



POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

**Progetto e Sviluppo di un
Sistema di Ricetrasmisione
Dati a Ultrasuoni**

Relatore

Prof. Claudio SANSOE'

Candidato

Carmelo MUSCA

Aprile 2021

Sommario

L'obiettivo della tesi è quello di sviluppare un sistema di ricetrasmisione dati a ultrasuoni con le seguenti specifiche: contenimento dei costi, basso consumo, miniaturizzazione del progetto e riduzione del disturbo acustico arrecato ai mammiferi marini.

La prima parte del lavoro verte sulla ricerca di un trasduttore ad ultrasuoni avente le seguenti caratteristiche: banda larga, basso costo e multidirezionalità. La banda può incidere sull'inquinamento acustico marino, arrecando danni uditivi ai mammiferi marini. Utilizzando dei sensori a banda larga, la distribuzione della potenza del segnale sorgente si può estendere in un range più ampio di frequenze, limitando la potenza emessa dalla sorgente.

L'obiettivo principale del lavoro di tesi è il contenimento dei costi. I trasduttori per applicazioni marine opportunamente rivestiti, per poter essere impermeabili, hanno un costo elevato.

La multidirezionalità consente la propagazione delle onde ultrasoniche a 360 gradi.

Le ricerche effettuate hanno portato all'impiego di un sensore cilindrico a ultrasuoni per applicazioni nello spazio aperto, per via della sua multi-direzionalità sul piano orizzontale, per il basso costo e poiché presenta una banda larga in trasmissione.

Nella seconda parte è stato progettato e sviluppato il sistema di ricetrasmisione.

Per massimizzare il livello di pressione acustica prodotta dal trasduttore e per ridurre il disturbo uditivo arrecato ai mammiferi marini, è stato impiegato il pilotaggio con circuito RLC. In fase di ricezione è stata utilizzata la demodulazione bilanciata, che consiste nella moltiplicazione di un segnale di riferimento con il segnale modulante che contiene l'informazione. In questo modo è possibile separare il segnale debole proveniente dalla sorgente acustica dal rumore introdotto dall'ambiente marino.

Nella terza parte, in laboratorio, sono stati svolti i test sperimentali.

Ringraziamenti

Desidero ringraziare in modo speciale mia madre, mio padre e mio fratello, perché è anche grazie al loro instancabile sostegno se sono riuscito a raggiungere questo traguardo.

Ringrazio il prof. Sansoè per la disponibilità mostratami sempre e per avermi aiutato durante tutta la fase realizzativa di questo lavoro. Inoltre, ringrazio il professore per avermi supportato durante la fase sperimentale svoltasi in laboratorio.

Desidero ringraziare i miei colleghi Nicola, Loris, Giulio, Luigi, Gianluca con i quali ho condiviso le esperienze accademiche (laboratori, progetti, ecc).

Ringrazio i miei carissimi amici Giuseppe e Stefano con i quali ho condiviso, la maggior parte dei momenti quotidiani vissuti a Torino.

Indice

Elenco delle tabelle	9
Elenco delle figure	10
I Prima Parte	13
1 Teoria degli ultrasuoni	15
1.1 Onde acustiche	15
1.1.1 Teoria	15
1.1.2 Proprietà	17
1.2 Trasduttori e piezoelettricità	19
1.2.1 Effetto piezoelettrico	19
1.2.2 Trasduttori in commercio	21
1.2.3 Alcuni esempi	22
1.3 Trasduttore cilindrico	25
1.3.1 Caratteristiche	25
1.3.2 Dati tecnici	29
1.3.3 Ottimizzazione	29
1.3.4 Misure sperimentali	32
II Seconda Parte	37
2 Funzionamento in modalità continua	39
2.1 Progetto del trasmettitore con circuito RLC	39
2.1.1 Circuito RLC	39
2.1.2 Principio di funzionamento	40
2.1.3 Schematico e simulazioni	43

2.2	Progetto del trasmettitore con convertitore DC-DC e switch driver	43
2.2.1	Schema a blocchi	43
2.2.2	Principio di funzionamento	44
3	Funzionamento modalità ad impulsi	47
3.1	Progetto e sviluppo del sistema di ricetrasmisione	47
3.1.1	Progetto TX	48
3.1.2	Progetto RX	50
3.1.3	Lock-in amplifier	56
3.1.4	Scelta dei componenti	62
3.1.5	Arduino due e applicazioni	64
3.1.6	Progetto KICAD	66
III	Terza Parte	69
4	Test sperimentali	71
4.1	Trasmettitore e ricevitore	71
4.2	Test del sistema di ricetrasmisione	72
4.2.1	PLL analogico e digitale	76
4.3	Conclusioni	83
A	Appendice	85
	Bibliografia	93

Elenco delle tabelle

1.1	Ultrasonic Ceramic Transducers	23
1.2	Ultrasonic Proximity Sensors	23
1.3	Spherical Transducers Model D/60	26
1.4	High Power Communications Transducer TC 1026	26
1.5	Misure sperimentali in aria	32
1.6	Misure sperimentali in acqua	34
3.1	Parametri principali AD630	63
3.2	Parametri principali OPA2134	63

Elenco delle figure

1.1	Circuito equivalente di un piezoelettrico	20
1.2	Trasduttore a basso costo per applicazioni marine	22
1.3	Trasduttore a basso costo per applicazioni in atmosfera	22
1.4	Piezoceramici Cilindrici	24
1.5	Piezoceramici Sferici	24
1.6	Trasduttore Sferico per applicazioni SONAR model D/60	25
1.7	Trasduttore Cilindrico per applicazioni SONAR TC 1026	25
1.8	Trasduttore Cilindrico per applicazioni aeree	27
1.9	Andamento "TL" in funzione della frequenza	28
1.10	Specifiche Trasduttore Cilindrico	29
1.11	Trasduttore Ecografico	30
1.12	Valori Impedenze Acustiche	31
1.13	Esempio di Lente Acustica per Trasduttori Ecografici	31
1.14	Caratteristica Ampiezza-Distanza in Atmosfera	33
1.15	Misure in Acqua	33
1.16	Trasduttori con Resina Epossidica	34
1.17	Segnale Rilevati dal Trasduttore in Ricezione	35
2.1	Circuito RLC	40
2.2	Banda del Circuito RLC	41
2.3	Spettro Vout(RLC) con $R=1\text{ M}\Omega$	42
2.4	Spettro Vout(RLC) senza R	42
2.5	Circuito TX	43
2.6	Modalità Continua RLC	44
2.7	Schema a blocchi	44
2.8	Tensione DC-DC converter	45
2.9	Schematico Completo del Trasmettitore	46
3.1	Circuito TX	48
3.2	Andamento VIn-Vout	49
3.3	Spettro di Vout con $R=1\text{ M}\Omega$	49
3.4	Spettro di Vout con $R=100\text{ k}\Omega$	50

3.5	Spettro di Vout senza R	50
3.6	Schema a Blocchi RX	51
3.7	Schematico RX	52
3.8	risposta in frequenza filtro	53
3.9	Spettro in frequenza del segnale in ingresso al demodulatore .	53
3.10	Spettro in frequenza del segnale in uscita dal demodulatore con $f(in) = f(ref)$	54
3.11	Spettro in frequenza del segnale in uscita dal demodulatore con $f(in) \neq f(ref)$	54
3.12	Risposta in frequenza del filtro passa basso in uscita	55
3.13	Segnale in uscita dal filtro passa basso con $f(in) = f(ref)$. .	55
3.14	Segnale in uscita dal filtro passa basso con $f(in) \neq f(ref)$. .	56
3.15	Segnale in ingresso per il pin digitale d'ingresso del microcon- trollore	56
3.16	Schema a blocchi Lock-in amplifier	58
3.17	Schema evolutivo lock-in amplifier	59
3.18	Schema a blocchi AD630	60
3.19	Configurazioni AD630	61
3.20	Configurazione con canale B abilitato	61
3.21	Configurazione con canale A abilitato	62
3.22	Diagramma Temporale	65
3.23	Schematico KICAD	66
3.24	PCB kicad	67
3.25	PCB	67
4.1	PCB con componenti	71
4.2	Trasmettitore	72
4.3	Ricevitore	72
4.4	Sistema di Ricetrasmisione (1)	73
4.5	Sistema di Ricetrasmisione (2)	73
4.6	Segnale in uscita dal Sistema di Filtraggio	74
4.7	Segnale in uscita dal Sistema di Demodulazione con $f(ref)=70$ kHz	74
4.8	Segnale in uscita dal Sistema di Demodulazione	75
4.9	Zoom del Segnale in uscita dal Sistema di Demodulazione . . .	75
4.10	Schema a blocchi PLL	76
4.11	Funzione di trasferimento PLL	77
4.12	Diagramma a blocchi LM567	78
4.13	Circuito con PLL analogico	79
4.14	Diagramma a blocchi CD4046	80

4.15	Circuito con PLL digitale	80
4.16	Segnale in uscita dal VCO	81

Parte I

Prima Parte

Capitolo 1

Teoria degli ultrasuoni

1.1 Onde acustiche

1.1.1 Teoria

Le onde acustiche consistono in vibrazioni meccaniche che danno origine a compressioni e dilatazioni del mezzo di propagazione.

Per quantificare la variazione delle molecole del mezzo dovuta alle vibrazioni, viene utilizzata la pressione espressa in μPa .

Per definizione la pressione acustica è la pressione idrostatica causata dalla compressione locale imposta dal moto delle particelle del mezzo di propagazione. Generalmente viene espressa in dB.

$$P(\text{dB}) = 20 \log \frac{P}{P_{\text{ref}}} \quad (1.1)$$

P_{ref} è il valore di riferimento con valore pari ad 1 μPa .

Affinchè le onde acustiche si propagano, è necessario che il mezzo di propagazione sia elastico, come ad esempio l'acqua, che mostra una forte conduttività e una forte attenuazione.

Due parametri importanti che caratterizzano la propagazione delle onde acustiche sono la velocità e l'attenuazione.

La velocità delle onde acustiche dipende dal mezzo di propagazione. In acqua la velocità di propagazione è circa 1500 m/s ed è 4-5 volte maggiore rispetto alla velocità delle onde in aria.

Nel corso degli anni sono state ricavate diverse formule per calcolare la velocità delle onde ultrasoniche in ambiente marino, una di queste è la seguente:

$$c = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.01T)(S - 35) + 0.016Z \quad (1.2)$$

S: Salinità.
 Z: profondità.
 T: temperatura.

Altro parametro importante è la pressione acustica per la quale l'andamento spazio-tempo si può calcolare come:

$$p(R; t) = \frac{P_o}{R} \exp(-\gamma R) \exp[j\omega(t - \frac{R}{c})] \quad (1.3)$$

γ : coefficiente di attenuazione espresso in Neper/m.
 R: distanza tra la sorgente e il punto di osservazione.
 Po: pressione acustica emessa dalla sorgente.
 c: velocità delle onde acustiche.
 t: tempo.

Dall'espressione si evince che la pressione si attenua con la distanza percorsa nel mezzo circostante.

E' conveniente esprimere il coefficiente di attenuazione in decibel [dB], pertanto si farà riferimento al coefficiente $\alpha = 20\gamma \log(e) \approx 8.686\gamma$ [dB/m].

L'assorbimento, tenuto in considerazione mediante α , è dovuto ai seguenti fattori:

1. Viscosità dell'acqua, il cui effetto aumenta con la frequenza.
2. Solfato di magnesio (MgSO4).
3. Acido Borico (H3BO3).

Il coefficiente di assorbimento si può calcolare con la seguente:

$$\alpha = A1P1 \frac{f1f^2}{f1^2 + f^2} + A2P2 \frac{f2f^2}{f2^2 + f^2} + A3P3f^2 \quad (1.4)$$

f: frequenza delle onde.

$$c=1412+3.21T+1.19S+0.0167z.$$

$$A2=21.44\frac{S}{c}(1+0.025T).$$

$$P1=1.$$

$$P2 = 1 - 1.37 \times 10^{-4}z + 6.2 \times 10^{-9}z^2$$

$$A1 = \frac{8.86}{c} 10^{(0.78pH-5)}$$

$$f1 = 2.8\sqrt{\frac{S}{35}} 10^{(4-1.245/T+273)}$$

$$f2 = \frac{8.17 \times 10^{(4-1990/T+273)}}{1+0.0018(S-35)}.$$

L'assorbimento è influenzato anche dalla profondità, specie se la propagazione avviene ad alta frequenza.

$$\alpha(H) = \frac{1}{H} \int_0^H \alpha(z) dz \quad (1.5)$$

H: profondità espressa in metri (riferita alla superficie del mare).

Nelle applicazioni marine si hanno in aggiunta vari problemi legati all'ambiente:

- a. Perturbazioni dovute alle variazioni di velocità del suono.
- b. Percorsi multipli.
- c. Deformazioni dovute alla non omogeneità del mezzo.
- d. Rumore dell'ambiente marino.

1.1.2 Proprietà

Per la caratterizzazione delle onde acustiche si utilizzano 3 parametri:

1. Potenza.
2. Intensità.
3. Pressione Acustica.

La potenza sonora espressa in watt[W] è definita come l'energia emessa dalla sorgente nell'unità di tempo.

$$w = A \frac{p^2}{\rho c} \quad (1.6)$$

p: è la pressione acustica emessa dalla sorgente.
 ρ: densità del mezzo.
 c: velocità delle onde.

L'intensità sonora I è definita come la potenza per unità di superficie.

$$I = \frac{w}{A} \quad (1.7)$$

A: è la superficie considerata.

Le onde acustiche possono essere modellizzate matematicamente come delle onde sferiche, la cui pressione acustica, nel tempo e nello spazio è :

$$p(R; t) = \frac{P_o}{R} \exp[j\omega(t - kR)] \quad (1.8)$$

La pressione decresce geometricamente come 1/R.

L'intensità è proporzionale al quadrato della potenza acustica; per tale motivo l'intensità e la potenza decrescono come un fattore R^2 .

Considerando due sfere aventi raggio rispettivamente R1 ed R2 con R1 < R2, si può calcolare l'attenuazione dovuta alla distanza R1 ed R2 mediante il rapporto tra le due superfici.

$$\frac{I(2)}{I(1)} = \frac{\Sigma(1)}{\Sigma(2)} = \frac{4\pi R1^2}{4\pi R2^2} = \frac{R1^2}{R2^2} \quad (1.9)$$

Considerando la sfera 1 avente raggio R1=1 m, si ottiene il transmission Loss TL.

Per definizione, "TL" rappresenta la capacità della barriera di attenuare il suono trasmesso attraverso di essa. La barriera può essere artificiale o naturale.

$$TL = 20 \log \frac{R}{R1m} \quad (1.10)$$

Tenendo conto delle perdite dovute all'assorbimento si ha:

$$TL = 20 \log \frac{R}{R_{1m}} + \alpha R \quad (1.11)$$

$R_{1m} = 1$ m.

R: è la distanza tra il punto di osservazione e R_{1m} (distanza di 1 metro dalla sorgente).

Considerando la sorgente e il punto di osservazione posti su di un piano ortogonale, in cui la prima si trova sull'origine degli assi, si può identificare l'angolo β fra i due.

La relazione che mette in evidenza la dipendenza del TL dall'angolo β è la seguente:

$$R(x) = \frac{D}{\cos(\beta)} \quad (1.12)$$

L'ottimizzazione in propagazione si ha quando i due sistemi (Tx e Rx) sono allineati.

1.2 Trasduttori e piezoelettricità

1.2.1 Effetto piezoelettrico

La piezoelettricità si manifesta nei cristalli non dotati di centro di simmetria, nei quali il momento di dipolo è diverso da zero.

Materiali piezoelettrici naturali sono:

- Quarzo;
- Tormalina;
- Sale Rochelle;
- LiNbO₃;
- LiTaO₃;
- Langasite;
- ZnO.

L'effetto piezoelettrico può essere diretto o inverso: il primo identifica la variazione della tensione elettrica in uscita dovuta ad una vibrazione (effetto piezogeneratore), mentre il secondo identifica una vibrazione del piezoelettrico in uscita dovuta alla tensione applicata in ingresso (effetto piezomotore).

Un parametro rilevante di un materiale piezoelettrico è il coefficiente di deformazione o di carica "d".

$$d = \frac{\text{Deformazione - sviluppata}}{\text{Campo - elettrico - applicato}} \left[\frac{m}{V} \right] \quad (1.13)$$

Elevati campi elettrici sono richiesti per i trasduttori piezoelettrici. Come si evince dall'immagine 1.1, si può schematizzare il circuito elettrico equivalente di un piezoelettrico, applicabile per frequenze vicine alla frequenza di risonanza. " ω_s " è la pulsazione di risonanza tale per cui l'impedenza del circuito equivalente è nulla.

