



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



**DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE**

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA
ELETTRONICA

**Progetto e implementazione di
un amplificatore di trasmissione
per modem acustici subacquei**

Relatore: Dott. Filippo Campagnaro
Laureando: Alberto Fabris

Anno accademico 2023-2024
Padova
29/09/2023

*A mio nonno Pietro
e chi ha sempre creduto in me*

Sommario

Benché l'uomo sia riuscito ad esplorare buona parte della superficie terrestre, ha sempre riscontrato numerose insidie nell'esaminare l'ambiente sottomarino. Molteplici, infatti, sono le criticità che si presentano sotto la superficie dell'acqua sia per l'uomo che per i veicoli subacquei.

Da diversi anni la scienza si sta muovendo per scoprire l'ignoto di questo ambiente, e anche l'elettronica e la teoria della comunicazione stanno fornendo un notevole contributo.

Questa tesi si propone di documentare il processo di progettazione di un amplificatore acustico per modem subacquei.

Verranno analizzati tutti i passaggi, dall'individuazione delle caratteristiche finali fino a un test completo e un confronto con altri dispositivi simili.

Saranno anche fornite le indicazioni e sarà descritto il materiale sia per poter replicare il progetto sia per poter progettare un circuito simile adatto a diverse esigenze.

In questo elaborato si è dimostrato come attraverso un'accurata analisi teorica e un corretto svolgimento dei passaggi richiesti per la progettazione di un dispositivo, sia possibile costruire un circuito dal costo relativamente basso e in grado di svolgere adeguatamente il compito prestabilito.

Indice

Introduzione	5
1 Concetti di base	6
1.1 Il modello di comunicazione a layers	6
1.2 L'amplificatore operazionale	8
1.3 Struttura di un modem acustico sottomarino	10
2 Analisi preliminare	12
2.1 Specifiche di progetto	12
2.2 Problematiche	12
3 Prototipazione	14
3.1 OPA552	14
3.2 Primo prototipo	14
3.3 Simulazione	18
3.4 Test	20
3.5 Analisi dei dati	22
3.6 Analisi in frequenza dei segnali	25
3.7 Assemblaggio	28
4 Confronto	29
4.1 Confronto sulle grandezze elettriche	29
4.2 Confronto sul consumo di potenza	29
4.3 Confronto sulla dissipazione termica	30
5 Conclusioni	32

Lista delle Figure

1	Schema del modello a layers.	6
2	Modello a strati utilizzato nel modem subacqueo, immagine presa da [3].	7
3	Schemi di amplificatori operazionali.	8
4	Configurazione invertente.	9
5	Schema a blocchi del progetto, immagine presa da [3].	10
6	Hardware del progetto, immagine presa da [3].	11
7	Diagramma di Bode della funzione di trasferimento dell'amplificatore in catena aperta, immagine presa da [19].	15
8	Diagramma di Bode e margine di fase senza carico.	16
9	Diagramma di Bode e margine di fase con carico capacitivo.	17
10	Plot della caduta di tensione sul transistor acceso (verde), della corrente che attraversa il transistor in conduzione (blu) e della potenza istantanea dissipata (rosso).	18
11	Plot della caduta di tensione in uscita (verde) e della tensione in ingresso (blu).	19
12	Safe Operating Area dell'integrato OPA552 in package PDIP-8, immagine presa da [19].	19
13	Schema del circuito con i relativi test point.	21
14	Realizzazione fisica del banco di test.	22
15	Grafico e misure della tensione in uscita (giallo) e della tensione in ingresso (verde).	22
16	Grafico e misure della tensione in uscita (giallo) e della corrente sull'idrofono (verde).	23
17	Spettro di Fourier del segnale in uscita dalla scheda audio.	25
18	Schema circuitale di un filtro attivo del primo ordine in configurazione invertente	26
19	Plot dei moduli delle funzioni di trasferimento di un filtro del quarto ordine (azzurro) e un filtro del primo ordine (arancio)	27
20	Circuito saldato su basetta millefori.	28

Lista degli acronimi

DAC Digital to Analog Converter. 25, 32

FFT Fast Fourier Transform. 25

GBP Gain Bandwidth Product. 14

ISO-OSI International Organization for Standardization - Open System Inter-connection. 7

MODA MORphing Distributed Autonomous Underwater Vehicle. 10

OCXO Oven Controlled Crystal Oscillator. 10

OPAMP OPERational AMPLifier. 8, 18

OWTT One Way Time Travel. 10

SOA Safe Operating Area. 3, 18, 19

Introduzione

I modem subacquei trovano applicazione in operazioni svolte da sciami di droni sottomarini. Questi ultimi offrono il vantaggio di poter svolgere azioni che sarebbero altrimenti pericolose o difficili per gli esseri umani o per veicoli singoli [6, 5, 3]. Questi vantaggi, tuttavia, hanno un costo: i droni, infatti, necessitano di comunicare tra loro in modo rapido ed efficace. La comunicazione deve essere wireless poiché non risulterebbe possibile interconnettere tutti i droni attraverso cavi.

Emerge, tuttavia, un altro problema: le principali tecnologie utilizzate per le comunicazioni subacquee consistono in segnali ottici, segnali in radiofrequenza, segnali magneto-induttivi e segnali acustici. I segnali ottici, in radiofrequenza e magneto-induttivi godono di un bitrate (cioè la quantità di informazione inviata al secondo) relativamente alto, consentono però di comunicare solo a brevi distanze (da qualche centimetro a qualche decina di metri). Le onde acustiche, d'altro canto, possono propagarsi attraverso distanze maggiori, ma hanno una frequenza più bassa rispetto alle onde elettromagnetiche [2]. Poiché il bitrate non può essere maggiore della frequenza del segnale portante, una frequenza troppo bassa causerebbe un significativo rallentamento delle comunicazioni. Occorre quindi trovare un compromesso tra distanza massima delle comunicazioni e bitrate. Nonostante la progressiva diffusione di modem “multimodali” [2], ovvero modem che sfruttano il campo elettromagnetico su piccole distanze e le onde acustiche su medie distanze, in questo caso, viste la distanza a cui devono poter comunicare i droni e la quantità limitata di dati da scambiare tra i vari modem, appare sufficiente l'utilizzo di un modem acustico.

Il modem prototipo in questione utilizza come convertitore digitale-analogico una semplice scheda audio di alta qualità. Il modem necessita di un amplificatore, poiché il convertitore digitale-analogico della scheda audio produce segnali di ampiezza limitata e, oltretutto, non sarebbe in grado di fornire la corrente e la tensione necessarie per trasmettere onde acustiche sufficientemente potenti con il proiettore subacqueo. Serve quindi un circuito in grado di amplificare il segnale e di fornire sufficienti tensioni e correnti in uscita, senza distorsioni o altri eventuali disturbi che potrebbero aggiungersi. Il contributo di questa tesi è la realizzazione e la valutazione di questo amplificatore.

La tesi è strutturata come segue: nella Sezione 1 verranno esposti i fondamenti teorici più importanti per il progetto, nella Sezione 2 verranno prese in esame le specifiche del progetto e le criticità di un circuito simile, nella Sezione 3 verrà descritto il processo con cui è stato ideato, montato e testato il circuito, nella Sezione 4 verrà confrontato il progetto con il circuito basato sull'integrato LM3886 [18] e verranno, infine, tratte le conclusioni nella Sezione 5.

1 Concetti di base

1.1 Il modello di comunicazione a layers

Una strategia efficace per la comunicazione tra due o più sistemi è la modularità. Per esempio, affinché il modem possa comunicare con altri modem, occorre eseguire molte operazioni, come la codifica e la decodifica dei messaggi, la verifica della mancanza di errori o la generazione del segnale: esse sarebbero assai complesse se fossero svolte simultaneamente da una sola unità del dispositivo. Si sceglie perciò di utilizzare un approccio “black box”, in cui il sistema è diviso in strati (“layers”) e ogni layer deve svolgere un determinato compito più semplice. Il modello del sistema è rappresentato da una pila (“stack”) di layers comunicanti l’uno con l’altro.

La comunicazione tra layers di livelli adiacenti avviene attraverso le interfacce: le interfacce sono regole che stabiliscono il significato dei comandi scambiati tra due layers. Le interfacce permettono a uno strato di scambiare dati con lo strato inferiore o superiore, trascurando come questi dati siano stati ottenuti. Nel caso dell’invio di un dato, ogni layer collabora all’incapsulamento, cioè all’aggiunta di informazioni al messaggio: esse verranno lette solo dal relativo layer del dispositivo ricevente. L’insieme di regole e linguaggi con cui due o più layers dello stesso livello scrivono e leggono informazioni è detto protocollo.

