

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA  
FACOLTÀ DI INGEGNERIA

TESI DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA  
INDIRIZZO SISTEMI ELETTRONICI E STRUMENTAZIONE

CALIBRAZIONE ED EQUALIZZAZIONE  
DIGITALE DELLA SONDA  
INTENSIMETRICA MICROFLOWN®

*Laureando*  
Mirco Celin

*Relatore*  
Prof. Antonino Di Bella

*Correlatore*  
Dott. Davide Bonsi

*Anno accademico 2009/2010*



# Indice

<b>Introduzione</b> .....	iii
<b>1 - La sonda Microflow<sup>®</sup></b>	
1.1 Il trasduttore di velocità .....	1
1.2 Principio di funzionamento .....	3
1.3 Il processo di fabbricazione .....	6
1.4 Caratteristiche tecniche .....	8
1.4.1 <i>Risposta in frequenza</i> .....	8
1.4.2 <i>Connettività</i> .....	10
1.4.3 <i>Diagramma polare</i> .....	12
1.4.4 <i>Self-noise</i> .....	16
1.4.5 <i>Package gain</i> .....	18
1.4.6 <i>Influenza del vento</i> .....	19
1.4.7 <i>Tempo di warm up del modello USP</i> .....	19
1.4.8 <i>Variazioni nella pressione statica e nell'umidità</i> .....	20
1.5 Evoluzione tecnologica .....	20
1.6 Modelli in commercio .....	23
1.7 Applicazioni .....	24
<b>2 - Calibrazione della sonda</b>	
2.1 Fondamenti teorici della procedura di calibrazione .....	29
2.1.1 <i>Setup in alta frequenza</i> .....	30
2.1.2 <i>Setup in bassa frequenza</i> .....	33
2.1.3 <i>Combinando i due approcci</i> .....	38
2.2 Le misure di calibrazione .....	39
2.3 Risultati .....	43
2.3.1 <i>Il canale di pressione</i> .....	44
2.3.2 <i>Fase relativa tra canale di velocità e canale di pressione</i> .....	48
2.3.3 <i>Il canale di velocità in alta frequenza</i> .....	49
2.3.4 <i>Il canale di velocità in bassa frequenza</i> .....	51
2.4 Connessione delle due curve e fitting con il modello teorico .....	52
2.5 Misure di confronto .....	56
2.5.1 <i>Il cappuccio protettivo del modello USP</i> .....	56
2.5.2 <i>La tecnica sine sweep</i> .....	58

<b>3 - Equalizzazione digitale</b>	
3.1 Metodi di equalizzazione . . . . .	61
3.1.1 <i>L'attuale equalizzazione analogica</i> . . . . .	61
3.1.2 <i>L'equalizzazione digitale</i> . . . . .	63
3.2 Digitalizzazione delle funzioni di trasferimento . . . . .	65
3.3 Sistema inverso . . . . .	72
3.4 I filtri digitali per l'equalizzazione della sonda . . . . .	78
<b>4 - Conclusioni e sviluppi futuri</b> . . . . .	85
Appendice. . . . .	89
Riferimenti bibliografici . . . . .	97
Ringraziamenti	

# Introduzione

Lo svolgimento di questa tesi è stato possibile grazie alla collaborazione tra il Dipartimento di Fisica Tecnica dell'Università di Padova ed il Laboratorio di Acustica Musicale e Architettonica della fondazione Scuola di San Giorgio, a Venezia.

Oggetto del presente lavoro sono la calibrazione e l'equalizzazione digitale della sonda intensimetrica Microflown®, in dotazione al Laboratorio di Acustica Musicale e Architettonica.

Questo sensore misura la velocità delle particelle acustiche, basandosi sul principio di funzionamento di un micro-anemometro a doppio filamento caldo.

I suoi principali benefici sono la possibilità di effettuare le misurazioni con una ridotta influenza dell'ambiente di misura e, in ambito intensimetrico, di superare i limiti intrinseci alle tradizionali tecniche di misura.

La progettazione del dispositivo è iniziata alla fine del 1994, nei Paesi Bassi, e fino ad allora non esisteva un sensore in grado di misurare direttamente la velocità delle particelle.

Gli attuali microfoni (trasduttori di pressione sonora) hanno prestazioni circa tre volte superiori rispetto al Microflown; però, mentre questi sono stati sviluppati per più di cento anni da università ed aziende, e se ne conoscono con precisione i limiti operativi, finora poche persone hanno lavorato al progetto Microflown.

Per via del particolare principio di funzionamento, l'andamento della sensibilità non è costante in frequenza. Si rende quindi necessaria una calibrazione accurata della sonda, per qualificarne la trasduzione.

Questa, però, è una procedura difficoltosa in quanto non sono ancora disponibili dei dispositivi tarati con cui poter fare delle comparazioni; inoltre, la teoria alla base della calibrazione è di recente sviluppo e affetta da imprecisioni.

Nel 1999 è stato sviluppato un modello matematico che, tenendo conto dei limiti operativi del dispositivo, ne descrive l'andamento della risposta in frequenza, in funzione di alcuni parametri.

Basandosi su questa descrizione teorica, è possibile progettare un sistema per l'equalizzazione della sonda.

Attualmente, la soluzione in commercio è di tipo analogico, che risulta conveniente, perché permette di effettuare in tempo reale delle misure corrette, ma non sufficientemente accurata.

Lo scopo principale di questo lavoro è la progettazione di un sistema di equalizzazione digitale per la sonda intensimetrica Microflow in dotazione.

Per farlo se ne è analizzato il comportamento in frequenza mediante il metodo di calibrazione della sorgente sferica; eseguiti i calcoli necessari per ottenere le risposte “reali” dei canali, si sono potute individuare le frequenze di taglio del modello teorico, e quindi ricavare i filtri digitali per l’equalizzazione.

Nel **Capitolo 1** viene introdotta la sonda Microflow; se ne descrive il principio di funzionamento, il processo di fabbricazione e le caratteristiche tecniche. Vengono mostrate le misurazioni eseguite per verificarne l’andamento del diagramma polare.

Inoltre si riporta brevemente l’evoluzione tecnologica del dispositivo, per sottolineare il fatto che è una scoperta recente, il cui funzionamento è stato perfezionato di molto in breve tempo, ma che è ancora perfettibile.

Infine si presenta il ruolo che la sonda ha nelle misurazioni intensimetriche.

Nel **Capitolo 2**, vengono esposti i fondamenti teorici della tecnica di calibrazione con la sorgente sferica. Si descrive la catena di misura utilizzata, le misure compiute ed i calcoli necessari per ottenere i risultati. Inoltre viene eseguito il fitting grafico con il modello teorico, ottenendo i valori dei parametri.

Alla fine del capitolo, vengono presentate le misure di confronto con e senza l’uso del cappuccio protettivo, e utilizzando lo sweep sinusoidale come segnale sorgente.

Nel **Capitolo 3** si presenta l’attuale equalizzazione analogica. Quindi, vengono descritti il metodo seguito per la progettazione dei filtri digitali ed i risultati ottenuti per l’equalizzazione dei canali di pressione e velocità.

Infine si descrive il metodo utilizzato per l’equalizzazione della fase relativa della fase relativa tra i due canali.

# Capitolo 1

## LA SONDA MICROFLOWN®

### 1.1 Il trasduttore di velocità

L'onda sonora è il propagarsi di un moto oscillatorio che le particelle dell'aria si comunicano sequenzialmente l'una all'altra, spostandosi localmente intorno alla propria posizione di equilibrio [Spa08].

Perché questo avvenga, il mezzo deve possedere due caratteristiche irrinunciabili: elasticità ed inerzia. La prima comporta il fatto che quando una particella del mezzo viene spostata dalla sua posizione a riposo, si generi una forza interna al mezzo stesso (risultante dall'azione di forze intermolecolari) che tende a riportarla in quella configurazione.

L'inerzia, invece, coincide con il possedere una massa, e quindi con la possibilità di trasferire energia meccanica da particella a particella.

Poiché le particelle dell'aria sono indotte a oscillare nella direzione di propagazione dell'onda, lo spostamento dalla loro posizione media a riposo e la velocità con cui avviene, sono due grandezze di cui tenere conto.

A sua volta, l'oscillazione avanti e indietro di tutte le particelle contenute in una regione elementare del mezzo, induce variazioni di densità e quindi di pressione<sup>1</sup> nelle regioni immediatamente adiacenti: variazioni in più e in meno rispetto alla situazione media preesistente [Spa08].

Facendo un confronto con il fenomeno elettrico, si può dire che la pressione sonora corrisponde alla differenza di potenziale elettrico e la velocità delle particelle alla corrente [Bre10].

Un trasduttore acustico (per la registrazione) converte un segnale relativo a grandezze meccaniche, in un segnale elettrico.

I microfoni, ad esempio, convertono le onde di pressione sonora in un segnale elettrico. Come l'orecchio umano, questi sono costituiti da una membrana: le variazioni della pressione statica fanno spostare la membrana avanti e indietro e la sua deflessione viene quindi rilevata da un opportuno circuito elettrico.

---

<sup>1</sup> La pressione sonora è una quantità scalare, definita in un preciso punto dello spazio; la sua unità di misura è il Pascal. Al contrario la velocità delle particelle ha una direzione e viene quindi descritta con un campo vettoriale; la sua unità di misura è il metro al secondo [Spa08].

Il sensore Microflow<sup>®</sup> (abbreviato MF) misura la velocità delle particelle<sup>2</sup> d'aria, mediante due minuscole strisce di nitruro di silicio<sup>3</sup>, rivestite in platino, e mantenute ad una temperatura di circa 300°C.

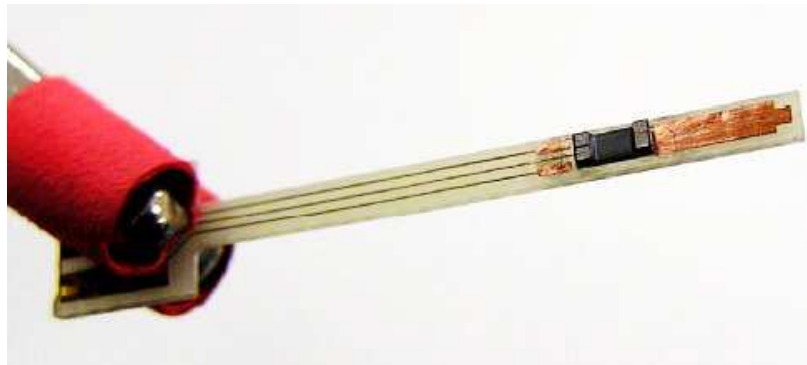


Figura 1.1 Il trasduttore Microflow: il sensore, in nero, inserito nella scheda del circuito stampato. (tratta da [Bre10])

In presenza di un flusso d'aria, si verifica una differenza di temperatura tra i due filamenti, dovuta al fatto che la corrente d'aria trasporta calore nella direzione del flusso, portando ad un riscaldamento del filamento “coperto” rispetto a quello esposto al flusso. A ciò segue una variazione della resistenza elettrica dei due filamenti, che è possibile misurare inserendo i due conduttori in un circuito percorso da corrente. Dalla variazione di resistenza è possibile ottenere la variazione di temperatura e da essa la velocità del flusso d'aria.

In fluidodinamica, il movimento di un gas o di un liquido è chiamato flusso (*flow* in inglese), da qui il nome Microflow, che è quindi sensibile ai movimenti dell'aria piuttosto che alla pressione fluttuante.

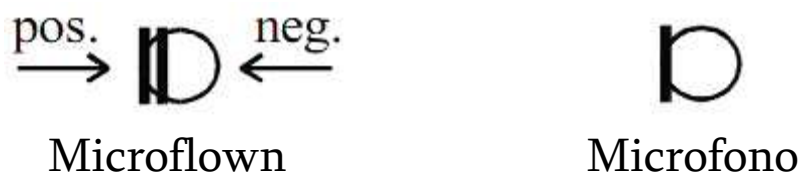


Figura 1.2 Le due linee nel simbolo del MF (a sinistra) rappresentano i due filamenti rivestiti in platino, mentre la linea nel simbolo del microfono rappresenta la membrana. (tratta da [Bre10])

<sup>2</sup> In acustica una “particella” d'aria è definita come un volume di aria che è piccolo se confrontato con le dimensioni degli strumenti di misura o con la minima lunghezza d'onda del suono (0.17 mm), e grande se comparato con il cammino libero medio di una molecola (50 nm). Una particella può quindi essere interpretata come un cubo d'aria di  $1\mu\text{m}^3$  [Bre10].

<sup>3</sup> Il nitruro di silicio ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) è una ceramica monolitica che gode di eccezionale durezza, resistenza alle fratture, stabilità termica e resistenza all'usura. È particolarmente utile in trattamenti eseguiti a temperature elevate e con esigenza di adeguato isolamento elettrico (tradotto da [Reb03]).



La figura seguente mostra il differente comportamento direzionale tra un microfono ed il MF. Se un altoparlante viene posto di fronte ai due sensori, allora il loro output è in fase (questo è vero solo se ci si pone in una camera anecoica e distanti dalla sorgente). Se l'altoparlante viene posto dall'altro lato, il segnale del MF si inverte rispetto a quello del microfono. Infine se l'altoparlante viene spostato sopra o sotto il MF, quindi con la direzione di propagazione delle onde sonore parallela ai filamenti di platino, l'uscita sarà teoricamente nulla.

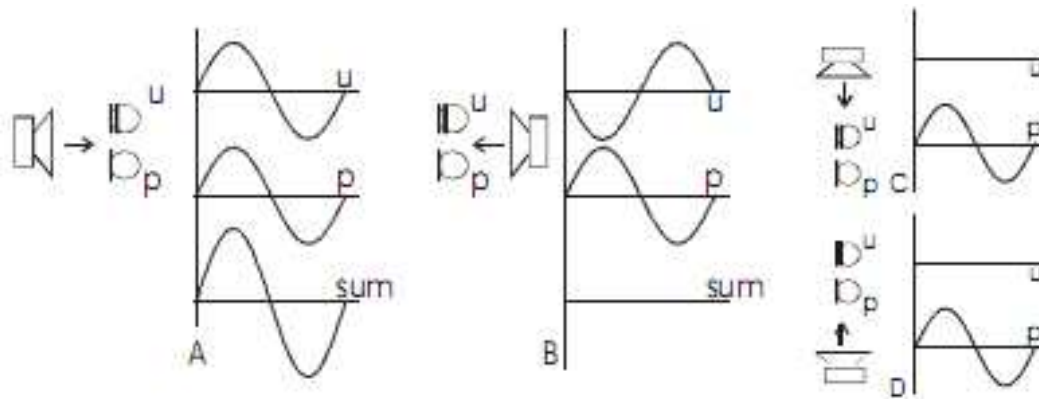


Figura 1.3 Risposte del microfono di pressione (p) e del Microflown (u) per quattro differenti posizioni dell'altoparlante A, B, C, D. (tratta da [Bre10])

Se si compara la qualità acustica di entrambi i trasduttori, tenendo quindi conto del rumore elettrico intrinseco a ciascun dispositivo, ad oggi i microfoni hanno prestazioni circa tre volte superiori rispetto alla sonda MF. Questi però sono stati sviluppati per più di cento anni da università ed aziende, ed ora si conoscono precisamente i loro limiti.

La progettazione del trasduttore Microflown è iniziata alla fine del 1994 e finora poche persone hanno lavorato a questo progetto; in dieci anni la qualità del sensore è incrementata di molto (circa 300.000 volte o 110dB) e la prospettiva è di una crescita della ricerca per lo sviluppo di questo progetto [Bre10].

## 1.2 Principio di funzionamento

Il principio di funzionamento del MF è quello di un micro-anemometro a doppio filamento caldo. I sensori in nitruro di silicio, rivestiti di platino, sono riscaldati da una corrente elettrica continua e raggiungono una temperatura stazionaria compresa tra 200°C e 400°C.

Il platino funge da termo-resistore PTC (*Positive Temperature Coefficients*), perciò all'aumentare della temperatura aumenta anche il valore della sua resistenza elettrica [Ben02].

Il componente principale che è preposto alla trasduzione della variazione differenziale di resistenza in un segnale elettrico è il circuito di Wheatstone; diverse caratteristiche ne influenzano l'operatività: la funzione di trasferimento, la tolleranza della frequenza di taglio ed il rapporto segnale rumore [BBBS05].

I meccanismi che stanno alla base del comportamento della sensibilità della sonda possono essere spiegati esaminando dapprima un singolo filamento.

Un anemometro a filamento caldo si basa sul raffreddamento del filo dovuto a convezione. Opera dai 10 cm/s in poi (in aria), per i quali si può ancora applicare la legge di King, la quale afferma che la temperatura del filo è proporzionale alla radice quadrata della velocità delle particelle<sup>4</sup>.

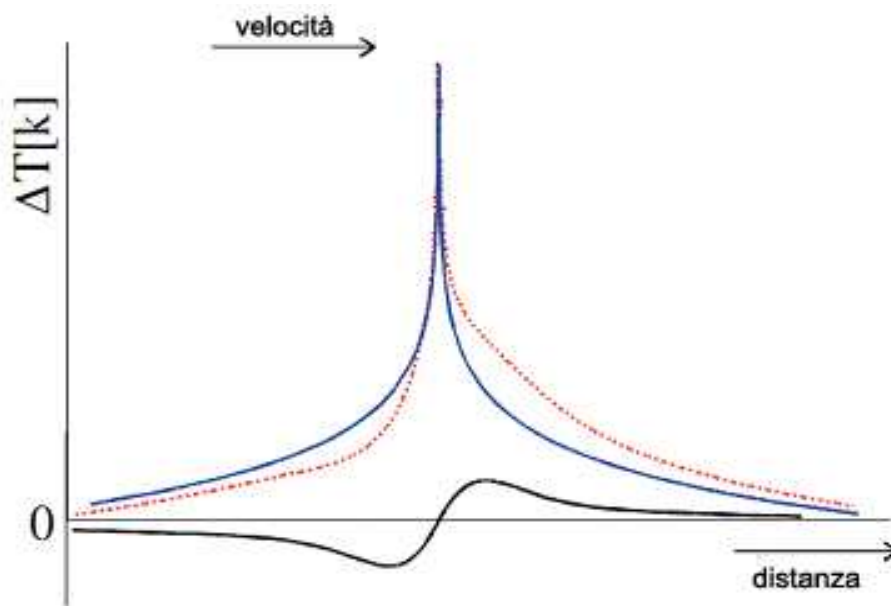


Figura 1.4 Distribuzione della temperatura attorno ad un filamento.  
(tratta da [Bre10])

La linea blu, in figura, indica l'assenza di flusso d'aria, mentre la rossa tratteggiata indica la perturbazione della temperatura dovuta alla convezione. La linea nera è la perturbazione dovuta a basse velocità e dove si trova il filamento, la perturbazione è nulla.

Per velocità più basse (minori di 1cm/s) il filamento non si raffredda più grazie al flusso d'aria, perché altri meccanismi divengono dominanti e la legge di King non si

<sup>4</sup> Considerando un filamento percorso da una corrente elettrica continua e immerso in un fluido, quando si trova in equilibrio termico con l'ambiente la potenza elettrica in ingresso eguaglia la potenza trasferita per convezione; il bilancio di energia si può così esprimere:  $I^2 \cdot R_f = h \cdot A \cdot (T_{\text{filamento}} - T_{\text{fluido}})$ , dove  $I$  è la corrente elettrica,  $R_f$  è la resistenza elettrica dello strato che ricopre il filamento,  $h$  è il coefficiente di convezione e  $A$  è la superficie del filamento attraverso cui avviene lo scambio di calore. Per un esteso range di velocità, il coefficiente di scambio di calore per convezione  $h$  può essere correlato alla velocità istantanea di convezione  $V$ . Basandosi su un modello empirico, è dimostrato che la legge di King è valida per strati sottili e temperature costanti:  $I^2 R_f = A_0 + A_1 \sqrt{V}$ , dove  $A_0$  e  $A_1$  sono costanti sotto certe opportune condizioni operative.

può più applicare. Anche se il filo non si raffredda per convezione, la distribuzione della temperatura attorno al filamento caldo comunque si altera.

Un anemometro non può distinguere tra direzioni positive o negative della velocità, perché entrambe raffreddano il filamento.

Il sensore MF consiste di due filamenti caldi. Opera in un range di velocità tra 10 nm/s e circa 1 m/s. Livelli sonori medi (come ad esempio una conversazione faccia a faccia) hanno valori che si aggirano sui 60 dB<sub>SPL</sub>. A questi livelli la differenza di temperatura dei due filamenti varia di soli 10 m°C.

Essendo un sistema lineare, la distribuzione totale della temperatura è semplicemente la somma della distribuzione dei singoli filamenti.

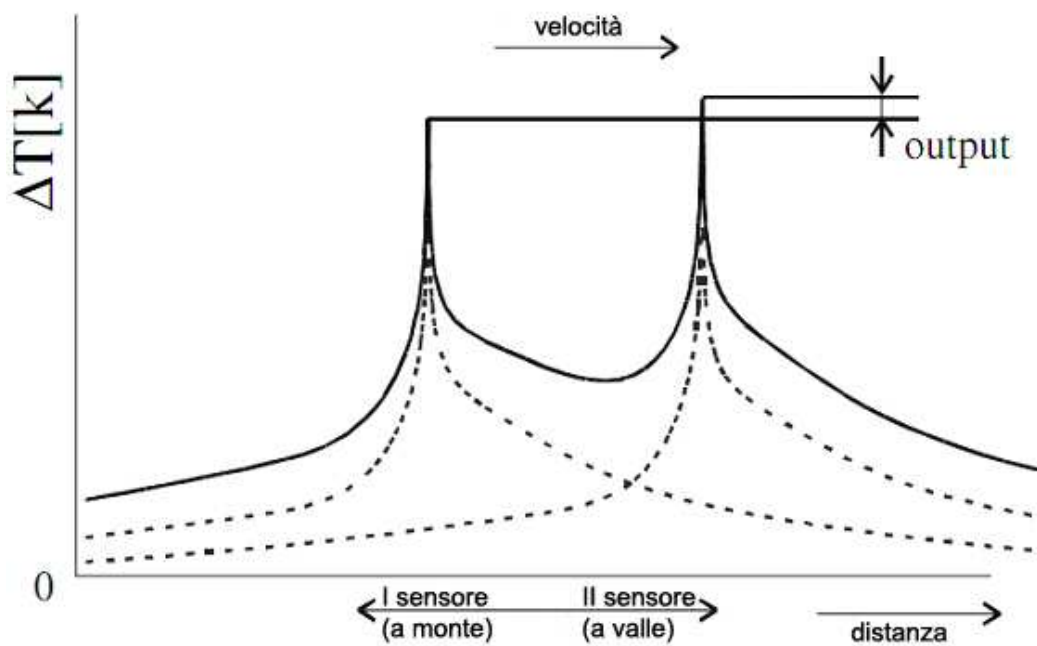


Figura 1.5 Linea tratteggiata: distribuzione della temperatura dovuta alla convezione, in cui i sensori hanno la stessa temperatura. Linea continua: somma delle funzioni di temperatura dei singoli filamenti, dove si ha una differenza di temperatura. (tratta da [Bre10])

In questo caso, sono in gioco due forme di trasporto di calore: la diffusione termica<sup>5</sup> e la convezione, mentre la radiazione è trascurabile [Bre10].

In figura si descrivono gli scambi di calore che avvengono tra i due sensori S1 e S2.

<sup>5</sup> La diffusione termica è fenomeno di trasporto di calore che coinvolge le particelle di un mezzo, in presenza di un gradiente di temperatura. La diffusività termica  $\alpha$  di un materiale, è il rapporto tra la conducibilità termica e la capacità termica volumetrica. La sua unità di misura è  $\text{m}^2/\text{s}$ .  $\alpha = k / \rho \cdot c_p$ , dove  $k$  è la conducibilità termica,  $\rho$  è la densità e  $c_p$  è il calore specifico.

Le sostanze con alta diffusività termica riescono ad adattare rapidamente la loro temperatura a quella dell'ambiente che li circonda, perché conducono il calore velocemente rispetto alla loro capacità termica volumetrica ('massa termica'). L'aria ha una diffusività di  $22.16 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$ , l'oro ha una diffusività di  $127 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$  e il silicio ha una diffusività di  $88 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$ . (tratto da <http://it.wikipedia.org/>)

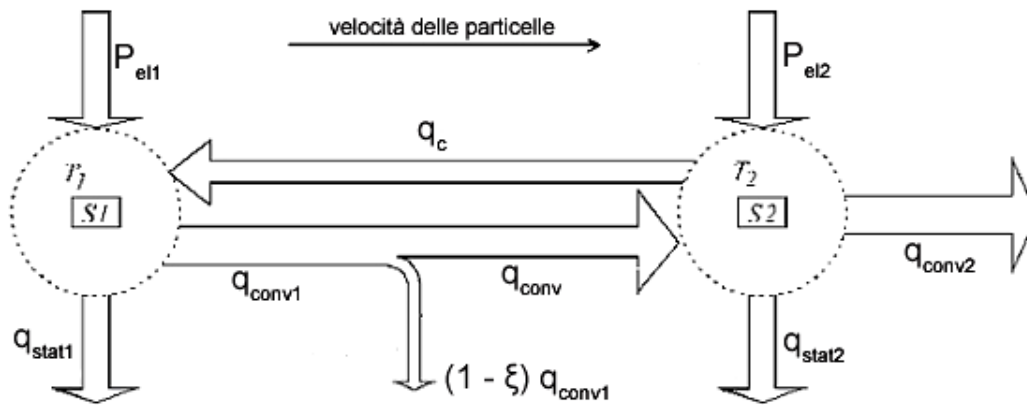


Figura 1.6 Schema generale dei flussi di calore in un Microflown. (tratta da [Bre])

Le potenze elettriche  $P_{el1}$  e  $P_{el2}$  fanno riscaldare i sensori; in assenza di flussi d'aria, tutto il calore viene trasferito nell'aria circostante ( $q_{stat1}$  e  $q_{stat2}$ ).

Quando le particelle dell'aria si muovono, a causa di un campo sonoro, si manifesta un trasferimento di calore per via convettiva ( $q_{conv1}$  e  $q_{conv2}$ ) in entrambi i sensori, che causa una diminuzione di temperatura. Il sensore S1 si raffredderà maggiormente rispetto al sensore S2, che verrà riscaldato da  $q_{conv1}$ .

Non tutto il calore uscente da S1 si trasmette a S2, ma una certa percentuale  $\xi$  viene persa. Questa percentuale cresce se i sensori vengono allontanati.

Per grandi distanze tra i sensori, il trasferimento di calore dovuto alla convezione non raggiunge l'altro sensore e per questo la temperatura dei sensori non cambia. Se invece i sensori sono posti molto vicini, ancora non si rilevano differenze di temperatura perché si crea una differenza di temperatura nel verso opposto, dovuta ad un relativamente elevato trasporto di calore per diffusione  $q_c$  [Bre].

### 1.3 Il processo di fabbricazione

Per via delle dimensioni assai ridotte, il Microflown è fabbricato in ambienti aseptici (stanze bianche, in inglese "clean room") utilizzando tecniche tipiche della micromeccanica.

I microsistemi elettromeccanici sono un insieme di dispositivi di varia natura (meccanici, elettrici ed elettronici) integrati in forma altamente miniaturizzata su uno stesso substrato di silicio.

Le tecniche utilizzate nella micromeccanica, includono i principali passi di processo della tecnologia per circuiti integrati, come deposizione di film sottili, doping, fotolitografia e incisione. In più comprende speciali tecniche di incisione e connessione che permettono di creare microstrutture tridimensionali.

La fabbricazione di questa sonda nella camera bianca richiede un certo numero di processi standard. Prima di iniziare qualunque processo, i wafers di silicio vengono

puliti, per evitare la contaminazione della strumentazione e per essere sicuri di utilizzare un wafer puro.

Dopo la pulizia, uno strato di nitruro di silicio è depositato sul wafer. Questo strato è usato come maschera per il processo di incisione per via umida<sup>6</sup>, che è necessario per creare il canale e come supporto per i sensori.

Uno strato di platino è depositato sopra il nitruro di silicio mediante sputtering<sup>7</sup>. Questo strato è la parte sensibile alle variazioni di temperatura, e viene usato come bond-pad (collegamento) per stabilire le connessioni elettriche sulla scheda del circuito stampato. Lo strato di platino è lavorato con la tecnica di lift off<sup>8</sup>.

Quando lo strato di platino è pronto, lo strato di nitruro di silicio viene inciso per creare un percorso per l'incisione per via umida che serve a creare il canale e a lasciare liberi i sensori.

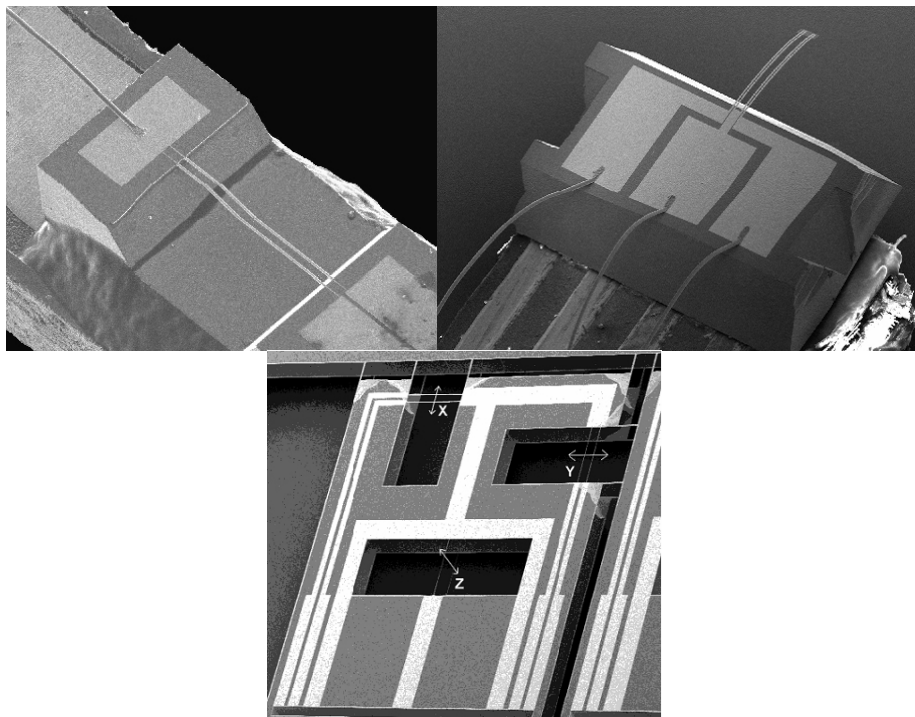


Figura 1.7 Tre modelli di sensore. A partire da in alto a sinistra: a ponte (bridge), a mensola (cantilever) e tridimensionale (through-the-wafer). (tratta da [Bre10])

Grazie alla micromeccanica, si possono creare milioni di MF simili, usando un singolo wafer.

Negli anni sono state realizzate differenti versioni del MF: a “mensola” (cantilever), a “ponte” (bridge) ed “attraverso il wafer” (through-the-wafer).

---

<sup>6</sup> Una volta che un materiale è depositato, l'incisione per via umida (wet etching) è utilizzata per formare delle strutture, mediante una serie di attacchi con soluzioni acide, basiche o caustiche a seconda del tipo di materiale [MHSSW90].

<sup>7</sup> Lo sputtering è una tecnica di deposizione, per cui il platino viene fatto evaporare nel vuoto grazie al calore generato, bombardandolo con un fascio di elettroni o di ioni [MHSSW90].

<sup>8</sup> Il lift off è un tecnica per modellare film depositati [MHSSW90].

Il trasduttore nasce da un sensore di flusso di massa del tipo a ponte, che viene utilizzato ancora oggi. Il Microflown “attraverso il wafer” è un’evoluzione del tipo a ponte, ed è stato sviluppato per creare un sensore a tre dimensioni.

Per avere una frequenza di taglio elevata (cioè per avere buoni valori di sensibilità in alta frequenza), i filamenti dovrebbero essere il più fini possibile. Ecco perché si usa principalmente il tipo a ponte: per ottenere una maggiore stabilità meccanica (necessaria per avere i fili più fini possibile), i filamenti vengono fissati da entrambi i lati [Bre10].

## 1.4 Caratteristiche tecniche

Il Microflown (trasduttore e connessioni elettriche) misura 1 mm di larghezza, 2 mm di lunghezza e 300  $\mu\text{m}$  di spessore; è costituito da due filamenti paralleli di 1mm di lunghezza, 200 nm (circa 600 atomi) di spessore e 10  $\mu\text{m}$  di larghezza, quindi non visibili a occhio nudo.

La sonda non ha parti semoventi, quindi non presenta risonanze acustiche nella sua struttura. Presenta un segnale lineare in una larga banda di frequenze, proporzionale alla velocità delle particelle dell’aria, fino a livelli sonori di 135dB.

Il livello sonoro misurabile più basso è dell’ordine dei -10 dB (ossia 20 nm/s), a 1 kHz e con una larghezza di banda di 1 Hz [Bre10].

### 1.4.1 Risposta in frequenza

La sensibilità in bassa frequenza (Low Frequency Sensitivity) è la sensibilità della sonda a 250Hz. Viene scelto questo valore perché, in generale, per frequenze minori e maggiori la sensibilità della sonda decresce.

Si ritiene che l’andamento della sensibilità del trasduttore di velocità in bassa frequenza, che decresce con una pendenza di 6 dB/ottava, sia dovuto principalmente allo strato limite termico<sup>9</sup> dei filamenti (la temperatura di un sensore non può variare a velocità infinita).

Tra 1 kHz e 10 kHz la sensibilità torna a decrescere, ancora con una pendenza di 6 dB/ottava, per l’effetto della diffusione termica, che è direttamente correlabile con la

---

<sup>9</sup> Quando un fluido si muove sulla superficie di un solido si crea uno strato limite di temperatura. Considerando il moto di un fluido a temperatura (statica) uniforme  $T_L$  su un filamento isoterma a temperatura  $T_F$ , le particelle di fluido nello strato adiacente alla parete del filamento raggiungeranno l’equilibrio termico con la parete stessa portandosi alla temperatura  $T_F$ . Si svilupperà nel fluido in moto un profilo di temperatura variabile in direzione ortogonale al filamento. La zona del fluido in moto sulla superficie nella quale risulta significativa la variazione della temperatura nella direzione normale alla superficie viene detta strato limite termico. La forma del profilo di temperatura nello strato limite termico determina lo scambio termico convettivo tra la superficie solida e il fluido. La potenza termica scambiata è legata al gradiente di temperatura [MHSSW90].

distanza tra i due filamenti: ci vuole del tempo affinché il calore passi da un sensore all'altro.

Sopra i 10 kHz la sensibilità decresce di altri 6 dB per ottava, a causa della capacità termica<sup>10</sup> dei filamenti.

Il comportamento in frequenza del trasduttore di velocità può essere descritto con una rete elettrica.

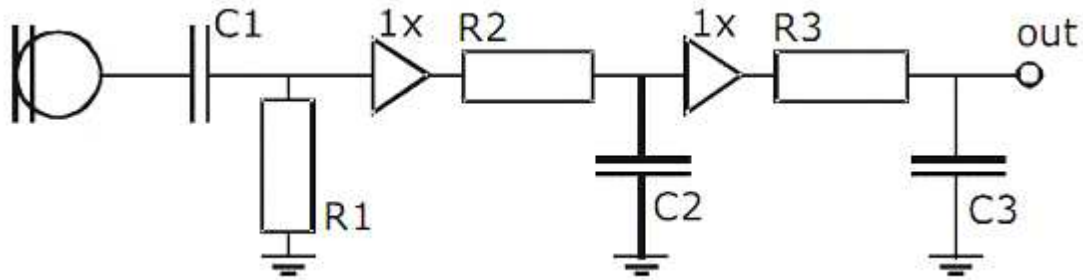


Figura 1.8 Modello elettrico del comportamento in frequenza della sonda MF.  
(tratta da [Bre10])

Il primo stadio della rete, R1C1, è un filtro passa-alto correlato allo strato limite termico dei filamenti, con una frequenza di taglio dell'ordine dei 30-60 Hz per le sonde *PU* e dei 100 Hz per le sonde *USP* e *Scanning*. La differenza è dovuta al diverso packaging dei modelli di sonda.

Il primo filtro passa-basso R2C2 rappresenta l'effetto della diffusione e il filtro passa-basso R3C3 rappresenta la massa termica dei filamenti. La frequenza di taglio del primo filtro passa-basso è di circa 1kHz, mentre quella del secondo filtro R3C3 è dell'ordine dei 10 kHz. Gli amplificatori 1x sono inclusi per disaccoppiare i filtri RC.

La risposta in frequenza del MF può essere così descritta:

$$ampiezza = \frac{LFS}{\sqrt{1 + \frac{f_1^2}{f^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{f^2}{f_2^2}} \cdot \sqrt{1 + \frac{f^2}{f_3^2}}} \quad \text{eq. 1.1}$$

LFS è la sensibilità in bassa frequenza e  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  sono le frequenze di taglio. La risposta in fase della rete può essere così descritta:

$$fase = tg^{-1} \frac{C_1}{f} - tg^{-1} \frac{f}{C_2} - tg^{-1} \frac{f}{C_3} \quad \text{eq. 1.2}$$

<sup>10</sup> La capacità termica è definita come il prodotto della massa per il calore specifico. Il calore specifico del silicio è di 703 J/Kg·K a temperatura ambiente (298 K) [Reb03].

Nella figura seguente si riportano i grafici di modulo e fase della risposta in frequenza del modello appena descritto, per valori delle costanti  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  e  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  indicativi dell'andamento generale della sonda<sup>11</sup> [Bre10].

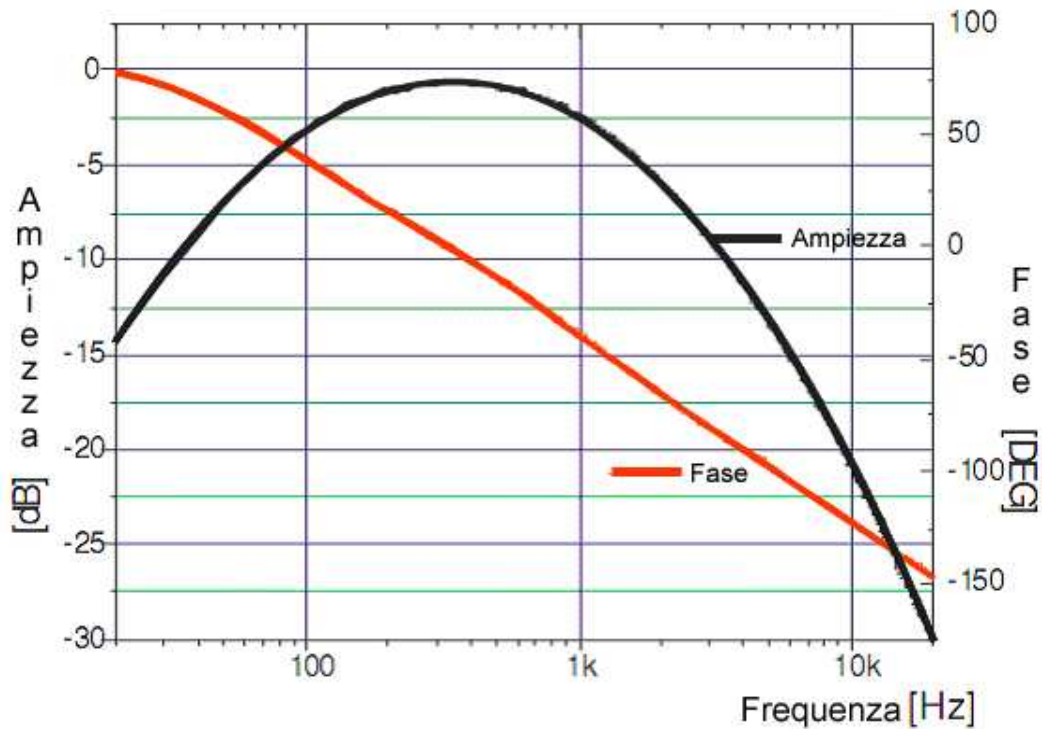


Figura 1.9 Ampiezza e fase del modello della risposta in frequenza del MF.  
(tratta da [Bre10])

### 1.4.2 Connettività

Assieme alla sonda viene fornito un condizionatore di segnale, MFSC-4, che svolge la funzione di alimentare la sonda, fornendo la potenza necessaria (circa 10 mW) al riscaldamento dei filamenti, preamplificare i segnali di misura e operare l'equalizzazione della risposta mediante filtraggio analogico, implementato tenendo conto dei parametri ricavati dalla calibrazione del dispositivo.

<sup>11</sup> In generale, le frequenze di taglio  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  della risposta in ampiezza differiscono dalle frequenze di taglio  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  della risposta in fase. Ecco perché la risposta in frequenza della sonda non viene introdotta mediante una funzione analitica, ma presentando due equazioni distinte per l'ampiezza e per la fase.





Figura 1.10 Condizionatore di segnale MFSC-4 fornito assieme alla sonda.  
(tratta da [Bre10])

Un apposito interruttore permette di disinserire il circuito di filtraggio lasciando all'utente la possibilità di implementarlo nel modo preferito, per esempio nel dominio digitale.

Il condizionatore di segnale fornisce le uscite dei quattro segnali (tre componenti di velocità e segnale di pressione) su connettori BNC<sup>12</sup>.

La sonda viene collegata al dispositivo mediante un cavo multipolare con connettore LEMO a 7 poli<sup>13</sup>; viene usato il protocollo standard ICP (non ufficiale, ICP® è un marchio registrato del gruppo PCB), che prevede una corrente continua da 4 mA (18 V) per alimentare il preamplificatore della sonda, e un voltaggio alternato come output.

Nelle misure che sono state eseguite per la calibrazione della sonda in dotazione (descritte nel prossimo capitolo), è stato utilizzato un altro condizionatore di segnale, sempre fornito dalla ditta Microflow, con le medesime caratteristiche del MFSC-4, ma sprovvisto del filtro equalizzatore per i canali di velocità e pressione [Bre10].

