \underline{x} e \underline{X} definisco la Discrete Fourier Transform (DFT), e il suo operatore inverso Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT), come gli operatori che mettono in relazione le due n -uple tramite le seguenti leggi

$$X_q = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{\frac{-j2\pi kq}{N}}, q = 0, \dots, N - 1 \quad (1.10)$$

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} X_q e^{\frac{j2\pi nq}{N}}, n = 0, \dots, N - 1. \quad (1.11)$$

Le leggi appena elencate possono essere scritte in forma compatta nel seguente modo

$$\underline{X} = DFT [\underline{x}] \quad (1.12)$$

$$\underline{x} = IDFT [\underline{X}]. \quad (1.13)$$

Ciò significa che secondo quanto dimostrato prima è possibile, dato un segna-

le $x(t)$ in generale complesso, porre in relazione biunivoca i campioni della ripetizione periodica del segnale nel tempo con i campioni della ripetizione periodica del segnale nelle frequenze tramite la DFT. Quindi, se i periodi T ed F sono abbastanza grandi da evitare la condizione di aliasing sia nel dominio del tempo che nel dominio frequenze, noto un vettore \underline{x} che è la discretizzazione del segnale originale grazie alla DFT si possono ottenere i campioni del suo spettro, e di conseguenza lo spettro $X(f)$ del segnale originale, evitando la difficoltà computazionale del calcolo dell'integrale. In questo tipo di valutazione più è alto il numero N di campioni migliore è la risoluzione nell'asse delle frequenze

La grande importanza della DFT in campo pratico deriva soprattutto dallo sviluppo di algoritmi per il calcolo veloce della trasformata di Fourier detti algoritmi di tipo Fast Fourier Transform (FFT). Questi riducono drasticamente il tempo di calcolo della DFT, passando da N^2 calcoli a un numero di calcoli proporzionale a N . Per massimizzare l'efficienza computazionale della FFT è buona norma calcolarla su un numero di campioni pari a una potenza di 2, condizione dovuta al modo in cui questi algoritmi operano.

Poichè la risoluzione spaziale è legata al numero N di campioni su cui si calcola la FFT, che è pari al numero di campioni del segnale nel tempo, è possibile migliorarla utilizzando una tecnica detta *zero padding* che consiste nell'aggiungere al vettore del segnale nel tempo un numero M di zeri arbitrario. Così facendo il contenuto del segnale non viene modificato, in quanto sono stati aggiunti degli zeri, ma quando si effettua l'analisi spettrale l'algoritmo FFT viene applicato a un nuovo set di dati di lunghezza $N_1 = N + M$, ottenendo quindi una risoluzione pari a $\Delta f_1 = \frac{F}{N_1} = \frac{F}{N+M} < \Delta f = \frac{F}{N}$. Bisogna tenere conto del fatto che aggiungendo zeri non si è aggiunta informazione, quindi l'informazione che è stata persa nel campionamento iniziale non può più essere recuperata, infatti la FFT non migliora la vera risoluzione del segnale ma solo la risoluzione video. Nonostante ciò la tecnica del zero padding può comunque essere comoda in alcune applicazioni, per esempio per calcolare la FFT di un segnale di N campioni generico su un numero M di campioni pari a una potenza di 2, ottimizzando la velocità dell'algoritmo FFT.

Per concludere è bene considerare che quando si acquisisce un segnale da un sensore si sta registrando una porzione ridotta di un segnale che, idealmente, sarebbe di durata infinita. Matematicamente questo significa che quando si acquisisce una porzione di $x(t)$ di durata T in realtà si sta analizzando un segnale $y(t)$ dato dal prodotto fra il segnale originale (di durata infinita) e una finestra rettangolare a guadagno unitario di durata T . Quindi definita la funzione finestra come

$$w(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) = \begin{cases} 1 & \text{se } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}$$

la funzione che si sta analizzando corrisponde a $y(t) = x(t) \cdot w(t)$. Si vede velocemente che essendo

$$W(f) = \mathcal{F}[w(t)] = T \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} e^{-j2\pi f \frac{T}{2}} = T \text{sinc}(fT) e^{-j2\pi f \frac{T}{2}}$$

allora per la proprietà (1.5) e grazie alla dualità della trasformata

$$Y(f) = \mathcal{F}[y(t)] = \mathcal{F}[x(t) \cdot w(t)] = X(f) * W(f)$$

cioè lo spettro ottenuto in realtà è dato dalla convoluzione fra lo spettro del segnale desiderato e un seno cardinale. Questo comporta uno *smoothing* dei picchi spettrali e un aumento dell'effetto di *leakage*². Questo si vede bene se con l'ausilio del software Matlab e dei suoi algoritmi di calcolo della FFT si prova a graficare lo spettro di ampiezza di una sinusoidale a 150 Hz che viene campionata a 1 kHz per un tempo di 0.15 secondi. Teoricamente dovremmo vedere due *delta di Dirac* in ± 150 Hz, invece graficando lo spettro di ampiezza si ottiene il grafico sotto riportato.

²Fenomeno per cui una componente spettrale della DFT, specialmente se non cade esattamente in un suo bin, finisce per essere diffusa su più bin adiacenti

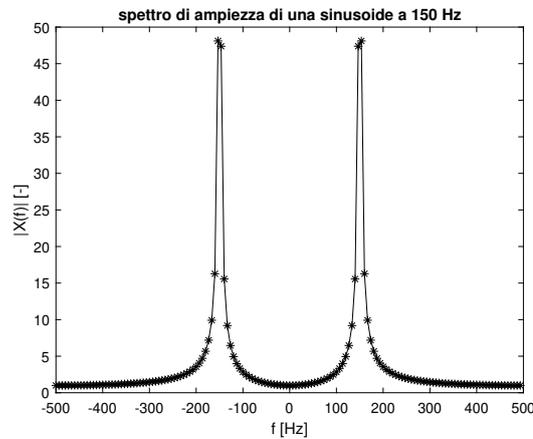


Figura 1.1: Fenomeno del leakage per lo spettro di ampiezza una sinusoide.

1.2 Filtraggio di un segnale

Un filtro ideale è un sistema Lineare tempo-invariante (LTI) che ha lo scopo di non distorcere il segnale su determinati intervalli di frequenza, detti banda passante, e di annullarlo su tutte le altre frequenze, dette banda attenuata. Le frequenze che separano la banda passante dalla banda attenuata sono dette frequenze di taglio. Per non distorcere il segnale idealmente il filtro dovrebbe presentare una funzione di trasferimento (FDT) con ampiezza costante in banda passante e nulla in banda attenuata, e con fase lineare in banda passante. Un filtro è caratterizzato non solo da una FDT nel dominio delle frequenze, ma anche da una *risposta impulsiva*³ nel dominio del tempo. Si dimostra che la risposta impulsiva e la FDT sono legate biunivocamente dalla FT.

Nella realtà i filtri ideali sono pressoché irrealizzabili quindi per eseguire operazioni di filtraggio, soprattutto di segnali numerici, trovano largo impiego i *filtri con linee di ritardo*. Filtri di questo tipo possono essere utilizzati con grande flessibilità per ottenere qualunque tipo di banda passante necessaria.

³La risposta che presenta il sistema nel dominio del tempo quando viene eccitato da un impulso di Dirac

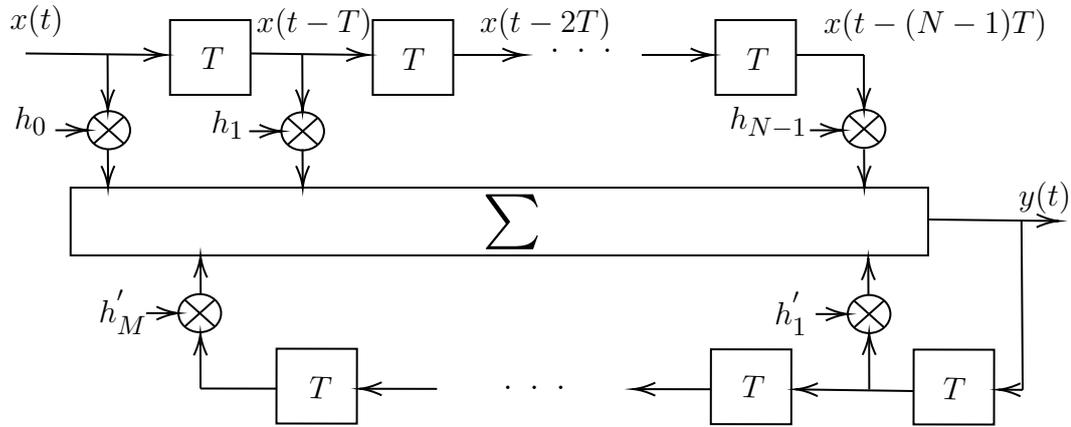


Figura 1.2: Filtro con linee di ritardo.

Con riferimento al sistema in figura 1.2 la FDT risulta essere

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} h_k e^{-j2\pi f k T}}{1 - \sum_{k=1}^M h'_k e^{-j2\pi f k T}} \quad (1.14)$$

questo tipo di filtro viene detto ricorrente o a risposta impulsiva infinita, Infinite Impulse Response (IIR), ed è un sistema che nel piano complesso è caratterizzato da N zeri e M poli, e in quest'ottica è considerabile una replica di un sistema di filtraggio analogico. Il problema principale è che, presentando dei poli, un sistema di questo tipo può anche presentare problemi di instabilità, cosa facilmente intuibile anche notando la presenza di una retroazione positiva nel sistema.

Per evitare problemi di questo tipo si può passare a un sistema che presenta solo zeri, ponendo $h'_k = 0 \forall k$, evitando rischi di instabilità. La FDT quindi diventa

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \sum_{k=0}^{N-1} h_k e^{-j2\pi f k T} \quad (1.15)$$

presentando quindi una risposta impulsiva del tipo

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k \delta(t - kT) \quad (1.16)$$

ciò significa che se si eccita un sistema di questo tipo con una *delta di Dirac* si ottengono in uscita i coefficienti del filtro, avendo quindi una risposta impulsiva di durata finita sempre, confermando ciò che è stato detto precedentemente. Questo tipo di sistema prende il nome di filtro non ricorrente o a risposta impulsiva finita, Finite Impulse Response (FIR).

Quando si ha a che fare con segnali numerici il ritardo di un tempo T si traduce nel ritardare il segnale in ingresso di un campione, quindi il segnale in uscita dal filtro y_n corrisponderà alla versione filtrata del segnale in ingresso x_n ritardata di un numero di campioni pari al numero di prese del sistema. Poiché un filtro IIR per pareggiare le prestazioni di un FIR necessita di un numero minore di prese il suo vantaggio principale consiste nell'introduzione di un ritardo minore sull'uscita. Il principale motivo per cui si può optare per un filtro FIR invece, come detto prima, è la certezza di non avere instabilità dovute ai poli.

1.3 Interpolazione dei campioni di un segnale tramite la funzione *spline*

Se si possiede un set di dati di grande dimensione può risultare complicato e computazionalmente molto dispendioso trovare un polinomio in grado di interpolarli. Per questo motivo quando si ha la necessità di trovare una funzione che interpoli un grande set di dati si è più propensi ad utilizzare delle *funzioni polinomiali a tratti*, cioè funzioni tali che la loro restrizione a due istanti di tempo successivi è un polinomio.

Fra queste funzioni una che ha riscosso particolare successo è la funzione *spline*. Una spline di grado n ($s_n : [a, b] \Rightarrow \mathbb{R}$) è una funzione polinomiale a tratti di grado n tale che $s_n \in C^{n-1} [a, b]$, cioè è tale la sua derivata di ordine $n-1$ sia continua. Fornite delle coppie di dati (x_k, y_k) con $k = 0, \dots, n$, la spline si dice interpolante se $s_n(x_k) = y_k \forall k$. Il grande vantaggio delle funzioni spline è che indipendentemente dal grado sono definite su un insieme di punti arbitrari.

1.3 Interpolazione dei campioni di un segnale tramite la funzione *spline* 15

Una spline cubica è quindi una funzione che in ogni intervallo $[x_i, x_{i+1}]$ corrisponde a un polinomio di grado 3 e ad una funzione di classe c^2 sull'intervallo $[a, b]$, è quindi garantita la sua continuità fino alla derivata seconda. Per ogni intervallo $[x_i, x_{i+1}]$ la spline cubica risulta quindi essere una funzione del tipo

$$f(x) = a(x - x_i)^3 + b(x - x_i)^2 + c(x - x_i) + d.$$

Il software Matlab permette di implementare interpolazioni polinomiali a tratti con funzioni spline in più modi, in questo elaborato è stata utilizzata un'interpolazione con spline cubica tramite la funzione *spline*

$$y_{new} = spline(x, y, x_{new}). \quad (1.17)$$

Questa funzione riceve in ingresso tre vettori che contengono un vettore con le coordinate dell'asse delle ascisse (x), un vettore con il valore della funzione in quel punto (y), un vettore con i nuovi punti sull'asse delle ascisse in cui si vuole conoscere il valore della funzione (x_{new}) e fornisce in uscita il valore della funzione in quei punti (y_{new}).

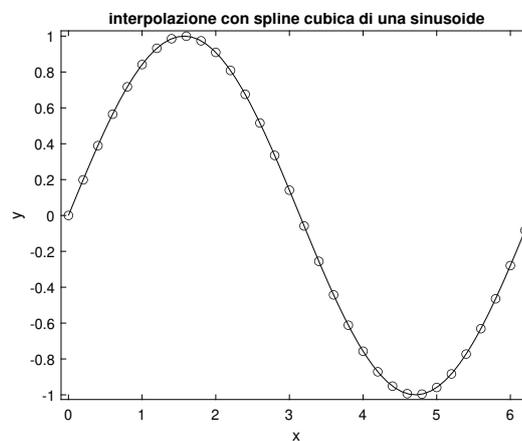


Figura 1.3: Interpolazione dei campioni di una sinusoide ottenuta grazie alla funzione *spline* di Matlab.

Capitolo 2

Il segnale ultrasonoro

Il seguente capitolo si prefigge l'obiettivo di effettuare una breve analisi delle onde acustiche, in particolare degli ultrasuoni, effettuando un'analisi sia delle loro proprietà fisiche sia delle proprietà che possiedono in quanto segnale. Per avere una visione a 360° del problema si tratterà anche brevemente l'udito umano, per comprendere come funziona e quali sono i suoi limiti principali, effettuando anche un confronto con il regno animale. La teoria su cui si basa questo capitolo è tratta da [8], [9] e [10] a cui si rimanda per ulteriori approfondimenti.

2.1 Le onde acustiche

Un'onda meccanica altro non è che la propagazione di uno stato di perturbazione rispetto a una condizione di riposo. Un'onda acustica in particolare è la propagazione di un moto oscillatorio rettilineo che le particelle si comunicano in maniera sequenziale l'una all'altra, in maniera indipendente da come ha avuto origine la perturbazione. In questo moto le particelle si muovono solo localmente attorno alla loro posizione di riposo, ciò che si propaga quindi è appunto l'onda, cioè la perturbazione. Le particelle prese in causa inoltre effettuano tutte lo stesso movimento, ma con un ritardo temporale dato dalla velocità di propagazione dell'onda.

