

# POLITECNICO DI TORINO

Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica



Tesi di Laurea Magistrale

## Sviluppo e caratterizzazione metrologica di un circuito elettronico per la taratura di microfoni MEMS con il metodo di reciprocità

Relatori

Prof. ALESSIO CARULLO

Prof. ARIANNA ASTOLFI

Dott. FABIO SABA

Candidato

DAVIDE PAESANTE

Dicembre 2024



*“Cadi sette volte, rialzati otto”  
Proverbio giapponese*

*A chi mi è stato a fianco durante le numerose cadute.*

# Sommario

I microfoni MEMS, sensori micro-elettromeccanici di nuova generazione con buone caratteristiche di trasduzione, nonché con dimensioni, costi e consumi ridotti, sono sempre più di interesse nell'ambito della metrologia acustica in aria. La taratura di tali strumenti garantisce la riferibilità metrologica ai campioni delle unità di misura e assicura l'accuratezza e l'affidabilità delle misure in numerose possibilità applicative, come la mappatura del rumore ambientale e l'analisi di campi acustici tramite array microfonici. Per farlo, è necessario sviluppare nuovi metodi di taratura, o adattare al loro utilizzo metodi già esistenti. Presso il laboratorio microfoni dell'INRiM, l'Istituto Nazionale di Ricerca Metrologica, è mantenuto e disseminato il campione nazionale di pressione sonora, un insieme di microfoni a condensatore tarati con il metodo primario di reciprocità in pressione, direttamente riferibili ai campioni nazionali delle unità di misura. Da questi presupposti nasce l'idea di affidarsi a tale metodo, ad oggi caratterizzato dai più elevati standard metrologici di precisione ed accuratezza, per la taratura dei microfoni MEMS, attraverso l'accoppiamento acustico con i microfoni campione a condensatore. Anziché creare un nuovo sistema di taratura, l'idea innovativa consiste nell'adattare la catena di misura preesistente ai microfoni MEMS analogici che, elettricamente, presentano specifiche tecniche molto diverse rispetto ai microfoni di misura tradizionali. In questa tesi è presentato lo sviluppo, dalla progettazione alla realizzazione e caratterizzazione metrologica, di un circuito elettronico in grado di rendere elettricamente compatibili microfoni MEMS analogici al sistema di taratura per reciprocità presente nel laboratorio microfoni dell'INRiM. Al contempo, il circuito ha l'obiettivo di ampliare l'utilizzo del sistema, attualmente applicato alla taratura in campi acustici di pressione, alla taratura in campo libero, attraverso un condizionamento a basso rumore e distorsione dei segnali microfonici. I risultati sperimentali dei test sui prototipi e sul dispositivo finale, ottenuti dopo una fase di progettazione e simulazione delle configurazioni circuitali, sono utilizzati per la validazione del sistema e la valutazione delle prestazioni e dei limiti di utilizzo. La caratterizzazione dell'apparato ha evidenziato il rispetto delle specifiche tecniche e dei requisiti stabiliti, in particolare i livelli di rumore e distorsione introdotti dal circuito contribuiscono in modo trascurabile all'incertezza della catena di misura. Inoltre, attraverso l'applicazione della tecnica

della tensione di inserzione, il dispositivo permette di ricavare la sensibilità dei microfoni MEMS compensando il guadagno introdotto dal condizionamento dei segnali. L'apparato così realizzato si pone come un ponte tra i microfoni in taratura, sia quelli tradizionali a condensatore sia quelli a tecnologia MEMS, e la catena di misura, potenziando le capacità metrologiche del campione primario di pressione sonora.



# Tabella dei contenuti

<b>Elenco delle tabelle</b>	VIII
<b>Elenco delle figure</b>	IX
<b>Acronimi</b>	XV
<b>1 Introduzione</b>	1
<b>2 Taratura di microfoni per reciprocità</b>	3
2.1 Pressione sonora, microfoni e riferibilità . . . . .	3
2.1.1 Microfoni a condensatore . . . . .	5
2.2 Il metodo primario di taratura per reciprocità: stato dell'arte . . . . .	7
2.2.1 Impedenza elettrica di trasferimento . . . . .	11
2.2.2 Impedenza acustica di trasferimento . . . . .	13
2.2.3 Il campione nazionale di pressione sonora all'INRiM . . . . .	15
2.3 I Microfoni MEMS nella metrologia acustica . . . . .	18
2.3.1 Prestazioni dei microfoni MEMS . . . . .	20
2.3.2 Metodi di taratura dei microfoni MEMS . . . . .	22
<b>3 Progettazione</b>	26
3.1 Specifiche tecniche . . . . .	26
3.1.1 Apparato Brüel & Kjær tipo 5998 . . . . .	26
3.1.2 Preamplificatore Brüel & Kjær tipo 2673 . . . . .	29
3.1.3 Specifiche dei microfoni MEMS . . . . .	29
3.1.4 Catena di condizionamento dei segnali microfonici . . . . .	31
3.1.5 Connessioni ed interfaccia . . . . .	33
3.2 Progettazione dello schema circuitale . . . . .	34
3.2.1 Catena di condizionamento dei segnali microfonici . . . . .	34
3.2.2 Alimentazione per microfoni MEMS . . . . .	40
3.2.3 Circuito per il trattamento della tensione di inserzione per microfoni MEMS . . . . .	44

3.2.4	Alimentazione, interfaccia e collegamenti . . . . .	48
3.3	Simulazioni . . . . .	49
3.4	Progettazione del circuito stampato . . . . .	56
<b>4</b>	<b>Risultati</b>	<b>63</b>
4.1	Caratterizzazione dei componenti e test preliminari . . . . .	63
4.1.1	Analisi dei componenti . . . . .	63
4.1.2	Test dei prototipi . . . . .	64
4.2	Realizzazione del circuito . . . . .	71
4.3	Test finali e validazione . . . . .	76
4.3.1	Test elettrici . . . . .	76
4.3.2	Test acustici . . . . .	84
4.4	Valutazione dell'incertezza e criticità . . . . .	89
<b>5</b>	<b>Conclusione</b>	<b>94</b>
5.1	Lavori futuri . . . . .	95
<b>A</b>	<b>Schema elettrico completo</b>	<b>97</b>
<b>B</b>	<b>Schema circuito stampato</b>	<b>101</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>103</b>

# Elenco delle tabelle

2.1	Elenco delle CMC dichiarate dal BIPM relative alla taratura di microfoni per reciprocità all'INRiM . . . . .	16
3.1	Valori di alimentazione per microfoni MEMS nominali e realizzati, in funzione dei valori ideali e reali di $R_{12}$ , derivati dalla serie E96, ed i relativi errori rispetto alla tensione desiderata . . . . .	44
4.1	Valori misurati di tutti i resistori, con associato l'errore percentuale rispetto al valore nominale . . . . .	65
4.2	Valori misurati di tutti i condensatori, con associato l'errore percentuale rispetto al valore nominale . . . . .	66
4.3	Tensioni di soglia per l'accensione del LED di sovratensioni in ingresso al circuito, per i guadagni 0 dB e 40 dB . . . . .	70
4.4	Valori di tensione misurati in uscita dal prototipo dell'alimentatore per microfoni MEMS, associati al valore di tensione nominale ed all'errore relativo . . . . .	70
4.5	Incertezza associata alla tensione in uscita dal prototipo dell'alimentatore per microfoni MEMS . . . . .	80
4.6	Contributo di incertezza, per le frequenze di ottava tra 100 Hz e 10 kHz, dovuto all'utilizzo della tecnica della tensione di inserzione . . . . .	91

# Elenco delle figure

2.1	Microfono esposto ad un campo di pressione sonora in condizione di campo di pressione (a sinistra), di campo libero (al centro) e di campo diffuso (a destra) . . . . .	5
2.2	Microfoni a condensatore LS1 ed LS2 . . . . .	6
2.3	Struttura di un microfono a condensatore con griglia di protezione . . . . .	6
2.4	Modello circuitale di un microfono, da [4] . . . . .	7
2.5	Modello circuitale di due microfoni accoppiati, da [4] . . . . .	9
2.6	Circuito per la trasmissione di segnali nel metodo di reciprocità, da [4] . . . . .	11
2.7	Circuito per la ricezione di segnali nel metodo di reciprocità, da [4] . . . . .	12
2.8	Tecnica della tensione di inserzione applicata ad un preamplificatore Brüel & Kjær . . . . .	13
2.9	Accoppiatori acustici per microfoni a condensatore da 1" e $\frac{1}{2}$ ", realizzati in zaffiro ed utilizzati nel sistema di taratura per reciprocità in pressione presente all'INRiM . . . . .	14
2.10	Modello a parametri concentrati per l'analisi dell'impedenza acustica di un microfono a condensatore, da [8] . . . . .	15
2.11	Sistema di taratura per reciprocità in pressione del laboratorio microfoni INRiM . . . . .	17
2.12	Struttura di un microfono MEMS capacitivo vista al microscopio . . . . .	19
2.13	Schema elettrico di un microfono MEMS capacitivo, da [11] . . . . .	19
2.14	Sensibilità in frequenza di un microfono MEMS riferita a 1 kHz . . . . .	21
2.15	Gamma dinamica di un generico microfono MEMS, da [14] . . . . .	22
2.16	Taratura di un microfono MEMS per confronto in campo libero, all'interno di una camera anecoica INRiM . . . . .	23
2.17	Campo acustico all'interno di un accoppiatore attivo per la taratura per confronto di un microfono MEMS accoppiato acusticamente ad un microfono a condensatore LS2 . . . . .	24
3.1	Connettori LEMO maschio e femmina tipo push-pull a 5 pin . . . . .	27

3.2	Schema del connettore LEMO del ricevitore nell'interfaccia dell'apparato di reciprocità Brüel & Kjær tipo 5998, con descrizione dei pin ed all'acronimo utilizzato all'interno dello schema circuitale . . .	27
3.3	Interfaccia dell'apparato Brüel & Kjær tipo 5998, con i collegamenti per i microfoni in ricezione e trasmissione (rispettivamente Channel A e Channel B), ed i pulsanti per l'impostazione manuale del guadagno, del segnale di uscita e della frequenza di taglio del filtro passa alto .	28
3.4	Preamplificatore Brüel & Kjær tipo 2673 . . . . .	30
3.5	Schema a blocchi del flusso di condizionamento dei segnali microfonici	31
3.6	Schema a blocchi del circuito . . . . .	34
3.7	Distorsione armonica totale, sommata al rumore, in funzione della frequenza ed al variare del guadagno G per il dispositivo INA103 . .	35
3.8	Distorsione armonica totale, sommata al rumore, in funzione della livello a guadagno G=1 per il dispositivo INA103 . . . . .	35
3.9	Schema elettrico di collegamento per l'amplificatore differenziale a basso rumore, implementando il dispositivo integrato INA103 . . . .	36
3.10	Schema elettrico del filtro passa-banda del secondo ordine . . . . .	37
3.11	Modulo del guadagno del filtro passa-banda in funzione della frequenza, con evidenziati gli estremi di utilizzo del dispositivo ed i rispettivi guadagni, significativamente superiori a $-1$ dB . . . . .	38
3.12	Schema elettrico del circuito per la segnalazione di sovratensioni (OVERLOAD) in uscita del circuito . . . . .	41
3.13	Schema elettrico della configurazione base di utilizzo del regolatore di tensione LM317 suggerita dal datasheet . . . . .	42
3.14	Schema elettrico per l'alimentatore di microfoni MEMS realizzato con un regolatore di tensione LM317, con circuito per abbassare la dinamica di uscita . . . . .	43
3.15	Schema elettrico dell'amplificatore operazionale in configurazione non invertente . . . . .	45
3.16	Schema elettrico del circuito peak detector, con inseguitore di tensione per l'accoppiamento di impedenza per il pilotaggio dei relè . . . . .	46
3.17	Schema elettrico del circuito di trattamento della tensione di inserzione, con sistema di attivazione dei relè ed indicatore luminoso per segnalare l'auto-taratura del sistema . . . . .	48
3.18	Schema elettrico del circuito . . . . .	49
3.19	Circuito di condizionamento dei segnali microfonici implementato sul software LTspice per la valutazione delle prestazioni . . . . .	50
3.20	Risultato della simulazione AC sul circuito di condizionamento dei segnali microfonici con ingresso singolo a 10 mV e guadagno 0 dB . .	50

3.21	Risultato della simulazione AC sul circuito di condizionamento dei segnali microfonici con ingresso singolo a 10 mV e guadagno 40 dB . . . . .	51
3.22	Risultato della simulazione sul transitorio del circuito di condizionamento dei segnali microfonici con ingresso singolo a 10 mV e guadagno 0 dB, con ingresso acceso con un ritardo di 1 ms . . . . .	52
3.23	Circuito di segnalazione sovratensioni simulato con LTspice, stimolato da una tensione sinusoidale con ampiezza che varia esponenzialmente da 0 V a 15 V . . . . .	52
3.24	Risultato della simulazione sul transitorio del circuito di segnalazione sovratensioni, dove è mostrata l'ampiezza del segnale di ingresso (in basso) e la tensione ai capi del LED (uscita) . . . . .	53
3.25	Circuito per il trattamento della tensione di inserzione implementato su LTspice, stimolato da un generatore di tensione collegato tramite un interruttore ideale, per la valutazione dei tempi di carica e scarica del condensatore e del ripple in uscita . . . . .	54
3.26	Risultato della simulazione sul transitorio del circuito di trattamento della tensione di inserzione per la valutazione del ripple massimo nel caso peggiore, con $R_{15} = 5 \text{ kHz}$ . . . . .	55
3.27	Risultato della simulazione sul transitorio del circuito finale di trattamento della tensione di inserzione per la valutazione del ripple nel caso peggiore . . . . .	55
3.28	Risultato della simulazione sul transitorio del circuito finale di trattamento della tensione di inserzione per la valutazione del tempo di scarica del condensatore nel caso peggiore . . . . .	56
3.29	Disposizione dei componenti e contatti sulla scocca del dispositivo, fronte e retro . . . . .	58
3.30	Disposizione automatica dei componenti sul progetto del circuito stampato . . . . .	59
3.31	Risultato del progetto del circuito stampato . . . . .	61
3.32	Circuito stampato con evidenziate le linee di alimentazione e riferimento . . . . .	61
3.33	Dettaglio del progetto del circuito stampato, dove è evidenziata la linea della tensione di polarizzazione . . . . .	62
4.1	Prototipo del circuito di condizionamento dei segnali microfonici. A destra, l'amplificatore operazionale LM833 in versione SOIC, è stato sostituito successivamente dalla versione DIP . . . . .	66
4.2	Risultati della misura con multimetro digitale dei guadagni in funzione della frequenza e della tensione di ingresso, con guadagno 0 dB . . . . .	67

4.3	Risultati della misura con multimetro digitale dei guadagni in funzione della frequenza e della tensione di ingresso, con guadagno 40 dB . . . . .	68
4.4	Risultati della misura con amplificatore Lock-In dei guadagni in funzione della frequenza e della tensione di ingresso, con guadagno 0 dB . . . . .	69
4.5	Risultati della misura con amplificatore Lock-In dei guadagni in funzione della frequenza e della tensione di ingresso, con guadagno 40 dB . . . . .	69
4.6	LED accesi dal prototipo del circuito di attivazione della tensione di inserzione . . . . .	71
4.7	Ripple in uscita dal peak detector con ingresso di $5\text{ mV}_{\text{rms}}$ alla frequenza 125 Hz . . . . .	72
4.8	Ripple in uscita dal peak detector con ingresso di $20\text{ mV}_{\text{rms}}$ alla frequenza 125 Hz . . . . .	72
4.9	Circuito stampato con componenti saldati manualmente . . . . .	73
4.10	Retro della scheda PCB con contatti saldati . . . . .	74
4.11	Connettori saldati a ponticelli potretti da membrane plastiche termo-restringenti . . . . .	74
4.12	Scheda installata nella scocca metallica, e saldata ai connettori dei punti di riferimento e massa . . . . .	74
4.13	Dispositivo completato con l'installazione e la connessione dei dispositivi esterni . . . . .	75
4.14	Dispositivo realizzato, lato frontale . . . . .	75
4.15	Dispositivo realizzato, lato posteriore . . . . .	76
4.16	Analisi FFT del segnale in uscita dal circuito, per la valutazione del rumore di fondo e della distorsione, per il guadagno 0 dB . . . . .	78
4.17	Analisi FFT del segnale in uscita dal circuito, per la valutazione del rumore di fondo e della distorsione, per il guadagno 40 dB . . . . .	78
4.18	Andamento della fase del circuito, rispetto a quella ottenuta in fase di simulazione . . . . .	81
4.19	Guadagni ottenuti tramite la tecnica della tensione di inserzione, rispetto a quelli misurati come rapporto tra uscita ed ingresso . . . . .	82
4.20	Differenza tra i guadagni ottenuti tramite la tecnica della tensione di inserzione, rispetto a quelli misurati come rapporto tra uscita ed ingresso . . . . .	83
4.21	Analisi in frequenza del segnale in uscita dal circuito quando la tensione di inserzione è attiva . . . . .	83
4.22	Microfono MEMS, interno alla cartuccia in alluminio, inserito nel calibratore Brüel & Kjær tipo 4231 . . . . .	85

4.23	Microfono MEMS in taratura per confronto simultaneo in pressione con microfono LS2 . . . . .	87
4.24	Risultati della taratura per confronto in pressione di un microfono MEMS normalizzati per il valore ad 1 kHz . . . . .	88
4.25	Differenza dei risultati ottenuti, con e senza l'utilizzo della tecnica della tensione di inserzione, rispetto a quelli del confronto internazionale, con i limiti dell'incertezza di misura del confronto internazionale tratteggiati . . . . .	89
4.26	Dissipatori posizionati sugli amplificatori operazionali e sull'amplificatore differenziale INA103 . . . . .	93



# Acronimi

## **ASIC**

Application Specific Integrated Circuit: Circuito Integrato per Applicazione Specifica

## **BIPM**

Bureau international des poids et mesures, Ufficio internazionale dei pesi e delle misure

## **CIPM MRA**

Mutual Recognition Arrangement: Accordo di Mutuo Riconoscimento

## **CMC**

Calibration and Measurement Capability: Capacità Metrologiche

## **DAQ**

Data Acquisition: Scheda di Acquisizione Dati

## **DIP**

Dual In-line Package: Package a Doppia Fila

## **DRC**

Design Rule Checking: Regole di Controllo del Design

## **EMC**

Electromagnetic Compatibility: Compatibilità Elettromagnetica

## **FFT**

Fast Fourier Transform: Trasformata di Fourier Veloce

**INRiM**

Istituto Nazionale di Ricerca Metrologica

**IoT**

Internet of Things: Internet delle Cose

**KRISS**

Korea Research Institute of Standards and Science: Istituto Metrologico Nazionale della Corea del Sud

**LS**

Laboratory Standard: Campione di Laboratorio

**LS1**

Laboratory Standard 1": Campione di Laboratorio da 1 Pollice

**LS2**

Laboratory Standard 1/2": Campione di Laboratorio da Mezzo Pollice

**MEMS**

Micro-Electromechanical Systems: Sistemi Micro-Elettromeccanici

**NRC**

National Research Council of Canada: Istituto Metrologico Nazionale Canadese

**PCB**

Printed Circuit Board: Circuito Stampato

**PSR**

Power Supply Rejection: Reiezione ai Disturbi di Alimentazione

**RMS**

Root Mean Square: Valore Efficace

**SI**

Sistema Internazionale di Unità di Misura

**SNR**

Signal to Noise Ratio: Rapporto Segnale-Rumore

**SOIC**

Small Outline Integrated Circuit: Circuito Integrato a Montaggio Superficiale di Piccolo Formato

**SPL**

Sound Pressure Level: Livello di Pressione Sonora

**THD**

Total Harmonic Distortion: Distorsione Armonica Totale

**TTL**

Transistor Transistor Logic: Logica Transistor-Transistor

**WS**

Working Standard: Campione di Lavoro

# Capitolo 1

## Introduzione

Nel campo della metrologia acustica, in particolare nel settore dell'acustica in aria, la grandezza fisica di maggiore interesse è la pressione sonora, o pressione acustica, ovvero quella variazione dinamica che l'onda sonora genera all'interno della pressione statica dell'aria e che stimola il timpano delle nostre orecchie, o, allo stesso modo, l'elemento sensibile di un microfono. Proprio i microfoni sono i trasduttori più utilizzati nelle misure acustiche per la valutazione della pressione sonora, reagendo al segnale acustico con una tensione elettrica di ampiezza proporzionale al livello di pressione sonora percepito. La sensibilità dei microfoni, ovvero l'indice di proporzionalità tra la pressione sonora e la tensione a circuito aperto, è il risultato di misura della taratura del trasduttore; caratterizzandola, i microfoni diventano il campione metrologico per la grandezza pressione sonora, e possono essere utilizzati per effettuare misure metrologicamente riferibili alle altre unità di misura fondamentali.

I microfoni a condensatore sono i trasduttori più diffusi tra i campioni di misura acustici, data la loro stabilità nel tempo e la proprietà di essere reciproci. Sfruttando quest'ultima, è possibile tararli attraverso il metodo di taratura per reciprocità, il principale metodo di taratura primario per la caratterizzazione dei microfoni, a cui, al momento, sono associate le incertezze di misura più basse.

I microfoni a tecnologia MEMS, trasduttori micro-elettromeccanici di nuova generazione, sono sempre più diffusi ed importanti nel panorama mondiale. La costante ricerca legata a questi sensori ha permesso, negli anni, di migliorarne le prestazioni e l'affidabilità, incrementandone l'interesse anche nel campo della metrologia acustica. Risulta fondamentale sviluppare nuovi metodi di taratura per i microfoni MEMS, per garantire la riferibilità metrologica delle misure effettuate con questi sensori ed aumentarne le possibilità applicative. Da qui nasce l'idea di utilizzare il metodo di taratura per reciprocità anche per i microfoni MEMS, applicabile a trasduttori non reciproci, se accoppiati acusticamente a microfoni reciproci.

All'interno del laboratorio microfoni dell'INRiM, l'Istituto Nazionale di Ricerca

Metrologica, è presente una catena di misura in grado di tarare, per reciprocità, microfoni a condensatore da  $1''$  e  $\frac{1}{2}''$  in campo di pressione. Grazie a tale metodo, è mantenuto e disseminato il campione nazionale di pressione sonora, ovvero un insieme di microfoni a condensatore periodicamente tarato con il metodo primario. Per garantire una riferibilità metrologica anche ai microfoni MEMS utilizzando il metodo primario di taratura, è necessario estendere le capacità metrologiche del laboratorio, in quanto essi non sono compatibili con la catena di misura già presente. Per farlo, il requisito fondamentale è quello di rendere possibile una connessione elettrica tra i due sistemi, per fornire le necessarie alimentazioni al microfono, e permettere ai segnali microfonici di essere correttamente ricevuti dal sistema di misura.

Inoltre, sia per i microfoni a condensatore, ma soprattutto per i sensori acustici MEMS, vi è particolare interesse nell'effettuare la taratura per reciprocità in un campo libero, ovvero in un ambiente anecoico isolato acusticamente. In questo modo sarebbe possibile misurare direttamente la sensibilità del trasduttore in campo libero, e renderebbe possibile la taratura di microfoni di varie dimensioni. Da queste premesse nasce l'idea innovativa del circuito oggetto di questa tesi; un sistema elettronico in grado di interfacciarsi con la catena di misura attualmente utilizzata nel laboratorio microfoni INRiM per la taratura di microfoni a condensatore per reciprocità in pressione, che estenda la capacità di taratura ai microfoni a tecnologia MEMS analogici, e che renda la catena compatibile per le misure in campo libero.

Nel prossimo capitolo sono presentate le principali nozioni relative alla pressione sonora, ai microfoni a condensatore e MEMS, ed alla taratura per reciprocità, fondamentali per comprendere i requisiti del progetto. Identificate le specifiche tecniche necessarie, nel terzo capitolo è esposta passo passo la progettazione dello schema circuitale, e le successive fasi di simulazione e realizzazione del circuito stampato. Il quarto capitolo introduce i test effettuati su prototipi del dispositivo e, passando per la realizzazione finale, mostra ed analizza i risultati ottenuti dalle misure finali studiando le prestazioni del sistema e l'incertezza di misura. Infine, l'ultimo capitolo presenta un'anteprima dei lavori futuri necessari per la messa in funzione ed il miglioramento del sistema di taratura.

## Capitolo 2

# Taratura di microfoni per reciprocità

### 2.1 Pressione sonora, microfoni e riferibilità

La pressione sonora, misurata in Pascal (Pa nel SI), viene studiata generalmente nell'intervallo di frequenze della banda audio percepita dall'uomo, ovvero tra 20 Hz e 20 kHz, per valori di pressione compresi tra  $20 \mu\text{Pa}$  e  $20 \text{kPa}$ . In ambito acustico è prassi utilizzare i livelli di pressione sonora (SPL) al posto del valore in Pascal. Per farlo si usa la scala logaritmica dei decibel riferiti a  $20 \mu\text{Pa}$ , ed i limiti precedenti diventano  $0 \text{dB}_{\text{SPL}}$  e  $180 \text{dB}_{\text{SPL}}$  (eq 2.1).

$$L_p = 10 * \log_{10} \left( \frac{p}{p_{ref}} \right)^2 = 20 * \log_{10} \left( \frac{p}{p_{ref}} \right) \quad (2.1)$$

La legge che descrive il comportamento della pressione sonora all'interno di un fluido è l'equazione dell'onda, che deriva dalla combinazione di tre equazioni fondamentali: l'equazione di Eulero (2.2), l'equazione di continuità (2.3) e l'equazione di stato (2.4) [1]. Nelle equazioni citate,  $p$  indica la pressione sonora,  $p_0$  la pressione statica,  $\rho_0$  la densità in condizioni normali,  $u$  la velocità delle particelle,  $t$  il tempo,  $\gamma$  il rapporto tra calori specifici dei gas e  $\delta$  la variazione relativa di densità.

$$\nabla p = -\rho_0 \frac{\partial u}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\frac{\partial \delta}{\partial t} = \nabla \cdot u \quad (2.3)$$

$$\frac{1}{p_0} \frac{\partial p}{\partial t} = \gamma \frac{\partial \delta}{\partial t} \quad (2.4)$$

Il risultato è l'equazione dell'onda (2.5), che descrive il comportamento della pressione sonora nel tempo e nello spazio, all'interno di gas omogenei, isotropi e senza perdite dissipative. All'interno di essa troviamo il termine  $c$ , ovvero la velocità di propagazione dell'onda sonora nel mezzo, o velocità del suono, descritta dall'equazione 2.6.

$$\nabla^2 p = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (2.5)$$

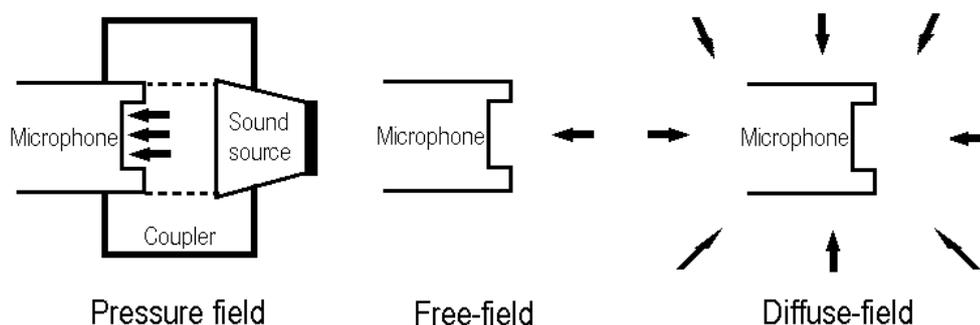
$$c = \sqrt{\gamma \left( \frac{p_0}{\rho_0} \right)} \quad (2.6)$$

Quando si misura una pressione sonora, è importante considerare la distribuzione del campo acustico all'interno dell'ambiente nel quale i segnali acustici si propagano, in modo da valutare gli effetti delle interazioni con i corpi presenti, che determinano riflessioni e diffrazioni, ed i fenomeni di interferenza tra onde. Lo studio della distribuzione del campo acustico all'interno di un ambiente reale qualsiasi è molto complesso, perciò normalmente le misure della pressione sonora vengono effettuate in ambienti con particolari proprietà acustiche (figura 2.1).

Il primo caso è definito "campo di pressione", in inglese "pressure field", e si verifica quando il segnale sonoro è emesso all'interno di una cavità con dimensioni caratteristiche significativamente inferiori rispetto alla lunghezza d'onda del segnale stesso, determinando una distribuzione di pressione sonora uniforme in ampiezza e fase. Data la semplicità di realizzazione e le basse incertezze che lo caratterizzano, il campo di pressione è molto utilizzato per le tarature di strumentazione acustica come calibratori e misuratori del livello sonoro.

La condizione di "campo libero" ("free field") si realizza quando nell'ambiente, ad una certa distanza dalla sorgente sonora (condizione di campo lontano, ovvero con una distanza superiore ad una lunghezza d'onda), sono presenti esclusivamente i fronti d'onda piani provenienti dalla stessa. Idealmente, questa condizione si verifica in un ambiente vuoto di dimensioni infinite, o con pareti che assorbano completamente ogni segnale sonoro; nella realtà si realizzano le camere anecoiche, ambienti con pareti fonoassorbenti, che consentono di isolare lo spazio dal rumore esterno e di limitare riflessioni e diffrazioni del segnale sonoro prodotto dalla sorgente acustica.

Infine, la condizione opposta al campo libero è il "campo diffuso", o "diffuse field", realizzato nelle camere riverberanti, nelle quali le pareti riflettenti e non allineate tra loro permettono di diffondere il segnale sonoro in tutto l'ambiente. In questo modo si determina una distribuzione dell'energia acustica uniforme e si rendono equiprobabili tutte le direzioni di propagazione delle onde sonore in ogni punto dello spazio [2].



**Figura 2.1:** Microfono esposto ad un campo di pressione sonora in condizione di campo di pressione (a sinistra), di campo libero (al centro) e di campo diffuso (a destra)

La misura della pressione sonora, così come delle altre grandezze acustiche fondamentali dell'onda sonora, come frequenza e fase, è effettuata tramite l'uso dei microfoni, trasduttori che convertono il segnale acustico che si imprime sull'elemento sensibile in una tensione elettrica. Per un certo intervallo di frequenze e livelli sonori, in un microfono l'ampiezza della tensione elettrica a circuito aperto è proporzionale al livello di pressione del segnale sonoro. Tale indice di proporzionalità, ovvero il fattore di trasduzione, è detto sensibilità, espresso in  $V/Pa$ , o, più comunemente, in modo logaritmico come  $dB$  riferiti ad  $1 V/Pa$ . La valutazione della sensibilità di un microfono di misura, effettuata in funzione della frequenza ed in condizioni ambientali specifiche, utilizzando un metodo primario di taratura, rende il trasduttore un campione di misura, il quale può essere usato per misure garantendo la riferibilità metrologica della pressione acustica alle grandezze fondamentali.

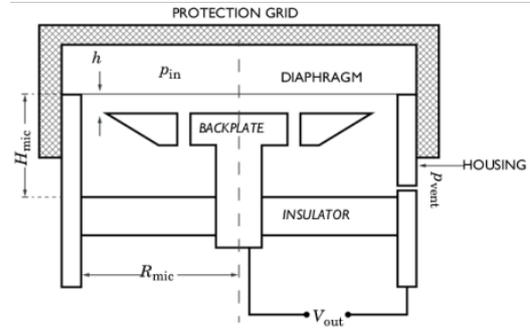
### 2.1.1 Microfoni a condensatore

I microfoni di misura a condensatore con polarizzazione esterna sono gli strumenti più diffusi tra i campioni di misura utilizzati per garantire la riferibilità metrologica nelle misure relative alla pressione sonora [2]. Il principio alla base del funzionamento di questi trasduttori è legato alla presenza di un condensatore a facce piane parallele, di cui una delle due armature, la membrana del microfono, è in grado di effettuare piccoli spostamenti ed è esposta al segnale sonoro (figura 2.3). La vibrazione della membrana causata dalla pressione acustica determina una variazione della distanza tra le facce del condensatore e quindi un cambiamento della capacità che viene controbilanciato da una variazione di tensione. Per spostamenti molto piccoli della membrana, ed all'interno di un intervallo di frequenze specifico (generalmente la banda audio, a seconda delle dimensioni del microfono), la tensione a circuito

aperto generata è proporzionale al livello di pressione sonora che ha raggiunto l'elemento sensibile del trasduttore [1].



**Figura 2.2:** Microfoni a condensatore LS1 ed LS2



**Figura 2.3:** Struttura di un microfono a condensatore con griglia di protezione

In formole, in un microfono a condensatore di capacità  $C$ , con una tensione di polarizzazione  $V_{pol}$ , una distanza tra le armature del condensatore a riposo  $d_0$  ed una variazione della distanza tra le stesse determinata dalla pressione sonora  $\Delta d$ , la relazione matematica che lega ingresso ed uscita, per la legge di conservazione della carica, è:

$$V_{out} \cdot C(d_0 + \Delta d) = V_{pol} \cdot C(d_0) \quad (2.7)$$

Da cui si può ricavare la tensione di uscita:

$$V_{out} = V_{pol} \left( \frac{d_0}{d_0 + \Delta d} \right) \quad (2.8)$$

Considerando solo la parte di variazione, ovvero il segnale AC in uscita dal microfono, l'equazione diventa:

$$V_{out} = V_{pol} \left( \frac{d_0}{\Delta d} \right) \quad (2.9)$$

La tensione di polarizzazione normalmente è pari a  $V_{pol} = 200 \text{ V}$ , mentre gli altri parametri dipendono dalle dimensioni e dalla tipologia di microfono a condensatore. Valori tipici di sensibilità per microfoni di misura detti Laboratory Standard da 1" (LS1) e da  $\frac{1}{2}$ " (LS2) (figura 2.2), ovvero campioni di laboratorio, sono rispettivamente 50 mV/Pa e 12.5 mV/Pa. Spesso le sensibilità dei microfoni vengono definite in decibel riferiti ad 1 V/Pa, perciò le sensibilità precedenti diventano rispettivamente -26 dB e -38 dB re. 1 V/Pa.

I microfoni a condensatore sono ampiamente diffusi nella metrologia acustica grazie alla loro affidabilità e stabilità nel tempo, rendendoli ottimi campioni di laboratorio. Infine, questi sensori hanno la proprietà di essere reciproci, ovvero di poter funzionare sia come ricevitori che come trasmettitori di segnali acustici con fattori di trasduzione correlati tra loro, e quindi sono gli strumenti ideali per l'applicazione del metodo primario di taratura per reciprocità.

## 2.2 Il metodo primario di taratura per reciprocità: stato dell'arte

Il metodo di taratura primario più utilizzato per i microfoni di misura, grazie alle elevate proprietà di precisione ed accuratezza, è il metodo detto "di reciprocità". Si tratta di un metodo primario assoluto, ovvero un metodo di taratura realizzato con le più alte qualità metrologiche e che può essere definito utilizzando solo unità del SI senza l'utilizzo di grandezze acustiche; inoltre, è un metodo che ha una lunga storia durante la quale è stato ampiamente studiato e perfezionato [3]. La peculiarità di questa taratura è che non utilizza come riferimento una sorgente di pressione sonora calcolabile o misurabile indirettamente, ma si basa sull'applicazione del principio di reciprocità, ovvero una proprietà intrinseca di alcuni microfoni, per la misura della loro sensibilità [1].

Per spiegare tale proprietà ed il funzionamento del metodo, è utile partire dal modello circuitale di un microfono. Un generico trasduttore acustico può essere rappresentato come un dispositivo a due porte, una acustica ed una elettrica [4].

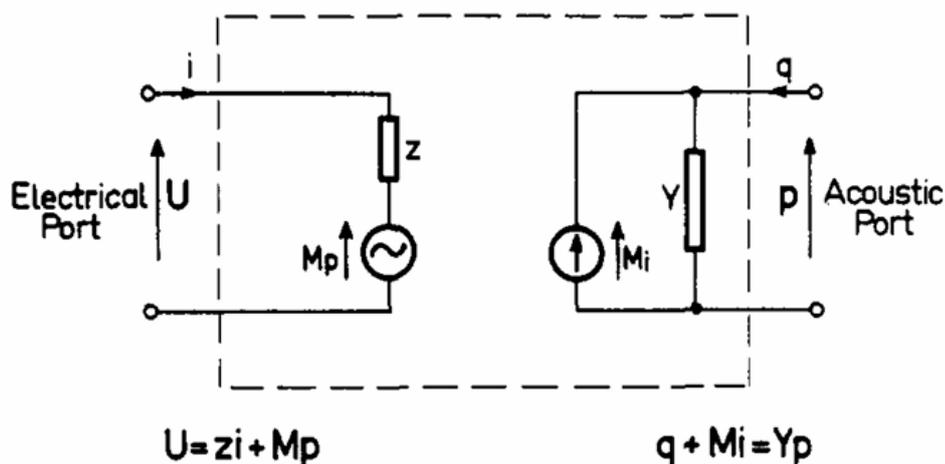


Figura 2.4: Modello circuitale di un microfono, da [4]

Nel modello, riportato in figura 2.4, a sinistra è presente la porta elettrica, caratterizzata da un'impedenza  $z$  e da un generatore di tensione dipendente dalla pressione acustica, ed i cui parametri sono la corrente elettrica  $i$  e la differenza di potenziale  $U$ . La porta acustica, a destra, presenta un'ammettenza  $Y$  ed un generatore di corrente pilotato dalla corrente  $i$ , con una velocità di volume delle particelle generato dal movimento della membrana microfonica rappresentata come una corrente  $q$  ed una pressione sonora  $p$  tra i due capi della porta.

Il modello può essere rappresentato in forma matriciale come in equazione 2.10 [4]

$$\begin{bmatrix} U \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ p \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Il parametro  $a_{12}$ , che lega la tensione a circuito aperto alla pressione acustica sulla membrana del microfono, è la sensibilità  $M$  che si vuole caratterizzare durante la misura.

$$a_{12} = M = \left( \frac{U}{p} \right)_{i=0} \quad (2.11)$$

Il principio della reciprocità indica che se il microfono è reciproco, come accade per i microfoni a condensatore, allora

$$|a_{21}| = |a_{12}| \quad (2.12)$$

Tale proprietà indica che le sensibilità del trasduttore in ricezione, ovvero quando converte una pressione acustica in una tensione elettrica a circuito aperto, ed in trasmissione, quando usato per convertire una corrente elettrica in un movimento di particelle con pressione acustica nulla, hanno lo stesso modulo.

$$|a_{12}| = |M| = \left| \left( \frac{q}{i} \right)_{p=0} \right| \quad (2.13)$$

E quindi, per microfoni reciproci:

$$\left| \left( \frac{U}{p} \right)_{i=0} \right| = \left| \left( \frac{q}{i} \right)_{p=0} \right| \quad (2.14)$$

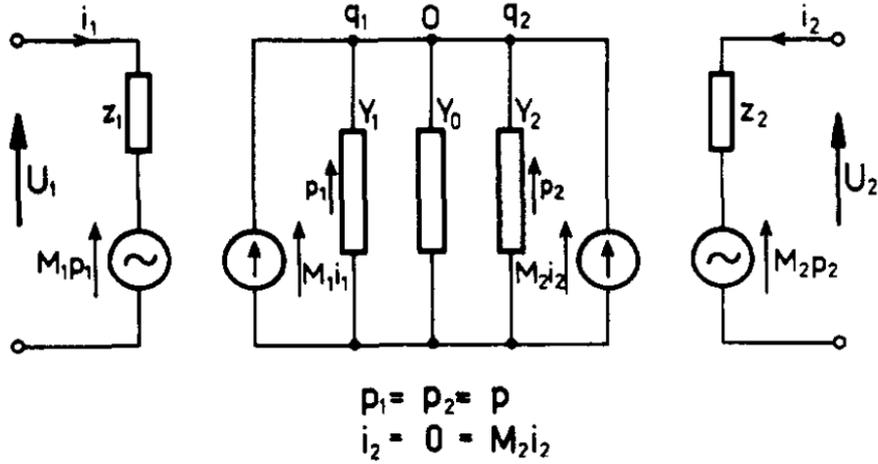
L'equazione 2.14 è fondamentale, perchè mette in relazione i parametri del microfono usato come ricevitore di segnali acustici e come trasmettitore, o sorgente sonora.