---

<sup>12</sup> I connettori BNC sono una famiglia di connettori unipolari a baionetta usati per l'installazione di cavi coassiali. Il connettore BNC è un connettore a due cavi, uno per il segnale e l'altro per la schermatura; è di basso costo e adatto per linee con un'impedenza di 50 e 75 ohm. (da <http://it.wikipedia.org/>)

<sup>13</sup> I LEMO sono connettori circolari di alta qualità del tipo push-pull. Vengono spesso usati al posto dei connettori BNC per ottenere elevate prestazioni in applicazioni sia analogiche che digitali. (tratto da <http://it.wikipedia.org/>)

### 1.4.3 Diagramma polare

Il diagramma polare (direttività o figura polare) esprime la sensibilità di un sensore rispetto all'angolo di incidenza del campo sonoro.

Un microfono di pressione con figura polare omnidirezionale, presenta una sensibilità costante per ogni angolo di incidenza del campo sonoro (il diagramma è di forma circolare).

Il Microflown misura la velocità delle particelle d'aria nella direzione per cui è sensibile. Idealmente il suo diagramma polare ha una risposta a  $\cos(\theta)$  (figura di otto, vedi la figura seguente) e può essere così espresso (Bree de, 2001):

$$\frac{\text{Output}}{\text{Velocità}} = \text{Sensibilità} \cdot \cos(\theta) \quad \text{eq. 1.3}$$

dove  $\theta$  è l'angolo di incidenza.

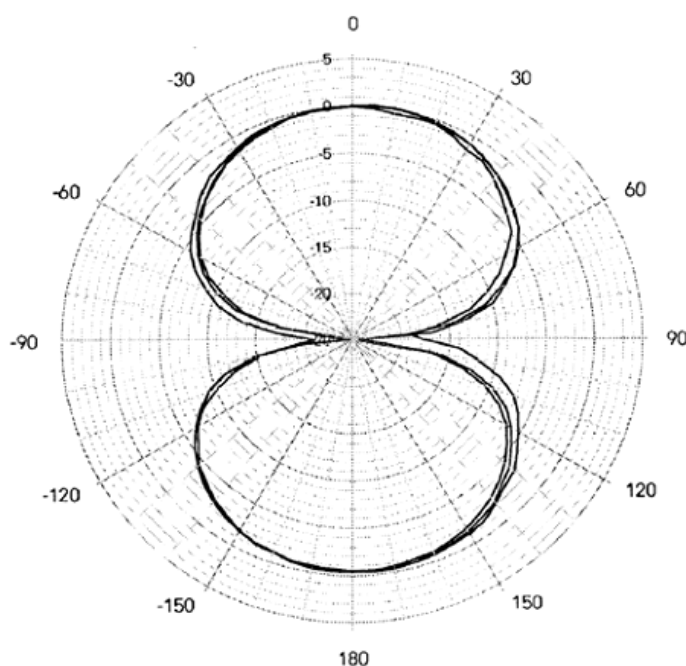


Figura 1.11 Diagramma polare della sonda MF misurata a 150 Hz, 2 kHz e 4 kHz.  
(Bree de, 2005)

Come si può vedere dalla figura seguente, nel modello *USP* sono presenti tre sensori di velocità, corrispondenti alle tre componenti del vettore velocità, lungo gli assi cartesiani  $x$ ,  $y$  e  $z$ . Per ogni sensore i due filamenti di platino sono disposti parallelamente alle placche (nella figura sono di colore rosso, blu e verde), che servono a proteggerli da eventuali urti; con questa configurazione si ottengono le figure polari tracciate in figura.

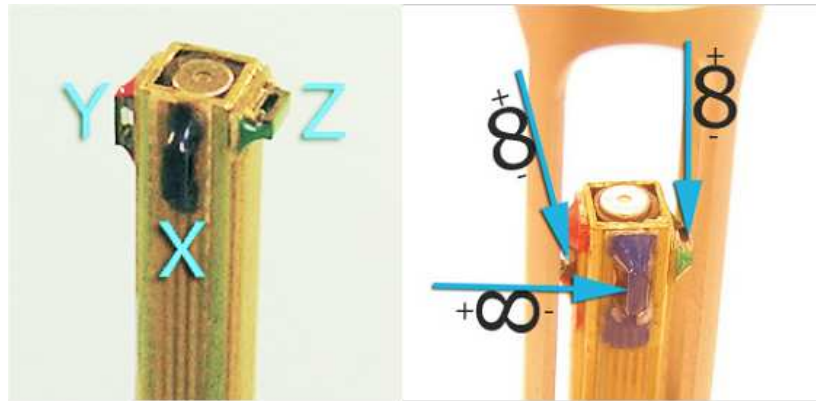


Figura 1.12 A sinistra, i tre sensori del modello *USP*, con le notazioni dei corrispondenti assi cartesiani. A destra, le figure polari dei sensori. (tratta da [Bre10])

Con lo scopo di verificare le proprietà direzionali della sonda in dotazione, abbiamo eseguito delle misure sul canale di velocità rosso, corrispondente all'asse *y*, per diversi angoli di incidenza del campo sonoro.

È stato registrato anche il segnale proveniente dal canale verde, corrispondente all'asse *z*, che secondo la disposizione della sonda (vedi figura seguente) non dovrebbe risentire della rotazione, e quindi presentare un diagramma polare di tipo omnidirezionale (a semicerchio).

Le misure sono state eseguite utilizzando la sonda senza il cappuccio protettivo, per evitare che influisse nella determinazione della direttività della sonda.

L'ambiente di misura è la camera fonoassorbente della fondazione Scuola di San Giorgio, a Venezia. Come segnale sorgente si è utilizzato del rumore bianco di durata 30 secondi. Il software per la generazione del segnale sorgente e per l'acquisizione del segnale proveniente dalla sonda, è il programma multitraccia *Adobe Audition® v3.0*.

La catena di misura per la generazione del segnale è:

- Scheda audio *Motu® Traveler*, collegata al pc tramite bus firewire;
- Amplificatore *Lab 300 Gruppen*, collegato alla scheda audio tramite cavo JACK/JACK;
- Cassa *Genelec 1030°*, collegata all'amplificatore tramite cavo XLR.

Mentre la catena di misura per l'acquisizione dei segnali è:

- sonda Microflown, modello *USP*;
- preamplificatore Microflown (senza filtro equalizzatore), connesso alla sonda tramite connettore LEMO 7-pin;
- scheda audio *Motu® Traveler*, connessa ai quattro canali del preamplificatore tramite adattatori BNC/XLR (i guadagni dei due canali nella scheda audio erano impostati uguali).

Per una determinazione più precisa dell'angolo di rotazione della sonda, è stato posto un disco goniometrico sul cavalletto che reggeva la sonda, alla base del supporto per il sensore.

Come si vede nella figura seguente, la sonda è stata posizionata di fronte all'altoparlante, utilizzando l'asse z (canale verde) come asse di rotazione, che coincide anche con l'asse del supporto cilindrico del sensore.

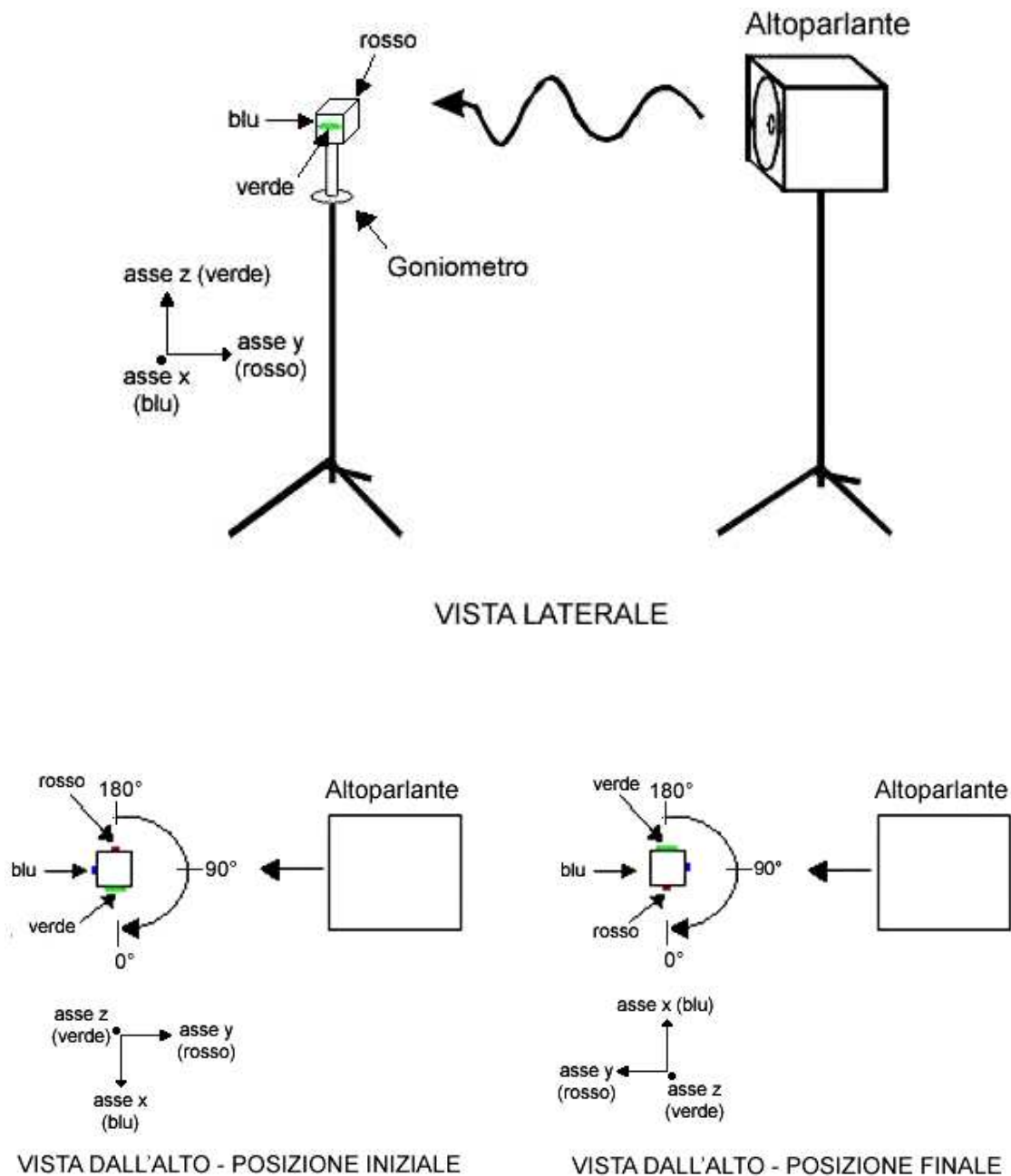


Figura 1.13 Setup di misura, disposizione dell'apparecchiatura sperimentale per il calcolo del diagramma polare del canale di velocità rosso (asse y).

La posizione iniziale prevede l'asse y della sonda parallelo e opposto alla direzione del campo sonoro; quindi l'angolo fra i due assi è di 180°, e il canale rosso si trova nella configurazione di massima ricezione del campo sonoro.

Viene fatto compiere alla sonda un angolo di 180°, fino ad avere un angolo di 0° tra l'asse y della sonda e il campo sonoro incidente.

Dopo aver raccolto i dati, con il software *Adobe Audition*® si è calcolata la potenza rms media di ogni traccia, con una finestra temporale di 50 ms.

Di seguito si riportano i valori dei segnali in dB per i 13 angoli di ripresa e i diagrammi polari risultanti, tracciati mediante il software *Matlab*®.

Angoli (gradi)	Canale rosso asse y (dB)	Canale verde asse z (dB)
180	20.2	6.4
165	19.6	5.6
150	19.1	6.1
135	17.5	6.6
120	14.5	7.3
105	9.7	8.0
90	0.1	8.1
75	8.4	7.9
60	13.6	7.6
45	16.7	6.8
30	18.4	6.2
15	19.8	5.8
0	20.1	6.0

Tabella 1.1 Valori delle risposte dei sensori rosso e verde al rumore, per diversi angoli di rotazione della sonda.

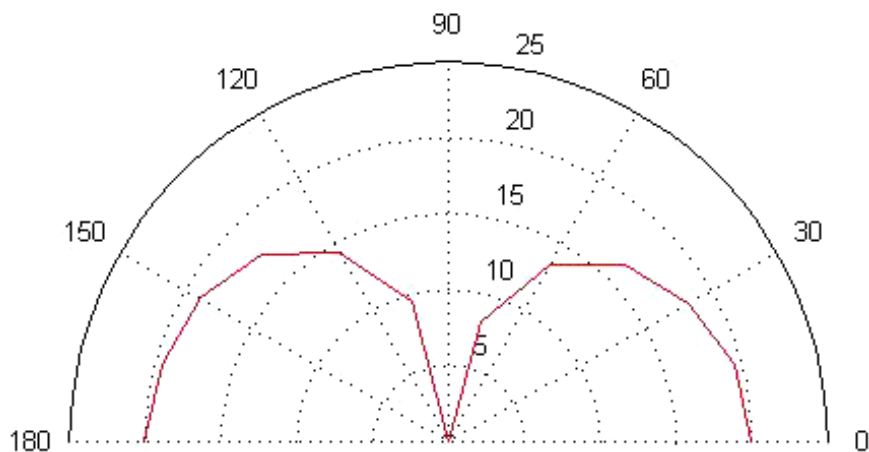


Figura 1.14 Diagramma polare del canale di velocità rosso (asse y).

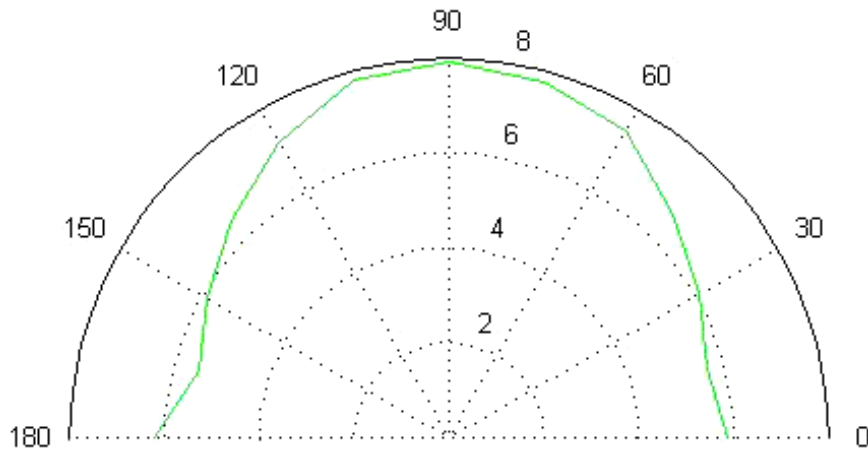


Figura 1.15 Diagramma polare del canale di velocità verde (asse z).

Osservando la figura 1.14, e consultando la tabella 1.1, si vede che per il canale rosso vi è una differenza di 20 dB tra la configurazione di massima ricezione ( $0^\circ$  o  $180^\circ$ ) e quella di minima ricezione (angolo di  $90^\circ$ ).

Per quanto riguarda invece il canale verde, si osserva un andamento a semicerchio piuttosto regolare. Consultando i dati, si riscontra una differenza massima di 2.5 dB tra la configurazione con un angolo di  $90^\circ$  e quella con un angolo di  $165^\circ$ .

#### 1.4.4 Self-noise

Il self-noise (o rumore interno o auto-rumore) è definito come il segnale elettrico in uscita da un sensore acustico in un ambiente silenzioso, quindi causato solo dal rumore elettrico della strumentazione utilizzata.

Viene espresso in una quantità corrispondente a un determinato livello sonoro. Perciò la sensibilità del sensore, assieme al suo livello di rumore (elettrico), portano ad esprimere il rumore interno in  $Pa/\sqrt{Hz}$  per i sensori di pressione, e in  $m/s \cdot \sqrt{Hz}$  per i sensori di velocità<sup>14</sup>. Viene generalmente espresso in funzione della frequenza, come la densità spettrale di pressione o la densità spettrale di potenza ( $Pa^2$  o  $m \cdot s^{-1}$  per larghezze di banda di 1 Hz). Indicando con PSD la densità spettrale di potenza, si ha:

$$PSD_{acustica} = \frac{1}{(S_{microflown})^2} PSD_{elettrica} \quad \text{eq. 1.4}$$

<sup>14</sup> Nel caso in cui la sensibilità del trasduttore di velocità sia data in termini di pressione equivalente in campo libero [ $Pa^*$ ], il rumore interno può essere espresso in  $Pa^*/\sqrt{Hz}$ . Questa definizione ha il vantaggio di rendere immediatamente comparabile il self-noise di un sensore di pressione con quello di un sensore di velocità delle particelle [Raa05].

Questi valori sono espressi in livelli sonori  $\text{dB}_{\text{PVL}}$  con riferimento  $50 \text{ nm/s}$  per la velocità delle particelle e  $\text{dB}_{\text{SPL}}$  con riferimento  $20 \mu\text{Pa}$  per la pressione sonora<sup>15</sup>, per rendere il MF comparabile ai microfoni.

Il self-noise del MF diminuisce linearmente con la radice quadrata della potenza dissipata, quindi la qualità acustica della sonda raddoppia se la potenza operativa viene quadruplicata.

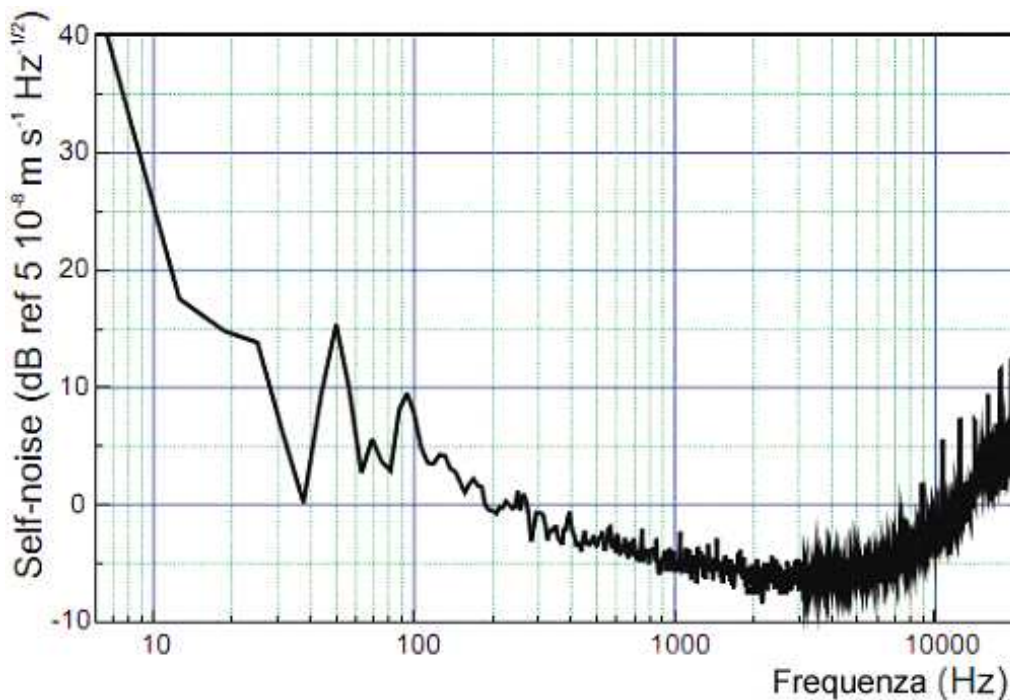


Figura 1.16 Spettro del self-noise di una sonda Microflown modello *USP*.  
(tratta da [Raa05])

Per via del principio di funzionamento della sonda, la sensibilità decresce alle basse frequenze e alle alte frequenze, perciò il self-noise aumenta in queste regioni dello spettro, fino a  $40 \text{ dB}$  per decade alle alte frequenze [Raa05].

<sup>15</sup> In un campo sonoro la pressione sonora  $p$  e la velocità delle particelle  $v$  sono in relazione tramite l'impedenza acustica specifica del mezzo ( $435 \text{ Nsm}^{-3}$  per l'aria) in cui si propaga il campo:  $Z = \frac{p}{v} = \rho \cdot c$ ,

con  $\rho$  densità del mezzo e con  $c$  la velocità di propagazione del suono nel mezzo. Quando la pressione e la velocità sono in fase, il livello di pressione sonora (SPL) e il livello della velocità delle particelle (PVL), si definiscono come:  $SPL \equiv 20 \text{Log} \frac{p}{20 \mu\text{Pa}} = 20 \text{Log} \frac{v \rho_0 c}{20 \mu\text{Pa}} \approx 20 \text{Log} \frac{v}{50 \text{ nm/s}} \equiv PVL$ , avendo considerato

l'aria come mezzo in cui si propaga il campo sonoro. Il valore di  $20 \mu\text{Pa}$  (RMS) è la soglia uditiva dell'uomo a  $1 \text{ kHz}$  [Raa05].

### 1.4.5 Package gain

I valori della velocità delle particelle provocata da un'onda sonora, sono bassi, compresi tra i 50 nm/s fino a 1m/s. Fortunatamente questi valori possono essere incrementati adottando un package (contenitore) adatto.

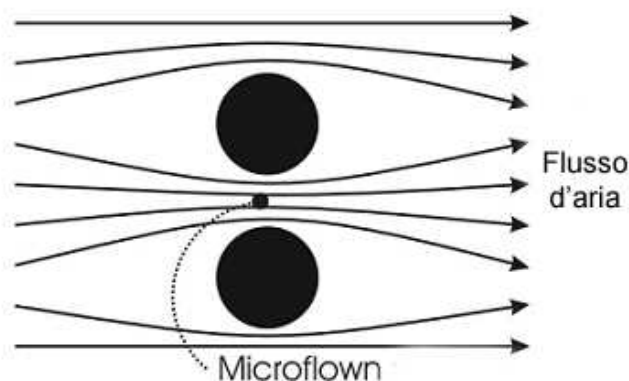


Figura 1.17 Forzando il flusso d'aria tra due colonne, la sensibilità della sonda aumenta. (tratta da [Raa05])

L'incremento del livello della velocità delle particelle nel package è principalmente dovuto ad un effetto di canalizzazione (channelling effect): il flusso d'aria è forzato entro una certa regione di spazio, causando un incremento nell'ampiezza. Questo effetto viene chiamato package gain.

Oltre all'effetto acustico sulla sensibilità, il contenitore serve anche a proteggere i filamenti dalla polvere e da eventuali urti.

Ovviamente in questa maniera viene alterata anche la risposta in frequenza del microfono incorporato nel Microflown. Per il modello *PU*, che presenta un package da  $\frac{1}{2}$ ", il contenitore non influisce sulla risposta alle basse frequenze, mentre alle alte frequenze le dimensioni del package influiscono molto, fino ai 15 dB, come si può vedere nella seguente figura.

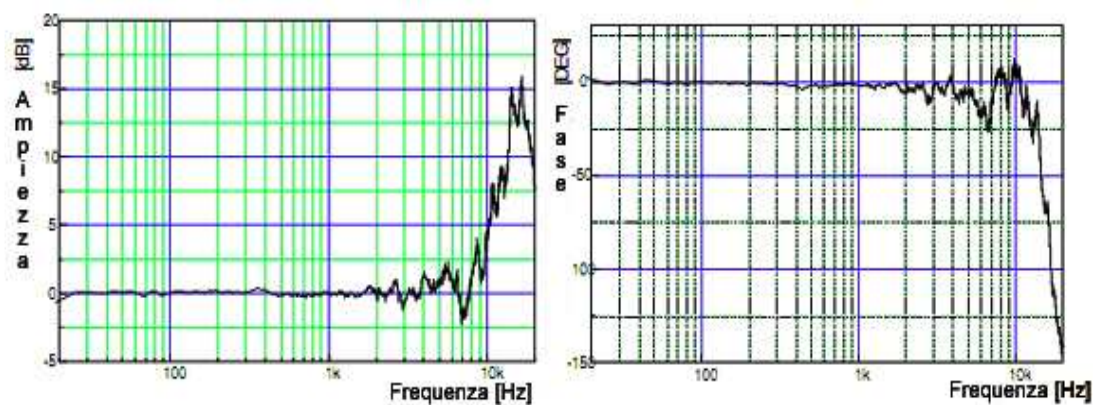


Figura 1.18 Ampiezza e fase della risposta in frequenza del microfono di pressione con un package da  $\frac{1}{2}$ ".



Quando si applica il packaging da  $\frac{1}{2}$ ", il modulo della velocità delle particelle incrementa di molto (circa 15 dB), e la risposta in fase si altera leggermente [Bre10]. Per il modello *USP* abbiamo eseguito delle misure di calibrazione con e senza il cappuccio protettivo e confrontato i due risultati, che saranno mostrati nel paragrafo 2.5.

#### 1.4.6 *Influenza del vento*

Un flusso d'aria continuo come il vento, può arrivare a livelli dell'ordine di 1 m/s e oltre. Lo spettro in frequenza di tale fenomeno, è solitamente concentrato attorno a 1 Hz. Comunque, il vento può indurre delle turbolenze che si possono far sentire anche in alta frequenza.

Originariamente il MF era usato come sensore di flusso di massa continuo. La sonda è stata ottimizzata per essere più sensibile tra 30 Hz e 1 kHz rispetto alla sensibilità per flussi continui, infatti il rapporto tra le due è di circa 40dB.

Perciò, si può asserire che il vento (e anche maneggiare la sonda con le mani) non influenza il comportamento in frequenza della sonda [Bre10].

#### 1.4.7 *Tempo di warm up del modello USP*

Come si diceva nel paragrafo 1.4.3, il modello di sonda *USP* consiste di tre sensori di velocità, disposti ortogonalmente tra di loro e attorno al microfono di pressione.

A causa del riscaldamento dei sei filamenti fino a circa 300°C, anche il microfono risente di un innalzamento della temperatura.

Dopo che la sonda viene collegata al preamplificatore, responsabile tra l'altro dell'alimentazione, sono necessari 5 minuti prima che raggiunga la temperatura a regime.

Questo incremento di temperatura altera la sensibilità del microfono di 0.7 dB. La risposta in fase del microfono e la risposta in frequenza dei trasduttori di velocità non vengono influenzati dalla variazione di temperatura. Infatti la variazione della sensibilità del sensore di velocità, dovuta alla variazione della temperatura, è molto meno di 1 dB (cioè minore di 0.02 dB/K) [Bre10].

### 1.4.8 *Variazioni nella pressione statica e nell'umidità*

La variazione della sensibilità del microfono di pressione dovuta ad un cambiamento della pressione atmosferica è minore di 0.5 dB.

Alle alte frequenze il rapporto tra velocità e pressione di riferimento cresce quando la pressione atmosferica diminuisce, mentre alle basse frequenze la sensibilità rimane inalterata. Questo perché l'impedenza acustica è direttamente proporzionale alla pressione atmosferica e perciò il rapporto tra velocità e pressione cresce al diminuire della pressione, e la sensibilità del MF ha il comportamento inverso (la sensibilità del MF è proporzionale alla densità del mezzo, essendo un sensore di flusso di massa).

La massima variazione della sensibilità dell'elemento di pressione della sonda, per variazioni dell'umidità, è di 3.5 dB.

Si assume che la dipendenza dell'impedenza acustica dall'umidità sia trascurabile. Infatti la sensibilità del sensore di velocità si altera di solo 0.2 dB, per variazioni dell'umidità [Bre10].

## 1.5 Evoluzione tecnologica



Figura 1.19 Logo della ditta Microflown®. (tratta da [Bre10])

Il sensore Microflown è stato inventato nel 1994 da Hans-Elias de Bree, allora studente dell'Università di Twente, nei Paesi Bassi.

Inizialmente la sonda era utilizzata come campione di prova per determinare la velocità dei fluidi e studiarne certe proprietà. Per coincidenza fu usata come trasduttore acustico e così nacque il progetto Microflown.

La tecnologia al tempo consisteva nell'usare un sensore di flusso di massa con filamenti in oro su uno strato di nitruro di silicio da 1  $\mu\text{m}$ .

La temperatura del dispositivo in funzione non poteva essere alta, perché avendo l'oro un punto di fusione relativamente basso, il sensore si bruciava anche a temperature non elevate.

Lo strato di nitruro di silicio da 1  $\mu\text{m}$  permetteva alla sonda di funzionare correttamente fino ai 10 Hz, e presentava un self-noise di 140 dB(A).

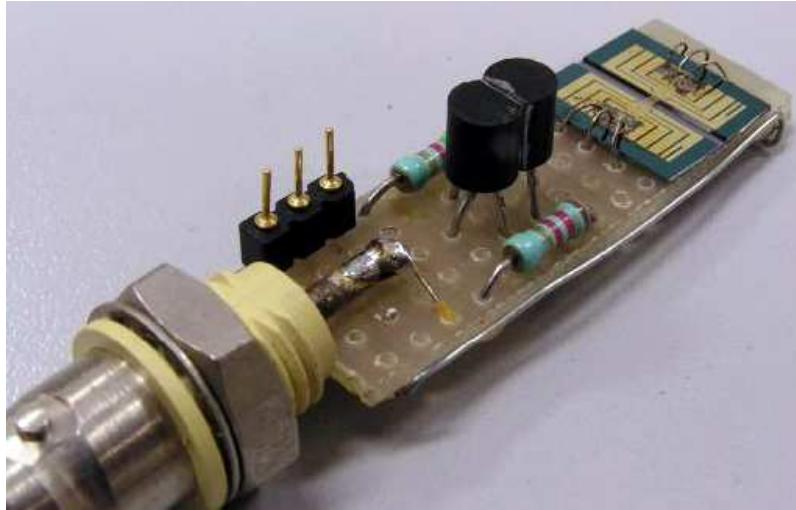


Figura 1.20 Primo sensore MF realizzato, con circuito preamplificatore. (tratta da [Bre10])

L'impedenza elettrica dei sensori era molto bassa e il rumore elettrico del preamplificatore di segnale non era compreso appieno.

Nel 1995, un anno dopo la scoperta, sorse il problema di comparare un MF con un altro, e quindi con altri dispositivi. Quindi nacque la questione delle tecniche da utilizzare per calibrare la sonda.

Si comprese che bisognava creare degli ambienti sonori adatti, che presentassero una speciale impedenza acustica, per potere fare un confronto con un microfono di riferimento.

Le prime misure furono eseguite con un lungo tubo d'onda stazionaria (40 metri).

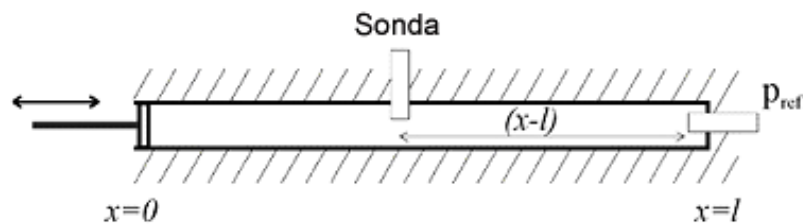


Figura 1.21 Setup per le misure con il tubo d'onda stazionaria. (tratta da [Bre10])

Generando un impulso acustico nel tubo, pressione e velocità delle particelle venivano misurate prima che l'onda sonora arrivasse alla fine del tubo, per essere quindi riflessa e tornare indietro.

Parallelamente, nacque l'idea di usare una sfera, invece di un foro in un piano idealmente infinito, come sorgente puntiforme (vedi capitolo 2).

Il secondo sensore che fu costruito, nel 1996, era del tipo a "mensola" (cantilever). In quel periodo il self-noise raggiungeva i 100 dB(A) e si pensava che il MF avrebbe avuto migliori prestazioni se i filamenti rimanevano liberi e non connessi ad una superficie rigida.

Successivamente si scoprì che rendendo i filamenti di nitruro di silicio il più fini possibile, aumentava la frequenza di taglio e quindi la larghezza di banda della risposta in frequenza del sensore; inoltre innalzando la temperatura del dispositivo in funzione, la sensibilità aumentava.

Per poter aumentare la temperatura operativa, si sostituì l'oro con il platino<sup>16</sup>, che ha un punto di fusione più alto, così si evitava di bruciare i sensori per le elevate temperature. Si era così raggiunta una frequenza di taglio di 300 Hz e la sensibilità era aumentata di un fattore 5.

Nel 1997 il rumore interno era ancora a 95 dB(A). Si scoprì che i sensori avrebbero dovuto stare vicino a una superficie rigida, a differenza del progetto del tipo a "mensola" (cantilever).

Quindi si ritornò al tipo a "ponte", e grazie alla maggiore stabilità meccanica raggiunta, era possibile creare filamenti ancora più sottili. La frequenza di taglio raggiunse i 750 Hz.

In quell'anno la sonda con lo standard ICP® divenne commercialmente disponibile. Nel 1998 fu introdotta l'idea del package gain per il MF: la sensibilità cresceva di un fattore 7 e l'auto-rumore era diminuito di 20 dB rispetto all'anno precedente.

Verso il 1999 due ricercatori russi (Svetovoy e Winter) svilupparono un primo modello matematico che descriveva il comportamento della sonda in frequenza, con due frequenze di taglio. Nel 2000 il modello fu reso più accurato.

Il MF aveva una minore sensibilità alle alte frequenze a causa dello spessore dei filamenti. Il self-noise era dell'ordine dei 55 dB(A).

Nel 2001 uscì il primo modello di sonda a tre dimensioni "attraverso il wafer". Furono sperimentate le prime applicazioni intensimetriche e di olografia acustica.

Nel 2003 furono introdotti i primi elementi in titanio.

Nel 2004 si fece un passo avanti nella connettività della sonda, perché fu realizzato un filtro analogico, integrato nel circuito preamplificatore (amplificatore A&P), per la correzione di ampiezza e fase della risposta della sonda.

Nel 2005 il rumore interno di un MF con package risultava di 30 dB(A) (un buon microfono da studio ha livelli tra i 15 dB(A) e i 20 dB(A)).

Inoltre in quel periodo, sono stati ulteriormente perfezionati i metodi di calibrazione, potendo così determinare la risposta della sonda in un'estesa banda di frequenze (2 Hz – 20 kHz). Venne scoperta una terza frequenza di taglio, nell'intorno dei 100 Hz per MF senza package e dei 30 Hz con package [Bre10].

---

<sup>16</sup> L'oro ha un punto di fusione a 1336 K, mentre per il platino è di 2046 K [Reb03].

## 1.6 Modelli in commercio

Esistono in commercio diversi modelli di sonde che utilizzano il trasduttore di velocità Microflown. Le sonde assiali (o unidimensionali) utilizzano un trasduttore per la misura della velocità vettoriale in un dimensione.



Figura 1.22 Il modello unidimensionale.

Il modello di sonda *PU* abbinano al trasduttore di velocità un trasduttore di pressione, nella forma di un microfono ad elettrete di piccole dimensioni (1/1000) posizionato in prossimità del trasduttore di velocità, in modo da consentire la misura simultanea e coincidente di pressione e velocità.



Figura 1.23 Il modello *PU*.

Il modello più avanzato è la sonda *USP* (Ultimate Sound Probe), utilizzata per le misure effettuate in questo lavoro, che dispone di tre sensori di velocità montati in prossimità l'uno dell'altro e orientati lungo tre direzioni ortogonali tra di loro, abbinati ad un trasduttore di pressione.

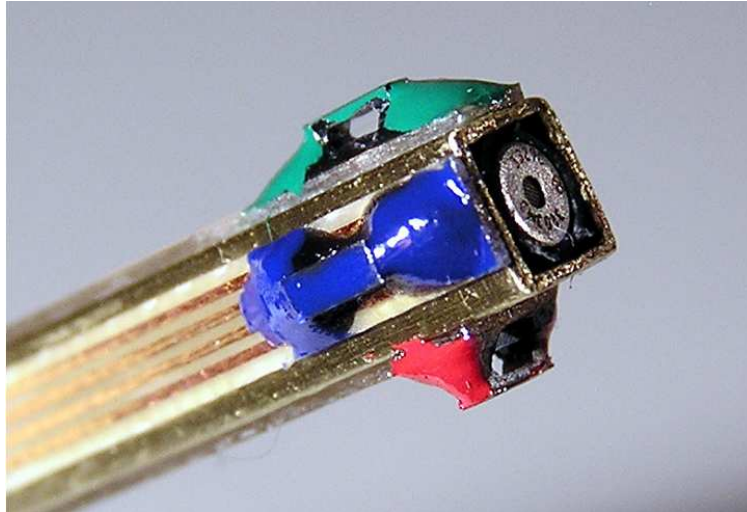


Figura 1.24 Il modello Ultimate Sound Probe.

Questa sonda innovativa permette la misura diretta e simultanea delle tre componenti del vettore di velocità  $v$  e della pressione  $p$  in un punto dello spazio. La sonda, di forma cilindrica, ha una lunghezza di 13 cm ed un diametro di 1 cm, con un peso di 43gr. Il trasduttore di pressione è costituito da un microfono ad elettrete con membrana da 1/1000, e con caratteristiche omnidirezionali.

Il costruttore opera la procedura di calibrazione e fornisce i valori dei parametri LFS,  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  per ogni sensore di velocità del modello *USP*.

Nel rapporto di calibrazione vengono forniti anche i parametri riguardanti la risposta in frequenza del microfono incorporato, e il relativo modello che la descrive (vedi equazioni 1.1 e 1.2). Inoltre si possono trovare equazioni e relativi parametri che descrivono le relazioni di fase che sussistono tra i canali di velocità e il canale di pressione [Bre10].

## 1.7 Applicazioni

Il beneficio che la sonda MF può apportare nelle applicazioni acustiche è la possibilità di eseguire delle misure con una ridotta influenza dell'ambiente in cui avviene la misura.

Le sue ridotte dimensioni permettono di effettuare misure in piccole cavità (che non possono essere raggiunte con le tradizionali sonde), e rendono pressoché trascurabili gli effetti della diffrazione delle onde sonore dovuti alla presenza del trasduttore stesso nel campo acustico.

Nell'ambito dei rilievi acustici, la possibilità di misurare l'intensità acustica si rivela utile in quanto permette di determinare, in un ambiente riverberato ed in presenza di rumore di fondo, sia il campo sonoro libero sia il campo sonoro diffuso. La misura dell'intensità acustica è utile in altre applicazioni, come la determinazione della

potenza sonora, l'identificazione di sorgenti sonore, la visualizzazione dei campi sonori, misure di assorbimento acustico [Bre10].

Esiste da anni una consolidata tecnica di misura dell'intensità acustica basata sul cosiddetto "metodo dei due microfoni", che prevede la disposizione di due microfoni di alta qualità, e nominalmente identici, affacciati uno di fronte all'altro.

Questo principio di misura si basa sull'applicazione dell'equazione di conservazione del momento che, in condizioni di campo sonoro lineare e stazionario nello spazio, mostra come il gradiente di pressione  $\nabla p(\vec{r}, t)$  sia proporzionale all'accelerazione del fluido:

$$\rho_0 \frac{\partial \bar{u}(\vec{r}, t)}{\partial t} = -\nabla p(\vec{r}, t) \quad \text{eq. 1.5}$$

Da ciò deriva che la componente della velocità delle particelle, in un qualunque punto e direzione  $\vec{n}$ , è definita dalla seguente relazione:

$$u_n(t) = -\frac{1}{\rho_0} \int_{-\infty}^t \frac{\partial p(\tau)}{\partial n} d\tau \quad \text{eq. 1.6}$$

Nella pratica, la componente del gradiente della pressione, nella posizione corrispondente al centro acustico della sonda, viene approssimata dalla seguente differenza finita:

$$\frac{\partial p(\tau)}{\partial n} \approx \frac{[p_1(\tau) - p_2(\tau)]}{d} \quad \text{eq. 1.7}$$

Dove  $p_1$  e  $p_2$  sono i valori di pressione sonora nelle due posizioni microfoniche e  $d$  è la distanza che separa i due microfoni.

Per il calcolo dell'intensità acustica, il valore della pressione sonora viene espresso come media aritmetica dei due valori di pressione rilevati dai due microfoni.

Il principale errore sistematico della tecnica a due microfoni a riguarda l'approssimazione<sup>17</sup> del gradiente di pressione mediante una differenza finita. Inoltre, il disaccoppiamento in fase tra i due canali di acquisizione costituisce un'ulteriore sorgente di errore [Spa08].

La sonda MF ha il pregio di evitare le approssimazioni alle differenze finite dell'equazione, misurando direttamente la velocità delle particelle.

---

<sup>17</sup> Tale approssimazione risulta sufficientemente accurata solo quando la distanza tra i due microfoni è molto inferiore al valore della lunghezza d'onda del campo sonoro che si sta misurando [Spa08].

## Cenni sul calcolo dell'intensità acustica

L'intensità acustica<sup>18</sup> istantanea è definita, in ogni punto di un campo sonoro, come il prodotto tra la pressione sonora ( $p$ , scalare) e la corrispondente velocità delle particelle ( $\vec{u}$ , vettore) nella medesima posizione [Spa08]. Calcolando la media temporale di questo prodotto, si ottiene l'intensità acustica media:

$$\bar{I} [W / m^2] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \vec{u}(t) \cdot p(t) dt \quad \text{eq. 1.8}$$

L'intensità acustica media è una grandezza vettoriale e non dipende dal tempo.

Le procedure "indirette" di analisi in frequenza sono basate sull'analisi spettrale dei segnali, che viene introdotta mediante la funzione di correlazione; questa funzione indica la relazione media temporale tra due segnali nel dominio del tempo.

La cross-correlazione tra pressione sonora e velocità delle particelle è definita come:

$$R_{pu}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \cdot u(t + \tau) dt \quad \text{eq. 1.9}$$

(nel caso di segnali armonici l'operazione di limite è sostituita da un'operazione di media temporale su un numero intero di periodi).