Per permettere la propagazione dell'onda il mezzo deve garantire due proprietà: *elasticità* e *inerzia*. L'elasticità garantisce la presenza di una forza di richiamo interna al mezzo che porta al ritorno della particella nella sua posizione originale, l'inerzia invece essendo una proprietà dei corpi dotati di massa garantisce la possibilità di trasferire una quantità di moto. Quindi queste due proprietà garantiscono che si propaghi la perturbazione, con le particelle che si trasferiscono una quantità di moto, quindi energia meccanica, senza però avere un effettivo spostamento di particelle (eccetto il movimento locale attorno al punto di riposo).

In questo contesto quando si parla di particella non si intendono gli atomi o le molecole costituenti i mezzi, bensì un elemento infinitesimo di volume del mezzo che, seppur piccolo, è notevolmente più grande delle distanze fra atomi, al punto che in un elemento di volume si può avere un numero di molecole dell'ordine del numero di Avogadro.

Il moto oscillatorio delle particelle comporta delle variazioni locali di densità nel mezzo, e quindi di pressione, con zone di compressione e di rarefazione rispetto alle condizioni medie di assenza di perturbazione. La pressione, in particolare la sua variazione rispetto alle condizioni statiche che prende il nome di *pressione acustica*, è una delle grandezze di maggiore interesse in quanto è ciò che effettivamente viene percepito dall'udito umano e dai trasduttori nonostante sia di molti ordini di grandezza inferiore rispetto alla pressione atmosferica statica.

L'udito umano può percepire suoni che vanno da una pressione minima di $20\mu Pa$ fino a un massimo di circa $60 Pa$ prima che si rischino danni del sistema uditivo (per un'onda armonica a 1 kHz). Per evitare di trattare numeri con ordini di grandezza molto diversi risulta comodo analizzare la pressione acustica in scala logaritmica, tramite la scala decibel. Per convertire una grandezza in scala decibel la si deve confrontare con un valore di riferimento della stessa grandezza (nel caso di interesse pressione acustica). Si può dimostrare che il valor medio della densità di energia totale (data dal contributo di energia cinetica e potenziale) di un'onda piana progressiva armonica è in relazione di proporzionalità quadratica diretta con la pressione dell'onda. Per questo poiché la scala decibel fa riferimento a grandezze proporzionali

all'energia, nel definire la pressione acustica in decibel si fa riferimento al suo valore al quadrato. Si ottiene quindi

$$L_p = 10 \log \frac{p^2}{p_0^2} = 20 \log \frac{p}{p_0} [dB] \quad (2.1)$$

in cui p_0 è il già citato valore minimo di pressione udibile dall'uomo a 1 kHz ($20\mu Pa$), valore preso come riferimento della scala decibel, e p è da intendersi come il valore efficace della pressione acustica. La grandezza L_p , indicativa della rappresentazione in scala decibel della pressione acustica, viene indicata come livello di pressione sonora o Sound Pressure Level (SPL).

Altri due parametri utili per descrivere l'onda acustica sono la frequenza (f) e la lunghezza d'onda (λ). Definendo con T il periodo dell'onda, tempo per effettuare un'oscillazione completa, risulta valida la relazione $\omega T = 2\pi$, quindi

$$T = \frac{1}{f}.$$

Definita la lunghezza d'onda come la distanza fra due punti in fase dell'onda lungo la direzione di propagazione (cioè la distanza dopo la quale la pressione sonora assume di nuovo lo stesso valore), sono verificate le seguenti relazioni

$$\lambda = \frac{2\pi c}{\omega} = \frac{c}{f} = c \cdot T$$

in cui lunghezza d'onda, frequenza e periodo sono legati fra loro tramite la velocità di propagazione dell'onda (c). In definitiva si può quindi dire che

$$c = \lambda f. \quad (2.2)$$

Si ricorda che la velocità del suono in aria dipende dalla temperatura atmosferica, in particolare per temperature non elevate la dipendenza può essere considerata lineare senza commettere un errore troppo grande, risultando essere quindi

$$c \approx 331.6 + 0.6T_{celsius} \left[\frac{m}{s} \right]. \quad (2.3)$$

2.2 L'udito umano

A livello anatomico si può suddividere l'orecchio in orecchio esterno, orecchio medio e orecchio interno. L'orecchio esterno, formato da padiglione auricolare e canale uditivo esterno, ha il compito di convogliare le onde verso la membrana timpanica amplificando selettivamente le frequenze vicine ai 3 kHz¹. L'orecchio medio, formato dalla catena degli ossicini (martello, incudine e staffa), ha il compito di limitare la perdita di energia, sfruttando l'effetto leva e il convogliamento della forza in una superficie più piccola per aumentare la pressione. L'orecchio interno contiene nella coclea i recettori del sistema uditivo, questi nell'organo del corti permettono la trasduzione dei suoni in impulsi elettrici.

Quando arriva un suono complesso questo viene trasmesso tramite la membrana timpanica e il sistemi degli ossicini fino all'orecchio interno. Qui l'onda pressoria fa flettere le membrane che dividono l'interno della coclea in tre compartimenti, generando uno slittamento relativo fra esse. Questo slittamento a sua volta porta a una flessione delle cellule sensoriali, che convertono queste flessioni in variazioni di potenziale elettrico.

Un suono a bassa frequenza viene percepito dall'udito come grave, mentre uno ad alta frequenza viene percepito come acuto. La codifica dell'acutezza di un suono avviene a livello della membrana basilare, una delle membrane interne della coclea, che presenta frequenza di risonanza variabile (più acuta nella regione prossimale e più grave in quella apicale). Un suono puro a una determinata frequenza viaggia quindi lungo la membrana basilare fino alla regione caratterizzata dalla sua frequenza di risonanza, in cui l'onda viaggiante si arresta generando le vibrazioni più ampie. Le cellule sensoriali cigliate maggiormente attive sono quindi quelle che si trovano in quella porzione di membrana basilare. I suoni complessi vengono quindi scomposti dalla membrana basilare nei singoli suoni puri che li compongono, ogni suono puro attiva una precisa zona della membrana basale con le corrispondenti cellule ciliate.

¹Avviene perchè il canale uditivo esterno ha una frequenza di risonanza pari a 3 kHz

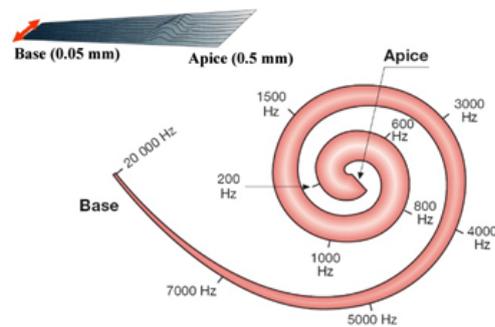


Figura 2.1: Codifica in frequenza ad opera della membrana basilare.

A seconda del SPL può variare l'intensità di oscillazione della membrana e quindi il numero di cellule che vengono attivate. A seconda di quante cellule si attivano e della loro frequenza di scarica varia il segnale elettrico generato, riuscendo così a codificare il livello sonoro .

Le fibre centrali dei neuroni sensitivi collegati alle cellule cigliate formano il nervo acustico. Le fibre provenienti di ciascun orecchio sono dirette in entrambi i lobi del cervello, anche se le fibre che raggiungono il lobo opposto sono più numerose. I segnali di ogni orecchio vengono trasmessi nei nuclei sottocorticali, dove viene già effettuato un primo confronto tra i segnali provenienti dai due orecchi in cui si valuta il ritardo percettivo fra i due orecchi e l'intensità del suono per eseguire una prima valutazione della localizzazione della sorgente. Nella corteccia uditiva primaria si concentra la maggiore fetta di elaborazione dei segnali provenienti da entrambi gli orecchi e la percezione cosciente dei suoni (quindi anche la loro effettiva localizzazione). La corteccia uditiva secondaria invece viene attivata principalmente per elaborare stimoli acustici complessi, come il linguaggio.

La soglia uditiva umana, livello sonoro minimo a cui un suono è percepibile, è pari a circa 0 dB per suoni con una frequenza di 1 kHz. Tuttavia al variare della frequenza varia anche la sensazione sonora, cioè l'intensità percepita di un determinato suono. L'intensità della sensazione sonora generata da un suono puro ad una frequenza generica viene espressa in *phon*, il livello sonoro espresso in phon assume lo stesso valore numerico della SPL in decibel di un suono a una frequenza di 1 kHz che induce la stessa sensazione

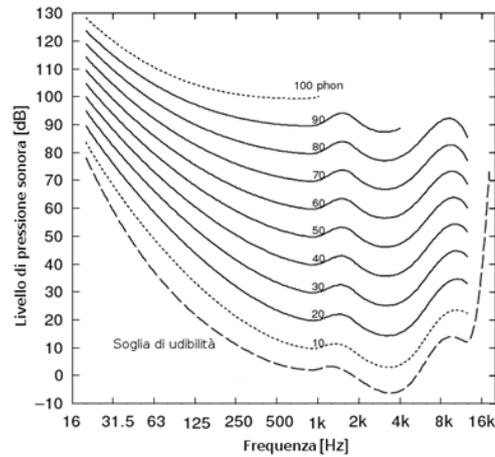


Figura 2.2: Curve isofoniche.

sonora. In figura 2.2 si possono osservare le cosiddette *curve isofoniche* (o di uguale intensità sonora) presenti nello standard [11]. Queste curve, ottenute mediante indagini statistiche, mirano a rappresentare al variare della frequenza qual'è il *SPL* che genera la stessa sensazione sonora di x phon a 1 kHz.

Di solito si assume che il range di frequenze udibile dall'uomo sia [20, 20000] Hz, ma è solo una generalizzazione. Il range udibile infatti può variare per vari fattori come la presenza di disturbi del sistema uditivo, danni che si sono creati a seguito di traumi o anche semplicemente l'invecchiamento. Si deve anche considerare quando si valuta il range udibile che, come già detto, la percezione sonora varia al variare delle frequenze, quindi più ci si porta agli estremi del range udibile più deve essere alto il SPL di un suono per percepirlo. Nel regno animale il sistema uditivo può variare notevolmente a seconda delle necessità delle varie specie, di conseguenza è molto variabile anche il range udibile. In natura infatti si possono trovare animali che percepiscono sia ultrasuoni che infrasuoni, e li sfruttano per le necessità più disparate (dalla caccia, alla comunicazione e perfino all'orientamento). Si riportano di seguito le massime frequenze udibili da alcune specie animali prese dalle seguenti fonti: [12], [13], [14], [15], [9].

Tabella 2.1: Massima frequenza udibile da alcuni animali.

Animale	Frequenza massima [kHz]
Gatto domestico	78
Cane domestico	45
Topo comune	85.5
Maiale domestico	40.5
Capra	37
Macaco giapponese	34.5
Coniglio domestico	45
Delfino	150
Pipistrello	200

2.3 Attenuazione degli ultrasuoni in atmosfera

Quando si propaga un'onda acustica in un fluido alla fine tutta la sua energia finirà per dissiparsi sotto forma di calore. Per via di questo effetto la pressione sonora, durante il suo percorso di propagazione, subisce un'attenuazione di tipo esponenziale

$$\bar{p}(x) = \bar{p}(0)e^{-\alpha x} \quad (2.4)$$

dove $\bar{p}(x)$ è l'ampiezza della pressione sonora in funzione della distanza e α è il coefficiente di attenuazione del mezzo (espresso in m^{-1}) e rappresenta la somma di tutte le possibili cause di attenuazione. Si ricorda che quando si passa alla scala logaritmica la seguente relazione diventa di tipo lineare. L'attenuazione per onde acustiche nel range dell'udibile è abbastanza bassa da essere quasi trascurabile ma non si può dire altrettanto per gli ultrasuoni. Infatti più si alza la frequenza più i fenomeni di perdita si fanno importanti, andando a rendere sempre più grande il coefficiente di attenuazione.

Durante la propagazione dell'onda sonora l'energia viene dispersa su un'area sempre più grande man mano che si allontana dalla fonte. Questo fenomeno, noto come divergenza geometrica, comporta un'attenuazione del SPL che può essere quantificato dalla seguente formula

$$SPL(x) = SPL_{ref} - 20 \log \left(\frac{x}{x_{ref}} \right) - A_T \quad (2.5)$$

dove SPL_{ref} è il SPL a una distanza x_{ref} presa come riferimento dalla fonte (di solito 1 metro) e A_T è l'attenuazione totale subita dall'onda per altri fattori (quando si considera solo l'assorbimento atmosferico può essere ottenuta moltiplicando il coefficiente di assorbimento espresso in $\frac{dB}{m}$ per la distanza dalla sorgente). È importante sottolineare che l'effetto della divergenza geometrica dipende anche dalle condizioni di propagazione (in ambienti chiusi è minore) e dalla frequenza del suono (le alte frequenze avendo lunghezza d'onda minore hanno una direzionalità maggiore).

Quando si deve valutare l'attenuazione totale che subisce un'onda lungo la sua direzione di propagazione devono essere valutati fattori come l'assorbimento in atmosfera e al suolo, la presenza di barriera o di vegetazione, il gradiente di temperatura e la velocità del vento. Il metodo per valutare efficientemente l'attenuazione subita dall'onda è contenuto nello standard [16] e tiene conto di tutti i fattori sopra elencati. L'analisi svolta in questo capitolo non pretende di essere rigorosa, ma si pone l'obiettivo di valutare in maniera qualitativa quello che può essere il raggio d'azione del dispositivo che si vuole realizzare. Per questo l'unico fattore che verrà preso in considerazione è l'attenuazione atmosferica causata dall'assorbimento.

Il suono, nel suo propagarsi, cede energia alle molecole del mezzo in quantità tanto maggiore quanto più è grande la distanza percorsa e quanto più è alta la sua frequenza. La perdita di energia è dovuta principalmente a due fattori: le perdite classiche, dovute alle viscosità, e il rilassamento (selettivo di ogni gas atmosferico per una certa frequenza), dovuto all'assorbimento di energia da parte delle molecole del mezzo che viene poi ri-emessa. L'assorbimento atmosferico del suono, che viene espresso tramite il *coefficiente di attenuazione in aria* (α), può dipendere fortemente dalle condizioni di temperature, pressione e umidità atmosferica, e viene valutato facendo riferimento allo standard [17] o utilizzando calcolatori, presenti online, che ad esso fanno riferimento. In questo elaborato per valutare il coefficiente di assorbimento atmosferico è stato utilizzato il calcolatore [18] del National Physical Laboratory (NPL), l'istituto di metrologia del Regno Unito.