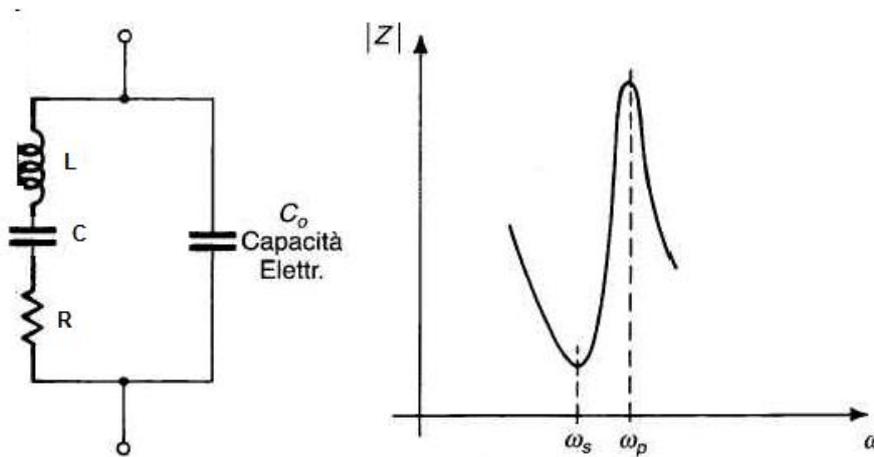


Figura 1.1. Circuito equivalente di un piezoelettrico

Il fattore di merito Q_m è :

$$Q_m = \frac{1}{2 \times \pi \times f_s \times R \times C} \quad (1.14)$$

Il range di valori del fattore di merito è: $50 < Q_m < 10^6$.

Si ha un " Q_m " elevato per trasduttori a banda stretta, viceversa, i trasduttori a banda larga hanno un Q_m basso. Con il meteniobato di piombo si ottengono piezoelettrici a banda larga.

1.2.2 Trasduttori in commercio

Nello scegliere il trasduttore da utilizzare si è tenuto conto delle specifiche di progetto.

1. Banda.
2. Costo.
3. Direttività.

Banda

I trasduttori ad ultrasuoni in commercio sono generalmente trasduttori a banda stretta.

Quest'ultima può incidere, indirettamente, sull'inquinamento acustico marino, arrecando danni uditivi ai mammiferi marini.

Utilizzando dei sensori a banda larga, la distribuzione della potenza del segnale sorgente si può estendere in un range più ampio di frequenze, limitando la potenza emessa della portante.

Di contro estendere la potenza del segnale sorgente in una banda più ampia può comportare la progettazione di un ricevitore più complesso con conseguente aumento del costo del sistema.

I mammiferi marini sono sensibili alle frequenze che vanno dai 10 Hz ai 200 kHz.

Direttività

Per far propagare le onde in modo multidirezionale è necessario utilizzare trasduttori cilindrici o sferici.

I primi sono omnidirezionali sul piano orizzontale, mentre i secondi sono omnidirezionali su entrambi i piani. Le sfere piezoceramiche sono composte da pareti rivestite da piccoli materiali piezoelettrici.

I trasduttori sferici e cilindrici per applicazioni marine, appositamente rivestiti, possono essere sviluppati da aziende specializzate nel settore, in funzione delle specifiche richieste dal cliente (dimensioni, tipo di applicazione, frequenza di funzionamento e banda).

Costo

L'obiettivo principale del lavoro di tesi è il contenimento dei costi, infatti, i trasduttori sferici piezoceramici cilindrici e sferici hanno un costo elevato per le applicazioni marine.

Per tale motivo è stato scelto un sensore cilindrico utilizzato nelle applicazioni in atmosfera.

1.2.3 Alcuni esempi

Trasduttori fascia bassa



Figura 1.2. Trasduttore a basso costo per applicazioni marine



Figura 1.3. Trasduttore a basso costo per applicazioni in atmosfera

Le immagini 1.2 e 1.3 mostrano dei trasduttori aventi un raggio di copertura limitato e una banda stretta, motivi che giustificano il contenimento del costo.

Il primo trasduttore presenta una banda $B=2$ kHz, e un angolo di copertura di $110^\circ \times 50^\circ$, mentre il secondo ha una banda $B=1$ kHz e un angolo di copertura pari ad 80° sul piano verticale.

Inoltre sono dei trasduttori aventi un basso Sound Pressure Level.

Nominal Frequency	40 ± 1 kHz
Sound Pressure Level	>90 dB
Beam Pattern	$110^\circ \times 50^\circ$
Capacitance	2 pF
Operanting Temperature Range	-40 to 85 °C
Max Vpp Continuous	160 V
Sensitivity	>90 (dB/V/ μ bar)

Tabella 1.1. Ultrasonic Ceramic Transducers

Nella tabella 1.1 vengono mostrate le caratteristiche del trasduttore per applicazioni marine.

Nominal Frequency	40 kHz
Sound Pressure Level	120 dB (0 dB 0.02 mPa)
Directivity	80°
Capacitance	2500 pF
Operanting Temperature Range	-40 to 85 °C
Max Vpp Continuous	20 V

Tabella 1.2. Ultrasonic Proximity Sensors

Nella tabella 1.2 vengono mostrate le caratteristiche del trasduttore per applicazioni aeree.

Trasduttori fascia medio-alta

Le immagini 1.4 e 1.5 mostrano piezoceramici cilindrici e sferici.

Questi tipi di trasduttori vengono progettati in funzione delle specifiche e del tipo di applicazione, infatti presentano un costo superiore alle centinaia di euro con tempistiche di progettazione moderate (circa un mese).



Figura 1.4. Piezoceramici Cilindrici



Figura 1.5. Piezoceramici Sferici

Trasduttori fascia alta

Le immagini 1.6 e 1.7 mostrano due tipi di trasduttori utilizzati sulle imbarcazioni. Il costo alto di questi sensori si aggira sulle migliaia di euro. Le caratteristiche principali di questi trasduttori sono mostrate nelle tabelle 1.3 e 1.4.



Figura 1.6. Trasduttore Sferico per applicazioni SONAR model D/60



Figura 1.7. Trasduttore Cilindrico per applicazioni SONAR TC 1026

1.3 Trasduttore cilindrico

1.3.1 Caratteristiche

Il trasduttore cilindrico utilizzato in atmosfera è stato scelto per via della sua omnidirezionalità sul piano orizzontale, per il suo costo e perchè presenta una larga banda in trasmissione.

Le specifiche che caratterizzano il trasduttore sono: sensibilità, pressione

Nominal Frequency	60 kHz
Sound Pressure Level	> 145 dB
Directivity	360°
Capacitance	9800 pF
Operanting Temperature Range	-5 to 40 °C
Input Power	225 W
Sensitivity	> -195 dB

Tabella 1.3. Spherical Trasducers Model D/60

Nominal Frequency	36 ±2 kHz
Sound Pressure Level	> 137 dB
Directivity	360° × ±35°
Operanting Temperature Range	-2 to 30 °C
Input Power	100 W
Sensitivity	> -193 dB

Tabella 1.4. High Power Communications Transducer TC 1026

acustica emessa, banda, angolo di copertura o direttività.

La sensibilità definisce la variazione dell'uscita rispetto ad una variazione dell'ingresso. I sensori di fascia medio-alta, riescono a rilevare variazioni di pressione acustica di 1 µPa ed hanno una sensibilità di -190 dB re 1V/1µPa at 1 m.

Il trasduttore cilindrico scelto ha una sensibilità S_x di -90 dB, riferita ad una sensibilità di 10 V/Pa.

$$-90 = 20 \log \frac{S_x}{S_{ref}} \quad (1.15)$$

$$S_x = 0.3 mV/Pa \quad (1.16)$$

Più basso è il valore di S_x , più il sensore è sensibile alle variazioni di pressione.

La frequenza di risonanza in trasmissione si estende da 80 a 90 kHz, pertanto il trasduttore presenta una banda di circa 10 kHz.

E' omnidirettivo sul piano orizzontale, mentre sul piano verticale ha un'apertura di ±25°.

Può funzionare in modalità continua o ad impulsi; nel primo caso la tensione



Figura 1.8. Trasduttore Cilindrico per applicazioni aeree

massima applicabile è 100 Vpp, mentre nel secondo caso la tensione massima è di 400 Vpp.

Il livello di pressione sonora in OutPut è di 6 mPa/V. Se la tensione di picco è di 400 Vpp, il livello di pressione in uscita è di 2400 mPa, mentre se la tensione di pilotaggio è di 100 Vpp, la pressione acustica di uscita è di 600 mPa.

Misure teoriche

In questo lavoro di tesi l'obiettivo è far comunicare due o più sistemi di ricetrasmisione ad una distanza moderata (50-100 m). Le perdite di propagazione, considerando un raggio di 100 m, possono essere calcolate come:

$$TL = 20 \log \frac{D2}{D1} + \alpha R \quad (1.17)$$

Le perdite in trasmissione sono riferite all'intensità delle onde acustiche ad 1 m di distanza della sorgente.

Il valore stimato teorico calcolato su una distanza di 100 m è di circa 45 dB. Quest'ultimo valore è stato ricavato da un grafico che evidenzia le perdite in funzione della frequenza nelle condizioni ambientali T=10 °C e profondità D=50 m.

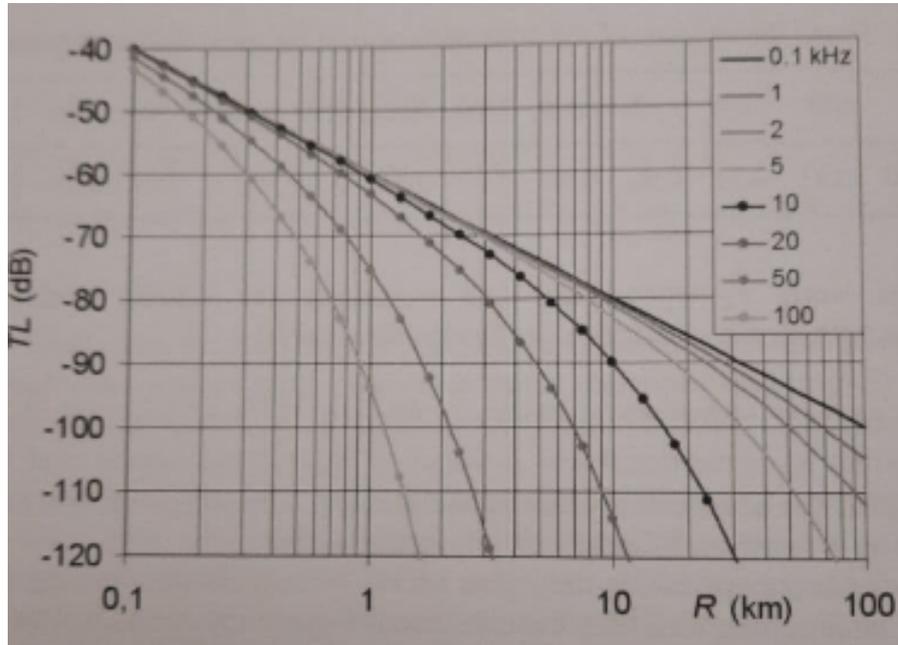


Figura 1.9. Andamento "TL" in funzione della frequenza

Per ottenere una stima teorica del livello di pressione sonora in ricezione, si può calcolare il livello di pressione sonora ad 1 m di distanza dalla sorgente P [dB], in modo tale da avere :

$$P(100m) = P(1m) - TL \quad (1.18)$$

Misurando la tensione prodotta dal trasduttore posto ad 1 m di distanza dal punto di osservazione, si può ottenere il livello di pressione acustica posta ad 1 m di distanza.

$$P(1m) = \frac{V(1m)}{S_x} \quad (1.19)$$

$P(100m)$: pressione acustica a 100 m di distanza dalla sorgente.

$P(1m)$: pressione acustica ad 1 m di distanza dalla sorgente.

$V(1m)$: la tensione misurata ad 1 m di distanza.

S_x : la sensibilità del trasduttore.

1.3.2 Dati tecnici

Caratteristiche principali:

1. Omni-directional Horizontal Beam Directivity.
2. Broad Bandwidth.
3. Low Resonance Q.
4. Excellent Impact Resistance.
5. Lightweight.
6. Low Cost.

Le Specifiche tecniche sono elencate in figura 1.10.

Characteristics	Transmitter Mode	Receiver Mode	Units
PVDF Thickness	30	30	µm
Resonance Frequency	80 – 90	80 – 90	kHz
Resonance Q	4 – 8	6 - 9	
Sound Pressure Output	6		mPa/V
	102		dB
Sensitivity		0.3	mPa/V
		-90	dB
Horizontal Beam Directivity	360	360	Degree
Vertical Beam Directivity	±25	±25	Degree
Capacitance	200	200	pF
Drive Voltage	max 400		Vp
	max 100		
Storage Temperature	-20 to +85	-20 to +85	°C
Operating Temperature	+5 to +60	+5 to +60	°C

Figura 1.10. Specifiche Trasduttore Cilindrico

1.3.3 Ottimizzazione

Per ottimizzare la propagazione delle onde ultrasoniche è stata analizzata la struttura di un trasduttore ecografico mostrata in figura 1.11.

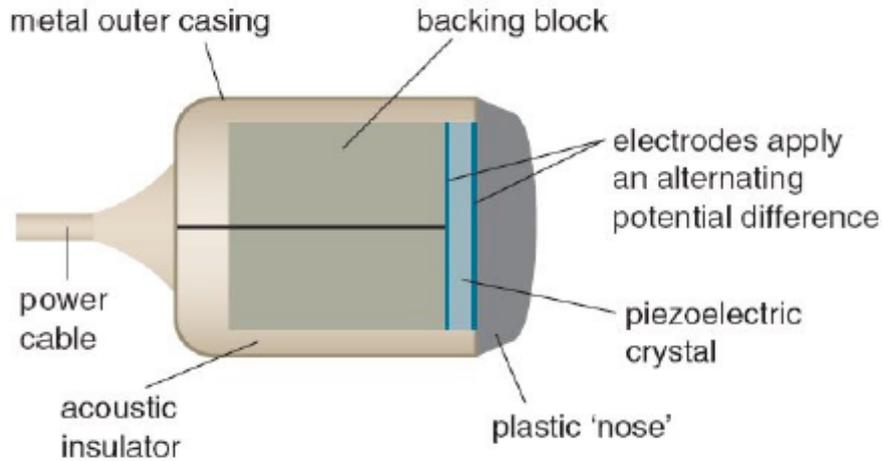


Figura 1.11. Trasduttore Ecografico

Esso è composto da quattro parti fondamentali :

- strato smorzante;
- sensore piezoelettrico;
- strato di accoppiamento;
- lente acustica.

Per questo tipo di applicazione è stata analizzata in dettaglio la struttura dello strato di accoppiamento.

Infatti, quest'ultimo consente l'accoppiamento perfetto fra le diverse impedenze acustiche del materiale piezoelettrico e della cute, evitando riflessione alle interfacce.

Il trasferimento di energia è strettamente legato alle caratteristiche fisiche del mezzo di propagazione ed in particolare alla sua impedenza acustica Z , che fornisce una misura delle forze che si oppongono alla trasmissione di un flusso acustico.

Per risolvere il problema alle interfacce è stata utilizzata della resina epossidica che ha un'impedenza acustica circa uguale a quella dell'acqua.

L'impedenza acustica della resina epossidica è:

$$Z = 2.64 \left[\frac{10^5 g}{s * cm^2} \right] \quad (1.20)$$

FLUIDI DI ACCOPPIAMENTO ACUSTICO			
Acqua (15°C)	1,48	≈ 1	1,48
Acqua (20°C)	1,32	≈ 1	1,32
Aria	0,33	0,0012	0,0004
Glicerina (20°C)	1,92	1,26	2,42
Petrolio (15°C)	1,33	0,70	0,93
MATERIALI NON METALLICI			
Gomma	1,20	2,30	2,76
Plexiglas	1,80	2,73	4,91
Polistirolo	1,60	2,35	3,76
Porcellana	2,40	5,60	13,44
Quarzo	2,60	5,57	14,48
Resina Epox	1,10	2,40	2,64
Teflon	2,20	1,35	2,97
Vetro	3,60	4,26	15,34

Figura 1.12. Valori Impedenze Acustiche

L'impedenza acustica dell'acqua ($T=15\text{ }^{\circ}\text{C}$) è:

$$Z = 1.48 \left[\frac{10^5 g}{s * cm^2} \right] \quad (1.21)$$

Altro componente essenziale nella struttura è la lente acustica, utilizzata per esempio nei SONAR per captare i segnali acustici, data la loro peculiarità di amplificazione del segnale.

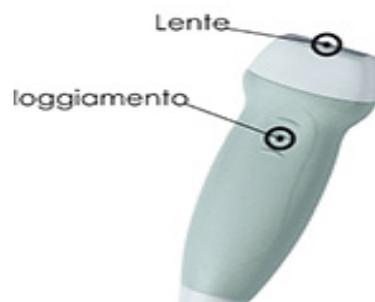


Figura 1.13. Esempio di Lente Acustica per Trasduttori Ecografici

Anche la lente acustica, come i trasduttori ceramici sferici e cilindrici, deve

essere progettata e sviluppata specificamente per il tipo di applicazione dalle aziende specializzate nel settore.

1.3.4 Misure sperimentali

Le misure sperimentali sono state effettuate per valutare sia la risposta del trasduttore sia l'attenuazione che subiscono le onde ultrasoniche in aria e in acqua.