Grazie alle interfacce e ai protocolli, la comunicazione tra due dispositivi è virtualmente tra due layers di pari livello, ma fisicamente i messaggi partono dal layer più alto, arrivano al layer più basso, per poi essere spediti al layer più basso del ricevente, che poi li invierà ai layers superiori (Figura 1).

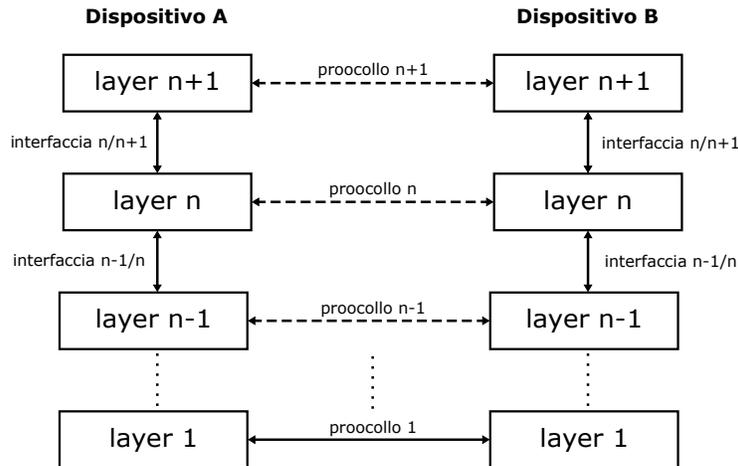


Figura 1: Schema del modello a layers.

Un modello a strati molto utilizzato è il modello ISO-OSI (International Organization for Standardization - Open System Interconnection) [1]. Un sistema di comunicazione che utilizza il modello ISO-OSI è composto da 7 layers: Application, Presentation, Session, Transport, Network, Link e Physical. In questo caso, visto il basso bitrate forzato dal metodo di trasmissione, è impossibile utilizzare il modello ISO-OSI completo, perché l'aggiunta di molte altre informazioni al pacchetto di dati comporterebbe un rallentamento inutile. Per questo si ricorre a modelli più semplici (Figura 2) e con meno strati in modo da poter migliorare le prestazioni.

Il progetto contribuisce al Physical Layer, ovvero allo strato che si occupa della traduzione delle informazioni ricevute dagli strati superiori in una grandezza fisica, e viceversa, a seconda che il dispositivo debba inviare o ricevere dati.

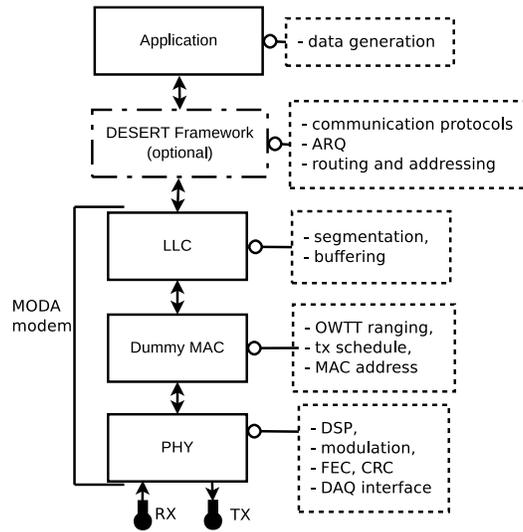


Figura 2: Modello a strati utilizzato nel modem subacqueo, immagine presa da [3].

1.2 L'amplificatore operazionale

L'amplificatore operazionale [17] o "OPAMP" è un amplificatore differenziale utilizzato in genere per svolgere operazioni matematiche con segnali, come somma, integrazione e derivazione (Figura 3). La tensione in uscita da un amplificatore differenziale è la differenza di potenziale tra i morsetti d'ingresso, moltiplicata per una costante detta guadagno differenziale.

La caratteristica principale dell'amplificatore operazionale è il guadagno differenziale elevato, idealmente infinito. Occorre fare una distinzione tra amplificatore operazionale ideale e reale: nella pratica esistono solo gli amplificatori reali, tuttavia quelli ideali, grazie ad alcune approssimazioni, permettono di comprendere e avere una buona stima del funzionamento dei primi con calcoli molto più semplici.

La prima differenza già evidenziata è il guadagno: nell'OPAMP ideale è infinito, mentre in quello reale può valere da 10^5 a 10^9 a seconda del componente. L'OPAMP ideale è caratterizzato anche dall'impedenza d'ingresso infinita e quella di uscita nulla: valori chiaramente impossibili da ottenere nella realtà. Le impedenze d'ingresso e uscita, infatti, si limitano a range rispettivamente di $10^6 \Omega \div 10^{12} \Omega$ e $1 \Omega \div 10^3 \Omega$. Un'ulteriore discrepanza tra i due è lo slew rate. Lo slew rate indica la massima velocità a cui può variare la tensione di uscita, e si misura in V/s . Un amplificatore operazionale ideale ha uno slew rate infinito, mentre l'amplificatore operazionale reale può avere valori da $0.1 V/\mu s$ a $10 V/\mu s$.

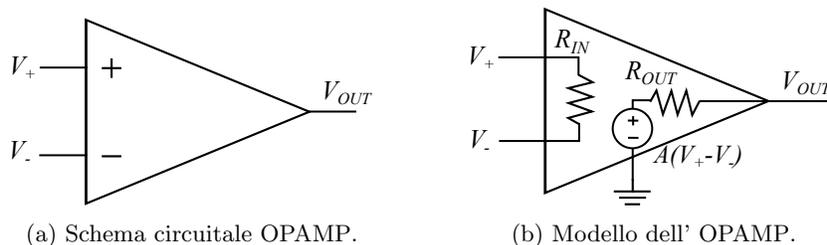


Figura 3: Schemi di amplificatori operazionali.

Analizzando la formula dell'amplificatore operazionale ideale, si evidenziano tre casi:

- se $V_+ > V_-$, V_{OUT} satura alla tensione di alimentazione positiva;
- se $V_+ < V_-$, V_{OUT} satura alla tensione di alimentazione negativa;
- se $V_+ = V_-$, V_{OUT} risulta indeterminata.

L'unico caso, quindi, che consente di ottenere un'applicazione lineare è quello in cui $V_+ = V_-$. Questa condizione generalmente è ottenuta facendo lavorare l'amplificatore in un punto di equilibrio. L'importanza del guadagno in tensione

molto alto emerge qualora si applichi all'amplificatore una retroazione negativa, ovvero il collegamento che porta al nodo invertente V_- una tensione in funzione della tensione in uscita V_{OUT} . Il contributo della tensione di uscita al nodo invertente consente di raggiungere il punto di equilibrio, e quindi l'uguaglianza di potenziale tra i due morsetti d'ingresso. Il cortocircuito virtuale che viene a formarsi tra i morsetti e l'impedenza d'ingresso infinita consentono di far scorrere sul componente collegato in retroazione una corrente indipendente dalla sua impedenza.

Analizzando per esempio la configurazione invertente (Figura 4), si può osservare come l'uguaglianza del potenziale dei morsetti crei una differenza di potenziale su R_G , e di conseguenza una corrente i_G del valore:

$$i_G = \frac{V_{IN}}{R_G}.$$

Grazie all'impedenza d'ingresso infinita, su R_F scorre una corrente del valore i_G . Applicando ora la seconda legge di Kirchhoff [4] al nodo d'uscita, è possibile calcolare il suo potenziale attraverso la formula:

$$V_{OUT} = -i_G \cdot R_F = V_{IN} \left(-\frac{R_F}{R_G} \right).$$

Il risultato evidenzia come la tensione d'uscita sia direttamente proporzionale alla tensione d'ingresso, e la costante di guadagno sia $-\frac{R_F}{R_G}$.

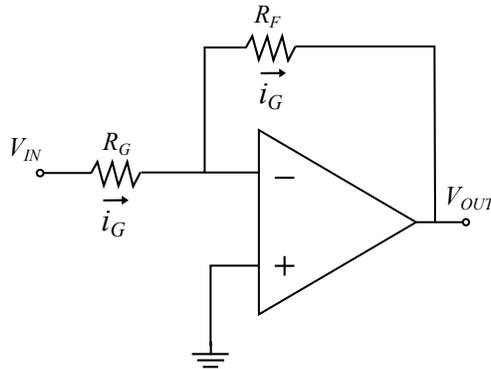


Figura 4: Configurazione invertente.

1.3 Struttura di un modem acustico sottomarino

Il progetto dell'amplificatore contribuisce allo sviluppo di un modem subacqueo per il progetto nazionale MODA (MORphing Distributed Autonomous Underwater Vehicle) da parte dell'Università di Padova e di Wireless and More srl [3].