In figura 2.3 sono riportati dei grafici ottenuti grazie al calcolatore sopra citato. Ogni grafico riporta l'andamento della SPL in funzione della distan-

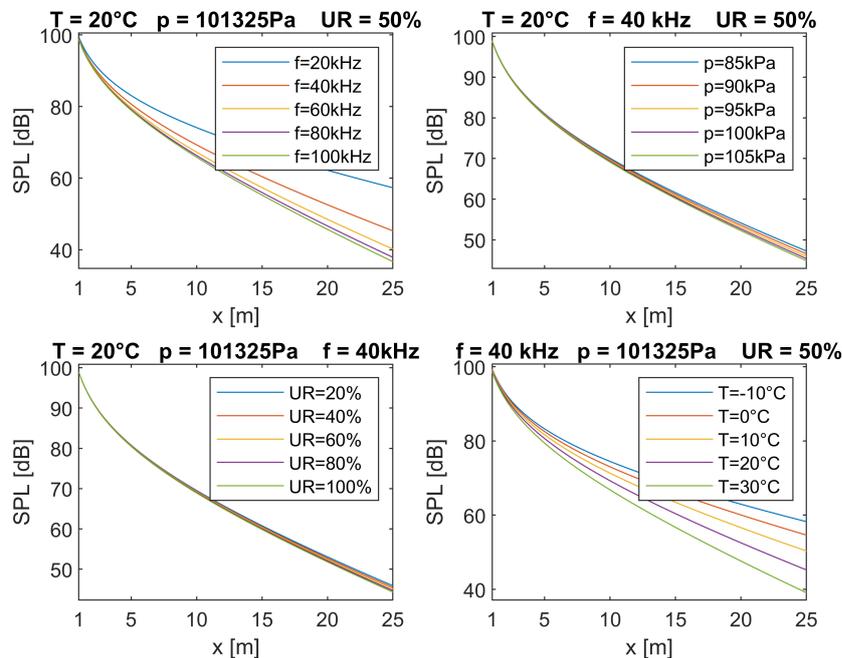


Figura 2.3: Curve decadimento del SPL in funzione della distanza al variare di f, p, T, UR.

za variando uno dei parametri (frequenza, temperatura, pressione e umidità relativa) e tenendo fissi gli altri 3. Sono stati presi come valori di riferimento una SPL di 100 dB a 1 metro di distanza dalla sorgente di emissione, valore ritenuto ragionevole considerando che molti emettitori artificiali e molti animali, soprattutto quelli che utilizzano gli ultrasuoni come ecolocalizzatore, emettono ultrasuoni con un livello sonoro di oltre 100 dB.

Tenendo quindi conto del fatto che molti microfoni presenti sul mercato percepiscono suoni con un SPL minimo di circa 40-50 dB, e alla luce dei risultati presenti in figura 2.3, si è ritenuto opportuno in fase di progetto lavorare con segnali che non superassero frequenze di qualche decina o massimo un centinaio di kHz, in modo da garantire sempre (per segnali emessi a 100 dB) un raggio d'azione di circa una ventina di metri.

Capitolo 3

Progetto del sistema

Nel seguente capitolo verrà svolta un'analisi globale del sistema, analizzando ogni blocco che lo compone singolarmente, in modo da avere una base solida per poi creare il dispositivo nel capitolo seguente.

In particolare i blocchi verranno sviluppati tenendo conto del fatto che il progetto verrà diviso in due dispositivi, uno che lavora offline su una banda ampia e uno che lavora in real-time su una banda più ristretta.

Per approfondire i metodi utilizzati per progettare i blocchi del sistema si può fare riferimento a [8], [9], [19], [20].

3.1 Analisi del microfono

Il microfono è un trasduttore di segnale acustico, in grado di convertire la pressione sonora atmosferica in un segnale elettrico. I parametri interessanti con cui si può valutare un microfono sono: il range di frequenze a cui può lavorare, la sensibilità, il range dinamico e il diagramma polare.

Il diagramma polare è un diagramma che mostra come varia la risposta del microfono a seconda dell'angolo di incidenza con cui il segnale arriva. A seconda dell'applicazioni che si vuole implementare può risultare necessario utilizzare un microfono omnidirezionale (risponde allo stesso modo in tutte le direzioni) o un microfono unidirezionale (è più sensibile al suono proveniente da una determinata direzione).

Il range dinamico, solitamente espresso in dB, corrisponde al range di SPL che il microfono è in grado di percepire correttamente e senza rischiare di danneggiarsi. Cioè è la differenza fra il massimo valore di SPL che può percepire senza che intervengano effetti di distorsione o addirittura danneggiamenti irreversibili del microfono, e il livello del rumore di fondo. Solitamente microfoni in grado di percepire gli ultrasuoni rilevano bene suoni con intensità fra 50 e 170 dB.

La sensibilità del microfono, S , è definita come il rapporto fra la tensione che agisce ai capi del microfono e la pressione sonora che agisce sulla membrana ($S = \frac{\Delta V}{p} \left[\frac{V}{Pa} \right]$). Spesso la sensibilità viene espressa in decibel usando come riferimento una sensibilità di $S_{ref} = 1 \frac{V}{Pa}$, risultando quindi essere

$$S_{dB} = 20 \log \left(\frac{S}{S_{ref}} \right) = 20 \log S.$$

Poichè il valore preso come riferimento è notevolmente più alto delle sensibilità tipiche dei microfoni solitamente il valore di sensibilità in decibel risulta essere negativo. Microfoni in grado di percepire gli ultrasuoni possono presentare valori di sensibilità tipici di circa -50 o -60 dB.

L'ultimo parametro, che in questo progetto è anche il più importante, è la massima frequenza percepibile dal microfono. È fondamentale la capacità di un microfono di rappresentare accuratamente il contenuto spettrale del campo acustico in cui viene inserito. Idealmente il microfono dovrebbe presentare una risposta in ampiezza costante e una risposta in fase priva di sfasamenti (all'interno del range di frequenze percepibili dichiarato dal costruttore). Solitamente poi, principalmente nei microfoni che restituiscono un output digitale, il microfono verrà filtrato con un passa-basso che elimina le frequenze al di fuori del range dichiarato. Questo viene fatto perchè anche se al di fuori di quelle frequenze la sensibilità del microfono cala drasticamente può comunque essere presente del contenuto in frequenza, che quando poi si va a campionare il segnale rischia di generare aliasing.

Sul mercato si possono trovare microfoni di vario tipo in grado di rilevare gli ultrasuoni: dai microfoni a condensatore (di solito quelli con un diametro

di $\frac{1}{4}$ ”), a microfoni piezoelettrici e persino microfoni MEMS (circuiti integrati che sfruttano componenti elettronici e meccanici su un unico chip di silicio).

Dei microfoni a condensatore in grado di rilevare ultrasuoni possono essere acquistati dal sito dell’azienda *PCB piezotronics*. Alcuni modelli interessanti possono essere il *378C01*, il *378C10* e il *378A14*. Le loro specifiche sono rispettivamente range di frequenza di [4, 100000] Hz, sensibilità di -54 dB e range dinamica di 164 dB il primo e range di frequenza di [5, 70000] Hz, sensibilità di -60 dB e range dinamica di 173 dB gli altri due.

Un’azienda che invece produce microfoni ad ultrasuoni, a basso costo, sfruttando trasduttori MEMS è la *Dodotronic*. Questa azienda offre molti microfoni con output digitale collegabili direttamente al PC tramite cavo USB, come i modelli *Ultramic 192k EVO* e *Ultramic 384k EVO*, che offrono range di frequenze di 95 kHz il primo e 190 kHz il secondo, oltre a 4 possibili livelli di sensibilità per adattarsi meglio a diversi scenari possibili. Altri modelli digitali interessanti possono essere *Ultramic UM192k*, *Ultramic UM200k* e *Ultramic UM250k* che hanno range di frequenza utilizzabili rispettivamente di 96 kHz, 100 kHz e 125 kHz. Nel sito dell’azienda si può trovare anche il modello *Momimic*, unico microfono con output analogico.

Il software Matlab offre una serie di funzione all’interno dell’*Audio Toolbox* che permettono di interfacciarlo in maniera semplice con un microfono, che può essere collegato direttamente al PC (facile nel caso di microfoni USB come il *Dodotronic Ultramic 192k EVO*) o può passare tramite una scheda audio esterna (comodo per microfoni che hanno come uscita un cavo coassiale come il *PCB Piezotronics 378A14*). A fine registrazione (sempre grazie alle funzioni dell’Audio Toolbox) si possono analizzare il ritardo introdotto dal buffer e l’overrun (sovraccarico del sistema) e tramite questi valutare se il sistema lavora alla giusta velocità o se si sta perdendo dell’informazione rilevante.

3.2 Progetto della finestra

Come illustrato nel paragrafo 1.1 quando si legge un segnale di N campioni non periodico il sistema lo vede come se fosse finestrato con una finestra

rettangolare, amplificando il fenomeno della dispersione spettrale per tutte le frequenze che non cadono esattamente in un bin della FFT. Nello stesso paragrafo si è anche accennato alla possibilità di migliorare la risoluzione video dello spettro ottenuto tramite la FFT utilizzando lo zero padding, e di come questo in realtà non corrisponda a un effettivo miglioramento della risoluzione dello spettro ottenuto.

Una riduzione del fenomeno del leakage, e quindi un effettivo miglioramento della qualità dello spettro, si può ottenere se il segnale campionato viene finestrato con una finestra diversa da quella rettangolare. Intuitivamente lo scopo delle funzioni finestra è quello di mandare gradualmente a zero il valore di un segnale agli estremi, in modo che il valore in quei punti sia lo stesso e il sistema possa leggere il segnale come se fosse periodico (migliorando la resa della FFT). Analiticamente ciò che succede è che si sostituisce alla finestra rettangolare una finestra che abbia uno spettro con banda più stretta, così che nel dominio delle frequenze la corrispondente convoluzione fra lo spettro del segnale e quello della finestra vada a generare una minore dispersione delle frequenze. Tali finestre per funzionare bene non devono avere discontinuità (come quella rettangolare), devono essere non nulle nella porzione centrale e devono essere simmetriche rispetto all'origine.

Il contro del finestraggio è che le funzioni finestra riducono notevolmente il peso dei campioni agli estremi, creando una forte distorsione temporale. Per compensare questo aspetto spesso in ambito acustico viene utilizzata la tecnica dell'*overlapping*, in cui si sovrappongono più finestre per ottenere un buon compromesso fra distorsione del segnale nel tempo e riduzione dell'effetto di leakage nelle frequenze.

In questo progetto verrà utilizzata una finestra a *coseno rialzato* detta *finestra di Hanning*

$$h_n = \frac{1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{M-1}\right)}{2}, 0 \leq n \leq M-1 \quad (3.1)$$

in cui M è la dimensione della finestra. Tramite questa finestra elementare si vuole creare una finestra più complessa, grazie all'*overlapping*, che abbia un decadimento rapido agli estremi e sia prossima a 1 nella porzione centrale,

in modo da minimizzare la percezione di distorsione nell'ascoltatore.

Normalmente ciò che si fa è far scorrere il segnale dentro la finestra seleziona ogni volta una porzione di M campioni, ma sfruttando la linearità della trasformata si può dire che applicare una finestra k volte al segnale (ogni volta in una porzione diversa) e poi sommare gli spettri ottenuti è equivalente ad applicare un'unica finestra ottenuta sommando le k finestre, infatti

$$\begin{aligned} X(f) &= \mathcal{F}[x(t)h_1(t)] + \dots + \mathcal{F}[x(t)h_k(t)] = \mathcal{F}[x(t)h_1(t) + \dots + x(t)h_k(t)] = \\ &= \mathcal{F}[x(t)(h_1(t) + \dots + h_k(t))] = \mathcal{F}[x(t)h_{tot}(t)]. \end{aligned}$$

Una volta stabilito che la base è una finestra di Hanning, la funzione finestra creata risulta completamente definita quando vengono stabiliti i parametri di: larghezza della finestra, overlapping e numero di finestre.

Le specifiche decise per questo progetto sono le seguenti (considerando come attenuante la porzione della finestra che scende sotto il valore di 0.8, attenuando del 20% il segnale a cui viene applicata):

1. il tempo per cui il segnale viene attenuato deve essere minore di 1 ms (T_{max}) su ogni estremo,
2. il massimo guadagno della finestra deve essere 1,
3. la dimensione della finestra complessiva deve essere uguale alla dimensione del segnale in ingresso.

La prima specifica si traduce in una specifica sulla larghezza massima di banda, la seconda si traduce in una specifica sull'overlapping e la terza in una specifica sul numero di finestre.

A questo punto si vede facilmente che data una finestra di Hanning di lunghezza M , il campione in cui la finestra genera un'attenuazione sul segnale prossima a un certo valore $P\%$ si può trovare (dalla 3.1) con la seguente formula, arrotondando all'intero più vicino

$$\bar{n} = \frac{M-1}{2\pi} \cos^{-1} \left(1 - 2 \frac{P}{100} \right). \quad (3.2)$$

Contestualizzando poi in base alle specifiche richieste si ottiene che il filtro raggiunge il valore stabilito di 0.8 dopo un numero di campioni pari a $0.35(M - 1)$. Il tempo corrispondente a questo numero di campioni si calcola come $\bar{T} = \frac{0.35(M-1)}{f_s}$, quindi per far sì che la prima specifica sia rispettata la singola finestra di Hanning che compone la finestra complessiva deve avere lunghezza massima

$$M_{max} = \frac{T_{max} f_s}{0.35} + 1 \quad (3.3)$$

in modo che nell'estremo di sinistra (formato dai primi campioni della prima ripetizione della finestra di Hanning) il segnale va a regime in un tempo minore di quello specificato.

Per quanto riguarda la specifica sul guadagno usando sempre la formula 3.2 si vede che la finestra raggiunge il valore di 0.5 dopo un numero di campioni pari a $0.25(M - 1)$ e $0.75(M - 1)$. Se si fa allora in modo di far intersecare due finestre adiacenti esattamente in questi valori la funzione finestra globale avrà guadagno prossimo all'unità in tutta la porzione centrale. L'intersezione in quei valori precisi si ha se la seconda finestra inizia quando la prima è al campione numero $(0.75 - 0.25)(M - 1)$, cioè quando si ha un overlapping pari a circa il 50%.

Una volta definiti i parametri caratteristici della finestra risulta necessario capire quante ripetizioni di questa sono necessari per coprire tutta la lunghezza N del segnale in ingresso. Per farlo si pone la lunghezza della finestra globale (che sarà data da $k - 1$ ripetizioni di mezza finestra di Hanning più una ripetizione di una finestra completa) uguale alla lunghezza N del segnale da finestrare

$$N = (k - 1) \frac{M}{2} + M. \quad (3.4)$$

Si vede quindi facilmente che il numero di finestre di finestre necessarie per coprire l'intera lunghezza del segnale deve essere pari a

$$k = \frac{(N - M)2}{M} + 1. \quad (3.5)$$

Bisogna notare che per far funzionare correttamente il finestraggio le singole finestre di Hann non possono essere troncate, quindi nel caso in cui k non sia

un numero intero bisogna cercare delle soluzioni alternative.