I due parametri  $a_{11}$  ed  $a_{22}$  sono, rispettivamente, l'impedenza elettrica e l'ammettenza acustica del microfono e sono espressi come

$$a_{11} = Z_e = \left( \frac{U}{i} \right)_{p=0} \quad (2.15)$$

$$a_{22} = Y_a = \left( \frac{q}{p} \right)_{i=0} \quad (2.16)$$

Se si prendono due microfoni uguali e reciproci, uno utilizzato come trasmettitore ed uno come ricevitore, e vengono accoppiati acusticamente ponendoli uno di fronte all'altro all'interno di un volume d'aria, il modello può essere rappresentato come in figura 2.5.



**Figura 2.5:** Modello circuitale di due microfoni accoppiati, da [4]

Nel modello si aggiunge l'ammettenza acustica  $Y_0$ , posta in parallelo alle ammettenze acustiche dei due microfoni, data dal contributo del mezzo in cui si propaga l'onda sonora e dal tipo di accoppiamento acustico. Per il microfono in trasmissione, sulla sinistra, vale l'equazione 2.10, per la quale  $q_1$  vale:

$$q_1 = -M_1 i_1 + Y_1 p \quad (2.17)$$

L'accoppiamento dei microfoni definisce una relazione tra  $q_1$  e  $q_2$

$$q_2 = -q_1 - Y_0 p = M_1 i_1 - (Y_0 + Y_1) p \quad (2.18)$$

Similmente all'equazione 2.17, anche per il microfono in ricezione vale:

$$q_2 = -M_2 i_2 + Y_2 p \quad (2.19)$$

Il microfono in ricezione ha, per definizione, una corrente nulla, quindi  $i_2 = 0$

$$q_2 = Y_2 p \quad (2.20)$$

$$U_2 = M_2 p \quad (2.21)$$

Ne deriva che il prodotto delle sensibilità  $M_1$  e  $M_2$  può essere espresso come:

$$M_1 M_2 = \left( \frac{U_2}{i_1} \right) (Y_0 + Y_1 + Y_2) \quad (2.22)$$

Il rapporto  $\frac{U_2}{i_1}$  è spesso indicato come impedenza elettrica di trasferimento  $Z_e$ , mentre l'inverso della somma delle ammettenze acustiche

$$\frac{1}{Y_0 + Y_1 + Y_2}$$

viene definito come impedenza acustica di trasferimento  $Z_a$ . Si può quindi riscrivere l'equazione 2.22 come:

$$M_1 M_2 = \frac{Z_e}{Z_a} \quad (2.23)$$

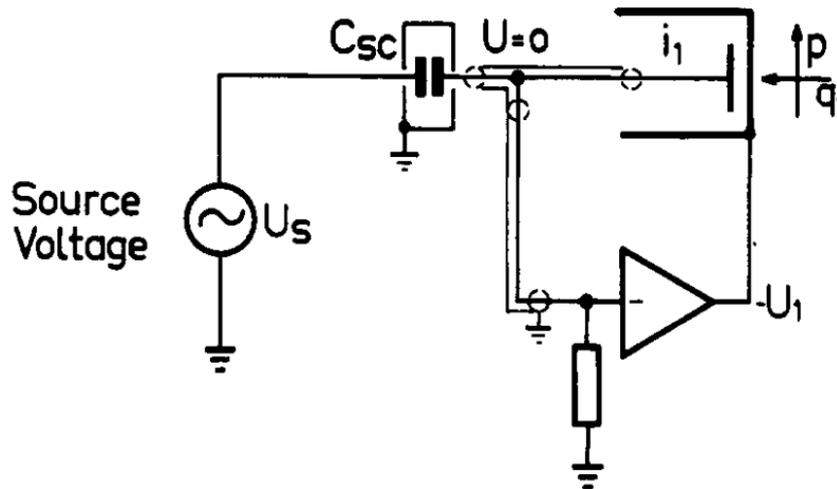
Questa equazione è fondamentale, perché è alla base del metodo di reciprocità, in quanto è utilizzata per il calcolo della sensibilità dei microfoni in taratura. Il metodo per ricavare il valore della sensibilità è quello di utilizzare tre microfoni reciproci, accoppiati due a due in modo che ogni microfono venga utilizzato sia come trasmettitore che come ricevitore una volta, e che tutte le tre combinazioni possibili vengano realizzate. In questo modo si realizza un sistema di tre equazioni, nel quale le tre incognite sono le sensibilità dei microfoni in taratura (2.24).

$$\begin{cases} M_1 M_2 = \frac{Z_{e1,2}}{Z_{a1,2}} \\ M_3 M_1 = \frac{Z_{e3,1}}{Z_{a3,1}} \\ M_2 M_3 = \frac{Z_{e2,3}}{Z_{a2,3}} \end{cases} \quad (2.24)$$

Dall'equazione 2.24 si evince che la taratura tramite il metodo di reciprocità consiste essenzialmente nella misura dell'impedenza elettrica, e quindi della corrente in ingresso al trasmettitore e della tensione a circuito aperto del ricevitore, e dell'impedenza acustica, dipendente da vari fattori ambientali e dall'accoppiamento acustico, per le tre coppie di microfoni. Tuttavia, questa non è l'unica configurazione possibile, in quanto non è necessario che tutti i microfoni siano reciproci e che vengano utilizzati tutti sia come ricevitori che come trasmettitori. Il metodo di reciprocità può funzionare anche con soli due microfoni reciproci, con il terzo elemento che può essere un microfono non reciproco, quindi utilizzato solo come ricevitore, od una sorgente sonora, posta come trasmettitore [5]. In entrambi i casi il principio per ottenere la sensibilità dei sensori in taratura è lo stesso, con le tre misure che determinano un sistema di tre equazioni a tre incognite.

### 2.2.1 Impedenza elettrica di trasferimento

L'impedenza elettrica di trasferimento deve essere valutata misurando la corrente in ingresso al microfono usato come trasmettitore, la quale determina la generazione del segnale acustico, e la tensione a circuito aperto del microfono ad esso accoppiato, ovvero dal segnale misurato dal trasduttore in ricezione. La prima è normalmente misurata utilizzando un condensatore tarato, di cui si sa il valore di capacità con un'incertezza molto bassa, collegato in serie alla capacità del microfono [6]. Il microfono in trasmissione viene stimolato da un generatore alla frequenza desiderata, e la corrente viene valutata misurando la tensione ai capi del condensatore tarato. In questo modo non è necessario misurare la capacità di ogni microfono inserito in taratura, e il valore della corrente si ottiene tramite una misura di tensione, con incertezze minori rispetto alla misurazione diretta della corrente. Inoltre, tale condensatore è il metodo con cui viene realizzata in modo controllato la corrente che pilota il microfono trasmettitore, secondo lo schema presente in figura 2.6 [4].



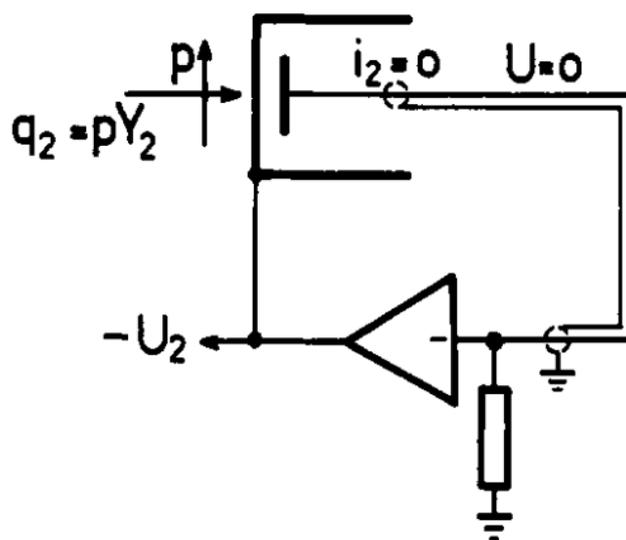
**Figura 2.6:** Circuito per la trasmissione di segnali nel metodo di reciprocità, da [4]

Dall'immagine si nota che il microfono è utilizzato come retroazione di un amplificatore operazionale, questo perché il microfono abbia una differenza di potenziale prossima allo zero, grazie al guadagno dell'operazionale, e la corrente sia valutabile come in equazione 2.25 [4].

$$i = 2\pi j U_s f C_{sc} \quad (2.25)$$

Inoltre, sono presenti alcuni ponti per il bilanciamento e l'azzeramento del potenziale sul microfono, in modo da garantire che non vi siano altre correnti che possano influenzare la misura.

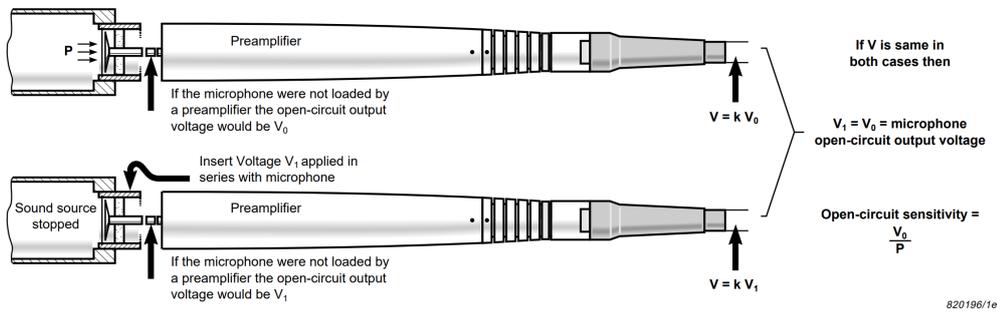
Lo stesso tipo di circuito può essere utilizzato per il microfono in ricezione, nel quale la tensione a circuito aperto può essere ottenuta, amplificata e misurata, a partire dall'uscita dell'amplificatore operazionale, con una corrente pressoché nulla ed un'uscita a bassa impedenza (figura 2.7) [4].



**Figura 2.7:** Circuito per la ricezione di segnali nel metodo di reciprocità, da [4]

La misura di questi parametri elettrici passa necessariamente per diversi stadi di amplificazione e condizionamento dei segnali di tensione, i quali possono portare ad un incremento dell'incertezza della misura. Il metodo utilizzato per minimizzare tale contributo è la tecnica della tensione di inserzione (o tecnica della tensione inserita) [5]. Questa procedura consiste nell'applicare un segnale elettrico, con stessa frequenza ed ampiezza simile a quello che ci si aspetta durante la misura, in serie ai microfoni in taratura, e misurarli in uscita dallo stadio di condizionamento dei segnali (figura 2.8). In questo modo, confrontando il segnale inserito con quello in uscita, è possibile calcolare il contributo di guadagno di tutta la catena di misura. Questa tecnica è applicata immediatamente dopo ogni misurazione dei parametri elettrici dei microfoni, così da poter isolare tutti i contributi della catena di misura ad ogni frequenza ed alle condizioni esatte di misura. Infine, tutti i valori elettrici misurati possono essere analizzati da un sistema in grado di applicare un'analisi in frequenza tramite algoritmo FFT, in modo da isolare i valori alle frequenze di

interesse ed analizzare lo spettro del segnale.



**Figura 2.8:** Tecnica della tensione di inserzione applicata ad un preamplificatore Brüel & Kjær

## 2.2.2 Impedenza acustica di trasferimento

Il parametro più complicato da valutare, a causa dei numerosi contributi associati, è l'impedenza acustica di trasferimento. Come visto in precedenza (figura 2.5) possiamo suddividere questo parametro in due contributi: il primo legato al tipo di accoppiamento acustico ed al volume d'aria presente tra i due microfoni ( $Y_0$ ), il secondo determinato dall'impedenza acustica dei microfoni stessi ( $Y_1$  e  $Y_2$ ).

Il primo contributo viene determinato tramite modelli termodinamici del volume d'aria presente tra i microfoni, considerando numerosi fattori tra cui il tipo di propagazione delle onde, la conduzione termica, le perdite viscosive del mezzo e le condizioni ambientali. Per questi motivi l'ambiente di misura deve essere stabile e controllato, e parametri come la temperatura dell'aria, l'umidità relativa e la pressione atmosferica devono essere sempre monitorati e registrati, per calcolare i valori dell'impedenza acustica nelle condizioni di misura e poter successivamente riportare la sensibilità misurata alle condizioni ambientali di riferimento (pressione atmosferica, temperatura ed umidità relativa rispettivamente pari a 101.325 kPa, 23.0 °C e 50%). In generale, si tratta di modelli termodinamici molto complessi, ed ancora oggi vi sono numerosi studi che mirano a migliorare ed approfondire il contributo dei parametri coinvolti [7].

La tipologia di campo acustico utilizzato durante la misura influenza significativamente il calcolo dell'impedenza acustica. Il metodo di taratura di reciprocità può essere eseguito in un campo di pressione, dove i microfoni vengono posti uno di fronte all'altro all'interno di una piccola cavità determinata da un accoppiatore (figura 2.9).

Questo è il caso più comune, grazie alla semplicità e velocità di esecuzione, all'ampia dinamica in frequenza che si può raggiungere ed all'incertezza molto

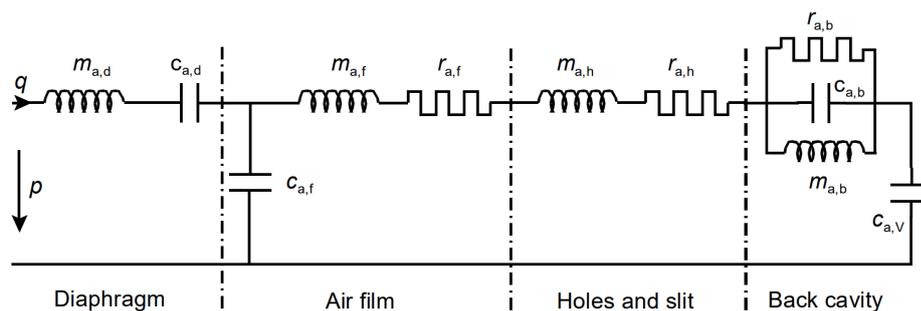


**Figura 2.9:** Accoppiatori acustici per microfoni a condensatore da 1" e  $\frac{1}{2}$ ", realizzati in zaffiro ed utilizzati nel sistema di taratura per reciprocità in pressione presente all'INRiM

limitata. Per il campo libero, i microfoni vengono posti ad una certa distanza tramite delle aste, ed ha il vantaggio di poter calcolare direttamente la sensibilità in campo libero per differenti angoli di incidenza, seppur con incertezze superiori rispetto al campo di pressione a causa della forte attenuazione dei segnali in ricezione e con un intervallo di frequenze dipendente dalle capacità acustiche della camera anecoica nella quale viene realizzato [6]. Le medesime considerazioni si possono applicare al campo diffuso, con incertezze di norma molto superiori [1].

L'impedenza acustica dei microfoni ( $Y_1$  e  $Y_2$ ) può essere valutata tramite un modello a parametri concentrati che ne descrivono il comportamento in termini di volume equivalente, frequenza di risonanza e fattore di perdita (figura 2.10) [8].

Questi parametri sono caratteristici del microfono, in parte valutabili tramite le caratteristiche fisiche del trasduttore e definiti dal costruttore, in parte da ottenere durante la misura. Per ricavare questi ultimi, la misura della sensibilità col metodo di reciprocità viene ripetuta più volte con volumi d'aria differenti tra i microfoni, in modo da utilizzare algoritmi di interpolazione dei risultati delle misure. Questa



**Figura 2.10:** Modello a parametri concentrati per l'analisi dell'impedenza acustica di un microfono a condensatore, da [8]

procedura permette di valutare i parametri di volume equivalente  $V_{eq}$  e del fattore di perdita  $d$ , che rappresentano rispettivamente il volume d'aria corrispondente all'impedenza acustica del diaframma del microfono e la perdita di energia durante la conversione del segnale acustico [9]. Diversamente, la frequenza di risonanza viene determinata tramite lo studio della fase, in particolare osservando a quale frequenza la differenza di fase tra la pressione sonora e la tensione a circuito aperto è pari a  $90^\circ$ .

Nel metodo di taratura per reciprocità, l'impedenza acustica di trasferimento rappresenta uno dei termini di maggiore incertezza nel calcolo della sensibilità dei microfoni, a causa dei numerosi parametri e modelli associati, da valutare in base alle condizioni di misura [2].

### 2.2.3 Il campione nazionale di pressione sonora all'INRiM

All'interno del laboratorio microfoni dell'INRiM è presente una catena di misura per la valutazione della sensibilità di microfoni a condensatore "laboratory standard" da  $1''$  e  $\frac{1}{2}''$  tramite il metodo primario di taratura per reciprocità in pressione (figura 2.11); i microfoni così tarati diventano il campione nazionale italiano per la pressione sonora, ovvero il riferimento per la grandezza fisica in Italia. Inoltre, il laboratorio è in grado di fornire il servizio di taratura per altri strumenti acustici, tra cui microfoni a condensatore tipo "working standard" per confronto, calibratori e fonometri, servizi necessari per la disseminazione del campione nazionale. Le capacità di taratura e misura (CMC) per la pressione sonora riconosciute dall'accordo di mutuo riconoscimento CIPM MRA (International Committee for Weights and Measures - Mutual Recognition Arrangement), che dimostra la validità e l'equivalenza degli standard di misura a livello internazionale, comprendono la taratura di microfoni LS1 e LS2 per reciprocità in pressione, ma anche di microfoni a condensatore per confronto simultaneo e sequenziale e la taratura di calibratori acustici e misuratori

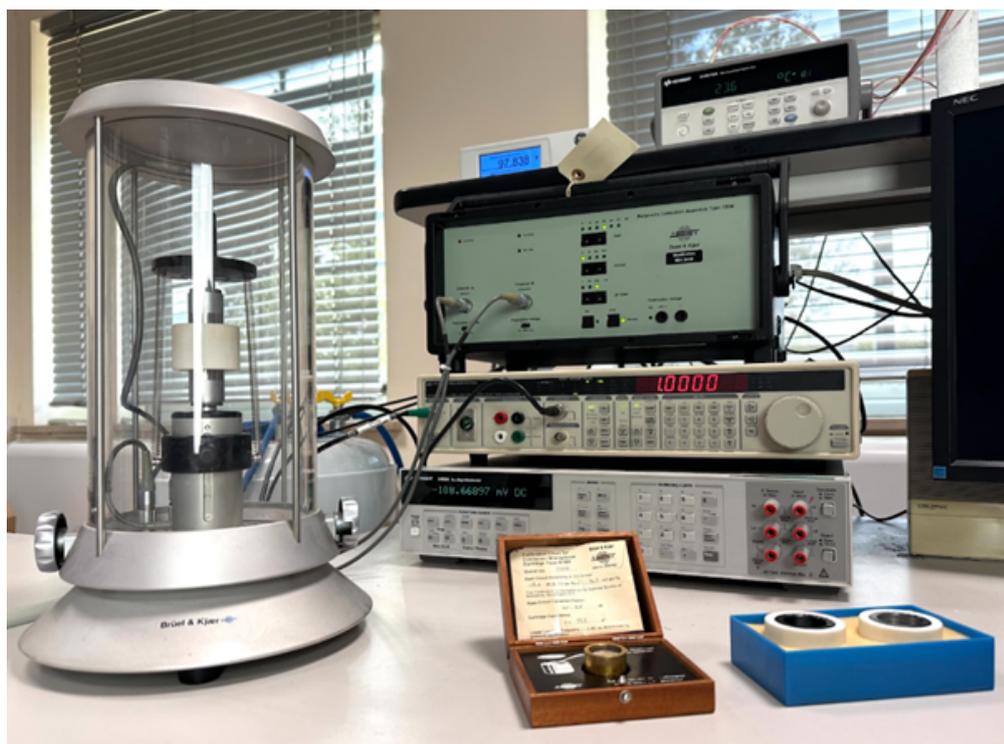
del livello sonoro. L'elenco delle CMC è pubblicamente accessibile presso il sito del BIPM (Bureau international des poids et mesures, Ufficio internazionale dei pesi e delle misure), organizzazione internazionale che si occupa di mantenere il Sistema internazionale di unità di misura, nei termini stabiliti dalla Convenzione del Metro [10]. In tabella 2.1 sono mostrate le CMC relative alla taratura di microfoni per reciprocità dell'INRiM, insieme alle incertezze associate.

**Tabella 2.1:** Elenco delle CMC dichiarate dal BIPM relative alla taratura di microfoni per reciprocità all'INRiM

Grandezza	Strumento	Metodo	Valori CMC	Incertezza
Livello di sensibilità alla pressione dB riferiti a 1 V/Pa	Microfono LS1	Reciprocità in pressione IEC 61094-2:1992	Frequenza : 31.5 Hz	0.08 dB
Livello di sensibilità alla pressione dB riferiti a 1 V/Pa	Microfono LS1	Reciprocità in pressione IEC 61094-2:1992	Frequenza : 63 Hz - 8 kHz	0.05 dB
Livello di sensibilità alla pressione dB riferiti a 1 V/Pa	Microfono LS1	Reciprocità in pressione IEC 61094-2:1992	Frequenza : 10 kHz	0.08 dB
Livello di sensibilità alla pressione dB riferiti a 1 V/Pa	Microfono LS2	Reciprocità in pressione IEC 61094-2:1992	Frequenza : 31.5 Hz	0.08 dB
Livello di sensibilità alla pressione dB riferiti a 1 V/Pa	Microfono LS2	Reciprocità in pressione IEC 61094-2:1992	Frequenza : 63 Hz - 8 kHz	0.05 dB
Livello di sensibilità alla pressione dB riferiti a 1 V/Pa	Microfono LS2	Reciprocità in pressione IEC 61094-2:1992	Frequenza : 10 kHz	0.08 dB
Livello di sensibilità alla pressione dB riferiti a 1 V/Pa	Microfono LS2	Reciprocità in pressione IEC 61094-2:1992	Frequenza : 12.5 kHz - 16 kHz	0.1 dB
Livello di sensibilità alla pressione dB riferiti a 1 V/Pa	Microfono LS2	Reciprocità in pressione IEC 61094-2:1992	Frequenza : 20 kHz	0.15 dB

Lo strumento alla base dell'implementazione del metodo di reciprocità è il "Reciprocity Calibration Apparatus" tipo 5998 prodotto da Brüel & Kjær, un sistema comandato da un calcolatore in grado di interfacciarsi ai microfoni in taratura ed ai loro preamplificatori fornendo le tensioni di alimentazione e polarizzazione, oltre a poter condizionare i segnali in ingresso per passarli ad altri strumenti di

misura ed effettuare l'auto-taratura delle catene di misura utilizzando la tecnica della tensione di inserzione. Esternamente sono presenti un generatore di segnali a distorsione estremamente bassa che produce i segnali elettrici da fornire all'apparato Brüel & Kjær 5998, un multimetro di precisione per la misura della tensione di polarizzazione ed una scheda di acquisizione per l'analisi in frequenza dei segnali di uscita, da fornire al calcolatore per la valutazione dei risultati.



**Figura 2.11:** Sistema di taratura per reciprocità in pressione del laboratorio microfoni INRiM

Il programma che gestisce la strumentazione descritta e permette il calcolo delle sensibilità dei microfoni in taratura è stato realizzato all'interno del laboratorio, ed utilizza il linguaggio di programmazione Visual Basic© applicato a Microsoft Excel© per fornire i comandi agli strumenti e registrare le misure, unito alle potenzialità computazionali di Matlab©, impiegato per effettuare le operazioni di calcolo dei parametri associati alla taratura.

La misura è effettuata all'interno di una campana di vetro dove due preamplificatori microfonici consentono il collegamento dei microfoni in taratura all'apparato 5998, ed, una volta inseriti i microfoni all'interno di un accoppiatore, un sistema a molla mantiene in posizione i trasduttori. All'interno della campana di vetro è presente

anche un sensore PT100 per la misura della temperatura, uno dei parametri ambientali più significativi per il calcolo dell'impedenza acustica, mentre l'umidità relativa è misurata esternamente; entrambi sono collegati ad un sistema di acquisizione DAQ per fornire il dato al calcolatore. Per limitare le variazioni della pressione atmosferica durante la misura, la campana di vetro è collegata tramite un condotto ad un serbatoio di aria più grande, che consente di stabilizzare la pressione statica all'interno del volume, rendendola meno suscettibile a variazioni esterne, e da cui viene costantemente misurata la pressione atmosferica tramite un barometro. Tutti gli strumenti utilizzati sono periodicamente tarati per garantire la riferibilità metrologica ai campioni delle grandezze che compaiono nel modello di misura della sensibilità alla pressione acustica.

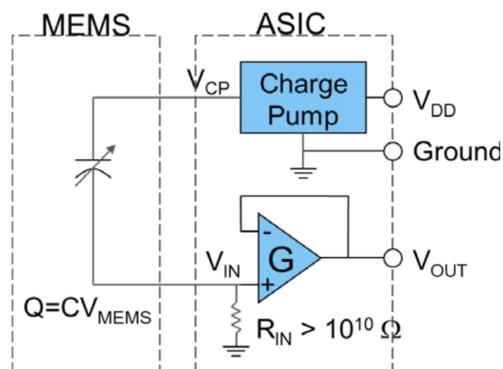
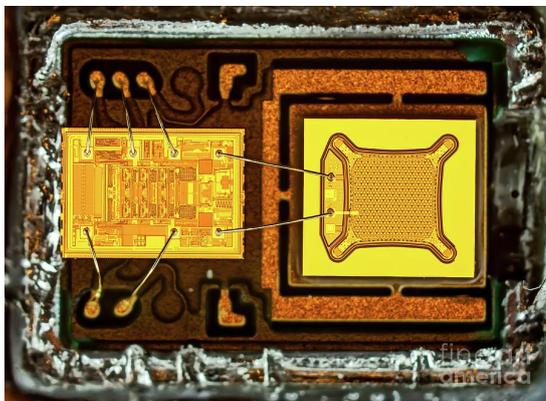
## 2.3 I Microfoni MEMS nella metrologia acustica

I sistemi micro-elettromeccanici, conosciuti con l'acronimo di MEMS, sono dispositivi di dimensioni micrometriche realizzati su substrati a semiconduttore, che integrano strutture meccaniche e circuiti elettronici. Tra di essi, sono sempre più diffusi i trasduttori acustici per la misura della pressione sonora, ovvero i microfoni MEMS. Grazie alle loro dimensioni estremamente contenute, ad un esiguo costo di produzione, a consumi energetici limitati, alla semplicità di integrazione ed alla robustezza meccanica, in pochi anni sono diventati estremamente comuni in molti contesti, dall'IoT ad applicazioni industriali. La ricerca su questi trasduttori ha migliorato ulteriormente le prestazioni, cercando di superare i limiti legati alla sensibilità, alla banda di frequenze ed alla stabilità nel tempo. Il continuo miglioramento delle prestazioni, unito alle nuove possibilità di utilizzo, ha reso i microfoni MEMS sempre più di interesse anche dal punto di vista metrologico. Tra le numerose applicazioni, vi è la possibilità di creare con facilità, date le dimensioni, i consumi ed i costi ridotti, reti di sensori per il monitoraggio e la mappatura del rumore ambientale, l'integrazione in sistemi di misura portatili, la localizzazione di sorgenti sonore attraverso camere acustiche, e molte altre.

Per garantirne l'affidabilità e l'accuratezza nelle misure ed ampliarne le possibilità di applicazione si deve trovare il modo di misurare la loro caratteristica di trasduzione con metodi riferibili alle grandezze fisiche fondamentali. Per farlo è necessario sviluppare metodi di taratura appropriati per la taratura della sensibilità alla pressione sonora, tenendo conto dei limiti prestazionali e delle peculiarità che questi sensori presentano.

I microfoni MEMS hanno un'architettura che si compone generalmente di due parti: il trasduttore meccanico miniaturizzato, per la conversione della pressione acustica in un segnale elettrico, ed un circuito integrato per applicazione specifica,

conosciuto con l'acronimo di ASIC, necessario per il condizionamento dei segnali provenienti dal trasduttore (figure 2.12 e 2.13) [11].



**Figura 2.12:** Struttura di un microfono MEMS capacitivo vista al microscopio **Figura 2.13:** Schema elettrico di un microfono MEMS capacitivo, da [11]

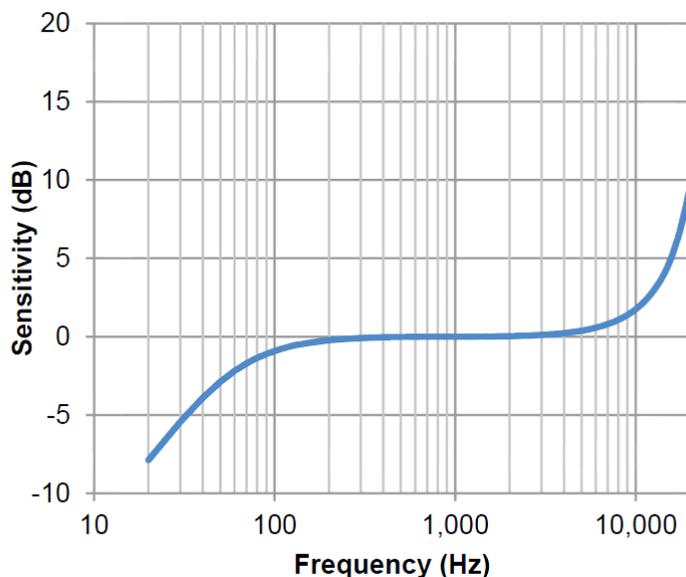
La tecnologia del trasduttore definisce due principali tipologie di microfoni MEMS: i microfoni MEMS capacitivi ed i microfoni MEMS piezoelettrici. Nel primo caso, il funzionamento è simile a quello di un microfono a condensatore, nel quale la variazione della distanza tra le facce di un condensatore, in questo caso di dimensioni micrometriche, determina la variazione del potenziale elettrico in uscita. Questa tecnologia è la più diffusa tra i microfoni MEMS attualmente in commercio, grazie alla semplicità di realizzazione ed alle elevate sensibilità che si possono raggiungere, paragonabili ad un microfono a condensatore da  $\frac{1}{2}$ "', unite ad un rapporto segnale rumore (SNR) elevato; tuttavia, sono sensori delicati e necessitano di un'alimentazione per la polarizzazione del condensatore interno [12]. I microfoni MEMS piezoelettrici utilizzano un elemento sensibile composto da un materiale ad alta piezoelettricità, che, sottoposto ad uno stress meccanico prodotto dalla pressione sonora, genera una differenza di potenziale elettrico. La sensibilità alla pressione sonora, in questo caso, dipende dall'indice di piezoelettricità del materiale che compone l'elemento sensibile e dallo spessore dello stesso, e può essere migliorata attraverso lo studio di particolari strutture a sbalzo che incrementino la deformazione meccanica del materiale. Questi sensori sono interessanti data la loro robustezza meccanica ed il funzionamento del trasduttore che non necessita di un'alimentazione elettrica, fattori che compensano le prestazioni in fase di trasduzione generalmente inferiori rispetto ai corrispettivi sensori capacitivi. Ciononostante, la ricerca sui microfoni MEMS piezoelettrici è stata in grado, grazie all'utilizzo di diversi materiali e strutture meccaniche del piezoelettrico, di diminuire la distanza tra le caratteristiche prestazionali delle due tipologie di sensori [13].

La presenza del circuito ASIC a fianco del trasduttore MEMS, consente al sensore di interfacciarsi con i dispositivi esterni, riducendo l'impedenza di uscita e ricevendo la tensione di alimentazione per la polarizzazione del trasduttore, se necessaria. Inoltre, il circuito ASIC può integrare un circuito di conversione analogico-digitale, che consente al microfono MEMS di potersi interfacciare direttamente a sistemi e catene di misura digitali. Questa parte, seppure fondamentale in numerose applicazioni, non è considerata in questo lavoro in quanto la ricerca di un metodo di taratura per microfoni MEMS si concentra sulla valutazione della sensibilità con la minore incertezza possibile, e la conversione a segnale digitale porterebbe inevitabilmente ad un aumento dell'incertezza. L'utilizzo di un metodo di taratura primario potrebbe fornire la riferibilità metrologica delle misure dei sensori MEMS da utilizzare in ambito metrologico, ovvero i microfoni MEMS analogici con le prestazioni e le incertezze associate minori, mentre per le altre applicazioni di maggiore interesse applicativo e pratico, i sensori di riferimento rimarrebbero con ogni probabilità quelli digitali. Infine, l'integrazione della taratura di microfoni MEMS all'interno delle catene di misura preesistenti nel laboratorio microfoni dell'INRiM, usate per la taratura di microfoni analogici, risulta facilitata dall'uso di trasduttori MEMS analogici.

### 2.3.1 Prestazioni dei microfoni MEMS

Valori tipici di sensibilità alla pressione sonora di un microfono MEMS capacitivo sono prossimi a  $-38$  dB riferiti ad  $1$  V/Pa, valore standard anche per la sensibilità dei microfoni a condensatore LS2. Tuttavia, l'andamento in frequenza della sensibilità risulta essere piatto per una banda più ristretta rispetto ai microfoni a condensatore, diminuendo rapidamente al di sotto di  $100$  Hz e crescendo esponenzialmente al di sopra dei  $10$  kHz, per questo motivo l'utilizzo è limitato solitamente alle frequenze comprese tra questi valori, od in intervalli ancora inferiori (figura 2.14).

La gamma dinamica di un microfono MEMS, ovvero l'intervallo di livelli acustici per i quali il sensore funziona correttamente, è delimitata da fattori acustici ed elettrici caratteristici del sensore e della catena di misura. I livelli acustici più bassi sono limitati principalmente dal rumore di fondo del sensore, in parte dovuti al funzionamento del trasduttore, che non riconosce segnali al di sotto di una certa soglia, ed in parte dovuti al rumore elettrico della parte circuitale del sensore e della catena di misura. Per i microfoni MEMS, il rumore di fondo è normalmente vicino a  $30$  dB<sub>SPL</sub>. Al rumore di fondo è associato il valore del "rapporto segnale-rumore", o SNR (Signal to Noise Ratio), calcolato come la differenza, in decibel, tra il valore di riferimento, ovvero  $94$  dB<sub>SPL</sub> alla frequenza di  $1$  kHz, ed il valore del rumore di fondo. Risulta, quindi, che il rapporto segnale-rumore di un microfono MEMS capacitivo sia generalmente superiore a  $60$  dB, ovvero che l'ampiezza del segnale di



**Figura 2.14:** Sensibilità in frequenza di un microfono MEMS riferita a 1 kHz

riferimento sia almeno 1000 volte superiore al rumore di fondo [14].

I livelli sonori più elevati sono stabiliti in base alla distorsione armonica totale, THD (Total Harmonic Distortion), che indica il livello delle armoniche nello spettro di frequenza non presenti nel segnale originario. A causa degli effetti di non-linearità dovuti a fenomeni di saturazione del segnale, che si verificano per livelli troppo elevati dell'onda sonora e/o del segnale elettrico, l'ampiezza delle armoniche è maggiore quanto più si sale di livello. La distorsione armonica totale è definita come il rapporto tra la somma delle potenze delle armoniche rispetto alla potenza della fondamentale, ed è espresso in percentuale. I limiti che si utilizzano comunemente sono pari a valori di THD di 1% e 10%, oltre i quali il segnale risulta eccessivamente distorto. Il limite così definito ha un valore tipico di 120 dB<sub>SPL</sub> nei microfoni MEMS, definendo una dinamica di circa 90 dB<sub>SPL</sub> (figura 2.15) [14].

I microfoni MEMS richiedono normalmente un'alimentazione singola con livelli di tensione inferiori a 5 V, e con un assorbimento molto limitato di corrente (decine di  $\mu\text{A}$ ). L'indice di reiezione ai disturbi dell'alimentazione, detto anche PSR (Power Supply Rejection), indica quanto il sensore sia robusto ad eventuali anomalie nell'alimentazione elettrica, e può anche essere espresso come rapporto tra livello di un generico ripple di tensione inserito nell'alimentazione ed il suo effetto in uscita al sensore, espresso in decibel. Nei microfoni MEMS il rapporto così definito ha valori che normalmente superano i 60 dB.

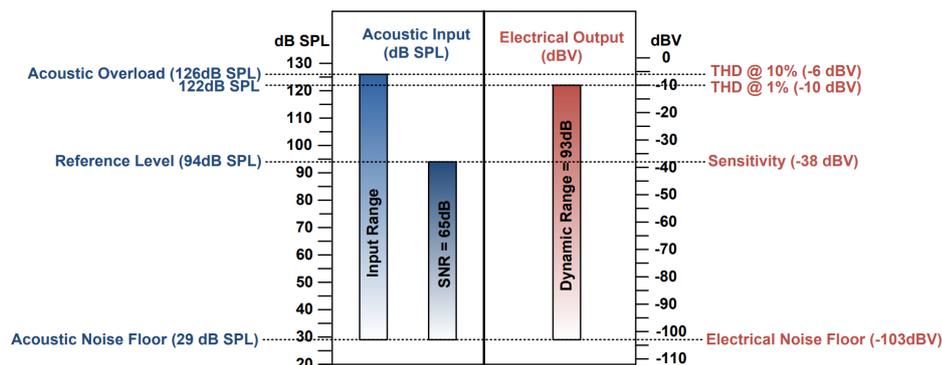


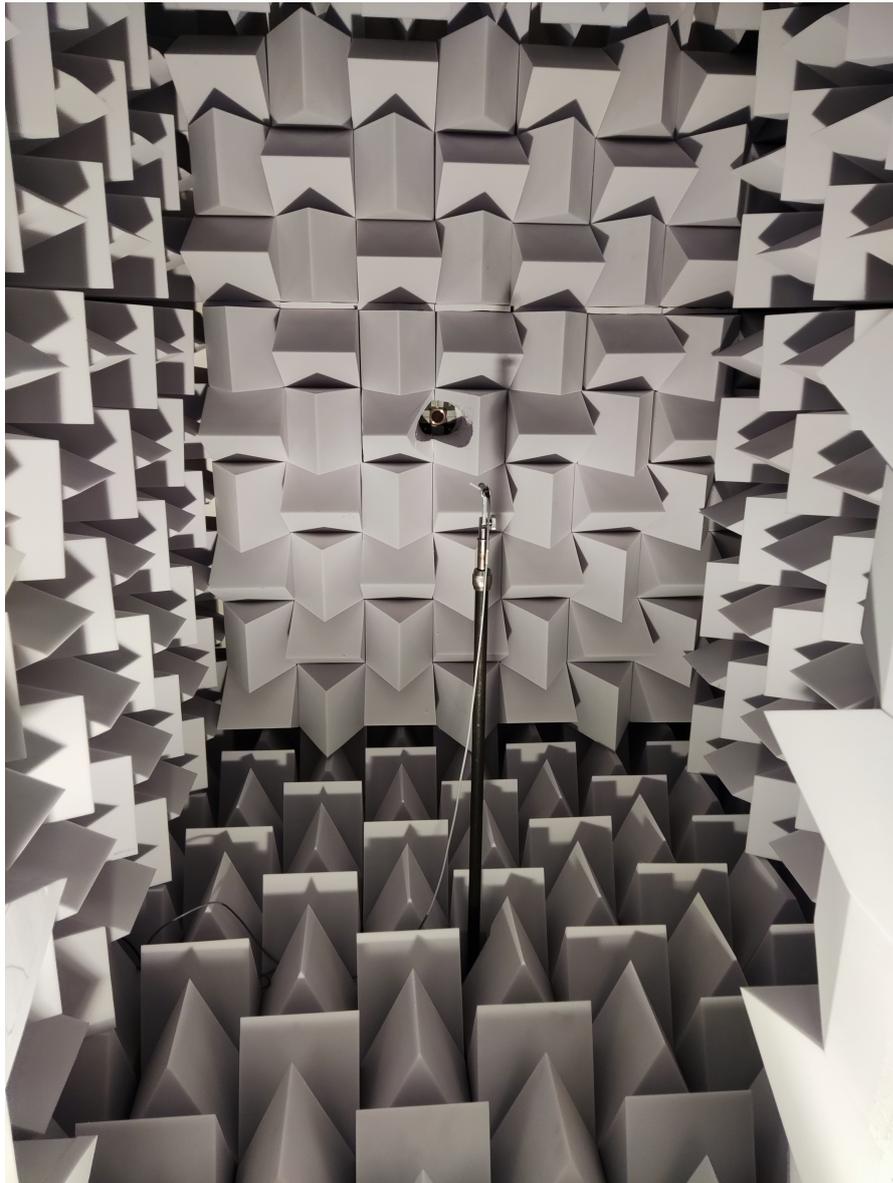
Figura 2.15: Gamma dinamica di un generico microfono MEMS, da [14]

### 2.3.2 Metodi di taratura dei microfoni MEMS

I microfoni MEMS possono essere tarati tramite metodi secondari per confronto, in particolare in condizioni di campo di pressione e campo libero. Il metodo secondario per confronto consiste nel comparare il microfono in taratura con un microfono di riferimento, tarato tramite un metodo primario, come il metodo di reciprocità. Si può eseguire in modo simultaneo, ponendo i due microfoni uno di fronte all'altro, facendo sì che entrambi vedano la medesima pressione sonora, o sequenzialmente, ponendo singolarmente i microfoni in una posizione fissa per misurare lo stesso campo acustico. Inoltre, i metodi per confronto possono essere realizzati nelle tre condizioni di campo acustico già citate in precedenza, ovvero in campo di pressione, in campo libero (figura 2.16) ed in campo diffuso, ottenendo le sensibilità associate al campo acustico di taratura [15][16].