Il trasmettitore è stato utilizzato in modalità ad impulsi, ovvero il trasduttore è stato pilotato con delle oscillazioni smorzate, prodotte dal trasmettitore con pilotaggio RLC, aventi tensione max $V_{pp}=400$ V.

In ricezione è stata misurata, mediante oscilloscopio, la tensione prodotta ai capi del trasduttore.

La tensione prodotta in ricezione dal trasduttore ha lo stesso andamento del segnale sorgente, ma con ampiezza V_{pp} attenuata a causa delle perdite di propagazione (distanza e coefficiente di attenuazione).

Misure in aria

Distanza[cm]	V_{pp} [V]	frequenza[kHz]
6	3.48	83,33
20	1.02	83,33
40	0.445	83,33
60	0.220	83,33
80	0.100	83,33
100	0.036	83,33

Tabella 1.5. Misure sperimentali in aria

Nella tabella 1.5 vengono riportate le misure ricavate in aria, rappresentate graficamente come in figura 1.15.

Misure in acqua

I test in acqua sono stati necessari per poter valutare l'efficienza del trasduttore in ambiente marino e per valutare l'accoppiamento alle interfacce introdotto con la resina epossidica. I test sono stati effettuati in una piccola bagna; la distanza tra il trasduttore di trasmissione e quello di ricezione è

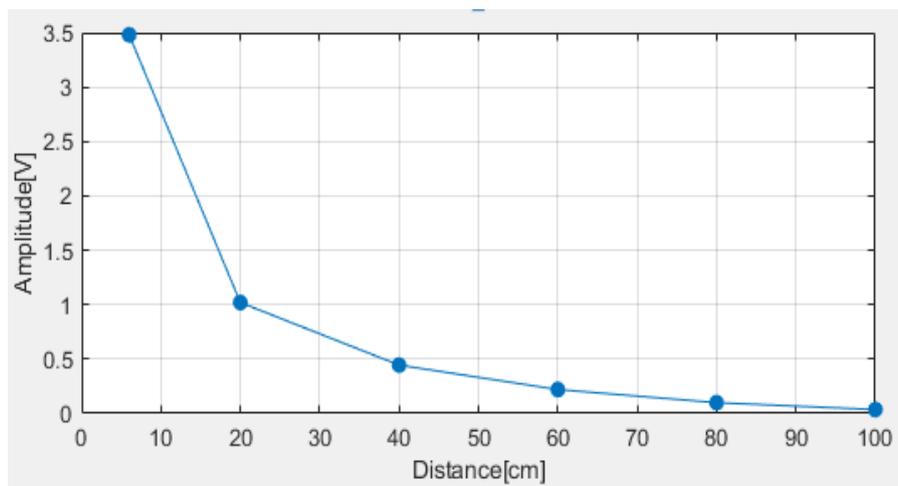


Figura 1.14. Caratteristica Ampiezza-Distanza in Atmosfera



Figura 1.15. Misure in Acqua

stata fissata a 28 cm.

Per poter effettuare le misure in acqua i due trasduttori sono stati inseriti in involucri impermeabili di materiale plastico.

Per ridurre l'accoppiamento alle interfacce, i trasduttori sono stati immersi nella resina epossidica e sono stati isolati dall'ambiente esterno (acqua) con del silicone o con della colla a caldo.

Sono state effettuate quattro misure, riportate in tabella 1.6.

Dal confronto tra la prima e la seconda misura, con e senza resina, si evi-

N°misura	Caratteristiche di misura	Vpp[V]	frequenza[kHz]
1	Trasduttori senza resina in acqua dolce	0.471	83,33
2	Trasduttori con resina in acqua dolce	5.21	83,33
3	Trasduttori con resina in acqua marina	5	83,33
4	trasduttori con resina in aria	0.395	83,33

Tabella 1.6. Misure sperimentali in acqua

denzia un buon accoppiamento, che evita fenomeni di assorbimento dell'onda trasmessa.

L'attenuazione è circa uguale, sia in acqua dolce che marina.

Immagini delle misure

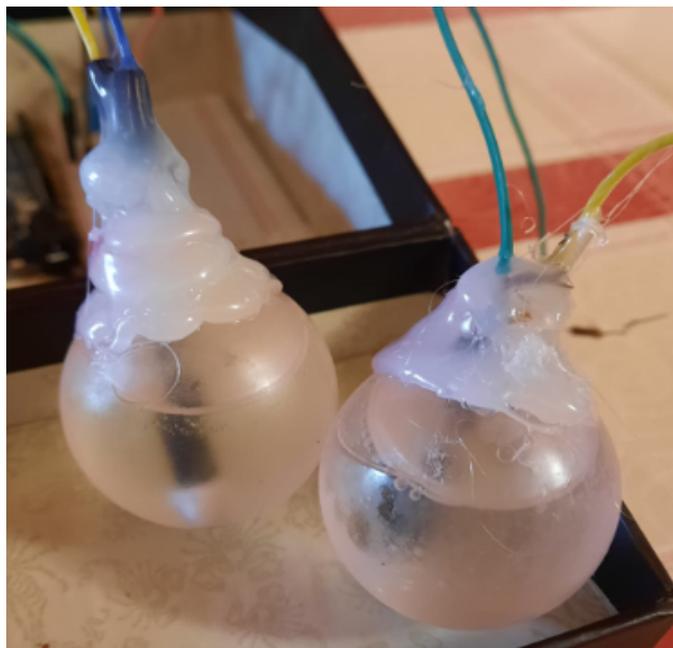


Figura 1.16. Trasduttori con Resina Epossidica

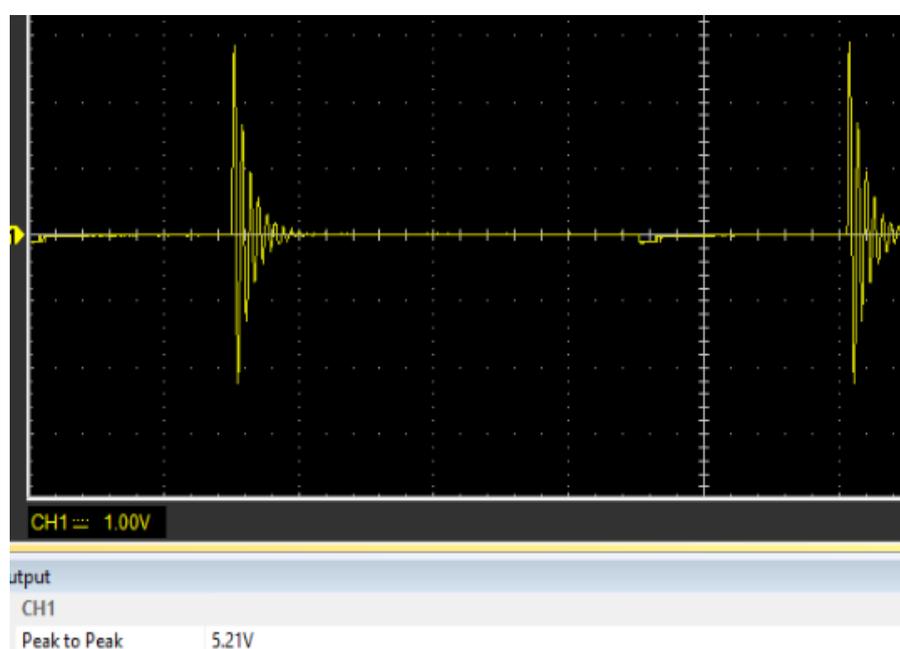


Figura 1.17. Segnale Rilevati dal Trasduttore in Ricezione

Parte II
Seconda Parte

Capitolo 2

Funzionamento in modalità continua

Il funzionamento in modalità continua del trasduttore prevede una tensione massima applicabile $V_{pp}=100$ V, con conseguente diminuzione della potenza e dell'intensità del segnale acustico rispetto alla modalità ad impulsi, in cui la tensione massima applicabile è $V_{pp}=400$ V.

In questa modalità si può eccitare il trasduttore in modo continuo senza intervalli temporali tra le oscillazioni.

2.1 Progetto del trasmettitore con circuito RLC

2.1.1 Circuito RLC

Il circuito RLC parallelo di fig.2.1 è stato utilizzato per creare un'oscillazione elevata alla frequenza di risonanza:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

L'ammettenza e l'impedenza di un circuito RLC possono essere calcolati come:

$$Y = \frac{1}{Z} = \left[\frac{1}{R} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \right] \quad (2.2)$$

$$f = f_o \rightarrow Z = \infty \quad (2.3)$$

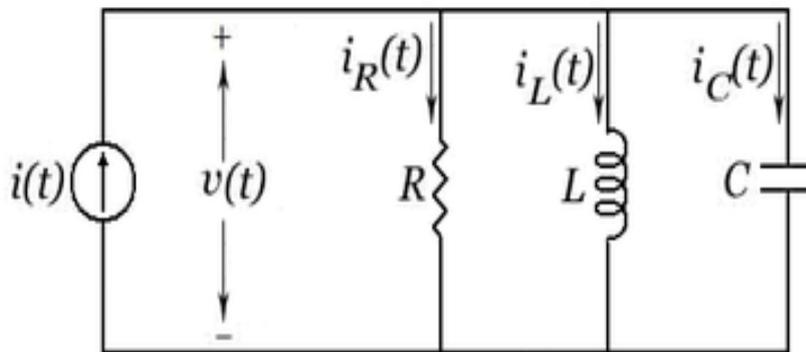


Figura 2.1. Circuito RLC

$$f \neq f_o \rightarrow Z = 0 \quad (2.4)$$

2.1.2 Principio di funzionamento

In modalità ON l'induttore "L" si carica in modo lineare mediante la relazione:

$$IL = \frac{1}{L} \int VL \quad (2.5)$$

$$VL = L \frac{dIL}{dt} \quad (2.6)$$

In questa modalità per ottenere una tensione $V_{pp}=100$ V ai capi del trasduttore, è stato imposto un tempo di carica dell'induttore $T_{on}=30$ μ s.

Con il tempo di carica dell'induttore viene gestita la corrente immagazzinata nell'induttore e pertanto l'ampiezza picco-picco dell'oscillazione.

In questa fase l'induttore si comporta da accumulatore di corrente.

Con il MOS in modalità OFF si ha il trasferimento dell'energia, immagazzinata nell'induttore, nel trasduttore capacitivo e viceversa.

La resistenza incide sullo smorzamento dell'oscillazione, infatti, più piccola è la resistenza minore è il tempo di smorzamento dell'oscillazione.

La resistenza entra in gioco nel fattore di qualità Q e nella banda -3 dB del risonatore; essa consente di gestire la distribuzione della potenza del segnale prodotto dalla sorgente in trasmissione ed è correlata con il disturbo arrecato ai mammiferi marini.

Il fattore di qualità è proporzionale alla resistenza, pertanto, diminuendo il valore della resistenza, diminuisce lo smorzamento e l'intensità della portante.

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.7)$$

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (2.8)$$

Facendo un confronto tra le figure 2.3 e 2.4, si evidenzia la differenza dello

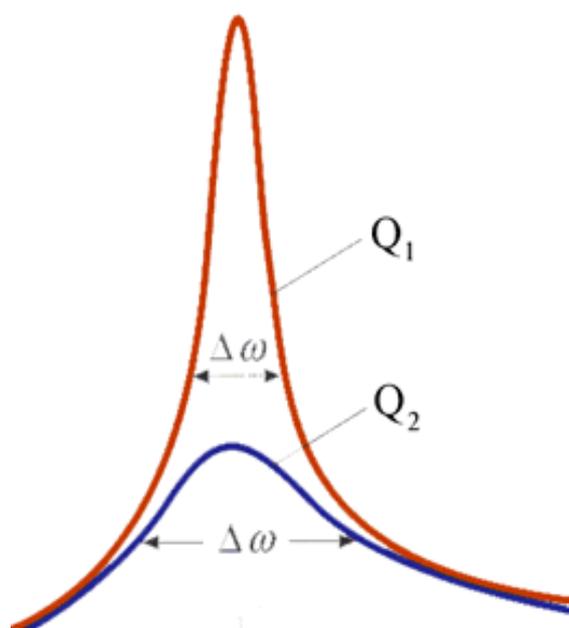


Figura 2.2. Banda del Circuito RLC

spettro dell'oscillazione ai capi del trasduttore, con e senza resistenza R .

L'intensità delle onde acustiche prodotte avrà lo stesso andamento temporale delle oscillazioni prodotte dal circuito RLC, pertanto avrà lo stesso spettro in termini di frequenza.

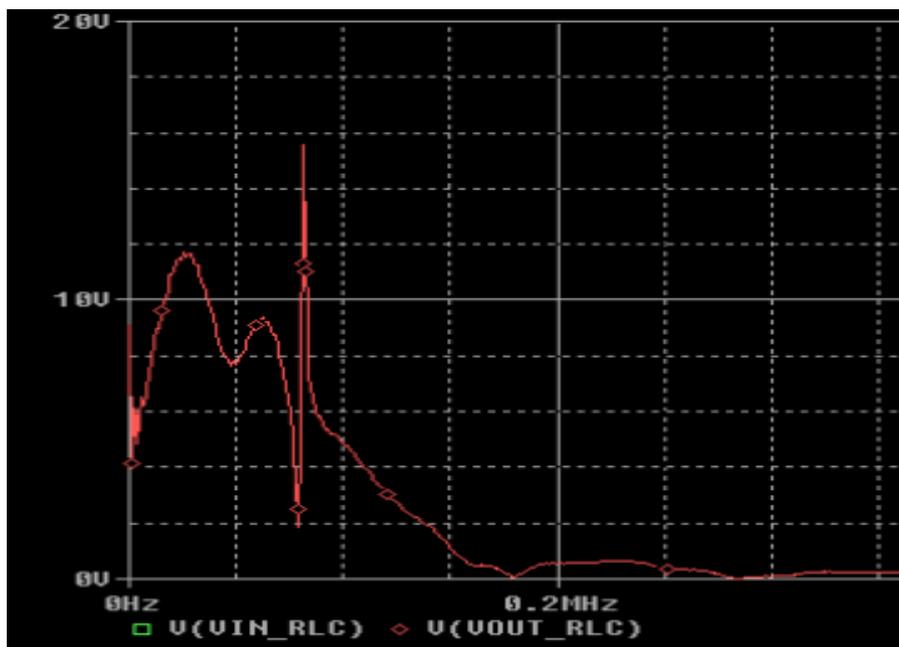


Figura 2.3. Spettro Vout(RLC) con $R=1\text{ M}\Omega$

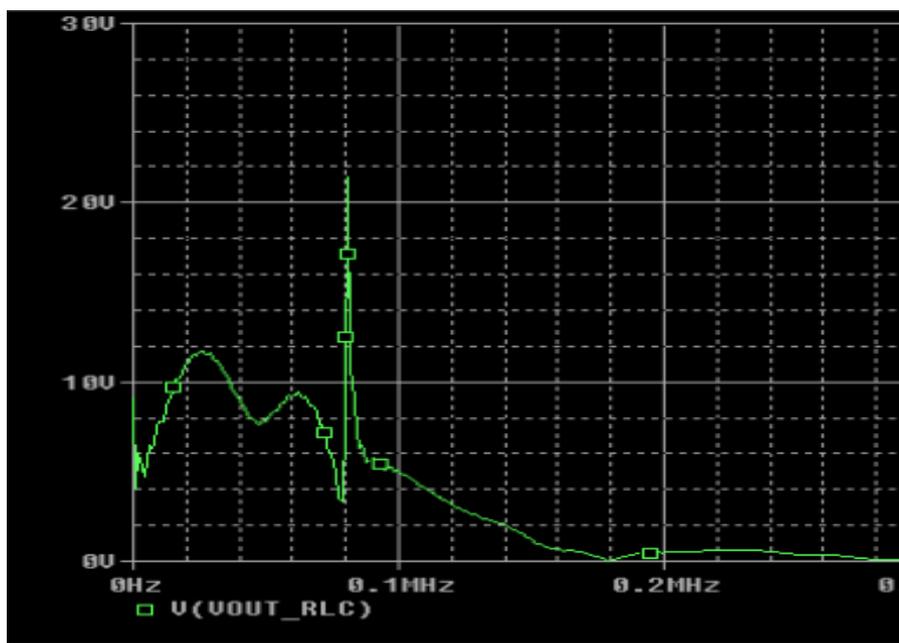


Figura 2.4. Spettro Vout(RLC) senza R

2.1.3 Schematico e simulazioni

La fig. 3.1 mostra lo schematico progettato e creato con Orcad, relativo al circuito RLC.