Ne segue che la componente dell'intensità acustica media lungo una direzione  $\vec{r}$  è data dalla cross-correlazione valutata nell'origine:

$$I_r = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \cdot u_r(t) dt = R_{pu}(0) \quad \text{eq. 1.10}$$

Eseguendo la trasformata di Fourier della funzione di cross-correlazione, si ottiene la densità spettrale mutua (o cross-spettro) tra i due segnali:

$$S_{pu}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_{pu}(\tau) \cdot e^{-i\omega\tau} d\tau \quad \text{eq. 1.11}$$

da cui, anti-trasformando e considerando l'equazione 1.10, si ha:

---

<sup>18</sup> L'intensità acustica dà una indicazione quanta energia sonora viene trasportata, in un determinato punto dello spazio e per una specifica direzione, attraverso un'area unitaria, perpendicolare alla direzione nel punto considerato. Il livello di intensità sonora  $SIL[dB] = 10 \log_{10} \frac{I}{I_{rif}}$  ha come valore di riferimento 1 pW (pico Watt), perché  $20\mu Pa \times 50nm/s = 1pW$  [Raa05].



$$I_r = R_{pu}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{pu}(\omega) d\omega \quad \text{eq. 1.12}$$

$S_{pu}(\omega)$  è una funzione complessa di variabile reale e rappresenta la distribuzione in frequenza dei contributi all'intensità media, di differenti componenti del campo sonoro. È definita per tutte le frequenze positive e negative.

Per ragioni pratiche è conveniente ridefinire la densità spettrale mutua solo per valori positivi della frequenza<sup>19</sup>; si ha:

$$\begin{aligned} G_{pu}(\omega) &= 2S_{pu}(\omega) \quad \text{per } \omega > 0 \\ G_{pu}(\omega) &= S_{pu}(\omega) \quad \text{per } \omega = 0 \\ G_{pu}(\omega) &= 0 \quad \text{per } \omega < 0 \end{aligned} \quad \text{eq. 1.13}$$

Scomponendo l'intensità acustica nella somma di intensità attiva e reattiva<sup>20</sup>, si può scrivere:

$$I_{attiva} = \text{Re}(G_{pu}(\omega)) \quad \text{eq. 1.14}$$

$$I_{reattiva} = \text{Im}(G_{pu}(\omega))$$

La media temporale dell'intensità reattiva (ossia la parte immaginaria di  $G_{pu}(\omega)$ ) è nulla a tutte le frequenze. Perciò la distribuzione dei contributi di differenti componenti in frequenza del campo sonoro, all'intensità media lungo una determinata direzione  $\bar{r}$ , è data da:

$$I_r(\omega) = I_{attiva} = \text{Re}\{G_{pu}(\omega)\} = 2\text{Re}\{S_{pu}(\omega)\} = 2|S_{pu}| \cos(\phi_{pu}) \quad \text{eq. 1.15}$$

Il vettore totale di intensità acustica, in un campo sonoro stazionario, può essere ottenuto dalla somma dei vettori d'intensità nelle tre direzioni ortogonali (con il modello *USP* è possibile eseguire questa misura direttamente) [Fah95].

---

<sup>19</sup> I segnali di pressione e velocità sono entrambi reali, perciò si può rappresentare solo metà dell'asse delle frequenze, senza perdere informazioni utili. Si ha il vantaggio di dover memorizzare meno dati, riducendo così il tempo necessario ad effettuare i calcoli sui dati [Bre10].

<sup>20</sup> L'intensità attiva descrive il flusso netto di energia sonora, mentre l'intensità reattiva descrive la parte di energia che non si propaga, ma che oscilla localmente in ogni punto del campo sonoro, e che corrisponde alla velocità delle particelle in quadratura con la pressione sonora [Bre10].

Il principale errore di misura nelle sonde pressione-velocità è legato alla reattività del campo sonoro, che è definita come il rapporto tra l'intensità reattiva e l'intensità attiva, espresso in forma logaritmica.

Se la reattività presenta valori elevati, come, per esempio, quando ci si trova nella condizione di campo vicino ad una sorgente, allora un piccolo sfasamento tra i due trasduttori comporta un grande errore sistematico nella misurazione dell'intensità acustica:

$$\hat{I}_r = \text{Re}\{S_{pu} \cdot e^{j\varphi_e}\} = I_r \cos \varphi_e - J_r \sin \varphi_e \cong I_r \left(1 - \varphi_e \frac{J_r}{I_r}\right) = I_r (1 - \varphi_e \text{tg} \varphi_{campo})$$

eq. 1.16

dove  $\hat{I}_r$  è l'intensità acustica misurata,  $S_{pu}$  è il cross-spettro tra pressione e velocità misurate,  $\varphi_e$  è il piccolo errore di fase,  $I_r$  è l'intensità attiva "reale",  $J_r$  è l'intensità reattiva "reale", e  $\varphi_{campo}$  è lo sfasamento del campo sonoro.

Nella figura 1.25 si riporta l'andamento dell'errore nella misura dell'intensità acustica rispetto allo sfasamento del campo sonoro, per diversi valori dell'errore nella determinazione della fase tra i due trasduttori.

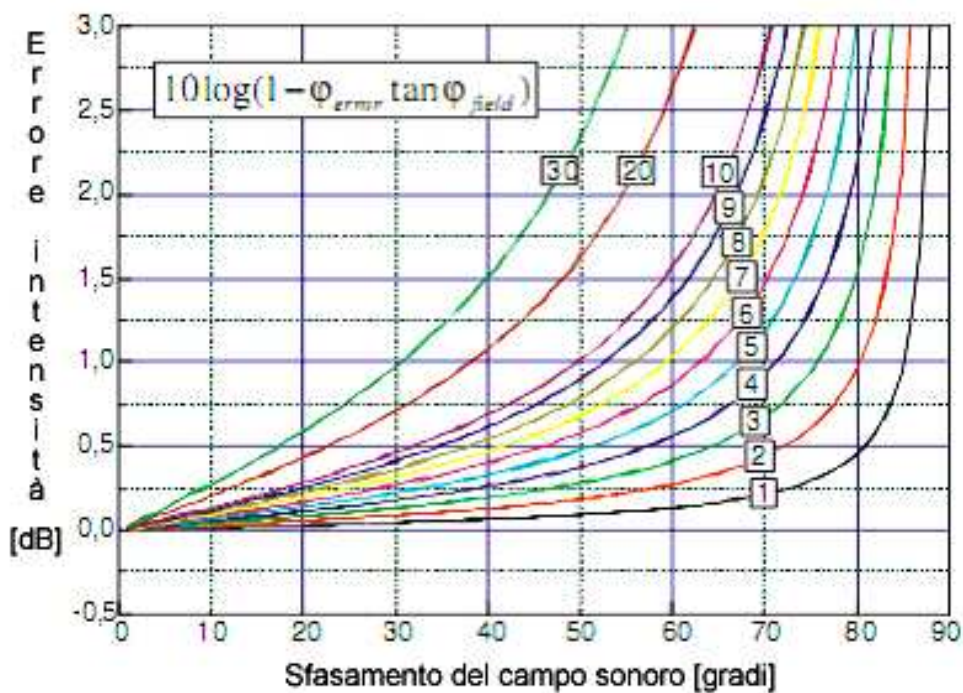


Figura 1.25 Andamento dell'errore nella misura dell'intensità acustica. (tratta da [Raa05])

Si è osservato sperimentalmente che un errore di 1° nella valutazione della fase dei trasduttori è ottenibile mediante una calibrazione basata sul metodo del tubo d'onda stazionaria o sul metodo della sorgente sferica [Bre10].

## Capitolo 2

# CALIBRAZIONE DELLA SONDA

### 2.1 Fondamenti teorici della procedura di calibrazione

Lo scopo di una calibrazione acustica è di misurare quanto vale il segnale all'uscita di un sensore, quando si applica in ingresso un certo segnale acustico; si cerca cioè di determinare il comportamento della sensibilità del sensore.

Si ricorda che la sensibilità dei microfoni di pressione si esprime solitamente in mV/Pa, mentre per i sensori di velocità si determina il voltaggio in uscita rispetto alla velocità delle particelle dell'aria, esprimendo quindi la sensibilità in mV/(m/s).

Considerando che 1 Pa corrisponde a un livello di 94 dB<sub>SPL</sub>, e 1 m/s (il sensore Microflown opera dai 10 nm/s fino a 1 m/s) corrisponde a un livello di 146 dB<sub>SPL</sub>, si nota come i due valori siano difficilmente comparabili.

Perciò è stata introdotta un'altra unità di misura, il Pa\*, così definita: 1 Pa\* è l'ammontare di velocità che corrisponde a 1 Pa di pressione di un'onda piana senza riflessioni, cioè  $1 \text{ Pa}^* = 1 \text{ Pa}/\rho c = 2,4 \text{ mm/s}$ , con  $\rho c$  impedenza specifica dell'ambiente di misura. Quindi la sensibilità del sensore di velocità viene convenientemente espressa in mV/Pa\* [BasBre08].

La calibrazione dei sensori di velocità è una procedura difficoltosa per il fatto che non sono ancora disponibili dei dispositivi tarati, che misurino direttamente la velocità delle particelle, con cui poter fare delle comparazioni. La soluzione è creare un ambiente in cui l'impedenza acustica sia nota, ed utilizzare un microfono tarato come riferimento [Bre10].

La tecnica usata negli ultimi anni prevede l'uso del tubo d'onda stazionaria (vedi paragrafo 1.5), che risulta essere accurato solo nella regione di bassa frequenza.

Recentemente è stato dimostrato [BasBre08] che è possibile calibrare un sensore pressione-velocità in condizioni di campo libero e in un range di frequenza esteso, basandosi su una tecnica che utilizza una sorgente sferica.

Anche se si ottengono dei buoni risultati in camera anecoica, questo metodo si presta ad essere utilizzato anche in stanze non trattate acusticamente se le misure vengono effettuate molto vicino alla sorgente, per ridurre il più possibile l'influenza del rumore di fondo.

Le riflessioni dovute al pavimento, ai muri ed agli oggetti presenti nella stanza, possono essere successivamente cancellate con un filtro a media mobile; oppure si

può eseguire l'anti-trasformata di Fourier del segnale, per ottenere la corrispondente risposta all'impulso, e quindi applicarvi delle opportune finestre temporali<sup>21</sup>.

La tecnica si compone di due parti: un approccio per la regione dell'alta frequenza ed uno per le basse frequenze [BasBre08].

### 2.1.1 *Setup in alta frequenza*

Con l'approccio in alta frequenza, la sonda MF e un microfono di riferimento, con funzione di sensibilità nota, vengono posizionati a una determinata distanza dalla sfera. I due dispositivi si trovano all'incirca nella stessa posizione, come si vede dalla figura seguente.

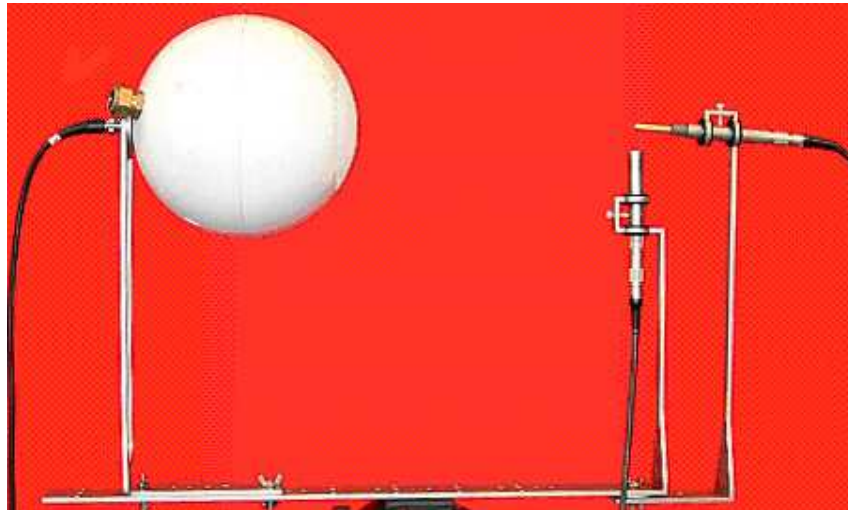


Figura 2.1 Setup di misura per la calibrazione in alta frequenza.

(tratta da de Bree H.-E., Basten T., “*A full bandwidth sphere calibrator for a sound pressure and particle velocity sensor*”, DRAFT)

Con questa configurazione, il microfono di pressione integrato nella sonda può essere calibrato in un range di frequenza compreso tra 20 Hz e 10 kHz, visto che la sua calibrazione è basata sul confronto con il microfono di riferimento che si trova nella stessa posizione di misura.

Entrambi i sensori di pressione sono omnidirezionali, quindi non ha influenza il fatto che il loro output sia determinato dal rumore di fondo o dalla sorgente sonora, perché avranno in ingresso la stessa quantità di energia sonora.

---

<sup>21</sup> La definizione di trasformazione inversa di Fourier, utilizzata per il calcolo della risposta all'impulso, è:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) e^{i\omega t} d\omega .$$

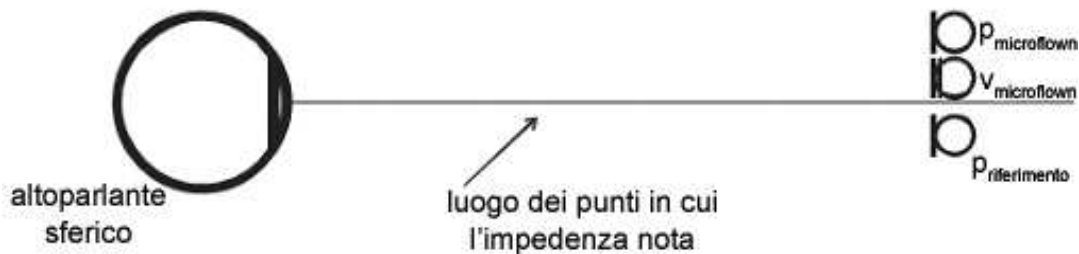
Se la distanza della prima riflessione è di 1.5 m, allora questa comparirà

5 ms dopo l'inizio della risposta all'impulso della sonda. Perciò, per eliminarla, si può applicare alla risposta all'impulso una finestra temporale di durata 5 ms. Questo taglio comporta delle imprecisioni per frequenze minori di 200 Hz [Bre10].

Per la calibrazione del sensore di velocità, è necessario l'utilizzo di un monopolo come sorgente dei segnali. Sfortunatamente è difficile realizzare un monopolo, ossia una sorgente omnidirezionale in un ampio spettro di frequenze.

In pratica, dovendo un diaframma piano essere finito, si generano delle inevitabili riflessioni ai bordi che influenzano il comportamento dell'altoparlante. Un diaframma sferico, invece, non ha spigoli: è stato quindi realizzato dalla ditta Microflow<sup>22</sup> [BasBre08].

Questo dispositivo consiste di una sfera di plastica, entro cui viene posto un altoparlante, e con una griglia forata nella parete opposta a quella in cui si trova l'altoparlante. Il suo comportamento può essere schematizzato come quello di una sfera con un certo raggio  $a$ , con all'interno un pistone di raggio  $b$ . Conoscendo la pressione misurata dal microfono di riferimento e l'impedenza normalizzata nel punto di misura, è possibile caratterizzare il sensore di velocità.



La relazione tra pressione sonora e velocità delle particelle, ossia l'impedenza acustica<sup>23</sup>, lungo l'asse del pistone è data da:

$$Z_{sfera}(r) = -j\rho c \frac{\sum_{m=0}^{\infty} (P_{m-1}(\cos \alpha) - P_{m+1}(\cos \alpha)) \frac{h_m(kr)}{h'_m(ka)}}{\sum_{m=0}^{\infty} (P_{m-1}(\cos \alpha) - P_{m+1}(\cos \alpha)) \frac{h'_m(kr)}{h'_m(ka)}} \quad \text{eq. 2.1}$$

dove  $r$  è la distanza dal centro della sfera,  $\rho$  è la densità dell'aria,  $c$  è la velocità del suono in aria,  $P_m$  è la funzione di Legendre<sup>24</sup> di ordine  $m$ ,  $\alpha = \arcsin(b/a)$  con  $a$  raggio

<sup>22</sup> Si ricorda che per un monopolo sferico il centro acustico si trova di fronte alla sorgente fisica (la membrana), mentre per un monopolo piano il centro acustico coincide con la sorgente. Utilizzando l'altoparlante all'interno della sfera come sorgente, si possono presentare delle piccole irregolarità tra 1 kHz e 5 kHz, dovute all'interferenza tra l'onda diretta e l'onda che per diffrazione viaggia attorno la sfera [Bre10].

<sup>23</sup> Anche se l'impedenza normalizzata sull'asse della sorgente sferica è descritta dall'eq. 2.1, si può considerare approssimabile all'impedenza acustica a una certa distanza  $r$  da una sorgente puntiforme,

data da:  $Z_{monopolo}(r) = \rho c \frac{jkr}{1 + jkr}$ . La differenza tra le due espressioni per l'impedenza è maggiore

per piccole distanze dalla sorgente e per basse frequenze [Bre10].

della sfera e  $b$  raggio dell'altoparlante,  $h_m$  è la funzione sferica di Hankel<sup>25</sup> del secondo tipo e di ordine  $m$ ,  $h'_m$  è la sua derivata e  $k$  è il numero d'onda.

Il prodotto  $\rho c$  è l'impedenza acustica specifica dell'aria (l'impedenza specifica dipende dalle condizioni dell'ambiente, come temperatura, pressione atmosferica e umidità relativa).

Nelle figure seguenti viene presentato l'andamento dell'impedenza acustica del monopolo sferico, normalizzata con l'impedenza acustica specifica  $\rho c$ ; per frequenze maggiori di 1 kHz l'ampiezza dell'impedenza normalizzata è di 0 dB e la fase tende a 0°; questo sta ad indicare che le onde sonore sono piane, e che la forma della sorgente non è più rilevante.

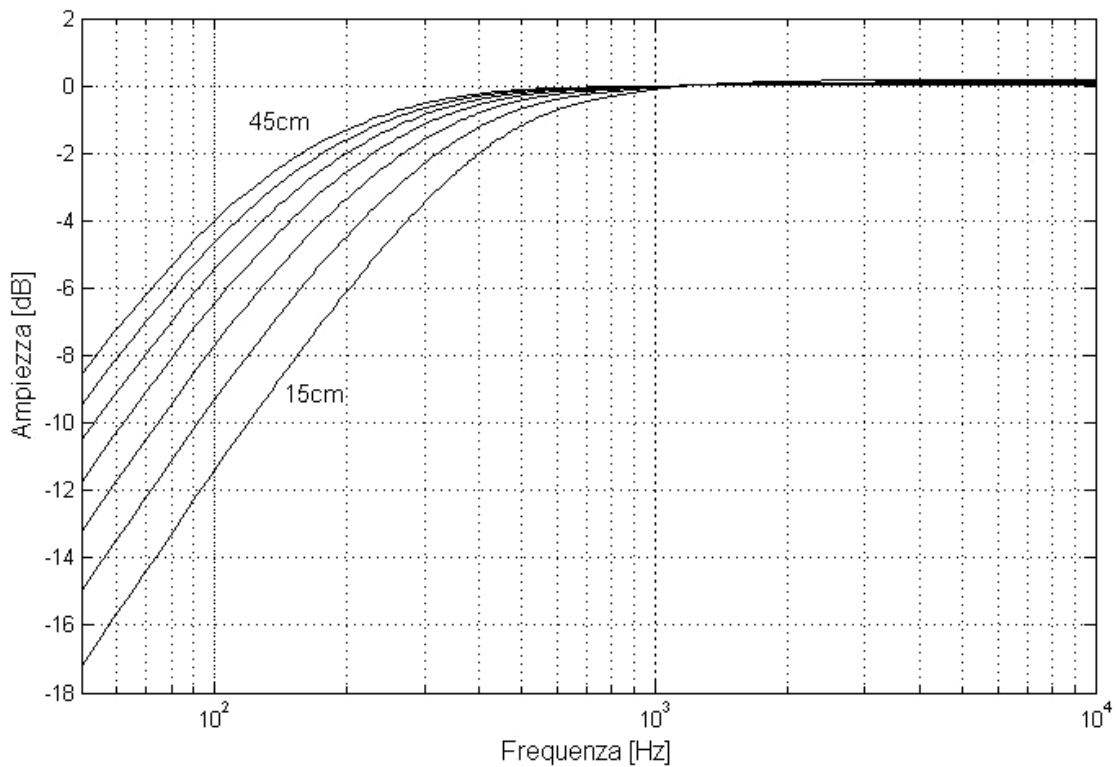


Figura 2.2 Ampiezza dell'impedenza acustica normalizzata di un monopolo sferico lungo l'asse del diaframma, per distanze dalla sorgente da 15cm a 45 cm, a passi di 5 cm. La scala in dB è definita come  $20 \cdot \log_{10}(\text{modulo impedenza})$ .

<sup>24</sup> Per funzione di Legendre si intendono le soluzioni dell'equazione differenziale di Legendre, un'equazione differenziale ordinaria che si incontra spesso nella soluzione in coordinate sferiche dell'equazione di Laplace e di equazioni differenziali alle derivate parziali. L'equazione differenziale di Legendre ha la forma:  $\frac{d}{dx} \left[ (1-x^2) \frac{d}{dx} P(x) \right] + n(n+1)P(x) = 0$ , che è a sua volta un caso particolare del problema di Sturm-Liouville. (tratto da <http://it.wikipedia.org>)

<sup>25</sup> La funzione sferica di Hankel del secondo tipo  $h_n^{(1)}(z)$  è definita come  $h_n^{(2)} = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} H_{n+1/2}^{(2)}(z) = j_n(z) - in_n(z)$ , dove  $H_n^{(2)}(z)$  è la funzione di Hankel del secondo tipo e  $j_n(z)$  e  $n_n(z)$  sono funzioni sferiche di Bessel del primo e secondo tipo. (tratto da <http://it.wikipedia.org>)

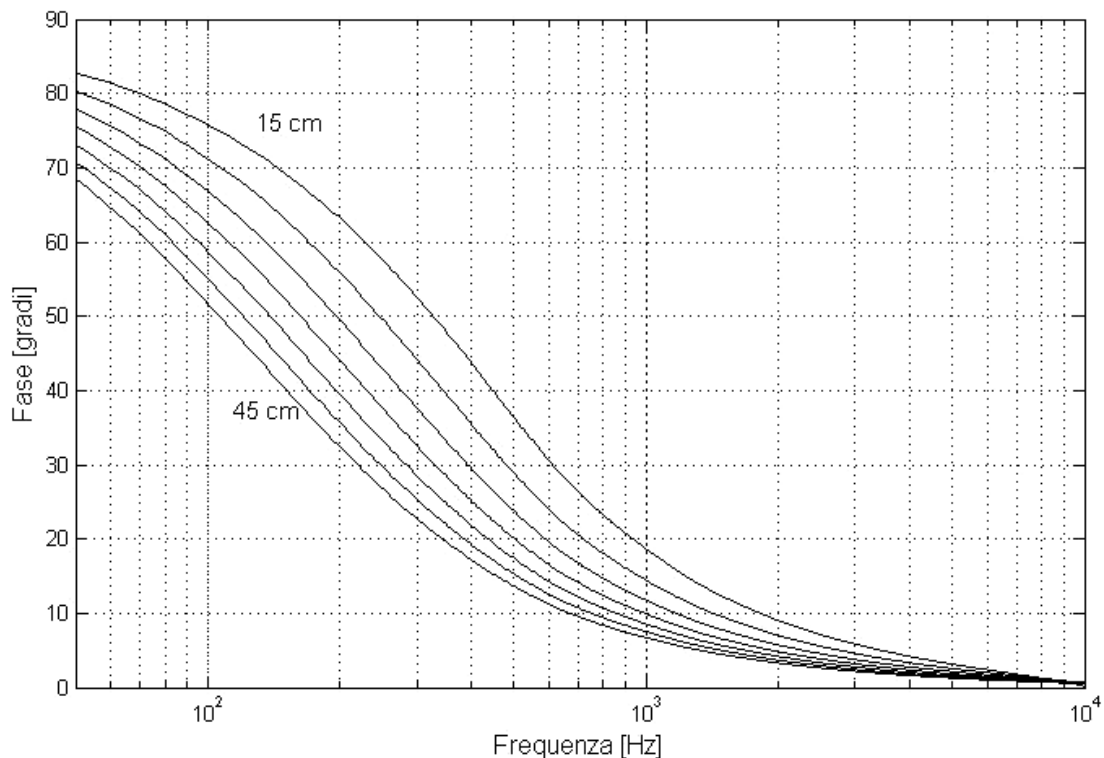


Figura 2.3 Fase dell'impedenza acustica normalizzata di un monopolo sferico lungo l'asse del diaframma, per distanze dalla sorgente da 15cm a 45 cm, a passi di 5 cm.

Vicino a una sorgente puntiforme l'impedenza specifica inizia a dipendere dalla frequenza: questo è chiamato effetto di campo vicino.

Per trovarsi nella condizione di campo libero, è necessario che il prodotto  $kr$  sia molto maggiore di 1, e quindi, la distanza sorgente-sonda, dovrebbe essere scelta in maniera che  $r \gg 1/k = c/(2\pi f)$ .

Per una frequenza di 20 Hz, l'effetto di campo vicino limita l'uso di camere anecoiche con dimensioni inferiori ai 2.8 metri, perché a queste distanze la differenza di fase del campo sonoro è ancora di 45°. Inoltre l'assorbimento dei muri diventa problematico in bassa frequenza [BasBre08].

### 2.1.2 Setup in bassa frequenza

In una normale stanza, il rumore di fondo in bassa frequenza ha in generale livelli di pressione maggiori rispetto al rumore generato da una sorgente posta nella stanza. Per la velocità delle particelle non si osserva questo effetto.

La principale ragione di questo fenomeno è che nel campo vicino alla sorgente sonora diminuisce il rapporto tra la pressione e la velocità delle particelle, ossia

l'impedenza acustica<sup>26</sup>. Per il rumore di fondo, rispetto al quale la sonda si trova in condizioni di campo lontano, il rapporto aumenta.

In una camera anecoica, con un basso livello del rumore di fondo, il metodo di calibrazione dà dei buoni risultati fino a 50 Hz, mentre in una stanza normale si arriva solo fino ai 100 - 200 Hz [BasBre08].

È difficile generare un segnale sonoro che non sovraccarichi la sonda MF e sia comunque abbastanza alto rispetto alla pressione sonora causata dal rumore di fondo nel punto di misura.

Non esiste una relazione semplice tra il voltaggio in ingresso all'altoparlante e la pressione nella sfera, perciò bisogna misurare la pressione all'interno della sfera [Raa05].

Quindi il microfono di riferimento viene posto in un foro praticato nella sfera<sup>27</sup>, e chiuso ermeticamente con degli anelli di gomma.

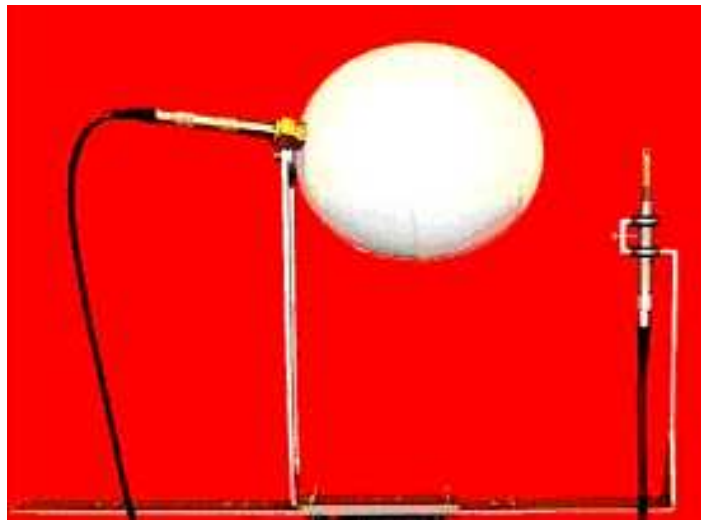


Figura 2.4 Setup di misura per la calibrazione in bassa frequenza.

(tratta da de Bree H.-E., Basten T., “*A full bandwidth sphere calibrator for a sound pressure and particle velocity sensor*”, DRAFT)

La pressione sonora all'interno della sfera dipende dai movimenti dell'altoparlante e non dalla sua velocità. Perciò il segnale di pressione deve essere differenziato rispetto al tempo (moltiplicandolo per l'unità immaginaria  $j=\sqrt{-1}$ ) per ottenere un segnale che sia linearmente dipendente dalla velocità dell'altoparlante.

---

<sup>26</sup> Per esempio a 20Hz ( $r = 5$  cm) l'impedenza acustica specifica è 55 volte più piccola dell'impedenza caratteristica. Questo comporta che il livello di pressione sonora è 55 volte (35 dB) più piccolo del livello della velocità delle particelle [Bre10].

<sup>27</sup> La variazione della posizione della sonda di riferimento all'interno della sfera è ininfluenza sull'ampiezza della risposta per frequenze minori di 400 Hz, e sulla fase per frequenze minori di 1 kHz [Bre10].



Per basse frequenze, la relazione<sup>28</sup> tra la pressione sonora all'interno della sfera,  $p_{ref}$ , e la velocità delle particelle di fronte all'altoparlante,  $u_n$ , è data da:

$$u_n = -\frac{j\omega V_0}{\gamma A_0 p_0} p_{ref} \quad \text{eq. 2.2}$$

dove  $\omega$  è la frequenza angolare,  $V_0$  è il volume interno della sfera,  $A_0$  è l'area superficiale dell'altoparlante,  $p_0$  è pressione di riferimento, e  $\gamma$  è il rapporto dei calori specifici per l'aria in condizioni normali (si può ragionevolmente assumere che la compressione e la rarefazione dell'aria nella sfera siano processi adiabatici).

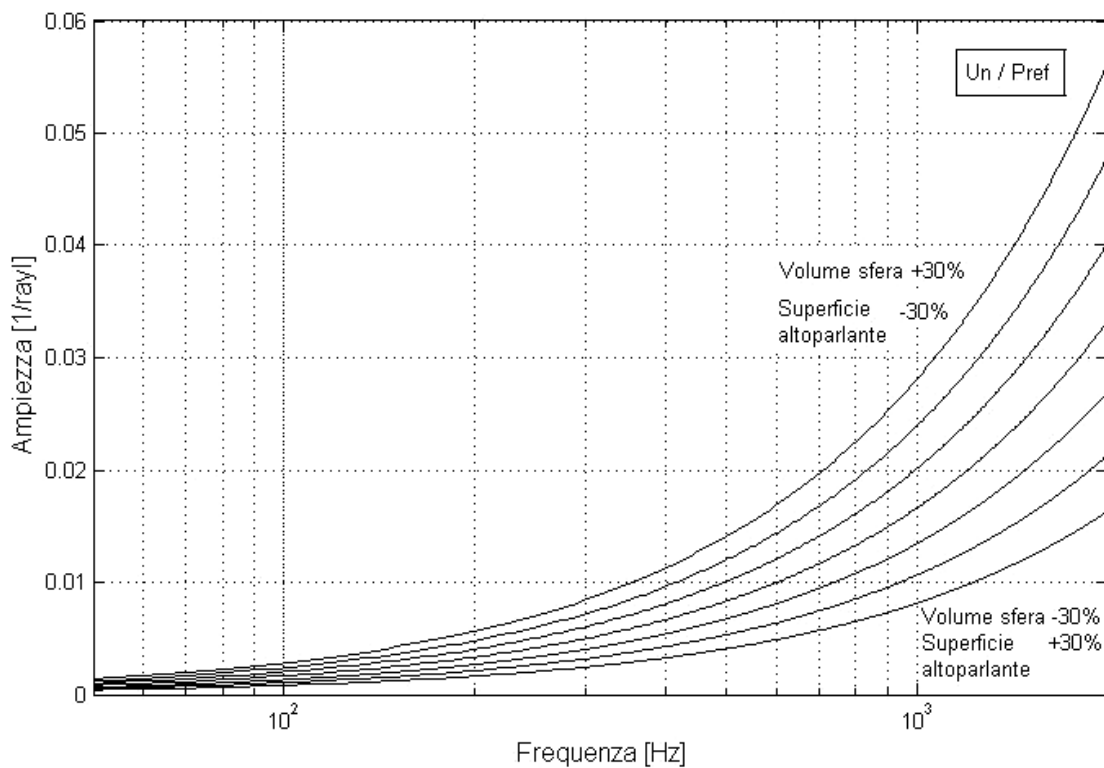
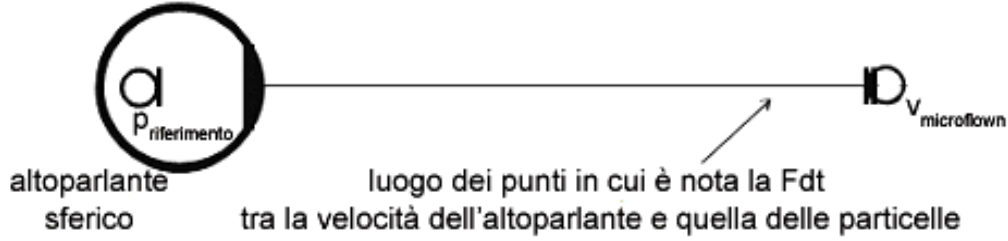


Figura 2.5 Funzione di trasferimento (Ammettenza acustica) tra la pressione all'interno della sfera di plastica e la velocità del diaframma dell'altoparlante, per variazioni percentuali nella stima del volume della sfera e della superficie della membrana.

La fase della funzione di trasferimento  $u_n / p_{ref}$  risulta essere di  $\pi/2$ .

<sup>28</sup> L'equazione può essere verificata misurando lo spostamento della membrana con un accelerometro, incollato alla membrana, e calcolandone l'integrale doppio rispetto al tempo. Questo metodo funziona correttamente fino agli 800 Hz; per frequenze superiori la pressione all'interno della sfera non è più omogenea e la massa dell'accelerometro influenza le misure perché la posizione in cui è incollato (il centro della membrana) non è completamente rigido [BasBre08].

Visto che sono note le caratteristiche di un campo acustico attorno ad una sfera con all'interno un pistone mobile, anche la velocità delle particelle ad una certa distanza di fronte al pistone può essere calcolata, quando è nota la velocità davanti all'altoparlante.



La relazione che intercorre tra la velocità delle particelle di fronte all'altoparlante,  $u_n$ , e la velocità delle particelle ad una certa distanza  $r$  dal centro della sfera, è data da:

$$u(r) = -\frac{u_n}{2} \sum_{m=0}^{\infty} (P_{m-1}(\cos \alpha) - P_{m+1}(\cos \alpha)) \frac{h'_m(kr)}{h'_m(ka)} \quad \text{eq. 2.3}$$

dove  $r$  è la distanza dalla membrana dell'altoparlante [BasBre08], mentre gli altri dei parametri sono stati già descritti per l'equazione 2.2.

Combinando le equazioni 2.2 e 2.3, si ottiene la relazione tra la velocità delle particelle a distanza  $r$  dal centro della sfera e la pressione del pistone:

$$\frac{u(r)}{p_{ref}} = \frac{j\omega V_0}{2\gamma A_0 p_0} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} (P_{m-1}(\cos \alpha) - P_{m+1}(\cos \alpha)) \frac{h'_m(kr)}{h'_m(ka)} \quad \text{eq. 2.4}$$

Questo valore di velocità è usato per la calibrazione del trasduttore MF, confrontandolo con il valore trovato sperimentalmente. Di seguito si riporta il

grafico dell'inverso dell'equazione, ossia  $\frac{p_{ref}}{u(r)}$ , perché è questo il fattore che viene

moltiplicato alla funzione di trasferimento  $\frac{u}{p_{ref}}$  per ottenere  $S_u$  in  $\left[ \frac{mV}{Pa^*} \right]$  (vedi

l'equazione 2.7 del prossimo paragrafo).

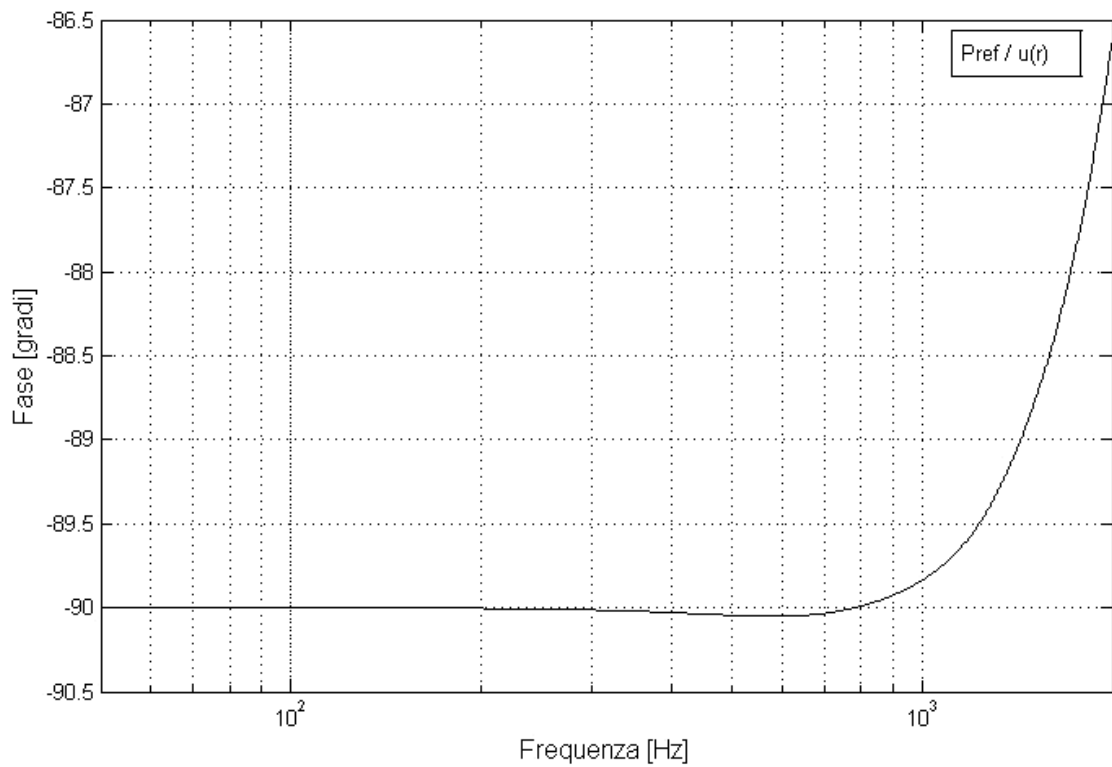
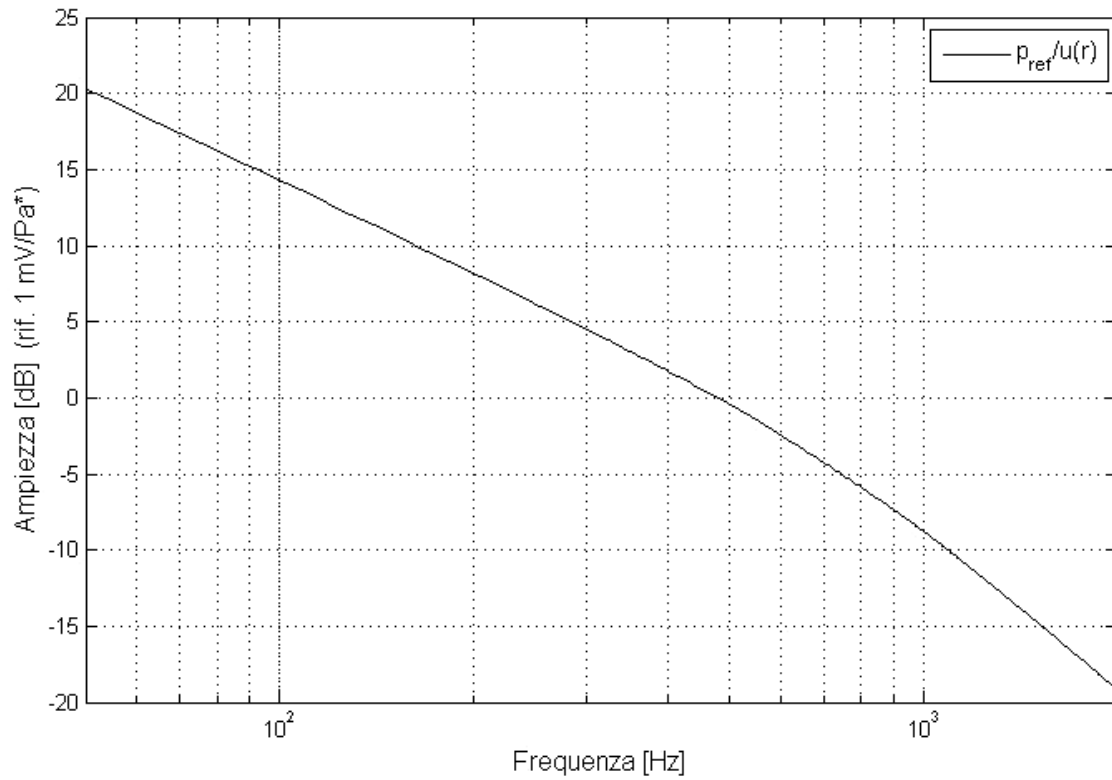


Figura 2.6 Funzione di trasferimento (Impedenza acustica) tra la pressione all'interno della sfera e la velocità delle particelle dell'aria lungo l'asse dell'altoparlante, per una distanza di 4 cm dalla membrana dell'altoparlante. La scala in dB è definita come  $20 \cdot \log_{10}(p_{ref} / u_n)$ .

Si osserva dai grafici che la fase della f.d.t. risulta costante, di valore  $-\pi/2$ , fino agli 800 Hz; questo avviene perché nell'equazione 2.4, scompare il fattore negativo presente invece nelle equazioni 2.2 e 2.3.

Il campo di pressione sonora all'interno della sfera è uniforme alle basse frequenze, ma alle alte iniziano a comparire i primi modi di risonanza della struttura sferica [BasBre08]. Per una sfera di plastica con un diametro di 0,20 m, si presentano delle irregolarità attorno a una frequenza di 1700 Hz. Se si corregge la risposta per queste interferenze, il metodo in bassa frequenza può essere usato fino a 2 kHz.

### 2.1.3 Combinando i due approcci

Infine i due risultati ottenuti vengono combinati. È stato osservato sperimentalmente che l'approccio in alta frequenza e quello in bassa frequenza danno risultati simili attorno ai 300 Hz.