Presso il laboratorio microfoni dell'INRiM sono state svolte numerose ricerche sui microfoni MEMS e su metodi per la loro taratura. Attraverso la taratura di microfoni MEMS tramite confronto simultaneo in pressione e confronto sequenziale in campo libero, sono state studiate le prestazioni di questi sensori. Lo studio di Prato et al. [17] ha valutato sia la sensibilità in funzione della frequenza di microfoni MEMS digitali sia molti parametri associati ad essa, come la distorsione armonica totale, la linearità di livello, la stabilità e l'influenza della temperatura. Questo studio ha evidenziato le potenzialità ed i limiti prestazionali che un microfono MEMS può avere.

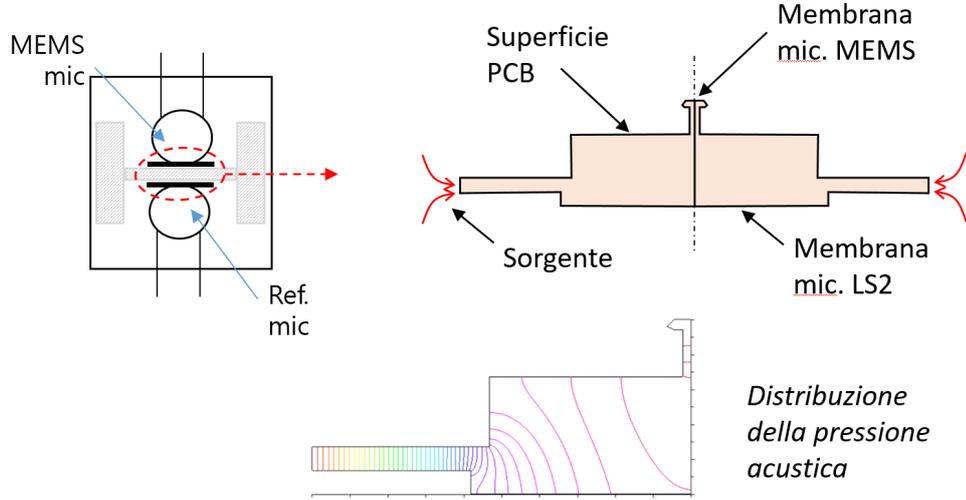
Ulteriori studi sono stati effettuati su microfoni MEMS analogici per la misurazione della sensibilità in pressione e campo libero, per incrementare la precisione e l'accuratezza di misura [18]. La criticità di una taratura per confronto tra microfoni con dimensioni molto diverse, come accade quando un MEMS è comparato ad un microfono a condensatore da  $\frac{1}{2}$ ", è la diversa area di integrazione del campo acustico da parte delle due membrane microfoniche. Infatti, se il campo sonoro



**Figura 2.16:** Taratura di un microfono MEMS per confronto in campo libero, all'interno di una camera anecoica INRiM

non è completamente uniforme, le pressioni sonore percepite dai due microfoni potrebbero essere diverse (figura 2.17).

Tramite simulazioni effettuate con metodi numerici, sono state studiate delle correzioni da applicare alla misura per correggere la misura della sensibilità del microfono MEMS in taratura [19]. A questi studi è collegato un confronto internazionale tra l'INRiM e gli istituti Korea Research Institute of Standards and Science



**Figura 2.17:** Campo acustico all'interno di un accoppiatore attivo per la taratura per confronto di un microfono MEMS accoppiato acusticamente ad un microfono a condensatore LS2

(KRISS) ed il National Research Council of Canada (NRC), rispettivamente gli istituti metrologici nazionali di Corea del Sud e Canada, riguardo la taratura di microfoni a condensatore e MEMS con metodi di taratura differenti, attualmente in corso e con risultati promettenti.

L'idea di tarare microfoni MEMS attraverso il metodo primario di reciprocità non è nuova [20], tuttavia i recenti risultati ottenuti sulla taratura per confronto accrescono l'interesse nel tarare questi microfoni con metodi primari, aumentando ulteriormente la precisione e l'accuratezza. Per un microfono MEMS qualsiasi, la proprietà del trasduttore di essere reciproco non è garantita, oltre all'impossibilità di utilizzare il sensore come trasmettitore a causa del circuito ASIC funzionante unicamente come ricevitore. Per questo motivo, il metodo di reciprocità per la taratura di microfoni MEMS deve prevedere necessariamente la presenza di due microfoni reciproci da accoppiare acusticamente al sensore MEMS. La formula 2.24 si trasforma in:

$$\begin{cases} S_{rec1} S_{rec2} = \frac{Z_{e_{rec1,rec2}}}{Z_{a_{rec1,rec2}}} \\ S_{rec1} S_{MEMS} = \frac{Z_{e_{rec1,MEMS}}}{Z_{a_{rec1,MEMS}}} \\ S_{rec2} S_{MEMS} = \frac{Z_{e_{rec2,MEMS}}}{Z_{a_{rec2,MEMS}}} \end{cases} \quad (2.26)$$

In questo modo è possibile applicare il metodo di reciprocità ai microfoni MEMS sia in un campo di pressione, che in campo libero. In campo libero ci si aspetta delle difficoltà legate al livello dei segnali che arrivano al microfono ricevitore, in genere molto limitati, e che un sensore di questo tipo potrebbe avere difficoltà a misurare. Dall'altra parte, per i microfoni MEMS la sensibilità in campo libero è quella più di interesse per gli utilizzi comuni.

La misura in pressione riduce il problema del livello del segnale, tuttavia porta con sé altre criticità. I microfoni MEMS devono essere adattati alle cavità degli accoppiatori acustici, e la posizione e la grandezza del foro del sensore potrebbero influire. Tuttavia, è possibile limitare il problema attraverso l'utilizzo di simulazioni numeriche del campo acustico e sfruttare la maggiore uniformità del campo acustico generato dai microfoni reciproci utilizzati come trasmettitori.

Effettuando entrambe le tarature, sarebbe possibile valutare le correzioni in pressione e in campo libero per una determinata tipologia di sensore MEMS, mettendo in relazione i risultati delle due misure.

# Capitolo 3

## Progettazione

### 3.1 Specifiche tecniche

Il circuito che si vuole realizzare ha come funzione principale l'adattamento del sistema di taratura per reciprocità presente nel laboratorio microfoni INRiM a microfoni MEMS, in particolare nel rendere elettricamente compatibili gli strumenti della catena di misura ai sensori. Lo strumento di riferimento per la taratura per reciprocità nel laboratorio è l'apparato Brüel & Kjær tipo 5998, che svolge numerosi funzioni durante le misurazioni. Esso è lo strumento che, comandato da un calcolatore, condiziona, amplifica e veicola i segnali per i microfoni in trasmissione ed in ricezione, sia in fase di misura della pressione sonora prodotta dal microfono trasmettitore da parte del microfono ricevitore, sia per l'esecuzione della tecnica della tensione di inserzione. Inoltre, è questo apparato a fornire ai microfoni ed ai loro preamplificatori rispettivamente le tensioni di polarizzazione e di alimentazione. Lo strumento utilizza i segnali generati da un generatore di funzioni a bassissima distorsione Stanford Research Systems modello DS360, e fornisce i segnali in uscita ad una scheda di acquisizione dati National Instruments PCI-4451.

Il primo passo per la progettazione del circuito è quello di identificare le specifiche tecniche, definendo i requisiti prestazionali ed i criteri di accettabilità, partendo dalle caratteristiche elettriche della strumentazione con il quale il sistema deve interfacciarsi e mirando al raggiungimento degli obiettivi prefissati.

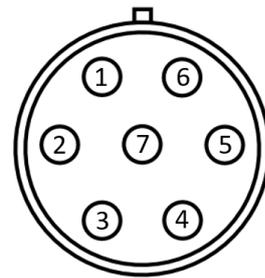
#### 3.1.1 Apparato Brüel & Kjær tipo 5998

Il circuito da realizzare deve essere collegato all'ingresso del ricevitore dell'apparato di reciprocità Brüel & Kjær tipo 5998 (figura 3.3), in quanto il microfono MEMS potrà essere utilizzato solo in ricezione, e mai in trasmissione. Il collegamento dell'apparato 5998 è realizzato tramite un connettore LEMO tipo push-pull (figura 3.1) a 7 pin, disposti come rappresentato in figura 3.2. La tensione di polarizzazione

può essere selezionata tra 0 V e 200 V, o fornita da un alimentatore esterno, mentre i valori delle tensioni di alimentazione positiva e negativa sono fissi e valgono rispettivamente 15 V e  $-15$  V. I microfoni MEMS non necessitano di un tensione di polarizzazione, ed i livelli di tensione di alimentazione, sempre singola, sono normalmente inferiori a quelli presenti. Per questo motivo, le tensioni di alimentazione devono essere utilizzate per alimentare il circuito che si vuole realizzare, e successivamente limitate da un regolatore di tensione per fornire una corretta alimentazione al sensore MEMS.



**Figura 3.1:** Connettori LEMO maschio e femmina tipo push-pull a 5 pin

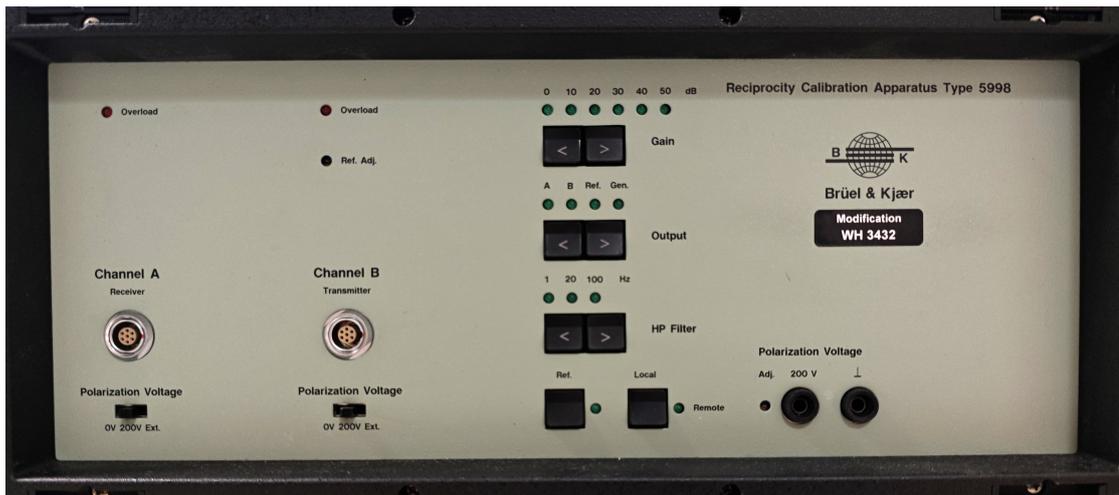


Pin	LEMO
1	Tensione di inserzione (Vins)
2	Riferimento per il segnale (GND)
3	Tensione di polarizzazione (Vpol)
4	Ingresso segnale (OUT)
5	Non connesso
6	Alimentazione positiva (+Val)
7	Alimentazione negativa (-Val)
Casing	Connesso alla scocca dello strumento

**Figura 3.2:** Schema del connettore LEMO del ricevitore nell'interfaccia dell'apparato di reciprocità Brüel & Kjær tipo 5998, con descrizione dei pin ed all'acronimo utilizzato all'interno dello schema circuitale

La tensione di inserzione ha valori di tensione efficace in funzione della frequenza, compresi tra 5 mV e 20 mV, e comandati dal calcolatore. Anche in questo caso, il microfono MEMS non è realizzato per ricevere un segnale di questo tipo, perciò la tensione di inserzione non può essere fornita direttamente al sensore, tuttavia, questa tecnica può essere utile per calibrare la catena di misura a partire dagli

ingressi a cui è collegato il microfono. Per riuscire ad utilizzare questo metodo di auto-taratura senza rischiare di danneggiare il sensore MEMS collegato, la soluzione che si pensa di realizzare si propone di scollegare automaticamente il microfono MEMS quando il segnale di inserzione è attivo, attraverso un circuito che sia in grado di deviare l'ingresso alla catena di misura tra l'uscita del microfono e l'uscita della tensione di inserzione. In questo modo, il segnale di inserzione può attraversare l'intera catena di misura che è interfacciata al microfono MEMS, per calcolarne il guadagno, senza rischi per il sensore in taratura.



**Figura 3.3:** Interfaccia dell'apparato Brüel & Kjær tipo 5998, con i collegamenti per i microfoni in ricezione e trasmissione (rispettivamente Channel A e Channel B), ed i pulsanti per l'impostazione manuale del guadagno, del segnale di uscita e della frequenza di taglio del filtro passa alto

L'ingresso per il segnale dei microfoni dell'apparato di reciprocità ha un'impedenza pari a  $100\text{ k}\Omega$  e può ricevere segnali con ampiezza di picco massima pari a  $10\text{ V}$ , di conseguenza l'uscita del circuito dovrà rispettare tali specifiche. Inoltre, in ingresso sono presenti un filtro passa-alto con frequenza di taglio modificabile dall'operatore, ed un amplificatore con guadagno selezionabile ad intervalli di  $10\text{ dB}$ , da  $0\text{ dB}$  a  $50\text{ dB}$ .

Un microfono MEMS con sensibilità paragonabile a quella di un microfono LS2, se tarato in pressione, non necessita di ulteriori guadagni rispetto a quelli che fornisce l'apparato 5998. Tuttavia, risulta necessario inserire un guadagno aggiuntivo nei casi in cui il microfono in taratura abbia una sensibilità significativamente inferiore ai microfoni a condensatore, o se la taratura viene effettuata in campo libero, per la quale il segnale acustico viene maggiormente attenuato. Per questi motivi, un requisito fondamentale del circuito è la possibilità di selezionare il guadagno per condizionare il segnale del ricevitore, in modo da amplificare l'uscita in tensione e

fornirla correttamente al resto della catena di misura. Inoltre, per dare un'indicazione all'operatore, è importante inserire una parte di controllo dei livelli di tensione del segnale in uscita dal circuito, in modo da segnalare eventuali sovratensioni o guadagni troppo elevati del segnale (indicatore di "overload"). Come citato in precedenza, l'apparato di reciprocità può ricevere segnali fino a 10 V di ampiezza, ma per evitare possibili danneggiamenti e distorsioni ai livelli di tensione prossimi al limite, si impone una soglia per la segnalazione della sovratensione ad una tensione di circa 9 V.

### 3.1.2 Preamplificatore Brüel & Kjær tipo 2673

Il dispositivo deve essere in grado di connettersi ed alimentare correttamente anche i preamplificatori per microfoni di misura, così da fornire un guadagno aggiuntivo alla catena di misura e permettere di tarare in campo libero i microfoni a condensatore, fondamentali per implementare il metodo di reciprocità. Questa categoria di microfoni ha caratteristiche elettriche molto diverse rispetto ai trasduttori MEMS e, perciò, le due tipologie di sensori devono essere collegate separatamente al circuito. Nel sistema di misura implementato nel laboratorio microfoni dell'INRiM, i microfoni a condensatore in ricezione sono collegati a preamplificatori Brüel & Kjær tipo 2673 (figura 3.4), dispositivi in grado di interfacciarsi con il microfono per garantire la polarizzazione dello stesso e fornire in uscita il segnale a bassa impedenza [21]. L'apparato 5998 è già compatibile con tale preamplificatore, fornendo tutti i collegamenti necessari al funzionamento del dispositivo, ed è quindi possibile connettere direttamente i due strumenti. Tra i contatti, è presente anche quello per la tensione di inserzione, che il preamplificatore Brüel & Kjær tipo 2673 è in grado di ricevere e portare in serie al microfono.

Il circuito in progettazione non vuole sostituire il preamplificatore preesistente, ma inserirsi nella catena di misura tra il preamplificatore e l'apparato di reciprocità, in modo da fornire un condizionamento aggiuntivo dei segnali microfonici. Per questo motivo, il circuito deve essere collegato ad entrambi gli strumenti, unendo al suo interno i contatti legati all'alimentazione del preamplificatore, alla polarizzazione del microfono ed all'inserzione, in modo che il dispositivo funzioni normalmente. Gli unici collegamenti a dover essere deviati sono quelli relativi al segnale microfonico, per farlo passare attraverso il circuito di condizionamento ed amplificazione del dispositivo che si vuole realizzare.

### 3.1.3 Specifiche dei microfoni MEMS

I microfoni MEMS, al contrario, devono essere alimentati con una tensione singola generalmente inferiore a 5 V. Inoltre, per evitare interferenze nel segnale, è necessario che tale alimentazione sia stabile e con una buona reiezione ad eventuali disturbi

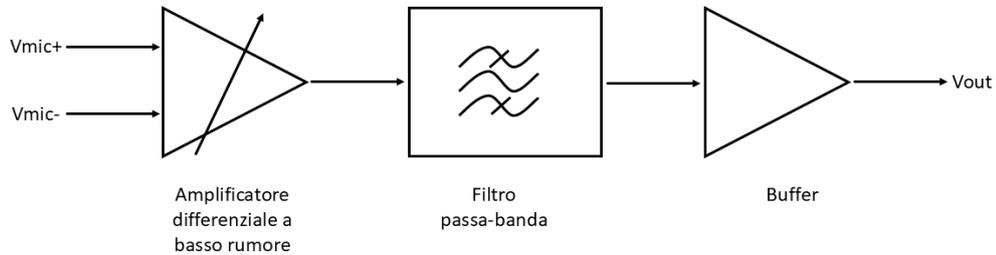


**Figura 3.4:** Preamplificatore Brüel & Kjær tipo 2673

della linea. Tali requisiti possono essere soddisfatti da un regolatore di tensione a cui viene fornita la tensione di alimentazione positiva fornita dall'apparato 5998. Inoltre, microfoni MEMS differenti potrebbero avere requisiti diversi per il livello della tensione in ingresso, per questo motivo il regolatore di tensione deve prevedere la possibilità di selezionare la tensione in uscita da parte dell'utente, da un minimo di 0 V ad una tensione di almeno 5 V.

I segnali di uscita dal microfono MEMS possono essere condizionati ed amplificati dallo stesso circuito utilizzato per i microfoni a condensatore, inserendo un selettore per cambiare il microfono in taratura. La parte di condizionamento dei segnali microfonici deve essere composta da un amplificatore a guadagno selezionabile, un filtro passa-banda ed un buffer, come rappresentato in figura 3.5.

Si stabiliscono dei limiti per la taratura dei microfoni MEMS, in base alle loro prestazioni medie. Il circuito deve essere progettato per funzionare in una banda di frequenze tra 100 Hz e 10 kHz, un intervallo abbastanza ampio di funzionamento per questo tipo di sensori [14]. Inoltre, si stabilisce un livello minimo di segnale di ingresso da condizionare da parte della catena di misura. I microfoni MEMS, come visto nel capitolo precedente, presentano un limite di utilizzo, dovuto al rumore di fondo, a livelli di pressione di circa 30 dB<sub>SPL</sub>. Per la sensibilità più comune per questo tipo di microfoni, ovvero 12.5 mV/Pa, tale livello corrisponde ad una tensione efficace di circa 8  $\mu$ V<sub>rms</sub>. Da questi dati, si sceglie in modo cautelativo un limite inferiore del segnale di ingresso a 100  $\mu$ V<sub>rms</sub>, che corrisponde ad un livello di circa 54 dB<sub>SPL</sub> considerando la sensibilità descritta in precedenza. Tale livello di segnale sarà difficilmente di interesse a causa del limitato rapporto segnale-rumore,



**Figura 3.5:** Schema a blocchi del flusso di condizionamento dei segnali microfonici

ma si sceglie tale limite in prospettiva di futuri sensori con prestazioni, in termini di rumore, migliori. Tali livelli possono essere necessari in una misura col metodo di reciprocità in campo libero.

### 3.1.4 Catena di condizionamento dei segnali microfonici

L'amplificatore posto all'inizio della catena è necessario per il corretto accoppiamento di impedenza dei sensori collegati, oltre che per amplificare i segnali microfonici nel caso sia necessario. I microfoni MEMS, in particolare, possono avere impedenze di uscita significative, tipicamente dell'ordine di qualche centinaio di Ohm. Inoltre, l'uscita dei microfoni MEMS analogici può essere di tipo single-ended o differenziale, di conseguenza l'ingresso del segnale deve consentire l'amplificazione di entrambe le tipologie di segnale, e la successiva conversione in un segnale riferito a potenziale 0 V. Questi requisiti portano a considerare l'uso di un amplificatore differenziale con alti valori di impedenza di ingresso differenziale e di modo comune.

Considerando il caso peggiore in cui il microfono MEMS abbia un'impedenza  $R_{out, MEMS} = 1 \text{ k}\Omega$ , si stabilisce che l'impedenza di ingresso differenziale e di modo comune, per l'amplificatore differenziale, sia la seguente

$$R_{in,diff} = R_{in,com} > 1000 * R_{out, MEMS}$$

$$R_{in,diff} > 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_{in,com} > 1 \text{ M}\Omega$$

È importante che tale contributo sia analizzato in quanto è l'unico guadagno che non può essere compensato dalla tecnica della tensione di inserzione, in quanto il MEMS viene scollegato dal circuito quando essa viene attivata, ignorandone l'accoppiamento di impedenza.

In condizioni di campo libero, il segnale potrebbe avere valori di tensione molto bassi (inferiori ad 1 mV), per questo motivo è importante che l'amplificatore differenziale abbia ottime caratteristiche di rumore e distorsione. Il limite che si stabilisce per il circuito è una distorsione armonica totale unita, come somma energetica, al rumore ( $THD + N$ ) massima pari a

$$(THD + N)_{MAX} = 1\%$$

la quale dovrà essere verificata in particolare per i livelli di segnale più bassi, ovvero 54 dB<sub>SPL</sub>, a tutte le frequenze della banda di utilizzo.

Considerando il guadagno già presente e selezionabile interno dell'apparato di reciprocità 5998, variabile da 0 dB a 50 dB a passi di 10 dB, è possibile ottenere un intervallo di guadagni sufficiente utilizzando un solo selettore a due posizioni, con guadagni associati pari a 0 dB e 40 dB. In questo modo, sommando il guadagno interno all'apparato 5998 a quello selezionato sul dispositivo, è possibile avere guadagni in un intervallo compreso tra 0 dB a 90 dB a passi di 10 dB. In caso la taratura sia effettuata in pressione, con sensori aventi sensibilità pari o superiori a quelle dei microfoni a condensatore, il guadagno di riferimento è 0 dB, in quanto i segnali hanno un'ampiezza sufficientemente elevata da poter essere analizzati dagli strumenti di misura. Altrimenti, quando la sensibilità è significativamente inferiore, o in caso di tarature per reciprocità in campo libero, è consigliato utilizzare il guadagno di 40 dB e, se necessario, amplificarlo ulteriormente grazie alla catena di misura successiva; in questo modo sono garantite prestazioni ottimali per limitare il rumore e la distorsione ed una lettura a bassa incertezza da parte della strumentazione a valle della catena di misura.

L'apparato Brüel & Kjær tipo 5998 contiene già un filtro passa-alto a frequenza di taglio variabile, tra 1 Hz e 100 Hz; tuttavia, si sceglie di inserire un ulteriore filtro passa-banda per attenuare i disturbi presenti in frequenze ai limiti della banda audio. Volendo misurare segnali anche molto limitati, è utile evitare di attenuare significativamente la banda di utilizzo progettando il filtro con una banda passante il più possibile piatta per le frequenze di interesse. I limiti di attenuazione non sono comunque particolarmente stringenti, in quanto il guadagno totale del circuito viene calibrato ad ogni taratura grazie alla tecnica della tensione di inserzione. Per

questi motivi, si stabilisce arbitrariamente un limite di attenuazione del filtro in banda passante inferiore ad 1 dB.

Infine, si decide di separare il filtro passa-banda con l'uscita del circuito utilizzando un buffer, in modo da fornire un'uscita a bassissima impedenza all'apparato di reciprocità, e da evitare accoppiamenti capacitivi con gli elementi passivi del filtro.

### 3.1.5 Connessioni ed interfaccia

Il circuito stampato deve essere inserito all'interno di un corpo metallico per proteggere meccanicamente ed elettricamente il sistema. Inoltre, l'oggetto deve diventare l'interfaccia con la quale l'utente può utilizzare i selettori e visualizzare gli indicatori legati al funzionamento. Per questo, è necessario inserire un segnalatore per mostrare la corretta accensione del sistema. Per motivi di sicurezza elettrica, a causa della presenza della tensione di polarizzazione di 200 V, è obbligatorio assicurare un corretto collegamento di tutte le parti esterne al dispositivo a terra. Per le connessioni esterne all'apparato di reciprocità ed al preamplificatore microfonico si decide di mantenere l'uso di cavi LEMO, estremamente affidabili e schermati, oltre che compatibili con i connettori presenti sugli strumenti. Per i microfoni MEMS, non esiste un connettore univoco, ed il numero di connessioni necessarie può cambiare a seconda del modello di sensore. Per questo motivo, risulta fondamentale utilizzare una connessione che possa essere il più possibile adattabile alle tipologie di microfoni MEMS in commercio.

I collegamenti al riferimento interni al circuito devono essere effettuati con particolare attenzione per evitare disturbi dovuti ad anelli di massa o differenze di potenziale locali nelle linee, che potrebbero influenzare significativamente i segnali dei microfoni con ampiezze molto limitate. Per limitare gli effetti delle resistenze di linea, diventa importante progettare con attenzione le dimensioni delle linee limitandone la lunghezza e incrementando quanto possibile la sezione trasversale.

Lo schema a blocchi in figura 3.6 riassume le parti principali del circuito da progettare, definite secondo i requisiti tecnici identificati in questa sezione. In particolare, nella parte superiore vi sono i blocchi funzionali al trattamento della tensione di inserzione per l'attivazione automatica dei relè e la segnalazione dell'accensione e spegnimento da parte di un LED. La catena centrale è quella attraversata dai segnali microfonici, che seleziona il segnale da condizionare attraverso i relè ed un interruttore, e li amplifica e filtra come descritto in precedenza. In uscita dalla catena vi è il circuito che identifica e segnala eventuali sovratensioni, mentre in basso sono rappresentati l'alimentatore per microfoni MEMS, controllato da un selettore manuale, ed il segnalatore dell'accensione del sistema, che si attiva in base al selettore che connette e separa l'alimentazione del circuito.

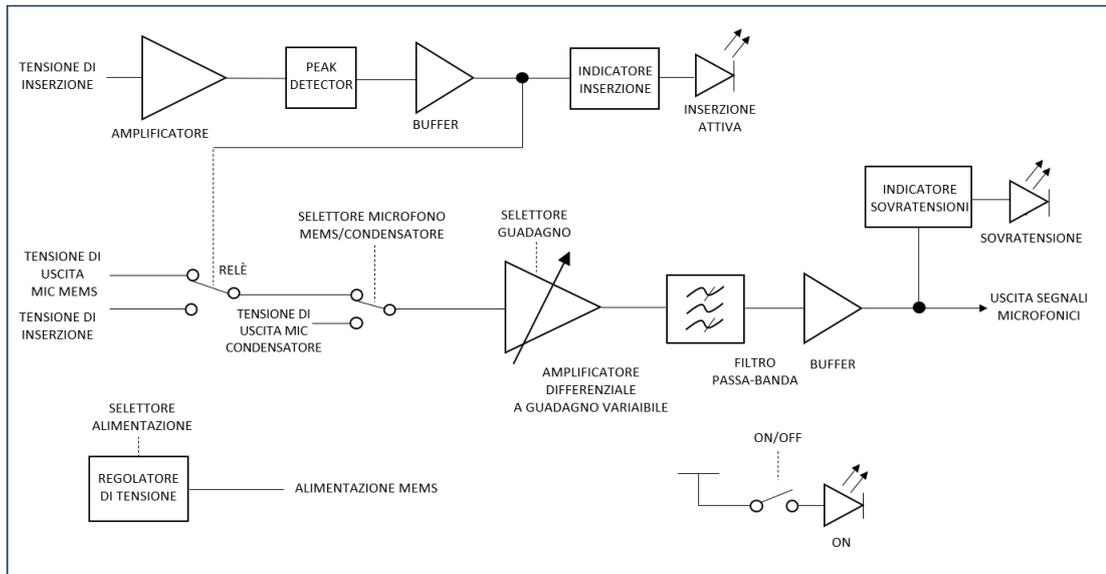


Figura 3.6: Schema a blocchi del circuito

## 3.2 Progettazione dello schema circuitale

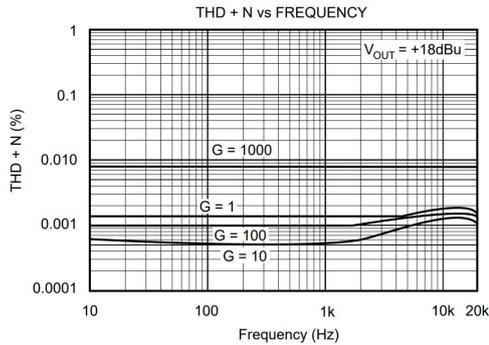
### 3.2.1 Catena di condizionamento dei segnali microfonici

L'elemento centrale del sistema è l'amplificatore differenziale, che deve avere ottime caratteristiche di rumore e distorsione, ed un'elevata impedenza di ingresso. Il componente selezionato è l'amplificatore da strumentazione INA103 della Texas Instruments©, il quale rispetta tutti i requisiti indicati in precedenza in banda audio [22]. In particolare, il manuale fornisce una densità di rumore massima per le frequenze di interesse pari a  $1.2 \text{ nV Hz}^{-0.5}$ , che riportata alla banda di interesse determina un rumore di fondo

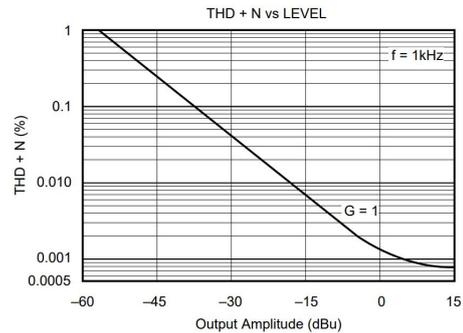
$$V_{noise} = 1.2 \text{ nV Hz}^{-0.5} * \sqrt{10 \text{ kHz}} = 120 \text{ nV}$$

Il costruttore garantisce un valore molto limitato anche per la distorsione armonica totale aggiunta al rumore. Per verificare che tale valore rispetti le specifiche per tutte le frequenze ed i livelli di tensione di interesse, si utilizzano i grafici presenti nel datasheet del dispositivo [22], mostrati nelle figure 3.7 e 3.8.

Dal primo grafico, si osserva che il valore di THD+N dipende dal guadagno, e rimane costante fino a circa 2 kHz, aumentando a frequenze superiori. In modo conservativo, si considera per entrambi i guadagni scelti un valore di THD+N costante a tutte le frequenze di 0.002% al livello di uscita 18 dBu. Utilizzando la seconda figura (3.8), si vuole stimare il valore della distorsione armonica totale nel caso peggiore, ovvero quando il livello di ingresso è il minimo definito dalle



**Figura 3.7:** Distorsione armonica totale, sommata al rumore, in funzione della frequenza ed al variare del guadagno  $G$  per il dispositivo INA103



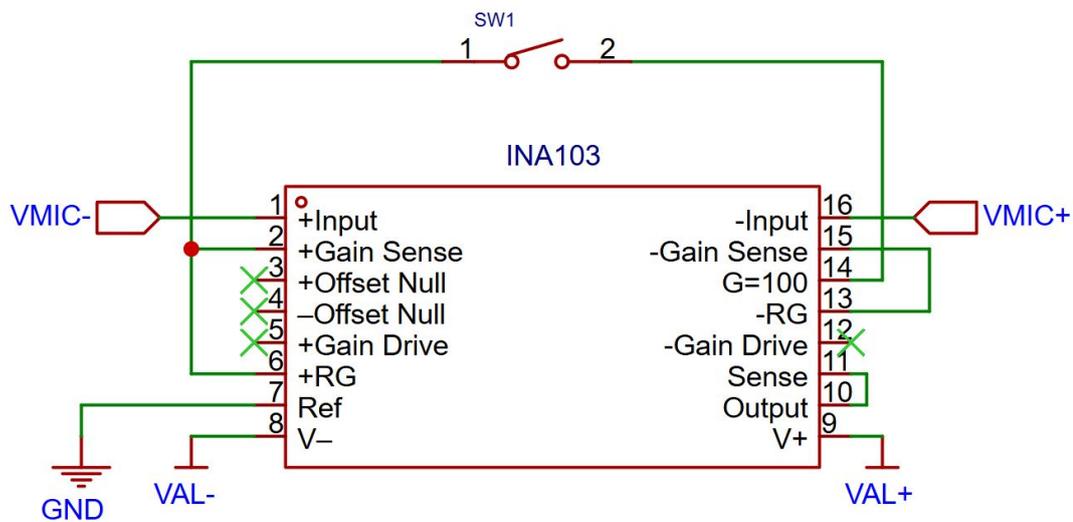
**Figura 3.8:** Distorsione armonica totale, sommata al rumore, in funzione della livello a guadagno  $G=1$  per il dispositivo INA103

specifiche tecniche. Si osserva che il rumore aumenta di circa 10 volte, ogni 20 dB di decremento del valore del segnale, partendo da 0 dBu, che ha un valore di THD+N simile a quanto definito in precedenza. Si considera il segnale minimo in uscita, ovvero  $10 \text{ mV}_{\text{rms}}$  per entrambi i guadagni, equivalente ad un segnale minimo di  $100 \mu\text{V}_{\text{rms}}$  con guadagno 40 dB. Convertito in dBu, il segnale ha valore pari a circa  $-35 \text{ dBu}$ . Si ottiene che

$$(THD + N)_{MAX} = 0.002 \% * 10 * \frac{35 \text{ dB}}{20 \text{ dB}} = 0.035 \%$$

risultato abbondantemente inferiore ai limiti previsti.

L'alimentazione duale  $15 \text{ V}$ ,  $-15 \text{ V}$  è ottimale per il dispositivo e la banda di utilizzo copre ampiamente quella audio; infine, il dispositivo integra due guadagni selezionabili in base ai collegamenti tra i pin, ovvero 0 dB e 40 dB. In questo modo, i guadagni di interesse, 0 dB e 40 dB sono entrambi realizzabili senza l'utilizzo di componenti esterni. Dal punto di vista circuitale, le configurazioni per la realizzazione dei due guadagni differiscono solo dalla connessione o disconnessione del pin 14, a cui è collegato internamente un resistore di precisione da  $60.6 \Omega$ . Quando il resistore non è collegato, il guadagno differenziale del circuito è pari a 0 dB, perché non ci sono connessioni tra i due operazionali di ingresso dell'amplificatore da strumentazione; connettendo il resistore interno da  $60.6 \Omega$ , al contrario, si ottiene un'amplificazione di esattamente 40 dB. Per la selezione da parte dell'utente del guadagno iniziale, è sufficiente porre un interruttore collegato al pin 14, in modo da connettere e disconnettere il resistore (figura 3.9).



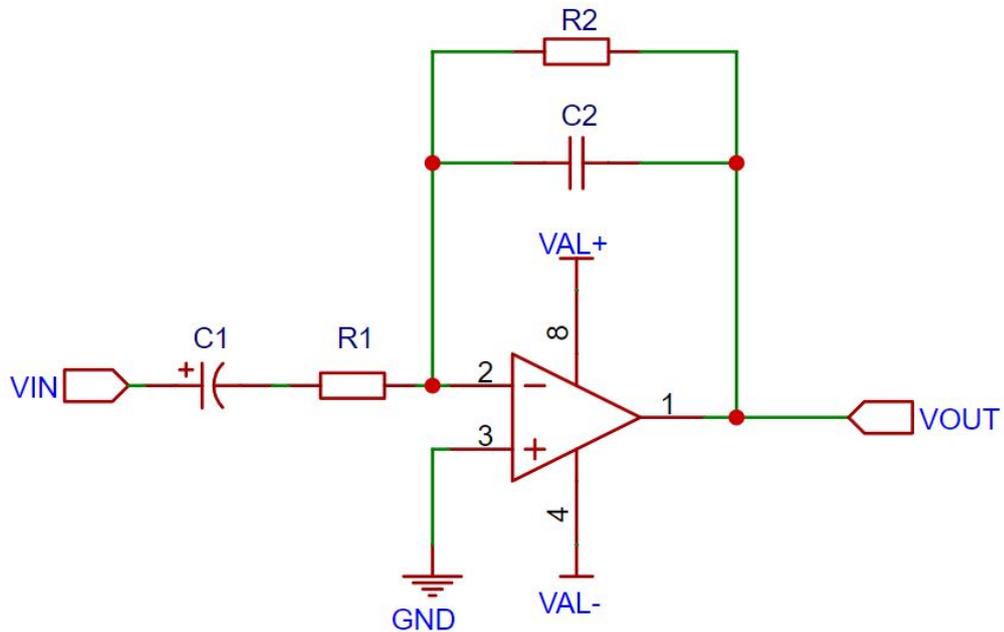
**Figura 3.9:** Schema elettrico di collegamento per l'amplificatore differenziale a basso rumore, implementando il dispositivo integrato INA103

Come si può notare dallo schema elettrico, le connessioni di ingresso ai microfoni sono invertite. Questo è fatto perché il filtro che sarà illustrato di seguito utilizza una configurazione invertente, mentre il buffer in uscita mantiene la fase di ingresso. In questo modo, si darebbe in uscita un segnale con uno sfasamento di  $180^\circ$ . Invertendo gli input dell'amplificatore differenziale si compensa questo effetto, aggiungendo un ulteriore sfasamento di  $180^\circ$ .

Infine, è importante sottolineare che le impedenze di ingresso, sia quella differenziale che quella di modo comune, sono estremamente elevate, pari a  $60\text{ M}\Omega$ . Questo consente di trascurare gli effetti di accoppiamento di impedenza con i sensori MEMS posti in ingresso.

Date le specifiche che richiedono una banda passante piatta, il filtro passa-banda più indicato è certamente un filtro del secondo ordine, che potrebbe essere realizzato con soli elementi passivi. Tuttavia, per evitare di attenuare i segnali in banda passante e fornire un segnale con bassa impedenza allo stadio di amplificazione successivo, si sceglie di realizzare un filtro attivo utilizzando un amplificatore operazionale con retroazione. Si utilizza una configurazione che si basa sull'unione di un filtro passa-basso ed uno passa-alto, come rappresentato in figura 3.10.