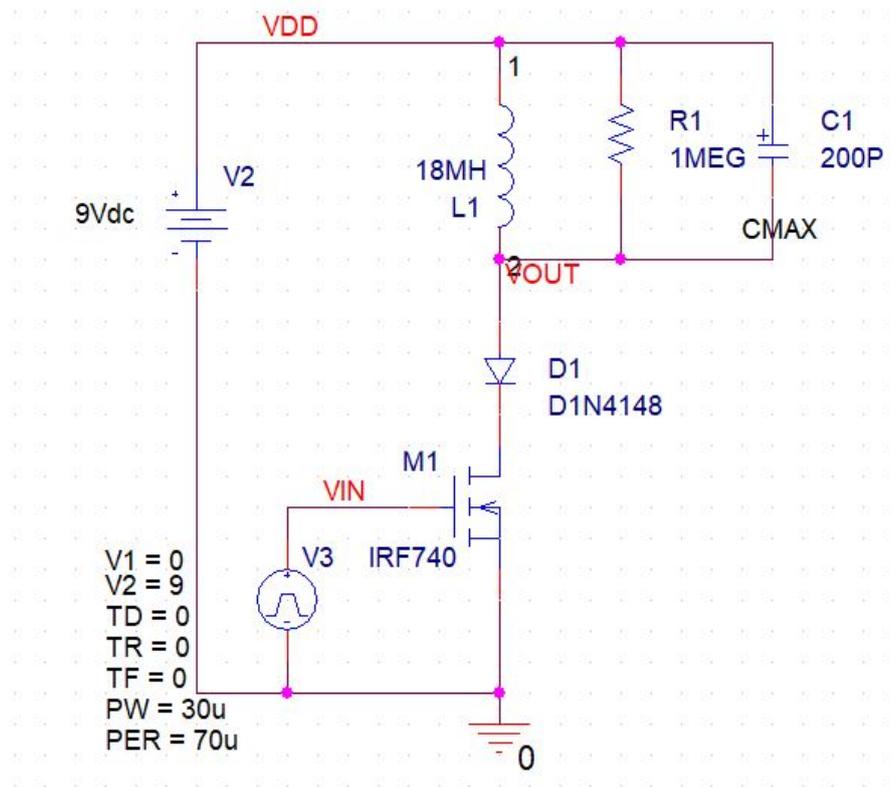


Figura 2.5. Circuito TX

Con il circuito RLC si può aumentare il bit rate come mostrato in fig. 2.6. Con il Toff si può gestire il Bit rate; per esempio con Toff=70 μs si ha un bit rate di 1000 Byte/s.

2.2 Progetto del trasmettitore con convertitore DC-DC e switch driver

2.2.1 Schema a blocchi

La figura 2.7 mostra lo schema a blocchi del trasmettitore.

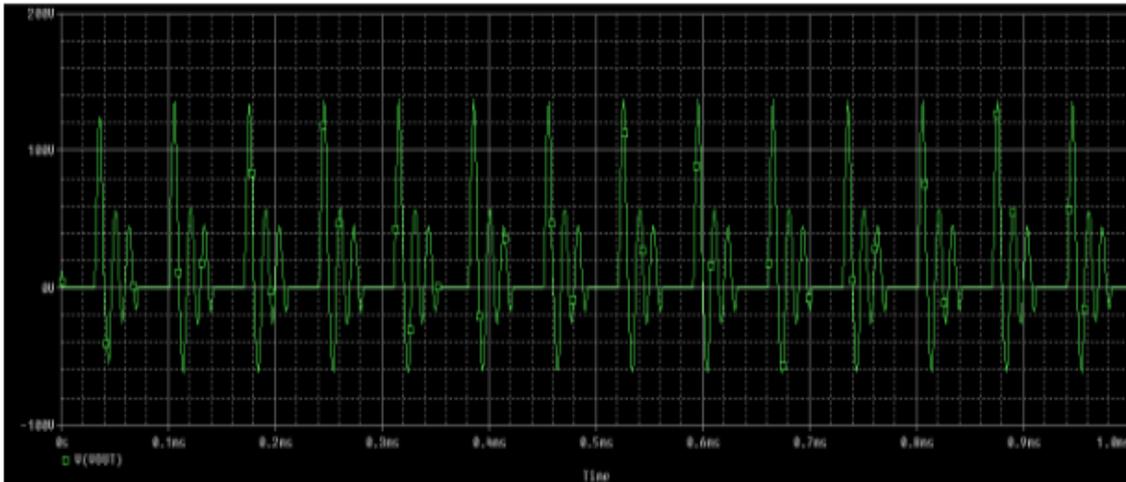


Figura 2.6. Modalità Continua RLC

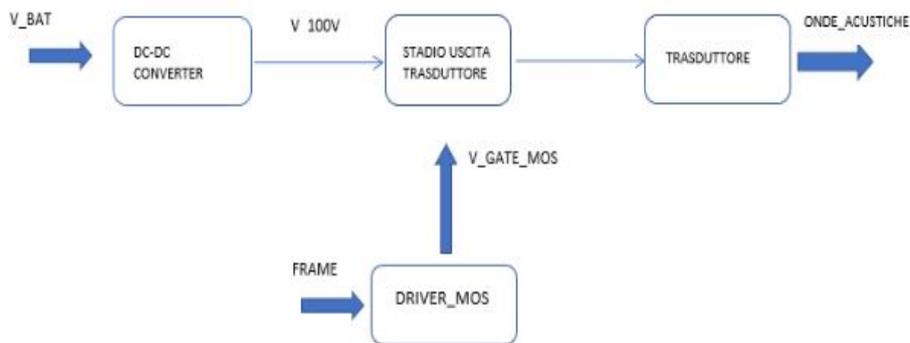


Figura 2.7. Schema a blocchi

2.2.2 Principio di funzionamento

Per incrementare la tensione Dc Dc da 12 V a 100 V è stato progettato e dimensionato un convertitore Boost.

Esso è composto da un induttore, una capacità, un diodo e un interuttore MOS.

La caratteristica ingresso uscita del convertitore è:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.9)$$

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.10)$$

Per ottenere una tensione di 100 V il duty cycle "D" deve essere uguale a 0.88.

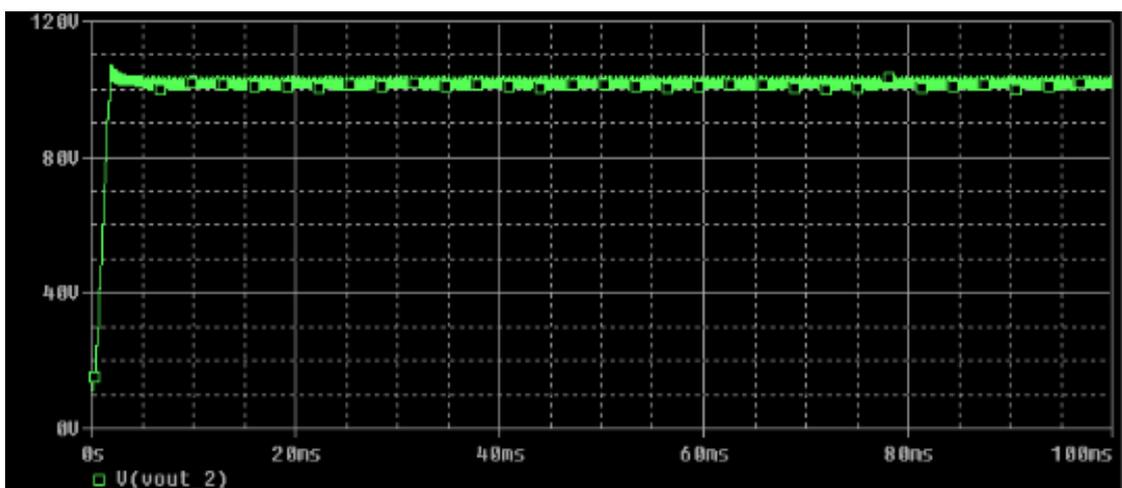


Figura 2.8. Tensione DC-DC converter

La figura 2.8 rappresenta l'andamento della tensione di uscita del convertitore Boost.

In cascata al convertitore è presente lo stadio di uscita che consente di ottenere l'oscillazione ai capi del trasduttore.

Quando il Mos è in interdizione, il trasduttore si carica alla tensione di 100 V.

Mediante la serie delle resistenze è stato gestito sia il Tempo di carica del trasduttore sia la corrente massima I_c che scorre nel trasduttore.

Il driver Mos agisce sul gate del Mos stesso ed è composto da un circuito di RESET e da un multivibratore astabile.

Il circuito di Reset, pilotato dal microcontrollore, comanda l'accensione e lo spegnimento del circuito astabile. Quando quest'ultimo è in modalità ON, in uscita si avrà un'onda quadra, che piloterà il MOS.

La frequenza, imposta mediante resistenze e capacità del NE555, può essere cambiata mediante un potenziometro.

La frequenza settata può variare da 80 kHz a 90 kHz (range di risonanza del trasduttore).

Il consumo in termini di potenza si ha soltanto quando l'NE555 è acceso.

La figura 2.9 mostra lo schematico implementato con Orcad.

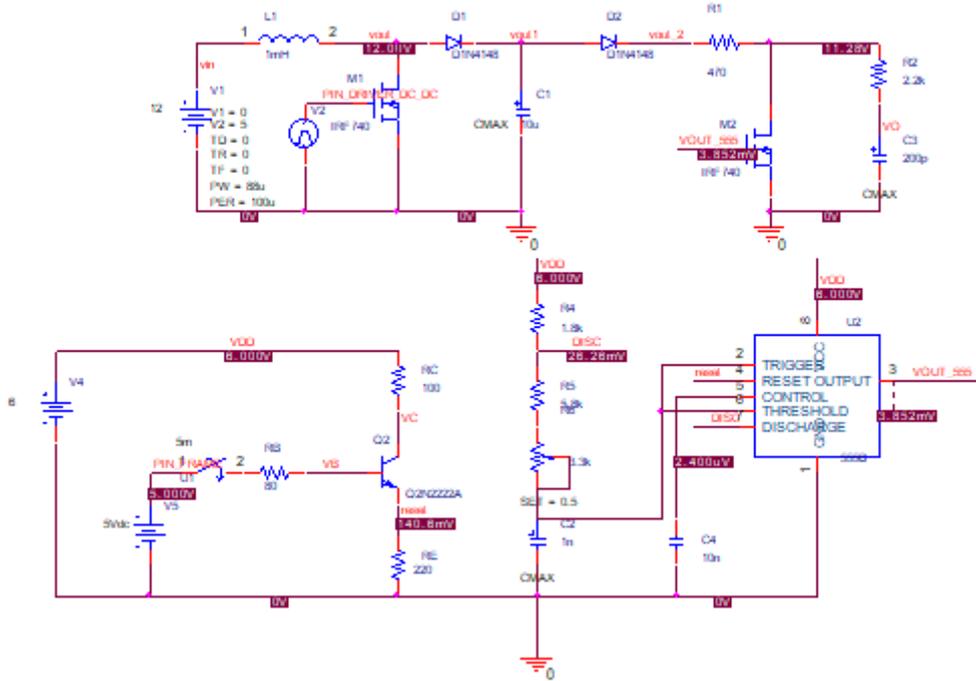


Figura 2.9. Schematico Completo del Trasmettitore

Capitolo 3

Funzionamento modalità ad impulsi

Il funzionamento in modalità ad impulsi del trasduttore prevede l'applicazione di una tensione massima $V_{pp}=400$ V, con conseguente aumento della potenza e dell'intensità del segnale rispetto alla modalità di trasmissione continua, la cui tensione massima applicabile è $V_{pp}=100$ V.

In questa modalità non si può eccitare il trasduttore in modo continuo, pertanto, tra due impulsi adiacenti è necessario un intervallo temporale maggiore o uguale a 100 ms.

3.1 Progetto e sviluppo del sistema di rice-trasmissione

Il sistema di ricetrasmissione progettato prevede l'utilizzo di un trasmettitore e di un ricevitore.

Il trasmettitore utilizzato per questo tipo di modalità è con pilotaggio RLC; ciò è stato fatto per poter creare ai capi del trasduttore un'oscillazione smorzata con $V_{pp}=400$ V.

Il pilotaggio del circuito RLC avviene con il microcontrollore Arduino DUE mediante impulsi.

In ricezione è stato progettato e sviluppato un sistema che consente di estrapolare il segnale ricevuto, separandolo dal rumore introdotto dall'ambiente marino.

Gli impulsi ricevuti in ricezione vengono ricorvertiti in segnali digitali (livello logico alto o basso), per poi essere elaborati dal microcontrollore arduino

DUE.

Le applicazioni per cui è stato progettato il sistema sono:

1. Rilevamento della Distanza.
2. Scambio Dati.

3.1.1 Progetto TX

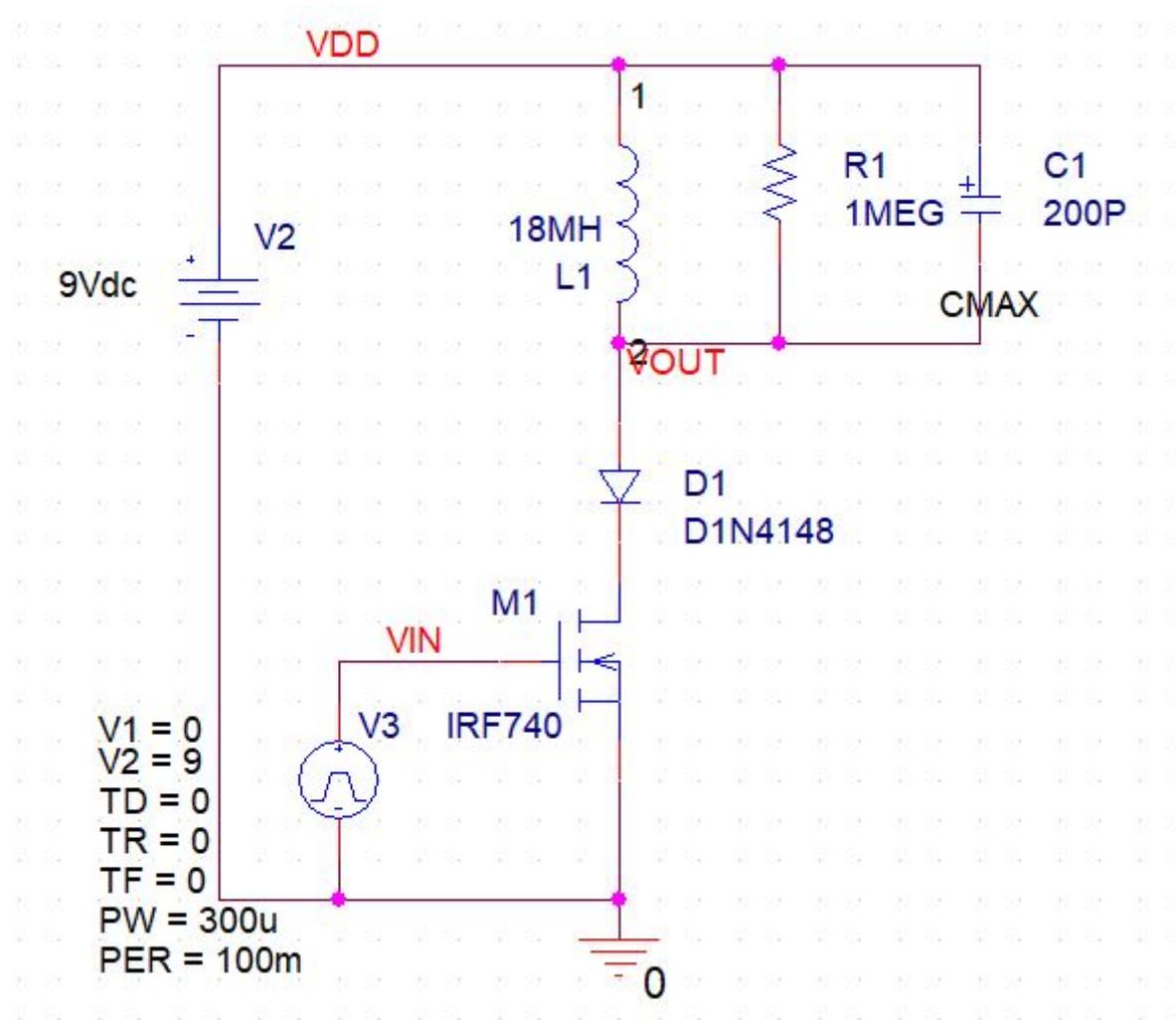


Figura 3.1. Circuito TX

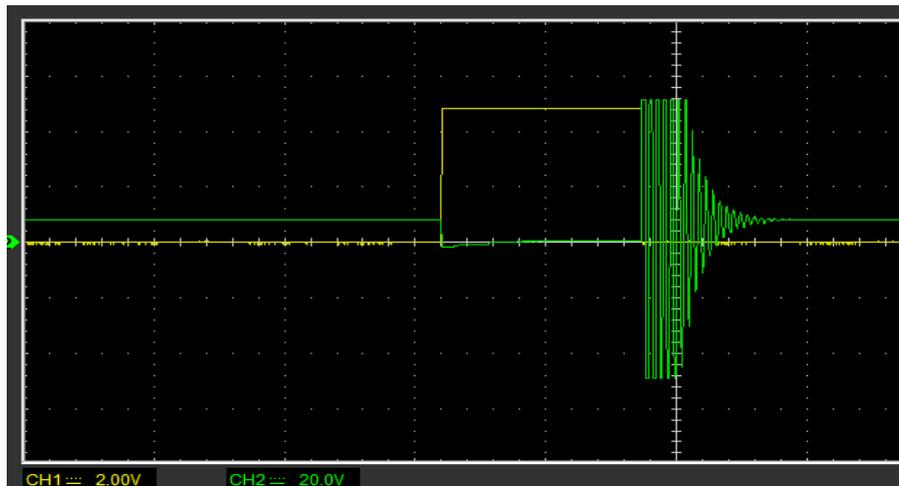
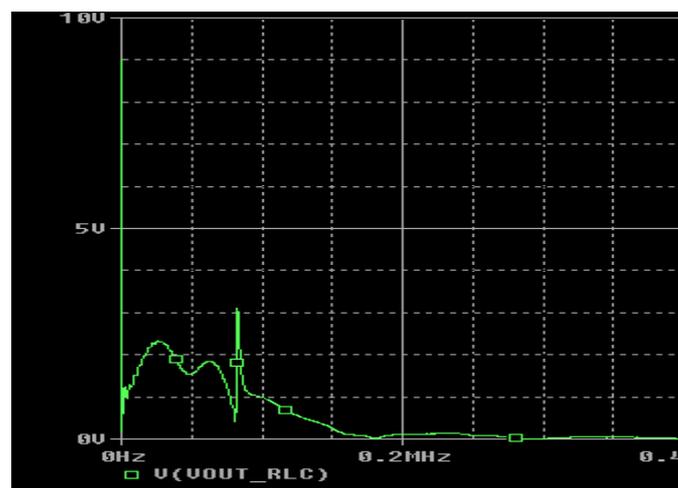


Figura 3.2. Andamento VIn-Vout

La figura 3.1 mostra lo schematico del circuito di trasmissione. La figura 3.2 (CH1) mostra l'andamento della tensione di pilotaggio del mosfet in uscita dal microcontrollore ($T_{on}=300 \mu s$), che consente la carica e la scarica dell'induttore.