Nel caso di un dispositivo che deve funzionare offline la cosa più importante è la sua capacità di adattarsi a diversi tipi di segnale in ingresso, con lunghezza e frequenza di campionamento variabili, mentre non risulta particolarmente dannoso tagliare i campioni a uno degli estremi in quanto sarebbe come registrare un segnale leggermente più corto (che con le frequenze di campionamento utilizzate nell'ambito degli ultrasuoni sarebbe come perdere pochi decimi di secondo alla fine del segnale). Quindi se k non è intero si può prendere come numero di ripetizioni il suo arrotondamento per difetto, mettendo poi una serie di zeri in coda finché non si arriva a una lunghezza pari a N (troncando qualche millisecondo di segnale alla fine).

Se si deve invece progettare un dispositivo che lavori in real-time conviene adattarlo a un determinato set-up sperimentale, quindi a un certo microfono (che lavorerà a una data frequenza di campionamento) e ad un buffer di una certa dimensione prestabilita. Questo perché per lavorare real-time non si necessita di particolare versatilità, avendo sempre buffer di dimensione uguale, mentre per evitare di percepire discontinuità nella riproduzione del segnale in uscita è importante che non vengano attenuati troppo i campioni agli estremi. Per realizzarlo quindi si fa in modo che la lunghezza M della finestra di Hanning, la cui unica specifica è di essere minore di un certo valore M_{max} che si trova con la 3.3, sia tale che quando viene ripetuta k volte riempie perfettamente la lunghezza N del buffer, così da non tagliare nessun campione. Se si prende in esame per esempio un segnale di $T = 0.1s$ campionato a $f_s = 192kHz$ (quindi di 19200 sample) si trova che la dimensione massima della finestra deve essere $M_{max} = 548$ sample. Si può verificare quindi che il numero intero massimo, che rispetta questa specifica e garantisce che venendo ripetuto un numero k di volte riempia perfettamente il buffer, risulta essere $M = 512$. Il numero di ripetizioni sarà quindi, per la 3.5, $k = 74$.

Finestrare il segnale con una finestra creata con la tecnica dell'overlapping può essere quindi conveniente in quanto garantisce un modesto miglioramento dello spettro del segnale con un costo computazionale contenuto, infatti per finestrare il segnale è sufficiente eseguire N prodotti. Questo è importante

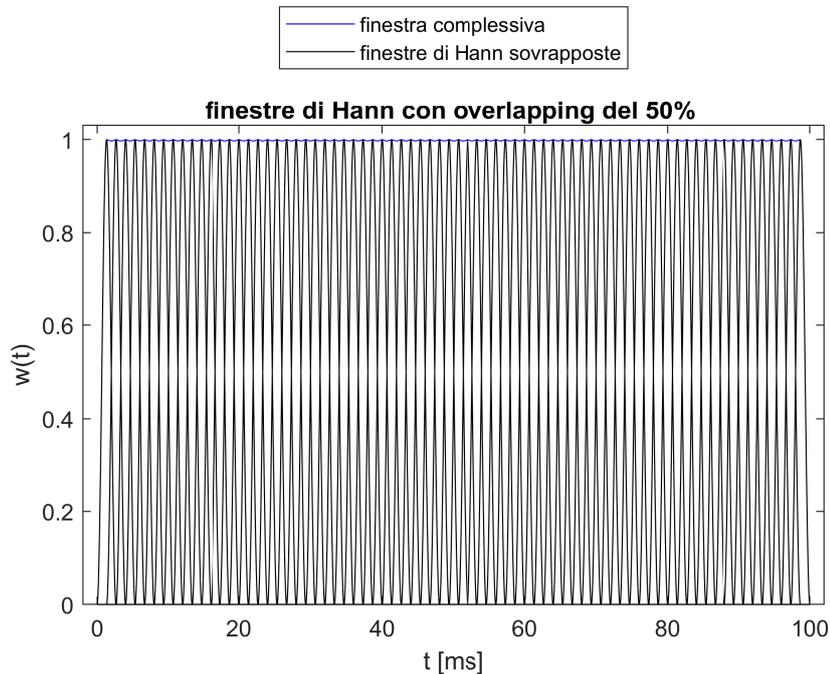


Figura 3.1: Overlapping di k finestre di Hanning di dimensione M con i parametri specificati nell'analisi del dispositivo real-time.

perchè, come si vedrà nel paragrafo successivo, il filtraggio in questo progetto verrà applicato mediante un prodotto nel dominio delle frequenze. Quindi migliore è la qualità dello spettro del segnale, migliore risulterà essere il risultato finale.

3.3 Progetto del filtro

Come detto nel paragrafo 1.2 i filtri IIR possono garantire buone prestazioni con un numero basso di prese, il loro problema principale però risiede nel rischio che cadano in instabilità. Quindi quando si ha a che fare con segnali reali, come un segnale acustico registrato da un microfono, si deve prestare attenzione a questo fattore. Per testare la possibilità di filtrare tramite un IIR si sono fatti degli esperimenti applicando filtri di questo tipo a registrazioni, prese dal database [21], di impulsi ultrasonori emessi da pipistrelli. Come si può vedere in figura 3.3, in cui è stato applicato un *filtro di But-*

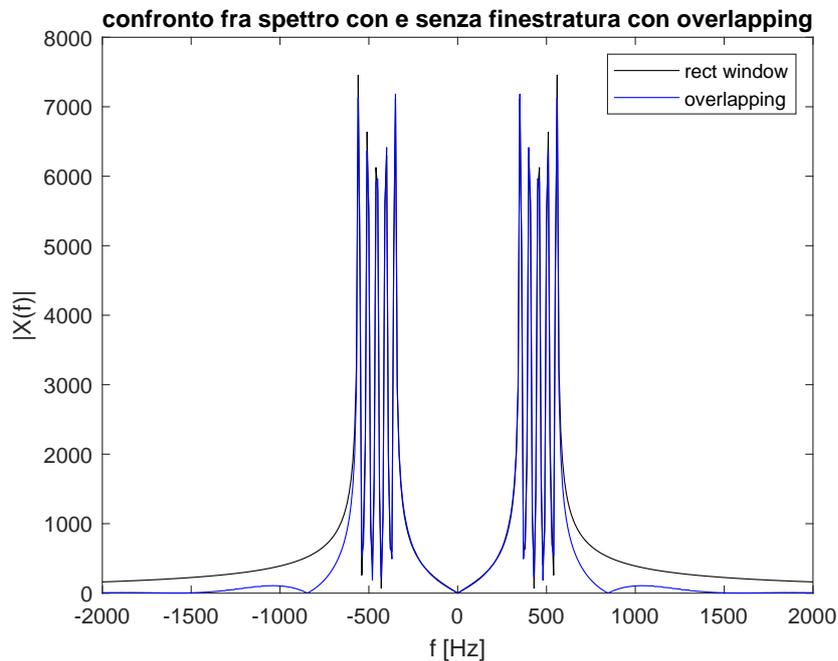


Figura 3.2: Analisi del miglioramento del leakage spettrale nel caso in cui il buffer dell'analisi real-time sia riempito con un segnale dato dalla somma di 5 sinusoidi con una differenza di frequenza di 50 Hz.

terworth con banda passante [20, 65] kHz, effettivamente il filtro è entrato in instabilità distorto fortemente lo spettro del segnale. L'esperimento è stato ripetuto usando diversi filtri di Butterworth e di Chebyshev con parametri diversi, ottenendo in più occasioni risultati simili. Ciò evidentemente accade perché il filtro creato per rispondere a quei parametri non era stabile Bounded Input Bounded Output (BIBO).

Per evitare rischi di instabilità si può optare per un filtraggio tramite FIR. Quando un segnale di N campioni passa attraverso un FIR con M prese si devono effettuare M prodotti e M somme per ognuno degli N campioni del segnale, cosa che può risultare problematica in un contesto in cui si cerca di mantenere il più basso possibile il costo computazionale del sistema per evitare ritardi, soprattutto se per garantire prestazioni adeguate il numero di prese diventa particolarmente alto.

Alla luce delle problematiche discusse la soluzione che si è ritenuta più valida è quella di effettuare un filtraggio nel dominio delle frequenze, sfruttando

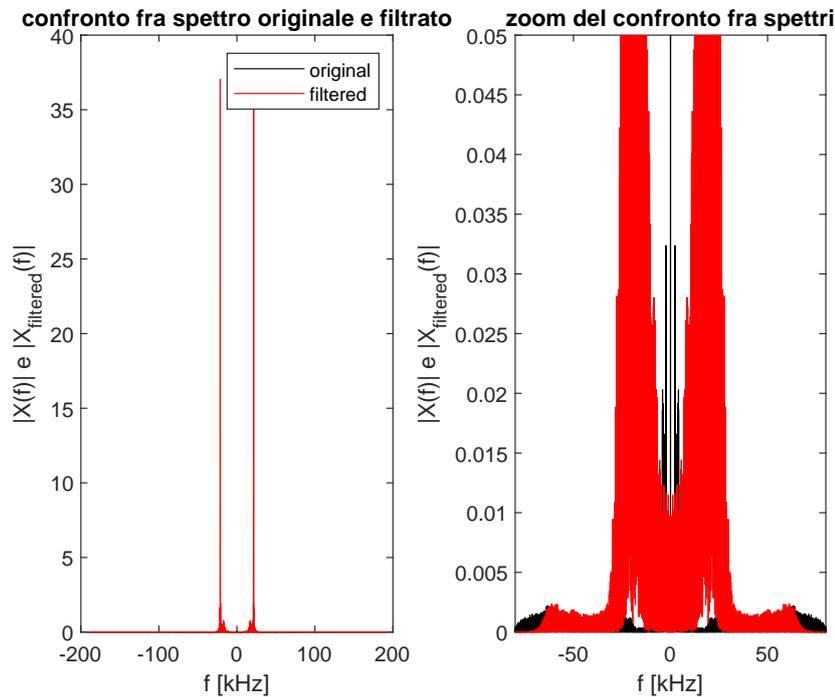


Figura 3.3: Errore causato dall'instabilità di un filtro IIR, in nero si può vedere lo spettro di ampiezza del segnale originale e in rosso quello del segnale filtrato.

l'analizzatore di spettro FFT implementato in Matlab (con effetto leakage ridotto dalla finestrazione). In particolare, una volta calcolata la FDT del filtro, il filtraggio si ridurrebbe a calcolare lo spettro del segnale, moltiplicare lo spettro e la FDT del filtro nel dominio delle frequenze e calcolare la IFFT dell'uscita. Il costo computazionale del filtraggio si riduce quindi al calcolo di FFT e IFFT (fortemente ottimizzate dagli algoritmi implementati in Matlab) e a N prodotti nel dominio delle frequenze.

Anche questo tipo di filtraggio per evitare problemi va adeguatamente progettato e ottimizzato, in particolare si deve ottenere un filtro che dia una risposta in frequenza il più simile possibile a un filtro ideale. Anche se in prima analisi potrebbe sorgere l'idea di effettuare un filtraggio tramite finestra rettangolare nel dominio delle frequenze, si verifica velocemente come questa cosa non sia applicabile. Infatti anche se si progetta una FDT la cui risposta impulsiva dovrebbe essere un segnale reale (in particolare dovrebbe essere un

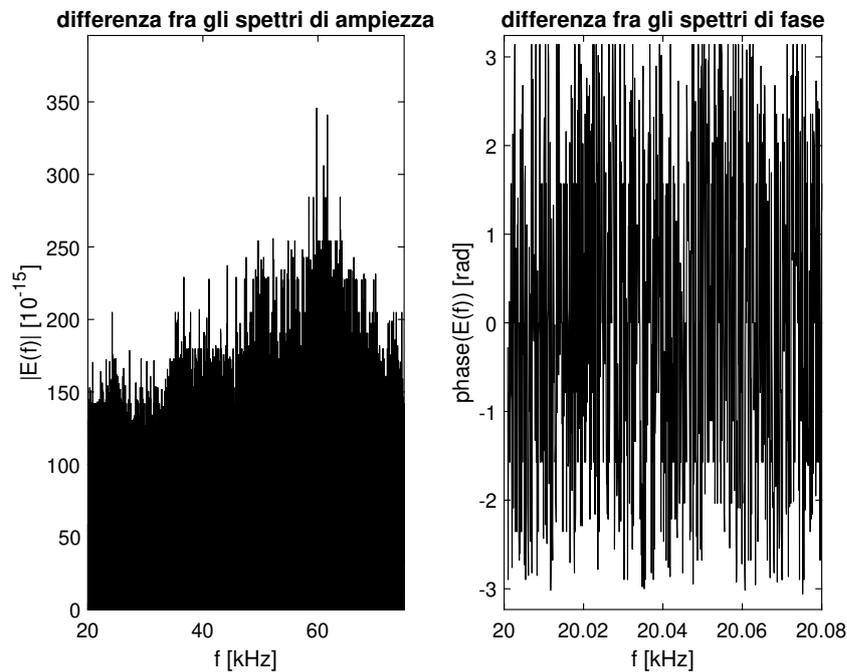


Figura 3.4: Distorsione in fase causata dal filtro ideale.

seno cardinale modulato a prodotto) si otterrà sempre come uscita del filtro, applicando la IFFT, un segnale complesso. Se si analizza questo segnale si troverà una parte immaginaria molto minore di quella reale, cosa che potrebbe indurre a pensare che sia un errore di computazione dell'algoritmo IFFT, tuttavia se si scarta questa porzione di segnale si ottiene in definitiva un'uscita con uno spettro di ampiezza estremamente fedele al segnale originale ma con uno spettro di fase completamente distorto, come si vede in figura 3.4. Questo fa capire come anche se apparentemente non errata l'applicazione di un filtro ideale (a finestra rettangolare) generi una distorsione in fase che va a inficiare la qualità del segnale in uscita.

Per progettare un filtro che avesse una risposta il più possibile simile al filtro ideale, evitando i problemi in cui si incorre utilizzando un filtro ideale, si è progettato un filtro con il metodo delle finestre. L'idea alla base del progetto è che quando si filtra un segnale facendolo scorrere all'interno di un sistema con linee di ritardo (un filtro FIR), è come effettuare la convoluzione fra il segnale in ingresso x_n e i campioni della risposta impulsiva del sistema, i quali

sono esattamente i coefficienti moltiplicativi delle prese del filtro. Per questo una volta trovata una risposta impulsiva che soddisfa le specifiche richieste, è possibile filtrare il segnale effettuando una moltiplicazione campione per campione nel dominio delle frequenze fra lo spettro del segnale e la FDT corrispondente a quella risposta impulsiva.

Tabella 3.1: Parametri di alcune funzioni finestra.