Inizialmente si esegue la misura in alta frequenza: il microfono di riferimento e la sonda vengono posizionati vicini, ad una distanza nota sull'asse della sorgente sferica, mentre viene emesso rumore bianco dalla sorgente.

Si calcolano le funzioni di trasferimento tra tutti e due i sensori. Il rapporto tra l'output in Volt del microfono di riferimento e l'output in Volt del microfono incorporato nella sonda è usato per determinare direttamente il valore della sensibilità  $S_p$  in [mV/Pa] del microfono della sonda:

$$S_p \left[ \frac{mV}{Pa} \right] = \frac{p}{p_{ref}} \left[ \frac{V}{V} \right] \cdot S_{ref} \left[ \frac{mV}{Pa} \right] \quad \text{eq. 2.5}$$

dove  $S_{ref}$  è la sensibilità, già nota, del microfono di riferimento, che si assume essere indipendente dalla frequenza nel range di interesse.

Per calcolare la sensibilità del sensore di velocità è necessario usare il modello dell'impedenza del pistone nella sfera.  $S_u$ , espressa in [mV/Pa\*] viene così calcolata:

$$S_u \left[ \frac{mV}{Pa^*} \right] = \frac{u}{p_{ref}} \left[ \frac{V}{V} \right] \cdot Z_{sfera} \left[ \frac{Pa}{Pa^*} \right] \cdot S_{ref} \left[ \frac{mV}{Pa} \right] \quad \text{eq. 2.6}$$

Successivamente, il microfono di riferimento viene posto all'interno della sfera attraverso un foro, chiuso ermeticamente con degli anelli di gomma. La sonda MF viene posta sull'asse della membrana dell'altoparlante, ad una distanza nota, più piccola rispetto al setup in alta frequenza.

Viene fatto emettere rumore bianco e si calcolano le funzioni di trasferimento tra tutti i canali. La velocità delle particelle viene ora calcolata dalle equazioni (2.3) e (2.4):

$$\begin{aligned}
 S_u \left[ \frac{mV}{Pa^*} \right] &= \frac{u}{p_{ref}} \left[ \frac{V}{V} \right] \cdot \frac{u_n}{u(r)} \left[ \frac{Pa^*}{Pa^*} \right] \cdot \frac{p_{ref}}{u_n} \left[ \frac{Pa}{Pa^*} \right] \cdot S_{ref} \left[ \frac{mV}{Pa} \right] = \\
 &= \frac{u}{p_{ref}} \left[ \frac{V}{V} \right] \cdot \frac{p_{ref}}{u(r)} \left[ \frac{Pa}{Pa^*} \right] \cdot S_{ref} \left[ \frac{mV}{Pa} \right]
 \end{aligned}
 \tag{eq. 2.7}$$

Infine, le due curve ottenute vengono connesse.

Per l'ampiezza della funzione di trasferimento, si trasla la curva di calibrazione in bassa frequenza (<300 Hz), finché non si combina con la curva di calibrazione in alta frequenza. Per permettere questa coincidenza, i parametri che possono essere variati, perché vi è un certo margine di incertezza nel valutarli, sono:  $\rho$  [kg/ m<sup>3</sup>],  $c$  [m/s],  $V_0$  [m<sup>3</sup>] e  $A_0$  [m<sup>2</sup>].

Con l'approccio in bassa frequenza, la fase è nota. Per il setup in alta frequenza, potrebbe essere introdotta una discontinuità dal termine di correzione descritto nell'equazione 2.1.

In questo caso, la distanza sonda-sorgente è il parametro più importante per la connessione della fase delle due curve [BasBre08].

## 2.2 Le misure di calibrazione

Dopo aver presentato i fondamenti teorici che stanno alla base della calibrazione della sonda pressione-velocità, si descrivono ora le misure effettuate e la strumentazione utilizzata.

Le misure in alta e bassa frequenza sono state effettuate seguendo la disposizione delle apparecchiature di misura descritta nei paragrafi precedenti.

Si è eseguita la calibrazione del canale rosso della sonda, corrispondente alla componente del vettore velocità lungo l'asse  $y$ . Per entrambi i setup, la sonda è stata disposta nella configurazione di massima ricezione del campo sonoro incidente per il sensore rosso.

La distanza sorgente-sensore è intesa come la distanza che va dalla parete della sfera con il foro coperto dalla griglia (e non quindi dall'altoparlante interno alla sfera) al dispositivo di misura.

Per il setup in alta frequenza la distanza sorgente-sensori era di 23 cm, e fra i sensori la distanza era di pochi millimetri<sup>29</sup>. Invece per il setup in bassa frequenza la distanza sorgente-sonda MF era di 4 cm, mentre il microfono di riferimento era posizionato all'interno della sfera.

Per ogni misurazione effettuata si è rispettato un tempo di warm up della sonda, di 5 minuti.

Il segnale sorgente è rumore bianco, di durata 1 minuto, generato con il software *Adobe Audition*® v3.0.

La sonda era provvista del cappuccio protettivo. Sono state eseguite anche delle misure di calibrazione senza il cappuccio protettivo e altre misure utilizzando lo sine sweep come segnale sorgente. Si vedano i paragrafi 2.5.1 e 2.5.2 per una descrizione completa delle esperienze.

### La catena di misura

La calibrazione della sonda MF in dotazione è stata eseguita nella camera fonoassorbente della fondazione *Scuola di San Giorgio*, a Venezia.



Figura 2.7 Camera fonoassorbente del Laboratorio di Acustica Musicale ed Architettonica

La camera è di forma parallelepipedica, ha dimensioni 4,7m x 3,1m x 2,8m ed ha un tempo di riverberazione  $T_{30}$  inferiore a 0,1 s.

La strumentazione utilizzata per la generazione del segnale è la stessa per entrambi gli approcci in bassa e alta frequenza:

- software *Adobe Audition*® v3.0, per la generazione del segnale sorgente;

---

<sup>29</sup> Per questo tipo di misure di calibrazione, l'errore di incertezza più influente che si può compiere è nella determinazione della distanza fisica tra la sorgente e i sensori. Per una variazione dello 0.02 % nella determinazione della distanza, si ha una corrispondente incertezza di 0.2 dB e 0.6°[Bre10].

- scheda audio *Motu® Traveler*, collegata al pc tramite bus firewire, con il canale per la generazione del segnale così settato: gain 0 dB e pad 0 dB;
- amplificatore Lab 300 Gruppen (gain -40 dB), collegato alla scheda audio tramite cavo JACK/JACK;
- sfera con all'interno l'altoparlante, collegato all'amplificatore mediante connettore BNC (lato altoparlante) / NL4FC (lato scheda audio).



Figura 2.8 Scheda audio *Motu® Traveler*. (tratta da [Cen06])

Oltre alla sonda, anche la sfera con all'interno l'altoparlante, il supporto metallico (che si vedono nelle figure (2.1) e (2.4)) e il preamplificatore dei i segnali provenienti dalla sonda sono stati forniti dalla ditta Microflown.

La sfera di plastica utilizzata ha un diametro esterno di 0,18 m, un volume di  $3,20 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$ , un diametro interno di 0,17 m; l'altoparlante, all'interno della sfera, ha un diametro di 0,10 m e un'area superficiale di  $8,60 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$ .

Anche per l'acquisizione dei segnali, la catena di misura è uguale nei due approcci:

- sonda Microflown, modello *USP*;
- preamplificatore Microflown (non introduce alcun gain), connesso alla sonda tramite connettore LEMO 7-pin; lo stadio di uscita è costituito da quattro canali con connettori BNC;
- scheda audio *Motu® Traveler*, connessa ai quattro canali del preamplificatore tramite adattatori BNC/XLR (nella conversione digitale dei segnali provenienti dalle sonde, effettuata dall'interfaccia audio, è stata impostata una frequenza di campionamento di 44,1 kHz e una profondità di 16 bit per la quantizzazione);
- Pc con software *Adobe Audition® v3.0*, per la registrazione dei segnali.

Per il sensore di riferimento si ha:

- capsula microfonica da ½ pollice, con una sensibilità, dichiarata nel rapporto di calibrazione, pari a 47,6 mV/Pa e costante tra 100 Hz e 10 kHz ;
- preamplificatore del microfono, connesso al fonometro tramite cavo LEMO 7-pin;
- fonometro Larson Davis 831, con un JACK da 2,5 mm come connettore di uscita;
- scheda audio *Motu® Traveler*;
- Pc con software *Adobe Audition® v3.0*, per la registrazione dei segnali.

Infine si riporta il livello di amplificazione/attenuazione impostato per i canali della scheda audio, per evitare sovraccarichi o bassi rapporti segnale-rumore in fase di registrazione.

<i>Misure in alta frequenza (distanza sorgente-microfono: 35 cm)</i>		
Canale 1	Microfono Microflown	Gain +10 dB Pad 0 dB
Canale 2	Canale di velocità Microflown (asse y)	Gain +10 dB Pad 0 dB
Canale 3	Microfono fonometro	Gain +10 dB Pad -20 dB
<i>Misure in bassa frequenza (distanza sorgente-microfono: 5 cm)</i>		
Canale 1	Microfono Microflown	Gain +10 dB Pad 0 dB
Canale 2	Canale di velocità Microflown	Gain +10 dB Pad -20 dB
Canale 3	Microfono fonometro	Gain +10 dB Pad -20 dB

Tabella 2.1 Impostazioni dei canali della scheda audio in fase di acquisizione dei segnali di calibrazione.

In post-elaborazione sono stati modificati i guadagni dei segnali acquisiti, per tenere conto dei guadagni e delle attenuazioni introdotti nella scheda audio in fase di registrazione.

Per il setup in alta frequenza, i segnali provenienti dalla sonda MF (pressione e velocità), sono stati attenuati di 20 dB renderli confrontabili con il canale del microfono di riferimento (gain +10 dB, pad -20dB).

Per il setup in bassa frequenza, si è introdotta un'attenuazione di 20 dB nel segnale di pressione della sonda MF.

### **Caratterizzazione del sistema di misura**

Nel valutare la sensibilità del Microflown, si è dapprima cercato di caratterizzare la catena di misura. Si è quindi effettuata una registrazione del segnale proveniente dal fonometro *Larson Davis 831* di misura, utilizzando un calibratore acustico come segnale sorgente.

La catena di misura per la calibrazione del fonometro è la seguente:

- un pistonofono, in cui viene inserita la capsula microfonica del fonometro, e che emette un tono puro a una frequenza di 1 kHz e 94 dB<sub>SPL</sub> di ampiezza;
- capsula microfonica da ½ pollice (con una sensibilità pari a 47,6 mV/Pa, costante tra 100 Hz e 10 kHz) e suo preamplificatore, connesso al fonometro tramite cavo LEMO 7-pin;
- scheda audio *Motu® Traveler*, con il canale per la generazione del segnale così settato: gain 0 dB e pad 0 dB;
- software multitraccia *Adobe Audition® v3*, per la registrazione e l'analisi del segnale;





Figura 2.9 Spettrogramma del risultato della calibrazione del fonometro.

Assumendo come ipotesi che il preamplificatore e i cavi utilizzati per le connessioni dei dispositivi non influiscono sulle misurazioni, si è effettuata una registrazione di 4 secondi, con il calibratore in funzione. Come risultato della registrazione, si ottiene un tono puro a 1 kHz, che non presenta rilevanti distorsioni armoniche, con un valore di picco di 2047 campioni<sub>picco</sub> (circa 11 bit). Trattandosi di un tono puro, si può facilmente calcolare il valore efficace del segnale: valore di picco /  $\sqrt{2}$  = 1447 campioni<sub>rms</sub>.

Si ricorda che la sigla SPL sta per livello di pressione sonora, ed è una misura logaritmica della pressione sonora efficace di un'onda meccanica. Con una pressione di riferimento di 20  $\mu\text{Pa}$  (soglia di udibilità per l'uomo), 94 dB<sub>SPL</sub> corrispondono a 1,0023 Pa e considerando che la sensibilità dichiarata del microfono a 1 kHz è di 47,6 mV/Pa, in uscita dal fonometro si avrà una tensione di 47,7 mV.

Perciò si può concludere che il sistema di misura utilizzato ha una sensibilità di 1443 campioni<sub>rms</sub>/Pa altrimenti espressa come 30 campioni<sub>rms</sub>/mV.

## 2.3 Risultati

Sono state sviluppate dalla ditta Microflown alcune routine [Bre10], sia in linguaggio *Matlab*® sia con il software *Microsoft Excel*®, che effettuano i calcoli necessari per la calibrazione della sonda e permettono di combinare le misurazioni effettuate in bassa e alta frequenza.

Inoltre queste routine consentono di effettuare un “curve fitting” grafico del modello teorico con le curve di calibrazione ottenute. Essendo note le equazioni che descrivono il modello, è necessario determinare solo un insieme di parametri specifici, quali le tre frequenze di taglio dei filtri che descrivono l'andamento della curva e il valore di sensibilità valutato a una certa frequenza.

Abbiamo sviluppato un software più semplice, in linguaggio *Matlab*®, che si basa sugli algoritmi delle routine fornite dalla ditta Microflown, e calcola le funzioni di trasferimento descritte precedentemente.

Le operazioni di connessione delle curve ottenute con i due setup, e di fitting del modello teorico con la curva di calibrazione, sono stati eseguiti attraverso una serie di prove. Il fitting del modello teorico è descritto nel paragrafo 2.3.5.

I risultati vengono mostrati in un range di frequenze tra 50 Hz e 10 kHz. Questo perché, oltre ad essere un tipico range di frequenze usato nelle applicazioni intensimetriche, considerando le dimensioni acustiche (si veda il paragrafo precedente) della sfera con all'interno l'altoparlante, per frequenze minori di 50 Hz non si ottiene un buon livello del segnale sorgente. Invece il limite di 10 kHz nei grafici, è dovuto al basso rapporto segnale/rumore della sonda MF in alta frequenza.

### 2.3.1 *Il canale di pressione*

Per il calcolo della funzione di sensibilità del canale di pressione della sonda MF, si sono utilizzate le misure effettuate con l'approccio in alta frequenza, perché i sensori si trovavano nella medesima posizione. Per il calcolo della f.d.t. si ha:

```
H_p_sonda_p_rif = tfestimate (p_rif, p_sonda, hanning(8192), 4097, 8192, 44100);
```

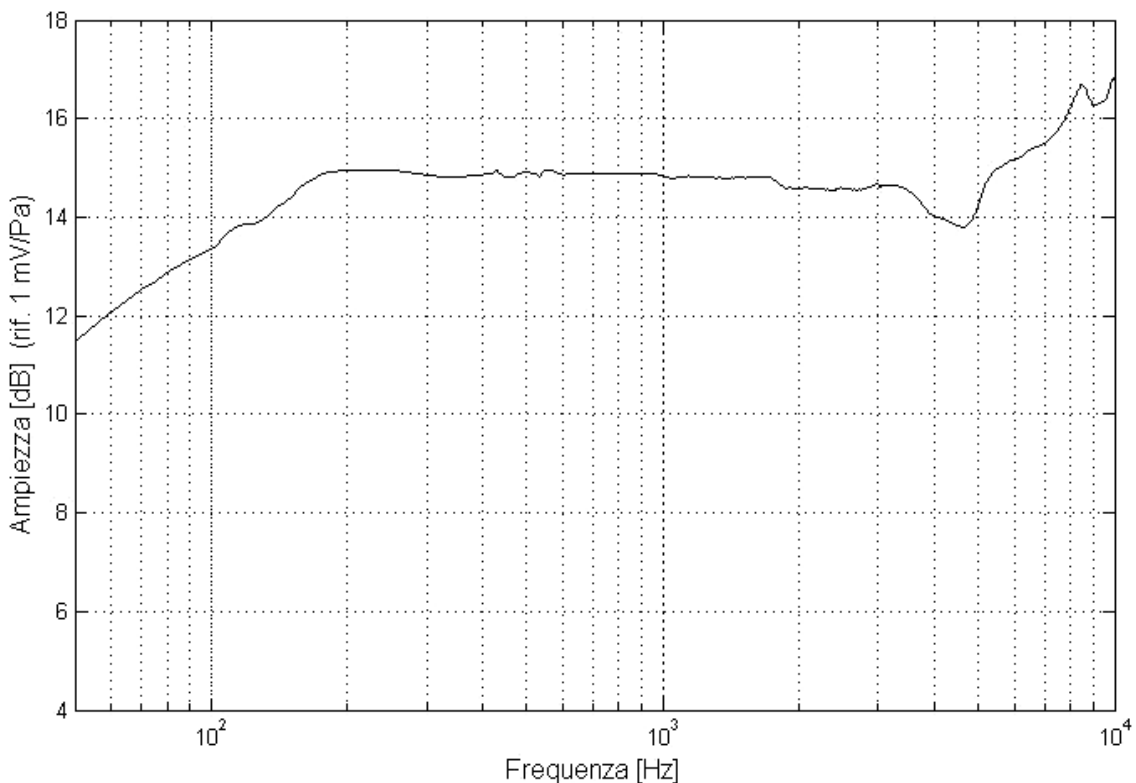


Figura 2.10 Ampiezza della curva di calibrazione del canale di pressione (setup in alta frequenza).

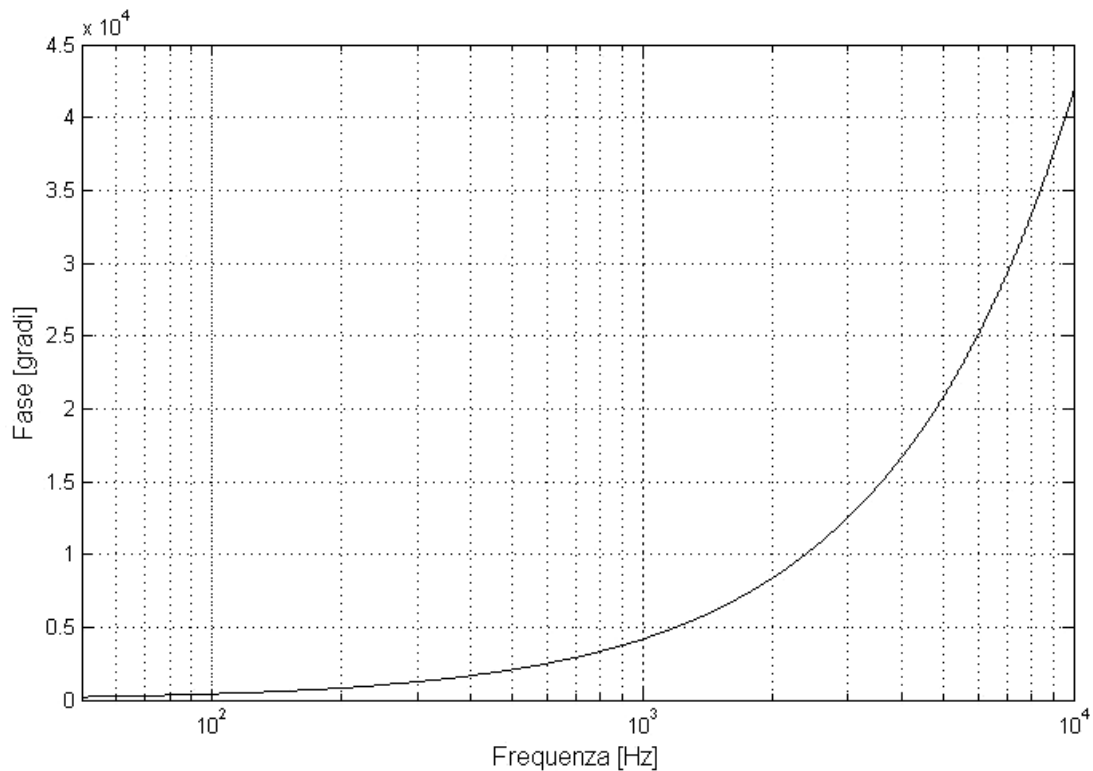


Figura 2.11 Fase della curva di calibrazione del canale di pressione (setup in alta frequenza).

La funzione di trasferimento, lineare e tempo-invariante,  $p_{sonda} / p_{riferimento}$ , viene calcolata tramite:

`Txy = tfestimate(x,y>window,noverlap,nfft,fs)` dove:

`window` è la funzione di finestra (Hanning) e il numero di campioni (8192) usati per partizionare `x` e `y`.

`noverlap` è il numero di campioni (4097) per cui si sovrappongono le partizioni.

`nfft` è lunghezza (8192) della FFT<sup>30</sup> che determina le frequenze alle quali la densità spettrale di potenza viene calcolata (per `x` reale, `tfestimate` calcola la funzione di trasferimento solo per frequenze positive; il vettore risultato `Txy` ha lunghezza 4097).

`fs` è la frequenza di campionamento (44100).

<sup>30</sup> La FFT, Fast Fourier Transform, è un algoritmo ottimizzato per calcolare la DFT, Discrete Fourier Transform, e la sua inversa. Lo sforzo computazionale per la DFT è  $O(N^2)$ , mentre per la FFT è  $O(N \log(N))$  (tratto da [Mia06]).

Nello specifico, questa funzione calcola il rapporto tra la densità spettrale mutua di potenza (tra i due processi,  $P_{yx}$ ) e la densità spettrale di potenza<sup>31</sup> del segnale in ingresso (pressione di riferimento,  $P_{xx}$ ).

Successivamente, la funzione di trasferimento viene moltiplicata per la sensibilità del microfono di riferimento valutata a 1 kHz, che è di 47,6 [mV/Pa].

Infine il risultato viene convoluto con un filtro a media mobile<sup>32</sup>, tramite la funzione `smooth` di *Matlab*®, con uno span di 16.

Per il calcolo della fase si è utilizzato il comando `unwrap`, che corregge la fase di un vettore di dati, aggiungendo multipli di  $\pi$  quando la differenza assoluta di fase tra due elementi consecutivi del vettore è maggiore o uguale a  $\pi$ <sup>33</sup> (tratto da *help* del software *Matlab*® R2008a).

## Osservazioni

Analizzando la curva in fase del canale di pressione, in figura 2.10, si nota la presenza di un eccessivo sfasamento dei segnali.

Si ipotizza che questo comportamento sia dovuto al fatto che il segnale proveniente dal microfono incorporato nella sonda e il segnale proveniente dal fonometro, seguono due percorsi diversi prima di giungere alla scheda audio. Quindi cavi diversi, e diversa strumentazione (preamplificatore della sonda e fonometro), possono aver introdotto un tale ritardo temporale tra i due segnali di misura.

Come prova di quanto asserito, si riporta di seguito la fase della funzione di trasferimento tra pressione di riferimento e velocità (canale rosso, asse y), con il setup in alta frequenza.

---

<sup>31</sup> Si ricorda che la densità spettrale  $R_x(f)$  di un processo stazionario a tempo discreto,  $f \in Z(T)$ , è

definita come la trasformata di Fourier della correlazione  $r_x(\tau)$ :  $R_x(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} T \cdot r_x(\tau) \cdot e^{-j2\pi f k T}$ , con

$f \in \mathfrak{R} / Z(F_p)$  (tratto da [Car00]).

<sup>32</sup> Moving average: filtro passa-basso con coefficienti uguali al reciproco del valore dello span.

<sup>33</sup> Definire la fase come l'angolo complesso di una risposta in frequenza, non basta per ottenere una risposta in fase che possa essere convertita in un reale sfasamento. Essendo che l'analisi tramite filtri lineari tempo-invarianti è basata su sinusoidi senza un inizio e una fine, non è possibile distinguere in principio tra sfasamenti "veri" e sfasamenti con dei periodi sinusoidali ignorati. Quindi è spesso utile definire il filtro della risposta in fase come una funzione continua della frequenza, con la proprietà  $\theta(0) = 0$  o  $\pi$  (per filtri reali). (tratto da *help* del software *Matlab*® R2008a)

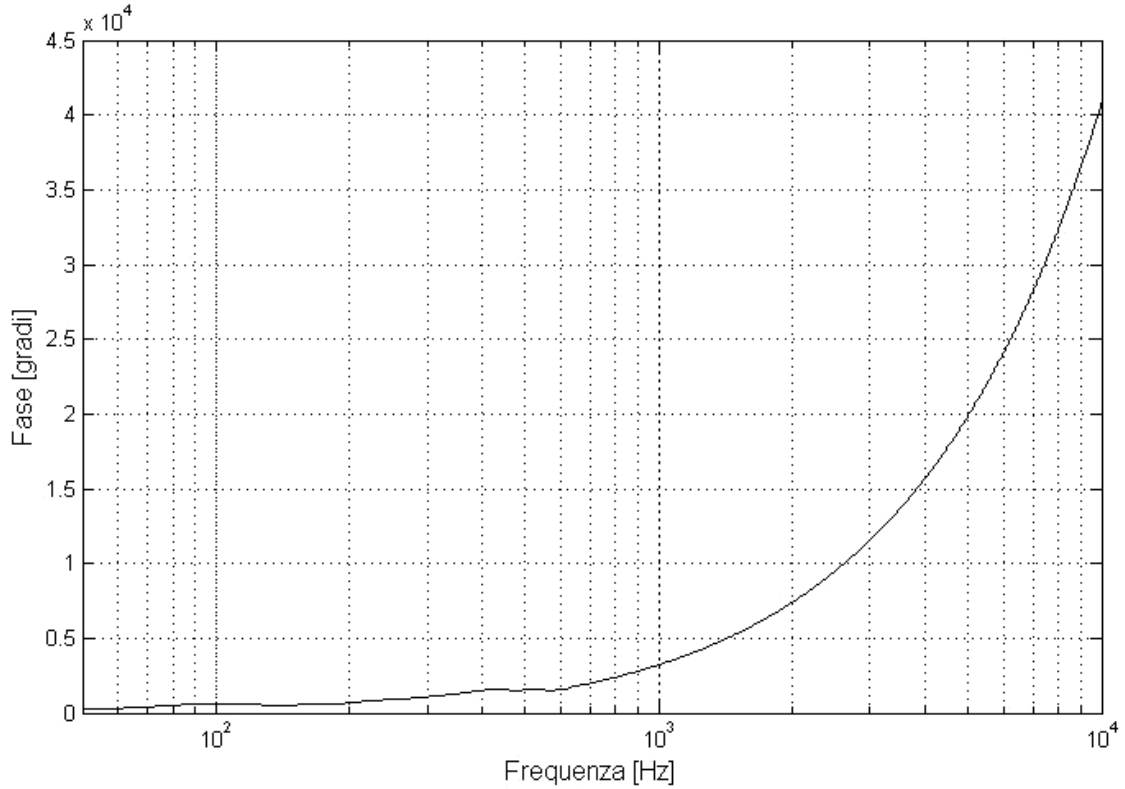


Figura 2.12 Fase del canale di velocità rosso rispetto alla pressione di riferimento (setup in alta frequenza).

Questo risultato suggerisce di tralasciare la calibrazione della fase assoluta dei canali di pressione e velocità della sonda, e di concentrarsi sul calcolo della fase relativa tra i due canali.

La procedura richiede il calcolo della fase della funzione di trasferimento tra segnali provenienti dalla stessa sonda. Così facendo, la catena di misura è la stessa per entrambi i segnali.

Come descritto ampiamente nel paragrafo 1.7, una calibrazione accurata della fase relativa risulta utile nell'ambito delle misurazioni intensimetriche. Infatti, se si misurano la pressione  $p$  e la velocità delle particelle  $u$  di un campo sonoro, con un certo sfasamento  $\varphi$  tra i due segnali, l'intensità acustica media lungo una determinata direzione  $\bar{r}$ , può essere così riscritta:

$$I_r = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T p(t)u(t)dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \hat{p} \cos(\omega t) \hat{u} \cos(\omega t + \varphi) dt = \quad \text{eq. 2.8}$$

$$= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \frac{1}{2} \hat{p} \hat{u} (\cos \varphi + \cos(2\omega t + \varphi)) dt =$$

$$= \frac{1}{2} \hat{p} \hat{u} \cos \varphi + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \frac{1}{2} \hat{p} \hat{u} \cos(2\omega t + \varphi) dt = \frac{1}{2} \hat{p} \hat{u} \cos \varphi$$

Valutando entrambi i segnali a una certa frequenza, l'intensità acustica media equivale ad valore costante, dipendente dal coseno dello sfasamento tra i due segnali, a cui si somma un segnale con frequenza doppia, la cui media temporale, però, vale zero [Bre10].

### 2.3.2 Fase relativa tra canale di velocità e canale di pressione

La funzione di trasferimento  $v_{sonda} / p_{sonda}$  viene moltiplicata per la sensibilità del microfono della sonda (valutata dalla f.d.t. calcolata nel paragrafo precedente, a 1 kHz), di valore 5.5 mV/Pa, e successivamente convoluta con un filtro a media mobile. Infine viene applicata la correzione per l'impedenza della sorgente sferica nel punto di misura.

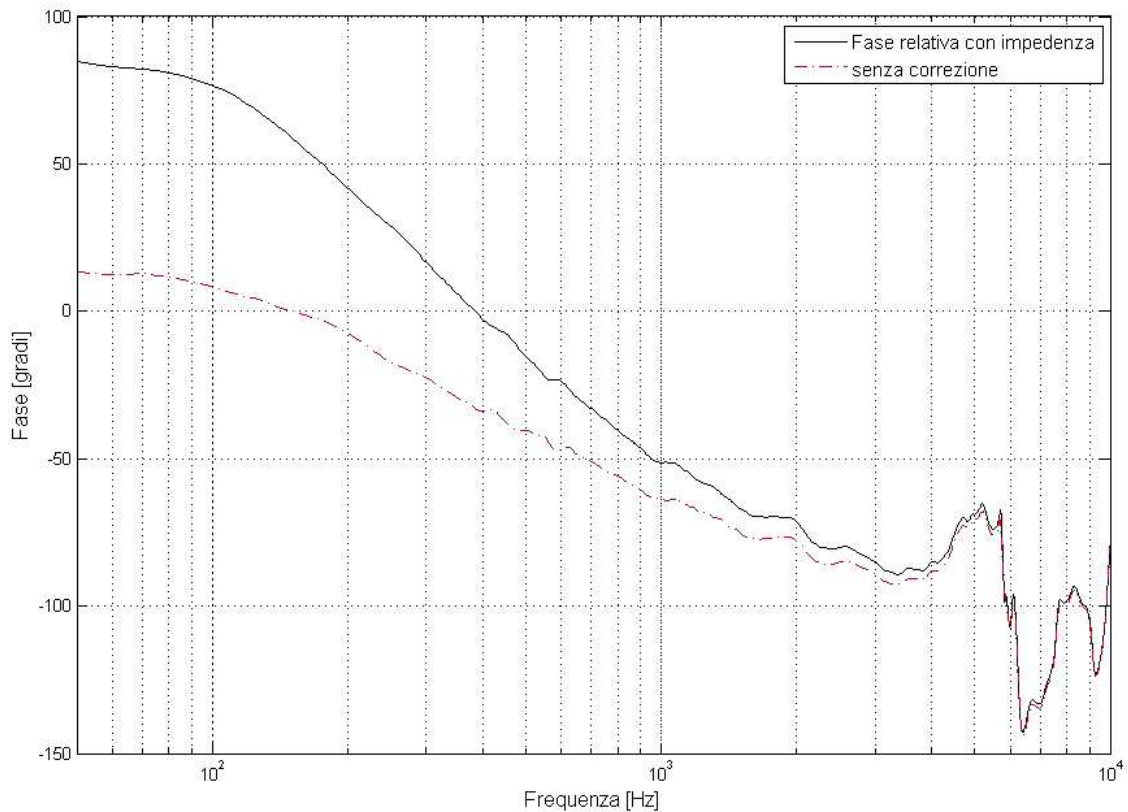


Figura 2.13 Fase relativa tra il canale di velocità rosso (asse y) e il canale di pressione della sonda MF (setup in alta frequenza)

Per il calcolo della fase relativa, si ottengono risultati simili a quelli appena incontrati, utilizzando la seguente equazione:

$$\text{Fase\_relativa} = \text{atan2}(-\text{imag}(\text{cross\_spettro\_p\_u}), \text{real}(\text{cross\_spettro\_p\_u})); \quad \text{eq. 2.9}$$

Quindi, la fase relativa tra due segnali stazionari, può essere ottenuta dall'arcotangente dell'opposto del rapporto tra la parte immaginaria del cross-spettro e la parte reale del cross-spettro.

Il cross-spettro tra pressione e velocità è definito (paragrafo 1.7) come la distribuzione in frequenza dell'intensità sonora; la sua parte reale corrisponde all'intensità attiva, mentre la sua parte immaginaria corrisponde all'intensità reattiva. La reattività del campo sonoro è stata definita come il rapporto tra l'intensità reattiva e l'intensità attiva. Perciò, l'equazione sopra corrisponde alla valutazione della fase dell'opposto della reattività.

Il calcolo del cross-spettro viene effettuato tramite la funzione *Matlab*® `cpsd`.

### 2.3.3 Il canale di velocità in alta frequenza

Per ottenere l'ampiezza assoluta del canale di velocità in alta frequenza è necessario calcolare (tramite `tfestimate`) la f.d.t. tra  $v_{\text{sonda}} / p_{\text{riferimento}}$ , e poi moltiplicarla per la sensibilità del sensore di riferimento che è 47.6 mV/Pa.

Infine si sono corretti i risultati con l'espressione per l'impedenza acustica del pistone nella sfera (eq. 2.1), lungo l'asse del diaframma dell'altoparlante.

Con una linea blu tratteggiata, posta a 270 Hz, si è indicata la frequenza a cui avviene la connessione delle curve in alta e bassa frequenza.

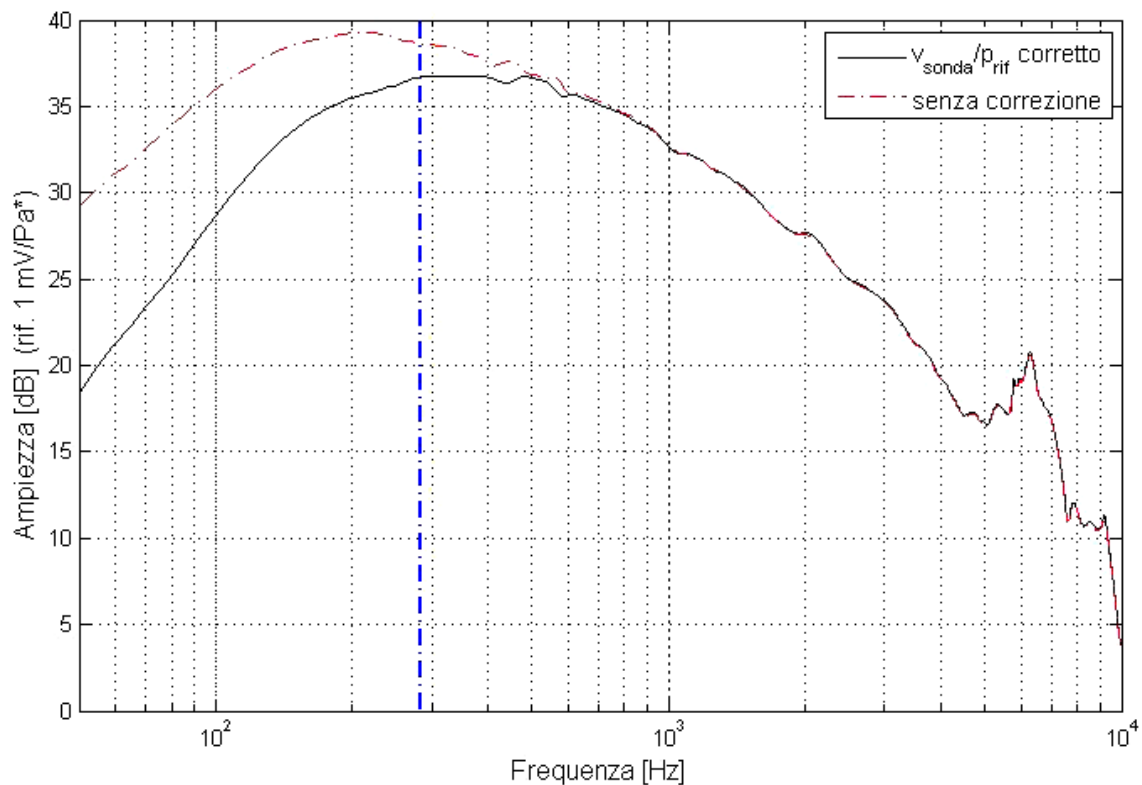


Figura 2.14 Ampiezza della funzione di trasferimento  $v_{\text{sonda}} / p_{\text{riferimento}}$  (setup in alta frequenza).

Nella tabella seguente si trovano i valori dei parametri usati nell'espressione dell'impedenza.

<i>Parametro</i>	<i>Descrizione</i>	<i>Valore</i>	<i>Unità di misura</i>
r	Distanza sorgente - sonda	0.23	[m]
$\rho$	Densità dell'aria	1,2	[kg / m <sup>3</sup> ]
c	Velocità di propagazione del suono in aria (T=25°C)	340	[m /s]
a	Raggio della sfera	0.09	[m]
b	Raggio dell'altoparlante	0.05	[m]
$\alpha$	arcsin (b/a)		
k	Numero d'onda ( $\omega / c$ )		

Tabella 2.2 Valori dei parametri utilizzati per il calcolo dell'impedenza del monopolo sferico.

Si riporta infine il codice, in linguaggio *Matlab*®, utilizzato per il calcolo dell'impedenza lungo l'asse del diaframma dell'altoparlante.

```
ffinn=logspace(log10(1),log10(24000),250);
f=linspace(eps,22050,4097); % spazio delle frequenze della Fdt
v = 2*pi*ffinn/c; % numero d'onda
alph = asin(r_pistone/r_sfera);
for i=1:length(ffinn)
num5=0; den5=0;
for m= 0:50
    num5=num5+(legpoly(m-1,cos(alph))-legpoly(m+1,cos(alph))) *
*df_spherical_hankel(m,v(i)*r)/df_spherical_hankel(m,v(i)*r_sfera);
    den5=den5+(legpoly(m-1,cos(alph))-legpoly(m+1,cos(alph))) *
*spherical_hankel(m,v(i)*r)/df_spherical_hankel(m,v(i)*r_sfera);
end
Ammetenza(i)=(1i/1)*num5/den5;
end
Ammetenza_sfera = (interp1(ffinn,Ammetenza,f)); % interpolazione
dallo spazio delle frequenze per l'impedenza a quello della Fdt
```

Le funzioni *legpoly*, *spherical\_hankel*, *df\_spherical\_hankel* sono ulteriori script scritti in linguaggio *Matlab*®, che servono, rispettivamente, per il calcolo della funzione di Legendre  $P_m$ , della funzione sferica di Hankel del secondo tipo  $h_m$ , e della sua derivata  $h'_m$ . In appendice si è riportato il codice di questi script.

### Osservazione

Dall'analisi dei grafici dell'ampiezza del canale di pressione (figura 2.9) e del canale di velocità (figura 2.13), si può notare la presenza di una non-linearità nella curva, in un range tra i 4 kHz e gli 8 kHz. Questa irregolarità compare anche nel grafico della fase relativa (figura 2.12).

Si ipotizza che questa anomalia (la cui entità arriva ad un massimo di 5 dB per la velocità) sia dovuta alla distorsione dell'altoparlante situato nella sfera di plastica.



L'altoparlante ha un raggio di 0.05 m che corrispondono a 6800 Hz. L'elevata potenza del segnale di eccitazione, che serve per avere un buon rapporto segnale-rumore di fondo, può avere introdotto una distorsione in alta frequenza nella risposta dell'altoparlante.

Analoghe considerazioni si possono trarre analizzando le misurazioni effettuate con lo sweep sinusoidale, descritte nel paragrafo 2.5.2.

### 2.3.4 Il canale di velocità in bassa frequenza

Con il setup in bassa frequenza, si calcola la funzione di trasferimento  $v_{sonda} / p_{riferimento}$ , moltiplicata per la sensibilità del microfono di riferimento (47.6 mV/Pa), per determinare l'ampiezza della funzione di sensibilità del canale di velocità.

Dopo aver applicato un filtro a media mobile, il risultato è stato corretto con l'espressione della relazione tra la velocità delle particelle dell'aria a 4 cm dalla sfera (posizione di misura) e la pressione all'interno della sfera, misurata dal microfono di riferimento (vedi equazione 2.4).

I risultati vengono presentati in un range di frequenze ristretto, tra 50 Hz e 2 kHz. Con una linea blu tratteggiata, posta a 270 Hz, si è indicato il punto in cui frequenze a cui avviene la connessione delle curve in alta e bassa frequenza.

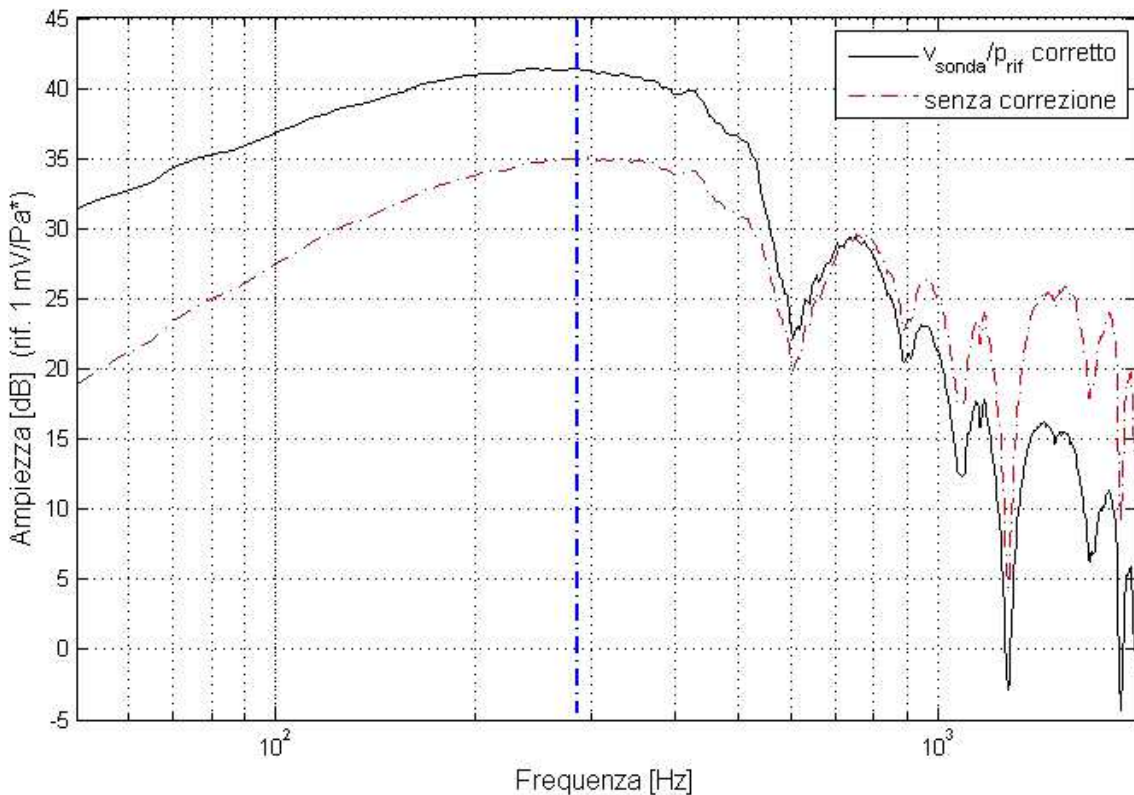


Figura 2.15 Curva in ampiezza del canale rosso, asse y, rispetto al microfono di riferimento (setup in bassa frequenza)

Nella tabella seguente si trovano i valori dei parametri dell'equazione 2.4.