In riferimento allo schema riportato, la funzione di trasferimento è la seguente :  
eq. 3.1



**Figura 3.10:** Schema elettrico del filtro passa-banda del secondo ordine

$$\frac{V_u}{V_e} = -\frac{sR_2C_1}{(sR_2C_2 + 1)(sR_1C_1 + 1)} \quad (3.1)$$

Come già citato, questa configurazione deriva dall'unione di un filtro passa-basso ed uno passa-alto, perciò la funzione di trasferimento canonica è composta dal prodotto delle funzioni canoniche delle due tipologie di filtri, ovvero:

$$H(jf) = H_0 \frac{j\frac{f}{f_1}}{1 + j\frac{f}{f_1}} \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_2}} \quad (3.2)$$

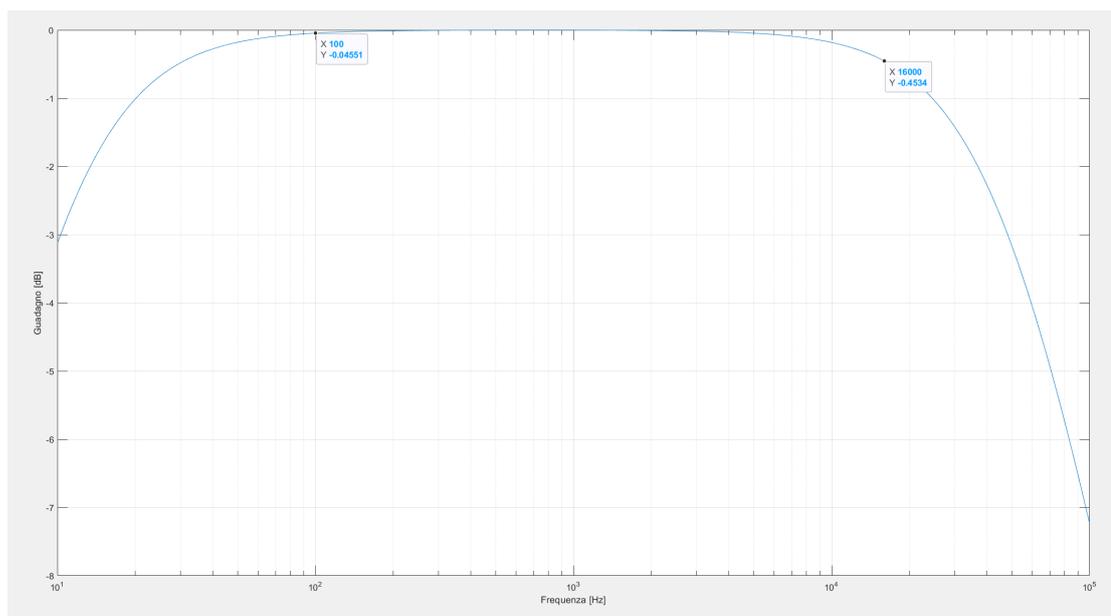
Confrontando fra loro le due equazioni precedenti si possono ricavare i valori di  $f_1$ ,  $f_2$  ed  $H_0$ , ovvero rispettivamente i due estremi della banda passante ed il guadagno in continua. Le equazioni che ne derivano sono:

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \\ f_2 &= \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \\ H_0 &= -\frac{R_2}{R_1} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Le frequenze di taglio sono state scelte in modo da limitare l'attenuazione in banda passante, ponendole al di fuori di almeno una banda di ottava dall'intervallo delle frequenze audio. Perciò  $f_1 < 16$  Hz e  $f_2 > 40$  kHz. Ponendo il modulo del guadagno pari a 0 dB, risulta che le resistenze devono avere lo stesso valore, quindi  $R_1 = R_2$ . Imponendo questi risultati alle equazioni precedenti, si ottengono i valori dei componenti, riportati ai valori nominali dei resistori e condensatori disponibili.

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = 3.3 \text{ k}\Omega \\ C_1 &= 4.7 \text{ }\mu\text{F} \\ C_2 &= 1 \text{ nF} \end{aligned} \tag{3.4}$$

Dati i valori scelti, le frequenze di taglio diventano  $f_1 = 10$  Hz e  $f_2 = 48$  kHz. Inoltre, sostituendo alle equazioni 3.1 e 3.2 le caratteristiche dei componenti effettivi, si possono ricavare i limiti di utilizzo in modo da avere un'attenuazione minore di 1 dB. Si calcola che idealmente, il filtro ha un'attenuazione minore di 1 dB nell'intervallo compreso tra circa 30 Hz e 20 kHz, sufficiente per l'applicazione prevista del circuito. La funzione di trasferimento che rappresenta il modulo del guadagno del filtro al variare della frequenza è rappresentata in figura 3.11.



**Figura 3.11:** Modulo del guadagno del filtro passa-banda in funzione della frequenza, con evidenziati gli estremi di utilizzo del dispositivo ed i rispettivi guadagni, significativamente superiori a  $-1$  dB

L'amplificatore operazionale del filtro passa-banda deve avere buone caratteristiche di rumore e distorsione, anche se meno stringenti rispetto all'amplificatore

operazionale, in particolare per quanto riguarda il rumore. Questo perché eventuali segnali di ingresso a basse tensioni sono già stati amplificati dal primo stadio. Per questo motivo è stato scelto l'amplificatore operazionale LM833-N della Texas Instruments ©, un dispositivo progettato per sistemi audio con due amplificatori operazionali integrati [23]. La densità di rumore di tensione in ingresso dichiarata, in banda audio, è pari a  $4.5 \text{ nV Hz}^{-0.5}$ , che determina un valore massimo di rumore di  $450 \text{ nV}_{\text{rms}}$  per la banda di utilizzo. Ad esso deve essere aggiunto il rumore termico dei resistori  $R_1$  e  $R_2$ , calcolato attraverso l'equazione di Johnson (equazione 3.5), nella quale  $k_b$  è la costante di Boltzmann, T la temperatura in Kelvin, R il valore di resistenza del resistore e  $\Delta f$  la banda di frequenze.

$$V_{N,T,rms} = \sqrt{4 * k_b * T * R * \Delta f} \quad (3.5)$$

Sostituendo all'equazione i valori dei resistori presenti nel filtro, con temperatura massima di  $25 \text{ °C}$  e banda di frequenze compresa tra  $100 \text{ Hz}$  e  $10 \text{ kHz}$ , i valori di rumore per  $R_1$  e  $R_2$  sono pari a circa  $0.7 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ . Si assume che i contributi di rumore siano senza correlazione, e si calcola il valore totale del rumore del filtro come segue (3.6)

$$V_{N,filtro,rms} = \sqrt{2 * V_{N,T,rms}^2 + V_{N,LM833,rms}^2} = 1.1 \mu\text{V}_{\text{rms}} \quad (3.6)$$

Il costruttore riporta un contributo della distorsione armonica totale, inferiore a  $0.002 \%$  rispetto ad un segnale di uscita  $V_{out} = 3 V_{\text{rms}}$  in banda audio, considerato il caso di un guadagno della configurazione di  $0 \text{ dB}$  ed un carico sufficientemente elevato.

Grazie al buffer posto in uscita, con elevata impedenza di ingresso, la frequenza non comporta variazioni significative nella percentuale di distorsione fino a  $10 \text{ kHz}$ ; al contrario il parametro aumenta costantemente al diminuire della tensione di uscita, al di sotto di  $3 V_{\text{rms}}$ . Assumendo che la percentuale di distorsione armonica totale, aumenti di  $20 \text{ dB}$  ogni ordine di grandezza in meno di tensione, si esegue la stessa procedura effettuata per il calcolo della distorsione armonica totale del dispositivo INA103, usando lo stesso caso peggiore ( $V_{out} = 10 \text{ mV}_{\text{rms}}$ ). Il risultato corrisponde ad un valore di  $THD = 0.4 \%$ , che deve essere aggiunto al contributo di rumore di  $1.1 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ , ovvero  $0.01 \%$  per il livello minimo specificato. L'alimentazione risulta compatibile con quella del sistema, ed il singolo componente integra due amplificatori operazionali, occupando uno spazio ridotto e riducendo il numero di connessioni.

Il terzo stadio di condizionamento dei segnali microfonicici è composto da un amplificatore operazionale in configurazione di inseguitore di tensione. Il componente utilizzato è il secondo amplificatore del dispositivo LM833-N utilizzato per il

filtro passa-banda. L'utilizzo del buffer è importante per evitare accoppiamenti di impedenza con l'impedenza vista in uscita.

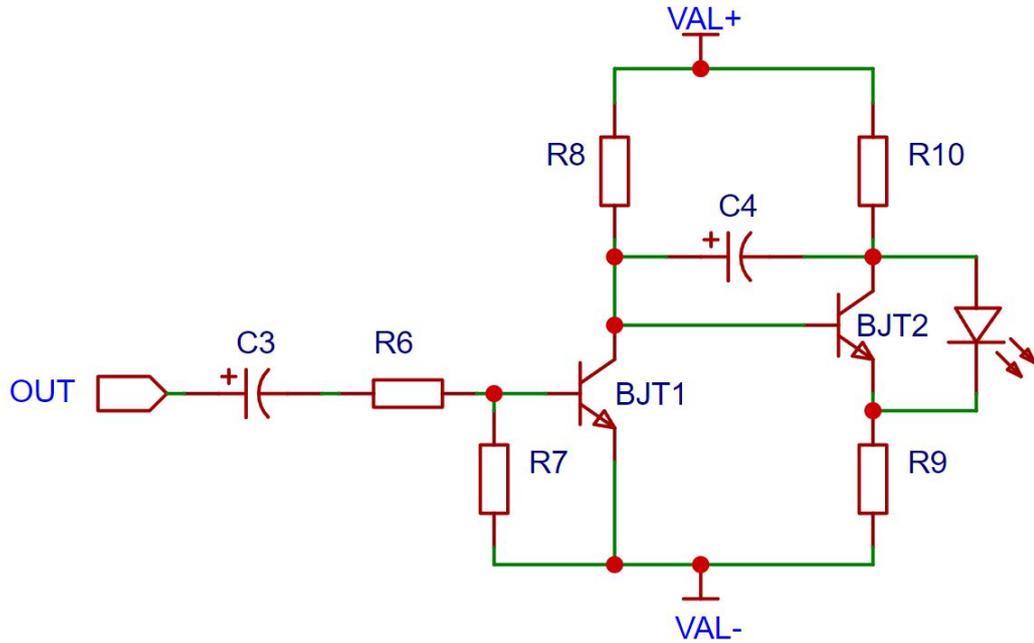
Le considerazioni su rumore e distorsione sono le medesime fatte per il filtro. Per il calcolo della distorsione armonica totale, sommata al rumore, si assume, in maniera conservativa, che i contributi dei tre dispositivi non siano correlati tra loro. In questo modo, la stima è data la radice della somma quadratica di tutti i termini (equazione 3.7). Il valore ottenuto rispetta il requisito definito nelle specifiche tecniche con un buon margine, tuttavia

$$\begin{aligned}
 (THD + N)_{TOT,MAX} &= \\
 &= \sqrt{(THD + N)_{diff,MAX}^2 + (THD + N)_{filtro,MAX}^2 + (THD + N)_{buffer,MAX}^2} \\
 (THD + N)_{filtro,MAX} &= (THD + N)_{buffer,MAX} = (THD + N)_{LM833,MAX} = \\
 &= \sqrt{THD_{LM833}^2 + N_{LM833}^2} = 0.4 \% \\
 (THD + N)_{TOT,MAX} &= \sqrt{(THD + N)_{diff,MAX}^2 + 2(THD + N)_{LM833,MAX}^2} = \\
 &\approx 0.41 \%
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

L'uscita dell'ultimo stadio di condizionamento deve essere collegata, oltre che all'ingresso del segnale dell'apparato di reciprocità, anche ad un circuito che ne verifichi la tensione di uscita per fornire un'indicazione all'utente in caso di tensioni superiori a  $10 V_{rms}$  (indicazione di "overload"). Tale circuito è realizzato secondo lo schema riportato in figura 3.12. Lo schema si basa sull'utilizzo di due transistori a giunzione bipolare tipo npn (BC546 prodotti da Onsemi©), che, quando accesi, forniscono una tensione ad un LED rosso di segnalazione. Il partitore di tensione iniziale serve a definire la tensione di accensione del LED, mentre il condensatore C3 deve separare la tensione DC in uscita dalla catena di misura (0 V) da quella presente alla base del primo transistorore ( $-15 V$ ).

### 3.2.2 Alimentazione per microfoni MEMS

L'alimentazione dei microfoni MEMS è affidata ad un regolatore di tensione LM317 prodotto da Texas Instruments ©, in grado di fornire tensioni comprese tra 1.25 V e 37 V con corrente massima di 1.5 A e protezioni per sovracorrenti e surriscaldamenti [24]. Il funzionamento si basa sull'utilizzo di due resistenze collegate ai morsetti "ADJUST" e "OUTPUT", con il quale si può diminuire la tensione di uscita partendo dal valore di tensione DC in ingresso, come rappresentato in figura 3.13, configurazione suggerita dal datasheet [24].



**Figura 3.12:** Schema elettrico del circuito per la segnalazione di sovratensioni (OVERLOAD) in uscita del circuito

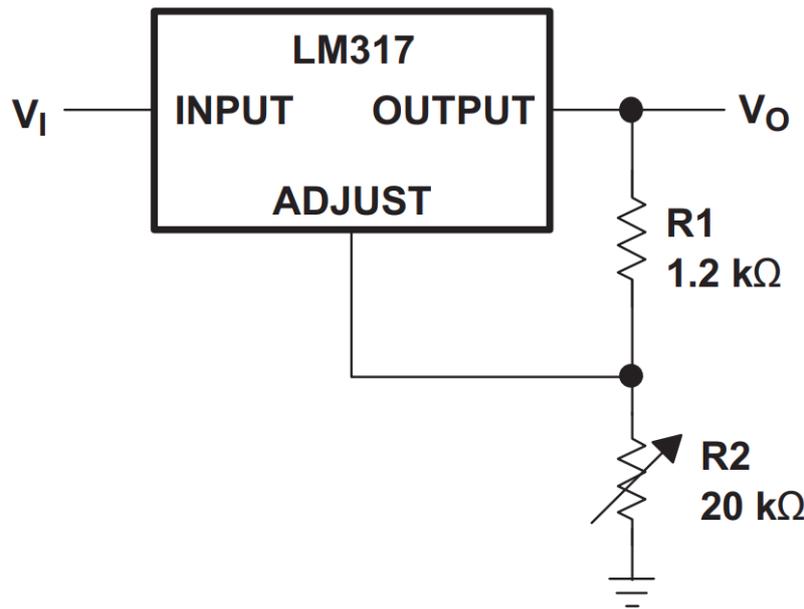
La tensione minima di 1.25 V è dovuta alla tensione presente nel morsetto “ADJUST”, di pari valore. Il datasheet del dispositivo, tuttavia, mostra una configurazione di utilizzo per ridurre la tensione di uscita fino a 0 V utilizzando una tensione negativa per abbassare la dinamica di uscita [24]. Come si può osservare in figura 3.14, lo schema comprende l’utilizzo di un condensatore  $C_5$  da 100 nF per limitare i disturbi di linea e di un diodo per limitare possibili sovratensioni in uscita durante l’accensione e lo spegnimento del sistema. Il diodo scelto per l’implementazione è il modello 1N914 della Onsemi©, che presenta una buona velocità di commutazione ed alta affidabilità nel tempo [25].

La seguente formula (3.8) mette in correlazione la tensione di uscita con le altre tensioni e resistenze in gioco, ed è utile per il dimensionamento delle resistenze presenti nello schema

$$V_{OUT} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_{12} + R_{13}}{R_{11}} \right) - V_{AL} \quad (3.8)$$

con  $V_{REF} = 1.25 \text{ V}$  e  $-V_{AL}$  rappresenta la tensione negativa applicata per traslare la dinamica di uscita.

Nel sistema, le tensioni con il quale utilizzare il regolatore LM317 sono quelle dell’alimentazione duale, ovvero 15 V e  $-15 \text{ V}$ . L’assorbimento di corrente dei



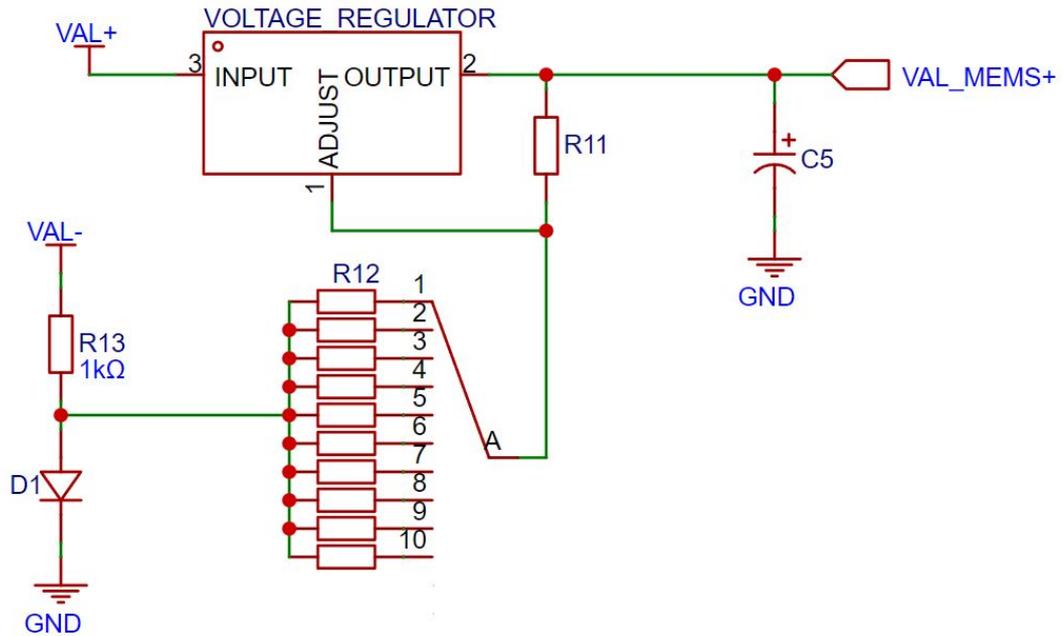
**Figura 3.13:** Schema elettrico della configurazione base di utilizzo del regolatore di tensione LM317 suggerita dal datasheet

microfoni MEMS è sempre molto limitato (decine di  $\mu\text{V}$ ), mentre il regolatore di tensione necessita di fornire una corrente minima per mantenere la differenza di potenziale in uscita. Nel caso peggiore, a 40 V di regolazione la corrente minima può arrivare a 10 mA. Per questo motivo la somma delle resistenze  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  ed  $R_{13}$  deve essere limitata, in modo da assorbire le correnti necessarie al dispositivo per funzionare correttamente. La resistenza  $R_{11}$  deve essere dimensionata in modo da consentire un passaggio di corrente minimo di 10 mA con una tensione imposta dal dispositivo  $V_{REF} = 1.25 \text{ V} \pm 0.05 \text{ V}$ . Dal secondo requisito si deriva il valore massimo della resistenza  $R_{11}$  nel caso peggiore in cui  $V_{REF} = 1.20 \text{ V}$  e l'assorbimento del carico sia trascurabile, secondo la seguente formula

$$I_{R_{11}} = \frac{V_{REF_{min}}}{R_{11}} \geq I_{OUT_{min}} = 10 \text{ mA} \quad (3.9)$$

$$R_{11} \leq \frac{V_{REF_{min}}}{I_{OUT_{min}}} \Rightarrow R_{11} \leq 120 \Omega$$

Imponendo  $R_{11} = 100 \Omega$ , si può calcolare il valore della somma di  $R_{11}$  ed  $R_{12}$  in funzione della tensione di uscita secondo l'equazione 3.8, utilizzando la tensione di alimentazione negativa di valore pari a  $-15 \text{ V}$



**Figura 3.14:** Schema elettrico per l'alimentatore di microfoni MEMS realizzato con un regolatore di tensione LM317, con circuito per abbassare la dinamica di uscita

$$R_{12} + R_{13} = R_{11} \left( \frac{V_{OUT} + 15 \text{ V}}{V_{REF}} - 1 \right) \quad (3.10)$$

Le tensioni che si possono realizzare con la configurazione in oggetto sono comprese tra  $0 \text{ V}$  e  $V_{AL} - 3 \text{ V} = 12 \text{ V}$ , determinando un intervallo di valori di  $R_{12} + R_{13}$  compreso tra  $1.10 \text{ k}\Omega$  e  $2.06 \text{ k}\Omega$ .

Si decide di stabilire un valore fisso per  $R_{13} = 1 \text{ k}\Omega$  e di inserire nel circuito un set di resistenze  $R_{12}$  di valori differenti selezionabili con un commutatore a scatti a 10 vie. In questo modo l'utente può selezionare la tensione di alimentazione più adatta al microfono MEMS collegato all'interno di valori fissi, stabili e caratterizzati, a differenza di ciò che accadrebbe inserendo un potenziometro. In tabella 3.1 sono evidenziati i valori di  $R_{12}$  con le relative tensioni di alimentazione per il MEMS generate. Inoltre, sono mostrati i valori della serie E96 più vicini ai valori delle resistenza  $R_{12}$  calcolate, ed i relativi valori di  $V_{OUT}$  dovuti ai nuovi valori di  $R_{12}$  con l'errore rispetto alla tensione desiderata.

**Tabella 3.1:** Valori di alimentazione per microfoni MEMS nominali e realizzati, in funzione dei valori ideali e reali di  $R_{12}$ , derivati dalla serie E96, ed i relativi errori rispetto alla tensione desiderata

$V_{OUT}$ nominale [V]	$R_{12}$ ideale [ $\Omega$ ]	$R_{12}$ serie E96 [ $\Omega$ ]	$V_{OUT}$ finale [V]	Errore $V_{OUT}$ [%]
0	100	100	0.000	0.0
1	180	178	0.975	-2.5
2	260	261	2.012	0.6
3	340	340	3.000	0.0
4	420	422	4.025	0.6
5	500	499	4.988	0.2
6	580	576	5.950	-0.8
8	740	750	8.125	1.5
10	900	909	10.113	1.1
12	1060	1050	11.875	-1.0

### 3.2.3 Circuito per il trattamento della tensione di inserzione per microfoni MEMS

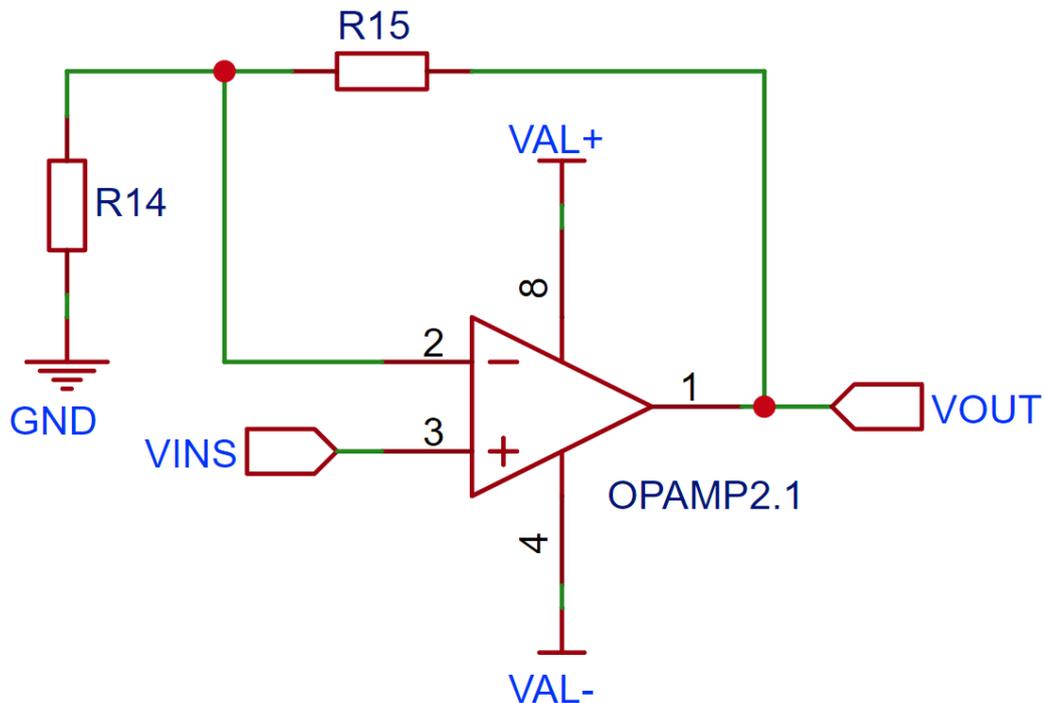
La parte più complessa della progettazione è quella relativa all'attivazione dei relè per la tensione di inserzione, che devono scollegare il microfono MEMS e far passare la tensione di inserzione attraverso la parte di condizionamento del segnale microfonico attivati dalla tensione di inserzione stessa.

Il design parte dalla scelta del tipo di relè, per identificare i requisiti per l'attivazione e la disattivazione dello stesso. La scelta è caduta su un classico relè reed deviatore, in grado di commutare rapidamente generando un basso rumore meccanico e che presenta dimensioni molto contenute. Il dispositivo utilizzato è il "RELÈ REED SPDT RS PRO" prodotto da RS Components©, con tensione di bobina a 5 V e corrente di commutazione massima pari a 0.25 A. Il tempo di commutazione, inclusi gli iniziali sbalzi di tensione, è garantito dal costruttore al di sotto di 0.7 ms, mentre la resistenza di contatto ha valori inferiori di 250 m $\Omega$ . I valori accettabili per la tensione e la corrente di ingresso sono diversi ordini di grandezza superiori rispetto a quelli richiesti, mentre la resistenza della bobina presente un valore di soli 200  $\Omega$  ed è in grado di sopportare massimo 3 W di potenza e 0.25 A di corrente. Il segnale del microfono MEMS è collegato all'amplificatore differenziale a basso rumore tramite due contatti, perciò è necessario utilizzare due relè uguali, in parallelo, per la commutazione di entrambi gli ingressi dell'amplificatore. Per questo motivo la resistenza vista dal circuito di commutazione dei relè è pari a 100  $\Omega$ .

L'accensione dei relè deve essere connessa all'attivazione della tensione di inserzione, che, come specificato in precedenza, ha valori compresi tra 5 mV<sub>rms</sub> e 20 mV<sub>rms</sub>

a frequenze comprese tra 100 Hz e 10 kHz, ovvero le frequenze di interesse per l'utilizzo del dispositivo; queste tensioni devono essere convertite in un segnale DC superiore a 5 V. L'idea per generare la tensione desiderata è quella di amplificare il segnale di ingresso in modo da avere un'ampiezza superiore a 5 V e, successivamente, utilizzare un circuito attivo "peak detector" per mantenere il livello di tensione di picco ed attivare i relè. Per calcolare il guadagno necessario si considera il segnale con il livello di tensione più basso utilizzato nella tecnica della tensione di inserzione, ovvero  $5 \text{ mV}_{\text{rms}}$ , e si verifica per quale guadagno il picco supera 5 V. In questo caso, si decide di utilizzare un guadagno di 60 dB che determina un segnale di  $5 \text{ V}_{\text{rms}}$  nel caso peggiore, segnale che ha un picco superiore a 7 V e quindi sufficiente per il funzionamento del segnale.

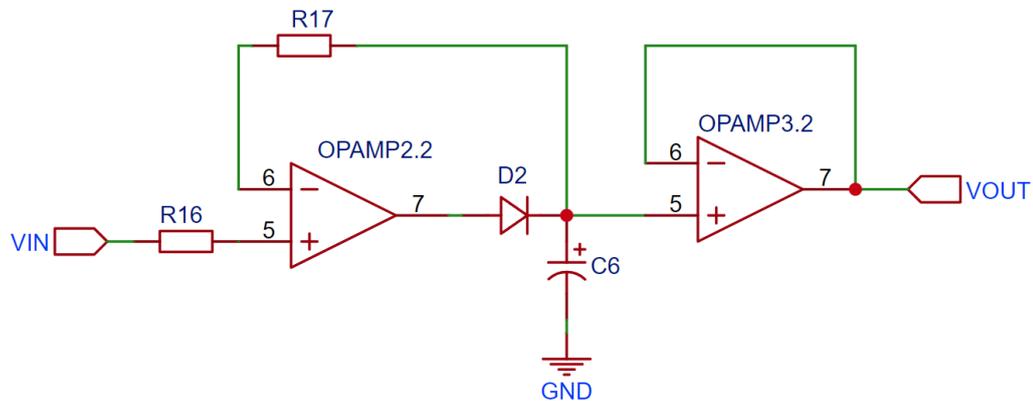
La configurazione utilizzata per realizzare tale amplificatore è quella dell'amplificatore operazionale in configurazione non-invertente (figura 3.15), con resistenze dimensionate come di seguito:  $R_{14} = 1 \text{ kHz}$  ed  $R_{15} = 1 \text{ M}\Omega$ .



**Figura 3.15:** Schema elettrico dell'amplificatore operazionale in configurazione non invertente

Se la tensione di inserzione ha valori più elevati, come  $20 \text{ mV}_{\text{rms}}$ , il segnale è

portato dall'amplificatore a saturazione a 15 V, in quanto l'amplificatore operativo è alimentato con tale alimentazione duale. Ciò non genera problemi nel funzionamento del circuito, in quanto il segnale, anche se distorto, può comunque essere utilizzato per l'attivazione dei relè.



**Figura 3.16:** Schema elettrico del circuito peak detector, con inseguitore di tensione per l'accoppiamento di impedenza per il pilotaggio dei relè

Il circuito “peak detector” è realizzato secondo lo schema di figura 3.16 Il funzionamento si basa sull'utilizzo di un amplificatore operativo con un diodo in uscita come raddrizzatore a singola semi-onda ed un successivo condensatore che si carica per mantenere il livello di picco. La difficoltà nel dimensionamento dei componenti è dovuta all'ampio intervallo di frequenze, per il quale la costante di tempo  $\tau$ , legata al processo di scarica del condensatore, risulta essere un valore critico. Le frequenze inferiori richiedono che  $\tau$  sia abbastanza elevata per riuscire a mantenere il livello del picco durante tutto il periodo  $T$ , per evitare “ripple” elevati, mentre le frequenze più alte della banda richiedono un tempo di scarica ridotto per la chiusura dei relè. Tuttavia, il secondo requisito risulta essere meno stringente, in quanto è possibile agire sul software di misura per lasciare un intervallo di tempo sufficiente ai relè dopo aver inserito la tensione di inserzione, prima di procedere a mandare un nuovo segnale acustico.

Per questo motivo, si dimensiona  $\tau$  partendo dai requisiti dati dalle frequenze inferiori, imponendo un ripple massimo di  $1 V_{pp}$  a 100 Hz, per il quale anche con il segnale più basso di tensione di inserzione, ovvero  $5 mV_{rms}$ , e considerando la caduta di tensione del diodo (pari a circa  $0.6 V$ ), il segnale in uscita ha sempre una tensione superiore a  $5 V$ . Si decide di valutare tale ripple, ed il dimensionamento dei componenti associati, in maniera più approfondita tramite simulazioni numeriche, in modo da valutare contemporaneamente l'andamento del tempo di carica e scarica.

Per modificare  $\tau$  potrebbe essere necessario aggiungere una resistenza in parallelo al condensatore  $C_6$ , che modifichi l'impedenza di uscita del circuito, molto elevata dato il collegamento diretto all'ingresso non-invertente dell'amplificatore operazionale usato come inseguitore di tensione.

La resistenza  $R_{17}$  è necessaria per limitare la corrente in ingresso all'operazionale quando il segnale diventa negativo. Si vuole mantenere la corrente di ingresso all'amplificatore operazionale al di sotto di 10 mA, per evitare surriscaldamenti, perciò si considera il caso peggiore nel quale vi sia una differenza di potenziale di 30 V tra la tensione in uscita dal circuito e il morsetto non invertente, e perciò tra i capi di  $R_{17}$ . Ponendo

$$\frac{30 \text{ V}}{R_{17}} < 10 \text{ mA} \quad (3.11)$$

si ottiene che

$$R_{17} > 3 \text{ k}\Omega \quad (3.12)$$

perciò si dimensiona  $R_{17} = 10 \text{ k}\Omega$ .

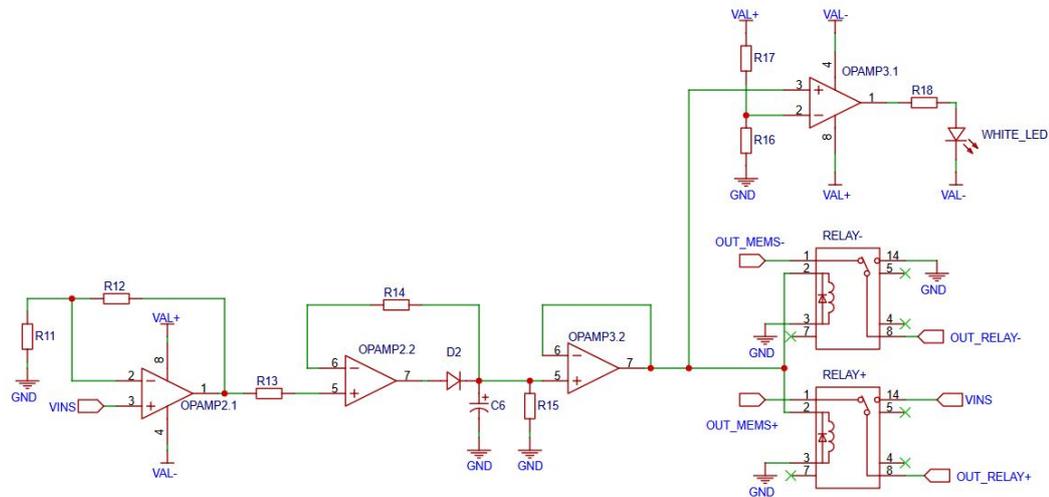
Il diodo utilizzato è nuovamente il modello 1N914 della Onsemi©, che garantisce tempi di commutazione rapidi (inferiore a 4 ns, compatibili con le frequenze dei segnali audio).

L'uscita del peak-detector è collegata ad al morsetto non invertente di un altro amplificatore operazionale OPA1656 in configurazione voltage follower per separare usato come separatore di impedenza, in quanto le basse impedenze delle bobine dei relè avrebbe una grande influenza su  $\tau$ .

Oltre ai due deviatori, l'uscita del voltage follower è collegata ad un circuito che ha il compito di segnalare, con un LED bianco, l'attivazione della tensione di inserzione e quindi l'auto-taratura del sistema. In questo caso si utilizza un amplificatore operazionale come comparatore di soglia. Il segnale di attivazione dei relè è inserito nel morsetto non invertente, mentre in quello invertente si utilizza un semplice partitore per fornire una tensione fissa di circa 1 V. In questo modo, quando il circuito viene attivato, la tensione di attivazione dei relè, superiore a 5 V attiva anche il comparatore, che accende il LED collegato in uscita, la cui corrente è limitata dalla resistenza in serie.

I quattro amplificatori operazionali utilizzati sono i NJM4556ADD, amplificatori in grado di fornire correnti elevate rispetto alla media degli amplificatori operazionali [26]. Nonostante il dispositivo integri all'interno due amplificatori, essi possono dare in uscita fino a 70 mA per canale, e sopportare 700 mW, rendendo possibile l'utilizzo la commutazione dei relè.

Il circuito completo legato al trattamento e segnalazione della tensione di inserzione è mostrato in figura 3.17



**Figura 3.17:** Schema elettrico del circuito di trattamento della tensione di inserzione, con sistema di attivazione dei relè ed indicatore luminoso per segnalare l'auto-taratura del sistema

### 3.2.4 Alimentazione, interfaccia e collegamenti

L'alimentazione di tutto il circuito, fornita dall'apparato di reciprocità, è collegata ad un interruttore duale ON-ON che, quando il circuito deve essere disattivato, collega le linee di alimentazione a riferimento, in modo da disperdere le correnti di scarica. All'inizio delle due linee di alimentazione, positiva e negativa, sono posti due condensatori elettrolitici da 100 nF, per disperdere eventuali disturbi della linea. Inoltre, per segnalare all'utente la corretta accensione del dispositivo, l'alimentazione positiva del circuito è collegata ad un LED verde in serie ad una resistenza, acceso quando la tensione di alimentazione è attiva.

Un altro interruttore duale ON-ON è utilizzato per collegare alternativamente il microfono MEMS o il microfono LS alla catena di condizionamento dei segnali microfonici. Particolare attenzione è prestata al contatto della tensione di polarizzazione tra apparato di reciprocità ed uscita per microfoni LS, normalmente di valore pari a 200 V, che, per motivi di sicurezza, deve essere opportunamente isolato ed evidenziato.

In figura 3.18 è mostrato l'intero schema elettrico del circuito, dove sono collegate tutte le parti evidenziate separatamente in questa sezione. Lo stesso schema in versione estesa, per rendere maggiormente accessibile la visualizzazione, è accessibile in appendice A.

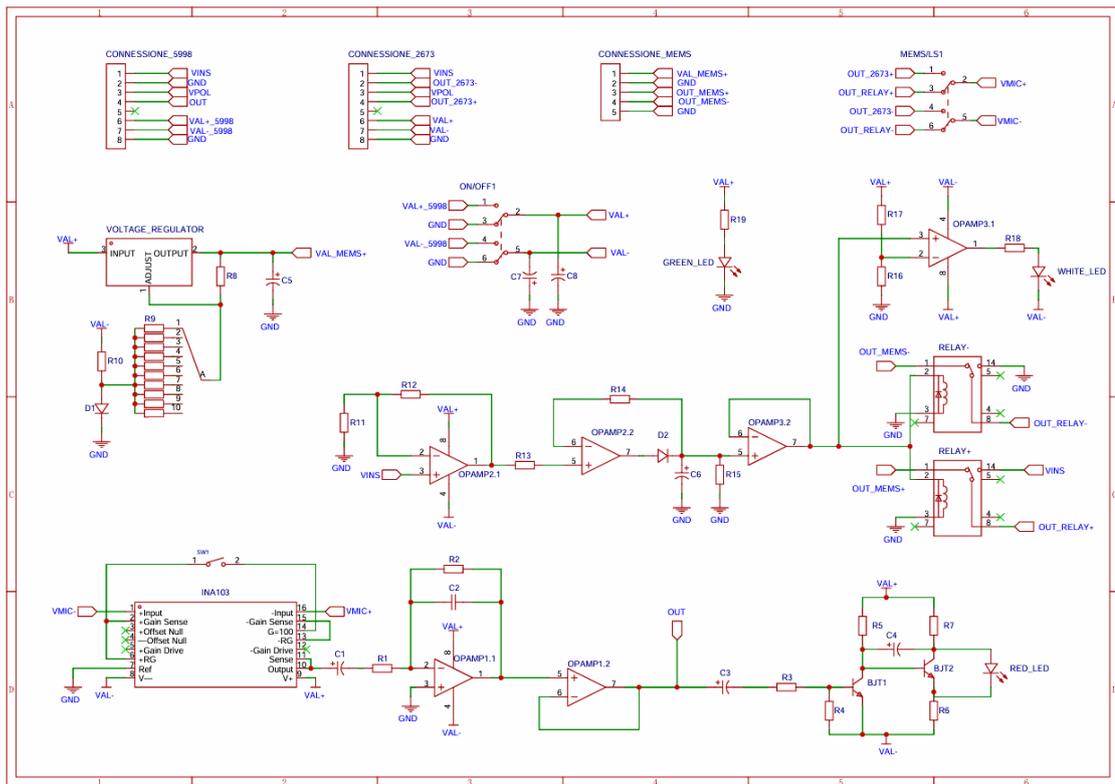


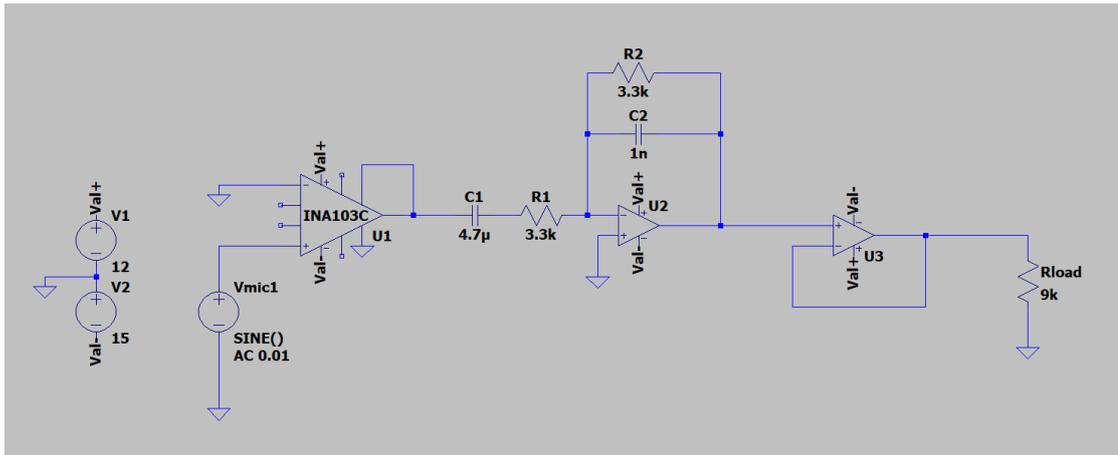
Figura 3.18: Schema elettrico del circuito

### 3.3 Simulazioni

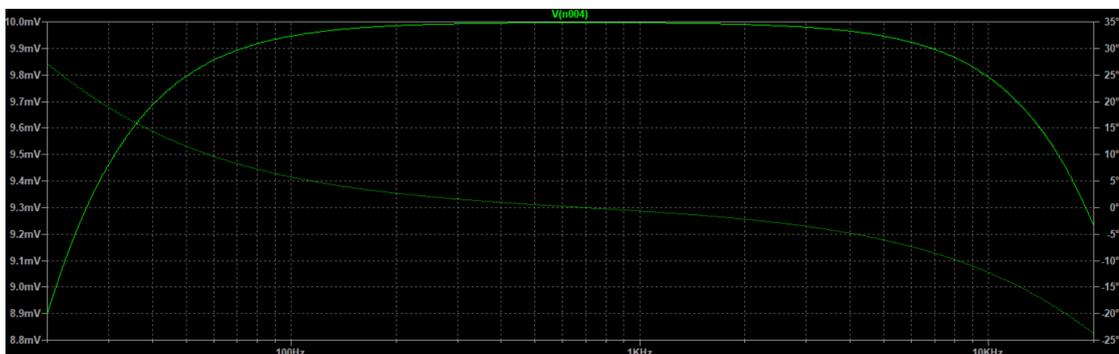
Il software utilizzato per le simulazioni è LTspice, programma freeware di simulazione di circuiti elettronici sviluppato da Analog Devices©, ed è attualmente uno dei programmi su base SPICE più utilizzati in ambito industriale. Le simulazioni effettuate hanno l'obiettivo di effettuare una valutazione iniziale delle prestazioni delle configurazioni scelte ed ottimizzare i valori di alcuni componenti. Per farlo, si è scelto di simulare le varie parti singolarmente, in modo da studiare puntualmente il comportamento ed individuare eventuali criticità.