Finestra	Δf normalizzata	A_{min} [dB]
Rettangolare	$\frac{0.9}{M}$	-21
Triangolare	$\frac{3}{M}$	-26
Hanning	$\frac{3.1}{M}$	-44
Hamming	$\frac{3.3}{M}$	-53
Blackmann	$\frac{5.5}{M}$	-74

Come suggerisce il nome, il progetto tramite il metodo delle finestre consiste nel finestrare la risposta impulsiva corrispondente al filtro che si vuole realizzare. Il motivo per cui risulta necessario effettuare la finestatura si ritrova nel *fenomeno di Gibbs*¹, infatti per rappresentare adeguatamente la risposta impulsiva del sistema servirebbero infiniti campioni ma se ne hanno a disposizione in generale un numero M . Quindi, se non si finestra la risposta impulsiva, in maniera implicita è come finestrare con una finestra rettangolare, che genererà delle oscillazioni nel dominio delle frequenze. Si può dimostrare che la massima sovralongazione (che si ritrova nei punti di discontinuità del filtro ideale) non dipende dal numero di campioni della risposta impulsiva, ma soltanto dal tipo di finestra utilizzata, inoltre progettando con il metodo delle finestre questa sarà uguale sia in banda passante che in banda attenuata. La FDT così ottenuta non avrà più una discontinuità fra banda passante e banda attenuata, ma presenterà una regione di transizione fra le due la cui lunghezza è inversamente proporzionale al numero di campioni della risposta impulsiva, con coefficiente di proporzionalità che dipende dal tipo di finestra. Sfortunatamente più una finestra attenua

¹Fenomeno per cui quando si genera una discontinuità nel dominio del tempo, come quella generata dalla finestra rettangolare applicata automaticamente al segnale registrato, si ottiene nel dominio delle frequenze un segnale con una forte oscillazione. È valido anche il viceversa.

le oscillazioni, più per avere una banda di transizione adeguata necessita di un risposta impulsiva lunga. Nella tabella 3.1 si riportano l'attenuazione (espressa in dB) e la lunghezza della banda di transizione di alcune funzioni finestra di uso comune.

Questi parametri dettano le specifiche sulla risposta in ampiezza del filtro, per quanto riguarda invece la risposta in fase l'unico specifica necessaria è che il filtro abbia una fase lineare in banda passante. Il motivo per cui risulta necessaria questa specifica lo si può comprendere analizzando una funzione detta *group delay*

$$\tau_g(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d \arg [H(f)]}{df} \quad (3.6)$$

che misura il delay, in secondi, per ogni componente in frequenza di un segnale con spettro continuo. Se il group delay non è costante significa che il segnale subisce una distorsione di fase, cioè le varie sinusoidi che compongono il segnale subiscono un ritardo di un tempo diverso. Al contrario invece se questa funzione è costante (almeno in banda passante) significa che l'intero segnale non viene distorto ma soltanto ritardato di un certo tempo $\bar{\tau}$, pari al valore del group delay. Si nota facilmente che per avere group delay costante, poiché è proporzionale alla derivata dello spettro di fase della FDT, è condizione sufficiente e necessaria avere uno spettro con fase lineare. In ambito acustico la distorsione di fase rende impossibile la comprensione del suono solo se molto accentuata, tuttavia per avere un'adeguata rappresentazione del segnale che si sta registrando è importante evitare questo fenomeno.

Il primo passo per progettare il filtro quindi è creare la risposta impulsiva del filtro ideale che si vuole approssimare. Per farlo si è partiti creando la risposta impulsiva ($h_{LPF}(t)$) corrispondente a un filtro passa-basso con larghezza di banda pari a metà di quella del passa-banda che si vuole realizzare.

$$\begin{aligned} H_{LPF}(f) &= \text{rect} \left(\frac{f}{B} \right) \\ h_{LPF}(t) &= B \text{sinc}(tB). \end{aligned} \quad (3.7)$$

Da qui per ottenere un filtro passa-banda si sfrutta la proprietà della modulazione a prodotto (1.3), cioè si moltiplica la risposta impulsiva per una

sinusoide in modo da traslare lo spettro. Se utilizzo una sinusoide a frequenza f_0 (pari alla frequenza di centro banda) il risultato è che lo spettro del segnale verrà traslato nella banda $\left[f_0 - \frac{B}{2}, f_0 + \frac{B}{2}\right] \cup \left[-f_0 - \frac{B}{2}, -f_0 + \frac{B}{2}\right]$ creando la risposta di un filtro passa-banda con risposta impulsiva reale (in quanto la FDT gode di simmetria Hermitiana).

$$H_{BPF}(f) = \text{rect}\left(\frac{f \pm f_0}{B}\right)$$

$$h_{BPF}(t) = 2B \text{sinc}(tB) \cos(2\pi f_0 t). \quad (3.8)$$

Si ricorda quindi che la risposta impulsiva che si può generare sarà un campionamento della $h_{BPF}(t)$ con un numero M di campioni. Poichè si sta realizzando un filtro da applicare a un segnale campionato a una certa frequenza f_s si da per scontato che, se si è effettuata correttamente la procedura di campionamento, il filtro non deve avere problemi di aliasing.

Ora bisogna definire le specifiche su ampiezza massima delle oscillazioni e larghezza della regione di transizione che, poichè il filtro è stato progettato traslando un passa-basso, saranno le stesse all'estremo destro e sinistro della banda passante. Per contenere la distorsione del segnale si ritiene sufficiente avere delle oscillazioni massime di ampiezza $\delta = 0.01$ che si traduce in un'attenuazione minima delle oscillazioni dovuta alla finestra di $A_{dB} = 20 \log(\delta) = -40 \text{ dB}$. Come si vede dalla tabella 3.1 le finestre che garantiscono questa attenuazione sono le finestre di Hanning, Hamming e Blackmann, e fra queste quella che garantisce una regione di transizione più piccola è quella di Hanning, descritta nella 3.1.

Per quanto riguarda la regione di transizione si deve fare in modo che questa non occupi una porzione troppo grande dello spettro quando il segnale viene riportato in banda udibile, soprattutto quando si vuole lavorare in real-time (per motivi legati alla dimensione massima della banda ultrasonora convertibile in questo caso). In quest'ottica si ritiene ragionevole contenere la larghezza di questa regione a 1 kHz, che si converte in un numero di campioni della risposta impulsiva pari a

$$\begin{aligned}L &= \frac{1000}{f_s} = \frac{3.1}{M} \\M &= \frac{3.1 f_s}{1000}.\end{aligned}\tag{3.9}$$

Le frequenze di taglio scelte tenderanno a trovarsi a metà della regione di transizione, quindi per distinguere la banda passante dalle bande attenuate si possono indicare le due frequenze di taglio $f_{t1,2}$ e la larghezza di banda L , oppure si possono indicare gli estremi delle regioni di transizione che delimitano le regioni in cui il segnale viene attenuato ($f_{stop1,2}$) e la banda passante ($f_{pass1,2}$).

L'ultima specifica a cui prestare attenzione è quella sulla linearità della fase. Per quanto riguarda questa specifica si può dimostrare che per avere una FDT a fase lineare è sufficiente che la risposta impulsiva del FIR sia simmetrica (o antisimmetrica) rispetto a $\frac{M}{2}$. La risposta impulsiva è stata progettata utilizzando M campioni di una funzione seno cardinale e una finestra di Hanning di dimensione M , entrambe simmetriche rispetto a $\frac{M}{2}$, perciò la specifica sulla fase dovrebbe essere implicitamente rispettata.

In figura 3.5 è riportato un filtro progettato con il metodo appena illustrato, con banda passante [40, 55] kHz. Con lo scopo di dimostrare la validità del progetto sono riportati caratteristica di ampiezza e fase, risposta impulsiva, errore in ampiezza in banda passante (calcolato come differenza fra le risposte in ampiezza del filtro reale e di quello ideale), e group delay in banda passante (per valutare la linearità della fase). Come si può notare la caratteristica di fase è lineare a tratti in quanto l'algoritmo FFT di matlab la trasla dove necessario per fare in modo che sia tutta contenuta fra $[-\pi, \pi]$ (sfruttando la periodicità della sinusoidi), infatti il group delay risulta costante a meno di alcune delta di Dirac presenti in corrispondenza delle discontinuità.

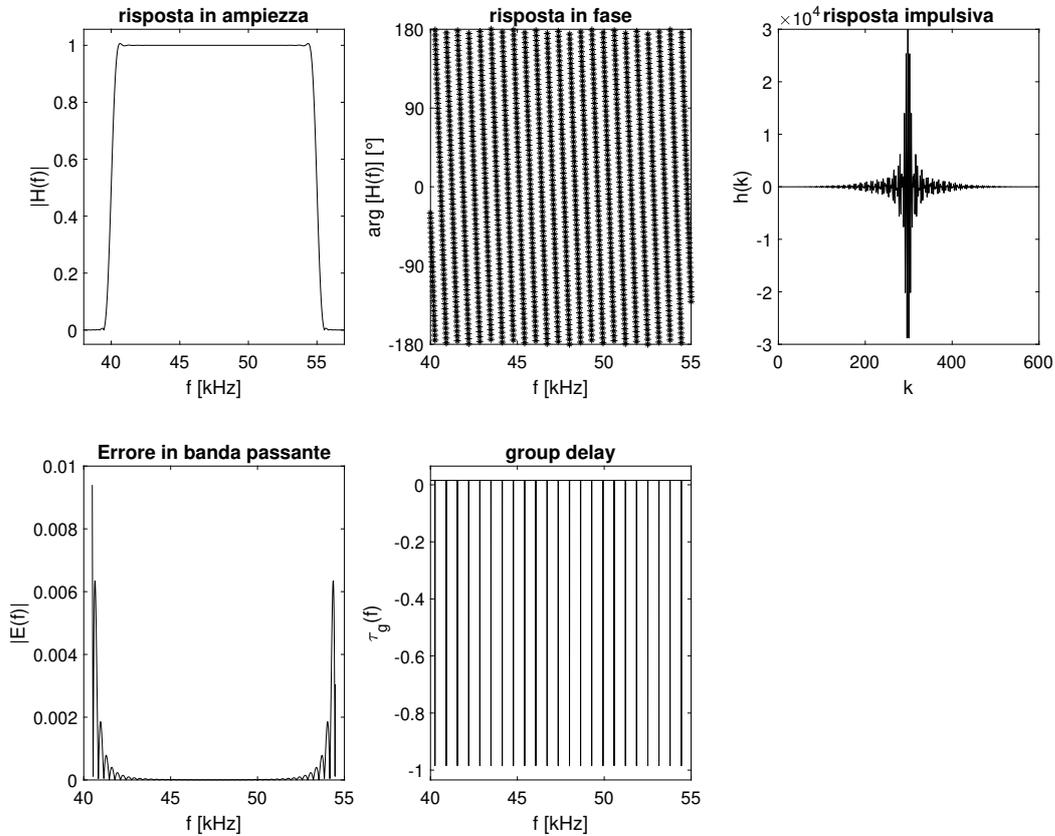


Figura 3.5: Filtro passa-banda creato con il metodo delle finestre.

3.4 Down conversion offline: scaling nel dominio temporale

Per portare il segnale da una generica banda che rientra nel dominio degli ultrasuoni a una banda udibile è necessario effettuare una trasformazione non lineare. Fra le possibili soluzioni quella che risulta essere più immediata è l'applicazione della proprietà della trasformata di Fourier relativa allo scaling temporale (contenuta nella formula 1.4). Infatti grazie a questa proprietà risulta possibile comprimere la banda di un segnale, dilatando la sua durata nel tempo. Risulta subito evidente però che questa trasformazione non può essere utilizzata nell'elaborazione real-time del segnale, infatti ogni buffer di durata T una volta effettuando lo scaling temporale con fattore di scala $a < 1$ arriverebbe a durare un tempo $T_{new} = \frac{T}{a}$, accumulando ritardo ad

ogni buffer registrato.

Anche se lo scaling temporale non è utilizzabile per il dispositivo real-time può comunque essere molto comodo nell'analisi offline. Infatti in questo tipo di analisi non è rilevante il problema della dilatazione temporale del segnale, mentre risulta particolarmente comoda la possibilità offerta da questa trasformazione di comprimere un'ampia banda di frequenze senza perdere informazione.

Chiariti quali sono i principali limiti e vantaggi di questa operazione viene spontaneo domandarsi come poterla attuare in maniera semplice e con un costo computazionale non troppo elevato, in modo da elaborare velocemente anche segnali lunghi. Per applicarlo scaling temporale del segnale $x(t)$ non è sufficiente conoscere il valore dei campioni ma risulta necessario conoscere la funzione matematica che lo descrive. Per ottenere una funzione che approssima correttamente il segnale si può sfruttare la funzione *spline* descritta nel paragrafo 1.3, in particolare risulta comodo utilizzare la funzione spline implementata in Matlab che calcola la spline cubica come riportato nella formula 1.17.

Una volta ottenuti i campioni del segnale $x(t)$ di durata N sample e campionato a una certa frequenza f_s , e definito il vettore del tempo come

$$t = \frac{k}{f_s}, k \in \mathbb{Z}, 0 \leq k < N - 1$$

si possono ottenere i campioni del segnale $x(at)$ una volta definito adeguatamente il vettore temporale in cui si vogliono ricalcolare i campioni. Il nuovo vettore tempo va calcolato come il precedente ma considerando una frequenza di campionamento $f_{s \text{ new}} = \frac{f_s}{a}$ (si ricorda che per dilatare il segnale nel tempo si deve avere $a < 1$), cioè si aumenta in maniera fittizia la frequenza di campionamento di un fattore a^{-1} . Quindi se il segnale ottenuto in uscita dalla funzione spline viene da ora in poi trattato come se fosse ancora stato campionato con una frequenza di campionamento f_s , per il sistema è come se il segnale in esame non abbia più durata T ma abbia durata T/a . Quindi grazie a questa operazione si è riusciti a dilatare nel tempo il segnale, e quindi a comprimere la sua banda in frequenza.

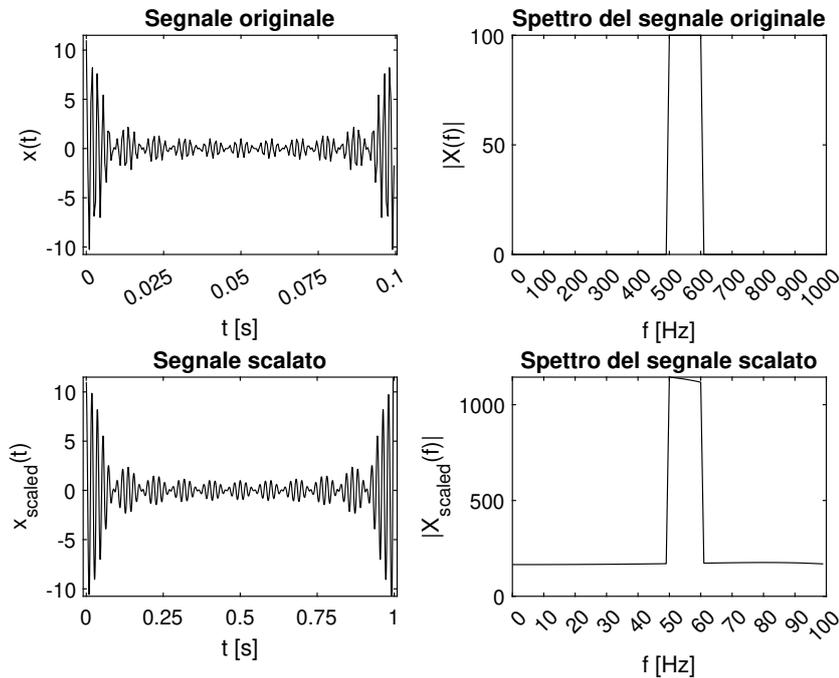


Figura 3.6: Effetto dello scaling temporale di un fattore 10 nel dominio del tempo e delle frequenze.