L'oscillazione smorzata è il segnale Vout ai capi del circuito RLC (CH2). Nella figura si nota che l'oscilloscopio limita l'ampiezza del segnale, rilevando solamente una tensione $V_{pp}=100 V$.

Figura 3.3. Spettro di Vout con $R=1 M\Omega$

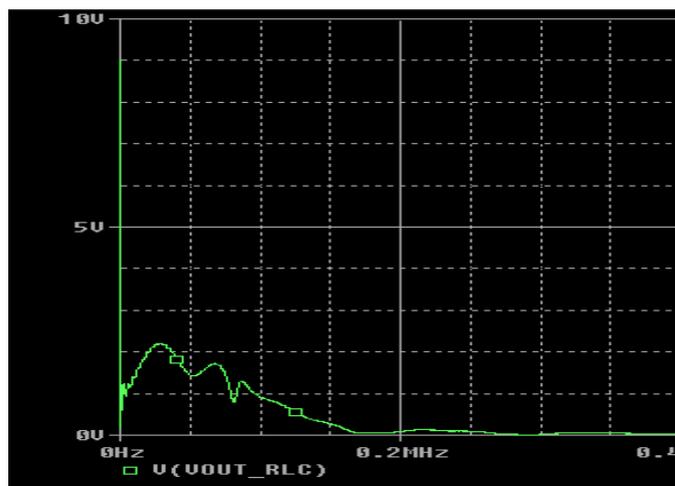


Figura 3.4. Spettro di Vout con $R=100\text{ k}\Omega$

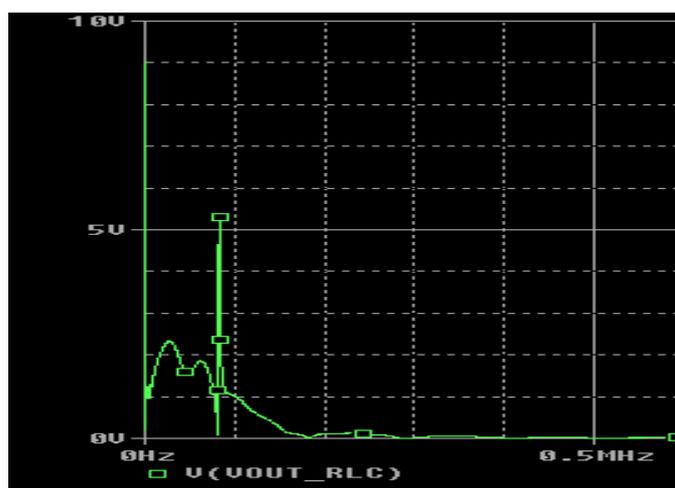


Figura 3.5. Spettro di Vout senza R

Le figure 3.3 , 3.4 e 3.5 mostrano le differenze spettrali della tensione Vout, al variare di R.

3.1.2 Progetto RX

Schema a blocchi

Come mostrato nella figura 3.6, in ricezione, la struttura proposta è composta da 3 parti fondamentali: amplificazione e filtraggio del segnale in ingresso,

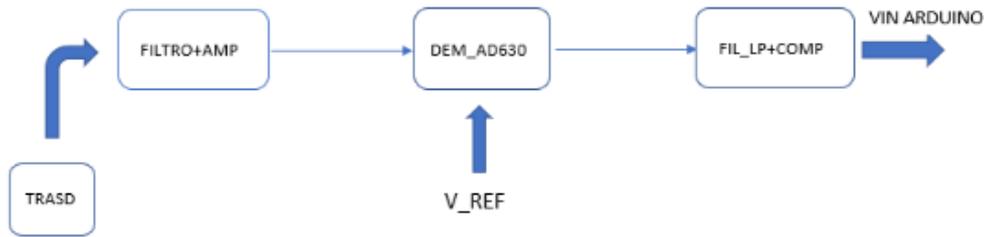


Figura 3.6. Schema a Blocchi RX

demodulatore AD630, filtro passo basso e comparatore.

Schema circuitale

La figura 3.7 mostra lo schema circuitale del ricevitore.

Filtraggio a banda Stretta e amplificazione

Il segnale in ingresso, debole e affetto da rumore, viene amplificato e filtrato con filtro a banda stretta.

Quest'ultimo è composto dalla cascata di un filtro non invertente ed un filtro Salley-Key.

Il filtro non invertente è stato utilizzato per limitare la corrente erogata dal trasduttore, in modo tale da ottimizzare il rapporto segnale-rumore SNR.

L'amplificazione in ingresso può essere configurata attraverso l'OPA in configurazione non invertente.

Il prodotto $B \times G$ dell'OPAMP è di 8 MHz, pertanto per poter amplificare e ottenere un corretto inseguimento del segnale, avente una banda nell'intorno di 80-90 kHz, è necessario che il guadagno non ecceda i 100 dB.

Modulatore AD630

Il segnale in uscita dal primo blocco di amplificazione e filtraggio viene limitato in ampiezza con un circuito limitatore a diodi zener, e poi inviato al demodulatore bilanciato.

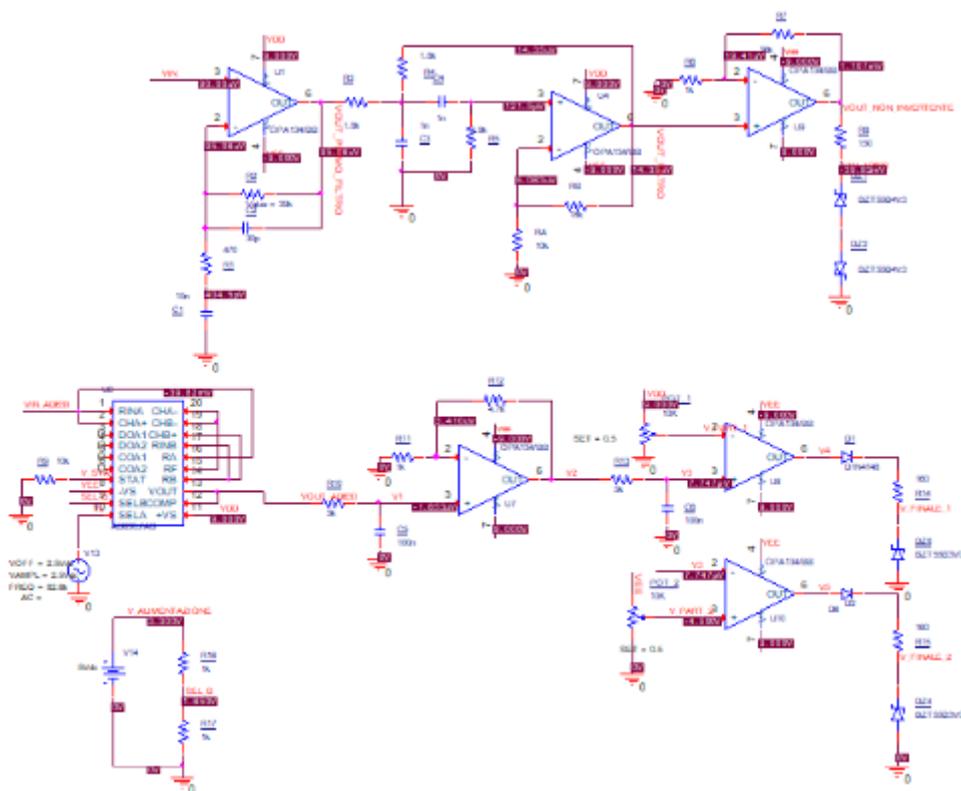


Figura 3.7. Schematico RX

Quest'ultimo moltiplica il segnale ricevuto con il segnale di riferimento, avven-
te frequenza uguale a quella della portante del segnale.

Si può notare come la componente DC è presente se e solo se la frequenza
del segnale di riferimento è uguale alla frequenza del segnale d'ingresso, come
mostrato in figura 3.10.

Filtro LP e comparatore

La frequenza della portante in uscita dal demodulatore sarà centrata a $f=0$
Hz.

In cascata al demodulatore è inserito un filtro del secondo ordine con OPAMP
in configurazione non invertente.

Se il segnale d'ingresso ha la componente portante centrata alla frequenza

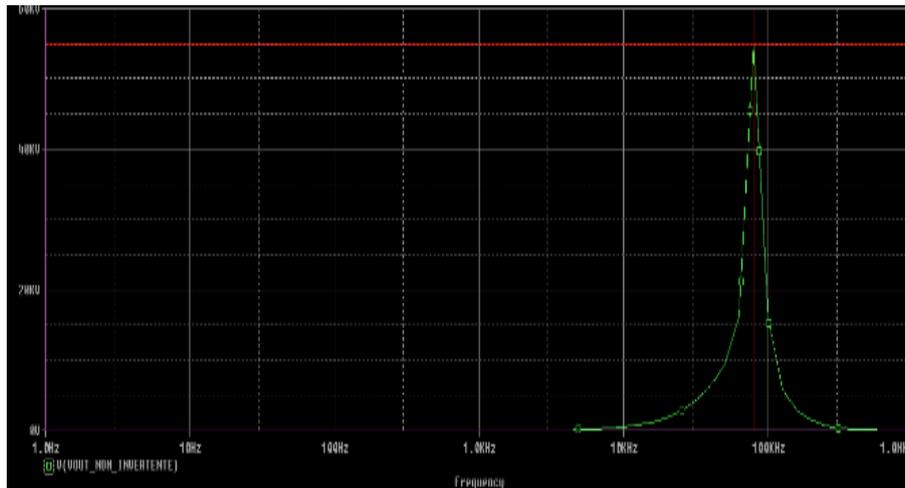


Figura 3.8. risposta in frequenza filtro

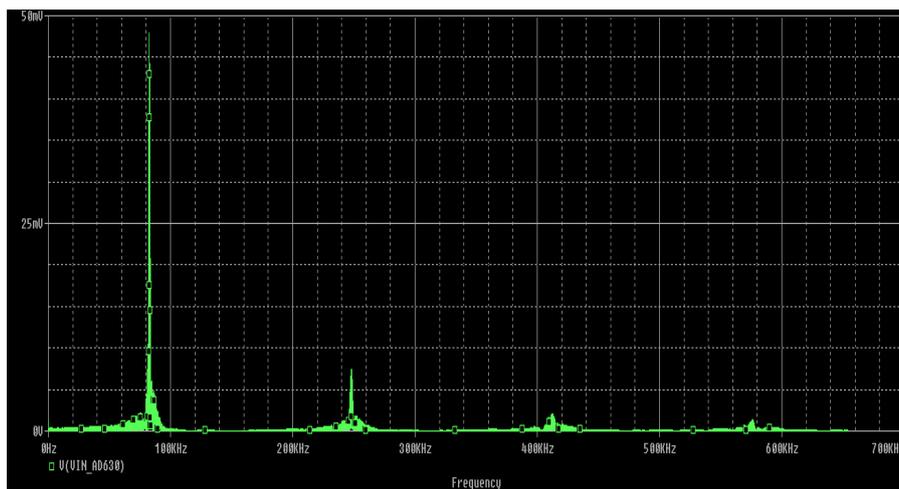


Figura 3.9. Spettro in frequenza del segnale in ingresso al demodulatore

di riferimento, il segnale di uscita del filtro passa basso in ricezione sarà un impulso la cui ampiezza, dell'ordine dei volt, è dipendente dall'ampiezza del segnale d'ingresso all'AD630.

Se il segnale V_{in} non ha una portante centrata alla frequenza di riferimento, il segnale in uscita dal filtro passa basso avrà un'ampiezza non rilevante di pochi mV.

Nella scelta del filtro passa basso si tiene conto del compromesso tra le costanti di tempo.

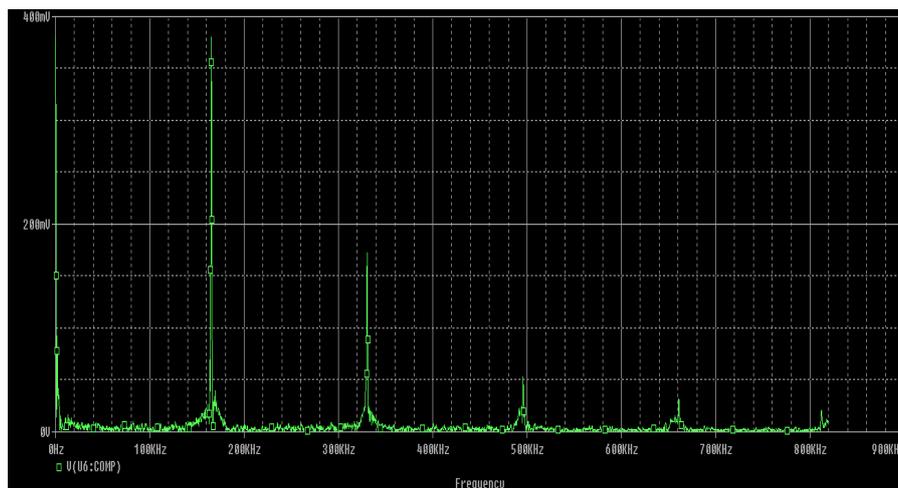


Figura 3.10. Spettro in frequenza del segnale in uscita dal demodulatore con $f(in) = f(ref)$

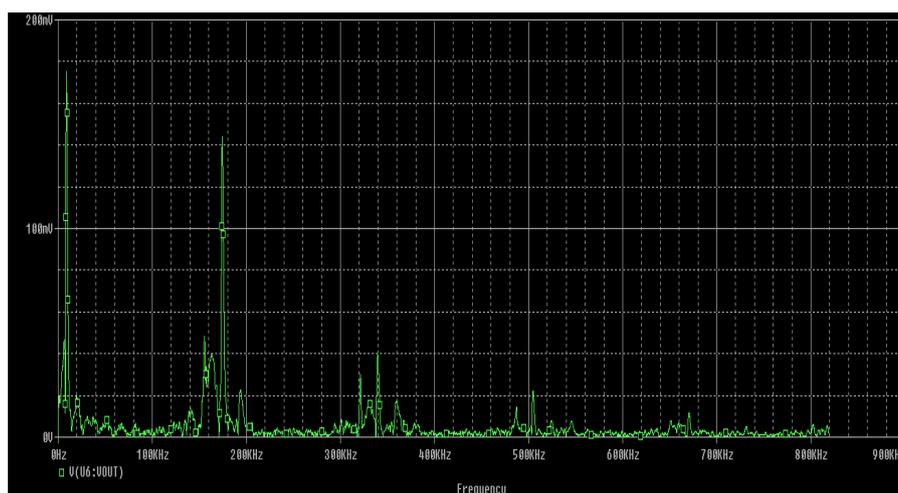


Figura 3.11. Spettro in frequenza del segnale in uscita dal demodulatore con $f(in) \neq f(ref)$

Aumentando la costante di tempo RC del filtro LP, aumenterà la lentezza nella risposta, con impossibilità di inseguimento dell'uscita del circuito integrato AD630.

In cascata al filtro LP è presente un comparatore, che satura, quando il segnale in uscita dal secondo filtro supera una certa soglia, determinata in fase di applicazione.

Il segnale in uscita dal comparatore sarà limitato con diodo zener per poter

essere compatibile con il range di tensione d'ingresso sul Pin digitale di Arduino, la cui tensione limite è 3.3 V in ampiezza.