Le criticità delle applicazioni sottomarine non di rado obbligano il progettista a utilizzare componenti specifici e con elevati standard di qualità, spesso dal costo elevato. In questo caso, invece, la semplicità del design dell'hardware, il costo limitato dei componenti hardware e l'alto grado di maturità dei componenti software, sono alcuni dei punti di forza del progetto.

Il modem presenta alcune caratteristiche importanti, come il limitato consumo di potenza e la possibilità di svolgere comunicazioni One Way Time Travel (OWTT).

In Figura 5 è rappresentata la struttura del modem, mentre in Figura 6 è possibile osservare la realizzazione della parte hardware del progetto.

Il modem deve poter inviare e ricevere dati. Esso presenta, quindi, un'unità di ricezione composta da un idrofono, un preamplificatore e il canale d'ingresso della scheda audio, e un'unità di trasmissione composta da un altro idrofono, un amplificatore e il canale d'uscita della scheda audio. Il segnale è processato da un Raspberry Pi 4 B, mentre l'oscillatore necessario per svolgere comunicazioni OWTT può essere un orologio atomico oppure un oscillatore OCXO [15]. Un futuro progetto per limitare il prezzo dei componenti è l'utilizzo di interruttori comandati elettricamente per sfruttare lo stesso idrofono sia in trasmissione che in ricezione.

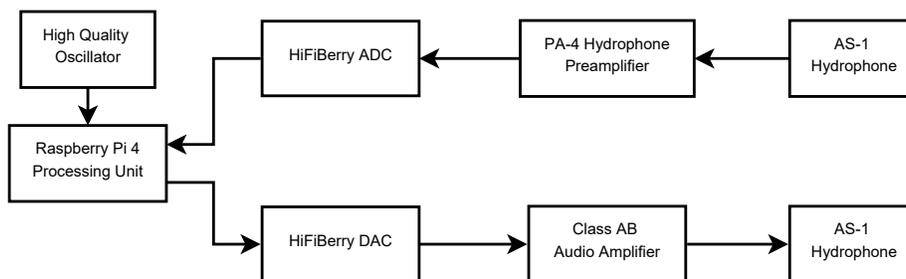


Figura 5: Schema a blocchi del progetto, immagine presa da [3].

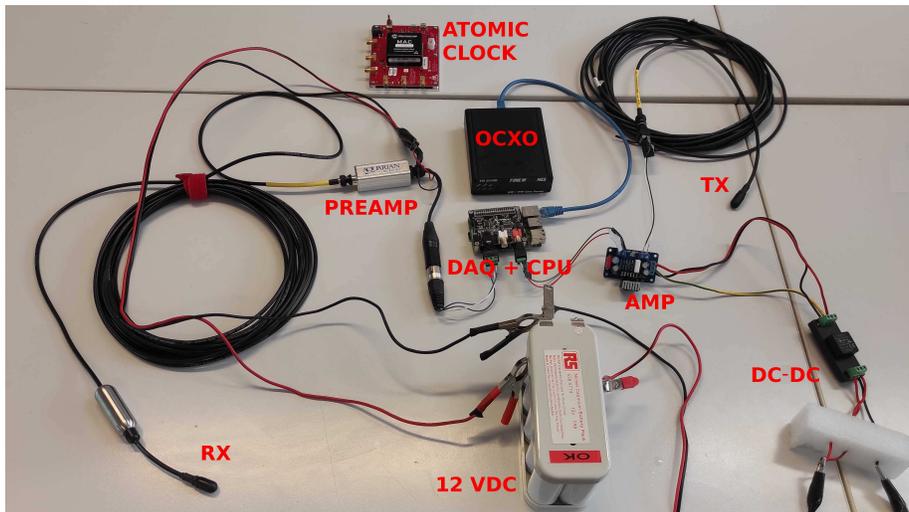


Figura 6: Hardware del progetto, immagine presa da [3].

2 Analisi preliminare

In questo capitolo sono presentate tutte le fasi precedenti all'ideazione e alla creazione del prototipo. Questi passaggi sono fondamentali per stabilire gli obiettivi del progetto finale e le accortezze da tenere presente in fase di progetto, alla luce anche di criticità emerse da circuiti simili.

2.1 Specifiche di progetto

Il primo passaggio per progettare un circuito è stabilire le prestazioni che esso deve avere.

L'amplificatore dovrà avere le seguenti caratteristiche:

- alimentazione duale continua di $\pm 24 V$;
- ampiezza massima del segnale in ingresso superiore a $1 V$;
- ampiezza del segnale in uscita superiore a $21 V$;
- guadagno in tensione superiore a 20 ;
- frequenza di segnale nel range $30k Hz \div 80 kHz$;
- capacità di pilotare un carico capacitivo di $7 nF$.

2.2 Problematiche

La prima soluzione adottata è stata quella di usare il circuito integrato LM3886 [18], cioè un amplificatore per altoparlanti in banda audio. Questa scelta ha evidenziato alcune problematiche tra cui:

- la frequenza di lavoro troppo alta:
l'amplificatore è stato progettato per lavorare in banda audio ($20 Hz \div 20 kHz$), mentre il segnale da amplificare ha frequenze nel range $30 kHz \div 80 kHz$. Questa condizione mette sotto stress il componente, il quale è costretto a lavorare ad una frequenza al di fuori della banda per cui è stato ideato;
- il consumo di potenza:
dei test svolti in passato hanno evidenziato un grande consumo di potenza da parte dell'amplificatore. Sebbene in certi casi non sia un problema, in un modem alimentato a batteria il consumo diventa un aspetto centrale;
- la dissipazione di calore:
l'amplificatore audio in questione è progettato per lavorare in situazioni in cui il calore può essere facilmente dissipato. Essendo un modem pensato per operare in condizioni critiche, ovvero in ambiente marino, è necessario che tutta la circuiteria sia chiusa in un ambiente ermetico. Questa necessità, a sua volta, obbliga a prestare maggiore attenzione alla dissipazione di calore, in quanto il circuito non dispone di grandi quantità d'aria a cui cedere il calore generato;

- l'inadeguatezza del tipo di carico:
l'amplificatore è pensato per lavorare con carichi puramente resistivi di valori che vanno da 4Ω a 8Ω . Il carico da pilotare, invece, è modellizzabile come una capacità di circa 7 nF . Se si calcola il modulo dell'impedenza a 50 kHz , grazie alla formula

$$|Z_C| = \frac{1}{\omega C_L},$$

essa risulta 455Ω , valore assai distante dal carico tipico atteso. Inoltre, il fatto che il carico sia completamente capacitivo potrebbe causare problemi di stabilità [12]: il collegamento di una capacità all'uscita genera un polo nella funzione di trasferimento dell'amplificatore. Questo polo può ridurre il margine di fase del sistema, e quindi rendere l'amplificatore un oscillatore instabile.

3 Prototipazione

In questo capitolo è documentato tutto il processo che parte dall'idea iniziale del circuito, fino alla verifica del suo corretto funzionamento e all'assemblaggio finale.

3.1 OPA552

L'amplificazione del segnale è stata affidata all'integrato OPA552 [19], un amplificatore operazionale per alte tensioni e alte correnti.

Le caratteristiche che rendono questo circuito adatto all'applicazione sono:

- l'alimentazione duale massima che può arrivare a $\pm 30 V$;
- l'ampio range di tensioni in uscita che può arrivare fino a $2 V$ dalle tensioni di alimentazione;
- la corrente massima in uscita di $200 mA$;
- il Gain Bandwidth Product (GBP) di $12 MHz$ che garantisce una banda ampia;
- la possibilità di comandare carichi capacitivi;
- la limitazione della corrente in uscita;
- la protezione da surriscaldamento.

3.2 Primo prototipo

È stata utilizzata una configurazione invertente con guadagno -21 .

$$A_V = -\frac{R_F}{R_G} \approx -21.$$

Dalla formula della configurazione invertente risulta immediato dimensionare i resistori. I resistori hanno valori: $R_G = 4.7 K\Omega$ e $R_F = 100 K\Omega$.

Il circuito presenta già delle accortezze per mitigare le problematiche che un carico capacitivo può comportare, per esempio una resistenza d'uscita del valore di 1Ω . Per verificare come la bassa resistenza di uscita migliori la stabilità, occorre analizzare il margine di fase dell'amplificatore in catena aperta [12].

Dal criterio di Nyquist, sappiamo che un sistema è stabile in catena chiusa se presenta un margine di fase maggiore di 0° . In questo caso, il collegamento di un carico capacitivo aggiunge un polo alla funzione di trasferimento. Questo polo, se generato ad una pulsazione sufficientemente bassa, può ridurre la pulsazione di attraversamento, ovvero la pulsazione a cui la funzione di trasferimento possiede un guadagno unitario, e sommare uno sfasamento di -90° . Questi contributi possono ridurre notevolmente il margine di fase.