Il fatto che non vi sia perdita di informazione viene confermato da un'analisi dei bin della FFT. Infatti se il segnale $x(t)$ aveva N campioni, aumentando la sua f_s di un fattore a^{-1} anche i suoi campioni saranno aumentati di un fattore a^{-1} . Ciò significa che se prima si aveva una larghezza di banda del segnale pari a M sample e una risoluzione in frequenza pari a $\Delta f = \frac{f_s}{N}$, ora si ha invece una larghezza di banda pari a aM sample e una risoluzione in frequenza pari a $\Delta f_2 = \frac{f_s a}{N} = a\Delta f$. Quindi il numero di bin della FFT all'interno della banda utile di segnale resta sempre lo stesso.

In figura 3.6 Si può osservare il risultato dello scaling effettuato con il metodo precedentemente enunciato. Si noti che lo spettro del segnale scalato è stato correttamente compresso della scala desiderata (fattore 10), tuttavia al contrario del segnale originale non risulta assolutamente nullo fuori dalla sua banda. È ragionevole pensare che questa distorsione dello spettro sia un effetto dell'approssimazione polinomiale a tratti, cioè il risultato nel dominio delle frequenze dell'errore di approssimazione che ci si aspettava di avere.

3.5 Down conversion in real-time: modulazione a prodotto

Come detto nel paragrafo precedente lo scaling temporale è una buona tecnica per portare gli ultrasuoni in banda udibile ma non può essere utilizzata per lavorare in real-time. Risulta quindi necessario trovare un modo alternativo per svolgere questo compito in tempo reale.

Anche in questo caso si sfrutta una proprietà della trasformata di Fourier, in particolare risultano utile la già utilizzata proprietà della modulazione a prodotto (1.3), per traslare nel dominio delle frequenze. Nell'utilizzare questa tecnica si deve prestare attenzione al fatto che il segnale viene traslato sia verso frequenze più basse che verso frequenze più alte.

Prima di tutto per impostare il progetto si deve prestare attenzione al fatto che tramite la modulazione il contenuto in frequenza del segnale viene traslato, quindi la larghezza di banda del segnale a ultrasuoni che si vuole leggere deve essere pari alla larghezza di banda del suono udibile. Per poter apprezzare adeguatamente tutte le frequenze del segnale ultrasonoro si può prendere un segnale con una banda di circa 15 kHz che sia incluso nell'intervallo $[0, 15000]$, in cui come si vede nella figura 2.2 (tenendo conto delle regioni di transizione dovute al filtraggio non ideale) l'udito umano dovrebbe riuscire a percepire tutto il contenuto adeguatamente e senza eccessive attenuazioni agli estremi della banda.

Un altro fattore importante da considerare è che il segnale, come detto, non viene traslato solo verso le frequenze minori ma anche verso frequenze più alte. Ciò comporta che per non avere aliasing la traslazione verso destra della banda del segnale non può superare la frequenza critica $\frac{f_s}{2}$. Si aggiungono quindi dei vincoli al segnale che si vuole portare in banda udibile, non potendo più utilizzare tutto il contenuto in frequenza $\left[0, \frac{f_s}{2}\right]$ registrato dal microfono ma dovendo porre dei vincoli aggiuntivi. In particolare deve valere la condizione per cui se si trasla lo spettro del segnale di banda $[f_1, f_2]$ di una certa frequenza f_0 , la traslazione verso destra della frequenza massima f_2 non deve superare la frequenza critica $\frac{f_s}{2}$. Si può specificare meglio chi sia la frequenza di traslazione f_0 considerando che la volontà è di portare il

segnale dalla banda $[f_1, f_2]$ alla banda $[0, 15000]$ Hz. Quindi traducendo i vincoli aggiuntivi saranno

$$\begin{cases} f_{max} = \frac{f_s}{2} = f_2 + f_0 \\ B = f_2 - f_1 = 15000 \\ f_1 - f_0 = 0 \end{cases}$$

$$f_2 + f_0 = f_2 + f_1 = f_2 + f_2 - B \leq \frac{f_s}{2}$$

$$f_2 \leq \frac{\frac{f_s}{2} + B}{2} = \frac{f_s}{4} + 7500$$

cioè, esplicitando bene tutte le condizioni

$$\begin{cases} f_2 \leq \frac{f_s}{4} + 7500 \\ B = 15000 \\ f_0 = f_1 \end{cases} \quad (3.10)$$

L'ultimo fattore di cui tenere conto è la necessità di eliminare la traslazione verso destra dello spettro. Risulta immediato pensare che, se si è eseguita correttamente la procedura senza generare aliasing, per eliminare la traslazione verso destra del segnale è sufficiente filtrare il segnale modulato con un filtro passa-basso. Tale filtro può essere progettato e implementato in maniera analoga a come fatto nel paragrafo 4.2, con l'unica eccezione che essendo un LPF non servirà modularlo con una sinusoidale ma si finestra direttamente la risposta impulsiva del passa basso descritta nella 3.7. Inoltre possibile mantenere basso il numero di campioni allargando molto la banda di transizione in quanto le due traslazioni dello spettro saranno abbastanza distanti.

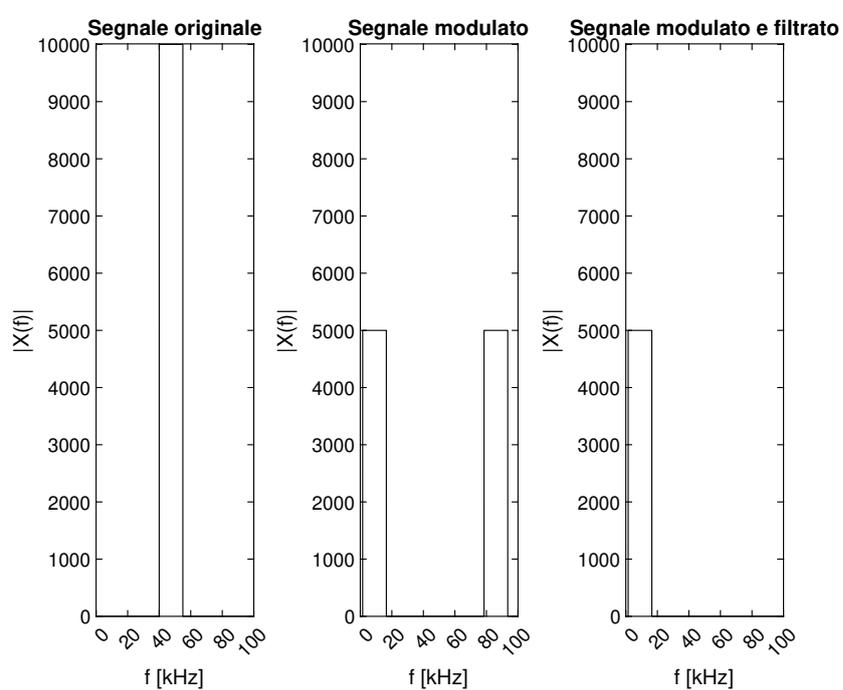


Figura 3.7: Effetto della modulazione a prodotto e del successivo filtraggio sullo spettro del segnale.

Capitolo 4

Dispositivi di conversione degli ultrasuoni in banda udibile

In questo capitolo verrà mostrato come sono stati integrati i blocchi descritti nel capitolo 3 per realizzare i dispositivi incaricati di portare in banda udibile i segnali ultrasuoni.

Nel primo paragrafo quindi verrà analizzato il funzionamento del dispositivo che lavora offline, riportando i test effettuati. Nel secondo paragrafo invece verrà analizzata la possibilità di implementare sia in analogico che in digitale il dispositivo che lavora in real-time, soffermandosi anche su una sua possibile applicazione.

4.1 Dispositivo offline

L'obiettivo del dispositivo offline è quello di analizzare un suono registrato in precedenza con un microfono ad ultrasuoni e dilatarlo nel tempo in modo da comprimere il suo spettro, senza perdere informazioni, e riportare l'onda acustica registrata in banda udibile.

Per quanto riguarda la finestrazione, come accennato nel paragrafo 3.2, non sono richieste specifiche particolarmente elevate per quanto riguarda l'attenuazione del suono agli estremi. Questo perchè in questo contesto si tenderanno ad analizzare segnali almeno della durata di diversi secondi e

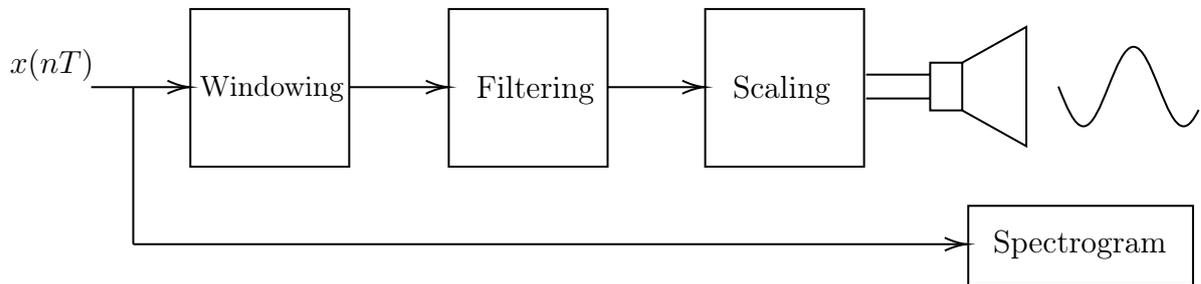


Figura 4.1: Device di augmented sensing offline.

non si ha l'esigenza di concatenare più segnali consecutivi, perciò anche se si perdesse qualche decimo di secondo di segnale agli estremi non sarebbe un danno rilevante. Per questo il software lascia libertà all'utente di scegliere quanti secondi di segnale si è disposti a perdere, consigliando di optare per un valore dell'ordine delle decine o centinaia di millisecondi (valori più bassi appesantiscono il programma). Una volta settato questo valore poi una funzione, sulla base di quanto descritto nel paragrafo 3.2, troverà la finestra ideale e la applicherà al segnale. Si ricorda che nel caso in cui per coprire tutti gli N campioni del segnale fosse necessario un numero di finestre non intero, il software opererà per un arrotondamento all'intero più vicino per difetto, eliminando di fatto gli ultimi campioni del segnale. Questo non viene ritenuto un problema sempre sulla base dei motivi enunciati precedentemente.

Il filtro viene progettato e applicato con il metodo enunciato nel paragrafo 4.2. In questo blocco il programma chiederà di settare le frequenze di taglio superiore e inferiore e la larghezza della regione di transizione. Si ricorda che quest'ultimo parametro in particolare è inversamente proporzionale al numero di campioni della risposta impulsiva del filtro, per cui è conveniente tenerlo il più basso possibile. A questo proposito notando che questo dispositivo è progettato per lavorare su bande larghe di segnale, il software consiglierà di mantenere una larghezza di banda di 1-2 kHz, in modo da non dilatare troppo la regione di transizione pur contenendo il numero di campioni della risposta impulsiva. Si noti che mentre è possibile settare la larghezza della regione di transizione, il valore dell'attenuazione minima rimane fisso a -44 dB ed è dettato dalla scelta (in fase di progetto) di utilizzare una finestra di

Hanning. Dai parametri sulle frequenze di taglio poi il software estrapolerà i dati su larghezza di banda (B) e frequenza di centro banda (f_0) sulla base dei quali genererà la risposta impulsiva del filtro secondo la 3.8.

La conversione in frequenza è stata effettuata tramite uno scaling temporale, che come detto permette di lavorare con un'ampia banda ma impedisce di lavorare in tempo reale, sfruttando quanto descritto nel paragrafo 3.4. Il software chiederà all'utente di dichiarare la larghezza di banda che il segnale dovrà avere una volta compresso, e sfruttando questo valore e la larghezza di banda del segnale una volta uscita dal filtro passa-banda del blocco precedente, calcola il fattore di scala a che si deve utilizzare per comprimere correttamente lo spettro. Si consiglia di inserire come larghezza di banda del nuovo segnale udibile un valore di circa 5 – 10 kHz, in quanto con una banda più piccola si comprime eccessivamente il segnale rendendo più difficile la comprensione del suono, mentre con una banda più larga c'è il rischio che un porzione del segnale scalato continui ad essere nel dominio degli ultrasuoni.

Una volta uscito dal blocco di scaling il segnale sarà diventato un suono udibile, perciò è pronto per essere emesso da uno speaker e ascoltato. Per emettere il segnale si sfrutta la funzione $soundsc(y, f_s)$ di Matlab per ascoltare l'audio tramite lo speaker impostato come default nel computer. Si fa notare che questa funzione lavora solo con segnali campionati con una frequenza di al massimo 192 kHz. Questo però non risulta essere un problema perchè a questo punto il segnale utile sarà contenuto tutto in banda udibile, quindi se si dovesse avere a che fare con segnali campionati a frequenza maggiore si potrà effettuare un sottocampionamento senza rischiare di distorcere il segnale per via dell'aliasing. In parallelo a questo il software provvederà anche a salvare il segnale udibile in un file audio, per riascoltarlo ogni volta che risulterà necessario.

Mentre il suono viene riprodotto dallo speaker verrà anche mostrato, tramite l'apposita funzione matlab, uno *spettrogramma*¹ del suono originale (figura 4.2), permettendo all'utente di confrontare ciò che viene letto dal

¹Diagramma che riporta la densità spettrale di potenza del segnale in più intervalli temporali sfruttando la short-time Fourier transform, permettendo di svolgere un'analisi sulla distribuzione del segnale sia nel tempo che nelle frequenze.