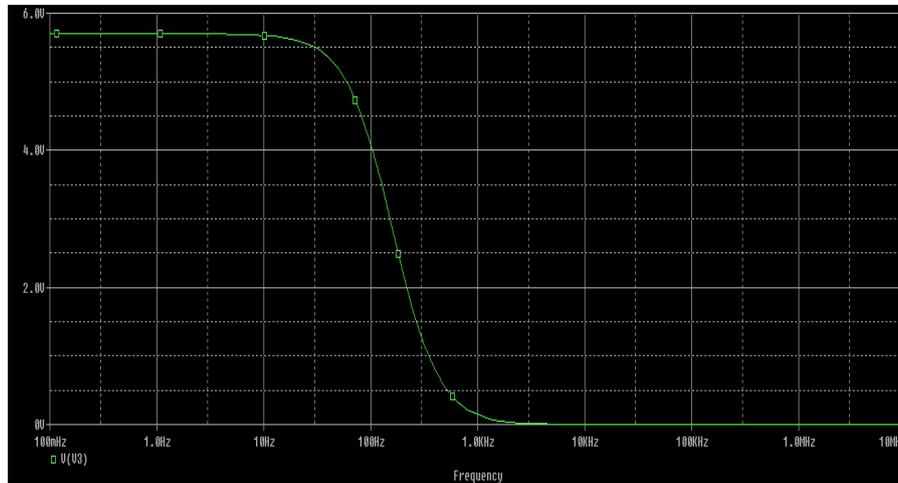


Figura 3.12. Risposta in frequenza del filtro passa basso in uscita

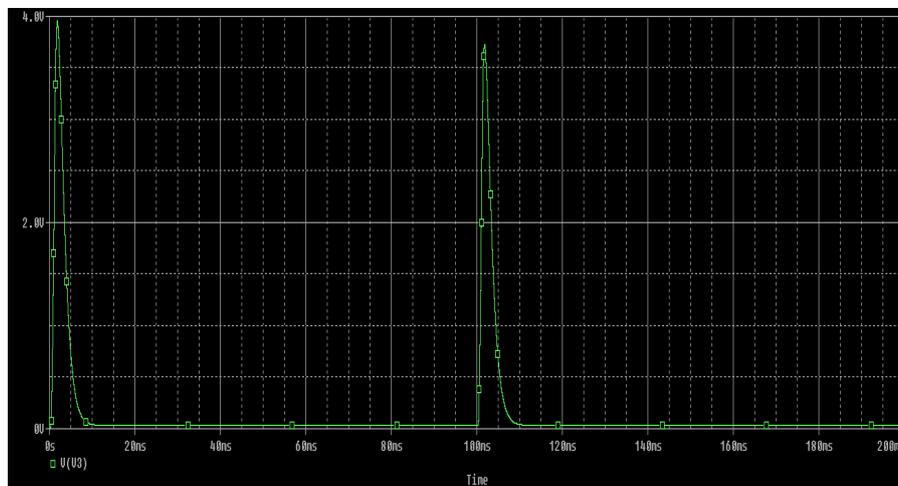


Figura 3.13. Segnale in uscita dal filtro passa basso con $f(in) = f(ref)$

Dal confronto delle figure 3.13 e 3.14 si può notare che, a parità di ampiezza del segnale in ingresso al demodulatore, l'ampiezza del segnale in uscita dal filtro è molto più rilevante per $f_{in}=f_{ref}$.

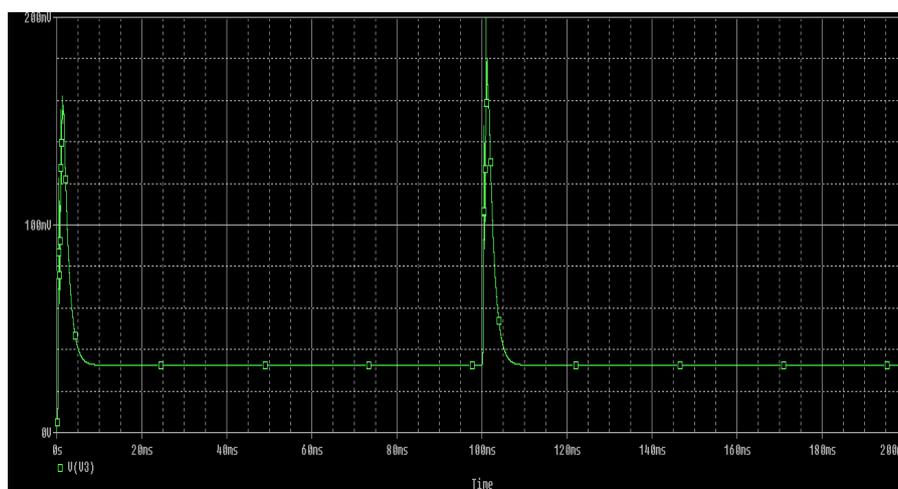
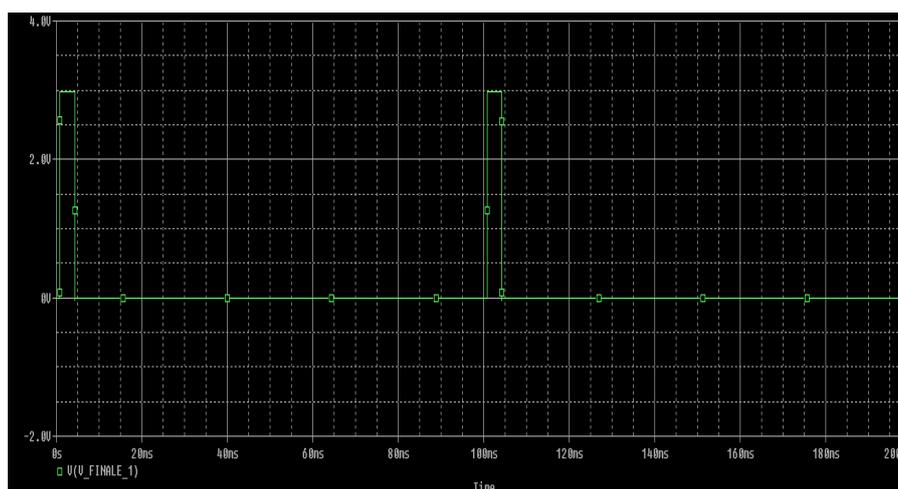
Figura 3.14. Segnale in uscita dal filtro passa basso con $f(in) \neq f(ref)$ 

Figura 3.15. Segnale in ingresso per il pin digitale d'ingresso del microcontrollore

3.1.3 Lock-in amplifier

Nell'ambiente marino i mammiferi comunicano mediante onde ultrasoniche le cui frequenze raggiungono i 300 kHz.

Il segnale debole proveniente dalla sorgente di trasmissione è sommerso dal rumore dell'ambiente marino.

L'utilizzo del solo filtro passa banda e del rivelatore di involuppo non consente una corretta separazione del segnale dal rumore.

Per tale motivo, in ricezione, durante la fase di demodulazione è stato utilizzato il lock-in amplifier.

Quest'ultimo è un demodulatore utilizzato per estrarre segnali deboli coperti dal rumore e può essere implementato a livello circuitale mediante l'integrato AD630.

Il lock in amplifier è uno strumento che permette di misurare l'ampiezza "Vo" di tensione sinusoidale:

$$V_{in} = V_o \cos(\omega t) \quad (3.1)$$

La sua particolarità sta nel fatto che è in grado di compiere la misura anche in presenza di forte rumore esterno (purchè il rumore abbia una frequenza diversa da ω).

Per fare questo il lock in amplifier necessita di un segnale di riferimento.

Il segnale di riferimento permette di selezionare l'ampiezza del segnale d'ingresso avente frequenza ω all'interno del segnale ricevuto affetto da rumore $n(t)$.

$$V_{in} = V_o \cos(\omega t) + n(t) \quad (3.2)$$

Principio di funzionamento

Facendo riferimento alla figura 3.16 si può analizzare il principio di funzionamento del lock-in amplifier nel dominio del tempo e nel dominio della frequenza.

Lock-in Amplifier nel dominio del tempo

Vac: signal Monitor.

R(t): segnale di riferimento.

Gac: guadagno dell'amplificatore per segnali aventi pulsazione ω .

G(f) : guadagno per le altre frequenze.

α : sfasamento del segnale di riferimento.

$$V_{ac} = G_{ac} \times V_o \times \cos(\omega t) + G(f)n(t)$$

$$R(t) = \cos(\omega t + \alpha)$$

$$V_{psd}(t) = V_{ac}(t) \times R(t)$$

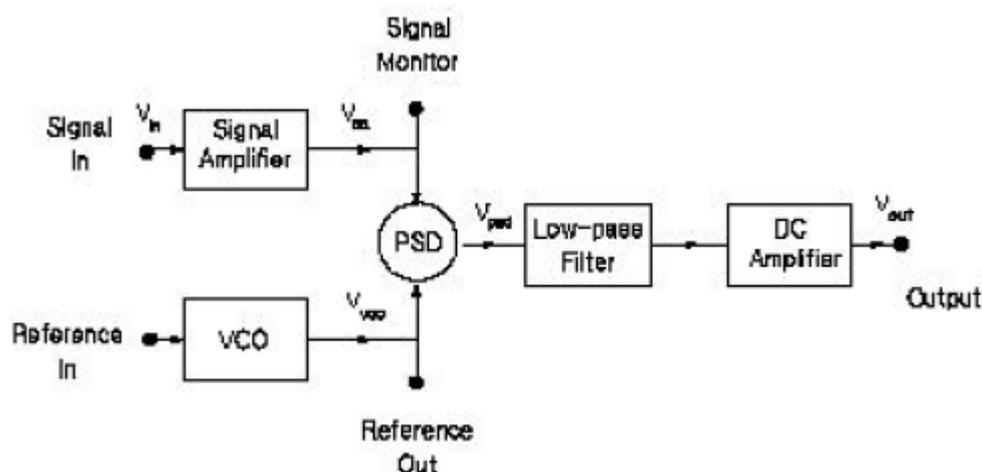


Figura 3.16. Schema a blocchi Lock-in amplifier

$$V_{psd}(t) = [G_{ac} \times V_o \times \cos(t) + G(f)n(t)] \times \cos(\omega t + a)$$

$$= G_{ac} \times V_o \times \cos(\omega t + a) + G(f)n(t) \cos(\omega t + a)$$

Formula di Werner:

$$\cos a \times \cos b = \frac{1}{2} [\cos(a - b) + \cos(a + b)]$$

$$V_{psd}(t) = \frac{G_{ac} \times V_o}{2} [\cos(2\omega t + a) + \cos(a)] + G(f)n(t) \cos(\omega t + a)$$

$$V_{psd}(t) = \frac{G_{ac} \times V_o}{2} \cos(a) + G(f)n(t) \cos(\omega t + a) + \frac{G_{ac} \times V_o}{2} \cos(2\omega t + a)$$

$$V_{psd}(t) = \frac{G_{ac} \times V_o}{2} \cos(a) + \frac{G_{ac} \times n(\omega)}{2} \cos(a)$$

Il secondo termine può essere trascurato. Infatti, basta scegliere una frequenza ω del segnale da rilevare che sia diversa dalla frequenza tipica del rumore.

Lock-in amplifier nel dominio della frequenza

Considerando il contenuto spettrale del segnale d'ingresso affetto da rumore, nel dominio della frequenza saranno presenti dei picchi dovuti al rumore e un picco centrato alla frequenza della portante f_0 .

Moltiplicando il segnale in ingresso con un segnale di riferimento a frequenza f_p , si ottiene un segnale in uscita aventi componenti centrati alle frequenze

$(f_0 - f_p)$ e $(f_0 + f_p)$.

Se $f_0 = f_p$, il segnale verrà traslato alla frequenza $f = 0$ Hz.

Demodulatore bilanciato AD630

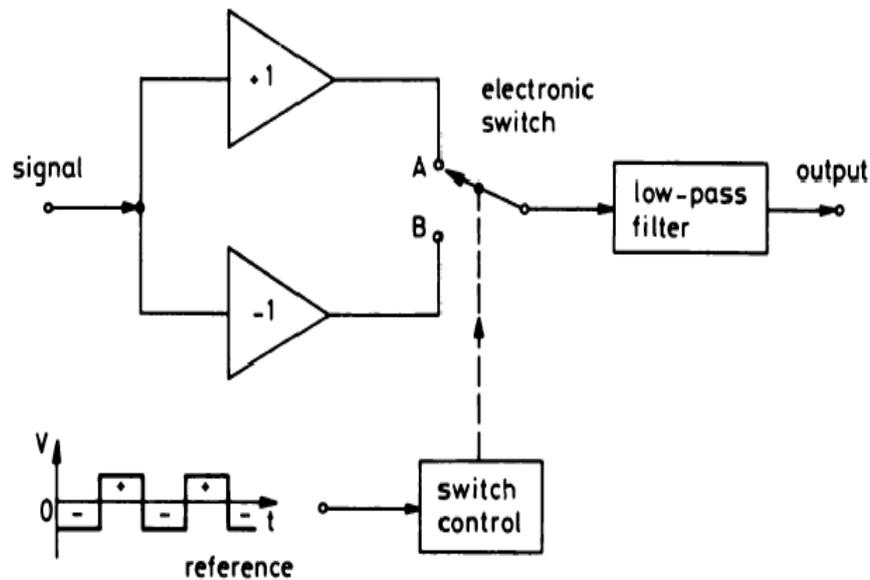


Figura 3.17. Schema evolutivo lock-in amplifier

La figura 3.17 mostra l'evoluzione del lock-in amplifier.

Il mixer è sostituito con un interruttore pilotato mediante onda quadra, la cui frequenza è pari alla frequenza del segnale modulante in ingresso.

Il segnale portante viene moltiplicato con un'onda quadra il cui max è 1 V e min è -1 V.

L'onda quadra del dominio del tempo può essere rappresentata come:

$$r(t) = \frac{4}{\pi} \times \cos(wrt + b) - \frac{1}{3} \times \cos(3wrt + b) \dots \quad (3.3)$$

Per utilizzare questo tipo di demodulatore è stato utilizzato un circuito integrato della Texas Instrument: AD630JNZ.

La figura 3.18 mostra lo schema a blocchi dell'integrato, composto principalmente da Opa A, Opa B, comparatore, integratore.

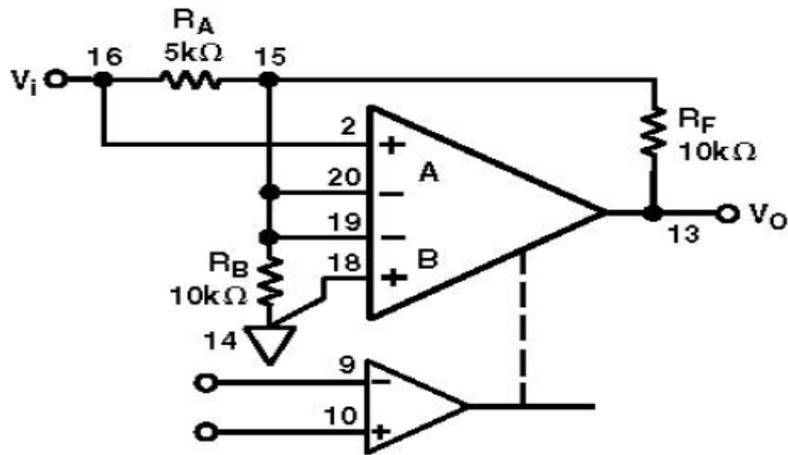


Figura 3.19. Configurazioni AD630

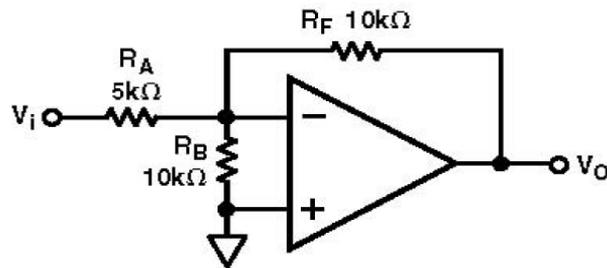


Figura 3.20. Configurazione con canale B abilitato

$$V_o = -V_i \frac{R_f}{R_a} \quad (3.4)$$

che porta quindi, attraverso i valori preimpostati, ad un guadagno pari a 2.

Quando il comparatore commuta, l'ingresso B viene deselezionato a vantaggio dell'ingresso A, che risulta attivo. Il sistema risulta governato dalla relazione, che porta quindi, attraverso i valori preimpostati, ad un guadagno pari a 2.

$$V_o = V_i \left(1 + \frac{R_f}{R_b}\right) \quad (3.5)$$

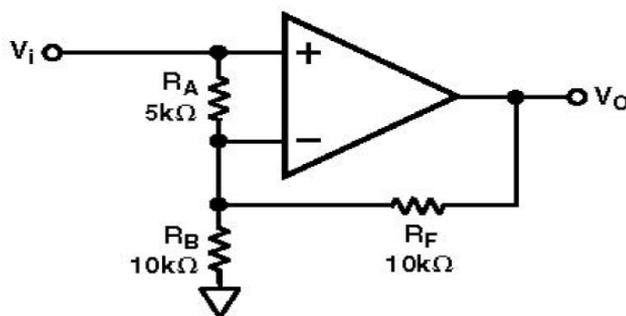


Figura 3.21. Configurazione con canale A abilitato

Infine il guadagno può essere ricondotto a 1 spostando il terminale RB connesso a massa verso l'uscita.