La parte di condizionamento è stata simulata per osservare il comportamento in frequenza di ampiezza e fase, e la corretta amplificazione del segnale. L'analisi delle caratteristiche di rumore e distorsione è stata lasciata ai test sul circuito reale, così da considerare tutte le non idealità dei componenti e dispositivi utilizzati, ed avere un risultato più affidabile. L'impedenza di carico del circuito è stata ricavata dal datasheet dell'apparato di reciprocità 5998 (100 kΩ), in parallelo con l'impedenza minima del circuito di segnalazione di sovratensioni (circa 10 kΩ), risultando un

carico di  $9\text{ k}\Omega$  (figura 3.19). Nelle figure 3.20 e 3.21 sono riportati risultati delle due simulazioni AC in frequenza, che mostrano l'andamento di ampiezza e fase della tensione di uscita dalla catena di condizionamento con guadagno rispettivamente a  $0\text{ dB}$  e  $40\text{ dB}$ . I risultati in ampiezza rispecchiano le curve ideali del filtro, e confermano i guadagni associati alle resistenze interne all'amplificatore differenziale INA103. La simulazione è stata ripetuta segnali di ingresso con valore efficace compreso tra  $100\text{ }\mu\text{V}_{\text{rms}}$  e  $5\text{ V}_{\text{rms}}$ .

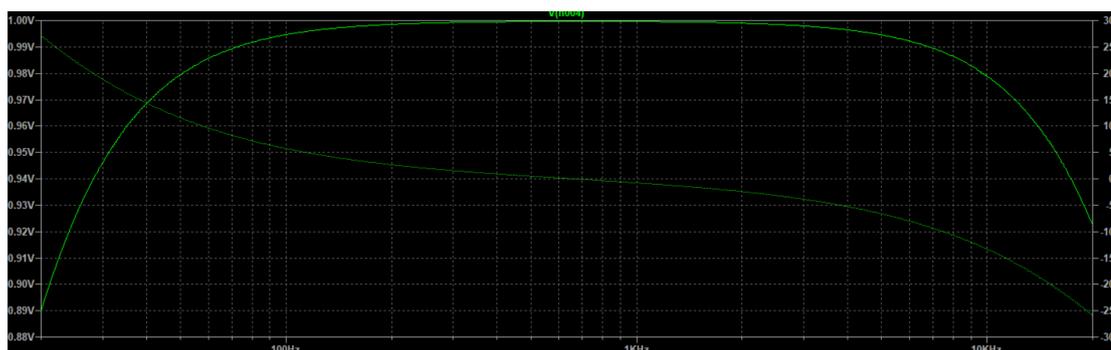


**Figura 3.19:** Circuito di condizionamento dei segnali microfonici implementato sul software LTspice per la valutazione delle prestazioni



**Figura 3.20:** Risultato della simulazione AC sul circuito di condizionamento dei segnali microfonici con ingresso singolo a  $10\text{ mV}$  e guadagno  $0\text{ dB}$

Le curve associate alla fase mostrano che il filtro passa-banda determina una variazione di fase crescente in modulo allontanandosi dalla frequenza centrale della banda passante (circa  $700\text{ Hz}$ ). Osservando i limiti di frequenza stabiliti, si nota che a  $100\text{ Hz}$  la fase è traslata di circa  $6^\circ$ , mentre a  $10\text{ kHz}$  la variazione è pari a  $-15^\circ$ .



**Figura 3.21:** Risultato della simulazione AC sul circuito di condizionamento dei segnali microfonici con ingresso singolo a 10 mV e guadagno 40 dB

Nonostante tali valori di sfasamento siano molto limitati, potrebbero contribuire all'incertezza di misura nel calcolo della frequenza di risonanza. Per limitare questo problema, si decide di misurare la variazione di fase alle frequenze di interesse in fase di test, in modo da poter successivamente applicare delle correzioni nel calcolo della fase all'interno del software della reciprocità.

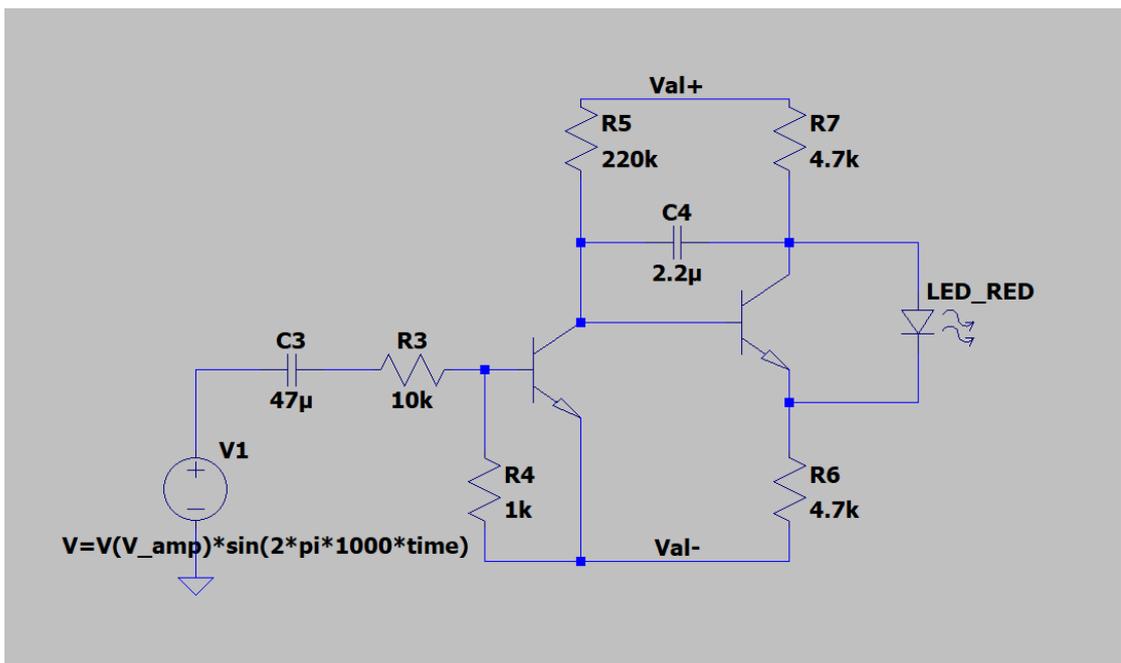
La simulazione del circuito di condizionamento è stata effettuata anche per il transitorio, in modo da analizzare la componente DC ed il comportamento alla variazione del segnale di ingresso (figura 3.22). Di questa simulazione è importante notare l'effetto delle tensioni di OFFSET dei due amplificatori operazionali, i cui effetti si sottraggono, a causa della medesima disposizione dei dispositivi. Utilizzando dispositivi dello stesso tipo, ed integrati nello stesso circuito, è probabile che tali contributi si annullino. Al contrario, la simulazione ha evidenziato il caso peggiore in cui l'effetto di questa tensione si sommi, utilizzando il valore massimo fornito dal datasheet, ovvero  $V_{off} = 1 \text{ mV}$  per entrambi i dispositivi, risultando in una tensione DC in uscita di 1.1 mV e 11 mV rispettivamente con guadagno 0 dB e 40 dB. Il dispositivo LM883 non integra morsetti per il bilanciamento delle tensioni di OFFSET, tuttavia tali effetti potrebbero essere limitati in fase di progettazione collegando nuove resistenze agli amplificatori operazionali modificandone la configurazione. Questo non viene fatto perché una tensione DC di tale entità è trascurabile grazie alla presenza del filtro passa-alto posto all'ingresso dell'apparato di reciprocità, che la elimina completamente.

La simulazione dell'indicatore di sovratensione è stata effettuata separatamente, con l'obiettivo di valutare il funzionamento e la soglia di accensione del LED. Su LTspice sono stati utilizzati modelli per i transistori npn ed il LED, modificando i parametri dei dispositivi già presenti sul software. Rimane fondamentale un successivo test sul circuito reale per la verifica del livello di accensione dell'indicatore,



**Figura 3.22:** Risultato della simulazione sul transitorio del circuito di condizionamento dei segnali microfonici con ingresso singolo a 10 mV e guadagno 0 dB, con ingresso acceso con un ritardo di 1 ms

in modo da considerare le differenze con i dispositivi ideali simulati. Il circuito implementato su LTspice è mostrato in figura 3.23.



**Figura 3.23:** Circuito di segnalazione sovratensioni simulato con LTspice, stimolato da una tensione sinusoidale con ampiezza che varia esponenzialmente da 0 V a 15 V

Per verificare immediatamente la tensione di accensione del LED, è inserito nel

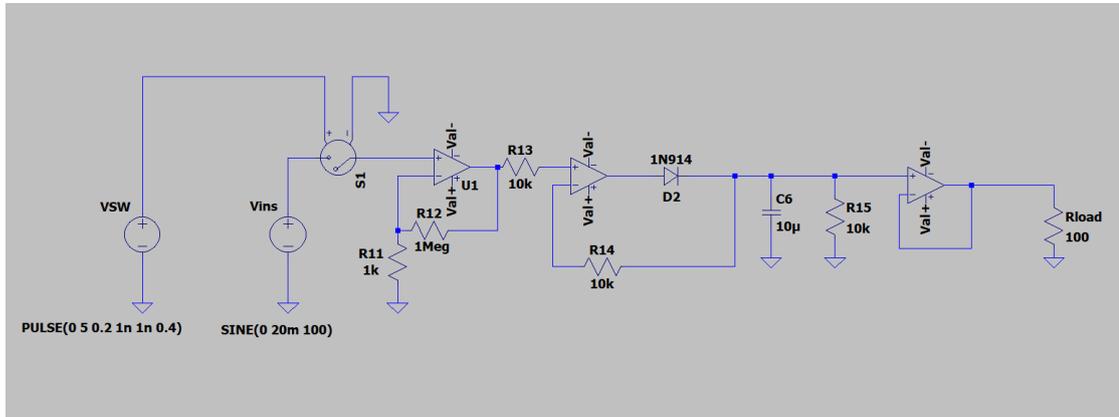
circuito un generatore di tensione sinusoidale con ampiezza parametrizzata  $V_{amp}$ . Il valore  $V_{amp}$  è una tensione con funzione esponenziale che parte da 0 V e tende a 15 V, con una costante di tempo  $\tau_{rise} = 0.3$  s. Si simula quindi un transitorio di 1 s, e si osserva l'andamento della differenza di potenziale ai capi del LED. In figura 3.24 si può osservare la funzione esponenziale di  $V_{amp}$  (in basso) e contemporaneamente la caduta di tensione sul LED (in alto), mostrando che l'accensione si verifica quando la tensione di ingresso ha un'ampiezza pari o superiore a 7 V (circa  $5 V_{rms}$ ). Questo valore permette di avere un margine rispetto alla tensione limite dell'apparato di reciprocità, ovvero l'ampiezza di picco pari a 10 V. Questo margine potrebbe essere troppo conservativo, quindi si pensa di modificare la resistenza  $R_4$  al valore di  $750 \Omega$ , per portare la tensione efficace di accensione a circa  $6 V_{rms}$ , come richiesto dalle specifiche tecniche



**Figura 3.24:** Risultato della simulazione sul transitorio del circuito di segnalazione sovratensioni, dove è mostrata l'ampiezza del segnale di ingresso (in basso) e la tensione ai capi del LED (uscita)

La simulazione del sistema di attivazione dei relè da parte della tensione di inserzione è fondamentale per valutare il funzionamento della configurazione peak-detector, in particolare per lo studio del ripple del segnale di uscita e del tempo di scarica  $\tau$  del condensatore  $C_6$ . Allo schema di progetto si collega in uscita una resistenza di carico  $R_{load} = 100 \Omega$  per rappresentare l'impedenza in parallelo dei due relè (il circuito di segnalazione dell'inserzione può essere ignorato, avendo un'impedenza diversi ordini di grandezza superiore). In ingresso, un generatore di tensione sinusoidale è collegato ad un interruttore controllato, per simulare e studiare i transitori all'accensione e spegnimento del segnale di inserzione. In figura 3.25 è rappresentato il circuito così realizzato, dove è già inserita la resistenza  $R_{15}$ ,

da progettare per limitare il tempo di scarica  $\tau$ .



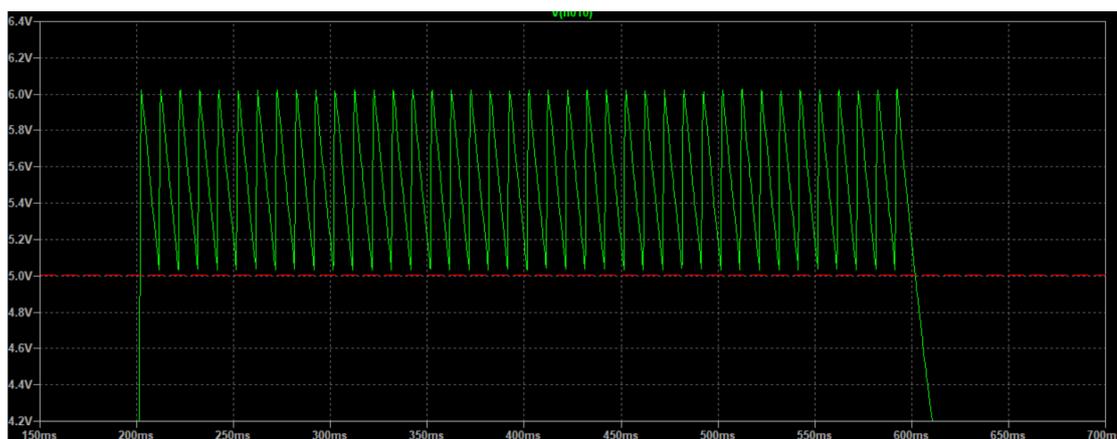
**Figura 3.25:** Circuito per il trattamento della tensione di inserzione implementato su LTSpice, stimolato da un generatore di tensione collegato tramite un interruttore ideale, per la valutazione dei tempi di carica e scarica del condensatore e del ripple in uscita

La simulazione è ripetuta per valori di frequenza e livello compresi nelle specifiche tecniche, in particolare nei due casi più significativi. Il primo avviene quando il livello di tensione di ingresso è al minimo (5 mV) ad una frequenza 100 Hz, caso peggiore per il ripple del segnale in uscita, che può portare la tensione di commutazione dei relè al di sotto della soglia di 5 V. Al contrario, il livello più alto di tensione è quello che determina il tempo più alto di commutazione dei relè in fase di spegnimento della tensione di inserzione.

Come da ipotesi, senza la resistenza  $R_{15}$ , il transitorio risulta essere estremamente elevato, dato il valore elevato di impedenza di ingresso dell'amplificatore operazionale. Per quanto riguarda il ripple del segnale, senza la resistenza  $R_{15}$ , anche nel caso peggiore il fenomeno risulta completamente trascurabile.

Inserendo la resistenza  $R_{15}$  per abbassare l'impedenza di uscita, si verifica una situazione di trade-off per cui al diminuire della stessa, diminuisce anche  $\tau$  ma si incrementa il ripple. Si cerca il valore limite di  $R_{15}$  per cui il ripple, nel caso peggiore dei limiti inferiori di frequenza e livello della tensione di ingresso, non porti la tensione di uscita al di sotto di 5 V.

Dalle simulazioni si verifica che quando  $R_{15} = 5 \text{ k}\Omega$  il ripple ha un'ampiezza picco-picco di circa 1 V con valore massimo pari a 6 V, e quindi viene preso come valore più basso per la resistenza (figura 3.26). Per avere margine rispetto a questa situazione, si impone  $R_{15} = 10 \text{ k}\Omega$ , e si misurano nuovamente le prestazioni del circuito legate al ripple ed al tempo di scarica. Ci si aspetta una costante di tempo  $\tau$ , considerando solo  $R_{15}$  in quanto l'impedenza di ingresso è significativamente più

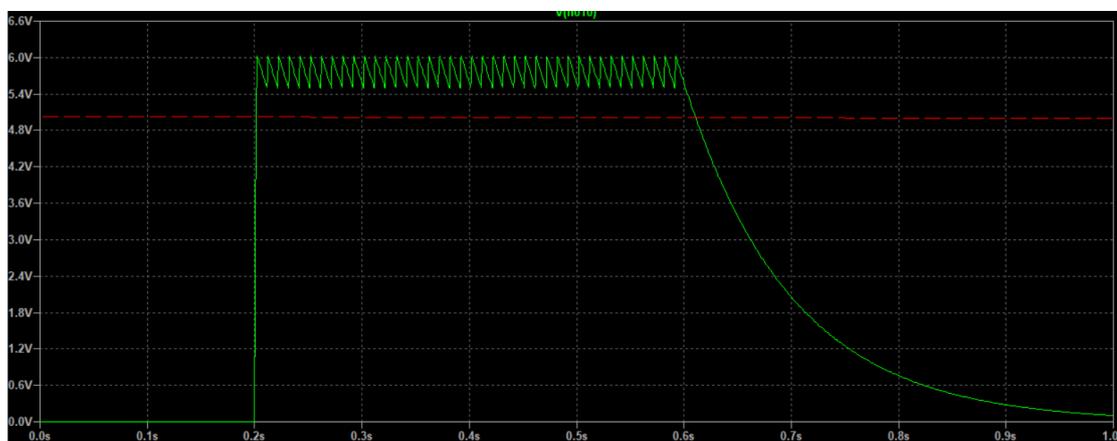


**Figura 3.26:** Risultato della simulazione sul transitorio del circuito di trattamento della tensione di inserzione per la valutazione del ripple massimo nel caso peggiore, con  $R_{15} = 5 \text{ kHz}$

elevata e quindi il contributo nel parallelo non è significativo, pari a

$$\tau = R_{15} * C_6 = 100 \text{ ms}$$

I risultati delle simulazioni per la valutazione del ripple e per il tempo di spegnimento dei relè nei casi peggiori, con la nuova configurazione, sono mostrati nelle figure 3.27 e 3.28.



**Figura 3.27:** Risultato della simulazione sul transitorio del circuito finale di trattamento della tensione di inserzione per la valutazione del ripple nel caso peggiore

Da questi, si osserva che nel caso peggiore del ripple, la tensione rimane sempre superiore a 5.5 V, quindi sufficientemente a distanza dal livello limite. Il tempo



**Figura 3.28:** Risultato della simulazione sul transitorio del circuito finale di trattamento della tensione di inserzione per la valutazione del tempo di scarica del condensatore nel caso peggiore

di spegnimento dei relè, ovvero il tempo che intercorre tra lo spegnimento della tensione di inserzione ed il raggiungimento di una tensione inferiore a 5 V, nel caso peggiore, è di circa 70 ms. Tale intervallo di tempo è compatibile con il sistema di taratura, in quanto il software della reciprocità prevede già una pausa di circa 1 s successiva all'auto-taratura tramite tensione di inserzione per leggere i parametri ambientali dalla strumentazione di misura ed impostare gli strumenti per la misura della frequenza successiva.

Il tempo di carica del condensatore non è stato trattato tra i requisiti in quanto molto inferiore rispetto a quello di salita. Nel caso peggiore, il tempo che impiega il circuito a portare la tensione di uscita da 0 V a 5 V è pari a circa 1 ms, anch'esso compatibile con i tempi di commutazione tra le varie fasi della taratura.

Il resto del circuito non è stato valutato tramite simulazione in quanto non vi sono requisiti stringenti che richiedano una valutazione delle prestazioni precedente ai test sul circuito reale.

### 3.4 Progettazione del circuito stampato

La progettazione del circuito stampato (PCB) è stata effettuata tramite il software EasyEDA©, che unisce un ambiente per la rappresentazione e simulazione di circuiti basato su SPICE ad un sistema per la progettazione e realizzazione del layout della PCB.

Ad ogni dispositivo presente nello schema circuitale completo (figura 3.18), implementato su EasyEDA, si è associata un'"impronta", ovvero l'immagine del componente posto sulla PCB che ne rappresenta le dimensioni ed il posizionamento

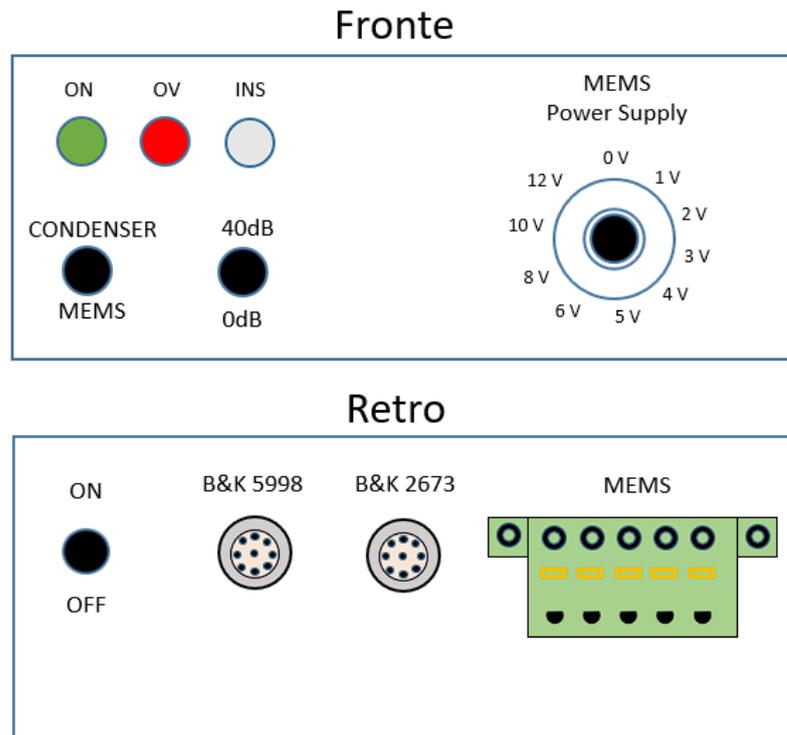
dei pin, parametri fondamentali durante la progettazione del circuito stampato. Il programma contiene già un vasto catalogo di dispositivi commerciali con le relative caratteristiche ed impronte; per quelli non presenti è possibile realizzare un modello personalizzato definendo i parametri caratteristici del componente.

Alcuni componenti, quali gli interruttori, i LED ed i connettori per le connessioni agli strumenti esterni, sono da posizionarsi sulla scocca esterna che conterrà il circuito, e non sul circuito stampato stesso. Per questi, al posto dell'impronta del componente, si inseriscono le tracce per delle strisce di connettori a cui collegare i contatti per il collegamento dei dispositivi esterni.

Si dimensiona il circuito stampato partendo dalle specifiche della custodia del dispositivo, un contenitore in alluminio di dimensioni pari a 160 mm di lunghezza, 106 mm di larghezza e 55 mm di altezza. Per facilitare l'inserimento ed il montaggio della PCB all'interno della custodia, il circuito stampato è dimensionato con una lunghezza di 140 mm e 90 mm di larghezza. Un'altra scelta di progettazione del circuito riguarda il numero di strati ("layer") su cui distribuire le connessioni dei componenti. Date le dimensioni della PCB abbastanza elevate, risulta sufficiente avere soli due layer, uno superiore ed uno inferiore, anche considerando l'intervallo di frequenze e la tipologia di connessioni, che non introducono la necessità di progettare ulteriori strati per la compatibilità elettromagnetica (EMC) e la riduzione del fenomeno di cross-talk.

Il corpo esterno, oltre a fornire una protezione meccanica al circuito ed essere usato come massa elettrica, a cui si collegano i punti di riferimento del circuito e degli strumenti esterni, è l'interfaccia per l'utente del dispositivo. Si progetta la disposizione dei componenti esterni e dei collegamenti in modo da avere un lato frontale con i selettori ed i segnalatori LED, ed uno lato posteriore dove sono posti i collegamenti (figura 3.29).

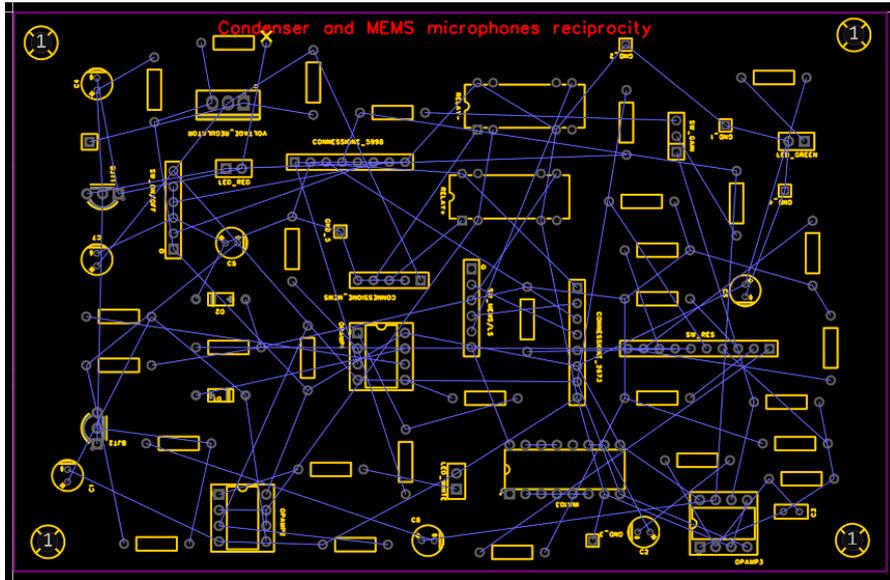
Per evitare accensioni e spegnimenti accidentali, anche il tasto ON/OFF è posto nel retro dello strumento. I collegamenti all'apparato di reciprocità ed al preamplificatore microfonico per microfoni a condensatore sono effettuati tramite connettori LEMO a 7 pin, rispettivamente maschio e femmina; in questo modo si impedisce di invertire accidentalmente gli strumenti. Il collegamento per i microfoni MEMS è stato progettato per essere flessibile ed adattabile alle numerose tipologie e configurazioni di questi sensori. Si utilizza una morsettiera a 5 pin, con possibilità di apertura e chiusura tramite una pulsantiera a pressione. Il numero di contatti è stato scelto in modo da essere pari o superiore al numero di contatti necessari per la maggior parte dei microfoni MEMS analogici in commercio. Essi sono, in ordine da destre a sinistra,  $V_{AL, MEMS}$ , la tensione di alimentazione del MEMS,  $GND$ , il riferimento,  $V_{OUT, MEMS+}$  e  $V_{OUT, MEMS-}$ , rispettivamente le uscite positive e negative del segnale del sensore, e  $GND$ .



**Figura 3.29:** Disposizione dei componenti e contatti sulla scocca del dispositivo, fronte e retro

L'ambiente di progettazione della PCB raccoglie i dati delle impronte e delle connessioni dei componenti e riceve in input dimensioni e numero di strati, permettendo il posizionamento dei componenti sul circuito stampato. EasyEDA consente di posizionare automaticamente i componenti, tuttavia si è optato per effettuare manualmente l'operazione, in quanto il risultato automatico generava una distribuzione delle connessioni non ottimale (figura 3.30).

Le strisce di pin da collegare esternamente sono collocate in corrispondenza dei collegamenti esterni, ad una certa distanza dal bordo della scheda in modo da facilitarne la connessione. Successivamente si posizionano tutti gli altri componenti in modo da limitare la lunghezza e l'incrocio delle connessioni, e seguendo anche alcuni criteri di progettazione. Tra questi, i condensatori di bypass, per l'attenuazione dei disturbi delle alimentazioni, sono posti vicino all'ingresso delle linee. Inoltre, tutti i condensatori elettrolitici sono posti ad una certa distanza dai componenti che possono maggiormente scaldarsi, come i circuiti integrati per l'alimentazione del MEMS e gli amplificatori.



**Figura 3.30:** Disposizione automatica dei componenti sul progetto del circuito stampato

I collegamenti tra i componenti sono effettuati automaticamente dal software, per assicurare il rispetto delle DRC (Design Rule Checking, le regole di progetto) ed evitare di formare degli anelli di riferimento. Tutte le connessioni sono realizzate con angoli di  $45^\circ$  e distanziate di almeno  $0.152\text{ mm}$ .

Il dimensionamento delle connessioni è fondamentale per limitare l'impedenza della linea e quindi perdite di tensione e disturbi durante il funzionamento del circuito. La resistenza di linea  $R_{line}$  è definita dall'equazione 3.13

$$R_{line} = \rho \frac{L}{TW} (1 + \alpha(t - 25^\circ\text{C})) \quad (3.13)$$

dove  $\rho$  è la resistività del rame,  $L$ ,  $T$  e  $W$  rispettivamente la lunghezza, lo spessore e la larghezza della connessione,  $\alpha$  il coefficiente termico del rame e  $t$  la temperatura in gradi Celsius.

Le correnti presenti nel circuito, ed in particolare nelle linee legato al passaggio del segnale, sono molto limitate, perciò risulta limitata anche l'influenza della resistenza di linea, che determina una caduta di tensione  $V_{drop} = R_{line}I_{line}$ . Si stabilisce, in modo conservativo, di avere una resistenza di linea massima pari a  $R_{line} = 0.1\ \Omega$ . Considerando lo spessore consigliato, pari a  $0.35\ \mu\text{m}$ , la lunghezza di linea massima che si può avere tra due componenti di circa  $150\text{ mm}$ , ed una variazione di temperatura massima di  $10^\circ\text{C}$ , dato l'utilizzo del dispositivo all'interno di laboratori e camere acustiche a temperatura controllata, si stabilisce il seguente valore della larghezza  $W = 0.762\text{ mm}$ .

Le linee associate alle alimentazioni sono caratterizzate da correnti più elevate, e devono raggiungere diversi componenti all'interno del circuito stampato. Considerando conservativamente una corrente di circa 1 A, una lunghezza di linea di 250 mm e i medesimi parametri di spessore, temperatura e larghezza stabiliti in precedenza, risulta che  $V_{drop} = 0.1$  V. Nonostante il valore sia già molto limitato per l'applicazione, si sceglie di aumentare il valore della larghezza delle linee di alimentazione e riferimento portandolo a 1 mm, riducendo ulteriormente la caduta di tensione.

Il riferimento è collegato a numerosi componenti in ogni parte del circuito, risultando in una lunghezza della linea significativa. Oltre ad utilizzare, in via precauzionale, una larghezza di linea di 1 mm, si distribuiscono nel circuito cinque contatti (GND\_1, GND\_2, GND\_3, GND\_4, GND\_5) da saldare ad altrettanti ponticelli, per fornire dei percorsi alternativi alle correnti nel riferimento. Inoltre, vicino alla connessione del circuito con l'apparato di reciprocità che fornisce il riferimento del circuito, si progetta una zona di circa  $300 \text{ mm}^2$  detta "fill region", ovvero un'area con uno strato di rame, utile per distribuire le correnti ed facile da utilizzare per eventuali connessioni manuali (figura 3.32).

Infine, si progetta con cura il collegamento per la polarizzazione dei microfoni a condensatore, dato il significativo valore di tensione, pari a 200 V. Per motivi di sicurezza, si pone la connessione nel retro della scheda con il contatto protetto, in modo da renderla meno accessibile. Inoltre, nonostante la linea per la tensione di polarizzazione sia caratterizzata da una corrente molto bassa, si aumentano ulteriormente le dimensioni del collegamento (figura 3.33). Il risultato finale è mostrato in figura 3.31, ed in maniera più esaustiva in appendice B.

Il circuito stampato così progettato è sottoposto ad ulteriori controlli automatici e simulazioni da parte del programma, verificando così che non ci siano violazioni delle DRC ed anelli di riferimento. Grazie al software EasyEDA, il progetto è stato automaticamente inviato per la stampa presso l'azienda JLC-PCB©, e ricevuto in laboratorio per la successiva saldatura dei componenti.

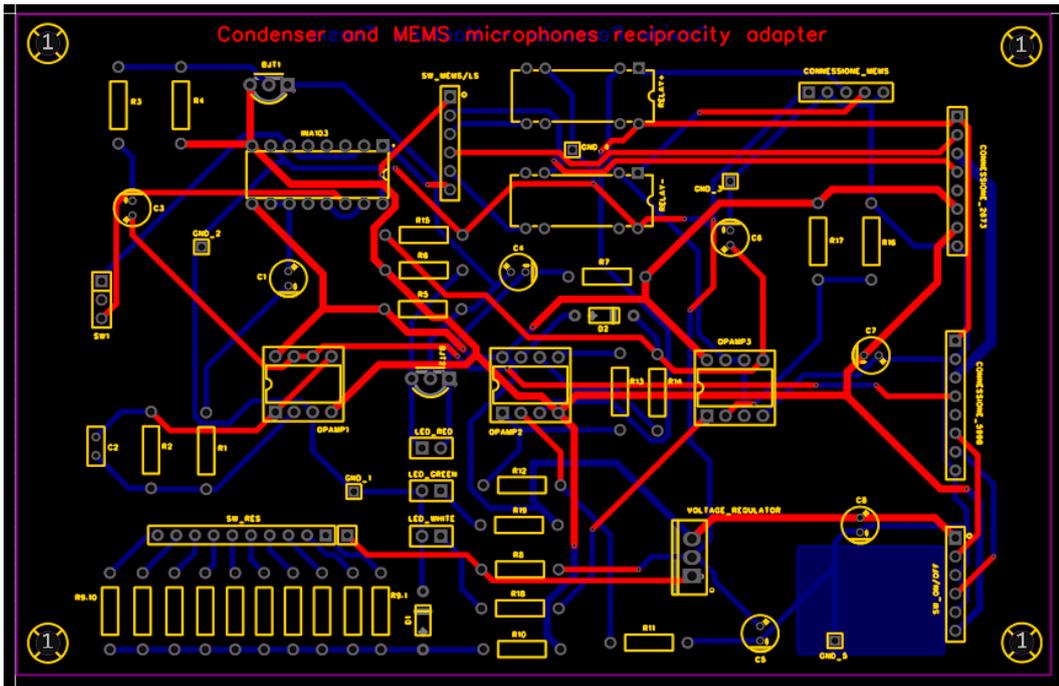


Figura 3.31: Risultato del progetto del circuito stampato

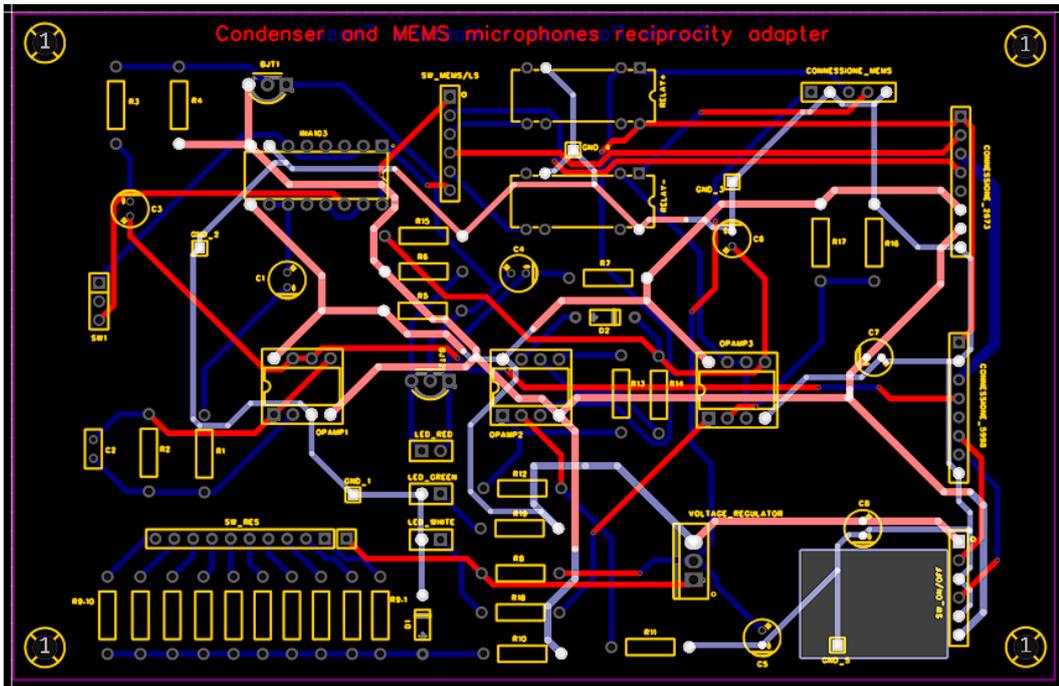
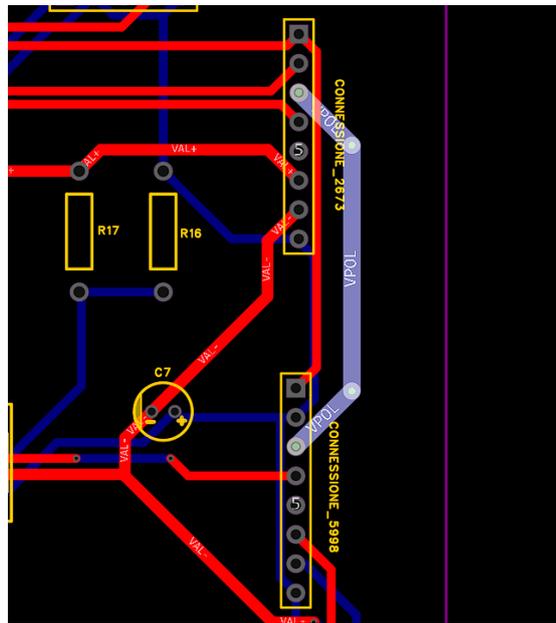


Figura 3.32: Circuito stampato con evidenziate le linee di alimentazione e riferimento



**Figura 3.33:** Dettaglio del progetto del circuito stampato, dove è evidenziata la linea della tensione di polarizzazione

# Capitolo 4

## Risultati

### 4.1 Caratterizzazione dei componenti e test preliminari

Prima di collocare definitivamente i componenti definiti in fase di progettazione sul circuito stampato, è stata effettuata una fase di caratterizzazione e test sia delle configurazioni circuitali, già analizzate e simulate in precedenza, sia dei componenti stessi, per valutarne con accuratezza le prestazioni ed il corretto funzionamento. I test sono stati effettuati con l'ausilio di basette sperimentali (breadboard) per il montaggio dei prototipi, utilizzando strumenti di misura del laboratorio microfoni quali generatori di funzioni a basso rumore e distorsione, multimetri di precisione e schede di acquisizione (DAQ) ad alta precisione per simulare al meglio le condizioni di utilizzo finali.

Questi test sono utili per una valutazione iniziale del funzionamento del circuito e per la caratterizzazione dei componenti, ma date le limitazioni legate all'uso delle basette di prova, che presentano elevate capacità parassite (decine di pF) e resistenze di linea, e che possono inserire disturbi nei segnali elettrici a causa di connessioni poco solide o contatti accidentali, le prestazioni del circuito devono essere successivamente valutate effettuando i test sul circuito finale. Questo è particolarmente importante nell'analisi delle caratteristiche di rumore e distorsione dei segnali in uscita, parametri fondamentali per l'utilizzo del circuito nella taratura per reciprocità.