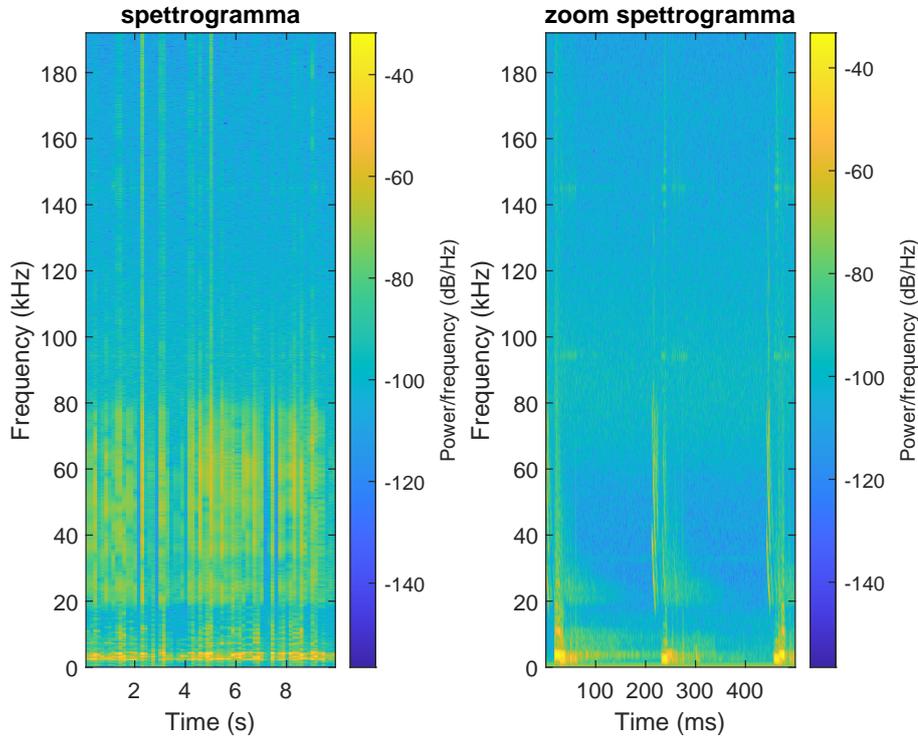


Figura 4.2: Spettrogramma dell'emissione vocale di un pipistrello.

grafico con ciò che viene ascoltato. Questo può risultare estremamente utile per interpretare meglio i suoni che vengono ascoltati, cosa utile soprattutto se il dispositivo viene utilizzato per effettuare ricerche scientifiche come studi sulle emissioni vocali di alcune specie animali.

Il dispositivo è stato validato effettuando diversi test su registrazioni di emissioni vocali di diversi pipistrelli prese dal già citato database [21], tutte campionate a 394 kHz o a 500 kHz. A queste registrazioni è stato applicato un finestraggio che attenuasse il segnale ad ogni estremo per un tempo di 0.1 secondi, un filtro passa-banda con banda passante variabile a seconda del segnale e regione di transizione larga 1 kHz, e sono poi state compresse in una banda larga 8 kHz. I risultati degli esperimenti sono stati tutti positivi, mostrando una coerenza fra lo spettro del segnale originale e quello del segnale in uscita dal sistema, e riscontrando che le frequenze in cui si rilevavano emissioni vocali più interessanti erano quelle che venivano maggiormente evi-

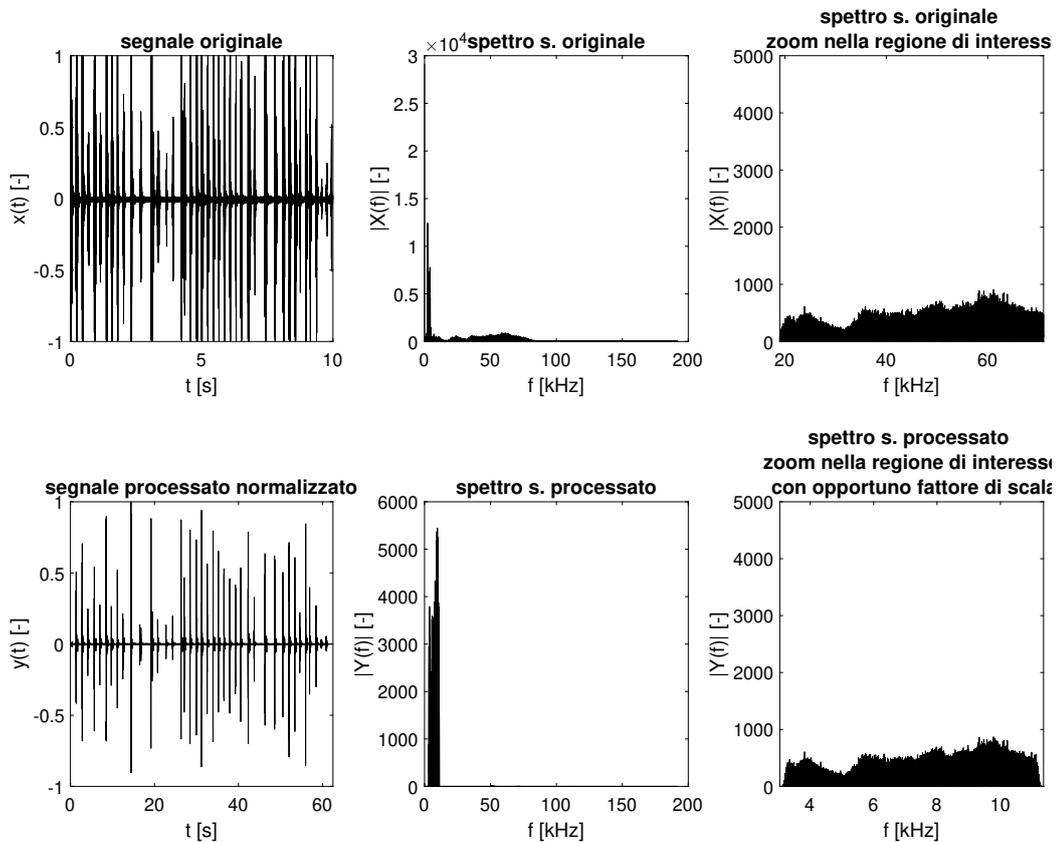


Figura 4.3: Effetto del dispositivo di augmented sensing offline sull'emissione sonora di un pipistrello.

denziate nello spettrogramma. Inoltre si sono anche riusciti a percepire dei suoni che richiamavano ciò che si poteva sentire nella registrazione prima di far passare il segnale all'interno del sistema (parte delle emissioni erano in udibile). Si riporta a titolo dimostrativo in figura 4.2 l'effetto ottenuto su uno di questi segnali campionato a 394 kHz e a cui è stato applicato un filtro passa-banda con banda passante [20, 70] kHz.

4.2 Dispositivo in real-time

L'obiettivo di questo dispositivo deve essere quello di prelevare un suono proveniente da un microfono ad ultrasuoni (si può usare uno di quelli citati nel paragrafo 3.1, o prendere un microfono MEMS da installare su un PCB)

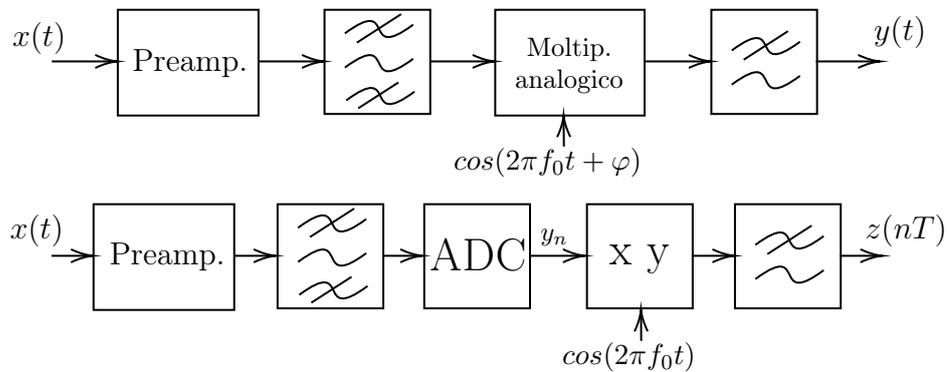


Figura 4.4: Device di augmented sensing real-time.
 Versione analogica (sopra) e versione digitale (sotto).

e, dopo averlo trattato adeguatamente, traslarlo in banda udibile effettuando una down conversion tramite modulazione a prodotto. Come si vede in figura 4.4 questo dispositivo potenzialmente potrebbe essere realizzato sia in digitale che in analogico.

In entrambi i casi il segnale prelevato dal sensore, se non si usa un microfono già completo di blocco di elaborazione del segnale, deve passare almeno tramite uno stadio di preamplificazione che riduca l'effetto dei disturbi e lo amplifichi fino al valore desiderato, e un primo stadio di filtraggio passa-banda (logicamente a seconda delle necessità il blocco di manipolazione può essere più complicato). Sia il preamplificatore che il filtro possono essere realizzati ad hoc o acquistati sul mercato, in ogni caso il costo è abbastanza contenuto. Per quanto riguarda il filtro passa-banda, questo dovrebbe garantire una banda passante con larghezza di banda non superiore ai 12 kHz, per essere sicuri (contando anche la regione di transizione del filtro) che il segnale sia totalmente contenuto nel campo udibile per quasi tutti i soggetti che non hanno patologie del sistema uditivo.

A questo punto nel caso in cui si voglia realizzare in digitale il dispositivo è necessario, una volta uscito dal filtro, campionare il segnale con un convertitore analogico-digitale. Svolgendo un'analisi sul mercato si vede che si trovano facilmente convertitori con frequenza di campionamento di 192 kHz (permettono di lavorare con segnali fino a circa 90 kHz) ad un costo di pochi

euro. Per eseguire correttamente il campionamento (a prescindere che si opti per un campionamento passa-basso o un campionamento passa-banda ²) è importante che il precedente stadio di filtraggio sia di alta qualità per evitare aliasing in frequenza.

Una volta campionato il segnale la down conversion avverrebbe moltiplicando il segnale per un coseno a frequenza pari alla frequenza di taglio inferiore del filtro, come descritto nel paragrafo 3.5. Questo perchè così facendo la banda del segnale (di larghezza circa 12 kHz) viene interamente riportata in regione udibile. Infine, poichè come si ricorda la modulazione a prodotto genera anche una traslazione verso destra del segnale, per completare la down conversion si filtra il segnale con un filtro passa-basso, che può essere progettato come enunciato nel capitolo precedente con il metodo delle finestre. L'ultimo stadio di filtraggio non richiede prestazioni particolarmente elevate in quanto fra la traslazione verso destra e verso sinistra della banda del segnale ci saranno molti chilohertz di distanza, perciò si possono utilizzare filtri FIR con poche prese e regioni di transizione di diversi chilohertz. Per non avere aliasing nel dominio delle frequenze durante il processo di traslazione si ricorda che devono valere le condizioni enunciate nella 3.10.

Nel progettare un dispositivo di questo tipo in digitale bisogna prestare attenzione a utilizzare un buffer di dimensione adeguata, per non perdere informazione e non generare troppo ritardo nell'ascolto.

A scopo puramente dimostrativo in figura 4.5 si può vedere l'effetto di una down conversion applicata con questo metodo su un segnale di un secondo, estrapolato da una registrazione presa dal database Chirovox ([21]). Il filtro passa-banda è stato sempre realizzato in digitale come enunciato nel paragrafo 3.4.

Nel caso cui invece si opti per realizzare in analogico il dispositivo il segnale in uscita dal filtro passa-banda può essere fatto passare subito per un moltiplicatore analogico. Componenti di questo tipo possono essere trovati sul mercato al prezzo di pochi euro, un esempio è il *AD633* della *Analog*

²Si può dimostrare che per segnali passa banda è condizione sufficiente e necessaria campionare a frequenza $f_s = 2B$, dove B è la larghezza di banda del segnale. In questo caso si parla di campionamento passa-banda.

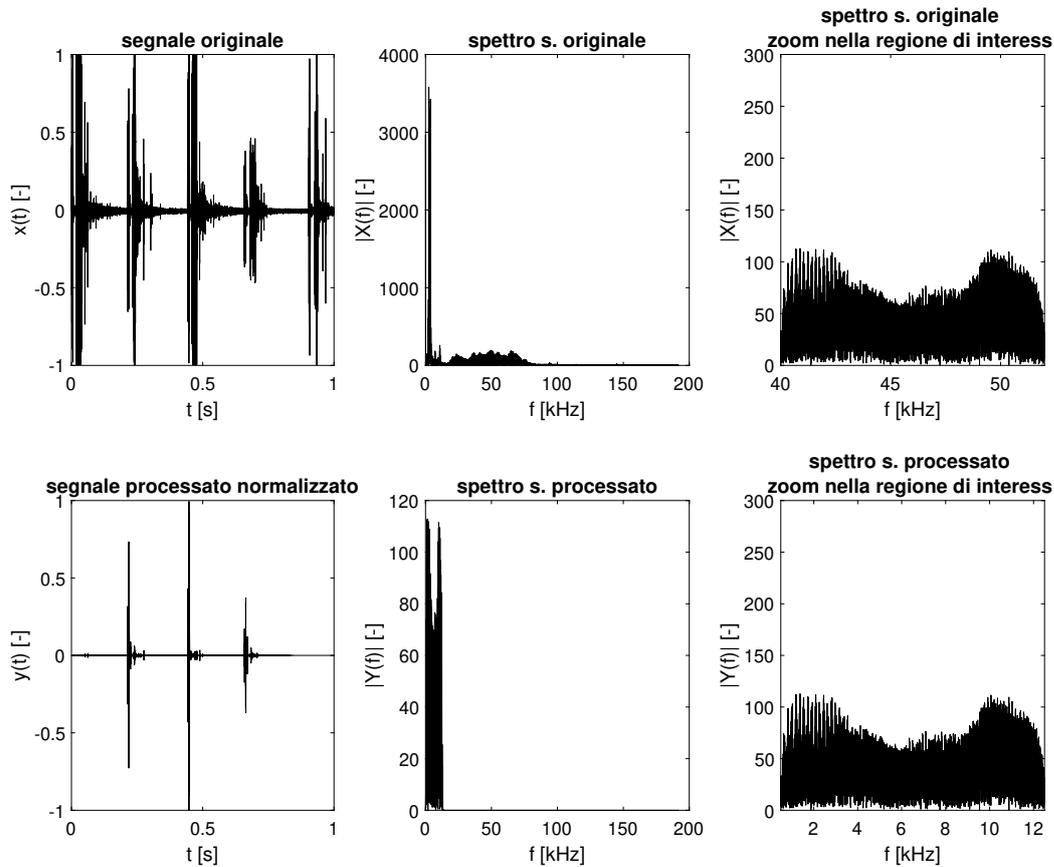


Figura 4.5: Effetto del dispositivo di augmented sensing realtime su un segnale di 1 secondo, estrapolato dall'emissione sonora di un pipistrello.