I vantaggi dell'AD630 sono:

1. Recovers signal from 100 dB Noise.
2. 2 MHz Channel Bandwidth.
3. 45 V/ μ s Slewrate.
4. Low crosstalk.
5. 100 μ V channel offset voltage.
6. 350 kHz full power Bandwidth.

Le caratteristiche principali sono stati elencati nella tabella 3.1.

3.1.4 Scelta dei componenti

I componenti utilizzati sono stati scelti in funzione dello scopo del progetto e del tipo di applicazione.

OPA2134

Come amplificatore operazionale è stato utilizzato l'OPA2134 della famiglia Texas Instruments.

Questo tipo di OPA ha le seguenti caratteristiche compatibili con il tipo di applicazione:

Gain-bandwidth Product	2 MHz
Slew-rate	45 V/ μ s
Vin Comparator Inputs	(-Vs+3) to (Vs-1.5)
Input Offset Voltage	500 μ V
Internal Power Dissipation	600 mV
Power Supply	\pm 18 V
Open Loop Gain	110 dB
Power Supply Rejection	110 dB
Vin Channel Inputs	(-Vs+4) to (Vs-1)
Temperature Range	-25 to +85 °C

Tabella 3.1. Parametri principali AD630

- Basso Rumore.
- Alta Impedenza d'ingresso.
- Ampio $G \times B$.

L'impedenza d'ingresso è dell'ordine delle centinaia di MegaOhm, mentre il prodotto guadagno-banda è 8 MHz.

La prima caratteristica è di notevole importanza; essa incide sul fattore di smorzamento e sul SNR del segnale prodotto in ricezione dal trasduttore.

Gain-bandwidth Product	8 MHz
Slew-rate	20 V/ μ s
Full-Power Bandwidth	1.3 MHz
Input Offset Voltage	\pm 0.5 mV
Low Noise	8nV/ \sqrt{Hz}
Power Supply	\pm 2.5 to \pm 18.5 V
Open Loop Gain	120 dB
Input Bias Current	5 pA
Input Impedance	$10^{13} \Omega$
Temperature Range	-40 to +85 °C

Tabella 3.2. Parametri principali OPA2134

MOSFET IRF740

Il mosfet di potenza in trasmissione è stato scelto per essere in grado di sopportare su V_{ds} , l'elevata differenza di potenziale prodotta dal circuito RLC.

3.1.5 Arduino due e applicazioni

Nello scegliere il tipo di microcontrollore da utilizzare è stato fatto un confronto tra una scheda RASPBERRY ed ARDUINO DUE.

La prima necessitava di una shield esterna per poter integrare il convertitore analogico-digitale, pertanto è stata esclusa tenendo conto dell'obiettivo di miniaturizzazione del progetto.

Il microcontrollore Arduino Due è dotato di: microcontrollore ARM , memory flash di 512K, SRAM di 96K.

Possiede convertitori analogici digitali che possono raggiungere frequenze dell'ordine dei MHz.

La scheda non è dotata di slot memory SD. Per poter effettuare i test in acqua, è necessario l'utilizzo di uno slot memory, opportunamente programmato.

Gli impulsi ricevuti, elaborati e processati dal microcontrollore, verranno memorizzati nella memory card.

Nell'appendice sono stati inseriti gli Sketch per la prima e seconda applicazione.

Calcolo distanza

Il sistema di rilevamento della distanza consiste nella trasmissione e ricezione di un treno di impulsi.

Quest'ultimi sono delle onde ultrasoniche prodotti dal circuito RLC in TX. Sincronizzando temporalmente l'apparato di trasmissione con e di ricezione si ricava il tempo di volo di propagazione delle onde.

Conoscendo il tempo di volo e la velocità di propagazione che è di circa 1500 m/s si può calcolare la distanza fra i due sistemi di TX e RX.

to: è l'istante temporale per la quale vengono sincronizzati i due sistemi.

tx: è l'istante temporale per la quale viene ricevuto l'impulso in ricezione.

Il tempo di volo è la differenza il valore assoluto dei due istanti temporali.

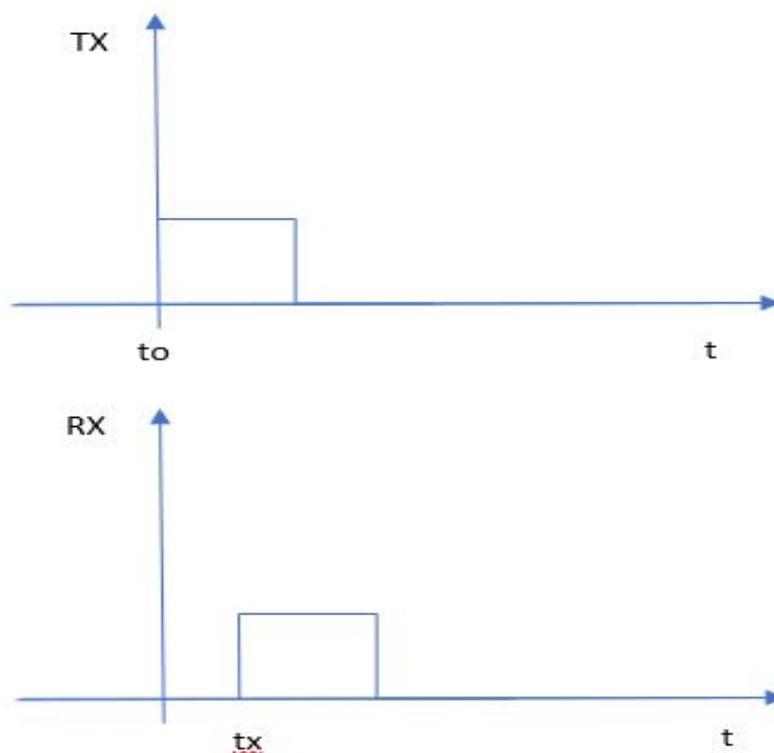


Figura 3.22. Diagramma Temporale

Scambio dati

Per questa applicazione è stato pensato un sistema di scambio, la cui utilità è l'invio di messaggi o avvisi da uno o più utenti dotati di trasmettitore, per segnalare situazioni di pericolo o necessità.

Il principio di funzionamento di questo sistema prevede lo scambio dei dati mediante distanza temporale tra impulsi.

Il primo impulso inviato dal trasmettitore è utilizzato per rilevare la distanza metrica tra il TX e RX.

Il secondo impulso inviato dal trasmettitore rilevato dal trasmettitore serve per distinguere la parola, calcolando la distanza temporale tra i due.

Questo sistema è stato pensato per essere utilizzato nel caso in cui si hanno dei comandi o pulsanti da poter utilizzare per effettuare delle segnalazioni.

La modalità ad impulsi prevede un bit-rate massimo di 1 Byte/s.

Essendo un sistema basato sulla distanza temporale tra due impulsi, in cui il primo funziona da riferimento temporale, è necessario che la posizione del

sistema di riferimento (per esempio il Sub ricevitore) resti invariata durante l'arco temporale di comunicazione.

Infatti, il sistema ideato è stato pensato per intervalli temporali di comunicazione massimi di 1 s, in modo da garantire la staticità della posizione di riferimento.

3.1.6 Progetto KICAD

Per lo sviluppo del PCB è stato utilizzato KICAD, una suite open source di software Electronic Design Automation sviluppata per il disegno di schemi elettrici e circuiti stampati.

Per tener conto della miniaturizzazione del progetto sono stati utilizzati due strati conduttivi. Il PCB ha una lunghezza di 11.6 cm e una larghezza di circa 6 cm.

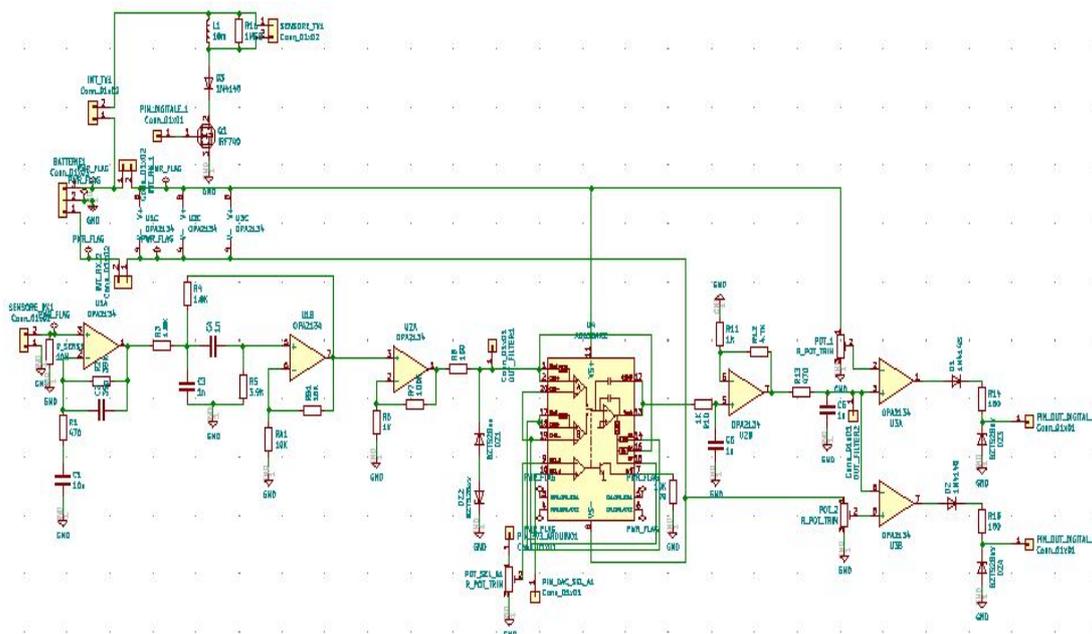


Figura 3.23. Schematico KICAD

La figure 3.23 e 3.25 mostrano rispettivamente lo schematico e il PCB.

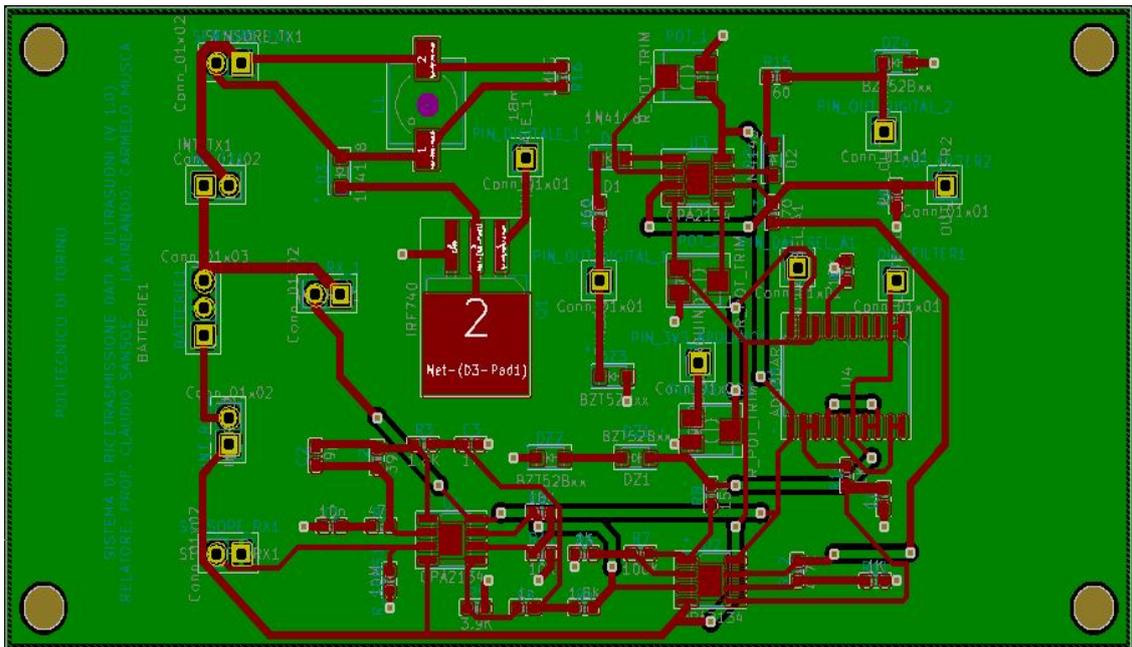


Figura 3.24. PCB kicad

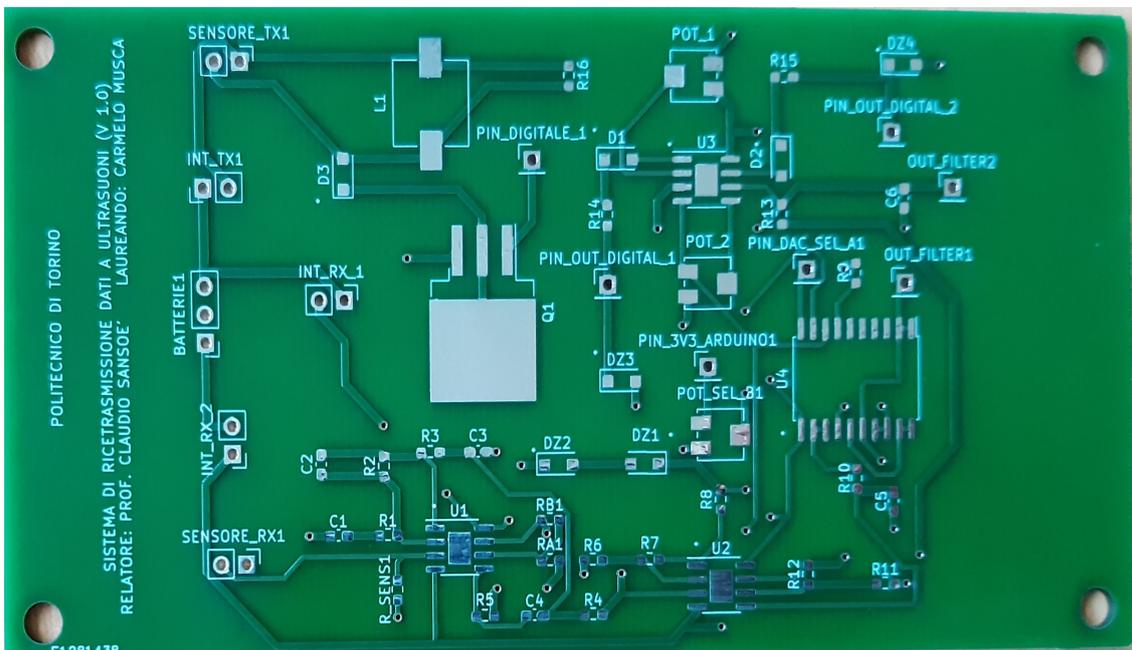


Figura 3.25. PCB

Parte III
Terza Parte

Capitolo 4

Test sperimentali

4.1 Trasmettitore e ricevitore

Durante la fase sperimentale sono stati assemblati il sistema di trasmissione e il sistema di ricezione.

Sono state utilizzate due schede PCB, poste a distanza. Una utilizzata in trasmissione e l'altra in ricezione.



Figura 4.1. PCB con componenti

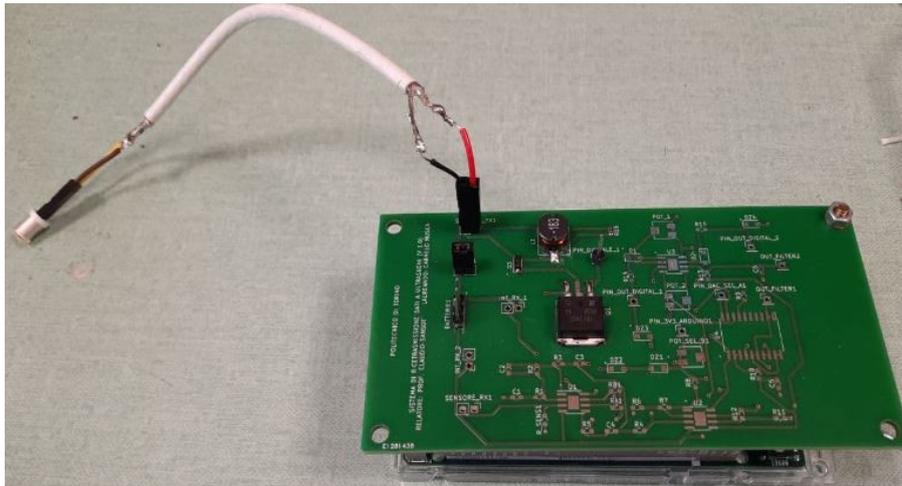


Figura 4.2. Trasmettitore

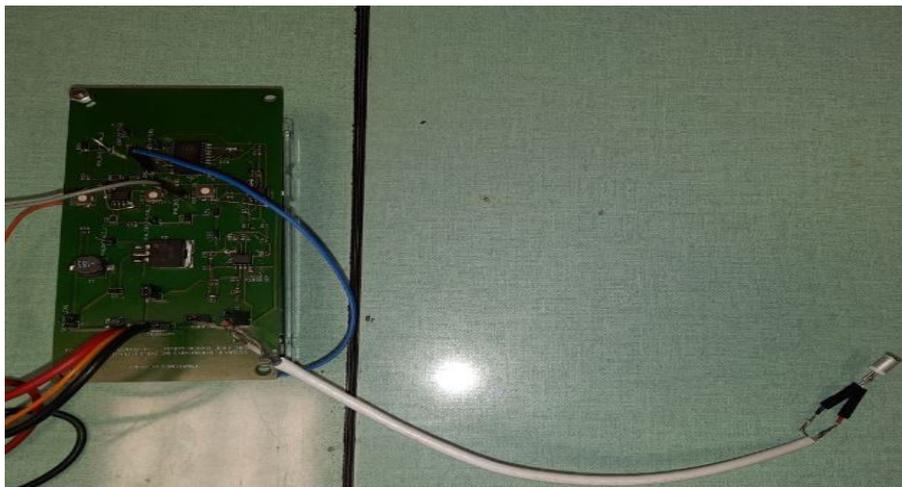


Figura 4.3. Ricevitore

4.2 Test del sistema di ricetrasmisione

La figura 4.4 mostra i due sistemi, posti a distanza, utilizzati durante la fase sperimentale.