<i>Parametro</i>	<i>Descrizione</i>	<i>Valore</i>	<i>Unità di misura</i>
r	Distanza sorgente - sonda	0.04	[m]
V <sub>0</sub>	Volume interno della sfera	3,2·10 <sup>-3</sup>	[m <sup>3</sup> ]
A <sub>0</sub>	Area superficiale dell'altoparlante	8,6·10 <sup>-3</sup>	[m <sup>2</sup> ]
p <sub>0</sub>	Pressione atmosferica	10 <sup>5</sup>	[Pa]
a	Raggio della sfera	0.09	[m]
b	Raggio dell'altoparlante	0.05	[m]
γ	Rapporto tra calori specifici	1,4 (in aria)	

Tabella 2.3 Valori dei parametri utilizzati per il calcolo della funzione di trasferimento tra la pressione all'interno della sfera e la velocità delle particelle a una certa distanza dall'altoparlante.

Si riporta il codice, in linguaggio *Matlab*®, utilizzato per il calcolo della velocità sull'asse dell'altoparlante in relazione alla pressione all'interno della sfera.

```
A_speaker = 0.25*pi*(2*r_pistone)^2; V_sphere = (4/3)*pi*(r_sfera)^3;
model = (1i).*-((y*p_mean*A_speaker)./(V_sphere*2*pi.*f)); % p_ref/u_n
fr=linspace(5,2000,nf); % spazio delle frequenze per i calcoli
k=2*pi*fr/c;
alph=asin(r_pistone/r_sfera);
for i=1:length(fr)
    corr_sphere_distance=0;
    for m=0:60
        corr_sphere_distance =
corr_sphere_distance+(legpoly(m-1,cos(alph))-legpoly(m+1,cos(alph)))*
*df_spherical_hankel(m,k(i)*(r))/df_spherical_hankel(m,k(i)*r_sfera);
    end
    u_dist(i)=.5*corr_sphere_distance; % u(r) / u_n
end
u_dist_interpolated = (interp1(fr,u_dist,f)); % interpolazione
u_dist_model = (u_dist_interpolated.*(1./model)); % u(r)/p_ref
u_dist_finale = (1./u_dist_model)./(rho*c); % normalizzazione di
p_ref/u(r) con ρc
```

Nell'ultima riga del codice viene definito `u_dist_finale`, che equivale a  $p_{ref} / (u(r) \cdot \rho c)$ : questo è il fattore che moltiplicato alla sensibilità di riferimento e alla funzione di trasferimento  $v_{sonda} / p_{sonda}$ , dà la sensibilità del canale di velocità.

## 2.4 Connessione delle due curve e fitting con il modello

Il passo successivo consiste nel connettere le curve in ampiezza ottenute con i due setup. La frequenza a cui avviene la connessione è 270 Hz.

Per far combaciare la curva in bassa frequenza con quella in alta frequenza, sono stati variati alcuni parametri usati per il calcolo della funzione di trasferimento tra

pressione interna alla sfera e velocità a una certa distanza dalla sorgente, perché non stimabili con precisione. Questi parametri sono la distanza sorgente-sfera, la superficie dell'altoparlante e la densità dell'aria [BasBre08].

Di seguito si riporta la curva di calibrazione finale e il modello teorico, adattato alla curva mediante una variazione manuale dei parametri del modello.

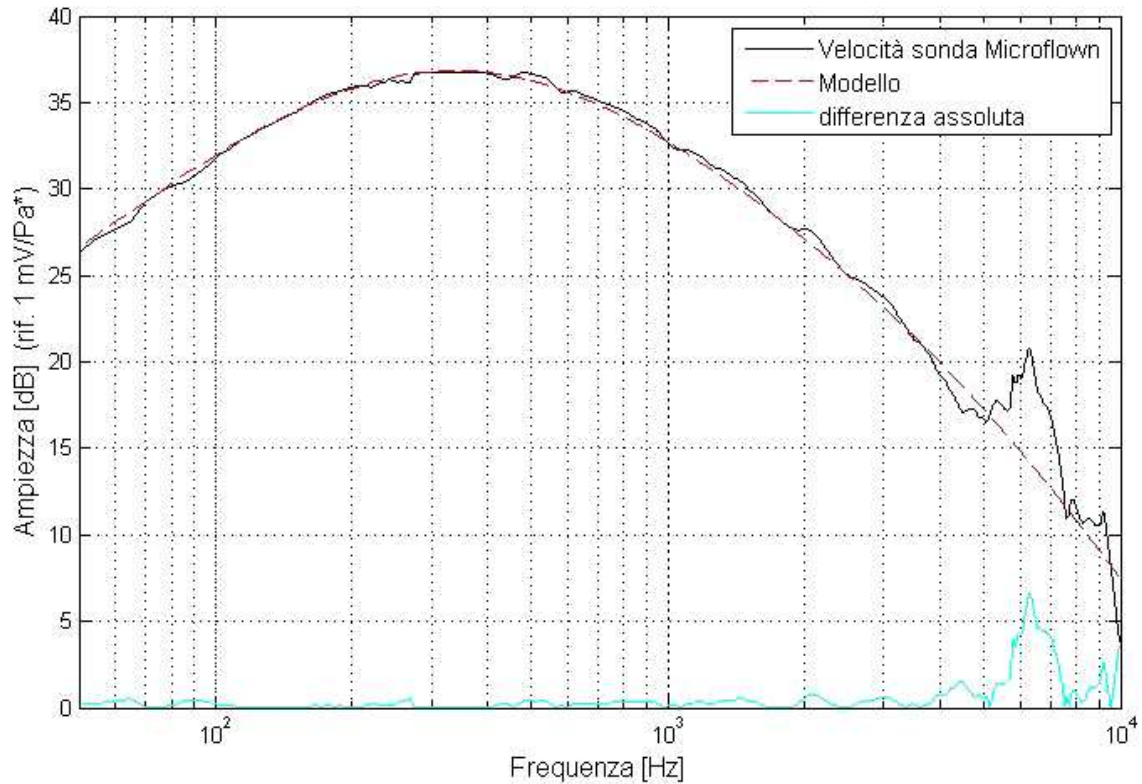


Figura 2.16 Risposta in ampiezza del canale di velocità rosso, asse y, e modello teorico.

Come si è visto nel paragrafo 1.4.1, il modello teorico per il canale di velocità della sonda è:

$$\text{ampiezza\_modello} = \frac{S_v}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{t1v\_abs}}{f}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{t2v\_abs}}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{t3v\_abs}}\right)^2}} \quad \text{eq. 2.10}$$

$S_v$	68.6	mV/Pa* a 400 Hz
$f_{t1v\_abs}$	235	Hz
$f_{t2v\_abs}$	490	Hz
$f_{t3v\_abs}$	5300	Hz

Tabella 2.4 Valori dei parametri del modello per il canale di velocità.

Per quanto riguarda il canale di pressione, si ha:

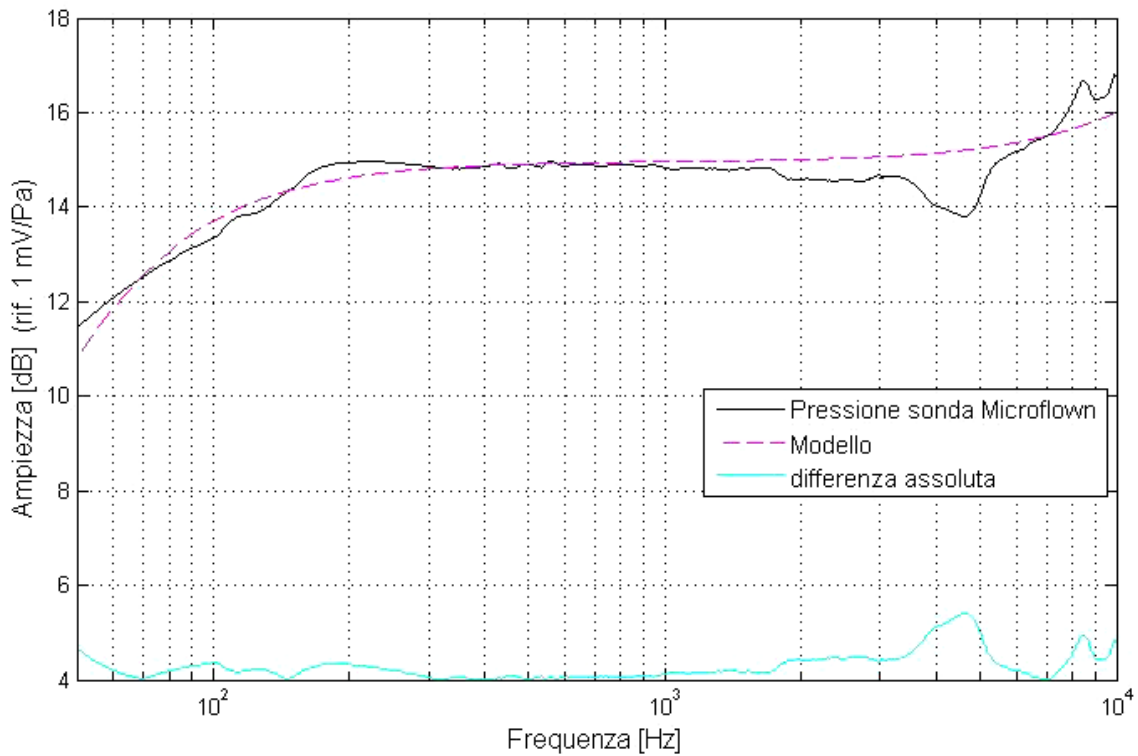


Figura 2.17 Ampiezza della curva di calibrazione del canale di pressione e modello teorico (setup in alta frequenza).

Il modello teorico che descrive l'andamento della sua curva di sensibilità, riportato nel rapporto di calibrazione, è:

$$\text{ampiezza\_modello} = S_p \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{t3p\_abs}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{t1p\_abs}}{f}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f_{t2p\_abs}}{f}\right)^2}} \quad \text{eq. 2.11}$$

In tabella si riportano i valori dei parametri, utilizzati per il fitting del modello con la curva di calibrazione ottenuta dalle misure.

$S_p$	5.5	mV/Pa a 1 kHz
$f_{t1p\_abs}$	30	Hz
$f_{t2p\_abs}$	48	Hz
$f_{t3p\_abs}$	19300	Hz

Tabella 2.5 Valori dei parametri del modello per il canale di pressione.

Per l'equalizzazione della fase relativa tra i sensori di velocità e pressione della sonda MF, non serve utilizzare il modello teorico che descrive la curva. Nel paragrafo 3.4, si trova la procedura seguita per l'equalizzazione della fase relativa.

Ad ogni modo, risulta utile eseguire comunque il fitting del modello teorico con la fase relativa, per eventuali altre applicazioni basate sulla sonda MF.

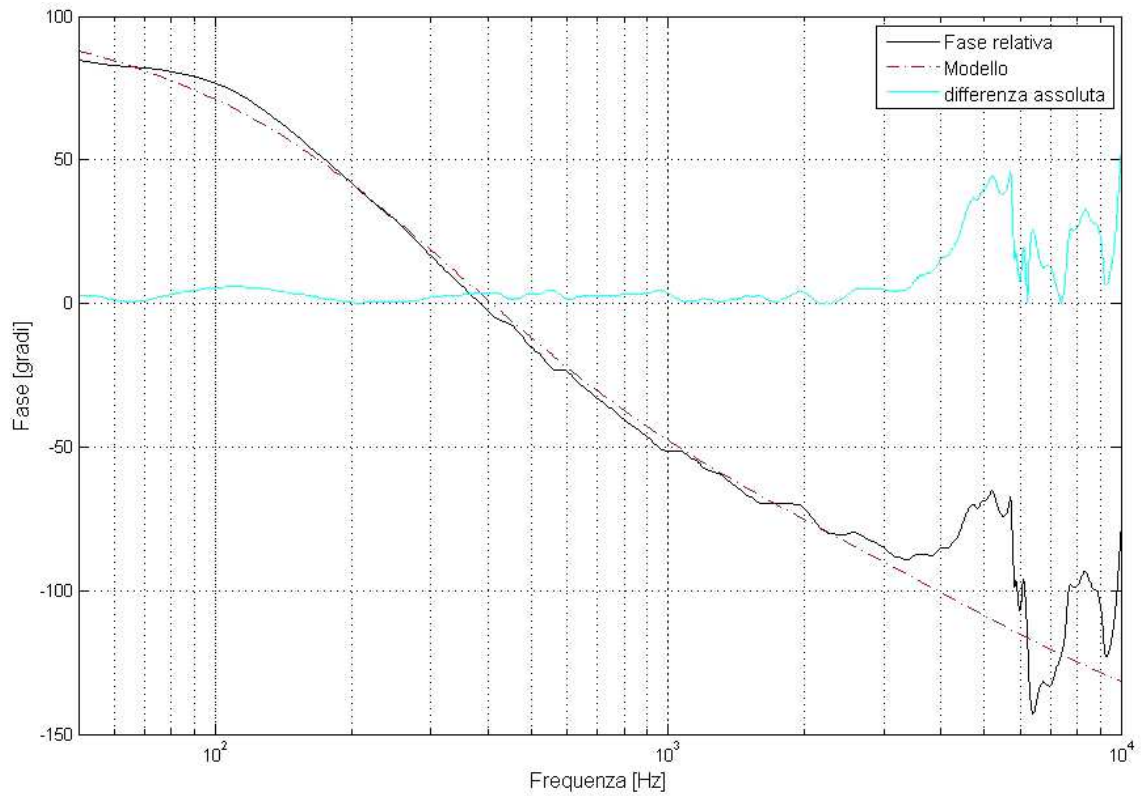


Figura 2.18 Fase relativa tra il canale di velocità rosso, asse y, e il canale di pressione della sonda (setup in alta frequenza). In rosso tratteggiato il modello teorico.

Si è utilizzata la seguente espressione per il modello teorico:

$$\text{fase\_modello} = \arctan\left(\frac{ft1v\_angle}{f}\right) - \arctan\left(\frac{f}{ft2v\_angle}\right) - \arctan\left(\frac{f}{ft3v\_angle}\right) \quad \text{eq. 2.12}$$

In tabella si riportano i valori dei parametri, utilizzati per il fitting del modello con la curva di calibrazione ottenuta dalle misure.

ft1v_angle	320	Hz
ft2v_angle	350	Hz
ft3v_angle	5600	Hz

Tabella 2.6 Valori dei parametri del modello per la fase relativa.

## 2.5 Misure di confronto

### 2.5.1 *Il cappuccio protettivo del modello USP*

Si sono volute verificare le proprietà del cappuccio protettivo del modello *USP* (la sonda in dotazione), che è diverso rispetto al package delle sonde *PU*, descritto nel paragrafo 1.4.5.



Figura 2.19 Il cappuccio protettivo del modello *USP*.

Perciò abbiamo effettuato le misure di calibrazione dei canali di pressione e velocità (canale rosso, asse *y*) della sonda senza il cappuccio protettivo, utilizzando la stessa strumentazione e la stessa procedura utilizzata per la calibrazione della sonda con il cappuccio.

Di seguito si riportano i risultati ottenuti, confrontati con le curve di calibrazione ottenute nel capitolo precedente, in cui veniva calibrata la sonda con il cappuccio protettivo.

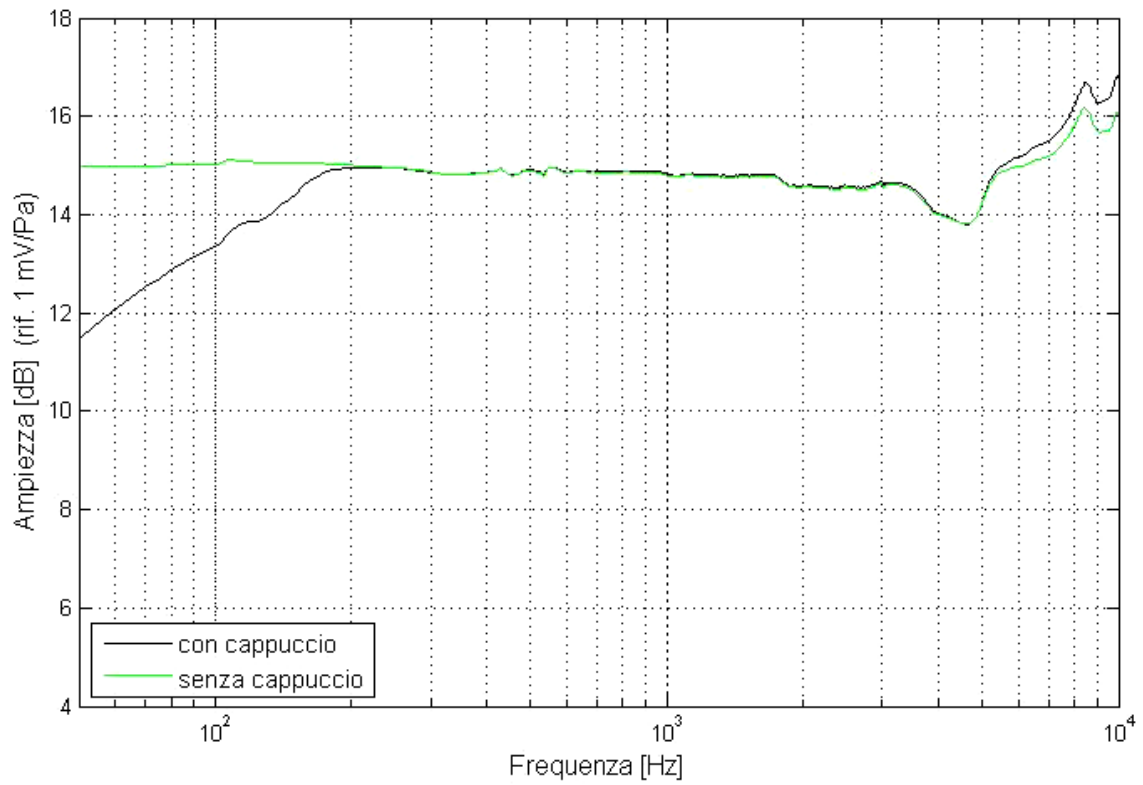


Figura 2.20 Ampiezza della curva di calibrazione del canale di pressione, con e senza il cappuccio protettivo (setup in alta frequenza).

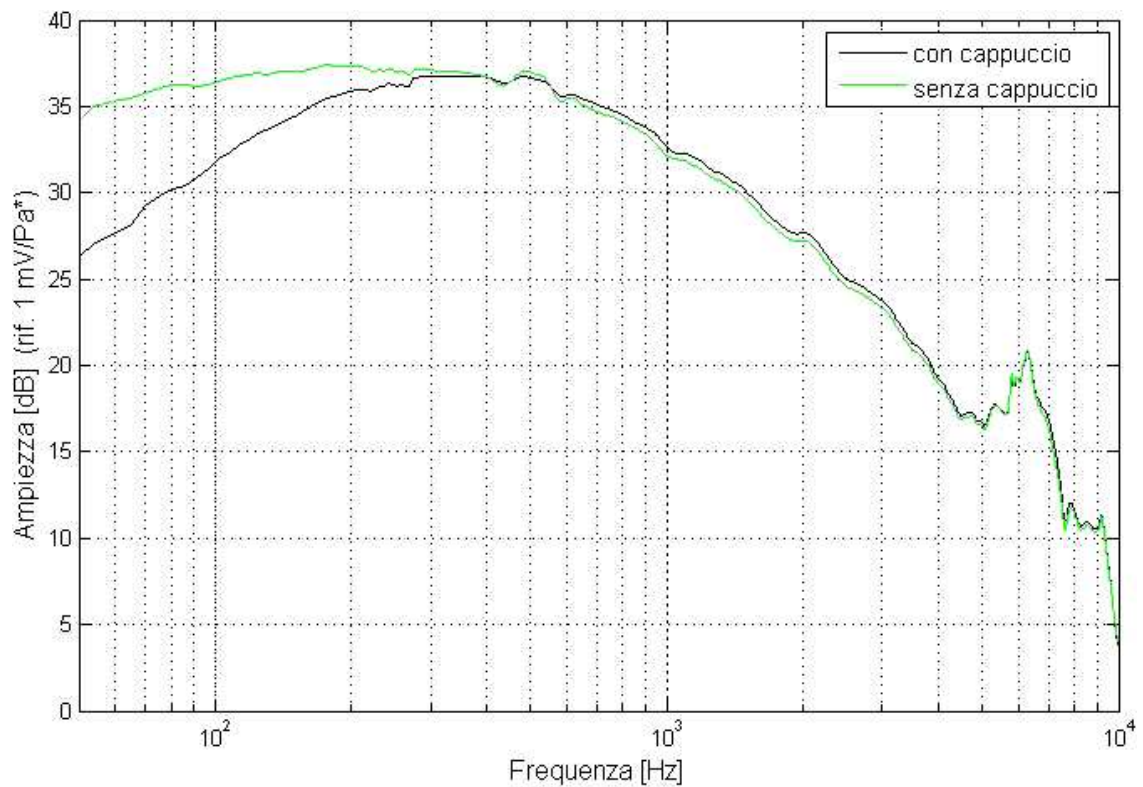


Figura 2.21 Ampiezza della curva di calibrazione del canale di velocità rosso della sonda MF, con e senza il cappuccio protettivo.

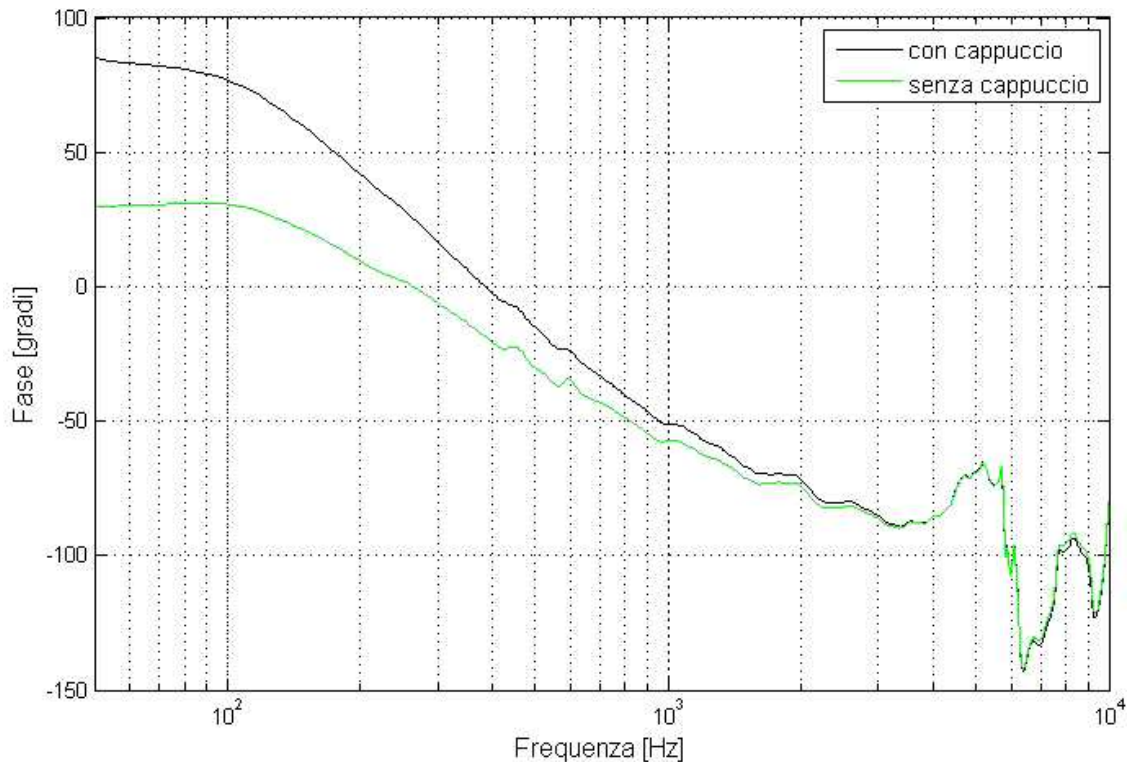


Figura 2.22 Fase relativa tra il canale di velocità e il canale di pressione della sonda (setup in alta frequenza), con e senza il cappuccio protettivo.

Per quanto riguarda il sensore di pressione, si può osservare dai grafici che il cappuccio protettivo introduce un'attenuazione di massimo 6 dB alle basse frequenze (per frequenze minori di 200 Hz).

Questo effetto si fa sentire anche alle alte frequenze (dai 5 kHz in poi), ma molto meno, e l'attenuazione arriva al massimo a 1 dB.

Per quanto riguarda il sensore di velocità, si nota un'attenuazione di 7 dB (valore massimo) nella regione di bassa frequenza della risposta, quando viene usato il cappuccio protettivo.

Infine, si osserva il grafico della fase relativa tra i due canali della sonda. Confrontando le due misure, si trova uno sfasamento massimo di 60°, in bassa frequenza.

Per il calcolo della fase relativa si è utilizzata la seguente espressione:

$$fase\_relativa = \arg\left(\frac{v_{sonda}}{P_{sonda}} \cdot Sp_{sonda} \cdot Z_{monopolo}\right) \text{ setup in alta frequenza}$$

Quindi, in questo caso, la variazione della risposta in fase relativa ai due sensori, è dovuta alla variazione della fase assoluta di ciascun sensore.



## 2.5.2 La tecnica sine sweep

Abbiamo effettuato delle misure di calibrazione del canale di velocità rosso (asse y) della sonda MF, utilizzando un diverso segnale sorgente.

Si è scelto di provare a utilizzare lo *sine sweep*, per i numerosi vantaggi che comporta questa tecnica. Oltre all'invertibilità dello sweep e la conseguente facilità nel calcolo della risposta all'impulso, è stato recentemente dimostrato [Cen06] che questa procedura permette di separare eventuali componenti non lineari presenti nel sistema dalla risposta lineare all'impulso; si è osservato sperimentalmente che la tecnica *sine sweep* è in grado di fornire un rapporto segnale/rumore più elevato rispetto ad altre tecniche di misura. I dati evidenziano che il rapporto segnale/rumore migliora all'aumentare della durata dello sweep.

La catena di misura utilizzata per queste misure di calibrazione è la stessa utilizzata per le misure effettuate con il rumore come segnale sorgente.

Il segnale di eccitazione è uno sweep logaritmico sinusoidale da 50 Hz a 20 kHz, di durata 20 secondi (con ulteriori 2 secondi di silenzio prima e dopo il segnale); lo sweep logaritmico è caratterizzato da una potenza costante in ogni banda di larghezza logaritmica costante.

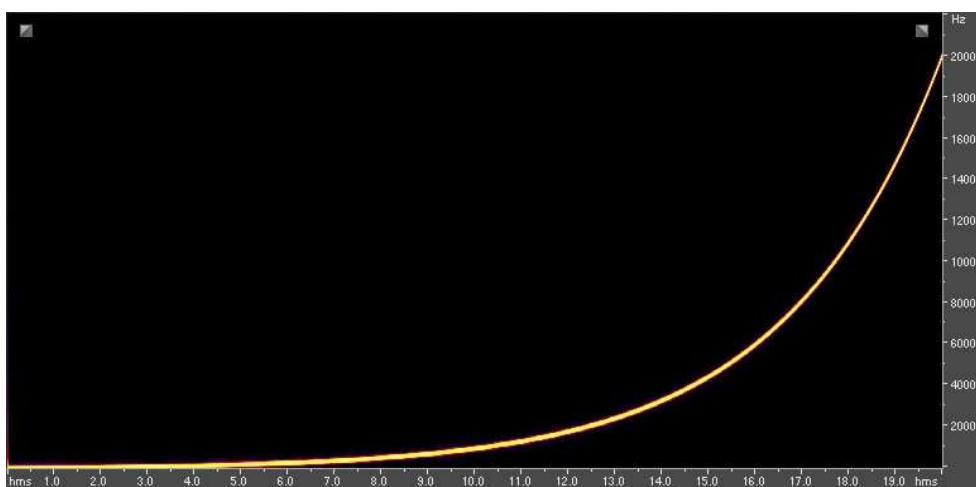


Figura 2.23 Spettrogramma dello sweep logaritmico.

Per la generazione dello sweep si è utilizzata la plugin Aurora v4, modulo eseguito con il software *Adobe Audition® v3.0*.

Avendo utilizzato lo sweep sinusoidale come segnale sorgente per le misure, è facile ricavare la risposta all'impulso del sistema, convolvendo le misurazioni effettuate con il segnale inverso dello sweep. Successivamente le risposte all'impulso ricavate sono state usate per filtrare del rumore bianco di durata 60 secondi, 44.1 kHz, 16 bit, preparando così i file che il software per la calibrazione accetta come input.

Di seguito si riportano i risultati ottenuti, confrontati con i risultati dei paragrafi precedenti, con del rumore come segnale sorgente.

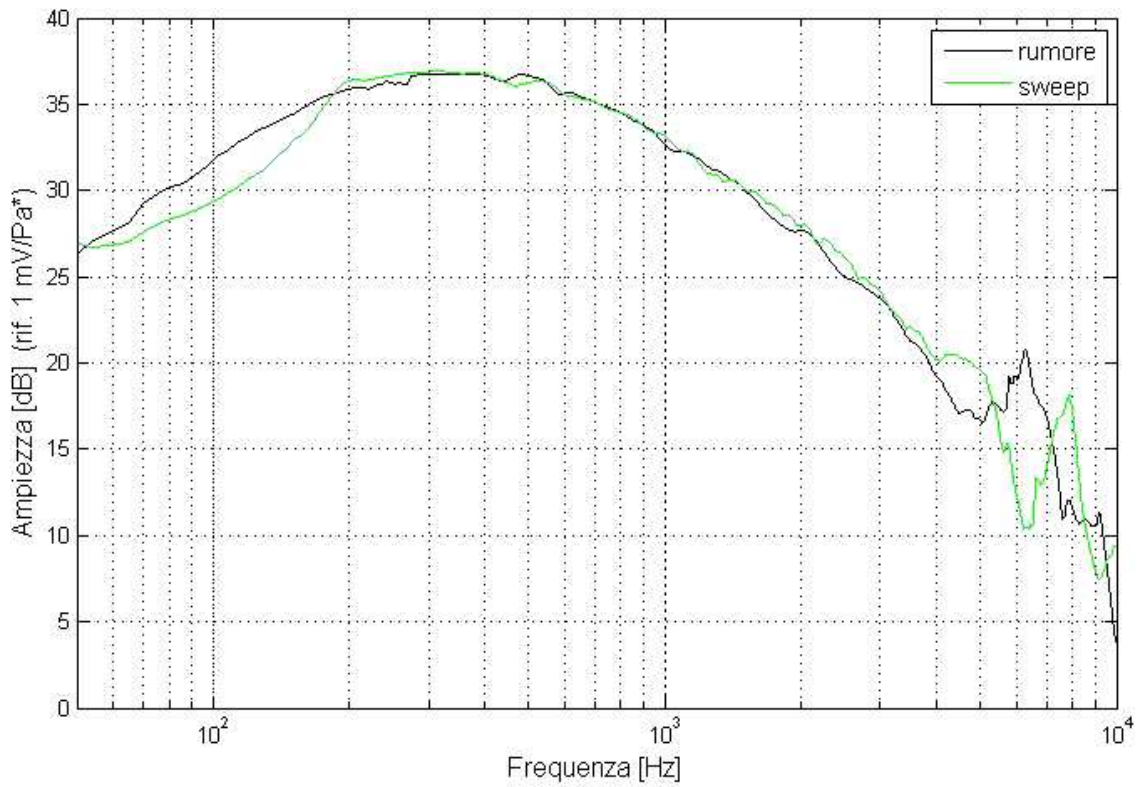


Figura 2.24 Ampiezza della curva di calibrazione del sensore di velocità rosso, asse y.

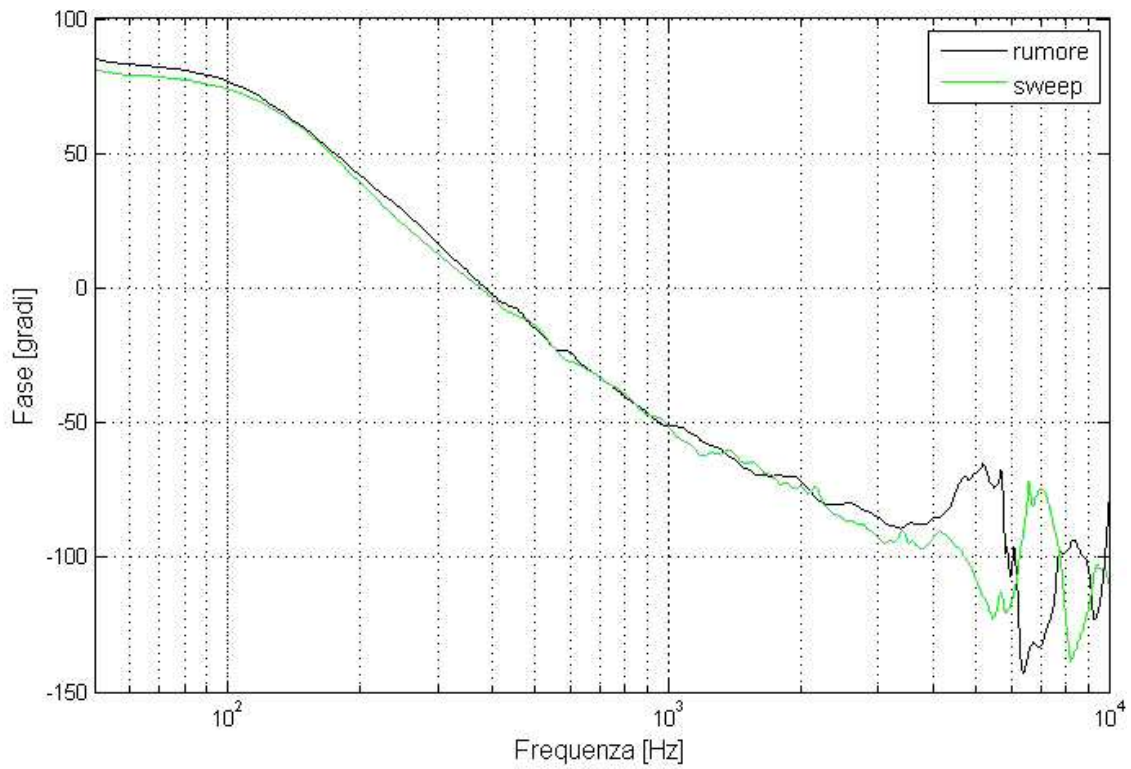


Figura 2.24 Fase relativa tra il sensore di pressione e quello di velocità, calcolata utilizzando come segnale sorgente del rumore e uno sweep sinusoidale.

## Capitolo 3

# EQUALIZZAZIONE DIGITALE

### 3.1 Metodi di equalizzazione

Per via del particolare principio di funzionamento, i sensori di velocità della sonda Microflowm sono caratterizzati da una curva di risposta non piatta, come descritto nei capitoli precedenti.

La correzione di queste risposte può essere fatta in vari modi:

- 1) si può utilizzare un filtro analogico inserito in un preamplificatore, caratterizzato da una funzione di trasferimento che equalizzi le risposte dei canali.
- 2) Le risposte in ampiezza e fase della sonda possono essere corrette con un filtro digitale implementato, ad esempio, nell'analizzatore usato per la misura.

Non è ancora disponibile un equalizzatore digitale allo stato dell'arte.

- 3) È inoltre possibile elaborare i dati misurati in un secondo momento [Bre10].

#### 3.1.1 *L'attuale equalizzazione analogica*

Il condizionatore di segnale fornito dal costruttore è costituito da un preamplificatore che presenta una risposta pressoché piatta; vi è poi un filtro analogico avente come funzione di trasferimento ideale, l'inverso della risposta della sonda (sia per il canale di pressione che per quello di velocità), e come stadio di uscita, un buffer a bassa impedenza.

Nello stadio di preamplificazione si può scegliere tra due tipi di guadagno (alto e basso), a seconda del livello del segnale in ingresso. Il gain è approssimativamente di 42 dB ed è indipendente dalla frequenza. Se il preamplificatore è impostato per avere un elevato guadagno, presenta buone proprietà riguardo l'introduzione di rumore interno, e quindi non contribuisce al rumore interno della sonda MF.

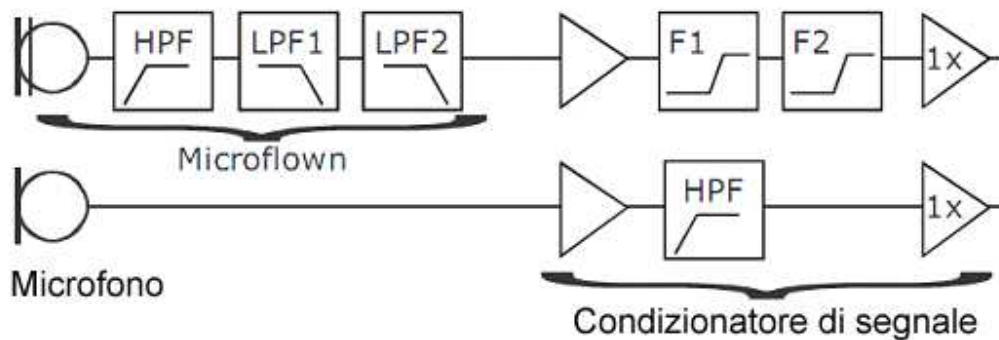


Figura 3.1 Schema del condizionatore di segnale. (tratta da [Bre10])

Lo stadio di compensazione in alta frequenza è implementato in modo da correggere le risposte in ampiezza e fase del Microflown, in combinazione con il microfono miniaturizzato.

L'estensione in frequenza della risposta del circuito analogico è limitata tra 1 Hz e 10 kHz. Il limite inferiore non è posto a 0 Hz per evitare il fenomeno delle correnti di deriva; è comunque possibile scegliere questo taglio in bassa frequenza per valori minori di 1 Hz, tenendo conto che, per valori maggiori, la risposta in fase si modifica a 20 Hz.

La risposta del trasduttore di velocità in alta frequenza è praticamente nulla; per correggerla, il filtro di compensazione dovrebbe avere un guadagno infinito in questa regione, ma ciò non è possibile per un filtro analogico. Ecco perché il limite superiore per la correzione della risposta in ampiezza è posto a 10 kHz.

Vengono usati due filtri per la compensazione in alta frequenza della sonda. Il primo ha una risposta piatta per le frequenze basse e nell'intorno di 1 kHz il suo guadagno cresce di 6 dB per ottava (che corrispondono a 20 dB per decade). Il secondo filtro per l'alta frequenza ha un comportamento simile al primo, ma ora la frequenza di taglio è attorno ai 10 kHz.

Nella regione di bassa frequenza, per valori minori di 100 Hz, la risposta in ampiezza diminuisce. Per poterla compensare, il guadagno dovrebbe essere elevato in bassa frequenza. Non è difficile realizzare un filtro analogico che sia in grado di correggere questo comportamento ma come effetto collaterale si ha che la sonda, compensata in tempo reale, diventa molto sensibile al vento e alle vibrazioni strutturali (ad esempio quando viene tenuta in mano). Questo va evitato, perciò si utilizza un altro metodo per l'equalizzazione della sonda in bassa frequenza [Bre10].

Le risposte in ampiezza e fase del microfono incorporato, vengono filtrate in maniera che abbiano lo stesso andamento del canale di velocità. Anche se la fase assoluta dei sensori non è più equalizzata, grazie a questo metodo si riduce di molto lo scostamento in fase tra i canali di velocità e quello di pressione.

Per la correzione del canale di pressione in bassa frequenza viene usato un filtro passa-alto regolabile, con una risposta in frequenza che decresce di 6 dB per ottava. Il modulo della risposta in frequenza della sonda di velocità e del microfono di pressione, dopo la correzione del condizionatore di segnale, è dato da:

$$|v_{sonda}| = |p_{sonda}| = \frac{\text{sensibilità @ 250Hz}}{\sqrt{1 + \frac{f_1^2}{f^2}}} \quad \text{eq. 3.1}$$

che corrisponde all'andamento di un filtro passa-alto con frequenza di taglio  $f_1$ . Mentre la fase assoluta di entrambi i canali è data da:

$$\text{fase} = \text{tg}^{-1} \frac{C_1}{f} \quad \text{eq. 3.2}$$

Se ora si calcola il cross-spettro tra questi due canali, la risposta in fase risulta zero; questo significa che se si registra uno sfasamento, questo sarà dovuto solamente allo scostamento in fase del campo sonoro misurato.