Esaminando il grafico di Bode del modulo e della fase ad anello aperto (Figura 7), possiamo intuire che sono presenti due poli: uno ad una frequenza

di 2 Hz e uno a 1 MHz .

Tenendo presente che la costante di guadagno è 125 dB , si utilizzano MATLAB [11] e il Control System Toolbox [10] per calcolare il margine di fase. In questo caso il margine di fase risulta 29.6° .

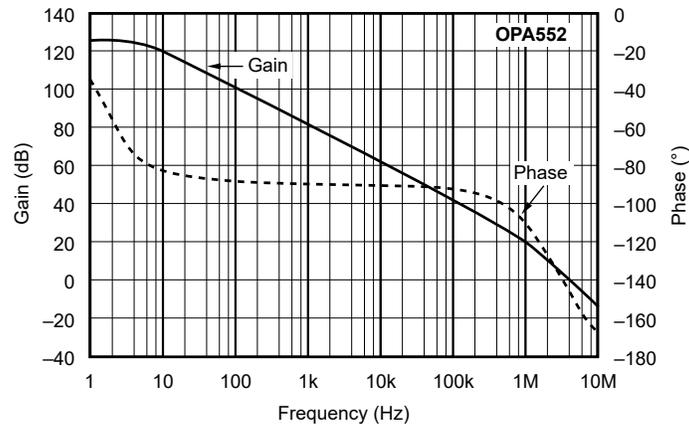


Figura 7: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento dell'amplificatore in catena aperta, immagine presa da [19].

È possibile calcolare la frequenza del polo generato dal carico capacitivo tramite la formula

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_O C_L},$$

ovvero 22.7 MHz . Aggiungendo questo polo al diagramma di Bode, non risultano grandi variazioni sul grafico nella banda di frequenze d'interesse. Il margine di fase diventa 25.3° , valore che si può considerare accettabile.

Un'accortezza più pratica per evitare problemi di stabilità, è di assicurarsi che il polo generato dal collegamento della capacità sia almeno una decade dopo la banda ad anello chiuso. La banda ad anello chiuso può essere calcolata tramite la formula:

$$B_{CL} = \frac{GBP}{A_V},$$

dove A_V è il guadagno ad anello chiuso, quindi 21. In questo caso la banda ad anello chiuso è 600 kHz , quindi anche questo criterio è ampiamente rispettato. In seguito al dimensionamento dei componenti e all'accertamento sulla stabilità, è possibile simulare e collaudare questo primo circuito.

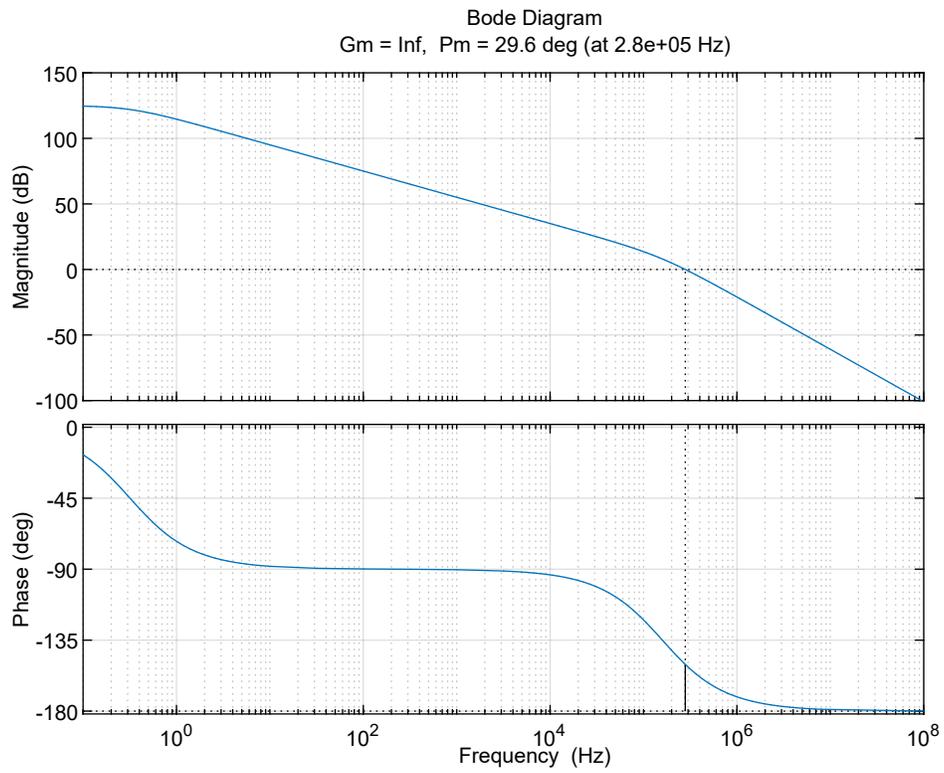


Figura 8: Diagramma di Bode e margine di fase senza carico.

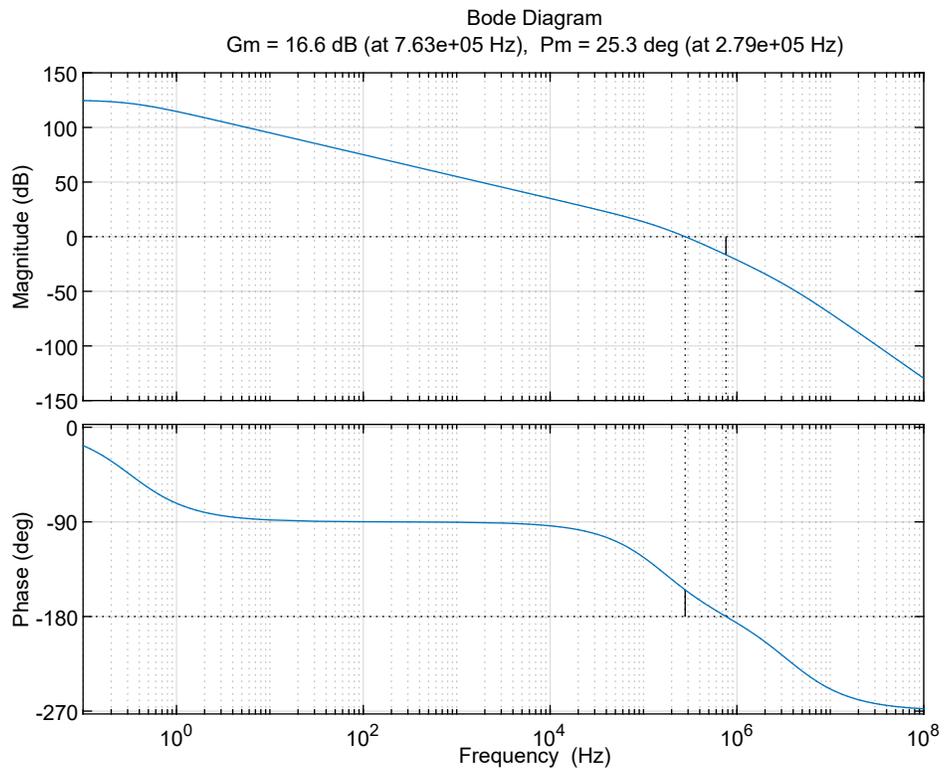


Figura 9: Diagramma di Bode e margine di fase con carico capacitivo.

3.3 Simulazione

Tramite LTSPICE [7] è stato possibile simulare il circuito. È stato utilizzato il comando “.include” per importare il modello SPICE dell’OPA552, così da ottenere una simulazione più accurata. È stata poi svolta una simulazione con l’analisi dei segnali nel dominio del tempo (Figura 11) e della frequenza.

La simulazione è stata utile anche per avere una stima grossolana dello stress termico a cui verrebbe sottoposto il circuito durante l’utilizzo. Consultando il grafico della SOA (Safe Operating Area) in Figura 12, si evince che le grandezze critiche per quanto riguarda la dissipazione di potenza dell’OPAMP sono la corrente in uscita e la caduta di tensione tra il nodo d’uscita e l’alimentazione. Queste due grandezze moltiplicate tra loro, infatti, rappresentano la potenza dissipata dal transistor dello stadio di uscita in conduzione. Utilizzando delle istruzioni SPICE, sono state calcolate le grandezze in gioco (Figura 10).