Devices. Si è voluto testare il componente scaricando il suo modello *LTSpice* dal sito della casa produttrice e realizzando un blocco da utilizzare nel simulatore. Dal datasheet si vede che la risposta del componente dovrebbe essere del tipo

$$w = \frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{10} + z$$

quindi il dispositivo dovrebbe poter prelevare due segnali differenziali, moltiplicarli (con un fattore moltiplicativo di $\frac{1}{10}$), e sommarli un segnale riferito a massa. Per testarlo è stato messo a massa l'ingresso z , e sono state inserite due sinusoidi, una a 45 kHz e una a 35 kHz, fra gli ingressi differenziali x_1, x_2 e y_1, y_2 . Come si vede in figura 4.6, il risultato come ci si aspettava è un segnale che mostra un segnale periodico con due componenti di periodicità:

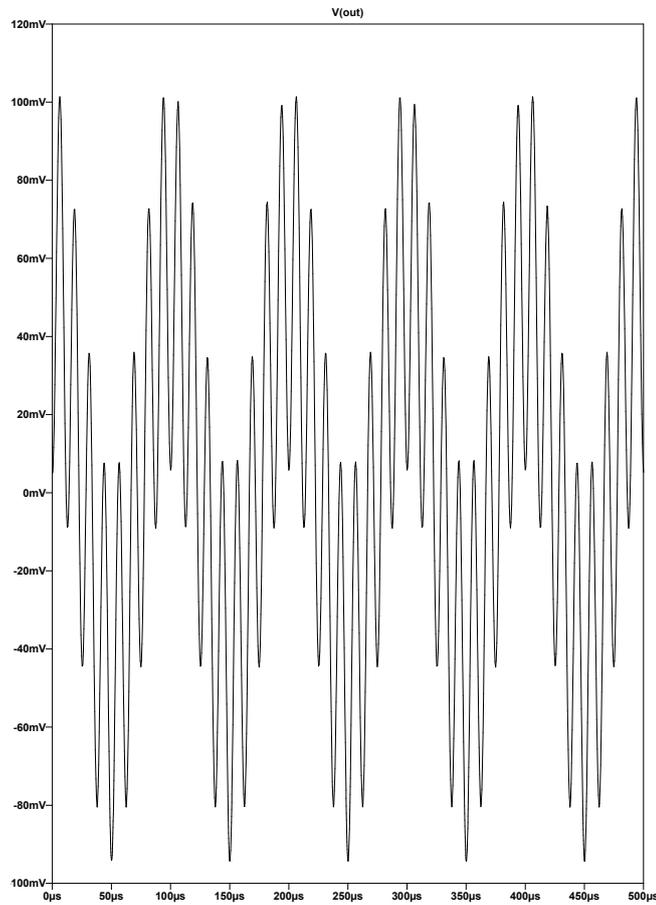


Figura 4.6: Output del blocco AD633 quando gli vengono fornite in ingresso due sinusoidi a 45 kHz e 35 kHz.

una a 10 kHz e una a 80 kHz. Ciò significa che si può effettivamente utilizzare questo blocco per realizzare la prima parte della down conversion.

Per implementare il blocco nel contesto desiderato uno dei due ingressi differenziali deve provenire dal blocco di manipolazione del segnale. Nel caso in cui questo blocco restituisca un output differenziale lo si può direttamente collegare a x_1 e x_2 , nel caso in cui invece restituisca un output single-ended si porta questo segnale su x_1 e si collega x_2 a massa. L'altro ingresso deve ricevere in ingresso una sinusoide, che può essere facilmente generata da un oscillatore (anche questo componente si trova facilmente a basso costo).

Come già detto per il sistema digitale anche in questo caso in uscita dal blocco moltiplicatore serve un filtro passa-basso, che non necessita di

prestazioni elevate.

Conclusioni

Analizzando i risultati ottenuti con il software che lavora offline si ritiene di poterlo considerare pronto ad un eventuale utilizzo. I blocchi infatti sono stati ottimizzati cercando di garantire buone prestazioni pur mantenendo basso il costo computazionale, permettendogli di elaborare velocemente anche segnali formati da decine di milioni di campioni senza errori rilevanti. Come già detto questo dispositivo permette di comprimere ampie bande frequenza senza perdere informazione, a discapito del fatto che il segnale viene rallentato quindi ci vuole più tempo ad ascoltarlo. La presenza dello spettrogramma, in combinazione con l'audio prodotto, dovrebbe permettere all'utente di svolgere un'accurata analisi del segnale ultrasonoro registrato.

L'ambito in cui risulta più immediato applicare il dispositivo è la zoologia. Infatti per studiare il comportamento degli animali spesso vengono analizzate le loro emissioni vocali, e nel caso in cui queste siano in campo ultrasonoro si sfruttano diagrammi come lo spettrogramma per trarre conclusioni circa il loro significato. Un dispositivo di questo tipo quindi potrebbe essere sfruttato per studiare queste emissioni, integrando l'analisi uditiva e quella visiva.

Per quanto riguarda un eventuale dispositivo in grado di svolgere questa attività in real-time i risultati sembrano promettenti. Dalle analisi svolte offline sui segnali presi dal database [21] si è confermata la possibilità di poter sfruttare la traslazione nelle frequenze per riportare gli ultrasuoni in banda udibile.

Per quanto riguarda invece la scelta fra l'implementazione di un dispositivo analogico piuttosto che uno digitale, svolgendo un'analisi di mercato non si trovano rilevanti differenze di prezzo fra le due possibilità. Per questo un parametro che potrebbe essere interessante valutare è il ritardo introdotto

dai due sistemi. Infatti se si vogliono garantire prestazioni elevate (necessarie per esempio per attuare un'applicazione come quella descritta nell'introduzione) è molto importante contenere il ritardo a massimo qualche centinaio di millisecondi.

Per dispositivi di questo tipo potrebbe essere interessante attuare anche un controllo in frequenza, cioè dare la possibilità all'utente di selezionare la banda che gli interessa ascoltare e regolare di conseguenza le frequenze di taglio del filtro passa-banda e la frequenza della sinusoide che viene portata in ingresso al blocco moltiplicatore. Se si vuole creare il dispositivo in analogico il controllo sulla frequenza della sinusoide potrebbe essere effettuato mediante un VCO, cioè un oscillatore sinusoidale che permette di controllare la frequenza dell'oscillazione mediante una tensione posta in ingresso.

Alla luce di queste considerazioni si ritiene fattibile progettare un dispositivo di questo tipo, che abbia anche un costo contenuto in modo da essere accessibile a chiunque, e che permetta di integrare le abilità di ecolocalizzazione che hanno sviluppato le persone non vedenti. Questo darebbe la possibilità ad essi di orientarsi anche in situazioni in cui il rumore ambientale sia tale da risultare invalidante ai fini di utilizzare emissioni in banda udibile e ascoltare gli eco di ritorno. Inoltre permetterebbe loro di svolgere questa attività senza arrecare alcun tipo di fastidio ad altre persone vicine. Importante sarebbe anche il controllo in frequenza permetterebbe loro di adattare il dispositivo alle più disparate situazioni che possono incontrare durante le loro attività quotidiane.

A questo scopo bisognerebbe sviluppare un dispositivo che sia il meno ingombrante possibile, infatti se si vuole effettivamente migliorare la qualità della vita di questi soggetti anche il fattore estetico è rilevante. Ancora più rilevante però è la necessità di sfruttare due microfoni che devono essere posizionati in modo da ricevere i segnali in maniera simile a come fanno i nostri padiglioni auricolari, fondamentale per permettere al sistema nervoso di ricavare informazioni utili circa la posizione degli oggetti. A questo scopo per esempio nel già citato articolo [6] sono state realizzate due pinne artificiali, modellate secondo la forma di padiglioni auricolari di pipistrelli.

Una volta progettato il dispositivo si potrebbe passare a una fase di spe-

rimentazione in cui si testa l'effettiva efficacia del dispositivo su soggetti non vedenti.

Si vuole far notare che come i non vedenti allendandosi possono diventare sia ecolocalizzatori passivi che attivi, anche nel progettare un dispositivo di questo tipo si potrebbe creare sia un dispositivo passivo che uno attivo. Un eventuale dispositivo passivo si limiterebbe a rilevare gli ultrasuoni ambientali e riportarli in banda udibile, mentre uno attivo potrebbe essere completato con un sistema di emissione che sfrutta trasduttori a banda larga (come il *480EP900* della *Pro-Wave Electronics*, che emette segnali nella banda [40, 60] kHz). In un dispositivo che integra anche un emettitore sarebbe utile, per garantire un funzionamento adeguato, legare la banda di frequenze di emissione a quella di ascolto, fornendo un controllo sulle frequenze che agisca contemporaneamente su entrambe.

In conclusione si ritiene che il dispositivo progettato, per analizzare segnali ultrasonori offline e convertirli in banda udibile, sia già adatto ad essere utilizzato in determinate applicazioni (come la zoologia), e con gli accorgimenti menzionati in questo elaborato, possa fungere da base per realizzare, in analogico o in digitale, un dispositivo in grado di svolgere questo compito in real-time (analizzando bande più ristrette, di circa 12 kHz), per poter essere applicato integrando l'ecolocalizzazione dei non vedenti.

Elenco delle figure

1.1	Fenomeno del leakage per lo spettro di ampiezza una sinusoide.	12
1.2	Filtro con linee di ritardo.	13
1.3	Interpolazione dei campioni di una sinusoide ottenuta grazie alla funzione <i>spline</i> di Matlab.	15
2.1	Codifica in frequenza ad opera della membrana basilare.	21
2.2	Curve isofoniche.	22
2.3	Curve decadimento del SPL in funzione della distanza al variare di f , p , T , UR .	25
3.1	Overlapping di k finestre di Hanning di dimensione M con i parametri specificati nell'analisi del dispositivo real-time.	34
3.2	Analisi del miglioramento del leakage spettrale nel caso in cui il buffer dell'analisi real-time sia riempito con un segnale dato dalla somma di 5 sinusoidi con una differenza di frequenza di 50 Hz.	35
3.3	Errore causato dall'instabilità di un filtro IIR, in nero si può vedere lo spettro di ampiezza del segnale originale e in rosso quello del segnale filtrato.	36
3.4	Distorsione in fase causata dal filtro ideale.	37
3.5	Filtro passa-banda creato con il metodo delle finestre.	42
3.6	Effetto dello scaling temporale di un fattore 10 nel dominio del tempo e delle frequenze.	44
3.7	Effetto della modulazione a prodotto e del successivo filtraggio sullo spettro del segnale.	47

4.1	Device di augmented sensing offline.	50
4.2	Spettrogramma dell'emissione vocale di un pipistrello.	52
4.3	Effetto del dispositivo di augmented sensing offline sull'emissione sonora di un pipistrello.	53
4.4	Device di augmented sensing real-time. Versione analogica (sopra) e versione digitale (sotto).	54
4.5	Effetto del dispositivo di augmented sensing realtime su un segnale di 1 secondo, estrapolato dall'emissione sonora di un pipistrello.	56
4.6	Output del blocco AD633 quando gli vengono fornite in ingresso due sinusoidi a 45 kHz e 35 kHz.	57

Bibliografia

- [1] D. R. Griffin, “Echolocation by blind men, bats and radar,” *Science*, vol. 100, no. 2609, pp. 589–590, 1944.
- [2] A. Boonman, Y. Bar-On, N. Cvikel, and Y. Yovel, “It’s not black or white—on the range of vision and echolocation in echolocating bats,” *Frontiers in physiology*, vol. 4, p. 248, 2013.
- [3] M. Bujacz, P. Skulimowski, A. Królak, B. Szt Tyler, and P. Strumiłło, “Comparison of echolocation abilities of blind and normally sighted humans using different source sounds,” *Vibrations in Physical Systems*, vol. 33, no. 2, 2022.
- [4] L. Thaler, J. L. Milne, S. R. Arnott, D. Kish, and M. A. Goodale, “Neural correlates of motion processing through echolocation, source hearing, and vision in blind echolocation experts and sighted echolocation novices,” *Journal of Neurophysiology*, vol. 111, no. 1, pp. 112–127, 2014.
- [5] V. L. Flanagan, S. Schörnich, M. Schraner, N. Hummel, L. Wallmeier, M. Wahlberg, T. Stephan, and L. Wiegrebe, “Human exploration of enclosed spaces through echolocation,” *Journal of Neuroscience*, vol. 37, no. 6, pp. 1614–1627, 2017.
- [6] S. Jascha, T. Santani, B. Benjamin, C. Chris, L. Crystal, R. Michael, and S. Nicol, “A device for human ultrasonic echolocation,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 62, no. 6, 2015.

-
- [7] H. Watanabe, M. Sumiya, and T. Terada, "Human-machine cooperative echolocation using ultrasound," *IEEE access*, vol. 10, pp. 125 264–125 278, 2022.
- [8] M. Chiani, *Trasmissione dell'informazione*. KDP Editors, 2023.
- [9] R. Spagnolo, *Acustica: Fondamenti e applicazioni*. UTET, 2015.
- [10] E. Carbone, G. Aicardi, R. Maggi *et al.*, *Fisiologia: dalle molecole ai sistemi integrati*. EdiSES, 2018.
- [11] B. ISO *et al.*, "226: 2003: Acoustics—normal equal-loudness-level contours," *International Organization for Standardization*, vol. 63, 2003.
- [12] R. S. Heffner and H. E. Heffner, "Hearing range of the domestic cat," *Hearing Research*, vol. 19, no. 1, pp. 85–88, 1985. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0378595585901005>
- [13] A. Barber, A. Wilkinson, F. Montealegre-Z, V. Ratcliffe, K. Guo, and D. Mills, "A comparison of hearing and auditory functioning between dogs and humans," *Comparative Cognition & Behavior Reviews*, vol. 15, pp. 45–94, 01 2020.
- [14] H. E. Heffner and R. S. Heffner, "Hearing ranges of laboratory animals," *Journal of the American Association for Laboratory Animal Science*, vol. 46, no. 1, pp. 20–22, 2007.
- [15] R. S. Heffner and H. E. Heffner, "Hearing in domestic pigs (*sus scrofa*) and goats (*capra hircus*)," *Hearing research*, vol. 48, no. 3, pp. 231–240, 1990.
- [16] W. H. Organization *et al.*, "Iso 9613-2: Acoustics-attenuation of sound propagation outdoors, part 2: General method of calculation," *Geneva: International Organization for Standardization*, 1996.
- [17] O. I. de Normalización, *ISO 9613-1: 1993, Acoustics: attenuation of sound during propagation outdoors. Calculation of the absorp-*
-

tion of sound by the atmosphere. International Organization for Standardization, 1993.

- [18] N. P. Laboratory. Calculator for atmospheric absorption of sound. [Online]. Available: <https://resource.npl.co.uk/acoustics/techguides/absorption/>
- [19] A. Bertoni and G. Grossi. (2003) Elaborazione numerica dei segnali. [Online]. Available: https://bertoni.di.unimi.it/Elaborazione_Numerica_dei_Segnali.pdf
- [20] G. A. Mian. (1998) Capitolo 7: Progetto di fir a fase lineare. [Online]. Available: https://lstm.dei.unipd.it/nuovo/teaching/ens/dispense/cap_07.pdf
- [21] Chirovox. The bat call library. [Online]. Available: <https://www.chirovox.org/index.php>