A differenza della risposta in fase, il modulo del cross-spettro è alterato dalla risposta in frequenza di entrambi i canali; perciò deve essere corretto di un fattore:

$$\text{correzione}_{\text{cross-spettro}} = 1 + \frac{f_1^2}{f^2} \quad \text{eq. 3.3}$$

Perciò la risposta in bassa frequenza ( $f < 100\text{Hz}$ ) deve essere amplificata, mentre non serve alcuna correzione oltre la frequenza di taglio  $f_1$ , essendo già compensata [Bre10].

### 3.1.2 L'equalizzazione digitale

Come si è visto, l'equalizzazione analogica permette di effettuare rilevamenti in tempo reale e di utilizzare qualunque tipo di analizzatore senza doverlo modificare.

Si può dire che la scelta di un filtro analogico è una soluzione conveniente ma non sufficientemente accurata: la risposta in ampiezza dei sensori non è piatta in bassa frequenza, per evitare di rendere la sonda sensibile al vento.

Questo conduce alla possibilità di equalizzare successivamente le misure effettuate. Inoltre, utilizzando il preamplificatore di segnale si ha un peggioramento del rapporto segnale-rumore del trasduttore.

La post-elaborazione è un metodo di equalizzazione per cui i segnali misurati (non equalizzati) vengono memorizzati su supporto elettronico e successivamente compensati digitalmente [Bre10]. Una precisa equalizzazione dei segnali provenienti dai corrispondenti canali della sonda, comporta l'implementazione di filtri digitali di ordine elevato [BFFGLSS05].

In letteratura [JauJac06] si trova che il rapporto tra l'ammettenza acustica reale specifica del campo sonoro,  $Y_{pu}$  (calcolata nella posizione di misura in cui si trova la sonda pressione-velocità), e la corrispondente risposta in frequenza tra i segnali provenienti dalla sonda,  $H_{p\bar{u}}$ , fornisce la correzione da applicare quando si effettuano delle misurazioni dell'intensità acustica media  $I_r$ , lungo una determinata direzione  $\bar{r}$ :

$$I_r = \text{Re}\{S_{pu}\} = \text{Re}\left\{S_{p\bar{u}} \frac{Y_{pu}}{H_{p\bar{u}}}\right\} \quad \text{eq. 3.4}$$

dove  $S_{p\bar{u}}$  è il cross-spettro tra pressione sonora e velocità delle particelle misurato, mentre  $S_{pu}$  è il cross-spettro corretto (vedi anche eq. 1.15). Il rapporto  $H_{p\bar{u}} / Y_{pu}$  equivale alla funzione di trasferimento  $v_{sonda} / p_{sonda}$ , corretta con il valore dell'impedenza acustica della sorgente sferica, che è stata usata nel paragrafo 2.3.2 per il calcolo della fase relativa tra i due segnali provenienti dalla sonda.

Perciò, innanzitutto si sono determinati i filtri,  $H_{p\_eq}$  e  $H_{v\_eq}$ , per l'equalizzazione delle risposte in ampiezza ottenute con la calibrazione assoluta dei canali di pressione e velocità della sonda.

Quindi, per la correzione del modulo del cross-spettro  $S_{p\bar{u}}$ , i filtri ottenuti sono stati utilizzati nella seguente maniera:

$$S_{pu\_ampiezza} = S_{p\bar{u}} \cdot (H_{p\_eq} \cdot H_{v\_eq}) \quad \text{eq. 3.5}$$

Infine, si rende necessario equalizzare la somma della fase del cross-spettro (la fase relativa) e della distorsione in fase dei filtri equalizzatori, perché non costante. Perciò, è stato applicato un filtro passa-tutto al cross-spettro già equalizzato in ampiezza:

$$S_{pu} = S_{pu\_ampiezza} \cdot H_{passa-tutto} \quad \text{eq. 3.6}$$

Nei seguenti paragrafi si descrive la procedura seguita per la progettazione dei filtri equalizzatori e si presentano i risultati ottenuti.

## 3.2 Digitalizzazione delle funzioni di trasferimento

Prendendo in considerazione il modello teorico che descrive la curva di calibrazione di ciascun canale (vedi equazioni 2.10 e 2.11), si nota che queste funzioni reali possono essere facilmente fattorizzate in f.d.t. del primo ordine [BFFGLSS05].

Analizzando i tre fattori in cui può essere suddivisa la curva di risposta del canale di velocità, e trascurando il valore costante della sensibilità valutata a 400 Hz, si nota che corrispondono alla cascata di un filtro passa-alto:

$$S_{v1}(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{t1v\_abs}}{f}\right)^2}}$$

e di due filtri passa-basso, della forma:

$$S_{v2}(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{t2v\_abs}}\right)^2}}, \quad S_{v3}(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{t3v\_abs}}\right)^2}}$$

mentre per il canale di pressione, trascurando il valore costante della sensibilità valutata a 1kHz, si trova che i tre fattori sono corrispondenti alla cascata di due filtri passa-alto:

$$S_{p1}(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{t1p\_abs}}{f}\right)^2}}, \quad S_{p2}(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{t2p\_abs}}{f}\right)^2}}$$

e di un filtro *passa-alto attivo*<sup>34</sup>:

$$S_{p3}(f) = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{t3p\_abs}}\right)^2}$$

Si può osservare che le strutture di queste funzioni di trasferimento del primo ordine corrispondono a quelle delle risposte in ampiezza di filtri di Butterworth del primo ordine.

Segue ora la descrizione della procedura di discretizzazione del fattore passa-basso  $S_{v3}(f)$  con frequenza di taglio  $f_{t3v\_abs} = 5300$  [Hz]. Per il filtro passa-alto  $S_{v1}(f)$  ed il filtro *passa-alto attivo*  $S_{p3}(f)$ , vengono riportati solamente i risultati essendo lo schema procedurale uguale a quello per il filtro passa-basso.

La discretizzazione di una funzione di trasferimento definita nel dominio analogico, inizia con la determinazione della funzione modulo quadro della sua risposta in

---

<sup>34</sup> L'andamento di questo fattore è simile a quello di un filtro shelving passa-alto del primo ordine (tratto da [MitKai93]).

ampiezza [OppSch89] ; considerando ora la pulsazione armonica  $\omega = 2\pi f$ , in rad/s, ed esaminando uno dei filtri passa-basso, si ha:

$$|S_{v3}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{t3v\_abs}}\right)^2} \quad \text{eq. 3.7}$$

Allo scopo si può scrivere  $|S_{v3}(\omega)|^2 = S_{v3}(\omega) \cdot S_{v3}^*(\omega) = S_{v3}(\omega) \cdot S_{v3}(-\omega)$ , e ponendo  $\omega = \frac{s}{j} = -j \cdot s$ , si estende, per prolungamento analitico, la funzione modulo quadro a tutto il piano  $s$ ; portando l'operazione di elevamento al quadrato all'interno della parentesi, si ottiene:

$$|S_{v3}(s)|^2 = S_{v3}(s) \cdot S_{v3}(-s) = \frac{1}{1 + \frac{s^2}{-\omega_{t3v}^2}} \quad \text{eq. 3.8}$$

con  $j^2 = -1$  ed  $S_{v3}(s)$  prolungamento analitico al piano complesso  $s$  della funzione reale, razionale fratta,  $S_{v3}(\omega)$ .

I poli, ossia le radici del denominatore di questa espressione, si trovano in posizioni equispaziate sul cerchio di raggio  $\omega_{t3v}$  e simmetriche rispetto agli assi reale e immaginario:

$$1 + \frac{s^2}{-\omega_{t3v}^2} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{s^2}{-\omega_{t3v}^2} = -1$$

e eseguendo la radice quadrata di entrambi i membri, si ottiene:

$$\frac{s}{j\omega_{t3v}} = (-1)^{\frac{1}{2}} \quad \Rightarrow \quad s = (-1)^{\frac{1}{2}} \cdot j\omega_{t3v} \quad \text{eq. 3.9}$$

considerando che:  $(-1)^{\frac{1}{2}} = e^{\frac{j\pi(2k-1)}{2}}$  e  $j = e^{j\frac{\pi}{2}}$ , i poli trovati sono:

$s_k = \omega_{t3v} \cdot e^{j \cdot \pi \cdot k}$ , e quindi con  $k=1,2$  si ha:

$$s_1 = \omega_{t3v} \cdot e^{j\pi} = -\omega_{t3v}$$

$$s_2 = \omega_{t3v} \cdot e^{j2\pi} = \omega_{t3v}$$



Ora la f.d.t. può essere riscritta così:

$$S_{v3}(s) \cdot S_{v3}(-s) = \frac{1}{\omega_{f3v} \cdot (s-s_1) \cdot (s-s_2)} \quad \text{eq. 3.10}$$

Va osservato che solo uno dei due poli può essere usato nella fattorizzazione di  $S_{v3}(s)$ , perché l'equazione 3.9 è stata derivata dalla funzione modulo quadro della risposta in ampiezza [OppSch89]. La f.d.t. è specificata dai poli appartenenti alla parte del piano  $s$  contenente i numeri reali negativi. Viene perciò scelto il polo  $s_1$ , essendo  $e^{j\pi} = \cos(\pi) + j\sin(\pi) = -1$ ; infine, si ottiene la seguente risposta in frequenza:

$$S_{v3}(s) = \frac{1}{\omega_{f3v} \cdot \frac{s}{-e^{j\pi}}} \Rightarrow S_{v3}(s) = \frac{1}{\omega_{f3v} \cdot \frac{s}{+1}} \quad \text{eq. 3.11}$$

Si riporta il grafico della funzione reale,  $S_{v3}(f)$ , e del modulo della corrispondente funzione analitica,  $S_{v3}(s)$ , definita nel piano complesso, e realizzata tramite la funzione freqs di *Matlab*®.

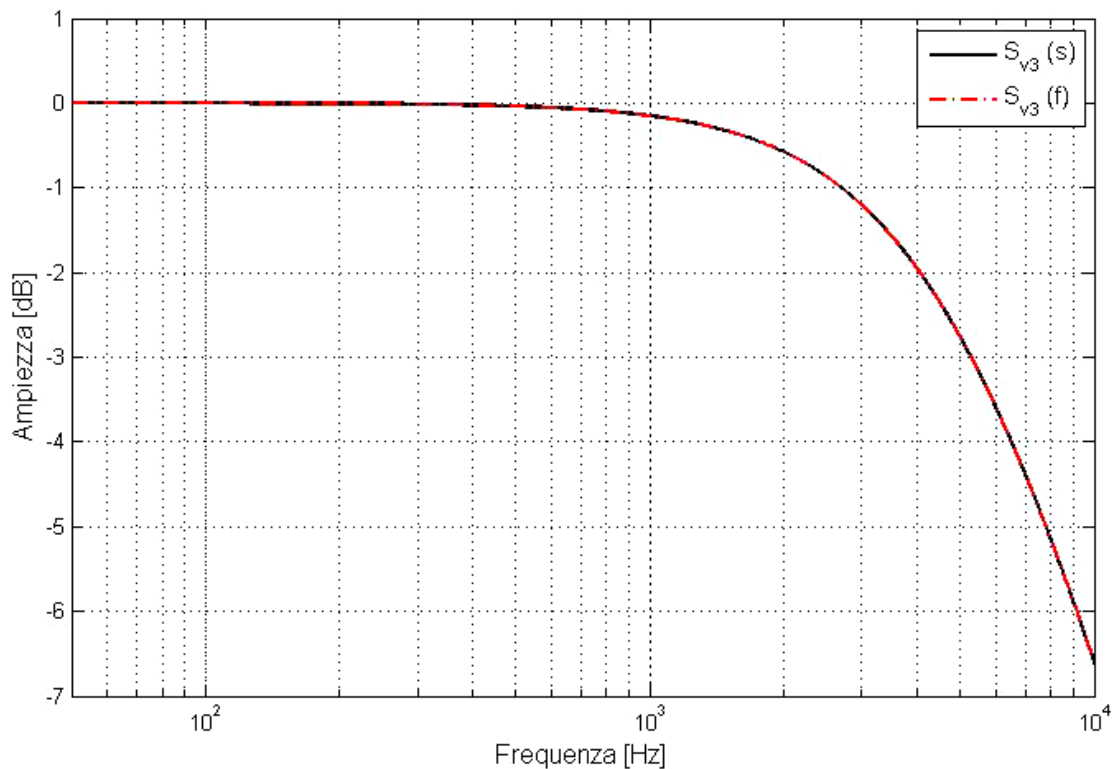


Figura 3.2 Ampiezza della risposta in frequenza di un filtro passa-basso con frequenza di taglio a 5300 Hz.

Utilizzando la Trasformazione bilineare modificata<sup>35</sup> (detta anche metodo di Tustin), si passa dalla rappresentazione del sistema nel tempo continuo, alla rappresentazione nel tempo discreto, mediante Trasformata Zeta [OppSch89] :

$$s = \frac{2}{T_c} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad \text{eq. 3.12}$$

Dove  $z = e^{j\omega}$  e  $T_c$  è il periodo di campionamento. Effettuando questa sostituzione nella f.d.t. del sistema analogico, si ottiene il corrispondente sistema discreto:

$$S_{v3,\text{discreto}}(z) = \frac{1}{\frac{\frac{2}{T_c} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}}{\omega_{t3v}} + 1}$$

da cui, riordinando l'equazione e ponendo  $F_c = 1/T_c$ , si ottiene:

$$S_{v3,\text{discreto}}(z) = \frac{\omega_{t3v}}{\omega_{t3v} + 2F_c} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 + \frac{\omega_{t3v} - 2F_c}{\omega_{t3v} + 2F_c} \cdot z^{-1}} \quad \text{eq. 3.13}$$

Questo sistema descrive la discretizzazione, rappresentata in termini di Trasformata Zeta, del filtro passa-basso nel dominio analogico.

---

<sup>35</sup> La trasformazione bilineare modificata coincide con quella bilineare a parte il fattore T/2. È una mappa conforme e biunivoca, che mappa il semipiano sinistro del piano s nella regione del piano z interna al cerchio di raggio unitario, e preserva la stabilità del sistema di partenza. La trasformazione bilineare è un'approssimazione del primo ordine della funzione esponenziale,  $z = e^{sT_c}$  (tratto da [OppSch89]).

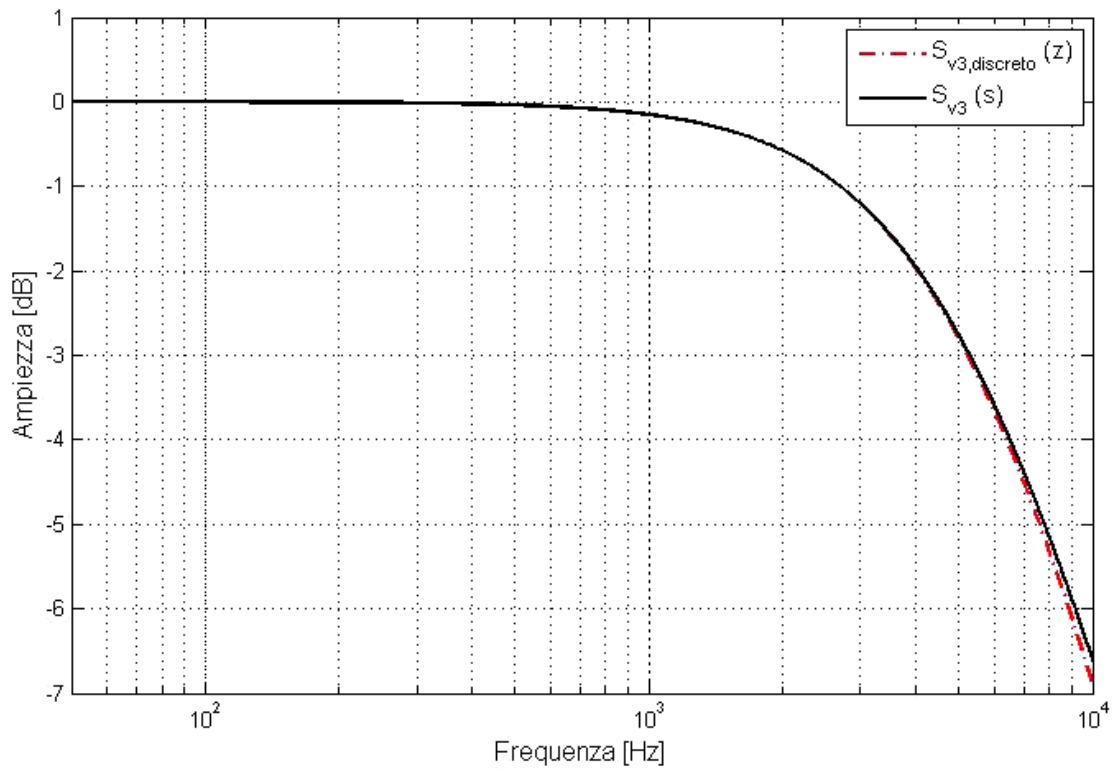


Figura 3.3 In nero, risposta in ampiezza del filtro passa-basso analogico,  $S_{v3}(s)$ .  
 In rosso tratteggiato, risposta in ampiezza della versione digitale  
 del filtro passa-basso,  $S_{v3,discreto}(z)$ .

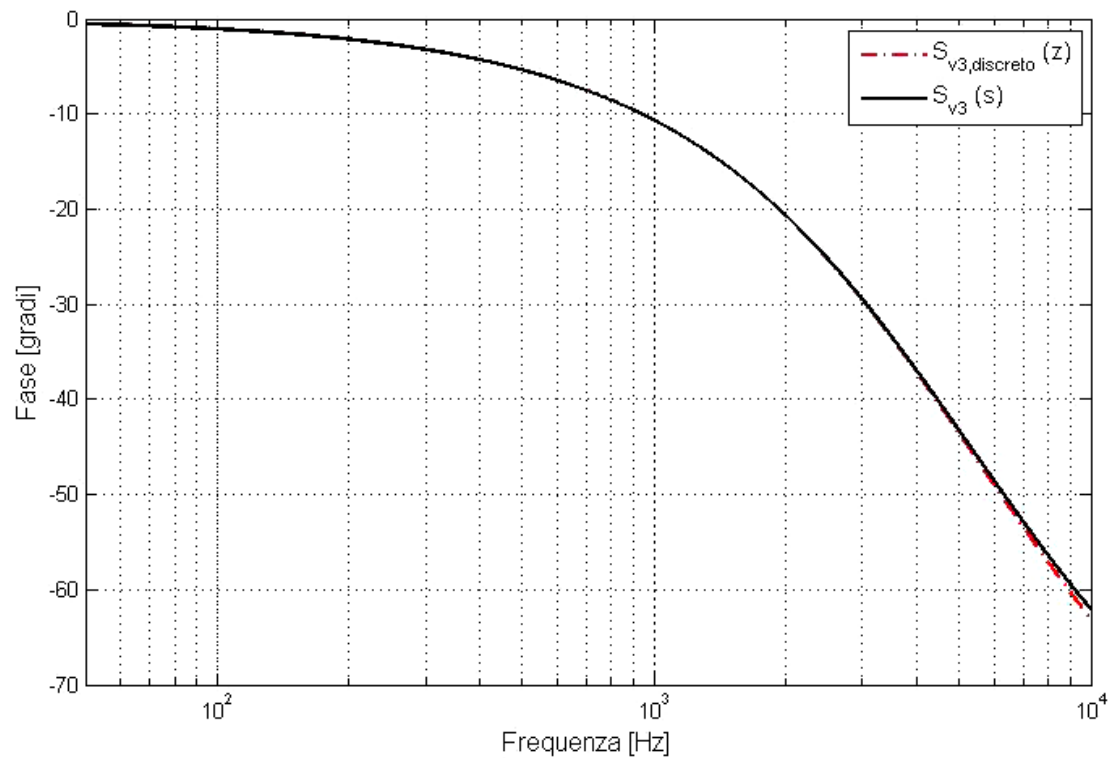


Figura 3.4 In nero, risposta in fase del filtro passa-basso analogico,  $S_{v3}(s)$ .  
 In rosso tratteggiato, risposta in fase della versione digitale  
 del filtro passa-basso,  $S_{v3,discreto}(z)$

Come si può notare dalle figure precedenti, dai 4 kHz in poi vi è una differenza tra il sistema digitale e quello analogico, stimabile ad un massimo di 0.3 dB per l'ampiezza e 0.03° per la fase.

Infatti, alla trasformazione bilineare tra i piani  $z$  ed  $s$  corrisponde la trasformazione non lineare tra  $\omega_a$ , pulsazione del sistema analogico e  $\omega_d$ , pulsazione del sistema digitale:

$$z = e^{j\omega_d} \leftrightarrow s = j\omega_a \text{ e quindi } \omega_d = \frac{2}{T_c} \cdot \arctan\left(\frac{\omega_a \cdot T_c}{2}\right) \quad \text{eq. 3.14}$$

Quindi l'utilizzo della trasformazione bilineare comporta una distorsione dell'asse delle frequenze (in inglese *frequency warping*).

Questo significa che ogni caratteristica della curva di risposta del filtro a tempo continuo viene mappata nel sistema digitale, ma ad una differente frequenza.

Essendo che le due pulsazioni sono in relazione tramite la funzione arctangente, si può notare che in bassa frequenza  $\omega_a = \omega_d$ , mentre da metà della frequenza di Nyquist in poi l'asse delle frequenze si comprime sempre di più [OppSch89].

### Correzione del frequency warping

Per rendere più precisa la discretizzazione del filtro analogico, è possibile compensare la distorsione dell'asse delle frequenze mediante una pre-distorsione (pre-warping). Per fare questo, ci si basa [OppSch89] sulla seguente equazione:

$$\omega'_{t3v} = \frac{2}{T_c} \cdot \tan\left(\frac{\omega_{t3v} \cdot T_c}{2}\right) \quad \text{eq. 3.15}$$

dove  $\omega_{t3v}$  è la pulsazione di taglio del filtro analogico ( $2 \cdot \pi \cdot 5300 = 33301$  rad/s),

$\omega'_{t3v}$  è la pulsazione di taglio del filtro digitale e  $1/T_c$  è la frequenza di campionamento del sistema.

La frequenza di campionamento del sistema è stata impostata a 88200 Hz, ossia il doppio della frequenza di campionamento dei convertitori A/D usati nella catena di misura, per rendere più precisa la discretizzazione del filtro.

Perciò si ottiene:  $\omega'_{t3v} = 33702$  rad/s e quindi  $f'_{t3v\_abs} = 5364$  Hz, che corrisponde ad una variazione dell'1.2% della frequenza di taglio iniziale.

Quindi utilizzando il pre-warping, è come se si andasse a discretizzare un filtro analogico con pulsazione di taglio  $\frac{2}{T_c} \cdot \tan\left(\frac{\omega_{t3v} \cdot T_c}{2}\right)$  e non più  $\omega_{t3v}$ .

Di seguito si riportano il grafico della sola ampiezza, visti i risultati simili ottenuti per la fase.

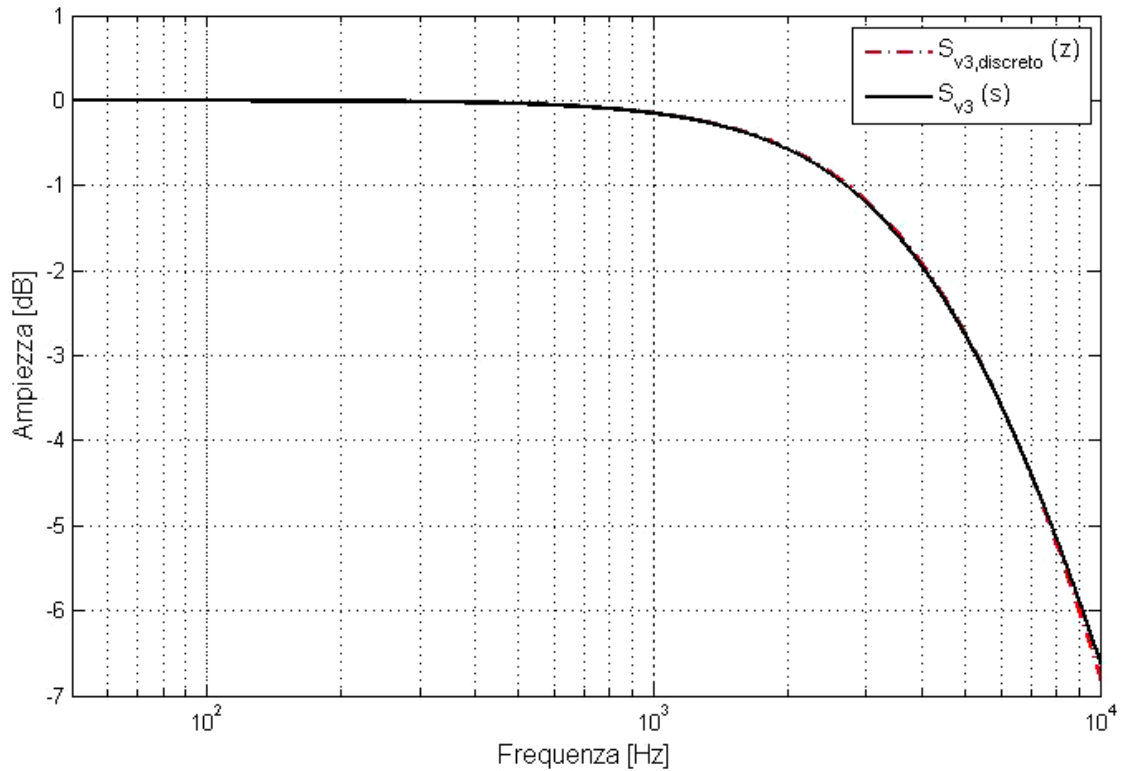


Figura 3.5 In nero, risposta in ampiezza del filtro passa-basso analogico,  $S_{v3}(s)$ , con  $f_{\text{taglio}} = 5300$  Hz. In rosso tratteggiato, risposta in ampiezza della versione digitale del filtro passa-basso,  $S_{v3,\text{discreto}}(z)$ , con  $f_{\text{taglio}} = 5364$  Hz.

Si sono ottenuti risultati simili per il calcolo della trasformazione bilineare, ed il relativo pre-warping, utilizzando la funzione `bilinear` di *Matlab*® che accetta come input i coefficienti di numeratore e denominatore del sistema iniziale, la frequenza di campionamento e la frequenza per cui si applica il pre-warping.

### 3.3 Sistema inverso

In generale, per un sistema lineare tempo-invariante con f.d.t.  $H(z)$ , il corrispondente sistema inverso è definito come il sistema con f.d.t.  $H_{\text{inverso}}(z)$  tale che

$$G(z) = H(z) \cdot H_{\text{inverso}}(z) = 1,$$

cioè la f.d.t. complessiva corrisponde ad un sistema passa-tutto, in cui il modulo della risposta in frequenza è costante, uguale a 1, mentre la fase diviene quella del sistema passa-tutto. Questo implica che

$$H_{\text{inverso}}(z) = \frac{1}{H(z)} \quad \text{eq. 3.16}$$

Inoltre, se si pone il vincolo che oltre al sistema iniziale, anche il sistema inverso sia stabile, allora la regione di convergenza di  $H_{\text{inverso}}(z)$  dovrà includere il cerchio di raggio unitario; perciò tutti i poli di  $H_{\text{inverso}}(z)$ , quindi gli zeri di  $H(z)$ , dovranno essere interni a  $|z|=1$  [Mia06].

Un sistema lineare tempo-invariante stabile e causale che abbia un sistema inverso stabile e causale è comunemente detto a *fase minima*<sup>36</sup> o ad inverso stabile [FVL00].

Il sistema inverso della f.d.t. discretizzata del filtro passa-basso, è definito come:

$$S_{v3\_d\_inverso}(z) = \frac{1}{S_{v3\_discreto}(z)} = \frac{\omega_{t3v} + 2F_c}{\omega_{t3v}} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{t3v} - 2F_c}{\omega_{t3v} + 2F_c} \cdot z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad \text{eq. 3.17}$$

La f.d.t.  $S_{v3\_d\_inverso}$  ha un polo (che corrisponde ad uno zero del sistema iniziale) sul cerchio di raggio unitario, che rende il sistema instabile<sup>37</sup>.

Partendo dal sistema  $S_{v3\_discreto}(z)$ , è possibile costruire un sistema a fase minima spostando lo zero con parte reale unitaria, all'interno del cerchio di raggio unitario.

Perciò si sostituisce il fattore  $1 + z^{-1}$  con  $1 + h_{v3} \cdot z^{-1}$ , in cui è stato aggiunto il fattore di correzione  $h_{v3} < 1$ .

---

<sup>36</sup> Questo nome deriva da una proprietà della risposta in frequenza di un sistema di avere la minima fase negativa, la quale viene detta funzione di ritardo di fase.

Tale espressione va intesa nel senso che, una volta fissata la posizione dei poli, lo sfasamento *in ritardo* è il minimo possibile (e quindi la fase "vera e propria" è massima) quando ciascuno zero (o coppia di zeri coniugati) dà alla fase un contributo positivo, quindi se lo zero in questione ha parte reale minore di 1. Essendo che la posizione della parte reale dei poli e degli zeri non ha alcuna influenza sul modulo, per un determinato andamento del modulo si possono avere vari andamenti della fase (tratto da [FLV00]).

<sup>37</sup> Si precisa che essendo il polo semplice (molteplicità uguale a 1) ed essendo posizionato sul cerchio di raggio unitario, il sistema DLIT è considerato stabile ma non asintoticamente stabile o BIBO stabile, cioè la sua evoluzione libera non tende a zero ma rimane limitata (tratto da [FLV00]).

Come si può vedere nella figura seguente, per valori di  $h_{v3}$  prossimi all'unità, il modulo della risposta in frequenza si trasla di 0.3 dB, ma rimane costante lungo tutto lo spettro in frequenza. Invece la fase della risposta in frequenza varia, fino a un massimo di  $0.9^\circ$  a 10 kHz, per variazioni di  $h_{v3}$  da 0.91 a 0.99.

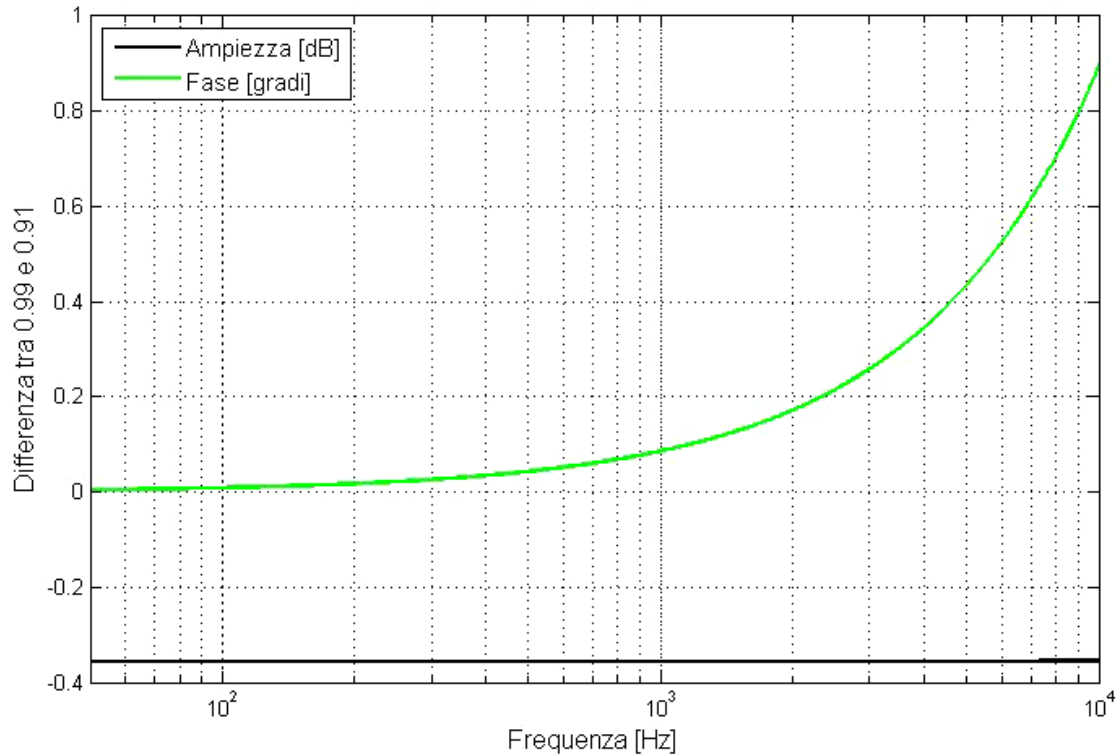


Figura 3.6 Differenze nell'andamento della risposta in frequenza del filtro equalizzatore, per variazioni del fattore correttivo  $h_{v3}$  da 0.91 a 0.99.

Infine, ponendo  $h_{v3} = 0.996$ , il filtro equalizzatore assume la forma:

$$S_{v3\_d\_inverso}(z) = \frac{\omega_{t3v} + 2F_c}{\omega_{t3v}} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{t3v} - 2F_c}{\omega_{t3v} + 2F_c} \cdot z^{-1}}{1 + h_{v3} \cdot z^{-1}} \quad \text{eq. 3.18}$$

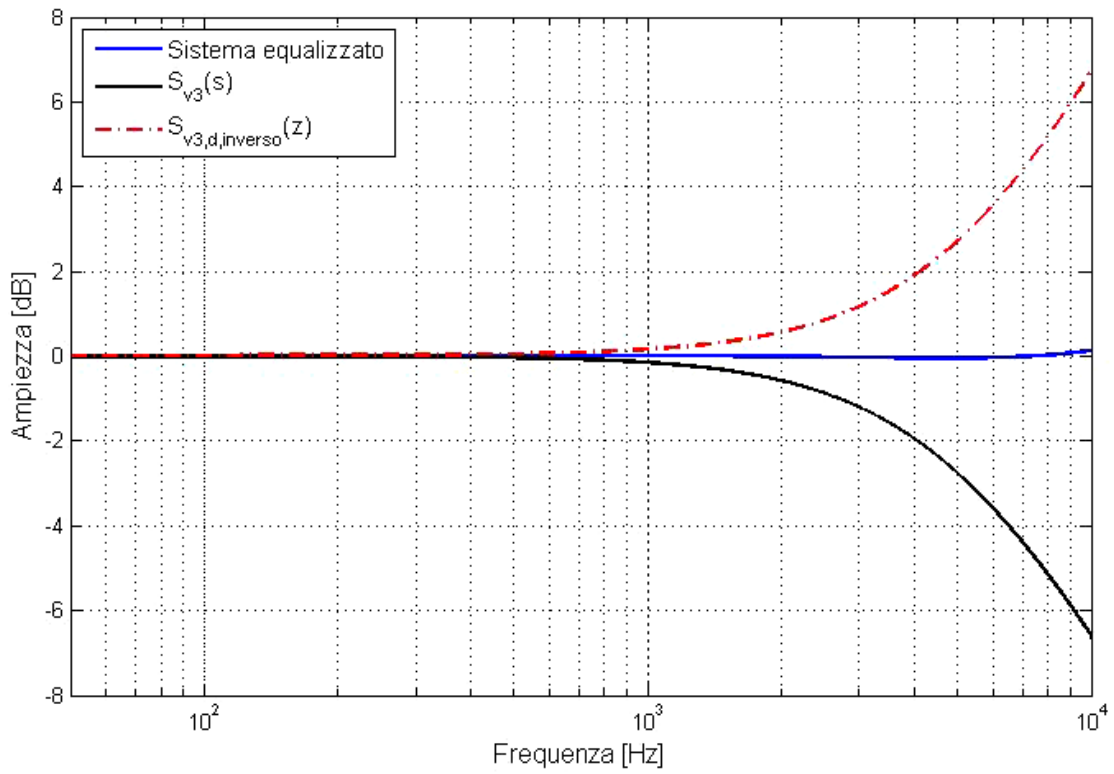


Figura 3.7 In nero, ampiezza del filtro passa-basso analogico  $S_{v3}(s)$ ; in rosso tratteggiato, ampiezza del filtro digitale inverso  $S_{v3,d,inverso}(z)$ . In blu, il sistema equalizzato.

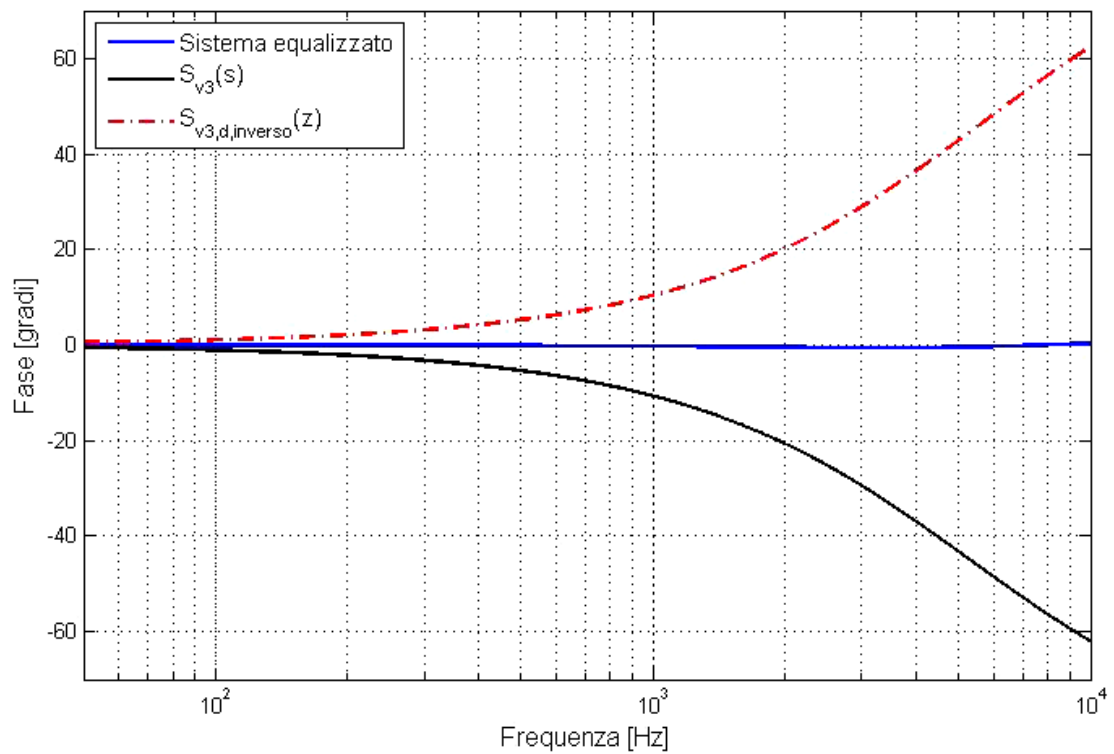


Figura 3.8 In nero, fase del filtro passa-basso analogico  $S_{v3}(s)$ ; in rosso tratteggiato, fase del filtro digitale inverso  $S_{v3,d,inverso}(z)$ . In blu, il sistema equalizzato.



## Risultati per i filtri passa-alto e passa-alto attivo

Riprendendo il discorso fatto all'inizio del paragrafo 3.2, si mostrano i filtri digitali inversi, ed i relativi grafici, per i fattori passa-alto e *passa-alto attivo*, senza riportare la procedure usata per calcolarli perché formalmente simili a quella presentata per il filtro passa-basso. Quindi, per il filtro passa-alto si ha:

$$S_{v1\_d\_inverso}(z) = \frac{\omega_{tlv} + 2F_c}{2F_c} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{tlv} - 2F_c}{\omega_{tlv} + 2F_c} \cdot z^{-1}}{1 - h_{v1} \cdot z^{-1}} \quad \text{eq. 3.19}$$

con pulsazione di taglio  $\omega_{tlv} = 2 \cdot \pi \cdot 230$  (rad/s). La frequenza di taglio  $f_{tlv\_abs}$ , impostata nel modello teorico, è di 235 Hz (lo scarto è dovuto al pre-warping). Mentre il valore di  $h_{v1}$  è di 0.999.

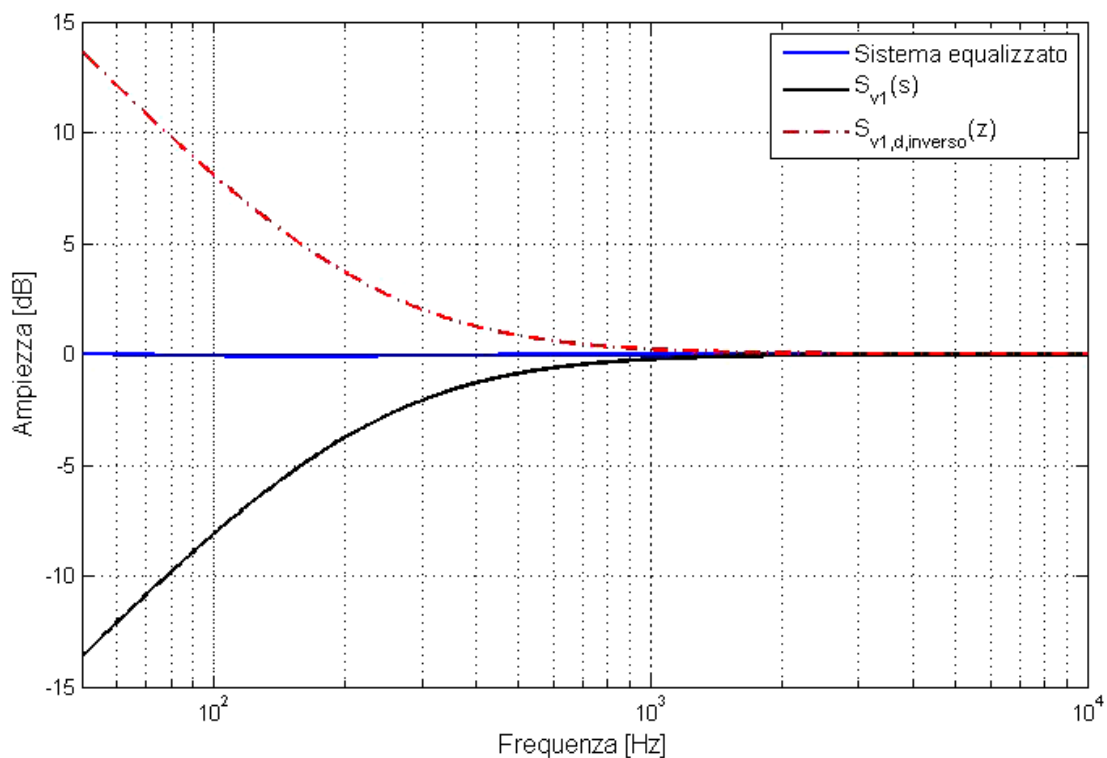


Figura 3.9 In nero, ampiezza del filtro passa-alto analogico  $S_{v1}(s)$ ; in rosso tratteggiato, ampiezza del filtro digitale inverso  $S_{v1\_d\_inverso}(z)$ . In blu, il sistema equalizzato.