#### 4.1.1 Analisi dei componenti

Tutti i componenti scelti in fase di progettazione, così come gli schemi circuitali, sono stati pensati in base al materiale a disposizione del laboratorio microfoni INRiM, da integrare con acquisti mirati in considerazione di costi e tempistiche. In

questo modo, durante la fase di test si è potuto contare sulla disponibilità di tutti i componenti, che sono stati singolarmente testati e caratterizzati.

I valori di resistenza di tutti i resistori presenti nel progetto del circuito sono stati misurati tramite multimetro di precisione. Per alcune resistenze, i cui valori potevano essere critici nel circuito, il resistore è stato scelto dopo la misura di numerosi campioni, in modo da avere quello del valore più adeguato. Un esempio è la resistenza  $R_{9,1}$ , di valore nominale pari a  $100\ \Omega$ , utilizzata nel regolatore di tensione per dare un valore di  $0\ \text{V}$  in uscita. La tensione di uscita dal regolatore è data dall'equazione 3.8, per la quale il rapporto tra la somma delle resistenze  $R_{9,1}$  e  $R_{10}$  in serie, con  $R_8$ , permette di regolare la tensione attraverso la scelta di  $R_{9,1}$ . Durante la selezione dei resistori tra quelli disponibili, si è scelto un resistore  $R_8$  con valore di resistenza leggermente inferiore al valore nominale, in modo che la tensione di uscita quando si vuole generare la tensione minima di  $0\ \text{V}$ , anche con leggere variazioni delle tensioni di alimentazione, non diventi negativa.

I valori di resistenza di tutti i resistori impiegati sono presentati in tabella 4.1

La stessa procedura è stata applicata per i condensatori, con particolare attenzione a quelli presenti nel filtro, ( $C_1$ ) e ( $C_2$ ), ed a ( $C_6$ ), per cui i valori di capacità possono influire nelle prestazioni del sistema. In tabella 4.2 sono riassunti i risultati delle misure.

Il resto dei componenti è stato testato con piccoli circuiti in configurazioni classiche, in modo da valutarne il corretto funzionamento. Ad esempio, gli amplificatori operazionali sono stati utilizzati come inseguitori di tensione, il regolatore LM317 nella sua configurazione classica (figura 3.13), i relè azionati per accendere un LED, ecc... Grazie a tali precauzioni sono stati individuati due amplificatori operazionali con caratteristiche di rumore fuori dalle specifiche, che sono stati scartati.

### 4.1.2 Test dei prototipi

In questa fase si è scelto di non implementare il prototipo del circuito integralmente su basetta, in quanto, in caso di malfunzionamenti, avrebbe reso complessa l'individuazione del problema. Perciò si è deciso di effettuare le misure dividendo il circuito in tre parti, per l'implementazione di altrettanti prototipi da testare singolarmente. I tre prototipi riguardano la parte di condizionamento dei segnali microfonici, il sistema di commutazione dei relè al variare della tensione di inserzione e la configurazione per l'alimentazione dei microfoni MEMS.

Il primo prototipo ha riguardato la parte di condizionamento dei segnali microfonici, realizzando il prototipo del circuito composto dall'amplificatore differenziale, dal filtro passa banda e dal buffer, ed inserendo in uscita il sistema di segnalazione di sovratensioni (figura 4.1).

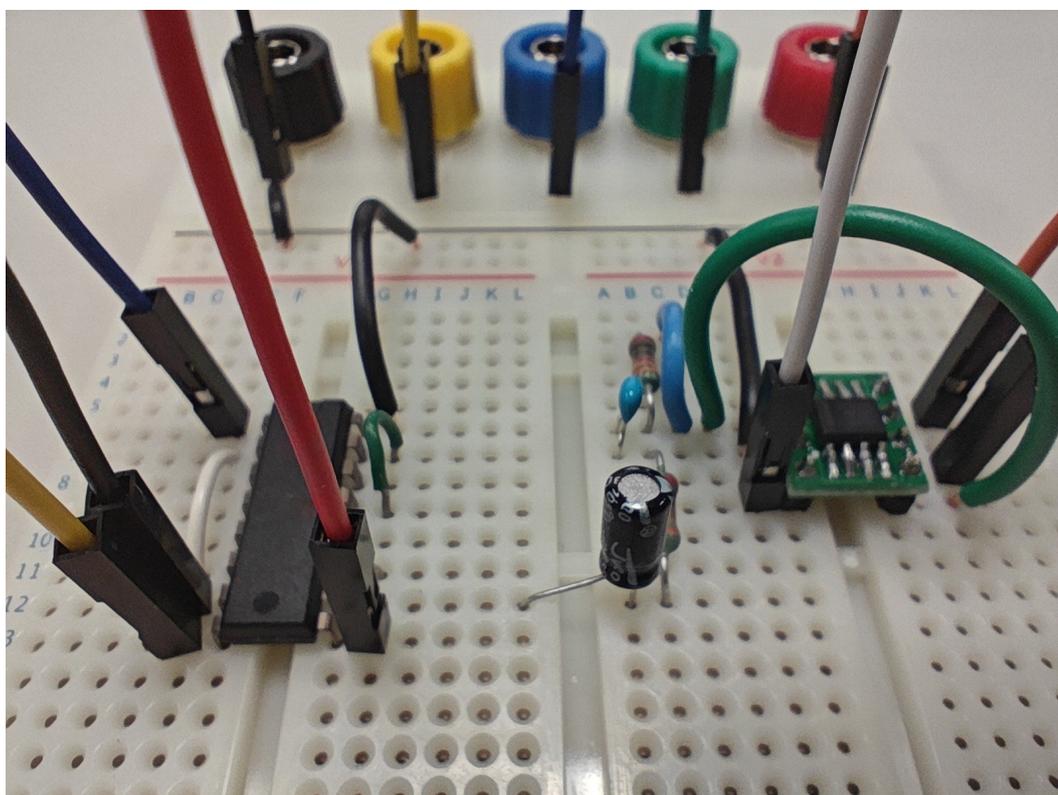
**Tabella 4.1:** Valori misurati di tutti i resistori, con associato l'errore percentuale rispetto al valore nominale

Identificatore	Valore nominale [ $\Omega$ ]	Valore misurato [ $\Omega$ ]	Errore percentuale [%]
$R_1$	$3.300 \times 10^3$	$3.316 \times 10^3$	0.5
$R_2$	$3.300 \times 10^3$	$3.316 \times 10^3$	1.2
$R_3$	$1.000 \times 10^4$	$1.005 \times 10^4$	0.5
$R_4$	$7.500 \times 10^2$	$7.500 \times 10^2$	0.0
$R_5$	$2.200 \times 10^5$	$2.208 \times 10^5$	0.4
$R_6$	$4.700 \times 10^3$	$4.750 \times 10^3$	1.1
$R_7$	$4.700 \times 10^3$	$4.746 \times 10^3$	1.0
$R_8$	$1.000 \times 10^2$	$9.980 \times 10^1$	-0.2
$R_{9.1}$	$1.000 \times 10^2$	$1.002 \times 10^2$	0.2
$R_{9.2}$	$1.780 \times 10^2$	$1.783 \times 10^2$	0.2
$R_{9.3}$	$2.610 \times 10^2$	$2.616 \times 10^2$	0.3
$R_{9.4}$	$3.400 \times 10^2$	$3.401 \times 10^2$	0.1
$R_{9.5}$	$4.220 \times 10^2$	$4.222 \times 10^2$	0.1
$R_{9.6}$	$4.990 \times 10^2$	$4.994 \times 10^2$	0.1
$R_{9.7}$	$5.760 \times 10^2$	$5.763 \times 10^2$	0.1
$R_{9.8}$	$7.500 \times 10^2$	$7.500 \times 10^2$	0.0
$R_{9.9}$	$9.090 \times 10^2$	$9.090 \times 10^2$	0.2
$R_{9.10}$	$1.050 \times 10^3$	$1.051 \times 10^3$	0.1
$R_{10}$	$1.000 \times 10^3$	$1.002 \times 10^3$	0.2
$R_{11}$	$1.000 \times 10^3$	$9.990 \times 10^2$	-0.1
$R_{12}$	$1.000 \times 10^6$	$1.001 \times 10^6$	0.1
$R_{13}$	$1.000 \times 10^4$	$1.002 \times 10^4$	0.2
$R_{14}$	$1.000 \times 10^4$	$1.003 \times 10^4$	0.3
$R_{15}$	$1.000 \times 10^4$	$1.000 \times 10^4$	0.0
$R_{16}$	$2.200 \times 10^3$	$2.149 \times 10^3$	-2.4
$R_{17}$	$1.000 \times 10^4$	$1.003 \times 10^4$	0.3
$R_{18}$	$3.300 \times 10^3$	$3.322 \times 10^3$	0.7
$R_{19}$	$3.300 \times 10^3$	$3.320 \times 10^3$	0.6

Il circuito ha dimostrato di funzionare correttamente, fornendo in uscita un segnale con buone caratteristiche di rumore e distorsione. In questa fase si sono valutati i guadagni del circuito al variare della tensione di ingresso e della frequenza, per entrambe le configurazioni di guadagno selezionabili, e la tensione di accensione del LED rosso per la segnalazione delle sovratensioni. Lo studio delle caratteristiche di rumore e distorsione, sebbene già visibilmente ottime, sono lasciate per la

**Tabella 4.2:** Valori misurati di tutti i condensatori, con associato l'errore percentuale rispetto al valore nominale

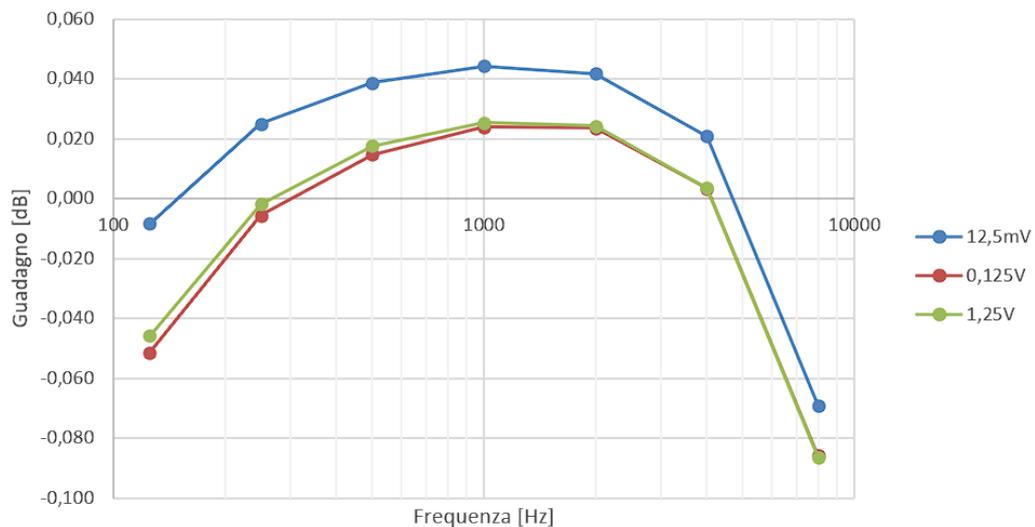
Identificatore	Valore nominale [F]	Valore misurata [F]	Errore percentuale [%]
$C_1$	$4.7 \times 10^{-6}$	$4.5 \times 10^{-6}$	-4.3
$C_2$	$1.0 \times 10^{-9}$	$1.0 \times 10^{-9}$	0.0
$C_3$	$4.7 \times 10^{-5}$	$4.6 \times 10^{-5}$	-2.2
$C_4$	$2.2 \times 10^{-6}$	$2.3 \times 10^{-6}$	4.6
$C_5$	$1.0 \times 10^{-7}$	$1.10 \times 10^{-7}$	10.0
$C_6$	$1.0 \times 10^{-5}$	$1.03 \times 10^{-5}$	3.0
$C_7$	$1.0 \times 10^{-7}$	$1.13 \times 10^{-7}$	13.0
$C_8$	$1.0 \times 10^{-7}$	$1.15 \times 10^{-7}$	15.0



**Figura 4.1:** Prototipo del circuito di condizionamento dei segnali microfonici. A destra, l'amplificatore operazionale LM833 in versione SOIC, è stato sostituito successivamente dalla versione DIP

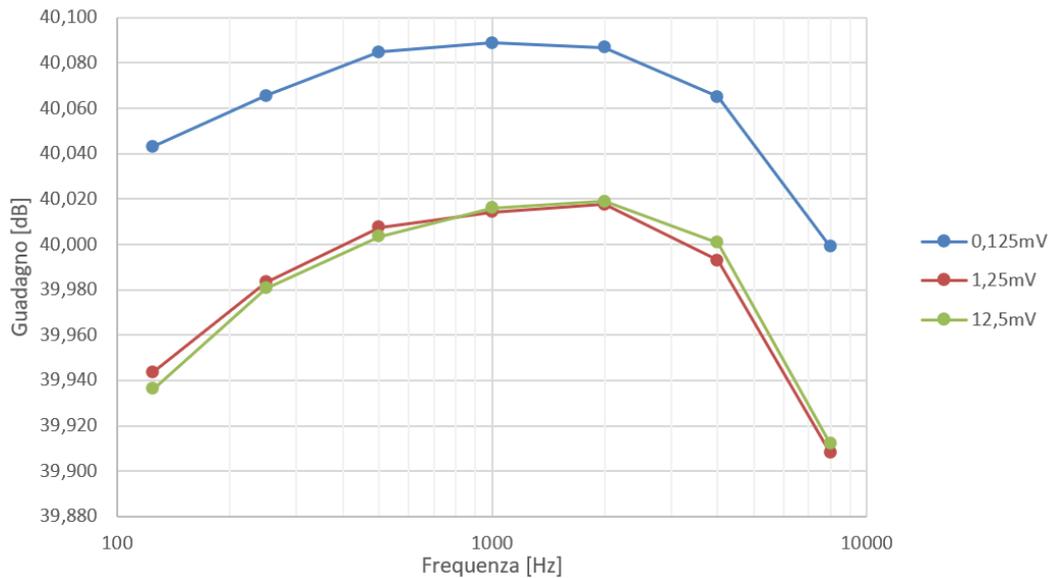
valutazione sul circuito finale, in modo da non considerare gli effetti delle non idealità del prototipo.

Il guadagno è stato valutato misurando la tensione efficace in uscita dal circuito, misurata con un multimetro di precisione, e la tensione efficace fornita dal generatore di funzioni collegato in ingresso. Le frequenze impostate per la prova sono le frequenze di ottava comprese tra 100 Hz e 10 kHz. I livelli di tensione sono stati scelti in base all'utilizzo finale; il guadagno 0 dB è utilizzato quando le tensioni sono sufficientemente elevate, quindi le tensioni di prova sono state 12.5 mV, 125 mV e 1.25 V, ovvero le tensioni prodotte da un microfono con sensibilità di  $-38$  dB riferiti ad 1 V/Pa, sottoposto a pressioni sonore rispettivamente pari a 94 dB SPL (ovvero 1 Pa), 114 dB SPL e 134 dB SPL. Per il guadagno 40 dB sono state fatte le medesime considerazioni, con pressioni sonore inferiori di 40 dB, che determinano tensioni efficaci di ingresso pari a  $125 \mu\text{V}$ , 1.25 mV e 12.5 mV, che corrispondono a livelli di pressione sonora di 54 dB SPL (ovvero 1 Pa), 74 dB SPL e 94 dB SPL. I risultati, mostrati nelle figure 4.2 e 4.3, mostrano il corretto funzionamento del filtro passa banda, con una curva particolarmente piatta in banda passante, e un guadagno stabile al variare della tensione di ingresso. L'unica eccezione è la curva di guadagno ottenuta con una tensione di ingresso di  $125 \mu\text{V}$ , per la quale il guadagno risulta essere significativamente superiore rispetto agli altri livelli di tensione.



**Figura 4.2:** Risultati della misura con multimetro digitale dei guadagni in funzione della frequenza e della tensione di ingresso, con guadagno 0 dB

Questo è dovuto al contributo del rumore di fondo, che il multimetro considera insieme al segnale in uscita. Per diminuire questo effetto, si utilizza un amplificatore Lock-In, in grado di misurare la tensione ad una frequenza specifica, selezionabile



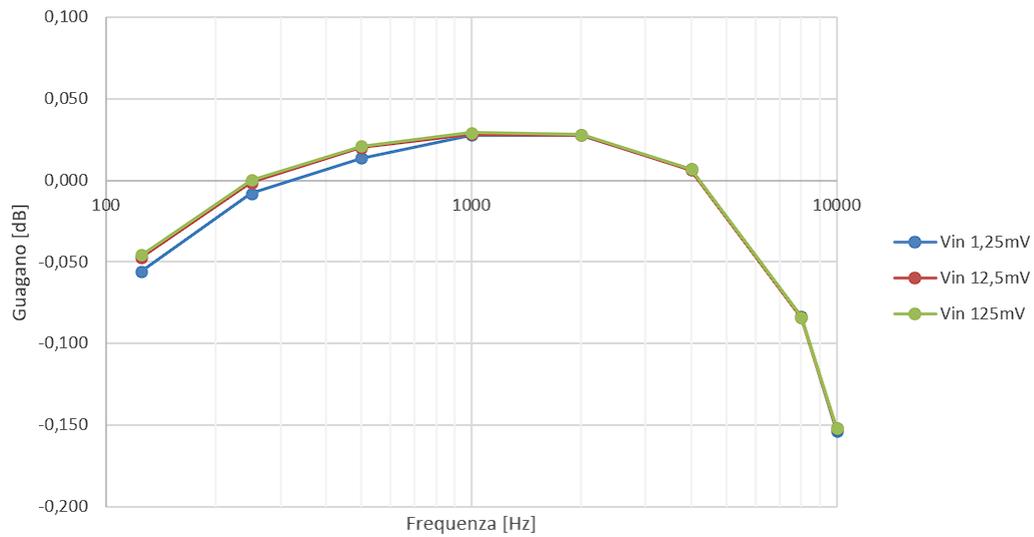
**Figura 4.3:** Risultati della misura con multimetro digitale dei guadagni in funzione della frequenza e della tensione di ingresso, con guadagno 40 dB

tramite la sincronizzazione con il generatore. Anche in questo caso, il rumore è presente anche nella frequenza selezionata, tuttavia molto limitato rispetto al caso precedente (figure 4.4 e 4.5).

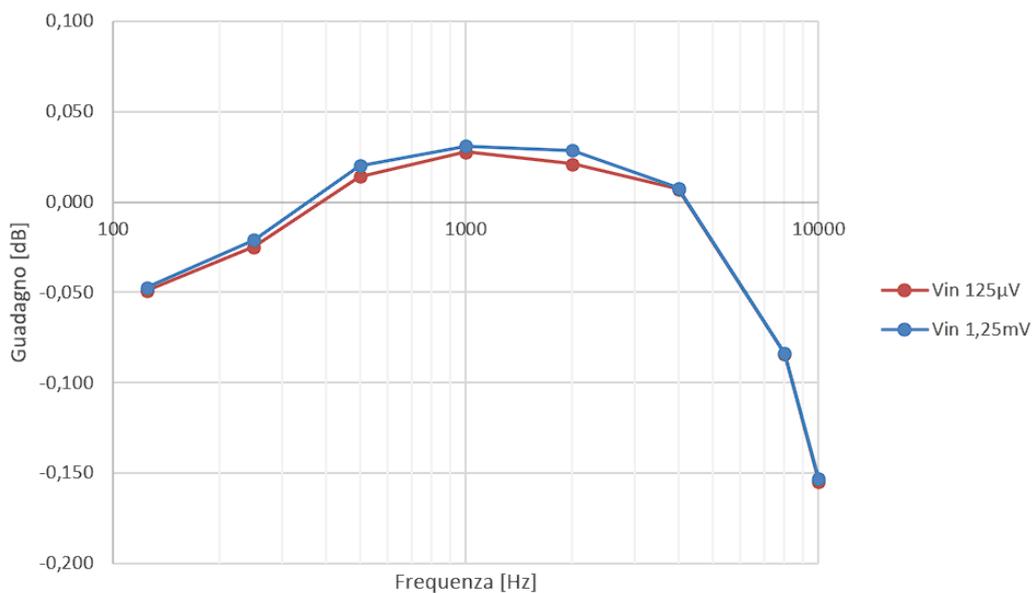
La tensione di accensione del LED è stata valutata con segnali di ingresso sinusoidali alle frequenze di ottava con i limiti mostrati in precedenza. In questo caso la scelta del guadagno non influenza la misura, in quanto la sovratensione dipende solo dal segnale in uscita dal circuito, che è stato misurato direttamente con un multimetro di precisione. I risultati (tabella 4.3) hanno evidenziato che la frequenza non modifica sensibilmente la tensione efficace di accensione del LED, che si assesta a circa  $6.5 V_{\text{rms}}$ , corrispondente ad una tensione di picco di circa  $9.2 V$ , compatibile con i limiti dell'apparato di reciprocità.

Il regolatore di tensione è stato implementato senza l'utilizzo del commutatore a scatti, cambiando manualmente la resistenza  $R_9$ . Al variare della resistenza  $R_9$  sono stati misurati tutti i valori della tensione DC in uscita dal prototipo attraverso un multimetro digitale. I risultati sono presentati in tabella 4.4, confermando i valori attesi in tabella 3.1.

Durante i test sull'alimentatore per microfoni MEMS è stata valutata anche la stabilità nel tempo, mantenendo attivo il segnale per un intervallo di tempo superiore a due ore e misurando la tensione di uscita all'inizio ed alla fine del periodo. Il



**Figura 4.4:** Risultati della misura con amplificatore Lock-In dei guadagni in funzione della frequenza e della tensione di ingresso, con guadagno 0 dB



**Figura 4.5:** Risultati della misura con amplificatore Lock-In dei guadagni in funzione della frequenza e della tensione di ingresso, con guadagno 40 dB

risultato ha mostrato che in quasi tre ore, l'uscita è variata di circa 20 mV, mostrando una buona stabilità anche a fronte di una variazione di temperatura di circa 1 °C.

**Tabella 4.3:** Tensioni di soglia per l'accensione del LED di sovratensioni in ingresso al circuito, per i guadagni 0 dB e 40 dB

Frequenza [ Hz ]	Tensione overload 0dB [ $V_{\text{rms}}$ ]	Tensione overload 40dB [ $mV_{\text{rms}}$ ]
125	6.52	65.0
250	6.50	64.9
500	6.47	64.5
1000	6.45	64.4
2000	6.49	64.8
4000	6.50	64.9
8000	6.54	65.4

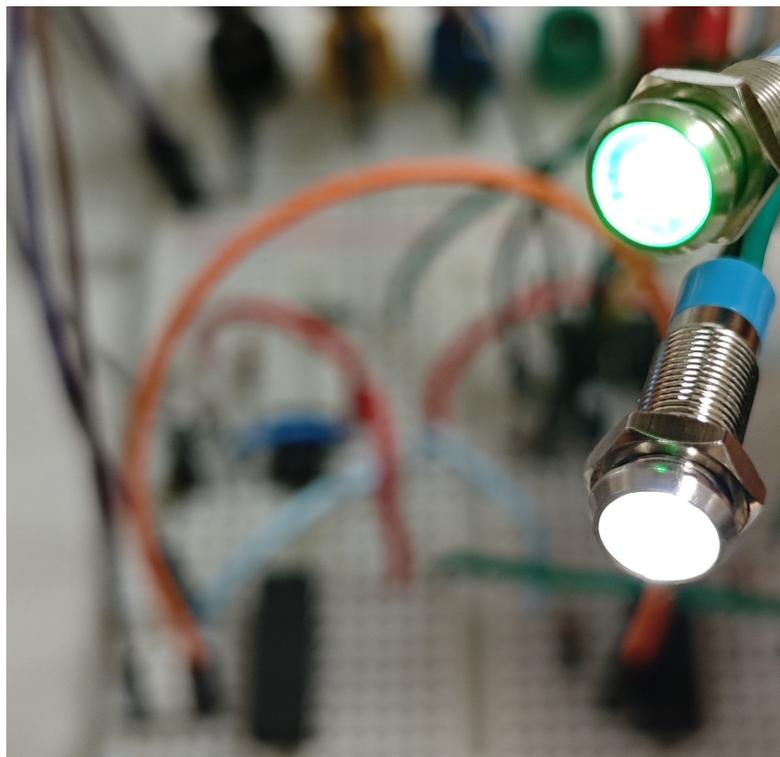
**Tabella 4.4:** Valori di tensione misurati in uscita dal prototipo dell'alimentatore per microfoni MEMS, associati al valore di tensione nominale ed all'errore relativo

Tensione nominale [ V ]	Tensione misurata [ V ]	Errore assoluto [ V ]
0	0.008	0.008
1	0.985	-0.015
2	2.022	0.022
3	3.003	0.003
4	4.027	0.027
5	4.994	-0.006
6	5.951	-0.049
8	8.119	0.119
10	10.104	0.104
12	11.852	-0.148

Il prototipo del circuito per la tensione di inserzione è stato modificato per la valutazione della corretta commutazione dei due relè, a cui è stato collegato un LED verde, per mostrare quando i relè sono entrambi attivati (figura 4.6). Il secondo riscontro è fornito dal LED bianco, usato nel circuito completo per mostrare quando la tensione di inserzione è attiva.

Il prototipo è stato testato per i livelli di tensione efficace corrispondenti alla tensioni efficaci dell'inserzione fornire dall'apparato di reciprocità, ovvero da  $5 \text{ mV}_{\text{rms}}$  a  $20 \text{ mV}_{\text{rms}}$ , per le frequenze di ottava. Il circuito così stimolato ha funzionato correttamente, accendendo e spegnendo entrambi i LED quando il segnale di ingresso era attivato e disattivato, per tutte le frequenze ed i livelli stabiliti.

Tramite oscilloscopio analogico si è osservato il ripple del segnale in uscita dal

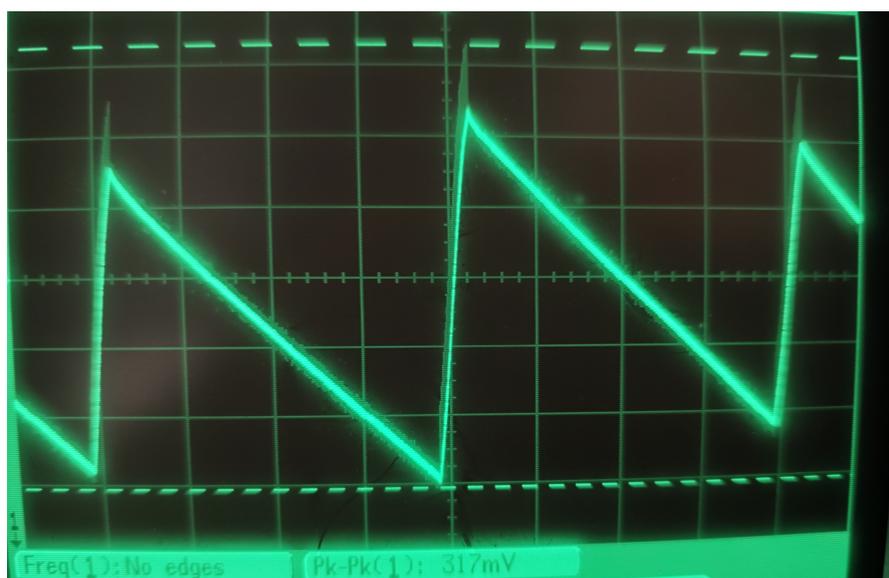


**Figura 4.6:** LED accesi dal prototipo del circuito di attivazione della tensione di inserzione

peak-detector, il quale, anche nel caso peggiore, ovvero con un segnale di ingresso di  $5 \text{ mV}_{\text{rms}}$  a  $100 \text{ Hz}$ , non ha mai abbassato il segnale al di sotto della soglia critica di  $5 \text{ V}$ . Nelle figure 4.7 e 4.8 sono rappresentati i ripple a  $125 \text{ Hz}$  per le tensioni di inserzione  $5 \text{ mV}_{\text{rms}}$  e  $20 \text{ mV}_{\text{rms}}$ , che hanno determinato un'ampiezza picco-picco rispettivamente pari a  $317 \text{ mV}$  e  $735 \text{ mV}$ . Dalle prove con l'oscilloscopio si nota la presenza di un significativo rumore a bassa frequenza, e distorsioni ad alta frequenza, in particolare per la tensione efficace di ingresso  $5 \text{ mV}_{\text{rms}}$ . Tuttavia, tale segnale ha il solo scopo di accendere i relè ed in questo caso i contributi di rumore e distorsione non risultano rilevanti.

## 4.2 Realizzazione del circuito

Dati gli esiti promettenti dei test su prototipi e componenti del circuito, è stato possibile procedere con la realizzazione finale del dispositivo. Grazie al supporto di tecnici specializzati INRiM, la scocca di metallo esterna è stata forata per consentire la successiva installazione degli interruttori, dei LED e dei collegamenti elettrici con



**Figura 4.7:** Ripple in uscita dal peak detector con ingresso di  $5\text{ mV}_{\text{rms}}$  alla frequenza 125 Hz

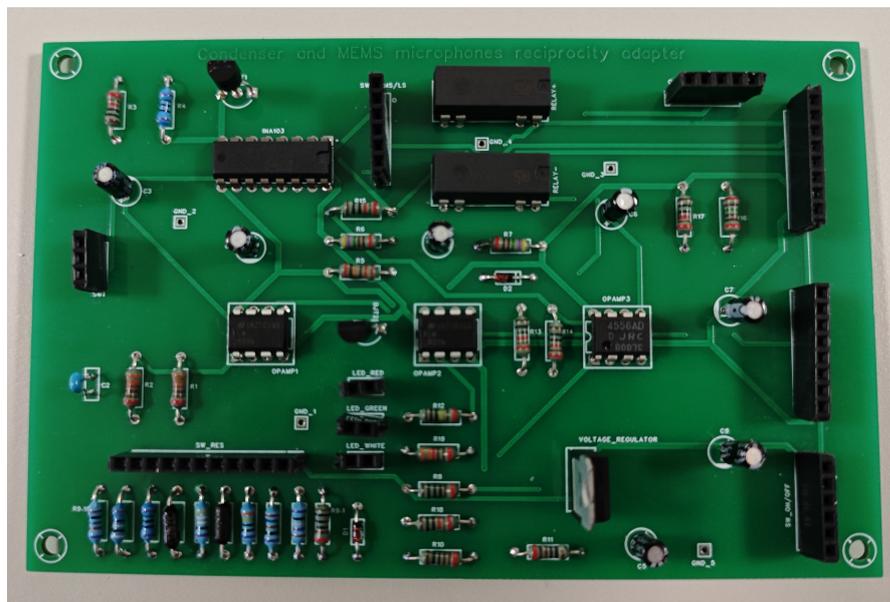


**Figura 4.8:** Ripple in uscita dal peak detector con ingresso di  $20\text{ mV}_{\text{rms}}$  alla frequenza 125 Hz

l'esterno. Sono stati applicati alla stessa supporti in gomma per l'isolamento da vibrazioni esterne e installati dei supporti interni per il posizionamento del circuito

stampato.

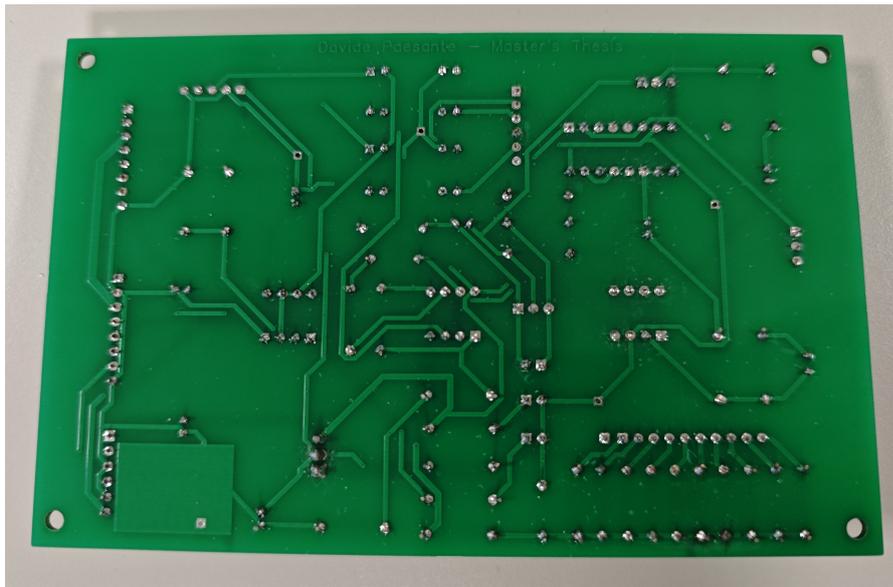
Ogni componente è stato singolarmente saldato attraverso una saldatura manuale, con particolari accortezze per ottimizzare il posizionamento ed evitare il surriscaldamento dei dispositivi più delicati (figure 4.9 e 4.10). Tra questi, componenti come i condensatori elettrolitici ed i circuiti integrati come l'INA103 e gli amplificatori operazionali hanno subito una pulizia dei contatti per rimuovere eventuali impurità e facilitarne l'adesione con lo stagno, e durante la saldatura sono stati posti a contatto con dissipatori metallici.



**Figura 4.9:** Circuito stampato con componenti saldati manualmente

I collegamenti tra i punti di riferimento sono stati realizzati attraverso la saldatura con pin da inserire sulla scheda, successivamente protetti singolarmente con guaine termorestringenti, per isolare completamente il contatto. Lo stesso è stato fatto per i ponticelli da connettere a interruttori, LED e connettori esterni, saldati singolarmente e protetti da membrane plastiche (figura 4.11).

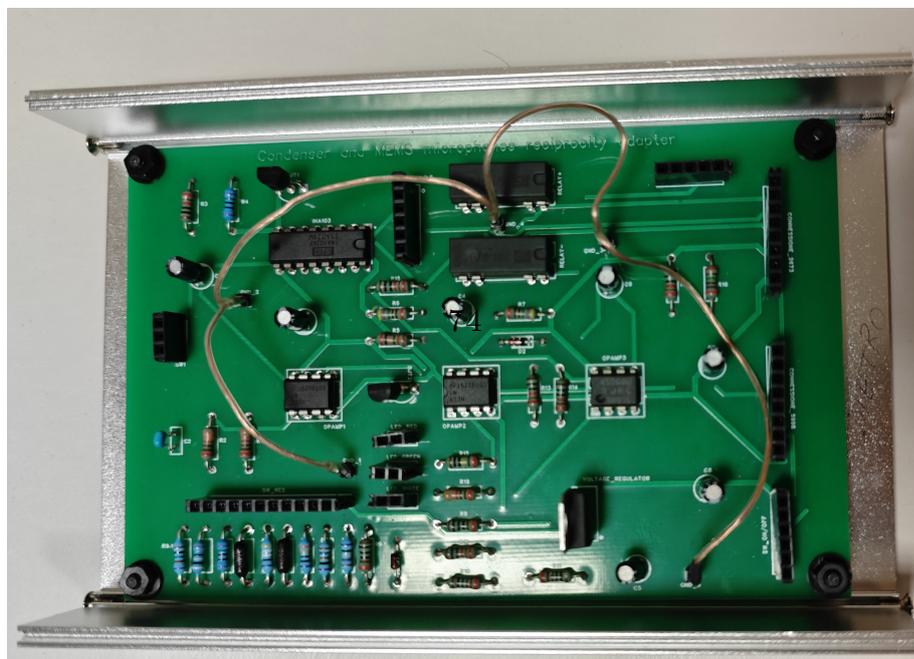
Il circuito stampato è stato successivamente fissato saldamente al sistema e tutti i collegamenti sono stati assicurati ai pin presenti sul circuito (figura 4.12). Esternamente sono stati applicate delle etichette identificative per dare all'utente le informazioni principali per il funzionamento del circuito ed il significato dei connettori, interruttori e segnalatori presenti. Il risultato finale è mostrato nelle figure 4.13, 4.14 e 4.15

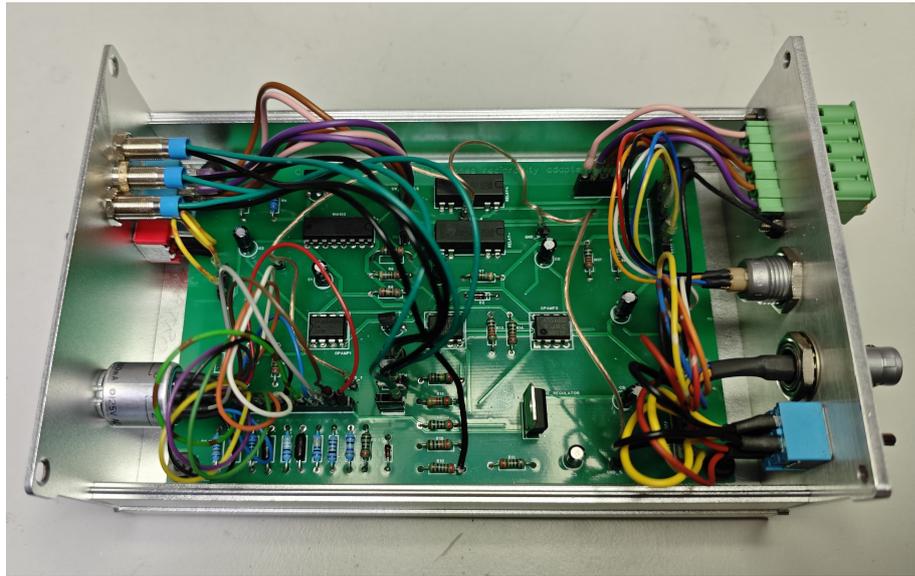


**Figura 4.10:** Retro della scheda PCB con contatti saldati



**Figura 4.11:** Connettori saldati a ponticelli protetti da membrane plastiche termo-restringenti





**Figura 4.13:** Dispositivo completato con l'installazione e la connessione dei dispositivi esterni



**Figura 4.14:** Dispositivo realizzato, lato frontale



Figura 4.15: Dispositivo realizzato, lato posteriore

## 4.3 Test finali e validazione

### 4.3.1 Test elettrici

Per effettuare i test funzionali, il circuito è stato alimentato e stimolato da segnali elettrici provenienti da strumenti di laboratorio come alimentatori stabilizzati e generatori di segnali. Sono state ripetute le misure effettuate sui prototipi per validare i risultati ottenuti.

In principio, si è verificato il corretto funzionamento generale del circuito. Con l'interruttore spento, il circuito rimane correttamente inerte e senza consumo di potenza da parte dell'alimentazione. All'accensione, il LED verde si accende immediatamente, e l'indicatore di sovratensione segnala per un istante il transitorio iniziale, senza però fornire picchi indesiderati in uscita dal circuito. Allo stesso modo, riportando in "OFF" l'interruttore, non risultano anomalie in uscita e gli interruttori ed il consumo di corrente si interrompe immediatamente.

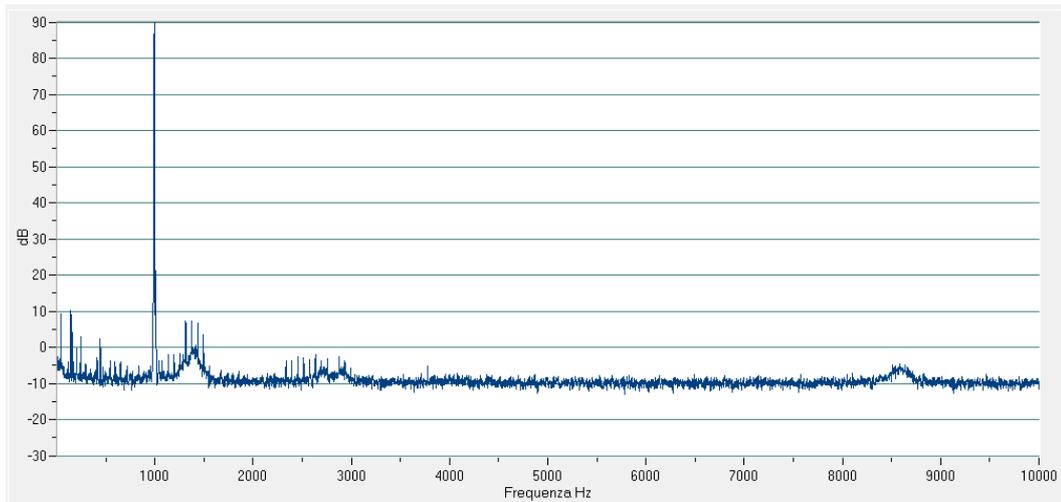
Attraverso l'interruttore per la selezione del microfono, il circuito porta all'ingresso della catena di condizionamento il segnale relativo alla tipologia di sensore scelto. Per testare inizialmente la catena, viene inserito nell'ingresso per i segnali dei microfoni MEMS un segnale differenziale di 10 mV alla frequenza di 1 kHz. Si verifica che con l'interruttore del microfono posto su "MEMS" il segnale esce correttamente, con una tensione circa pari a quella di ingresso quando l'interruttore del guadagno

è posto a “0 dB”, e circa cento volte superiore quando è selezionato il guadagno “40 dB”. Aumentando il livello del segnale oltre la soglia di tensione efficace di  $6.5 V_{\text{rms}}$ , il segnalatore di sovratensioni si attiva correttamente.