Sono state quindi svolte delle verifiche per assicurarsi che l’amplificatore lavorasse all’interno dell’area sicura. Il punto sicuramente più critico è quello in cui la tensione in uscita è nulla, mentre la corrente risulta massima. Ciò è causato dallo sfasamento di 90° di anticipo della corrente sulla tensione del condensatore. È un punto particolarmente critico poiché la tensione sul transistor dello stadio di uscita è massimo, ma è massima anche la corrente, e di conseguenza è massima la potenza dissipata. Tuttavia, siccome la corrente è di 44 mA , mentre la caduta di tensione è di 23.8 V , si può concludere che l’amplificatore lavora nella SOA.

Un’ulteriore sicurezza deriva dal fatto che lavorando con tensioni alternate a valor medio nullo, i transistor dello stadio di uscita conducono in momenti alternati, quindi dispongono di mezzo periodo per trasferire tutto il calore in eccesso al package, in quanto sono spenti.

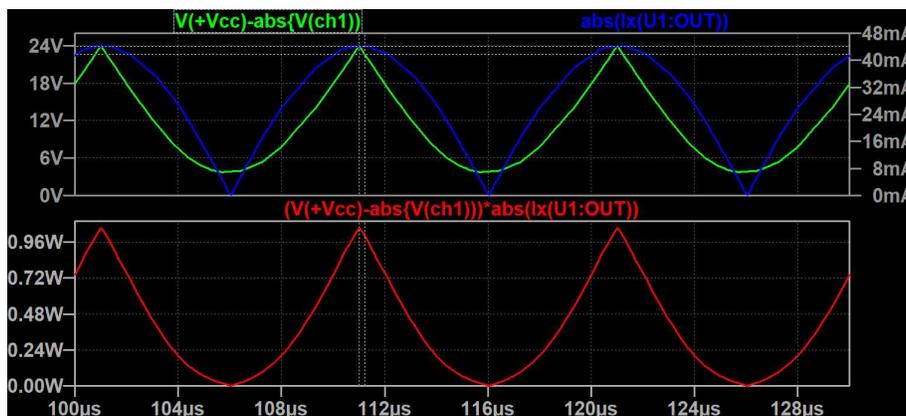


Figura 10: Plot della caduta di tensione sul transistor acceso (verde), della corrente che attraversa il transistor in conduzione (blu) e della potenza istantanea dissipata (rosso).

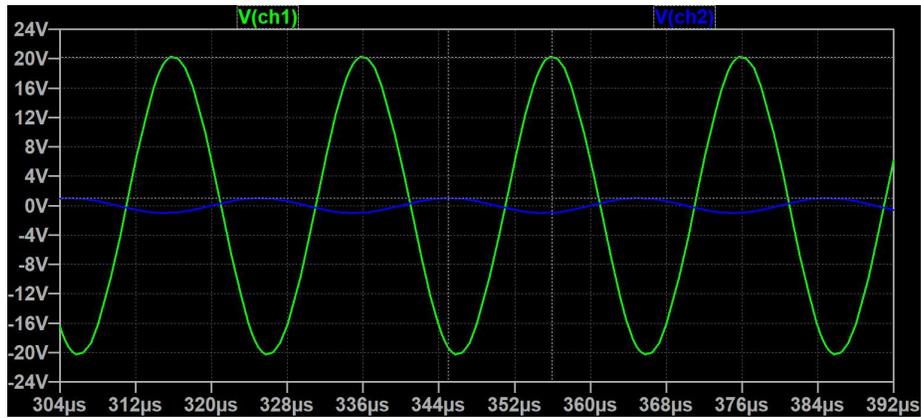


Figura 11: Plot della caduta di tensione in uscita (verde) e della tensione in ingresso (blu).

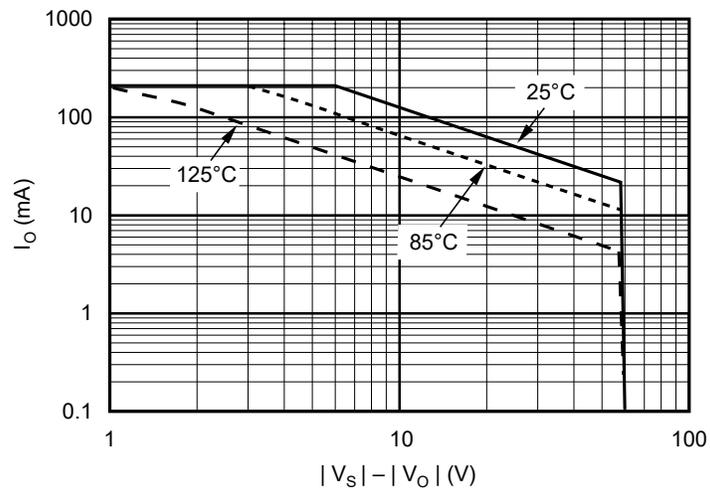


Figura 12: Safe Operating Area dell'integrato OPA552 in package PDIP-8, immagine presa da [19].

3.4 Test

Dopo essersi assicurati che non ci fossero problemi, si è verificato che il circuito rispettasse le specifiche. Per fare ciò, è stato necessario montare il prototipo e predisporre un banco di test.

Il prototipo è stato montato su bassetta breadboard, e i componenti utilizzati sono:

- un circuito integrato OPA552 in package PDIP-8;
- un resistore da $4.7\text{ K}\Omega$;
- un resistore da $100\text{ K}\Omega$;
- alcuni cavetti per le interconnessioni;
- 2 condensatori da $10\ \mu F$;
- 2 condensatori da 100 nF .

Gli strumenti utilizzati per testare il circuito sono:

- un Raspberry Pi 4 B;
- una scheda audio per Raspberry Pi4 HiFiBerry DAC/ADC+ [13];
- software Audacity installato nel Raspberry Pi4 B;
- un convertitore CC-CC 24 V PDQE10-Q24-D24-T;
- un alimentatore da banco RND 320-KA3005D;
- un oscilloscopio Agilent DSO3102A;
- 2 sonde per oscilloscopio;
- un PC con possibilità di connettersi tramite SSH;
- un resistore di shunt da $1\ \Omega$;
- un idrofono AS-1;
- 2 cavi banana-banana;
- alcuni cavi di collegamento.

In Figura 13 è possibile vedere lo schema dei collegamenti dei componenti e della strumentazione, mentre in Figura 14 è possibile vedere come sia stato realizzato il banco di test. I condensatori da $10\ \mu F$ e 100 nF sono detti condensatori di disaccoppiamento: servono a filtrare eventuali disturbi sovrapposti alla tensione di alimentazione e mantenere il circuito alimentato nel caso capitasse qualche breve vuoto di tensione.

Per prima cosa è stato necessario generare con Audacity un segnale sinusoidale di ampiezza 1 V e frequenza 50 kHz sul Raspberry. Una volta caricato il segnale, è stato trasmesso all'amplificatore tramite due cavi. Collegando l'oscilloscopio al segnale d'ingresso e a quello di uscita, sono stati visualizzati i segnali e, grazie alla funzione di misura dell'oscilloscopio, sono stati raccolti dati riguardo la frequenza e l'ampiezza del segnale.

La misura della corrente sul carico di Figura 16 è stata svolta grazie ad un resistore di shunt collegata come il resistore RS di Figura 13. Il collegamento del resistore di shunt tra il potenziale di massa e l'idrofono ha permesso di avere ai suoi capi una tensione in Volt pari alla corrente che scorre sull'idrofono in Ampere. Questa tensione, oltretutto, è riferita a massa: questo rappresenta un grande vantaggio, in quanto le sonde più comuni non permettono di fare misure differenziali di tensione, ma solo di misurare la differenza di potenziale di un certo nodo rispetto al potenziale di terra.

È stato anche verificato il consumo di potenza del circuito. Questa misura può essere svolta leggendo la quantità di corrente erogata dall'alimentatore da banco.

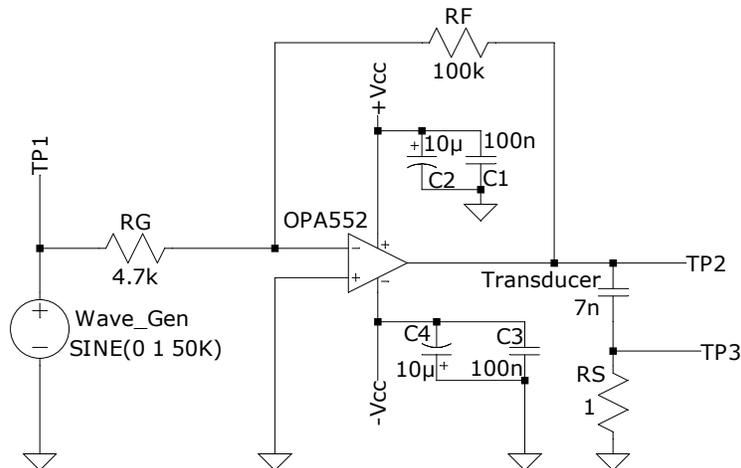


Figura 13: Schema del circuito con i relativi test point.