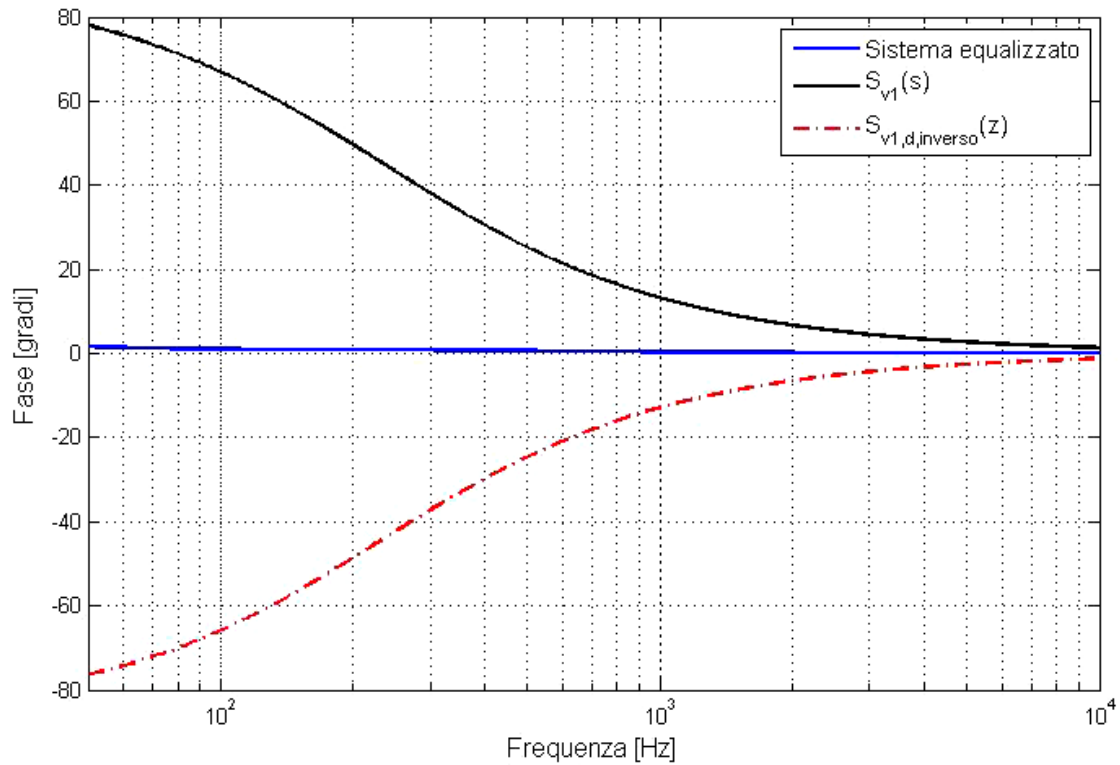


Figura 3.10 In nero, fase del filtro passa-alto analogico  $S_{v1}(s)$ ; in rosso tratteggiato, fase del filtro digitale inverso  $S_{v1,d,inverso}(z)$ . In blu, il sistema equalizzato.

Mentre per il *passa-alto attivo*, si ha:

$$S_{p3,d,inverso}(z) = \frac{\omega_{t3p}}{\omega_{t3p} + 2F_c} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 + \frac{\omega_{t3p} - 2F_c}{\omega_{t3p} + 2F_c} \cdot z^{-1}} \quad \text{eq. 3.20}$$

con pulsazione di taglio  $\omega_{t3p} = 2 \cdot \pi \cdot 19700$  (rad/s). La frequenza di taglio  $f_{t1v,abs}$ , impostata nel modello teorico, è di 19300 Hz.

Nel caso del fattore *passa-alto attivo*, il parametro  $h_{p3}$  (0.9999) compare solo nella versione digitale,  $S_{p3,d}(z)$ , del filtro analogico di partenza. Questo per rendere stabile il sistema. Invece, il sistema  $S_{p3,d,inverso}(z)$  risulta già stabile, perché presenta

un polo interno al cerchio di raggio unitario,  $1 + \frac{\omega_{t3p} - 2F_c}{\omega_{t3p} + 2F_c} \cdot z^{-1} = 0 \Rightarrow$

$$1 + 0.04 \cdot z^{-1} = 0 \Rightarrow z = -0.04.$$

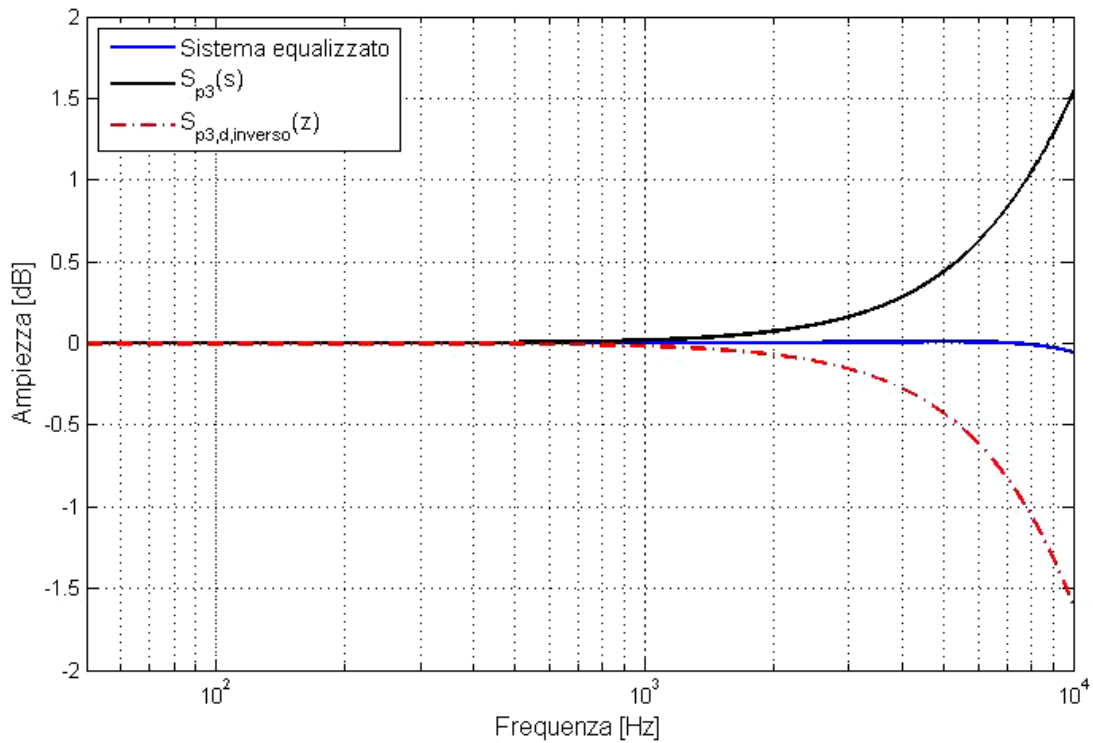


Figura 3.11 In nero, ampiezza del filtro *passa-alto attivo* analogico  $S_{p3}(s)$ ; in rosso tratteggiato, ampiezza del filtro digitale inverso  $S_{p3,d,inverso}(z)$ . In blu, il sistema equalizzato.

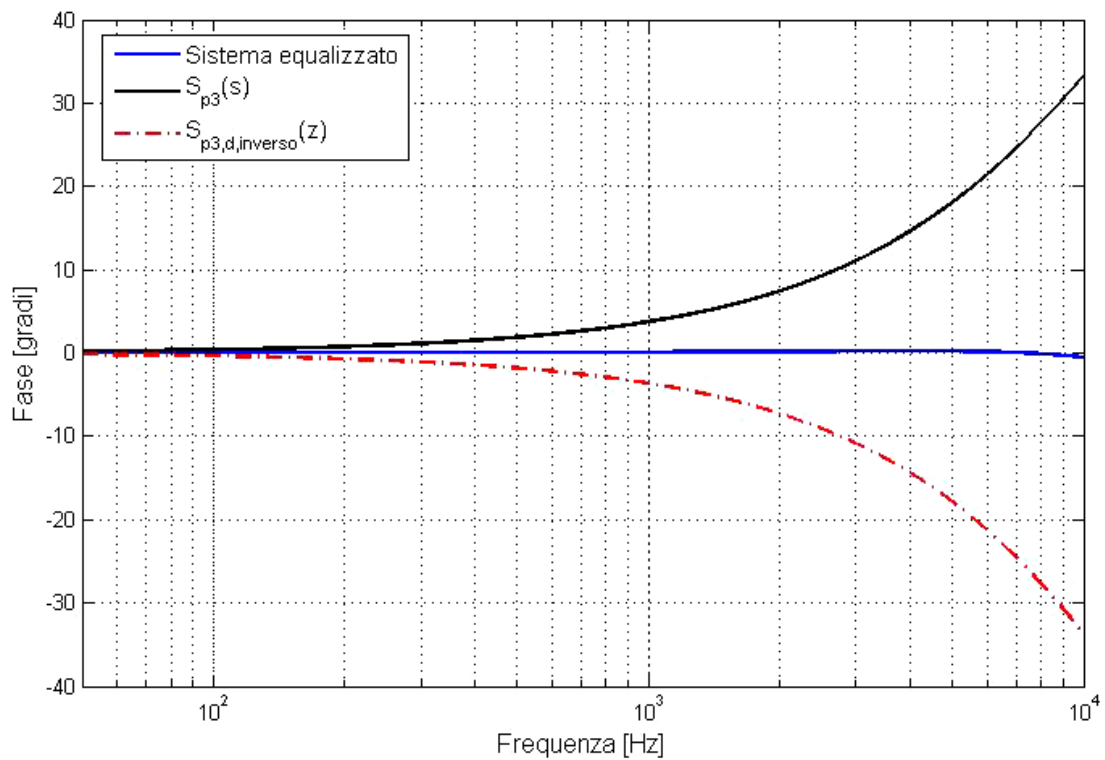


Figura 3.12 In nero, fase del filtro *passa-alto attivo* analogico  $S_{p3}(s)$ ; in rosso tratteggiato, fase del filtro digitale inverso  $S_{p3,d,inverso}(z)$ . In blu, il sistema equalizzato.

### 3.4 Filtri digitali per l'equalizzazione

A questo punto si possono connettere i fattori dei filtri inversi ottenuti nel paragrafo precedente.

#### Filtro equalizzatore per il canale di pressione

La funzione di trasferimento che descrive il filtro equalizzatore per il canale di pressione, che è un sistema discreto lineare e tempo-invariante, è data da:

$$S_{p\_d\_inverso}(z) = \left( \frac{\omega_{t1p} + 2F_c}{2F_c} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{t1p} - 2F_c}{\omega_{t1p} + 2F_c} \cdot z^{-1}}{1 - h_{p1} \cdot z^{-1}} \right) \cdot \left( \frac{\omega_{t2p} + 2F_c}{2F_c} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{t2p} - 2F_c}{\omega_{t2p} + 2F_c} \cdot z^{-1}}{1 - h_{p2} \cdot z^{-1}} \right) \cdot \left( \frac{\omega_{t3p}}{\omega_{t3p} + 2F_c} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 + \frac{\omega_{t3p} - 2F_c}{\omega_{t3p} + 2F_c} \cdot z^{-1}} \right) \quad \text{eq. 3.21}$$

$f_{t1p\_abs}$	29	Hz
$f_{t2p\_abs}$	47	Hz
$f_{t3p\_abs}$	19700	Hz
$h_{p1}$	0.9998	
$h_{p2}$	0.9998	
Fc	88200	Hz

Di seguito se ne riportano le risposte in ampiezza e fase, ottenute valutando la f.d.t.  $S_{p\_d\_inverso}$  sul cerchio di raggio unitario,  $|z|=1$  dove  $z = e^{j\omega T_c}$ .

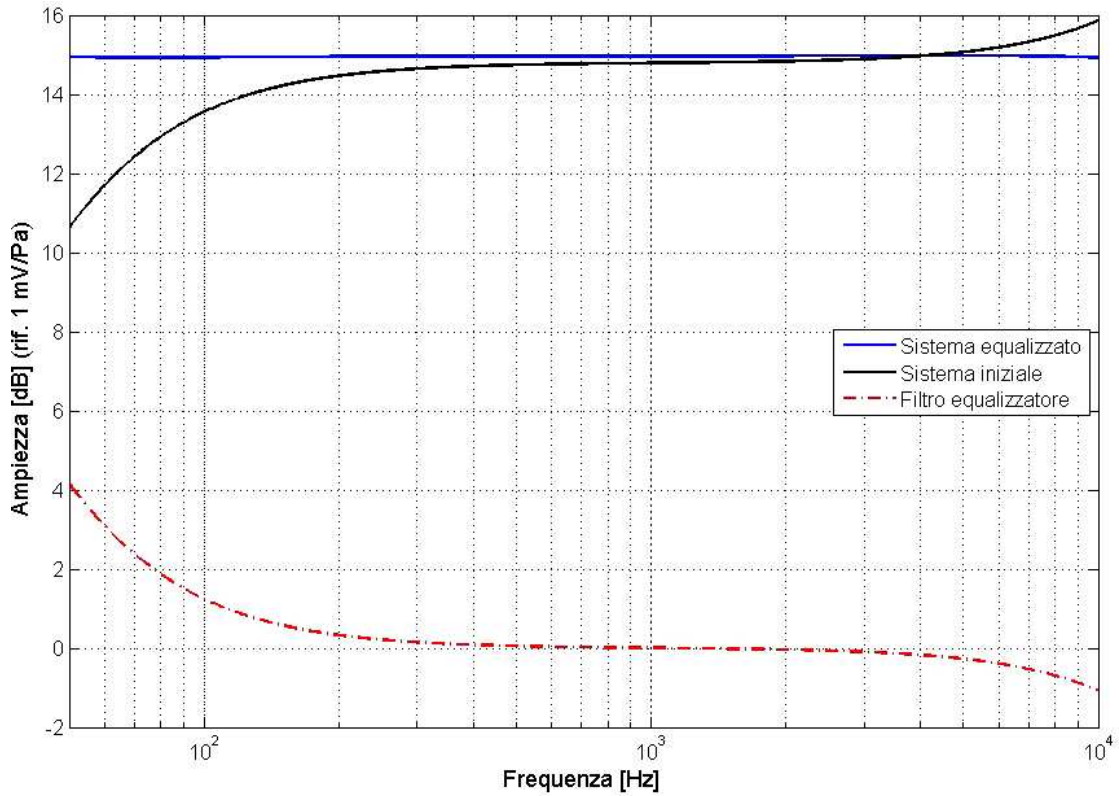


Figura 3.13 In nero, ampiezza della risposta del canale di pressione; in rosso tratteggiato, ampiezza del filtro digitale inverso  $S_{p,d\_inverso}(z)$ . In blu, ampiezza del sistema equalizzato.

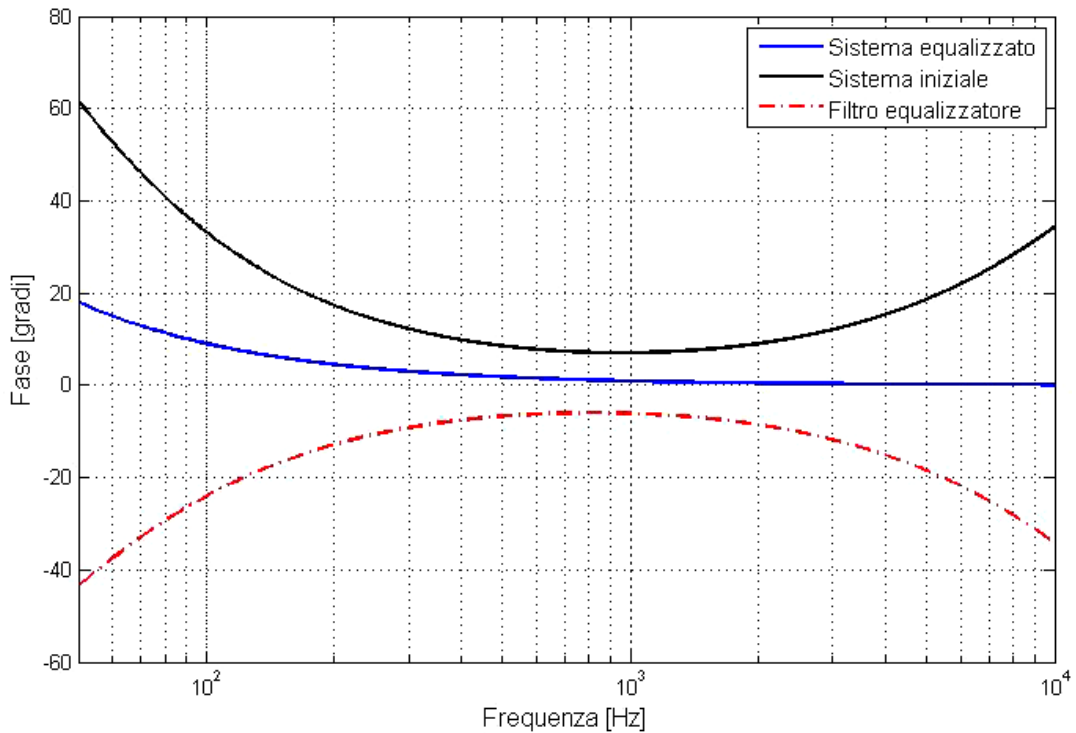


Figura 3.14 In nero, fase del filtro analogico  $S_p(s)$  che descrive la risposta del canale di pressione; in rosso tratteggiato, fase del filtro digitale inverso  $S_{p,d\_inverso}(z)$ .

In blu, fase del sistema equalizzato.

### Filtro equalizzatore per il canale di velocità

La f.d.t. che descrive il filtro equalizzatore per il canale di velocità, anch'esso essendo un sistema discreto lineare e tempo-invariante, è data da:

$$S_{v\_d\_inverso}(z) = \left( \frac{\omega_{t1v} + 2F_c}{2F_c} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{t1v} - 2F_c}{\omega_{t1v} + 2F_c} \cdot z^{-1}}{1 - h_{v1} \cdot z^{-1}} \right) \cdot \left( \frac{\omega_{t2v} + 2F_c}{2F_c} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{t2v} - 2F_c}{\omega_{t2v} + 2F_c} \cdot z^{-1}}{1 - h_{v2} \cdot z^{-1}} \right) \cdot \left( \frac{\omega_{t3v} + 2F_c}{\omega_{t3v}} \cdot \frac{1 + \frac{\omega_{t3v} - 2F_c}{\omega_{t3v} + 2F_c} \cdot z^{-1}}{1 + h_{v3} \cdot z^{-1}} \right) \quad \text{eq. 3.22}$$

$f_{t1v\_abs}$	230	Hz
$f_{t2v\_abs}$	495	Hz
$f_{t3v\_abs}$	5364	Hz
$h_{v1}$	0.999	
$h_{v2}$	0.98	
$h_{v3}$	0.996	
$F_c$	88200	Hz

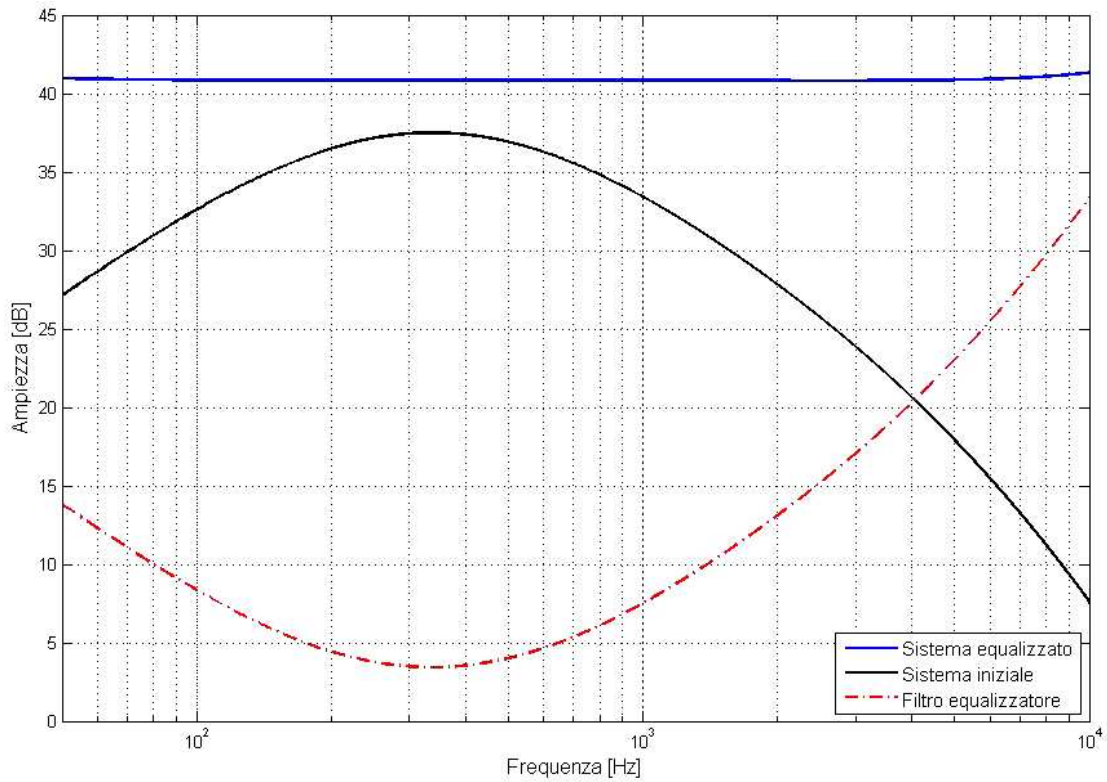


Figura 3.15 In nero, ampiezza della risposta del canale di velocità; in rosso tratteggiato, ampiezza del filtro digitale inverso  $S_{v,d,inverso}(z)$ . In blu, ampiezza del sistema equalizzato.

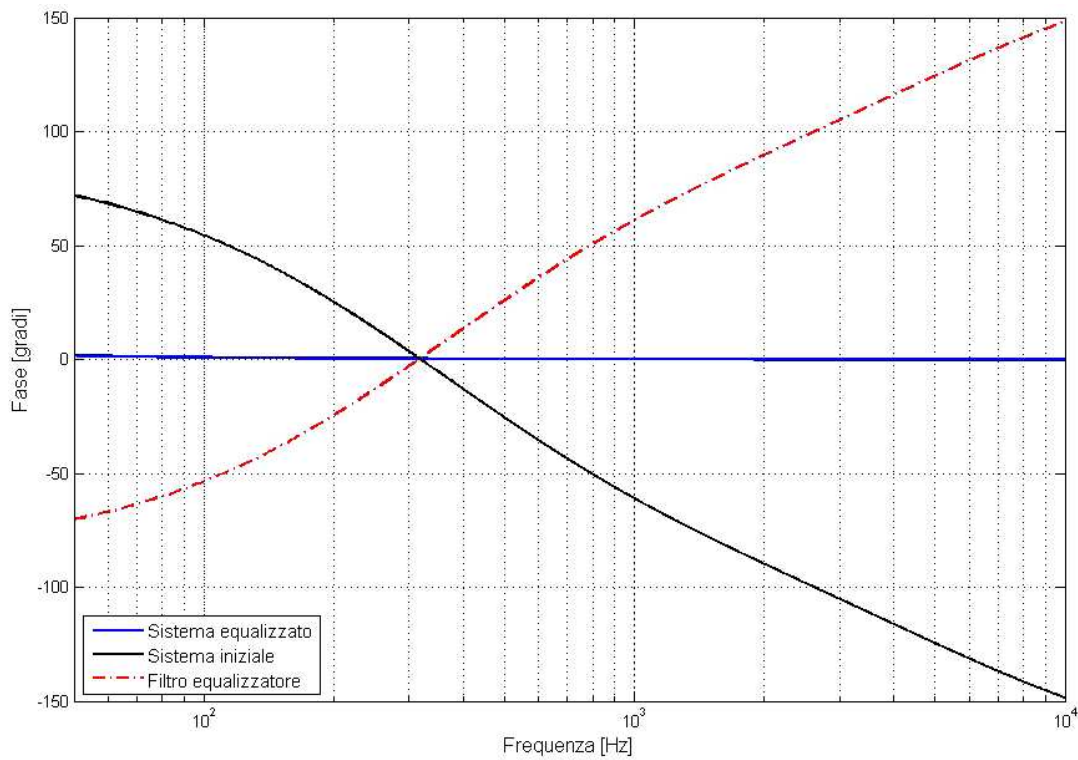


Figura 3.16 In nero, fase del filtro analogico  $S_v(s)$ ; in rosso tratteggiato, fase del filtro digitale inverso  $S_{v,d,inverso}(z)$ . In blu, fase del sistema equalizzato.

Entrambi i filtri digitali sono BIBO stabili<sup>38</sup>, in quanto tutti i loro poli sono esclusivamente interni al cerchio di raggio unitario. Questo deriva dal fatto che è stata imposta e ricercata la proprietà di fase minima sui filtri iniziali, di cui i filtri equalizzatori sono l'inverso.

### Filtro equalizzatore per la fase relativa tra i due canali

I filtri digitali  $S_{p\_d\_inverso}(z)$  e  $S_{v\_d\_inverso}(z)$  contribuiscono, in parte, anche all'equalizzazione delle risposte in fase dei canali della sonda.

Nelle figure 3.14 e 3.16 si sono mostrati gli effetti che i filtri equalizzatori introducono nella fase delle funzioni di trasferimento analogiche  $S_p(s)$  e  $S_v(s)$ , le quali descrivono solo teoricamente l'andamento della fase assoluta dei canali. Questo perché non si è potuta ottenere una calibrazione assoluta della fase; però, si è determinato l'andamento della fase relativa tra i due canali, descritto nel paragrafo 2.3.2. Considerando ora l'equazione 3.5, vista all'inizio del presente capitolo, si ha che per la correzione in frequenza del cross-spettro, le f.d.t dei filtri equalizzatori vengono moltiplicate per il cross-spettro misurato. Perciò le fasi dei filtri compensatori si sommano alla fase relativa ottenuta in fase di calibrazione.

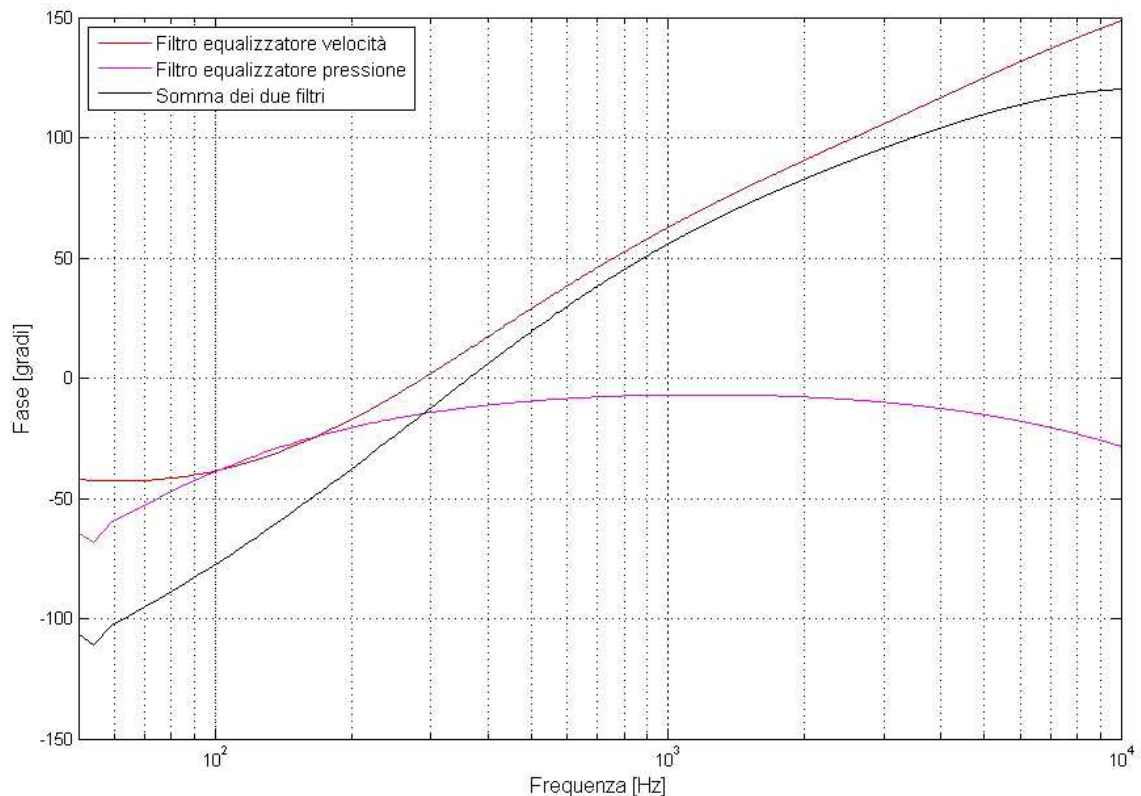


Figura 3.17 Fasi dei filtri equalizzatori  $S_{p\_d\_inverso}(z)$  in viola,  $S_{v\_d\_inverso}(z)$  in rosso, e loro somma, in nero.

<sup>38</sup> Si ricorda che con la stabilità BIBO, per qualunque sequenza limitata in ingresso, la conseguente uscita rimane limitata [MitKai93].



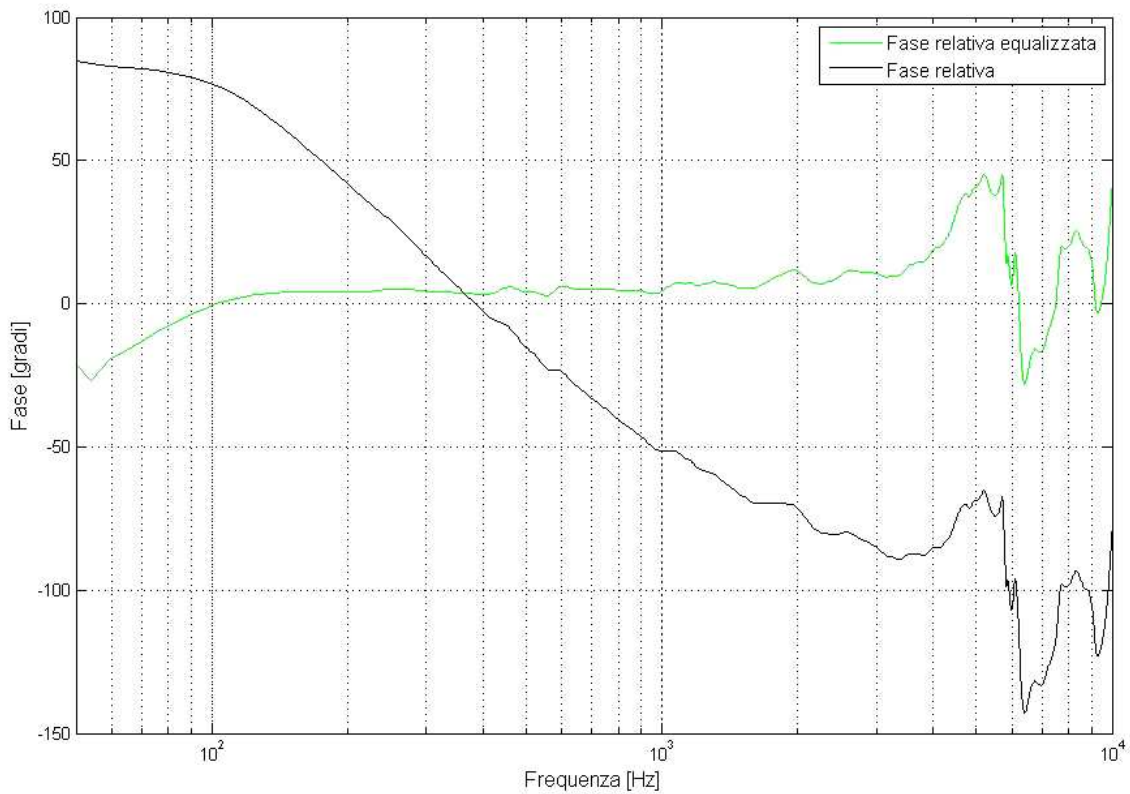


Figura 3.18 In nero, fase relativa tra il canale di pressione e quello di velocità; in verde, fase relativa compensata dai filtri digitali.

Come si può notare dalla figura, la fase relativa risulta equalizzata per frequenze maggiori di 100 Hz.

Questo risultato conferma il fatto che, anche non avendo a disposizione le misure delle fasi assolute dei canali della sonda MF, i filtri analogici  $S_p(s)$  e  $S_v(s)$  descrivono adeguatamente queste fasi. Infatti, la somma delle fasi dei filtri digitali equalizzatori, riesce a compensare la fase relativa tra i due canali, per un esteso range di frequenze.

Rimane da equalizzare la regione in bassa frequenza della fase del cross-spettro.

Per fare ciò si è calcolato un filtro passa-tutto, utilizzando il comando `hdfilt.allpass` di *Matlab*®. Questo è un filtro IIR (Infinite Impulse response) del primo ordine, con coefficiente pari a -0.99801, la cui funzione di trasferimento è data da:

$$H_{\text{passa-tutto}} = \frac{-0.99801 + z^{-1}}{1 - 0.99801 \cdot z^{-1}}$$

Di seguito si riportano ampiezza e fase della sua risposta in frequenza, e la fase relativa equalizzata tramite il filtro, calcolata con l'equazione 3.6 che si è descritta all'inizio del capitolo 3.

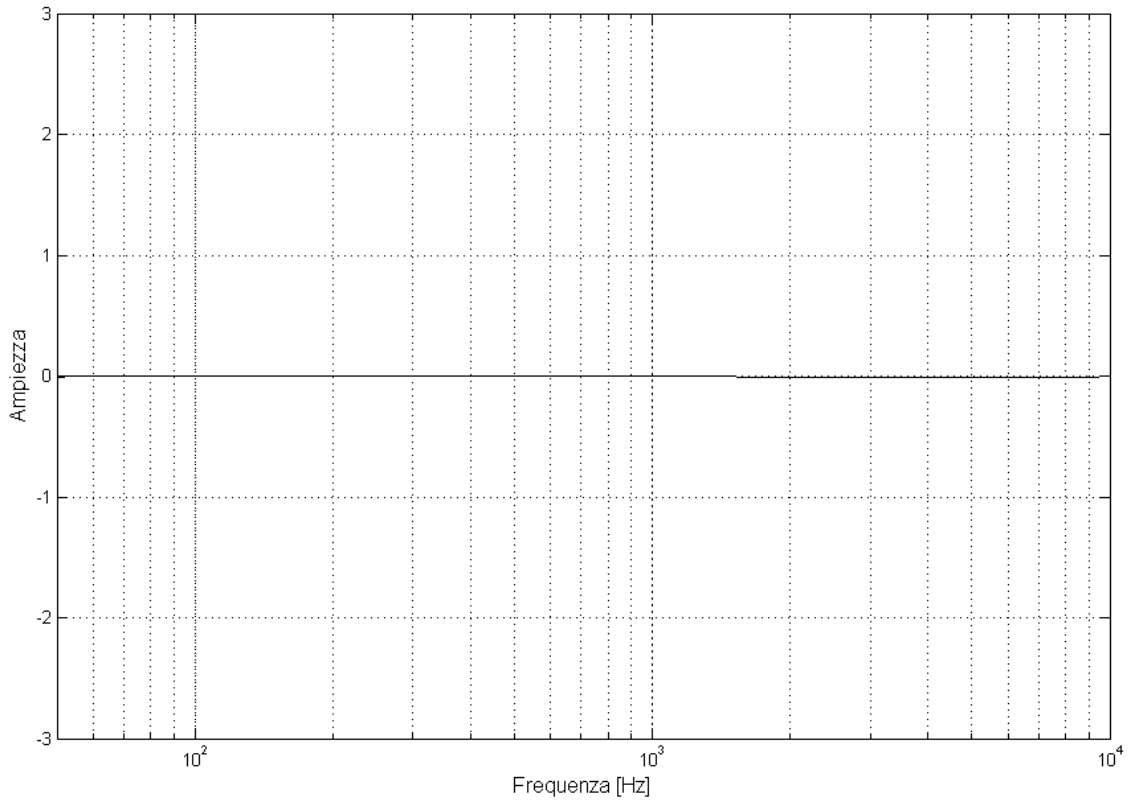


Figura 3.19 Risposta in ampiezza del filtro passa-tutto.

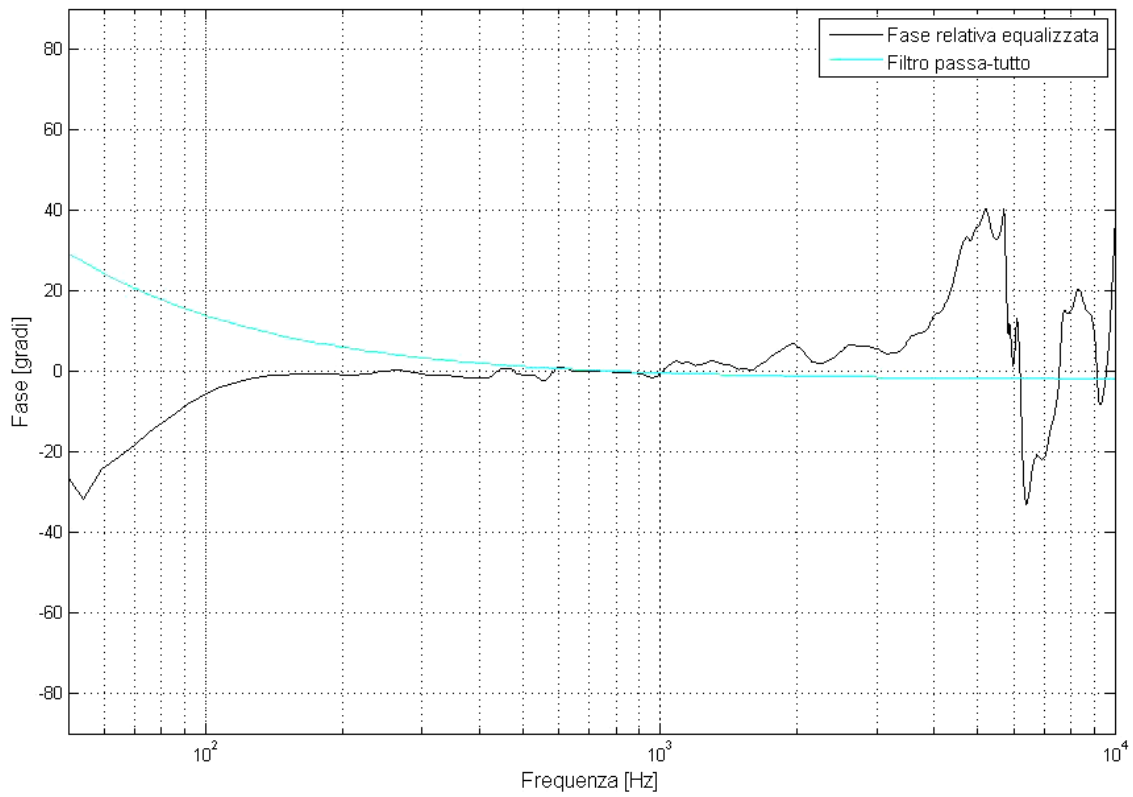


Figura 3.20 In nero, fase relativa equalizzata con i filtri digitali dei canali di pressione e velocità; in azzurro, fase del filtro passa-tutto.

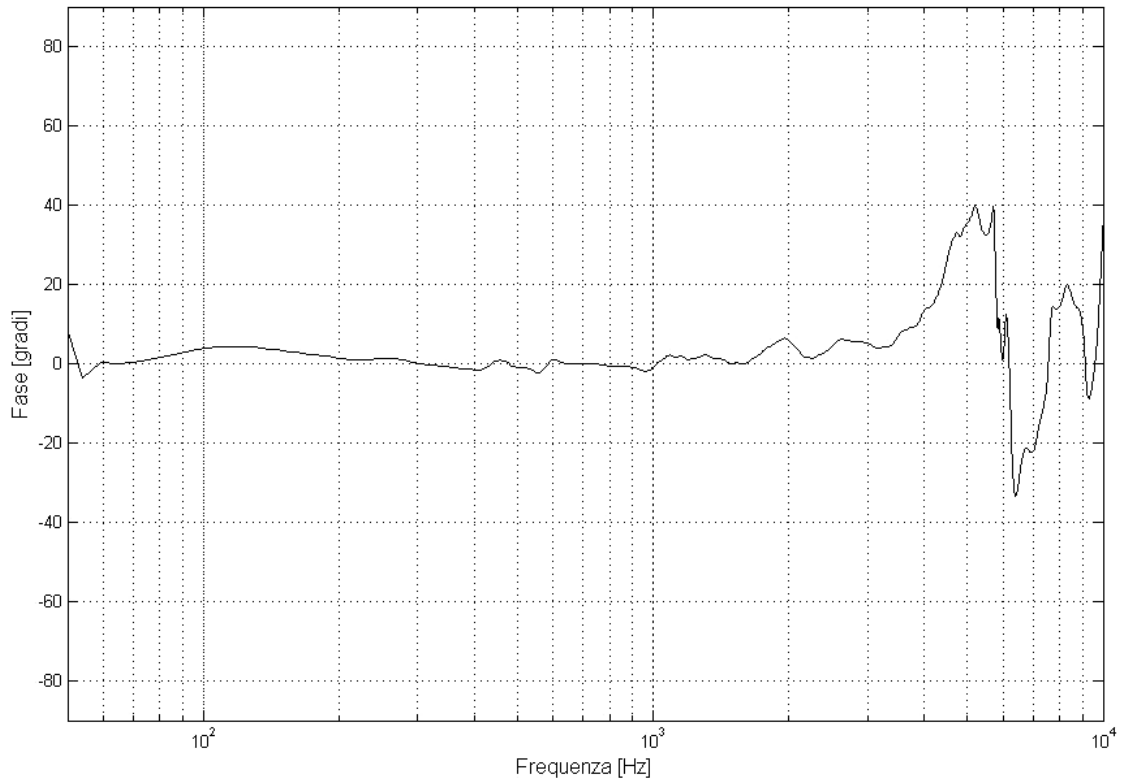


Figura 3.21 Fase relativa equalizzata con il filtro passa-tutto.