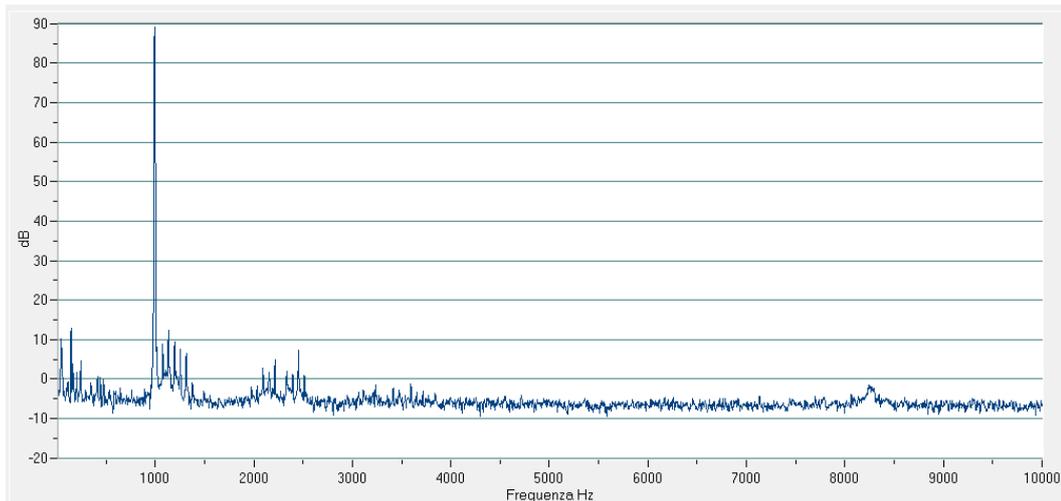
Il circuito per la tensione di inserzione, inizialmente posta a 0 V, viene attivato tramite un segnale superiore a  $5 mV_{\text{rms}}$ . All’accensione del segnale, i relè si attivano silenziosamente, e si accende l’indicatore corrispondente. I relè portano in uscita il segnale di inserzione, ignorando quello proveniente dall’ingresso microfonico per microfoni MEMS. Allo spegnimento del segnale di inserzione, i relè si disattivano come atteso, ed il segnale microfonico è nuovamente portato nella catena di condizionamento. Si osserva che l’ingresso per la tensione di inserzione non deve rimanere aperto, in quanto il circuito rileva erroneamente un segnale inserzione anche se non presente, a causa dell’amplificazione iniziale delle differenze di potenziale avvertite dall’ingresso scollegato. Tuttavia, durante l’utilizzo previsto del sistema, ovvero collegato all’apparato di reciprocità del laboratorio, e quindi al generatore di segnali per la tensione di inserzione, il problema non risulta rilevante.

Il dispositivo deve essere inizialmente valutato per le sue caratteristiche di rumore e distorsione dei segnali microfonici. Si forniscono al circuito segnali alle frequenze di ottava tra 100 Hz e 10 kHz con un livello di tensione pari a  $12.5 mV_{\text{rms}}$ . La misura è effettuata utilizzando una scheda di acquisizione dati della National Instruments © ad alta precisione, ed i dati analizzati da un programma sviluppato internamente al laboratorio per l’analisi della distorsione armonica totale di calibratori acustici e generatori di funzioni. Tale software è in grado di eseguire un’analisi in frequenza tramite algoritmo FFT, e misura sequenzialmente il rumore di fondo con il circuito acceso senza tensione di ingresso, ed il rapporto tra la fondamentale e le armoniche quando il segnale è acceso. I risultati dell’analisi in frequenza, con un segnale di ingresso impostato alla frequenza di 1 kHz con ampiezza  $12.5 mV$ , per le due selezioni di guadagno, sono presentati nelle figure 4.16 e 4.17.

Come mostrato, è possibile notare dei picchi di rumore sia a bassa frequenza, sia a medie frequenze. Al contrario, in tutte le misure effettuate non si sono notati effetti di distorsione dei segnali, con le armoniche sempre inferiori al rumore di fondo. I risultati della distorsione armonica totale, per le frequenze e il livello sopracitati, sono rimasti sempre a valori inferiori a 0.07% e 0.2% per i guadagni rispettivamente di 0 dB e 40 dB, principalmente dovuti al rumore di fondo. Questi valori sono trascurabili al livello di tensione utilizzato, ma possono diventare significativi per segnali molto bassi. In termini di livelli di pressione sonora, con un microfono avente una sensibilità pari a  $12.5 mV/Pa$ , gli effetti del rumore e della distorsione si convertono in un livello inferiore a  $15 dB_{\text{SPL}}$ . Da specifiche, si vuole raggiungere un livello di pressione sonora di  $54 dB_{\text{SPL}}$ , con un contributo massimo di distorsione armonica totale pari a 1%. Il requisito è certamente soddisfatto, in quanto il contributo è inferiore di oltre 40 dB. Inoltre, ci si aspetta un contributo del



**Figura 4.16:** Analisi FFT del segnale in uscita dal circuito, per la valutazione del rumore di fondo e della distorsione, per il guadagno 0 dB



**Figura 4.17:** Analisi FFT del segnale in uscita dal circuito, per la valutazione del rumore di fondo e della distorsione, per il guadagno 40 dB

rumore di fondo dei microfoni MEMS molto superiore, che rende poco significativo il contributo di rumore e distorsione del dispositivo.

La tensione di uscita dell'alimentatore per microfoni MEMS sono state selezionate variando la posizione del commutatore a scatti, e misurate attraverso un multimetro di precisione. I risultati sono apparsi prossimi ai valori ottenuti con il prototipo, con uno scarto ridotto. Attraverso le misure effettuate e ripetute, si

calcola il valore di ripetibilità della misura in base al livello di tensione di uscita, utilizzando il parametro della deviazione standard, e considerando una distribuzione rettangolare di probabilità. Questo è il primo contributo che si utilizza per il calcolo dell'incertezza dei valori di uscita dal regolatore di tensione. Il secondo contributo è dovuto all'incertezza del valore di  $V_{REF}$ , che il costruttore definisce con il valore 1.25(5) V [24]. Per considerarne il contributo, si utilizza l'equazione 3.8, per la quale  $V_{REF}$  è moltiplicata con un fattore variabile a seconda delle resistenze utilizzate. Per ogni valore di  $R_{12}$  si valuta tale contributo, e si stabilisce l'incertezza tipo con distribuzione di probabilità triangolare, in quanto nelle prime misure di laboratorio si era misurata una differenza di potenziale tra l'uscita ed il pin "ADJUST" prossima a 1.25 V. Si attribuisce alla tensione di alimentazione un'incertezza di  $\pm 20$  mV con distribuzione di probabilità rettangolare, valutata attraverso l'analisi della stabilità dell'alimentatore effettuata con un multimetro tarato, che si propaga direttamente sulla tensione di uscita. Infine, l'ultimo fattore di incertezza è dovuto alle variazioni di temperatura, per le quali il datasheet [24] definisce in funzione della tensione di uscita come  $0.7\% * V_{out}$ . Utilizzando anche in questo caso una distribuzione rettangolare, si ottengono le incertezze tipo per ogni tensione di uscita. La valutazione dell'incertezza totale è effettuata assumendo che non ci siano correlazioni tra i contributi di incertezza, seguendo i principi della GUM [27]. Ad ogni livello di tensione di uscita, è calcolata l'incertezza tipo totale tramite l'equazione 4.1, per essere poi moltiplicata per un fattore di copertura  $k = 2$ , che per una distribuzione normale corrisponde ad un livello di fiducia di circa il 95 %, al fine di ottenere il valore dell'incertezza estesa.

$$u_{TOT} = \sqrt{u_{RIP}^2 + u_{VAL}^2 + u_T^2 + u_{VREF}^2} \quad (4.1)$$

In tabella 4.5 sono riassunti i valori medi delle tensioni di uscita del regolatore, le relative incertezze tipo associate ai fatti descritti sopra, e l'incertezza estesa.

Il termine che incide prevalentemente è quello relativo a  $V_{REF}$ , in quanto utilizzato quello definito dal costruttore. In realtà, il valore è stabile e prossimo a 1.25 V, quindi i valori di incertezza sono una stima molto conservativa.

Il regolatore fornisce anche una ridotta tensione AC, il cui valore efficace è di circa 1 mV<sub>rms</sub>. Considerando che il valore di PSR, ovvero di reiezione ai disturbi dell'alimentazione, di un microfono MEMS è normalmente superiore a 60 dB, l'effetto dei disturbi derivati dal regolatore di tensione sarà inferiore a 1  $\mu$ V<sub>rms</sub>.

La catena di condizionamento dei segnali microfonici è stata valutata nuovamente in termini di guadagno di tensione, ma in questo caso, per ignorare il contributo di rumore presente ed effettuare le misure alle condizioni di utilizzo finale, si utilizza come strumento di analisi del segnale di uscita un amplificatore Lock-In LI5650 prodotto da NF Corporation©[28]. L'ingresso dello strumento è collegato all'uscita del circuito, mentre il segnale di riferimento è fornito tramite logica TTL dal

**Tabella 4.5:** Incertezza associata alla tensione in uscita dal prototipo dell'alimentatore per microfoni MEMS

Tensione nominale [V]	Tensione media [V]	Incertezza ripetibilità [V]	Incertezza temperatura [V]	Incertezza $V_{REF}$ [V]	Incertezza alimentazione [V]	Incertezza estesa [V]
0	0.023	0.006	0.000	0.196	0.020	0.395
1	1.001	0.005	0.004	0.212	0.020	0.427
2	2.037	0.007	0.008	0.229	0.020	0.461
3	3.021	0.005	0.012	0.245	0.020	0.493
4	4.046	0.005	0.016	0.262	0.020	0.527
5	5.011	0.005	0.020	0.278	0.020	0.559
6	5.970	0.005	0.024	0.293	0.020	0.590
8	8.139	0.005	0.033	0.329	0.020	0.662
10	10.129	0.005	0.041	0.361	0.020	0.729
12	11.880	0.005	0.048	0.390	0.020	0.787

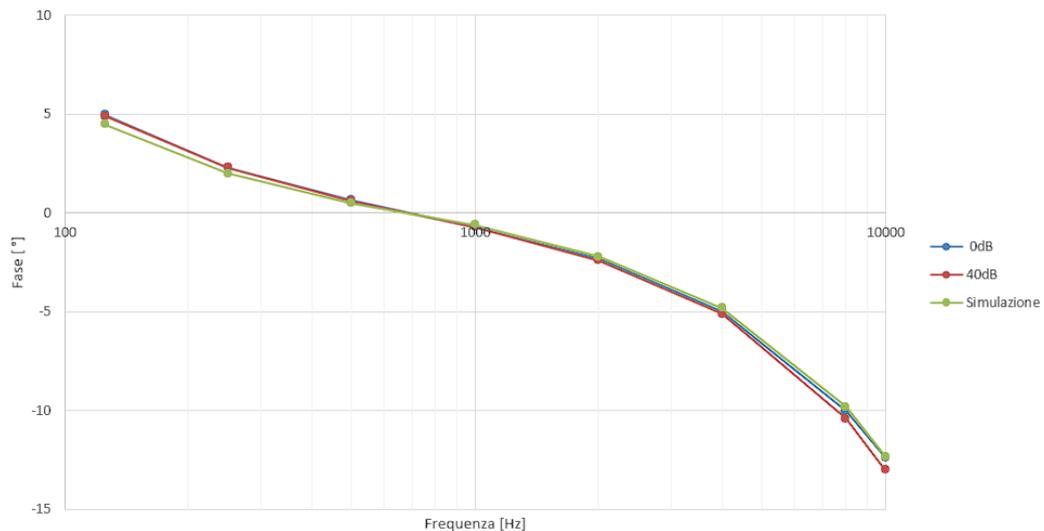
generatore di segnale, permettendo di analizzare il livello del segnale alla frequenza esatta.

L'amplificatore Lock-In in oggetto è in grado di analizzare segnali con livelli di tensione efficace massimi di  $1 V_{\text{rms}}$ , perciò il circuito è stimolato da segnali elettrici in ingresso in modo da rispettare tale requisito. I segnali elettrici per cui è stata effettuata la misura ha frequenze corrispondenti a quelle di ottava da 100 Hz a 10 kHz, e livelli di tensione compresi tra  $1 mV_{\text{rms}}$  e  $125 mV_{\text{rms}}$  con guadagno impostato a 0 dB, e  $125 \mu V_{\text{rms}}$  e  $1.25 mV_{\text{rms}}$  con guadagno 40 dB.

I test sono stati ripetuti in varie sessioni di lavoro per valutarne la ripetibilità, ed i guadagni ottenuti, divisi per tensione di ingresso e guadagni, sono stati confrontati con quelli ottenuti usando il prototipo (figure 4.4 e 4.5). I dati ottenuti dal confronto hanno rispecchiato i risultati del prototipo, evidenziando nuovamente il comportamento del filtro passa-banda già verificato in fase di prototipo. Inoltre, come ci si attendeva, utilizzando uno strumento che ignora il contributo del rumore presente in bassa frequenza, la linearità in ampiezza migliora significativamente. Lo scarto massimo di guadagno al variare della tensione di ingresso per il guadagno di 0 dB è di 0.01 dB alla frequenza 100 Hz, risultato soddisfacente e causato in parte dalla misura di 1.25 mV in uscita, per la quale il contributo del rumore nella frequenza di interesse è maggiormente significativo. Considerando solo i livelli superiori a  $10 mV_{\text{rms}}$  lo scarto massimo cala ad un valore inferiore a 0.005 dB, diventando trascurabile. Per il guadagno a 40 dB i risultati sono ancora più soddisfacenti, in quanto è importante che la linearità di livello sia ottima dovendo calibrare la catena attraverso tensioni di inserzioni molto superiori ai segnali di ingresso. I risultati

delle misure hanno dimostrato un comportamento al di sopra delle aspettative, con scarti massimi inferiori a 0.005 dB.

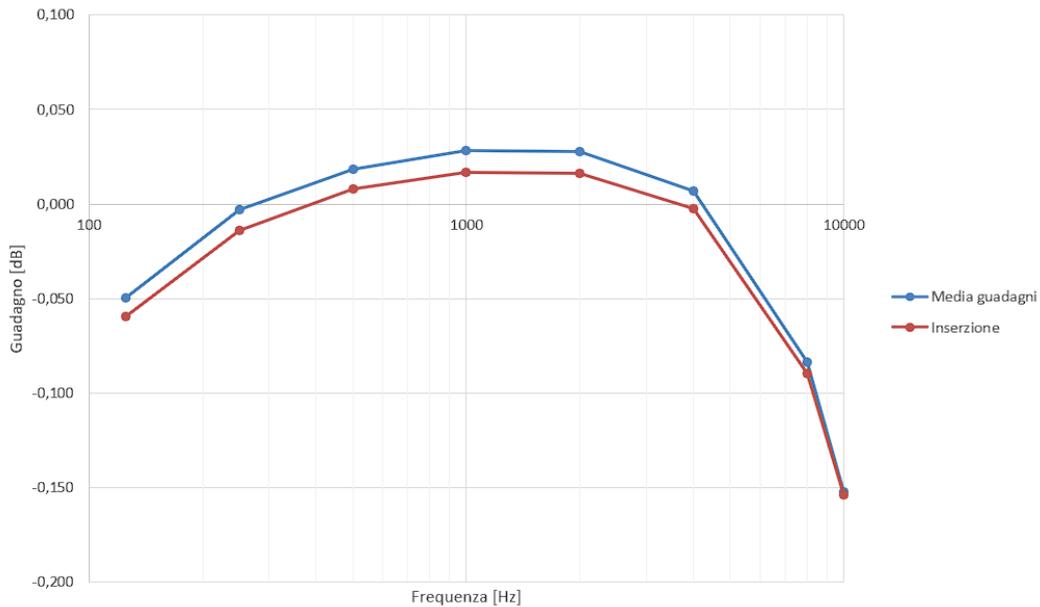
Attraverso le misure con l'amplificatore Lock-In, è stato possibile misurare anche la variazione di fase, confrontandola con quelle ottenute in fase di simulazione. In figura 4.18 sono rappresentate le medie dei risultati delle misure di fase in funzione della frequenza, divisi per i due guadagni, insieme ai valori ottenuti dalle simulazioni SPICE. Come mostrato, i valori sono prossimi a quelli attesi, e possono essere utilizzati per correggere il calcolo della frequenza di risonanza durante una taratura per reciprocità.



**Figura 4.18:** Andamento della fase del circuito, rispetto a quella ottenuta in fase di simulazione

Dopo aver valutato il corretto funzionamento della catena di condizionamento dei segnali, si studia il funzionamento della parte di circuito legata alla tensione di inserzione, ed alle prestazioni del circuito in termini di auto-taratura dei segnali. Per eseguire verificarne il funzionamento e validarne i risultati, si utilizzano due generatori di funzioni, entrambi a bassissimo rumore e distorsione, collegati uno all'ingresso per i segnali microfonici dei microfoni MEMS, e l'altro all'ingresso della tensione di inserzione. La misura viene realizzata effettuando prima la misura del guadagno del circuito determinando il rapporto tra la tensione di uscita e quella all'ingresso del segnale microfonico dei MEMS, con la tensione di inserzione spenta. Dopodiché, si accende la tensione di inserzione e si calcola nuovamente il guadagno come rapporto tra la tensione di uscita e la tensione di inserzione, confrontano i risultati del guadagno. Tutte le tensioni sono misurate tramite amplificatore

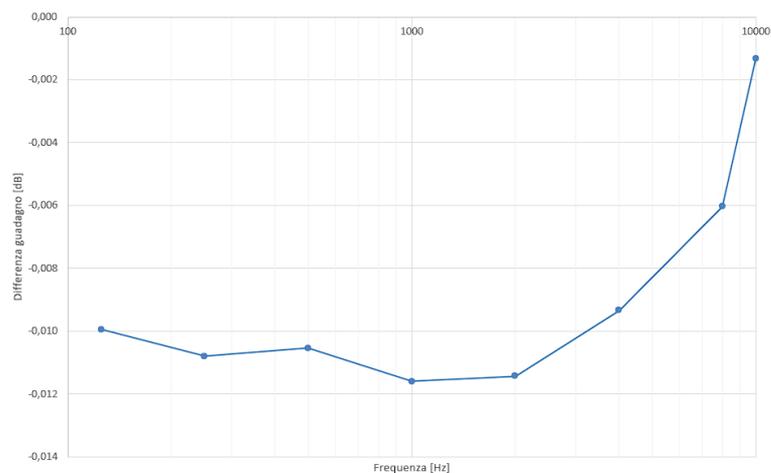
Lock-in, per limitare il contributo di disturbi legati a rumore e distorsione. La tensione di inserzione scelta per la misura è stata  $20 \text{ mV}_{\text{rms}}$ , ovvero il livello di tensione più utilizzato da parte dell'apparato di reciprocità Brüel & Kjær 5998, mentre i segnali di ingresso sono gli stessi utilizzati precedentemente per il calcolo dei guadagni della catena di condizionamento. In figura 4.19 sono mostrati i guadagni misurati con la tensione di inserzione e quelli misurati normalmente, mentre in figura 4.20 è rappresentata la differenza tra le due curve precedenti.



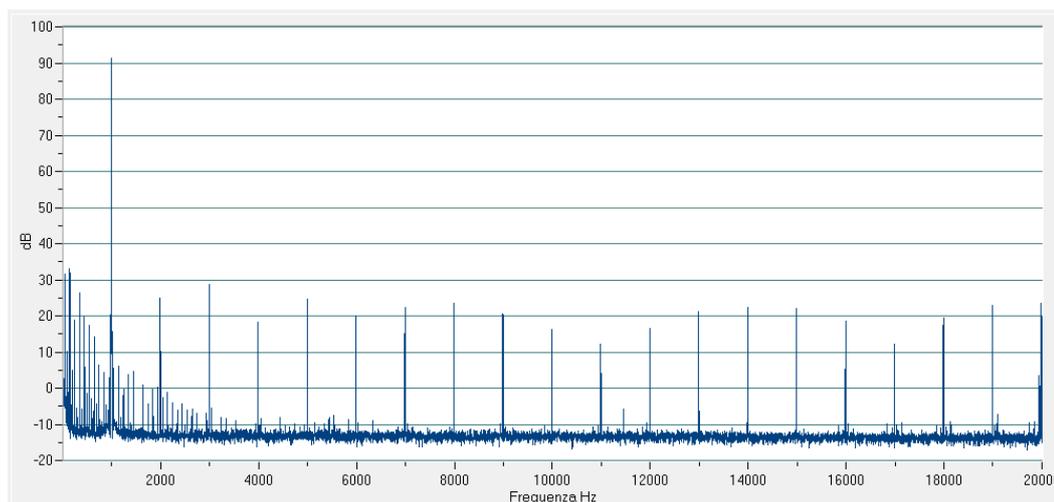
**Figura 4.19:** Guadagni ottenuti tramite la tecnica della tensione di inserzione, rispetto a quelli misurati come rapporto tra uscita ed ingresso

Come si evince dai grafici, la tecnica della tensione di inserzione funziona correttamente, ottenendo guadagni della catena così misurati molto prossimi a quelli reali. Lo scarto è costante per la maggior parte delle frequenze, diminuendo all'aumentare delle frequenze fino all'estremo superiore della banda di utilizzo. Lo scarto massimo è pari a  $0.012 \text{ dB}$ , comunque un valore molto ridotto ricordando le incertezze di misura più basse del metodo di reciprocità dell'INRiM, pari a  $0.05 \text{ dB}$ . Tuttavia, per capire il motivo di questi scostamenti, si analizza il segnale di inserzione attraverso una scheda di acquisizione per poterne osservare il comportamento in frequenza tramite analisi FFT. Ciò che si riscontra è una distorsione significativamente superiore a quella presente quando in ingresso è presente il segnale microfonico (figura 4.21), caso in cui la distorsione non è osservabile nell'analisi in frequenza perché inferiore al rumore di fondo.

In questo caso, la distorsione è chiaramente visibile nello spettro e, nonostante



**Figura 4.20:** Differenza tra i guadagni ottenuti tramite la tecnica della tensione di inserzione, rispetto a quelli misurati come rapporto tra uscita ed ingresso



**Figura 4.21:** Analisi in frequenza del segnale in uscita dal circuito quando la tensione di inserzione è attiva

i valori siano inferiori di almeno 60 dB rispetto alla fondamentale, possono essere la causa dei minimi scostamenti dell'auto-taratura, in quanto la fondamentale ha una perdita di energia dovuta al fenomeno indesiderato. Inoltre, questa distorsione può essere imputata solamente ai due relè deviatori che si attivano all'accensione della tensione di inserzione, e che possono causare disturbi induttivi al segnale, nonostante ciò non sia segnalato dal costruttore e non siano stati riscontrati studi a riguardo.

### 4.3.2 Test acustici

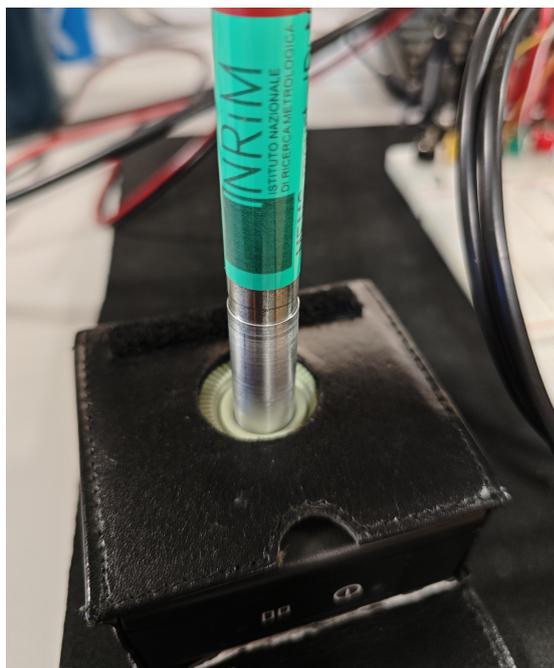
I test acustici effettuati hanno l'obiettivo di validare sperimentalmente il funzionamento del circuito, effettuando delle misure su microfoni già tarati, e confrontando i risultati con i certificati di taratura rilasciati dal laboratorio microfoni INRiM.

I primi sensori utilizzati sono i microfoni campione di laboratorio, ovvero microfoni a condensatore LS2 Brüel & Kjær tipo 4180. Per l'utilizzo di questi sensori, il circuito è collegato direttamente al preamplificatore Brüel & Kjær 2673, connesso al microfono, per fornirgli le tensioni necessarie al funzionamento e ricevendo i segnali microfonici da portare agli strumenti di misura.

Il test acustico prevede l'utilizzo di un calibratore Brüel & Kjær tipo 4231, tarato presso il laboratorio, in grado di fornire livelli di pressione di 94 dB SPL e 114 dB SPL, alla frequenza di 1 kHz. Utilizzando un microfono ed un preamplificatore tarato, si è verificato che la tensione in uscita dal circuito, corretta per i valori di guadagno del circuito e del preamplificatore microfonico, fosse pari al valore di tensione fornito dalla sensibilità moltiplicata per la pressione sonora presente nel calibratore, ovvero 1 Pa o 10 Pa. L'incertezza della misura è principalmente legata al valore della pressione sonora fornita dal calibratore, che ha incertezza pari a 0.1 dB, alle correzioni dei parametri ambientali ed alla taratura del sensore per reciprocità. Tenendo conto solo dell'incertezza del calibratore, i risultati sono stati comunque compatibili tra loro, ovvero compresi tra  $\pm 0.1$  dB rispetto ai valori di taratura, validando l'utilizzo del circuito con i microfoni a condensatore. Per questa misura non è stata utilizzata la tecnica della tensione di inserzione, ma solo i guadagni calcolati, in quanto l'obiettivo era una validazione del funzionamento semplice ed immediata.

I test acustici più significativi sono stati effettuati con microfoni MEMS, in quanto principale oggetto di misura del circuito. Per tutte le misure successive, è stato utilizzato un microfono oggetto di un confronto internazionale di misura tra l'INRiM e gli istituti metrologici nazionali di Corea del Sud e Canada. Il sensore è il microfono MEMS a condensatore modello MP23AB01DH, prodotto da ST Microelectronics ©, e montato su un supporto PCB circolare STEVAL-MKI139V5 di diametro paragonabile a quello di un microfono da  $\frac{1}{2}$ ". La scelta è ricaduta su questo specifico dispositivo in quanto il laboratorio microfoni ha già effettuato numerose misure sullo stesso, ed i valori di sensibilità ottenuti sono stati confrontati con quelli ottenuti dal metodo ottico sperimentale dell'istituto metrologico coreano, un metodo primario di taratura, con risultati promettenti [18]. Inoltre, per questo sensore è stata realizzata una particolare cartuccia che simula la struttura di un microfono a condensatore LS2, e ne sono state calcolate le correzioni acustiche da applicare per tarature per confronto con altri microfoni a condensatore LS2 in pressione e campo libero [19].

Per effettuare un rapido test funzionale, il MEMS è stato collegato al circuito e si è impostata una tensione di alimentazione del MEMS pari a 2 V. Come per il microfono LS2, il microfono MEMS, inserito nella cartuccia in alluminio, è stato posto all'interno nella cavità del calibratore acustico Brüel & Kjær tipo 4231 (figura 4.22).



**Figura 4.22:** Microfono MEMS, interno alla cartuccia in alluminio, inserito nel calibratore Brüel & Kjær tipo 4231

La sensibilità del sensore dichiarata dal costruttore è  $-38$  dB re 1 V/Pa, ovvero circa 12.5 mV/Pa, con un'incertezza di  $\pm 1$  dB. Tuttavia i risultati del confronto internazionale hanno mostrato che la sensibilità in pressione del trasduttore è, nella banda centrale audio, prossima a  $-37$  dB re 1 V/Pa, aumentando rapidamente a frequenze elevate, a partire da 4 kHz.

L'uscita del segnale, misurata da un multimetro di precisione, ha presentato un risultato prossimo a quello atteso. La differenza tra la sensibilità ottenuta, utilizzando la tensione di uscita letta dal multimetro, correggendola per i guadagni del circuito, ed infine messa a rapporto con il livello di pressione sonora fornito dal calibratore, ha prodotto una sensibilità con uno scarto inferiore a 0.2 dB rispetto al valore della sensibilità ad 1 kHz del microfono MEMS utilizzato nel confronto internazionale. Considerando che la misura è stata effettuata con un multimetro, senza analisi in frequenza, e senza l'utilizzo della tecnica della tensione di inserzione,

il risultato è stato promettente.

Il test conclusivo e più importante per verificare le prestazioni del circuito è stato effettuato all'interno di un accoppiatore attivo Brüel & Kjær tipo WA0817, lo strumento utilizzato dal laboratorio microfoni per effettuare la taratura per confronto simultaneo in pressione tra microfoni da  $\frac{1}{2}$ ". Il funzionamento di questo dispositivo consiste nel generare una pressione sonora all'interno di una piccola cavità, che si realizza ponendo due microfoni all'interno dell'accoppiatore. Il campo acustico di pressione è generato da un altoparlante ad anello integrato, che, in linea teorica, produce una pressione costante nella cavità tra i sensori. Lo stesso strumento è stato utilizzato durante il confronto internazionale sui microfoni MEMS per la valutazione della sensibilità in pressione, studiando con metodi numerici il campo acustico che si determina tra i due microfoni [19].

Il microfono MEMS è stato accoppiato acusticamente con un microfono a condensatore LS2 tarato tramite metodo primario (figura 4.23). Il microfono a condensatore è collegato ad un alimentatore microfonico, e l'uscita del segnale è connessa al primo canale di una scheda di acquisizione dati, mentre il secondo canale della stessa riceve il segnale di uscita del circuito, che è collegato al sensore MEMS. L'accoppiatore attivo è stimolato da segnali elettrici provenienti da un generatore di funzioni. Un software automatizzato consente di comandare i segnale acustici da generare, ed al contempo di analizzare i dati ricevuti dalla scheda di acquisizione, per la valutazione della sensibilità del microfono MEMS a partire dalla quella del microfono campione di laboratorio.

Il procedimento della misura si basa sull'esecuzione di due misure, la prima acustica, e la seconda per eliminare i guadagni delle catene di misura tramite la tecnica della tensione di inserzione. Nella prima misura, i microfoni sono esposti alla stessa pressione  $P$ , quindi le sensibilità si possono scrivere come

$$\begin{aligned} S_{MEMS} &= \frac{V_{MEMS}}{P} \\ S_{LS2} &= \frac{V_{LS2}}{P} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Tuttavia, alle tensioni a circuito aperto dei microfoni sono applicati due guadagni differenti, ovvero

$$\begin{aligned} V_{MEMS,G} &= G_{MEMS} * V_{MEMS} \\ V_{LS2,G} &= G_{LS2} * V_{LS2} \end{aligned} \quad (4.3)$$

La prima misura consiste nel ricavare il rapporto tra le tensioni  $V_{MEMS,G}$  e  $V_{LS2,G}$ , in modo da ottenere il rapporto tra le sensibilità, in quanto esposti alla stessa pressione sonora



**Figura 4.23:** Microfono MEMS in taratura per confronto simultaneo in pressione con microfono LS2

$$\frac{V_{MEMS,G}}{V_{LS2,G}} = \frac{V_{MEMS}}{V_{LS}} \frac{G_{MEMS}}{G_{LS2}} = \frac{S_{MEMS}}{S_{LS2}} \frac{G_{MEMS}}{G_{LS2}} \quad (4.4)$$

Per eliminare il rapporto dei guadagni delle catene di misura, si toglie il segnale acustico dall'accoppiatore attivo, e si inserisce lo stesso segnale di tensione di inserzione ai due microfoni. In questa seconda misura, le tensioni di uscita sono

$$\begin{aligned} V_{MEMS,INS} &= G_{MEMS} * V_{INS} \\ V_{LS2,INS} &= G_{LS2} * V_{INS} \end{aligned} \quad (4.5)$$

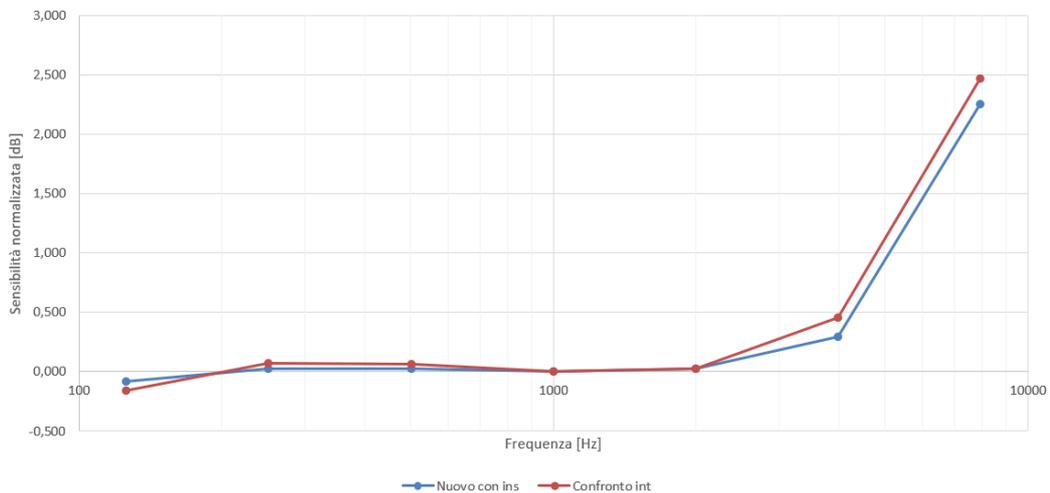
Il programma consente di misurare il rapporto delle due tensioni, che diventa

$$\frac{V_{MEMS,INS}}{V_{LS2,INS}} = \frac{V_{INS}}{V_{INS}} \frac{G_{MEMS}}{G_{LS2}} = \frac{G_{MEMS}}{G_{LS2}} \quad (4.6)$$

Si può quindi ottenere il rapporto tra le tensioni a circuito aperto dei due microfoni, effettuando il rapporto tra i due rapporti di tensione ricavati nelle due misure, come segue

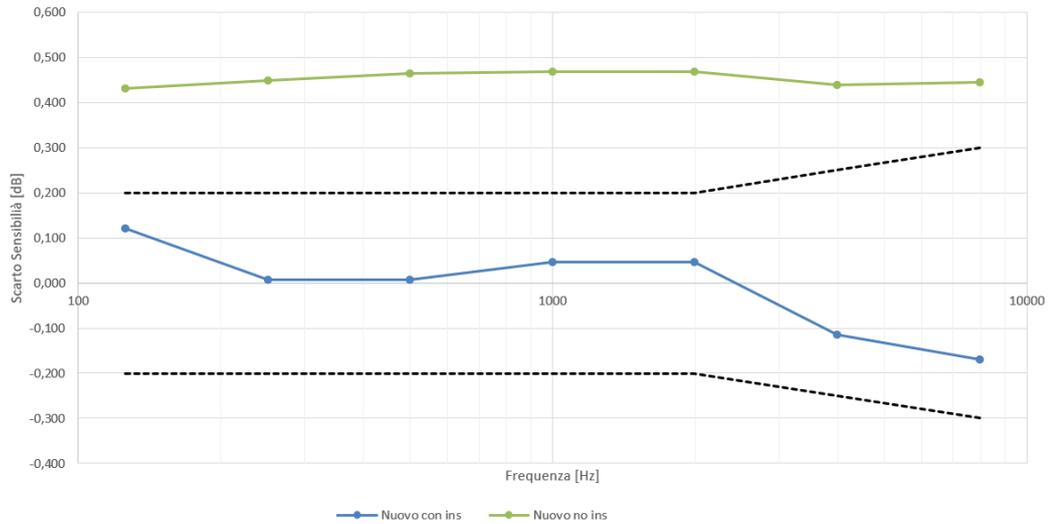
$$\frac{V_{MEMS,G}}{V_{LS2,G}} \frac{V_{LS2,INS}}{V_{MEMS,INS}} = \frac{S_{MEMS}}{S_{LS2}} \quad (4.7)$$

Il valore di  $S_{LS2}$  è conosciuto grazie alla taratura per reciprocità, a cui si aggiungono le correzioni effettuate per le condizioni ambientali e di pressione statica della misura, ottenendo così il valore della sensibilità del microfono MEMS  $S_{MEMS}$ . La stessa misura è ripetuta senza utilizzare la tecnica della tensione di inserzione, ma applicando i guadagni calcolati dei vari componenti, per comparare i risultati. In figura 4.24 sono rappresentati i risultati ottenuti con la tecnica della tensione di inserzione, normalizzati per il valore ottenuto alla frequenza di 1 kHz. Inoltre, è rappresentata la stessa curva, ottenuta durante il confronto internazionale sul medesimo microfono MEMS, che diventa il riferimento a cui comparare gli esiti delle misurazioni.



**Figura 4.24:** Risultati della taratura per confronto in pressione di un microfono MEMS normalizzati per il valore ad 1 kHz

Gli andamenti della sensibilità sono estremamente vicini e l'andamento è coerente con quello atteso, confermando il corretto funzionamento. Paragonando i valori ottenuti con quelli del confronto, come mostrato in figura 4.25, ci si accorge l'efficacia della tecnica della tensione di inserzione. Infatti, la curva blu rappresenta il risultato ottenuto sfruttando tale tecnica, mentre in verde è mostrato il risultato della misura ripetuta compensando analiticamente i guadagni della catena. Appare evidente che senza l'utilizzo della tecnica della tensione di inserzione, che garantisce una corretta compensazione dei guadagni, i risultati hanno uno scarto significativamente superiore all'incertezza definita durante il confronto internazionale.



**Figura 4.25:** Differenza dei risultati ottenuti, con e senza l'utilizzo della tecnica della tensione di inserzione, rispetto a quelli del confronto internazionale, con i limiti dell'incertezza di misura del confronto internazionale tratteggiati

Usando la tecnica della tensione di inserzione, gli scarti alle frequenze centrali sono inferiori a 0.1 dB, crescendo ai limiti della banda, frequenze per le quali anche l'incertezza di misura è più significativa a causa del comportamento del MEMS e delle proprietà acustiche della cavità.

Questo importante risultato è stato ottenuto eliminando i contributi di tutti i guadagni degli strumenti utilizzati tramite la tecnica di inserzione, che ha dimostrato di funzionare nella maniera desiderata. Normalmente, durante la taratura per confronto simultaneo, le misure vengono ripetute due volte, con i microfoni scollegati ed invertiti dopo la prima acquisizione, in modo da annullare il guadagno delle catene di misura. Per i microfoni MEMS questo non è possibile, e per questo motivo la soluzione della tensione di inserzione rappresenta un miglioramento significativo per questo tipo di taratura.

## 4.4 Valutazione dell'incertezza e criticità

Durante i test elettrici ed acustici effettuati sul dispositivo, si è prestata particolare attenzione nella valutazione dell'incertezza di misura e di tutti i fattori che possono contribuire alla stessa. Alcuni di essi sono stati evidenziati singolarmente, ma è importante definire un'incertezza di misura del circuito in funzione della frequenza e del livello, in modo da poterla considerare ed aggiungere all'incertezza totale di una taratura di microfoni che utilizzi questo dispositivo. Tuttavia, si rende

necessario separare la valutazione dell'incertezza per le due tipologie di microfoni utilizzabili, ovvero quelli a condensatore ed i sensori MEMS. Tutte le valutazioni effettuate sono basate sulle prescrizioni della guida all'espressione delle incertezze di misura GUM [27].