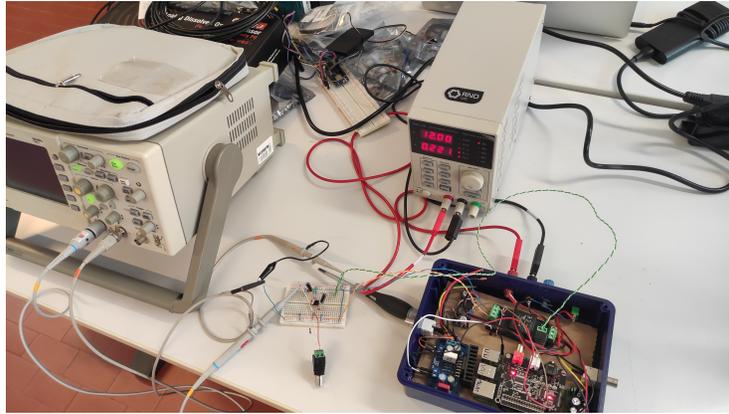


Figura 14: Realizzazione fisica del banco di test.

3.5 Analisi dei dati

La prima verifica effettuata è stata il calcolo del guadagno attraverso la formula:

$$A = \frac{V_{OUTpp}}{V_{INpp}}$$

Con un'ampiezza picco-picco in uscita di 42.8 V e un'ampiezza picco-picco in ingresso di 2.021 V, l'amplificatore ha espresso un guadagno di 21.177.

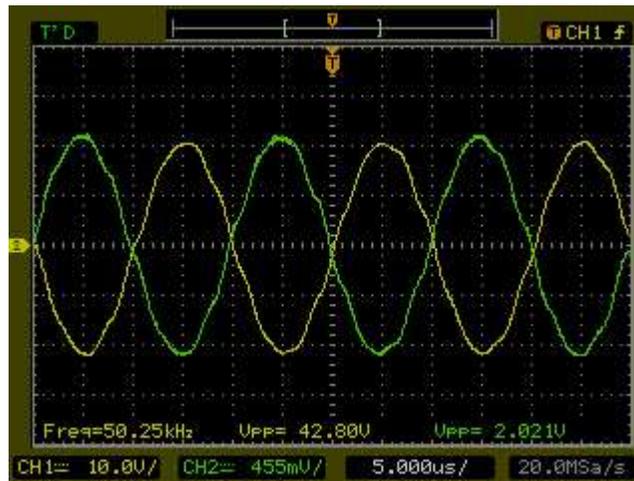


Figura 15: Grafico e misure della tensione in uscita (giallo) e della tensione in ingresso (verde).

La misura della corrente di picco ha evidenziato una corrente maggiore rispetto alle attese. Nonostante, infatti, fosse attesa una corrente di picco di circa 53 mA , l'oscilloscopio ha misurato una corrente picco-picco di 148 mA , ovvero una corrente di picco di 74 mA . Questo valore alto è causato dalla sovrapposizione di disturbi e armonici indesiderati sulla corrente in uscita, che hanno in parte compromesso la misurazione dell'oscilloscopio. Questo, tuttavia, non rappresenta un problema, poiché la misurazione di corrente è stata effettuata solo per avere una stima qualitativa dello stress del circuito integrato.

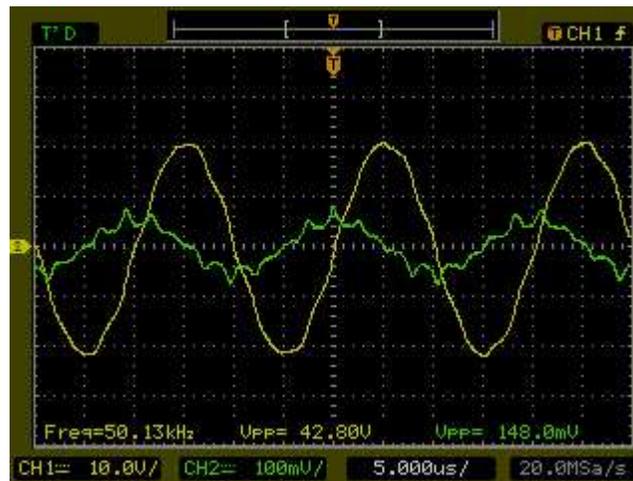


Figura 16: Grafico e misure della tensione in uscita (giallo) e della corrente sull'idrofono (verde).

In Tabella 1 sono riportati i dati riguardo il consumo di corrente nelle varie situazioni di utilizzo.

Tabella 1: Corrente misurata dall'alimentatore da banco

Correnti		
Convertitore spento, $v_{IN} = 0V$	Convertitore acceso, $v_{IN} = 0V$	Convertitore acceso, $v_{IN} = \sin(2\pi ft)$
0.25 A	0.32 A	0.42 A

Moltiplicando le correnti misurate per 12 V, ovvero la tensione generata dall'alimentatore da banco, sono state calcolate le potenze erogate nelle diverse situazioni. Le potenze sono riportate in Tabella 2.

Tabella 2: Potenza erogata dall'alimentatore da banco

Potenze		
Convertitore spento, $v_{IN} = 0V$	Convertitore acceso, $v_{IN} = 0V$	Convertitore acceso, $v_{IN} = \sin(2\pi ft)$
3 W	3.84 W	5.04 W

Da questi calcoli si possono individuare i consumi di potenza della coppia convertitore-amplificatore. Sottraendo, infatti, i 3 W necessari ad alimentare il Raspberry alle potenze calcolate con il convertitore CC-CC acceso, si ottiene che i due circuiti possono consumare da 0.84 W a 2.04 W.

3.6 Analisi in frequenza dei segnali

Durante il test si è notato un lieve disturbo nel segnale di uscita: il segnale, infatti, non risultava una sinusoide pura, ma presentava delle ondulazioni aggiuntive. Un'analisi più accurata, grazie all'utilizzo della funzione FFT (Fast Fourier Transform), ha evidenziato la presenza di due armoniche non solo nel segnale in uscita, ma anche all'ingresso dell'amplificatore. Queste ultime possedevano rispettivamente frequenze di 332.5 kHz e 425 kHz .

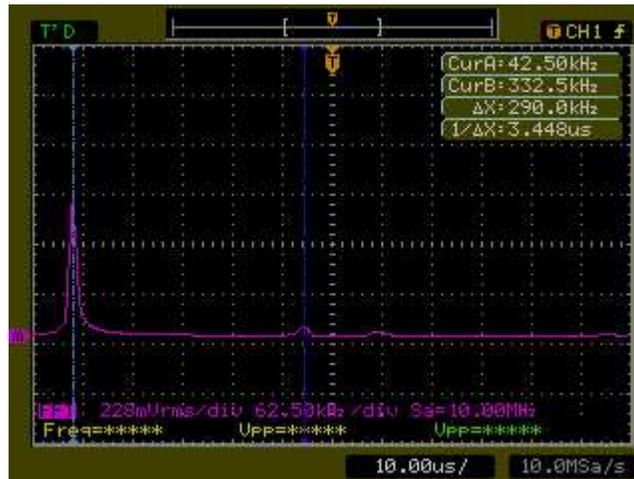


Figura 17: Spettro di Fourier del segnale in uscita dalla scheda audio.

Queste armoniche sono causate probabilmente dalla quantizzazione e dal sottocampionamento della scheda audio: la scheda, infatti, è progettata per generare segnali acustici nello spettro dell'udibile, quindi con frequenze tra 20 Hz e 20 kHz . Sebbene il DAC sia di alta qualità, e quindi con un passo di quantizzazione molto piccolo, si possono notare nello spettro in frequenza gli effetti della quantizzazione. Sapendo che il numero di bit è 24 e che la tensione di fondoscala del DAC è 3V , è possibile calcolare il passo di quantizzazione attraverso la formula:

$$Q = \frac{V_{FS}}{2^b} = 179\text{ nV},$$

dove Q è il passo di quantizzazione, V_{FS} è la tensione di fondoscala e b è il numero di bit. Oltretutto il segnale a 50 kHz possiede una frequenza molto vicina alla frequenza limite di 96 kHz derivante dal teorema del campionamento di Shannon [8]. Il teorema, infatti, dice che la frequenza minima di campionamento per poter ricostruire il segnale dai suoi campioni vale $2 \cdot f_{MAX}$, dove f_{MAX} è la frequenza massima presente nello spettro di Fourier del segnale. Nel nostro caso, il segnale sinusoidale deve avere una frequenza minore di $\frac{192}{2}\text{ kHz}$, ovvero 96 kHz . Per quanto riguarda la sinusoide, se la sua frequenza si avvicina

alla frequenza limite, si manifesta il fenomeno dell'aliasing che consiste nella presenza nel segnale ricostruito di armoniche sovrapposte allo spettro di Fourier del segnale campionato.