Come si può notare dalla figura 3.21, la fase relativa equalizzata con il filtro passa-tutto, risultata compressa tra  $-5^\circ$  e  $5^\circ$ .

Infine, i filtri equalizzatori  $S_{p\_d\_inverso}$ ,  $S_{v\_d\_inverso}$  e  $H_{passa-tutto}$  vengono sottocampionati alla frequenza di 44100 Hz.

## Capitolo 4

# CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI

Grazie alle misure che abbiamo effettuato nella camera fonoassorbente, è stato possibile testare i limiti operativi della sonda intensimetrica Microflow.

Il diagramma polare del sensore di velocità rosso, che corrisponde all'asse y, ha un andamento direzionale e simmetrico. Inoltre, presenta una differenza di 20 dB tra la configurazione di massima ricezione ( $0^\circ$  o  $180^\circ$ ) e quella di minima ricezione ( $90^\circ$ ).

Per quanto riguarda il canale verde, asse z, si osserva un andamento omnidirezionale (previsto dalla configurazione di misura) abbastanza regolare. Consultando i dati, si riscontra una differenza massima di 2.5 dB tra la configurazione con un angolo incidente di 90° e quella con uno di 165°.

Le ridotte dimensioni dei sensori in platino, rendono la sonda assai sensibile agli urti e alla polvere<sup>39</sup>. L'uso del cappuccio protettivo è perciò necessario.

Per contro, questo introduce un'attenuazione di massimo 6 dB nell'ampiezza del sensore di pressione, per frequenze minori di 200 Hz.

L'effetto si fa sentire meno dai 5 kHz in poi.

Per quanto riguarda il sensore di velocità, quando viene usato il cappuccio protettivo si nota un'attenuazione di 7 dB (valore massimo) nella regione di bassa frequenza della risposta in ampiezza. Infine, la fase relativa tra pressione e velocità subisce uno sfasamento massimo di 60°, in bassa frequenza, utilizzando il cappuccio.

L'equalizzazione digitale presuppone che la sonda sia utilizzata con il cappuccio protettivo.

La calibrazione dei sensori Microflown rimane una procedura difficoltosa.

Non essendo ancora disponibili dei dispositivi tarati, con cui poter fare delle comparazioni, la soluzione è creare un campo sonoro, la cui l'impedenza acustica sia nota, ed utilizzare un microfono tarato come riferimento [BasBre08].

È opportuno generare un segnale sonoro che sia abbastanza alto rispetto alla pressione sonora causata dal rumore di fondo nel punto di misura, per avere un segnale sorgente lineare fino a 50 Hz.

La sfera di plastica con all'interno l'altoparlante funge da monopolo, ma presenta delle imprecisioni.

Dall'analisi dell'ampiezza dei canali di pressione e i velocità, si nota la presenza di una non-linearità nella curva, in un range tra i 4 kHz e gli 8 kHz, che arriva ad un massimo di 5 dB per la velocità. Anche la fase relativa è affetta da questa distorsione. Si ipotizza che l'elevata potenza del segnale di eccitazione, abbia introdotto una distorsione nella risposta dell'altoparlante nella sfera.

Un altro svantaggio che si incontra nella calibrazione del Microflown, sta nella difficoltà di misurare con precisione una serie di parametri, determinanti per la calibrazione della sonda.

La relazione tra la velocità delle particelle a distanza  $r$  dal centro della sfera, e la pressione all'interno della stessa, è usata per la calibrazione del trasduttore MF in bassa frequenza, confrontandola con il valore trovato sperimentalmente.

Questa relazione dipende dalla precisa valutazione della superficie dell'altoparlante e del volume della sfera: all'interno di questa, sono presenti vari supporti in plastica

---

<sup>39</sup> A causa di queste evenienze, è stato possibile calibrare solo un canale di velocità della sonda.

(oltre all'altoparlante stesso) che rendono il volume reale minore rispetto a quello calcolato dalla conoscenza del raggio della sfera.

Per il setup in alta frequenza la distanza sorgente-sensori è un parametro importante e difficile da misurare. Inoltre, i due dispositivi (Microflown e fonometro) vengono considerati idealmente nella medesima posizione, ma ciò non è fisicamente possibile ed è quindi vero solo in prima approssimazione.

I filtri di correzione digitali forniscono un'equalizzazione accurata della sonda.

L'ampiezza del canale di pressione e quella del canale di velocità risultano perfettamente equalizzate, con imprecisioni che arrivano ad un massimo di 0.1 dB, quindi trascurabili. Le rispettive fasi assolute vengono ben compensate dai filtri, anche se solo in via teorica.

La fase relativa tra i due canali, viene ben equalizzata grazie all'introduzione del filtro passa-tutto. Questo filtro non introduce alcuna distorsione in ampiezza entro il range di frequenze di interesse (50 Hz - 10 kHz), e come risultato si ottiene una fase relativa piatta in un range di 5°.

## **Sviluppi futuri**

L'andamento della risposta in frequenza del trasduttore di velocità, è sostanzialmente determinato dal suo particolare principio operativo.

In particolare, nel modello USP si hanno tre sensori, ciascuno dei quali è costituito da due filamenti che vengono riscaldati a temperature dell'ordine dei 200°C.

Queste elevate temperature influenzano la risposta del microfono incorporato, e sono causa di rumore termico, che è una fonte di disturbo nella misurazione della velocità delle particelle acustiche.

Il platino funge da termo-resistore PTC: essendo un sensore di tipo termico, la qualità della traduzione è direttamente proporzionale alla capacità del materiale di reagire alle variazioni di temperatura [Ben02].

Un possibile sviluppo, da confermare, potrebbe essere quella di utilizzare al posto del platino, il Nichel (Ni).

Questo materiale, ampiamente usato per la realizzazione di termistori PTC (anche come lega con il rame, NiCu), offre una più elevata sensibilità alle variazioni di temperatura, ma il campo di validità del suo comportamento lineare è più ristretto, arrivando a un massimo di 125°C [Ben02].

Il Nichel presenta delle buone proprietà meccaniche, ha una grande malleabilità ed è resistente alla corrosione [Sim68]. Ha un punto di fusione a 1455°C (quello del platino è di 1768°C) ed è usato nei processi di deposizione di film sottili (sputtering) [Mat98].

Perciò utilizzando il nichel come sensore di temperatura, si potrebbe far lavorare il Microflown a temperature più basse, e quindi ridurre l'influenza nelle misurazioni.

Un problema che si è incontrato nelle misure di calibrazione, e che ha pregiudicato l'attendibilità dei risultati dai 4 kHz in poi, è la distorsione dell'altoparlante inserito nella sfera di plastica. Si è ipotizzato che a causa dell'elevata potenza del segnale sorgente, l'altoparlante introduce una distorsione.

Una possibile soluzione è di utilizzare un trasformatore di Heil A.M.T. (Air Motion Transformer), che è un risulta avere una risposta lineare per frequenze medio-alte (1000 Hz – 20000 Hz) [Poz02].

Questo dispositivo consuma solo il 5% (rispetto all' 85% dei tradizionali altoparlanti) dell'energia elettrica che riceve per far muovere le parti meccaniche. Presenta una distorsione armonica dello 0,5%, paragonabile a quella dei migliori altoparlanti in commercio.

Il suo principio di funzionamento si basa sul fatto che se tra la membrana e l'aria viene posto un opportuno adattatore di impedenza, si ottiene una riduzione dell'ampiezza di escursione richiesta alla membrana per ottenere un prefissato valore di pressione acustica, ovvero a parità di escursione un aumento di pressione.

Nell'A.M.T l'adattatore di impedenza è ricavato agendo sulle caratteristiche costruttive della membrana. Questa è costituita da una leggerissimo foglio di mylar (o anche *capto*) piegato a soffietto e posto in un forte campo magnetico. Il foglio supporta una serie di lamelle in alluminio, costituenti i conduttori mobili, disposte a p greca.

La corrente che viene fatta scorrere nelle lamelle (che risultano polarizzate alternativamente) fa in modo che esse possano muoversi a due a due in direzioni opposte con velocità praticamente uguali alla rapidità con cui varia il segnale.

In altri termini la corrente che scorre nelle lamelle fa in modo che queste deformino la membrana stringendola ed allargandola alternativamente come un soffietto mettendo così in moto l'aria contenuta.

Questo particolare funzionamento che attua una trasformazione dell'impedenza acustica di carico con rapporto 5:1, fa sì che la velocità di uscita dell'aria dalle pieghe risulti 5 volte superiore alla velocità del movimento del diaframma.

Si ottiene così un dispositivo che presenta una sensibilità (livello di pressione sonora misurato ad 1 m di distanza a fronte dell'applicazione di una potenza elettrica di 1 W su 4  $\Omega$ ) pari a 100 dB ed un'ottima tenuta in potenza [Poz02].

Queste caratteristiche mostrano come il trasformatore di Heil possa rappresentare non solo una soluzione ai problemi di distorsione incontrati, ma anche un modo per ottenere risultati più accurati nella calibrazione della sonda.

# Appendice

**Listato degli script** `legpoly`, `spherical_hankel`, `df_spherical_hankel`

```
function pvec = legpoly ( i, x )
nx = length ( x );
if ( i < 0 )
    pvec = ones ( size ( x ) );
    return;
elseif ( i == 0 )
    pvec = ones ( size ( x ) );
elseif ( i == 1 )
    pvec = x;
else
    p1 = ones ( size ( x ) );
    p2 = x;
    for j = 2 : i
        p0 = p1;
        p1 = p2;
        p2 = ( ( 2*j-1 ) * x .* p1 - ( j - 1 ) * p0 ) / j;
    end
    pvec = p2;
end
```

```
function df_spherical_hankel=df_spherical_hankel(m,x)
df_spherical_hankel=spherical_hankel(m-1,x)-(m+1)/x*spherical_hankel(m,x);
```

```
function spherical_hankel=spherical_hankel_sphankel(m,x)
spherical_hankel=sqrt(pi/(2*x))*besselh(m+0.5,2,x);
```

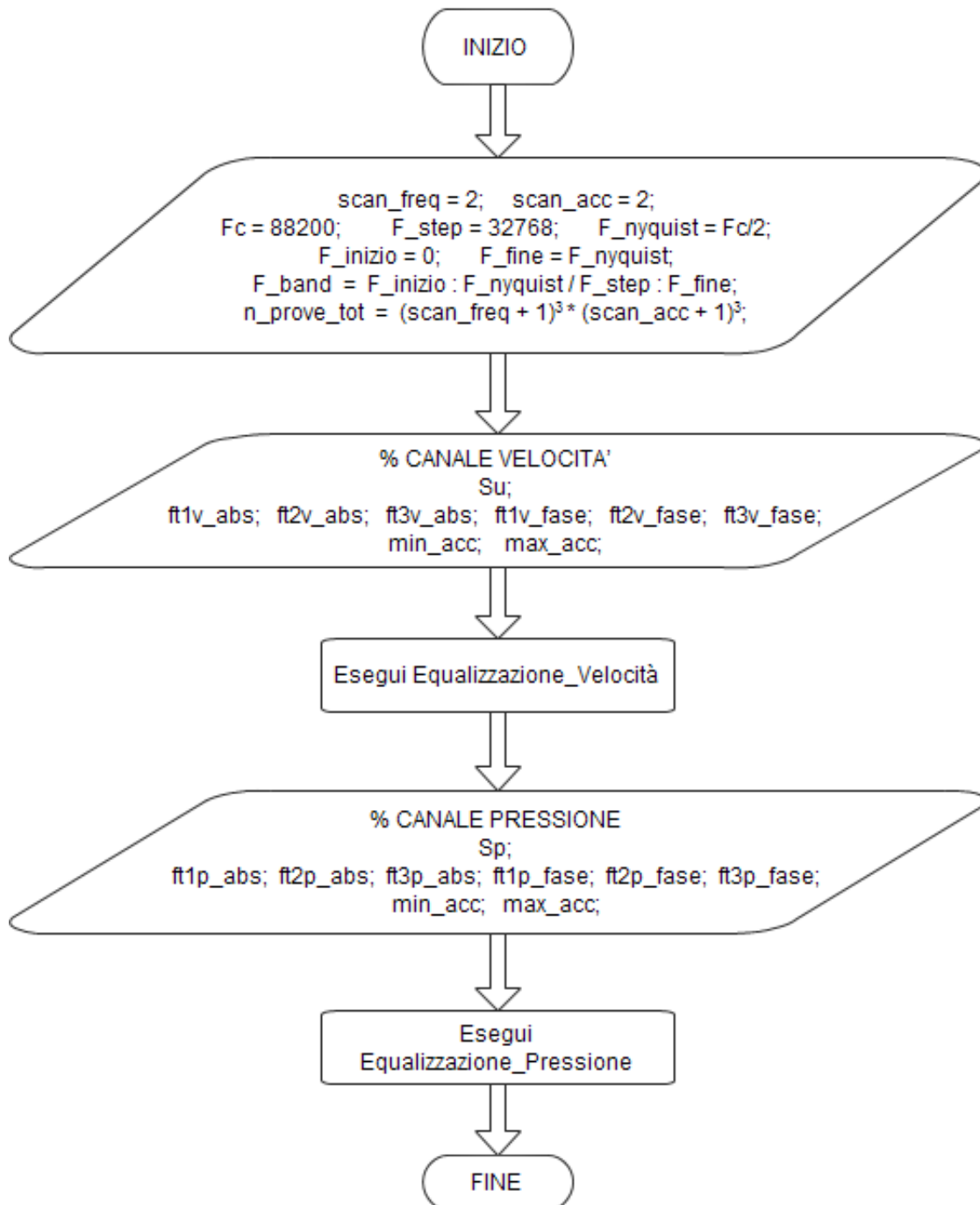
## Descrizione del software per l'equalizzazione digitale automatizzata della sonda Microflown®

Questa sezione è dedicata alla descrizione del software, realizzato con il linguaggio di programmazione *Matlab*®, che implementa la ricerca automatizzata del miglior filtro equalizzatore per i quattro canali della sonda MF modello *USP*. Questo filtro rappresenta il miglior compromesso tra l'equalizzazione di ampiezza e fase assolute. In breve, il software genera i filtri inversi che si possono ottenere dalla combinazione di tutti i parametri di prova, che sono le frequenze di taglio dei tre

fattori in cui si può suddividere la risposta in ampiezza, e i valori dei parametri di correzione per rendere stabile l'equalizzatore; successivamente ricerca tra questi il filtro che realizza la condizione di equalizzazione ottima.

Questo programma si basa su una serie di script, i cui diagrammi a blocchi vengono presentati e commentati.

Si inizia con la descrizione dello script principale, *Equalizzatore*.





Si parte dall'impostazione dei parametri generali, validi per tutti i canali:

- *scan\_freq*: indica il numero di frequenze di taglio, per ciascuno dei tre fattori del filtro inverso, che verranno utilizzate per le prove;
- *scan\_acc*: indica il numero di valori usati per la correzione per la stabilità;
- *Fc* è la frequenza di campionamento del sistema digitale;
- *F\_step* corrisponde alla risoluzione della frequenza discreta, denominata *F\_band*;
- *F\_inizio* e *F\_fine* determinano l'estensione dell'asse della frequenze.

Il numero di scansioni per frequenza e correzione per la stabilità, corrisponde al livello di accuratezza che si richiede al programma. Il valore minimo che possono assumere è pari a 2, che significa effettuare le prove per i soli valori estremi del range di prova.

Aumentando il numero di scansioni, si ottengono migliori risultati in termini di piattezza della funzione di trasferimento equalizzata; aumenta però anche il tempo di esecuzione del programma. Infatti, essendo che i cicli per la generazione dei filtri costituiscono la parte più dispendiosa in termini di tempo, si può stimare con buona approssimazione che il tempo di esecuzione del programma dipende dal numero di prove totali eseguite.

Questo valore, che viene denominato come *n\_prove\_tot*, corrisponde al cubo del numero di scansioni per la frequenza moltiplicato per il cubo del numero di scansioni per la correzione della stabilità. Si può quindi osservare come ad un aumento lineare dell'accuratezza corrisponda un incremento esponenziale del tempo di esecuzione. Per questo si è cercato di ridurre il più possibile il numero di operazioni effettuate durante i cicli di scansione.

La frequenza di campionamento viene posta a 88200 Hz, perché così, come discusso precedentemente, si migliora l'approssimazione delle f.d.t. reali nel processo di digitalizzazione. La profondità di risoluzione della frequenza discreta è posta a 32768, che corrisponde a 16 bit. L'estensione dell'asse delle frequenze si concentra, come valore predefinito, nel range acustico, che va da 20 Hz a 20 kHz; vi è la possibilità di variare questo parametro per poter concentrare le ricerche su un diverso range di frequenze, quando la sonda viene utilizzata in determinate applicazioni, ad esempio intensimetriche (tra 50 Hz e 10 kHz).

Si trovano poi *a0\_eq* e *b0\_eq* che sono i coefficienti del polinomio che descrive il filtro inverso, e che rimangono fissati; perciò sono definiti all'inizio e poi non vengono più modificati.

Successivamente si trovano due blocchi, strutturalmente identici, che permettono l'impostazione dei parametri per ogni singolo canale e poi eseguono lo script *Equalizzazione\_Velocità* per i canali di velocità e lo script *Equalizzazione\_Pressione* per il canale di pressione. Come visto nella sezione precedente, mentre per i tre canali di velocità la struttura delle f.d.t è la stessa e cambiano solo le frequenze di taglio, per il canale di pressione è differente anche la struttura della f.d.t. Per questo esistono due script differenti, che realizzano i corrispondenti filtri inversi.

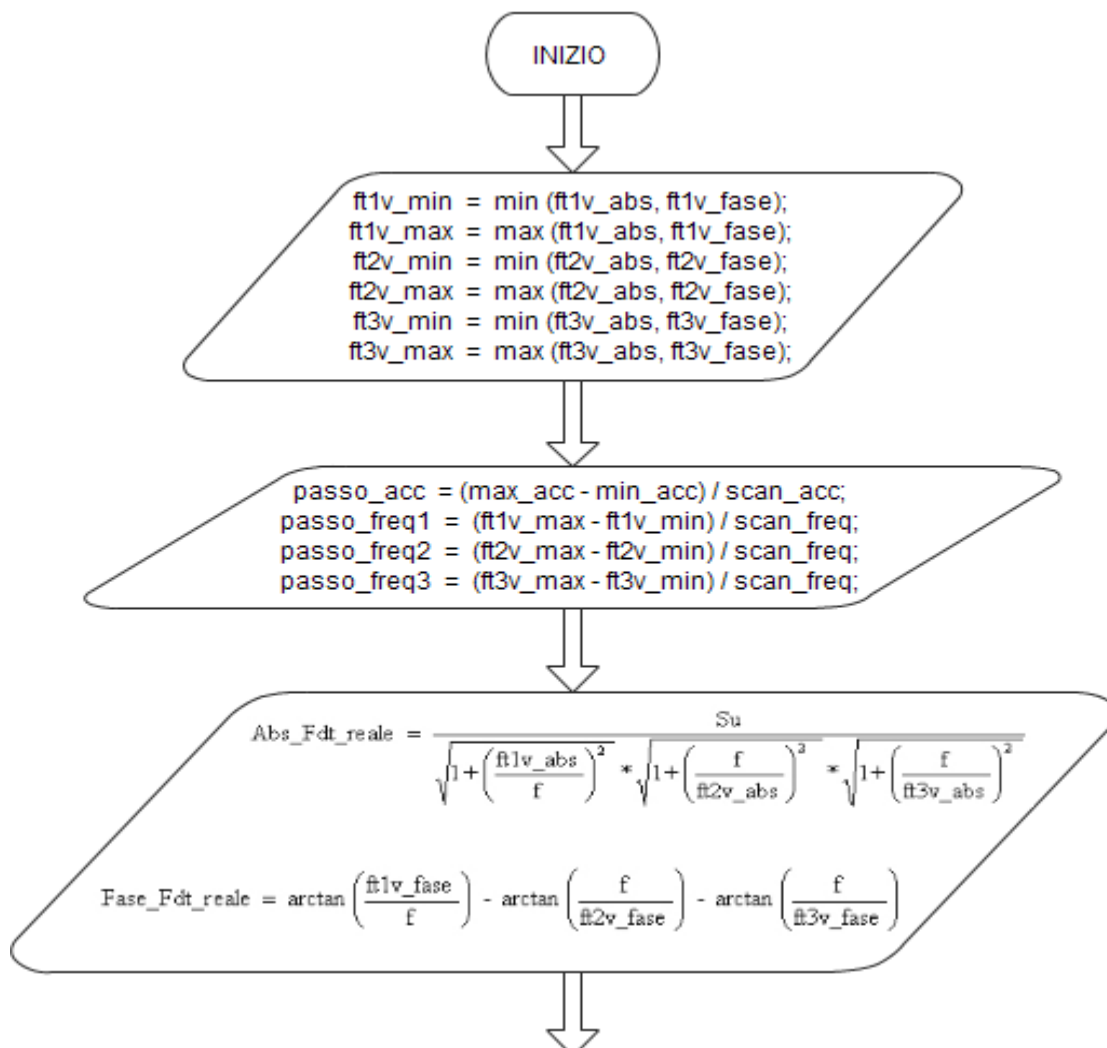
Si riporta solo il diagramma di flusso dello stadio di equalizzazione per un canale di velocità, essendo quello per il canale di pressione formalmente identico.

I parametri impostabili per i canali di velocità e pressione:

- $S_u$  e  $S_p$ , che sono le sensibilità valutate a 400 Hz per i canali di velocità e a 1 kHz per il canale di pressione;
- le frequenze di taglio delle risposte in ampiezza e fase (6 per ogni canale);
- $max\_acc$  e  $min\_acc$  delimitano il range di valori entro cui effettuare le prove per la correzione per la stabilità.

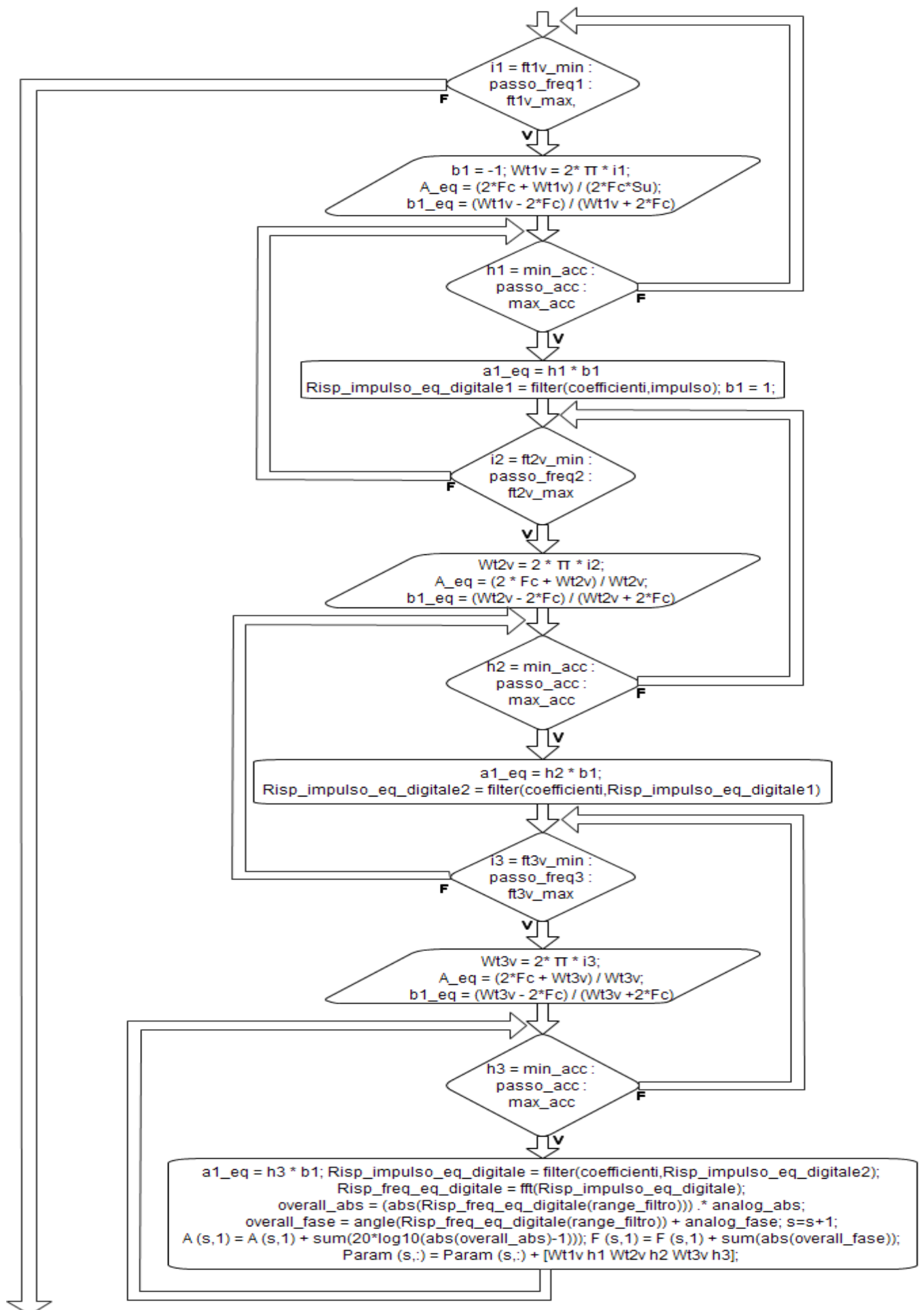
I valori delle frequenze di taglio sono quelli che derivano dalla procedura di calibrazione e successivo fitting delle curve di risposta della sonda. Si distinguono quelle del canale di velocità da quelle del canale di pressione, con le lettere v e p.

Il diagramma di flusso dello script *Equalizzazione\_Velocità* si può suddividere concettualmente in tre parti.



Nella prima parte, viene effettuato un riordinamento delle frequenze di taglio, per definire il range entro cui verranno effettuate le prove; come operazione predefinita, si ricercano il minimo e massimo tra le frequenze di taglio di ampiezza e fase di ogni fattore della f.d.t. Dopo varie prove, in cui è stato aumentato gradualmente il numero di scansioni da effettuare, si è notato che estendere il range in bassa frequenza oltre i valori delle frequenze di taglio, e concentrare le prove attorno al loro valore medio per le frequenze medio-alte porta a risultati più soddisfacenti.

Successivamente vengono espresse le caratteristiche di trasferimento descritte dal modello teorico. Queste espressioni saranno diverse per il canale di pressione.



Nella seconda parte si trova la sezione di test composta da 6 cicli *for* innestati. Questo permette di ottenere i filtri inversi con tutte le combinazioni dei parametri di prova.

I parametri *i1*, *i2*, e *i3* rappresentano le frequenze di taglio che vengono via via testate; questi variano tra un valore massimo e uno minimo, definiti nello script precedente, con un passo che dipende dal numero di scansioni richieste.

I parametri *h1*, *h2* e *h3* sono invece i valori per la correzione per la stabilità, e anche questi variano con un passo che dipende dal numero di scansioni richieste.

I parametri *a0\_eq* e *b0\_eq* che sono costanti e definiti precedentemente, e i parametri *b1*, *A\_eq*, *b1\_eq* e *a1\_eq* che vengono ridefiniti ad ogni ciclo, sono i coefficienti del polinomio che descrive il filtro inverso.

Con i primi due cicli viene generato il primo fattore dell'equalizzatore, filtrando un impulso unitario, precedentemente inizializzato, con il filtro caratterizzato dai coefficienti ottenuti. Seguono le altre due coppie di cicli a cui corrispondono la generazione del secondo e terzo fattore dell'equalizzatore.

All'interno dell'ultimo ciclo *for* viene calcolata la trasformata di Fourier (con algoritmo FFT) della risposta all'impulso totale del filtro equalizzatore, trovandone così la risposta in frequenza; da questa vengono ricavate le risposte in ampiezza e fase.

Le variabili *overall\_abs* ed *overall\_fase* contengono il prodotto della risposta in ampiezza del filtro equalizzatore con l'ampiezza della f.d.t reale, e la somma della risposta in fase del filtro equalizzatore con la fase della f.d.t. reale.

Questa operazione corrisponde ad effettuare la convoluzione nel tempo tra le risposte all'impulso del filtro inverso e della sonda, non disponendo di un'espressione che descriva la risposta in frequenza della sonda.

Per ogni combinazione dei parametri di prova, vengono calcolate le energie delle funzioni *overall\_abs* ed *overall\_fase* e salvate nelle matrici colonna *A* ed *F*.

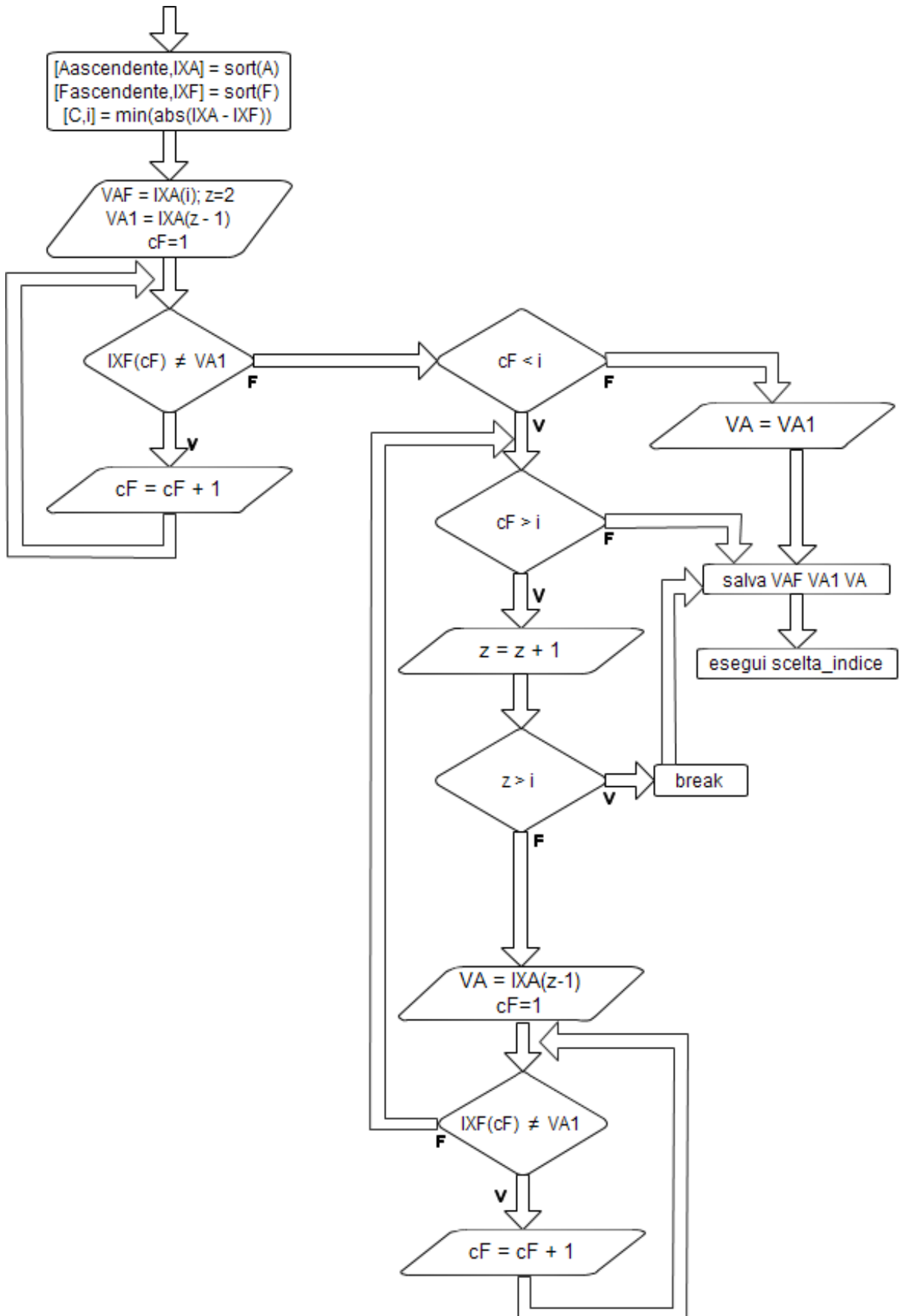
L'energia di un segnale è indice della sua distanza dall'asse delle ascisse: perciò ricercando il minimo valore di energia nelle matrici *A* ed *F* si troverà la risposta più piatta fra tutte le combinazioni provate.

Inoltre nella matrice *Param* viene salvato l'insieme di parametri (frequenze di taglio e valori di correzione per la stabilità) utilizzato per la generazione del filtro; la variabile *s*, serve per scorrere l'indice delle tre matrici appena viste, dalla prima posizione all'ultima.

È importante notare che ogni riga della matrice *Param*, costituita appunto da un insieme di parametri, corrisponde ad un ciclo completo di scansione, e quindi alla generazione di un filtro inverso.

Questa parte dello script *Equalizzazione\_Velocità* non è strutturalmente diversa da quella per il canale di pressione. Cambiano le definizioni dei coefficienti del polinomio che descrive il filtro inverso e, ovviamente, le frequenze di taglio dei vari fattori.

La terza parte dello script *Equalizzazione\_Velocità* è costituita dall'algoritmo di ricerca dell'indice del miglior filtro.



Le matrici delle energie,  $A$  per le ampiezze ed  $F$  per le fasi, vengono poste in ordine crescente, e chiamate rispettivamente *Aascendente* ed *Fascendente*; quello che interessa sono le matrici  $IXA$  e  $IXF$ , in cui si trovano gli indici di  $A$  ed  $F$ , ordinati secondo la disposizione dei valori in *Aascendente* ed *Fascendente*.

La prima indagine che viene eseguita riguarda l'indice corrispondente al filtro inverso che rappresenta il miglior compromesso nell'equalizzazione della risposta in ampiezza e della risposta in fase della sonda. Per fare ciò si calcola il valore assoluto della differenza delle matrici degli indici  $IXA$  e  $IXF$ , e poi si ricerca il valore minimo all'interno della matrice risultante, immagazzinando nella variabile  $i$  l'indice corrispondente; se il valore minimo è zero, allora il valore in  $IXA(i)$  sarà coincidente con il valore in  $IXF(i)$ , e viene salvato in  $VAF$ : questo sarà l'indice corrispondente al miglior compromesso tra l'equalizzazione dell'ampiezza e della fase.

Successivamente, in  $VAI$  viene salvato l'indice  $IXA(1)$  corrispondente alla migliore equalizzazione in ampiezza; quindi si ricerca in quale posizione della matrice  $IXF$  si trova il valore immagazzinato in  $VAI$ . Se la sua posizione,  $cF$ , nella "classifica delle fasi" è minore del valore in  $i$  (indice del miglior compromesso), allora si è trovato un filtro migliore di quello che costituiva un compromesso, e che rende ottima l'equalizzazione in ampiezza tenendo conto della fase.

Altrimenti si va a vedere il valore in  $IXA(2)$  e si cerca la corrispondente posizione nella matrice delle fasi, controllando se la posizione è minore dell'indice  $i$ ; a questo punto la ricerca assume una forma iterativa e si arresta se il valore di  $z$ , parametro utilizzato per scorrere la matrice  $IXA$ , supera il valore immagazzinato in  $i$ . In questo caso non è possibile trovare un filtro con prestazioni migliori di quello già trovato, che è il compromesso tra ampiezza e fase.

La ricerca del filtro ottimo per la fase è strutturalmente identica a quella appena vista per l'ampiezza; come risultato si ottengono  $VF1$ , indice del miglior filtro per la fase, e  $VF$ , indice del miglior filtro per la fase che tiene conto delle ampiezze. Perciò non viene mostrato il blocco riguardante la ricerca del miglior filtro per la fase, ritenendo la sua trattazione ridondante ai fini di questo lavoro.

Alla fine dell'algoritmo di ricerca vengono salvati in un mat-file gli indici:  $VAF$ ,  $VAI$ ,  $VA$ ,  $VF1$  e  $VF$ ; inoltre viene eseguito lo script *scelta\_utente*.

In questo script si permette all'utente di scegliere quale indice, e quindi quale filtro, visualizzare.

Effettuata la scelta, viene fatto eseguire lo script *costruzione\_del\_filtro\_inverso*, che ricalca le operazioni eseguite nei cicli di scansione, questa volta però con i parametri indicati dall'indice scelto: infatti, andando a ricercare nella matrice *Param* la riga corrispondente all'indice scelto, si trovano tutte le informazioni necessarie per il calcolo della risposta all'impulso del filtro equalizzatore.

In un altro Mat-file vengono salvate le caratteristiche di trasferimento reali della sonda, la risposta all'impulso del filtro inverso e i suoi corrispondenti parametri, e le risposte in ampiezza e fase delle f.d.t. equalizzate.

Infine vengono visualizzati i grafici delle risposte in ampiezza e fase delle funzioni di trasferimento equalizzate, per ogni canale.

# Riferimenti bibliografici

- [BasBre08] Basten T. G. H., Bree de H.-E., “Full bandwidth calibration procedure for acoustic probes containing a pressure and particle velocity sensor”, *Acoustical Society of America*, pagg. 264-270
- [Ben02] Benetazzo L., “Sensori e Trasduttori“, *Dispensa*, Università degli studi di Padova, 2002
- [BBBS05] Boniotto E., Bonsi D., Bella di A., Stanzial D., *Anemometria a filo caldo per applicazioni di intensimetria acustica* – quaderni del Dipartimento di Fisica Tecnica, Università di Padova, 2005
- [BFFGLSS05] Bonsi D., Fanucci L., Fontana F., Gonzalez D. L., L’Insalata N., Schiffrer G., Stanzial D., “Demonstration of measurement and recording for acoustic quadruphony”, *Integrated Project Research area CINE*, FSSG-CNR, 2005
- [Bre10] Bree de H. -E., “The Microflown, E-book”, 2010.  
Tratto da [www.microflown.com](http://www.microflown.com)
- [Bre] Bree de H. -E., “The Microflown – A true particle velocity microphone; sound intensity application”, *Articolo scientifico*
- [Car00] Cariolaro G., *Analisi spettrale*, Padova, Edizioni Libreria Progetto, 2000
- [Gen06] Cengarle G., “Applicazione dell’intensimetria per la registrazione e riproduzione del suono: la Quadrifonia Acustica”, *Tesi di laurea in Fisica*, Università degli studi di Trieste, 2006
- [Fah95] Fahy F. J., *Sound intensity*, Second edition, E&FN SPON, 1995
- [FVL00] Ferrante A., Lepschy A., Viaro U., *Introduzione ai controlli automatici*, Torino, UTET, 2000
- [JauJac06] Jaud V, Jacobsen F, “Calibration of p-u intensity probes”, *Acoustic Technology*, Ørsted, 2006
- [Mat98] Mattox D. M., *Handbook of physical vapor deposition (PVD) processing*, Park Ridge, Noyes publications, 1998
- [MHSSW90] Muller R. S., Howe R. T., Senturia S. D., Smith R. L., White R. M., *Microsensors*, New York, IEEE Press, 1990

- [Mia06] Mian G. A., “Elaborazione numerica dei segnali”, *Dispensa*, Università degli studi di Padova, 2006
- [MitKai93] Mitra S. K., Kaiser J. F., *Handbook for Digital Signal Processing*, New York, Wiley-interscience publication, 1993
- [OppSch89] Oppenheim A.V., Schafer R.W., *Discrete-time signal processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1989
- [Poz02] Pozzobon M., “Caraterizzazione dell’emissione ed ipotesi di applicazione di un trasformatore di Heil”, *Tesi di laurea*, Università degli studi di Padova, 2001/2002
- [Raa05] Raangs R., *Exploring the use of Microflown*, Enschede, PrintPartners Ipskamp, 2005
- [Reb03] Rebeiz G. M., *RF MEMS theory, design, and technology*, Hoboken, Wiley-interscience publication, 2003
- [Sim68] Simoni L., *Tecnologie elettriche*, Bologna, Coop. libreria universitaria, 1968
- [Spa08] R. Spagnolo (a cura di), *Manuale di acustica applicata*, Torino, CittàStudi Edizioni, 2008



# Ringraziamenti

Un primo, doveroso, ringraziamento va ai miei due relatori, Arch. Antonino Di Bella e Dott. Davide Bonsi, senza i quali non avrei avuto modo di conoscere ed apprezzare il settore dell'acustica.

Un sentito grazie ai miei genitori, Ezio e Rosanna, che hanno rinunciato a parte della loro vita per permettere la realizzazione della mia. E non è poco.

A Federica, Maria e Stefano che ogni giorno mi insegnano la semplicità, e quanto sia conveniente praticarla.

A Francesco, Gianni, Luca e Michele. Fratelli acquisiti.

Ad Alessio, Francesco, Margherita, Marika e Martina.

Alla batteria di Stefano ed al pianoforte di Pietro.

Ad Amer, alla scomodità del suo divano e al suo saper vivere "comodo".

A Vanessa che si alza alle 5.30 del mattino per prestare servizio in croce verde.

A Matteo e Nevenka per avermi dimostrato che l'abito non fa il monaco.

A Michele, senza il quale non avrei potuto rendermi indipendente.

A Lucio per avermi insegnato a lavorare.

Ad Alice, Luca, Marco e Thomas, che sanno cosa vuol dire arrampicare.

A tutte le persone a me vicine in questi anni.

Alla musica di Ludwig Van Beethoven