Per i microfoni a condensatore, connessi al preamplificatore Brüel & Kjær tipo 2673, l'unica valutazione da effettuare su incertezze aggiuntive determinate dal circuito è legata al contributo di rumore e distorsione addizionale dovuto alla catena di condizionamento del circuito. Non si sono identificati ulteriori contributi in quanto le tensioni di alimentazione e polarizzazione sono fornite direttamente al preamplificatore, e lo stesso avviene per la tensione di inserzione.

Si considera che le misure vengano effettuate sempre con sistemi che misurino il segnale alla frequenza specifica, come analizzatori di spettro, calcolatori con algoritmi FFT o Amplificatori Lock-In. Inoltre, si assume l'utilizzo del circuito in condizioni di funzionamento nominali, con il guadagno di 0 dB usato per segnali con ampiezze superiori a 10 mV, e con il guadagno 40 dB per segnali di ampiezza inferiore a 10 mV. Infine, si considerano i limiti definiti in fase di progettazione del circuito, ovvero l'utilizzo di segnali a frequenze comprese tra 100 Hz e 10 kHz, con tensioni di ampiezza da  $100 \mu\text{V}_{\text{rms}}$  fino a  $6 \text{V}_{\text{rms}}$ .

Per il guadagno a 0 dB, e le tensioni di uscita associate, si utilizza cautelativamente un valore di rumore pari a  $2 \mu\text{V}$  sulle frequenze analizzate, costante per tutta la banda di frequenze. Considerando un sensore con sensibilità  $12.5 \text{mV}/\text{Pa}$ , che fornisce 10 mV, il contributo di incertezza dovuto al circuito ed associato al valore di pressione sonora misurata è pari a 1.6 mPa, ovvero 0.002 dB SPL, su una misura di 92 dB SPL.

Lo stesso calcolo si ripete per il guadagno a 40 dB, prendendo in modo precauzionale un valore di  $10 \mu\text{V}$  di rumore in uscita con un segnale di uscita di  $14 \text{mV}_{\text{rms}}$ , ovvero l'ingresso minimo amplificato di 100 volte. Nuovamente si parte dalla sensibilità classica dei microfoni LS2, e si ottiene un contributo di incertezza sulla pressione sonora misurata di  $8 \mu\text{Pa}$ , o 0.006 dB SPL, applicato ad un valore di 55 dB SPL.

Tale valore di incertezza, seppur molto limitato, può essere inserito nel budget di incertezza delle tarature in cui il circuito è utilizzato, in particolare in quello del metodo di reciprocità. Inoltre, l'utilizzo della tecnica della tensione di inserzione mitiga il contributo del rumore, che può essere parzialmente compensato.

L'applicazione del circuito con i microfoni MEMS comporta, al contrario, alcuni contributi di incertezza aggiuntivi. Come già analizzato nei test sul regolatore di tensione, l'alimentazione dei microfoni ha un valore DC con una certa incertezza, già valutata in tabella 4.5, che normalmente non comporta conseguenze significative ai sensori MEMS, in grado di accettare un ampio intervallo di alimentazioni. Più importante è il contributo della tensione AC, di circa  $1 \text{mV}_{\text{rms}}$ . Questa non è stata

studiata in frequenza, quindi, in modo cautelativo, si assume costante a tutte le frequenze. Considerando un valore minimo di PSR di 60 dB, il rumore in ingresso al circuito sarà pari a circa  $1 \mu V$ . Tale valore diventa significativo quando le tensioni di ingresso sono ridotte. Nel caso peggiore, in cui la tensione del microfono sia pari a 14 mV, e considerando la sensibilità del MEMS come 12.5 mV/Pa ed un guadagno del circuito pari a 40 dB, si ottiene un'incertezza sulla pressione sonora misurata di  $80 \mu Pa$ , o 0.062 dBSPL, applicato ad un valore di 55 dBSPL. Questo è un valore limite molto conservativo, in quanto i microfoni MEMS normalmente hanno valori molto più elevati di PSR, come il microfono MEMS usato nelle misure acustiche, che presenta PSR pari a 100 dB, per il quale l'incertezza precedente diverrebbe inferiore a 0.001 dBSPL. Pertanto, risulta importante valutare l'incertezza data dai disturbi di alimentazione in base al tipo di microfono ed ai livelli di pressione utilizzati, perché in alcuni casi il contributo potrebbe essere importante.

L'incertezza della catena di condizionamento, dovuta alla presenza di rumore di fondo e distorsione, è la stessa presentata per i microfoni a condensatore, in quanto i livelli del segnale sono i medesimi. Tuttavia, la tensione di inserzione per i microfoni MEMS presenta una distorsione più importante dovuta all'attivazione dei relè. Per la valutazione dell'incertezza dovuta a tale contributo, si osservano le deviazioni massime ottenute dai test sulla tensione di inserzione, confrontate con i reali guadagni della catena di misura. Altri contributi, come l'incertezza di misura dell'amplificatore Lock-In e la ripetibilità del generatore di funzioni, risultano trascurabili rispetto agli scarti misurati. L'incertezza data dalla deviazione massima, per le frequenze di ottava tra 100 Hz e 10 kHz, è moltiplicata per il fattore  $k = 2$ , che considera una distribuzione normale con livello di fiducia pari al 95%. I risultati sono presentati in tabella 4.6

**Tabella 4.6:** Contributo di incertezza, per le frequenze di ottava tra 100 Hz e 10 kHz, dovuto all'utilizzo della tecnica della tensione di inserzione

Frequenza Hz	Incetezza estesa U dB
125	0.026
250	0.027
500	0.026
1000	0.024
2000	0.024
4000	0.018
8000	0.013

Attraverso l'uso della tecnica della tensione di inserzione, il circuito elimina la maggior parte dei contributi di incertezza, tra cui quello relativo al guadagno

della catena ed alla stabilità nel tempo. Un contributo che rimane presente, ed è parzialmente incluso nell'incertezza posta sopra, riguarda la linearità di livello. La tensione di inserzione, infatti, è sempre compresa tra  $5\text{ mV}_{\text{rms}}$  e  $20\text{ mV}_{\text{rms}}$ , mentre il segnale può avere ampiezze molto differenti. Le misure effettuate con la tecnica della tensione di inserzione sono state già ripetute considerando segnali di ingresso molto differenti, tuttavia, in modo cautelativo, si ripetono delle misure del guadagno per valutare il contributo della linearità di livello.

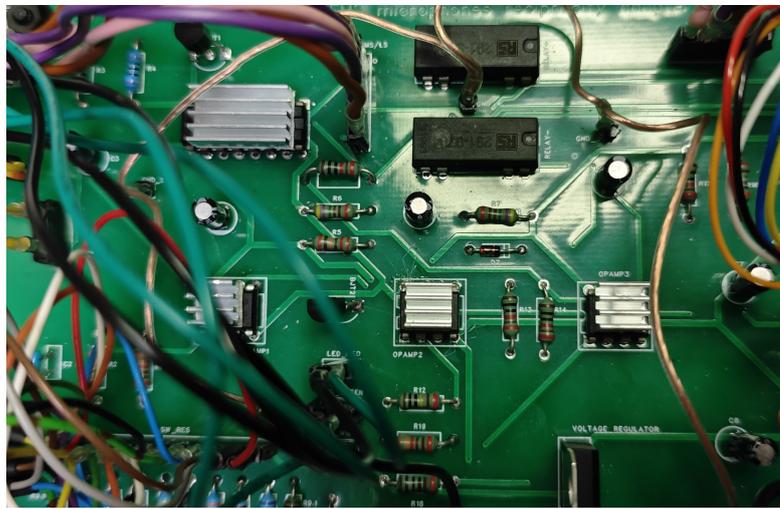
Il risultati delle misure hanno dimostrato che tale contributo non è significativo, in quanto i valori massimi sono pari a circa  $0.002\text{ dB}$ , e quindi trascurabili rispetto all'incertezza della tensione di inserzione.

Oltre al contributo di incertezza, analizzato sopra, si segnalano alcune criticità del circuito, a cui è importante prestare attenzione in fase di utilizzo.

Il primo punto riguarda la potenza consumata dal circuito. Data la presenza di numerosi amplificatori operazionali e dell'amplificatore differenziale, oltre all'uso di LED, il consumo di corrente a dispositivo acceso è pari a circa  $100\text{ mA}$ , distribuito equamente nell'alimentazione duale. Tuttavia, all'accensione della tensione di inserzione, i relè hanno bisogno di ulteriore corrente per commutare, portando il circuito a raddoppiare il consumo di corrente, e sbilanciando la distribuzione della stessa, che viene principalmente prelevata dall'alimentazione positiva. In termini di potenza, quando non vi è tensione di inserzione, il circuito consuma circa  $3\text{ W}$ , che raddoppiano a  $6\text{ W}$  durante l'auto-taratura.

Al precedente punto è collegato il fatto che l'amplificatore operazionale collegato ai relè debba erogare correnti elevate durante l'accensione del circuito. Per questo motivo, come descritto in fase di progettazione, si è scelto un amplificatore operazionale in grado di fornire correnti più elevate, ma comunque la dissipazione del calore risulta un fattore da considerare. Per ridurre il rischio di surriscaldamenti, si posizionano dei dissipatori a contatto con gli amplificatori operazionali (figura 4.26) tramite un collante termo-conduttivo.

Infine, il collegamento per la tensione di polarizzazione, particolarmente critico per motivi di sicurezza elettrica, è stato ben segnalato all'interno del circuito tramite un connettore rosso, e schermato nella parte posteriore della scheda. Rimane comunque possibile scollegarlo manualmente aprendo il dispositivo. Inoltre, il circuito è progettato per lavorare solo con tensioni di alimentazione impostate precisamente a  $15\text{ V}$  e  $-15\text{ V}$ , con limitazioni importanti riguardo ai livelli di segnale da inserire in ingresso e per l'inserzione, ecc... Un collegamento errato od una tensione troppo elevata può danneggiare permanentemente il circuito. Per evitare incidenti ed informare sempre l'utilizzatore, si posizionano sulla scocca metallica delle indicazioni dettagliate riguardanti i collegamenti, le alimentazioni necessarie, i rischi per la sicurezza e suggerimenti all'uso.



**Figura 4.26:** Dissipatori posizionati sugli amplificatori operazionali e sull'amplificatore differenziale INA103

## Capitolo 5

# Conclusione

I risultati ottenuti e presentati in questo elaborato dimostrano il corretto funzionamento del circuito ed il rispetto delle specifiche tecniche individuate. In particolare, l'esito della taratura per confronto simultaneo in pressione sul microfono MEMS ha dimostrato le potenzialità del dispositivo, e la valutazione delle incertezze ha evidenziato un contributo molto limitato. Con queste premesse, si può prevedere di abbassare le incertezze di misura delle misure effettuate con i microfoni MEMS non solo utilizzando il metodo di reciprocità, ma anche altri metodi di taratura secondari, grazie all'utilizzo della tecnica della tensione di inserzione. Quest'ultima, infatti, nonostante sia collegata ad un contributo di incertezza analizzato nel capitolo precedente, permette di compensare tutti i guadagni della catena dovuti alla strumentazione presente, ed insieme a loro permette di ignorare le relative incertezze. Per questi motivi, l'utilizzo del circuito sviluppato in questo lavoro potrebbe consentire di studiare in maniera più approfondita ed accurata le prestazioni dei microfoni MEMS analogici, supportando la ricerca effettuata su questi sensori presso il laboratorio microfoni dell'INRiM.

Inoltre, questo dispositivo rappresenta un passo in avanti significativo verso il raggiungimento dell'obiettivo di tarare i microfoni MEMS con il metodo primario di reciprocità in pressione e campo libero all'INRiM. Per giungere a tale risultato, tuttavia, saranno necessari ulteriori lavori per poter includere in modo efficace e definitivo questi sensori all'interno della catena di misura presente nel laboratorio microfoni, caratterizzando e valutando correzioni e contributi di incertezza che possono intervenire nel calcolo delle impedenze acustiche di trasferimento.

## 5.1 Lavori futuri

Prima di collegare il circuito all'apparato di reciprocità per tarare microfoni MEMS, è necessario risolvere il problema dei consumi dell'alimentazione. Per farlo si potrebbe dotare il sistema di reciprocità di un alimentatore ad hoc, che fornisca al sistema le tensioni richieste, con una potenza superiore a 6 W. Un'altra soluzione è quella di realizzare un trasformatore da collegare alla linea elettrica specifico per l'alimentazione del sistema, con un adattatore da inserire nel connettore LEMO di ingresso. In entrambi i casi, è importante che le tensioni e le correnti siano sufficienti al funzionamento del circuito, ma soprattutto che forniscano alimentazioni con disturbi di linea molto limitati.

Lo studio effettuato sulla taratura di microfoni MEMS con il metodo di confronto simultaneo in pressione, ha evidenziato le criticità dovute alla diversa area di integrazione rispetto ai microfoni a condensatore tradizionali [18]. Questo è un problema quando il campo acustico interno alla cavità non è uniforme, e quindi i microfoni in taratura sono esposti a pressioni sonore differenti. Lo stesso problema potrebbe presentarsi in una taratura per reciprocità in pressione con microfoni MEMS.

Rispetto al caso della taratura per confronto simultaneo in pressione, durante la quale viene utilizzato un altoparlante esterno, ci si aspetta che il campo di pressione generato dal microfono reciproco, posto di fronte al sensore in taratura, sia maggiormente uniforme. Tuttavia, è necessario effettuare un meticoloso studio acustico della cavità per identificare possibili correzioni da applicare alla taratura.

Altri lavori che dovranno essere effettuati riguardano l'integrazione dei microfoni MEMS nel sistema di taratura per reciprocità dell'INRiM dal punto di vista meccanico, e dal punto di vista software. Il primo è necessario per la corretta installazione del sensore durante la taratura. L'utilizzo di una cartuccia, come quella utilizzata per la taratura per confronto in pressione, può essere una soluzione. Ad essa deve essere associato un sistema meccanico che mantenga saldamente in posizione il microfono MEMS nella cavità. Inoltre, anche il programma automatico di misura ed analisi dei risultati deve essere modificato, per implementare la nuova risoluzione del sistema a tre incognite che integri un microfono non reciproco. Il software deve tenere conto dei requisiti del circuito realizzato, in particolare per i tempi di attesa all'accensione ed allo spegnimento della tensione di inserzione, e prevedere le correzioni da effettuare sul calcolo della sensibilità e dei parametri associati, come la frequenza di risonanza.

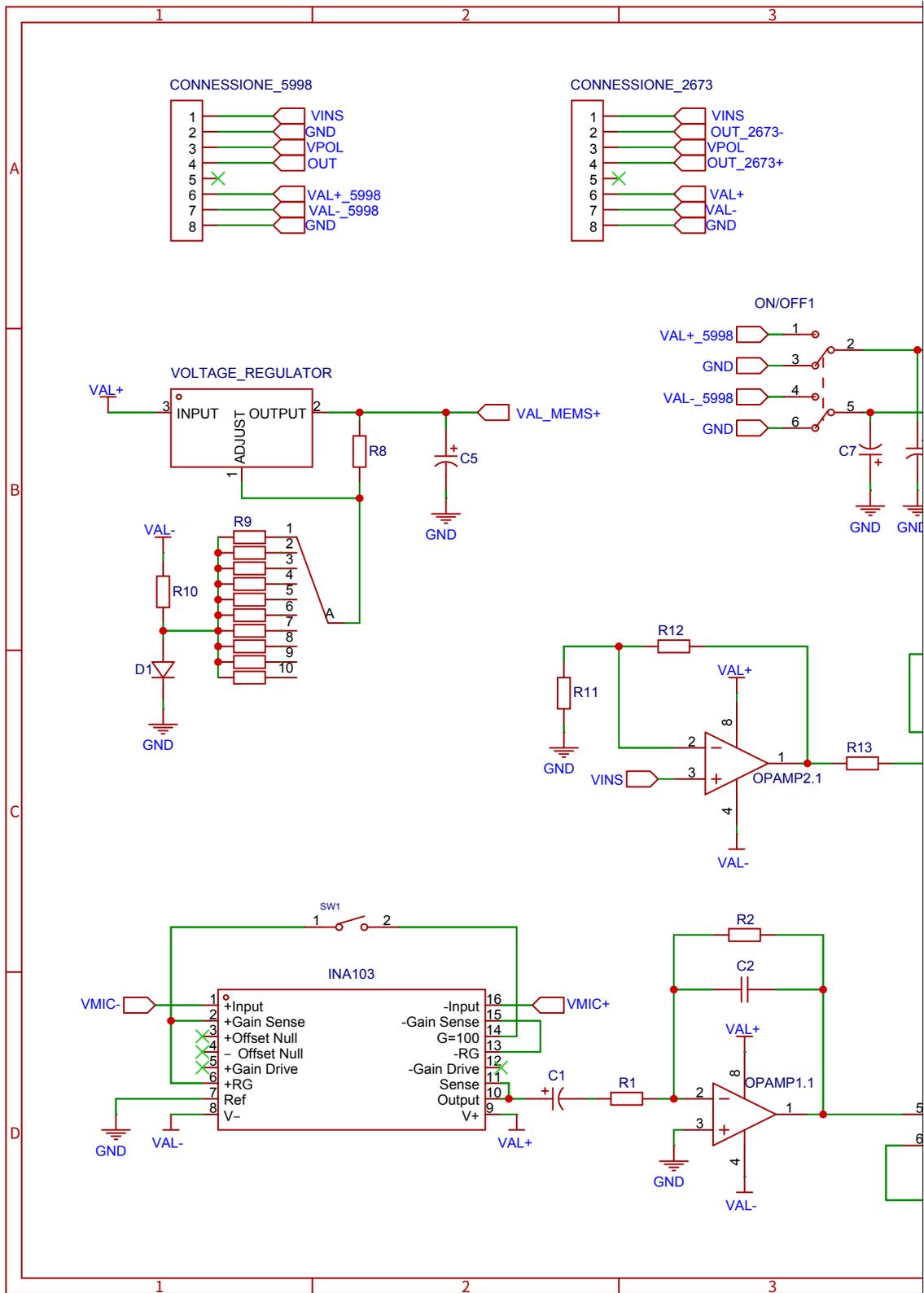
Al contempo, il sistema permette l'applicazione del metodo di reciprocità anche in campo libero, grazie ai guadagni aggiuntivi inseriti. Per poter realizzare la

misura, è necessario prima adibire una camera anecoica, presente all'INRiM, con i supporti necessari per accoppiare acusticamente in campo libero i microfoni in taratura. Le aste devono avere la possibilità di essere traslate in modo da variare la distanza tra i due microfoni in maniera precisa e controllata. Anche in questo caso, il software dovrà subire importanti modifiche per adattare i livelli e le correzioni necessarie a questo tipo di misura.

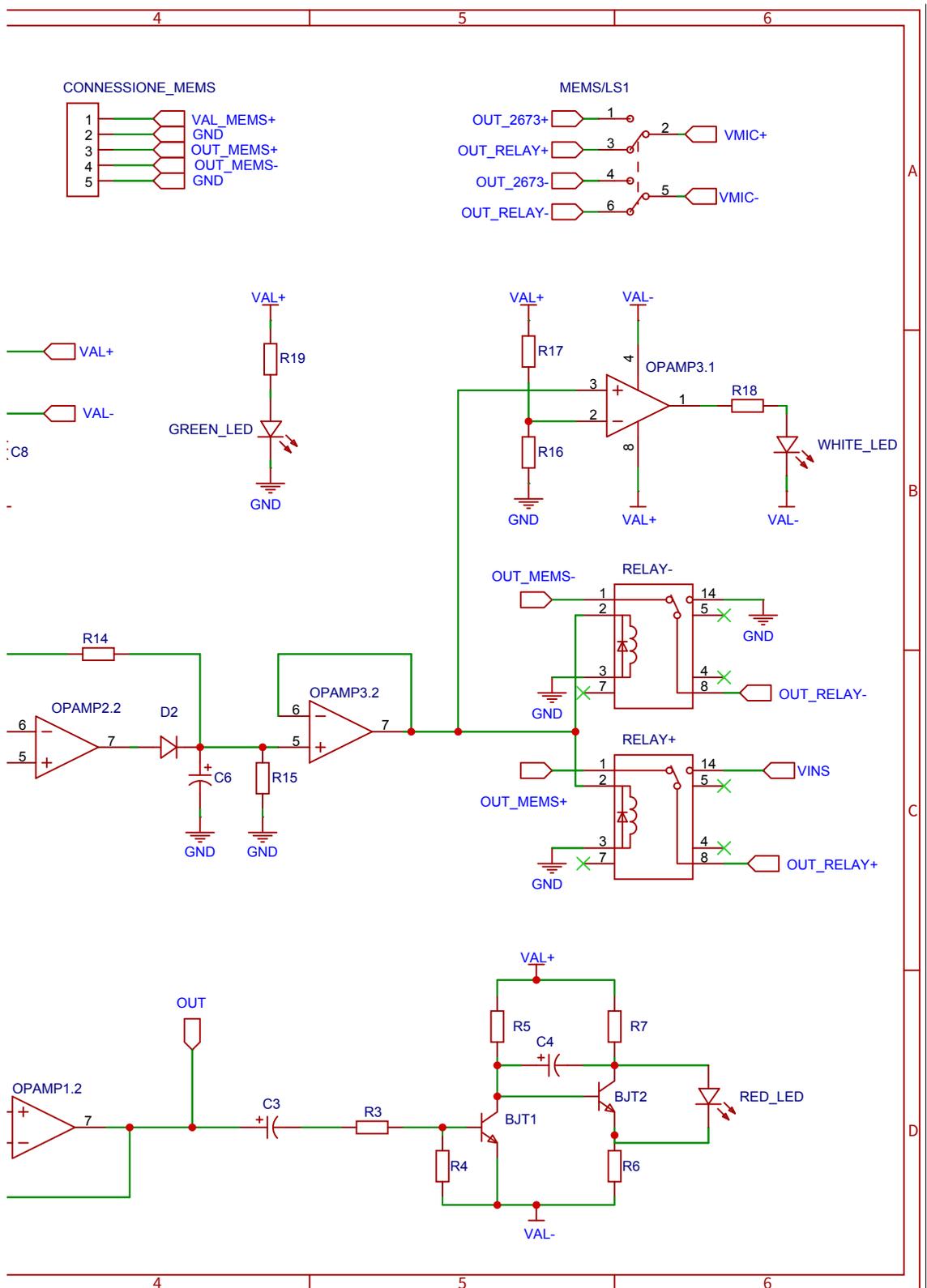
## Appendice A

# Schema elettrico completo

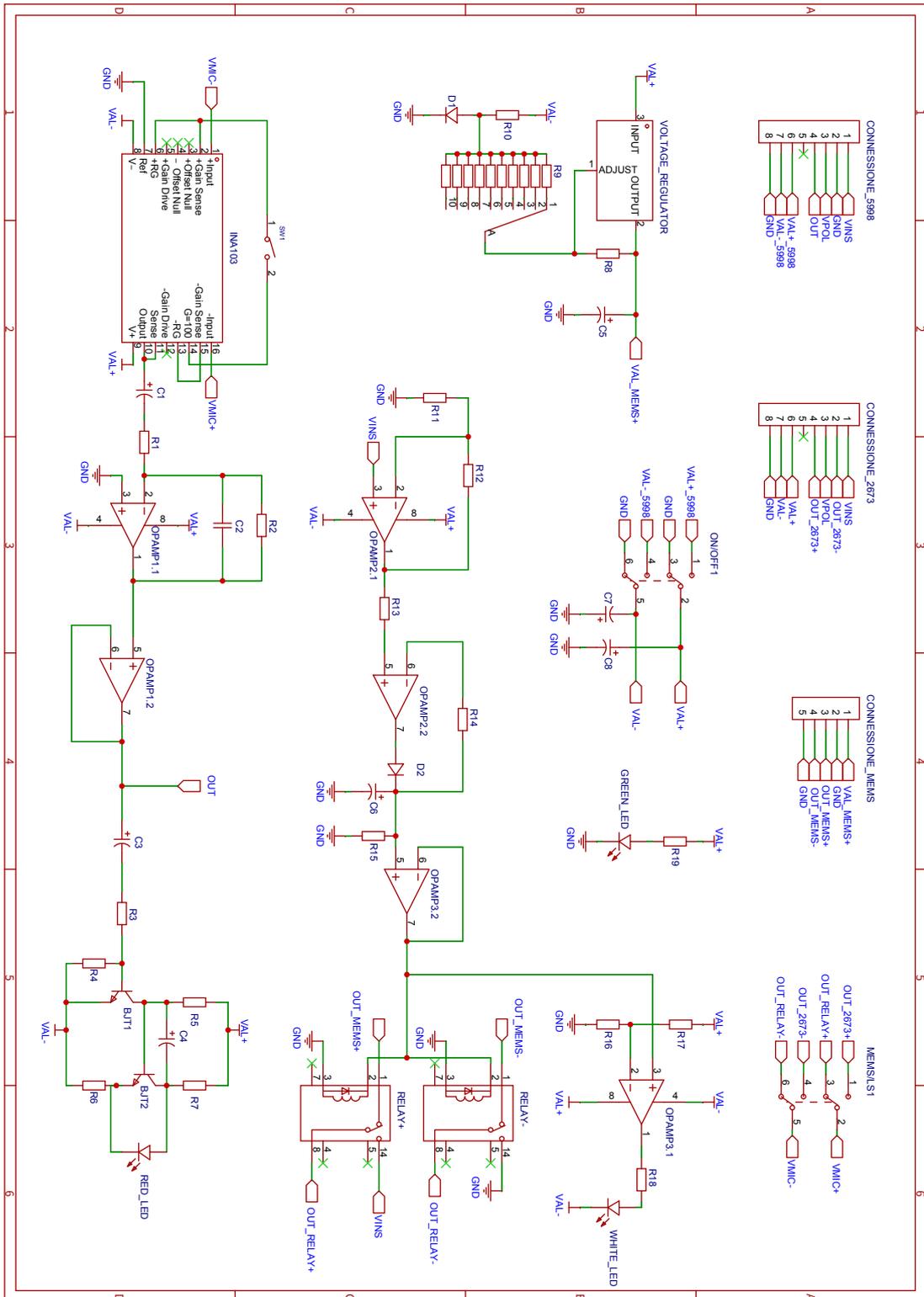
Schema elettrico completo



Schema elettrico completo

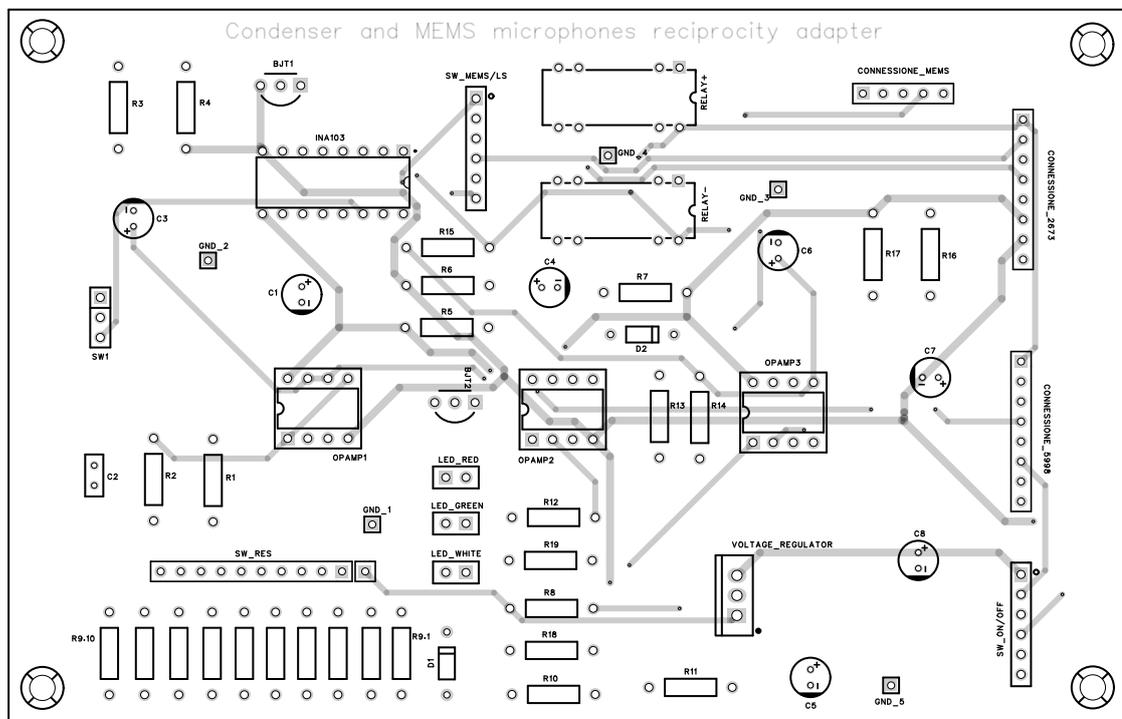


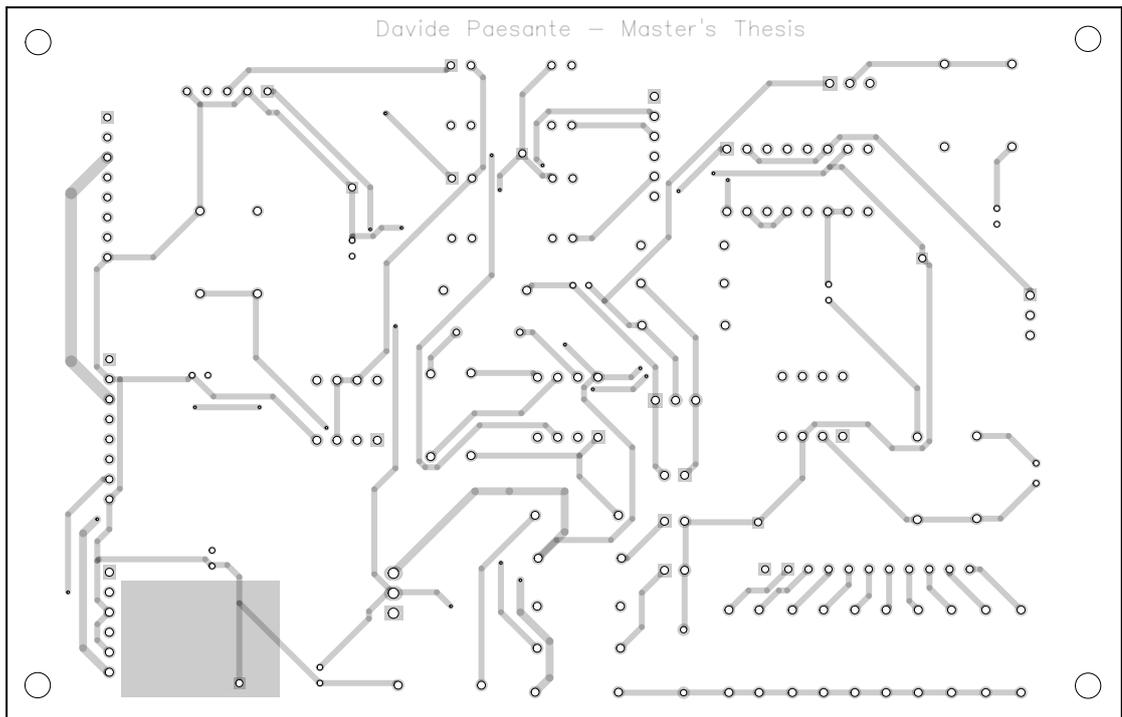
# Schema elettrico completo



# Appendice B

## Schema circuito stampato





# Bibliografia

- [1] R. Spagnolo. *Manuale di Acustica Applicata*. Torino, Italia: UTET Libreria, 2001 (cit. alle pp. 3, 6, 7, 14).
- [2] E. Frederiksen. «Acoustic metrology - an overview of calibration methods and their uncertainties». In: *International Journal of Metrology and Quality Engineering* 4(2) (nov. 2013) (cit. alle pp. 4, 5, 15).
- [3] R.K. Cook. «Absolute pressure calibration of microphones». In: *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology* 25 (nov. 1940) (cit. a p. 7).
- [4] D.L.H. Gibbings e A.V. Gibson. «Contributions to the Reciprocity Calibration of Microphones». In: *Metrologia* 17 (1981) (cit. alle pp. 7–9, 11, 12).
- [5] *CEI\_EN\_61094-2, Microfoni di misura Parte 2: Metodo primario per la taratura in pressione di microfoni campione di laboratorio con la tecnica di reciprocità*. Comitato Elettrotecnico Italiano (CEI), 2014 (cit. alle pp. 10, 12).
- [6] E.D. Burnett e V. Nedzelitsky. «Free-Field Reciprocity Calibration Of Microphones». In: *Journal of Research of the National Bureau of Standards* 92 (mar. 1987) (cit. alle pp. 11, 14).
- [7] D. Rodrigues e P. Vincent. «Toward a unified formulation of the acoustic transfer admittance of cylindrical cavities for reciprocity calibration of microphones». In: *Metrologia* 60 (lug. 2023) (cit. a p. 13).
- [8] S. Barrera-Figueroa, F. Jacobsen e K. Rasmussen. «On determination of microphone response and other parameters by a hybrid experimental and numerical method». In: *The Journal of the Acoustical Society of America* 123 (giu. 2008) (cit. alle pp. 14, 15).
- [9] X. Chen. «Determination of laboratory standard microphone parameters in reciprocity calibration». Tesi di laurea mag. Gothenburg, Sweden: Chalmers University of Technology, 2020 (cit. a p. 15).
- [10] Bureau international des poids et mesures. «Convention du Mètre et Règlement Annexe». In: (mag. 1875) (cit. a p. 16).

- 
- [11] *Application Note AN24: SiSonic Design Guide*. SiSonic, 2017. URL: <https://www.knowles.com/docs/default-source/default-document-library/sisonic-design-guide.pdf> (cit. a p. 19).
- [12] S.A. Zawawi, A.A. Hamzah, B.Y. Majlis e F. Mohd-Yasin. «A Review of MEMS Capacitive Microphones». In: *Micromachines* 11 (mag. 2020) (cit. a p. 19).
- [13] A. Kumara, A. Vargheseb, A. Sharmac, M. Prasadd, V. Janyanic, R.P. Yadav e K. Elgaidb. «Recent development and futuristic applications of MEMS based piezoelectric microphones». In: *Sensors and Actuators A: Physical* 347 (nov. 2022) (cit. a p. 19).
- [14] *Appl. Note WAN\_0290: An Introduction to MEMS Microphone Specifications*. Cirrus Logic, 2015. URL: [https://www.mouser.com/catalog/additional/Cirrus%20Logic\\_WAN0290\\_v1.0.pdf](https://www.mouser.com/catalog/additional/Cirrus%20Logic_WAN0290_v1.0.pdf) (cit. alle pp. 21, 22, 30).
- [15] *CEI\_EN\_61094-5, Microfoni di misura Parte 5: Metodi per la taratura in pressione dei microfoni campione di lavoro mediante confronto*. Comitato Elettrotecnico Italiano (CEI), 2017 (cit. a p. 22).
- [16] *CEI\_EN\_61094-8, Microfoni di misura Parte 8: Metodi per la taratura mediante confronto in campo libero di microfoni campione di lavoro*. Comitato Elettrotecnico Italiano (CEI), 2013 (cit. a p. 22).
- [17] A. Prato, N. Montali, C. Guglielmone e A. Schiavi. «Pressure calibration of a digital microelectromechanical system microphone by comparison». In: *Journal of the Acoustical Society of America* 144 (ott. 2018) (cit. a p. 22).
- [18] F. Saba, G. Durando, D. Paesante, M. Corallo, A. Schiavi e A. Prato. «An experimental setup for the metrological characterization of MEMS microphones». In: *24th International Congress on Acoustics ICA 2022*. Gyeongju, Corea del Sud, ott. 2022 (cit. alle pp. 22, 84, 95).
- [19] F. Saba, D. Paesante, G. Durando e M. Corallo. «Sound Field Corrections for Secondary Pressure Calibration of MEMS Microphones». In: *Torino, Italia. Set. 2023* (cit. alle pp. 23, 84, 86).
- [20] R.P. Wagner e S.E. Fick. «Pressure reciprocity calibration of a MEMS microphone». In: *Journal of the Acoustical Society of America* 142 (set. 2017) (cit. a p. 24).
- [21] *Falcon Range 1/2" Microphone Preamplifier - Type 2673 Product Data*. Naerum, Danimarca: Bruel & Kjaer (cit. a p. 29).
- [22] *Low Noise, Low Distortion INSTRUMENTATION AMPLIFIER - INA103 Datasheet*. Dallas, Texas: Burr-Brown Corporation (cit. a p. 34).
- [23] *LM833 Dual High-Speed Audio Operational Amplifier Datasheet*. Dallas, Texas: Texas Instruments (cit. a p. 39).

- [24] *LM317 3-Terminal Adjustable Regulator Datasheet*. Dallas, Texas: Texas Instruments (cit. alle pp. 40, 41, 79).
- [25] *1N91x, 1N4x48, FDLL914, FDLL4x48 - Small Signal Diode Datasheet*. Phoenix, Arizona: Onsemi (cit. a p. 41).
- [26] *NJM4556A - DUAL HIGH CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER Datasheet*. Tokyo, Giappone: Nisshinbo Micro Devices (cit. a p. 47).
- [27] *JCGM 100:2008 - Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement*. Joint Committee for Guides in Metrology (JCGM), 2008 (cit. alle pp. 79, 90).
- [28] *LI5645/LI5650 - DIGITAL LOCK-IN AMPLIFIER Datasheet*. Yokohama, Giappone: NF Corporation (cit. a p. 79).

# Ringraziamenti

A conclusione di questo lavoro, desidero ringraziare tutte le persone che mi hanno accompagnato durante questo lungo percorso, e senza le quali non sarei riuscito a concluderlo.

Ringrazio il mio relatore, il prof. Carullo, e la mia correlatrice, la prof. Astolfi, per aver creduto nel progetto che avevo in mente, rendendo possibile tutto ciò.

Ringrazio Fabio, referente INRiM per questa tesi, ma anche collega e amico. Se so qualcosa di acustica e metrologia, lo devo a lui.

Ringrazio Mario, non solo un collega dell'INRiM, ma un compagno di avventure e punto di riferimento. In certi casi anche medico chirurgo per il circuito, senza il suo impegno il progetto sarebbe rimasto solo teoria.

Ringrazio tutti i colleghi dell'INRiM che hanno collaborato al progetto, chi in maniera attiva, chi con consigli ed incoraggiamenti. Gianni, Giorgia, Simone, Giuseppe, Roberto, Diego, Marco, Alessandro... e tanti altri. Tutti insieme avete creato un ambiente piacevole e stimolante dove lavorare.

Ringrazio i miei amici fidati, Edo e Matteo, per esserci sempre. Mi raccomando, manca solo una laurea!

Ringrazio i miei non amici: Paolo, Andrea, Gian e Ippolita, perché vivere nuove avventure in altri mondi ogni settimana mi aiuta ad affrontare questo con più leggerezza. Per farlo ho bisogno di buoni compagni di viaggio... forse ho sbagliato persone?

Ringrazio i colleghi ed amici incontrati nel mio percorso universitario, tra cui Michele, Giorgia, Michela, Virginia, Maria, Alessio, ma soprattutto Marcantonio, diventato in poco tempo un caro amico e compagno di avventure orrende!

Ringrazio i miei parenti, tra cui mia nonna Anna, i miei zii e le mie cugine. Tra loro, un particolare ringraziamento ad Andrea ed Elena, due persone speciali che hanno sempre fatto tanto per me.

Ringrazio i nonni che non ci sono più, Mario, Renata ed Umberto, e che mi hanno lasciato qualcosa di prezioso.

Ringrazio la mia famiglia, le persone più importanti. Elisa e Cristina, che in maniera più elegante (la seconda), o in modo più sgarbato (la prima), mi hanno sempre spronato ad andare avanti. I miei genitori, che mi hanno sempre coperto le spalle, e mi hanno dato la forza di andare avanti durante tutto questo lungo percorso, portandomi ad essere quello che sono.

Infine ringrazio mia moglie Naomi, che mi sopporta ogni giorno, e mi è veramente vicina nei momenti difficili. Tra poco inizia una nuova avventura insieme, ed è bello avere qualcuno di cui fidarsi al proprio fianco.

これからもよろしく申し上げます。

Grazie a tutti!

Davide