Il problema può essere risolto utilizzando una scheda audio con una frequenza di campionamento maggiore, oppure aggiungendo un filtro passa-basso in uscita alla scheda audio. Si è provato a risolvere il problema modificando la funzione di trasferimento del filtro: le configurazioni dell'amplificatore operazionale, infatti, possono essere realizzate anche con delle impedenze complesse al posto delle resistenze. Collegando, quindi, dei componenti reattivi ad un amplificatore operazionale, è possibile ottenere effetti di filtraggio. Per provare a risolvere il problema, è stato collegato un condensatore del valore di 15 pF in parallelo al resistore in retroazione: questo collegamento, infatti, genera un polo attorno alla frequenza di 105 kHz .

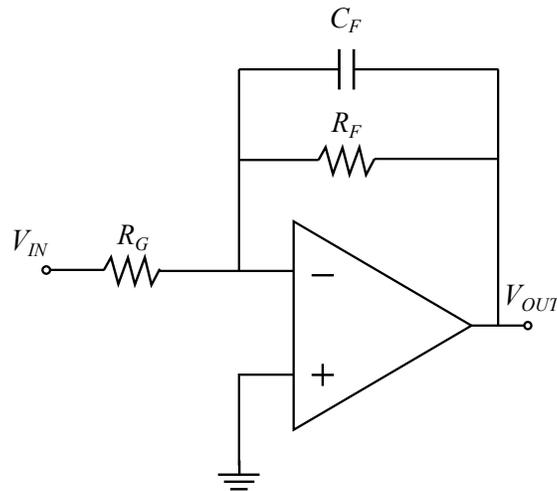


Figura 18: Schema circuitale di un filtro attivo del primo ordine in configurazione invertente

Nonostante questa soluzione abbia causato un calo dell'ampiezza delle armoniche indesiderate, si è verificato anche un notevole calo del guadagno a 50 kHz . L'aumento del guadagno statico prodotto diminuendo il valore del resistore in ingresso alla configurazione invertente non risolverebbe il problema poiché il polo è troppo vicino alle frequenze operative, e causerebbe, quindi, un guadagno non costante nelle frequenze d'interesse. Lo spostamento del polo verso frequenze maggiori, d'altro canto, renderebbe il filtro troppo poco selettivo, e quindi non attenuerebbe abbastanza le frequenze attorno ai 380 kHz .

Nel caso, quindi, si volesse inserire un filtro prima dell'ingresso dell'amplificatore, sarebbe ragionevole optare per un filtro almeno del secondo ordine, possibilmente ad alto fattore di merito. Dalla Figura 19 è possibile dedurre come un filtro del primo ordine non sia efficace, mentre un filtro del quarto ordine attenui sufficientemente i disturbi a circa 380 kHz .

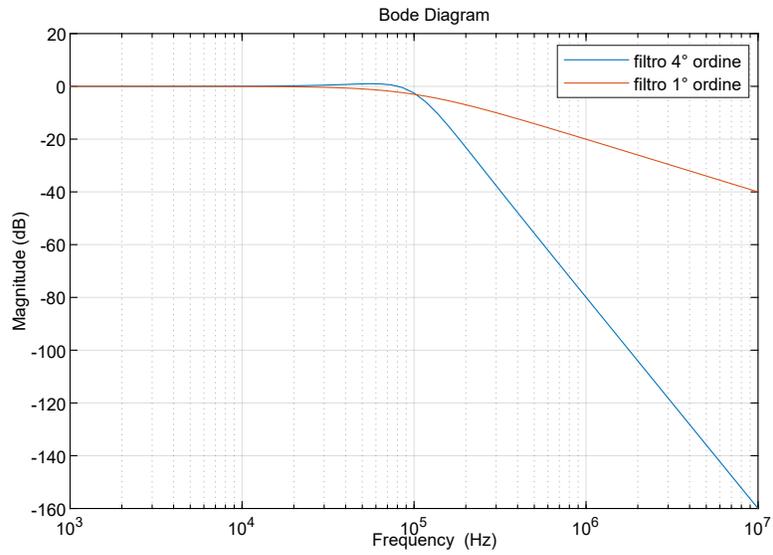


Figura 19: Plot dei moduli delle funzioni di trasferimento di un filtro del quarto ordine (azzurro) e un filtro del primo ordine (arancio)

3.7 Assemblaggio

Una volta verificato il raggiungimento delle specifiche prestabilite, è stato assemblato il circuito finale. La breadboard è molto utile in fase di test in quanto permette di modificare velocemente il circuito in caso di problemi, ma allo stesso tempo è poco pratica da utilizzare come base del circuito finale: la precarietà dei collegamenti e l'ingombro sono solo due delle molteplici controindicazioni. Altri problemi che possono manifestarsi a causa dell'utilizzo della breadboard sono la corrente massima che può scorrere sui collegamenti relativamente bassa, oppure le capacità parassite presenti tra le piste.

Una volta svolti i test necessari, è fondamentale, quindi, montare il circuito su una scheda stampata o su una basetta millefori. Queste soluzioni permettono di avere un circuito compatto e soprattutto definitivo: la saldatura a stagno, infatti, rende i collegamenti fissi e resistenti.

Attraverso il software Fritzing [9], è stato disegnato il layout del circuito su basetta millefori ed è stato svolto lo sbroglio dei collegamenti. Per permettere un'eventuale sostituzione dell'integrato OPA552, è stato montato uno zoccolo per circuiti integrati da 8 pin. Il circuito è stato dotato di connettori a morsetto a vite per poter collegare e scollegare agevolmente l'alimentazione, il segnale d'ingresso e il trasduttore in uscita. Per evitare il raggiungimento di temperature troppo alte e, di conseguenza, per assicurare una durata maggiore al circuito integrato, è stato incollato al package un dissipatore in alluminio.

Una volta completato l'assemblaggio, è stata verificata la correttezza dei collegamenti ed è stato svolto un rapido test per assicurarsi che il circuito funzionasse correttamente.

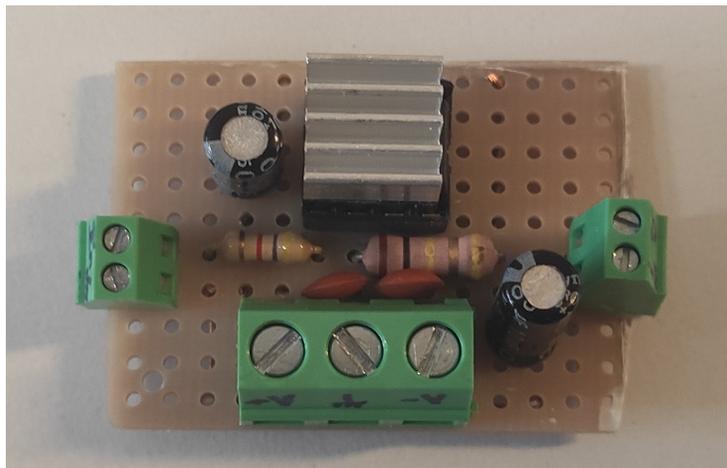


Figura 20: Circuito saldato su basetta millefori.

4 Confronto

In questo capitolo è documentato il confronto tra il circuito progettato e l'amplificatore basato sull'integrato LM3886 [18].

4.1 Confronto sulle grandezze elettriche

Per quanto riguarda la verifica della tensione in uscita, della corrente in uscita e del guadagno è stato utilizzato il banco di test del sottocapitolo 3.4. I risultati si sono rivelati compatibili rispetto a quelli già ottenuti in quella fase di test. Lo stesso test è stato svolto con l'amplificatore LM3886, il quale ha espresso un guadagno di 20.18. La tensione e la corrente misurati in uscita sono simili a quelli relativi all'OPA552.

4.2 Confronto sul consumo di potenza

I vantaggi del circuito progettato emergono analizzando i consumi dei due circuiti. Mentre il circuito con l'OPA552 può consumare da 0.84 W a 2.04 W (si veda la Tabella 2), il circuito con l'operazionale LM3886 consuma una potenza maggiore. Raccogliendo e analizzando i dati nel medesimo modo dei sottocapitoli 3.4 e 3.5, in Tabella 3 sono riportate le informazioni riguardo la corrente erogata dall'alimentatore.

Tabella 3: Corrente misurata dall'alimentatore da banco

Correnti		
Convertitore spento, $v_{IN} = 0V$	Convertitore acceso, $v_{IN} = 0V$	Convertitore acceso, $v_{IN} = \sin(2\pi ft)$
0.25 A	0.58 A	0.90 A

Moltiplicando le correnti misurate per 12 V , ovvero per la tensione generata dall'alimentatore da banco, sono state calcolate le potenze erogate nelle diverse situazioni. Le potenze sono riportate in Tabella 4.

Tabella 4: Potenza erogata dall'alimentatore da banco

Potenze		
Convertitore spento, $v_{IN} = 0V$	Convertitore acceso, $v_{IN} = 0V$	Convertitore acceso, $v_{IN} = \sin(2\pi ft)$
3 W	6.96 W	10.80 W

Si può calcolare, quindi, che il circuito consuma una potenza che varia da un minimo di 3.96 W fino a un massimo di 7.80 W . È evidente che il circuito progettato consuma una quantità minore di potenza.

Questa caratteristica è particolarmente importante in quanto il modem, per poter essere utilizzato su un drone subacqueo, deve essere alimentato a batteria. Naturalmente un consumo elevato di potenza riduce la durata della batteria. Per questo motivo la potenza risparmiata dall'OPA552 contribuisce positivamente alle prestazioni del modem e del drone.

4.3 Confronto sulla dissipazione termica

L'elevato consumo di potenza si traduce in una grande quantità di calore da dissipare: a seconda della capacità di dissipazione termica, il circuito raggiunge temperature più o meno elevate. La capacità di dissipare calore dipende da diversi fattori, uno su tutti la superficie del package e dell'eventuale dissipatore attaccato.

Attraverso una termocoppia, è stata misurata la temperatura raggiunta dai due circuiti. In particolare, per quanto riguarda l'amplificatore basato sull'OPA552, è stata misurata la temperatura di lavoro sia con il dissipatore attaccato, sia senza. In Tabella 5 sono riportate le temperature misurate sugli integrati a riposo. In questo caso, il calore dissipato dipende principalmente dalle correnti di polarizzazione degli stadi di uscita. Invece in Tabella 6 sono presenti i dati riguardanti le temperature misurate mentre i circuiti amplificavano un segnale sinusoidale di ampiezza 1 V .

Tabella 5: Temperatura misurata sul package con $v_{IN} = 0 V$

$v_{IN} = 0 V$		
LM3886 con dissipatore	OPA552 senza dissipatore	OPA552 con dissipatore
58°C	44°C	38°C

Tabella 6: Temperatura misurata sul package con l'amplificatore in funzione

$v_{IN} = \sin(2\pi ft)$		
LM3886 con dissipatore	OPA552 senza dissipatore	OPA552 con dissipatore
81°C	78°C	69°C

Un dato interessante è la notevole differenza di temperatura tra l'LM3886 e l'OPA552 con il dissipatore. Oltretutto è ragionevole considerare la differenza tra i package dei 2 circuiti: l'integrato LM3886 dispone di un package NDA0011B, molto più ingombrante rispetto al PDIP-8 dell'integrato OPA552. Un'evidente differenza è data anche dalle dimensioni dei dissipatori: quello montato sull'LM3886 è di dimensioni cubiche di $40 \text{ mm} \times 25 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$, mentre quello montato sull'OPA552 ha dimensioni di $9 \text{ mm} \times 9 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$.

È sicuro, quindi, che il circuito basato su LM3886 è in grado di dissipare una quantità di calore di gran lunga maggiore rispetto all'OPA552. Nonostante ciò, il primo raggiunge temperature maggiori rispetto al secondo. Questo significa che l'LM3886 cede all'ambiente più calore rispetto all'OPA552. Sebbene questo in molti casi non rappresenti un grande problema, il fatto che il circuito sia collocato in un ambiente chiuso come quello del modem obbliga a prestare grande attenzione anche al calore ceduto all'ambiente dai vari componenti.

5 Conclusioni

Gli obiettivi di questa tesi erano di documentare il processo della progettazione e dimostrare come, con il bagaglio di competenze ottenute da un corso di laurea triennale in Ingegneria Elettronica, fosse possibile realizzare un circuito analogico dalle discrete prestazioni.

I test e i confronti hanno confermato le specifiche prestabilite mettendo in luce i punti di forza del progetto realizzato. Il circuito è stato in grado di amplificare un segnale di ampiezza 1 V esprimendo un guadagno superiore a 21 senza problemi di stabilità e mantenendo limitati il consumo di potenza e la dissipazione termica. Lo stadio di uscita è stato in grado di fornire tensione e corrente ad un carico capacitivo relativamente grande rispetto alle tipiche applicazioni di un amplificatore operazionale. Nonostante ciò, numerose sono le migliorie che si possono implementare al circuito. Alcune di esse sono l'aggiunta di un filtro passa-basso di ordine sufficientemente elevato tra il DAC e l'amplificatore, l'implementazione di un sistema di switch comandati elettricamente per poter utilizzare l'idrofono sia nel canale di ricezione che in quello di trasmissione e un sistema di switch o transistor per alimentare l'amplificatore solo quando è necessario trasmettere un segnale, così da ridurre i consumi del modem.

Il progetto permetterà di migliorare le prestazioni dei modem utilizzati in ambito sottomarino, contribuendo quindi allo studio delle comunicazioni subacquee.

Bibliografia

- [1] Filippo Campagnaro. Diapositive delle lezioni del corso di Communications Network, 2023.
- [2] Filippo Campagnaro, Roberto Francescon, Paolo Casari, Roe Diamant, and Michele Zorzi. Multimodal underwater networks: Recent advances and a look ahead. In *Proceedings of the 12th International Conference on Underwater Networks & Systems*, pages 1–8, 2017.
- [3] Filippo Campagnaro, Roberto Francescon, Emanuele Coccolo, Antonio Montanari, and Michele Zorzi. A software-defined underwater acoustic modem for everyone: Design and evaluation. *IEEE Internet of Things Magazine*, 6(1):102–107, 2023.
- [4] Giuseppe Chitarin, Francesco Gnesotto, Massimo Guarnieri, Alvise Maschio, Andrea Stella, et al. *Elettrotecnica. Vol. 1: Principi*. Soc. Editrice Esculapio, 2017.
- [5] Emanuele Coccolo, Filippo Campagnaro, Davide Tronchin, Antonio Montanari, Roberto Francescon, Lorenzo Vangelista, and Michele Zorzi. Underwater acoustic modem for a morphing distributed autonomous underwater vehicle (moda). In *OCEANS 2022-Chennai*, pages 1–8. IEEE, 2022.
- [6] Emanuele Coccolo, Roberto Francescon, Filippo Campagnaro, and Michele Zorzi. Field tests of the software defined modem prototype for the moda project. In *2022 Sixth Underwater Communications and Networking Conference (UComms)*, pages 1–5. IEEE, 2022.
- [7] Analog Devices. LTSPICE. URL: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>.
- [8] Lorenzo Finesso, M. Pavon, and S. Pinzoni. *Segnali e sistemi*. Libreria Progetto, 2021.
- [9] Fritzing GmbH. Fritzing, 2023. URL: <https://fritzing.org/download/>.
- [10] The MathWorks Inc. Control system toolbox, 2022. URL: <https://www.mathworks.com/products/control.html>.
- [11] The MathWorks Inc. MATLAB, 2022. URL: <https://www.mathworks.com>.
- [12] Grayson King. Ask the applications engineer—25. *Analog Devices, Wilmington, Massachusetts, US*, 1997.
- [13] Modul 9 GmbH. *HiFiBerry DAC+ ADC*. URL: <https://www.hifiberry.com/docs/data-sheets/datasheet-dac-adc/>.

- [14] Bernd-Christian Renner, Jan Heitmann, and Fabian Steinmetz. Ahoi: Inexpensive, low-power communication and localization for underwater sensor networks and μ auvs. *ACM Transactions on Sensor Networks (TOSN)*, 16(2):1–46, 2020.
- [15] V.J. Rosati, R.L. Filler, S.S. Schodowski, and J.R. Vig. State of the art in crystal oscillators, present and future. In *MILCOM 1983 - IEEE Military Communications Conference*, volume 2, pages 386–390, 1983. doi:10.1109/MILCOM.1983.4794724.
- [16] Leopoldo Rossetto. *Un progetto di Elettronica Analogica: amplificatore audio anyload*. Società Editrice Esculapio, 2019.
- [17] Leopoldo Rossetto et al. *Lezioni di elettronica analogica-Fondamenti*. Società Editrice Esculapio srl, 2023.
- [18] Texas Instruments. *LM3886 Overture™ Audio Power Amplifier Series High-Performance 68W Audio Power Amplifier w/Mute*, 2013. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3886.pdf>.
- [19] Texas Instruments. *OPA55x High-Voltage, High-Current Operational Amplifiers*, 2016. URL: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa551.pdf?ts=1693821159340&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.