Nel corso di questa fase, sul PCB sono stati aggiunti dei condensatori di disaccoppiamento e sono stati utilizzati dei cavi coassiali per poter schermare i segnali provenienti dai sensori ultrasuoni e il segnale di riferimento in ingresso al demodulatore.

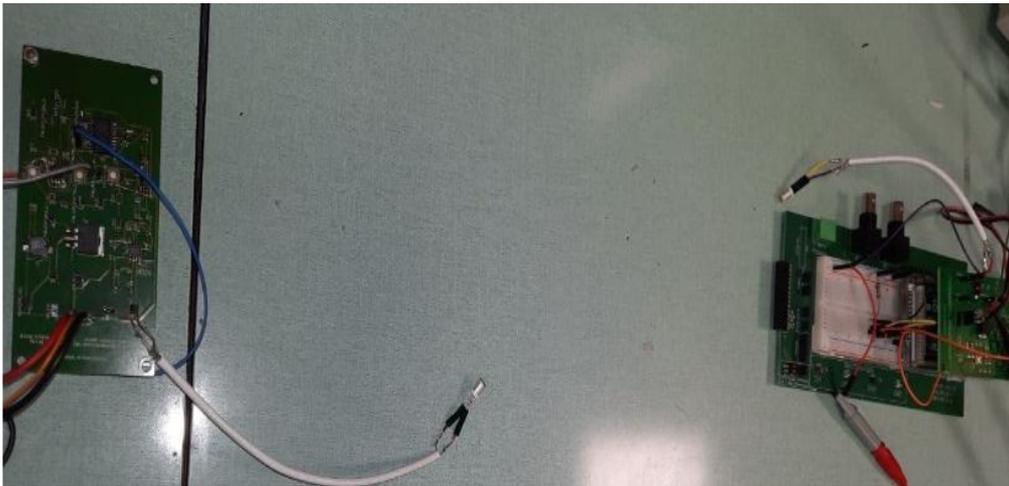


Figura 4.4. Sistema di Ricetrasmissione (1)

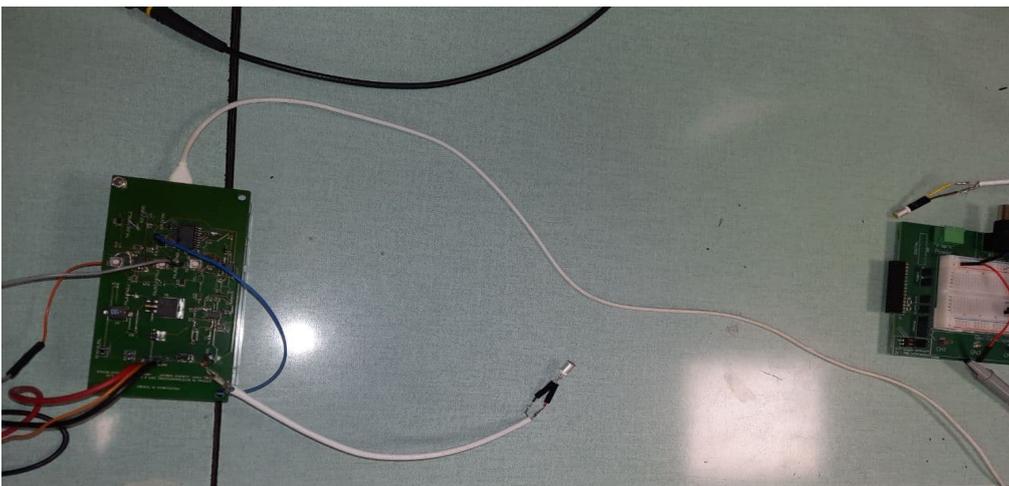


Figura 4.5. Sistema di Ricetrasmissione (2)

Per poter testare il ricevitore è stato utilizzato il trasmettitore in modalità ad impulsi.

Nella prima parte del test è stato analizzato il sistema di filtraggio. La figura 4.6 mostra l'andamento del segnale, filtrato e amplificato, rilevato dal sensore in ricezione.

Nella figura, oltre agli impulsi correttamente rilevati, si può notare il rumore di fondo innescato dal segnale di riferimento ad 83 kHz.

Nella seconda parte del test è stato testato il demodulatore.

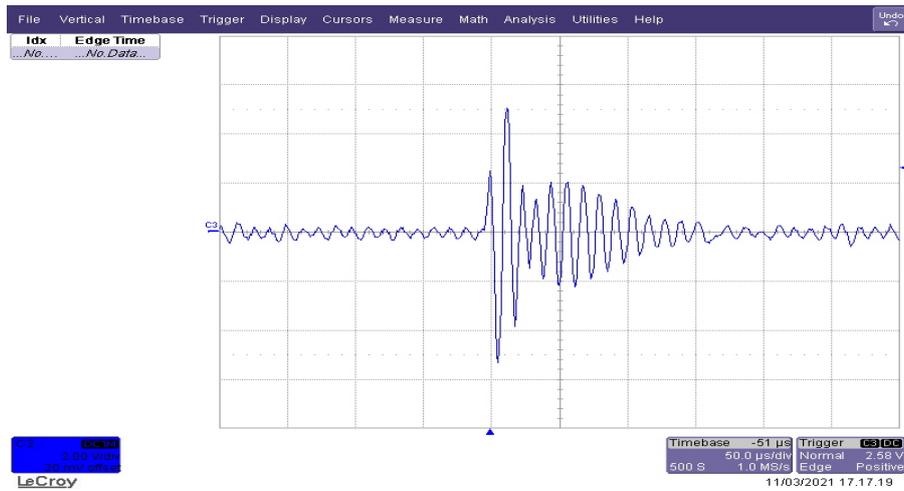


Figura 4.6. Segnale in uscita dal Sistema di Filtraggio

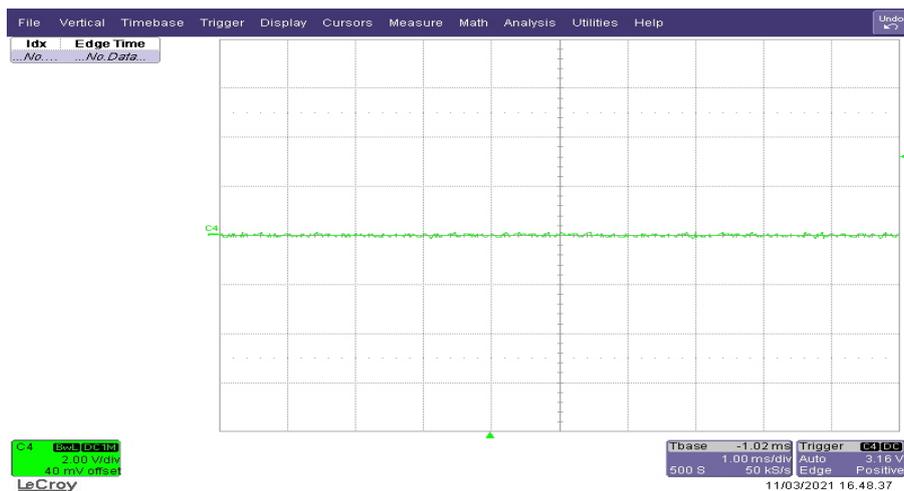


Figura 4.7. Segnale in uscita dal Sistema di Demodulazione con $f(\text{ref})=70 \text{ kHz}$

La figura 4.7 mostra il segnale in uscita al demodulatore, quando la frequenza del segnale di riferimento è diversa dalla frequenza del segnale modulante.

La figura 4.8 mostra il segnale in uscita dal sistema di filtraggio (C3), visto in precedenza, e il segnale in uscita dal sistema di demodulazione (C4). Il rumore non consente di ottenere la corretta separazione dal segnale modulante. Il segnale demodulato deve essere sempre nullo al di fuori dell'intervallo temporale in cui viene rilevato l'impulso dal trasduttore in ricezione. Questo non avviene perchè lo spettro in frequenza del rumore di fondo è

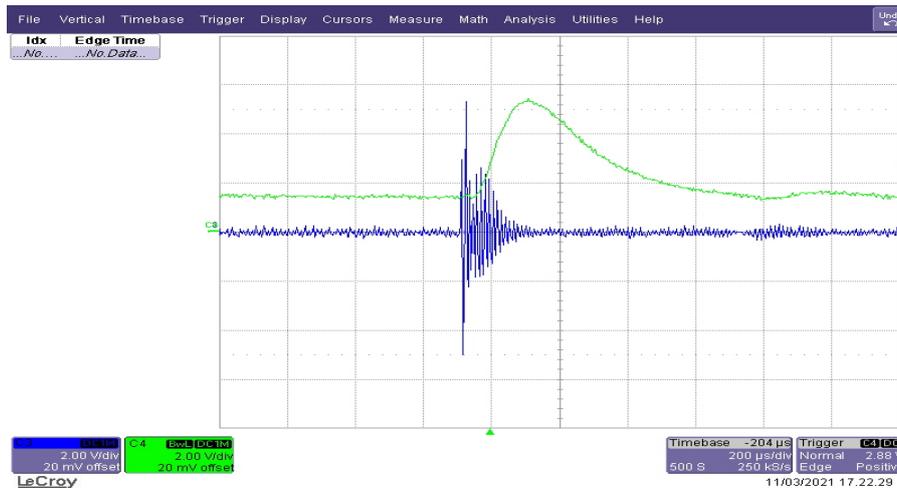


Figura 4.8. Segnale in uscita dal Sistema di Demodulazione

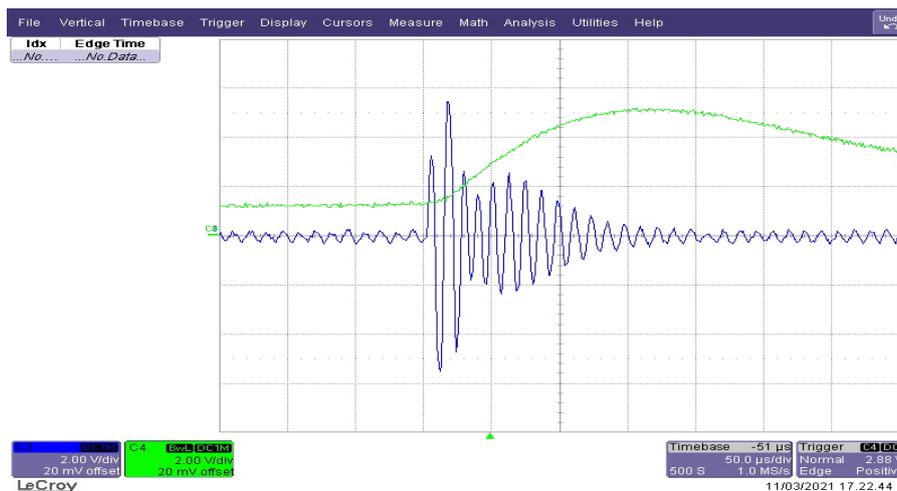


Figura 4.9. Zoom del Segnale in uscita dal Sistema di Demodulazione

uguale allo spettro del segnale di riferimento.

Il funzionamento corretto del demodulatore prevede che le componenti frequenziali del rumore e del segnale modulante siano diverse.

Inoltre, si può notare come il sistema di demodulazione, grazie ad un elevato Slew-rate, riesca a seguire istantaneamente l'oscillazione smorzata.

4.2.1 PLL analogico e digitale

PLL

In fase di sperimentazione sono state provate altre due soluzioni, per la demodulazione del segnale: la prima si basa sull'utilizzo del PLL analogico, mentre la seconda sull'utilizzo del PLL digitale.

Il PLL è un circuito costituito da tre seguenti blocchi che realizzano un sistema in retroazione negativa, come illustrato in figura 4.10.



Figura 4.10. Schema a blocchi PLL

I tre blocchi sono i seguenti:

1. Comparatore di fase: confronta la fase del segnale d'ingresso con quella del segnale di uscita prodotto dal VCO. Il segnale errore "V_e" in uscita dal comparatore di fase ha valore medio "V_{em}" proporzionale alla differenza fra le due fasi.
2. filtro passo-basso: estrae il valore medio del segnale "V_e", eliminando le armoniche.
3. VCO: (Voltage controlled Oscillator): è un oscillatore che genera in uscita un segnale con frequenza f_o, proporzionale al valore della tensione in ingresso "V_{em}".

Durante il suo funzionamento a seconda del valore di "f_i", il PLL può trovarsi in uno dei tre stati seguenti, individuabili dalla caratteristica di trasferimento, come mostrato in figura 4.11.

- a. Stato di aggancio (lock o tracking): se la frequenza f_i in ingresso ha un valore compreso in un certo intervallo, detto campo d'aggancio la retroazione fa sì che la frequenza del segnale d'uscita, generato dal VCO, sia identica a quella in ingresso: f_o=f_i.

Tra i segnali V_i e V_o si ha ora una differenza di fase costante Δρ che il comparatore e il filtro passa basso convertono nella tensione che pilota

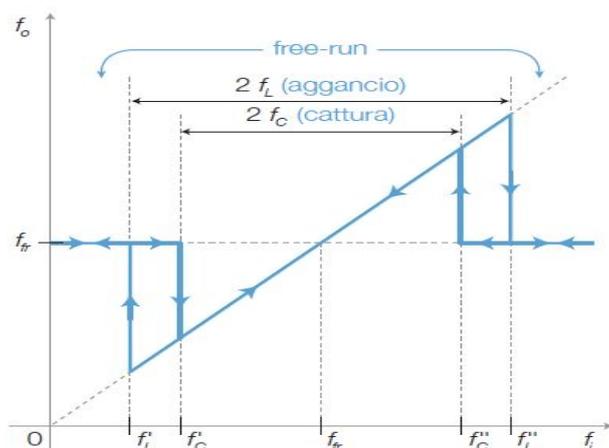


Figura 4.11. Funzione di trasferimento PLL

l'ingresso del VCO per mantenere f_o uguale a f_i . Se f_i varia, il comparatore rivela lo sfasamento tra v_i e v_o e genera un segnale errore che, una volta filtrato, porta il VCO a uguagliare nuovamente la frequenza d'ingresso. Se f_i esce dal campo d'aggancio, si perde l'aggancio tra f_i e f_o e la frequenza d'uscita si porta al valore di free run del VCO.

- b. Stato di non aggancio (free run): se la frequenza del segnale d'ingresso è all'esterno del campo di aggancio ($2f_L$), il segnale d'uscita è indipendente da V_i e possiede una frequenza pari a quella di free run del VCO; il PLL rimane in questo stato finché f_i non rientra nel campo di cattura.
- c. Stato di cattura (capture): è la situazione transitoria che si verifica dopo che f_i dallo stato di free run è rientrata nel campo di cattura; grazie alla retroazione il VCO modifica la frequenza di uscita f_o fino a uguagliare quella d'ingresso f_i , raggiungendo così lo stato di aggancio.

Esistono diverse soluzioni circuitali per realizzare i PLL, classificate in base al tipo di segnali da elaborare e alla modalità con cui vengono realizzati i blocchi:

- analog (o linear) PLL (LPLL): il comparatore di fase è un moltiplicatore analogico (mixer), il filtro passa basso è passivo o attivo, il VCO genera un segnale sinusoidale.
- digital PLL (DPLL): è un PLL analogico con un comparatore di fase digitale (XOR o flip-flop JK), il VCO genera onde rettangolari e l'anello può comprendere un divisore di frequenza.

- all digital PLL (ADPLL): il comparatore di fase, il filtro e il VCO sono digitali e si scambiano segnali costituiti da stringhe di bit.
- software PLL (SPLL): i blocchi funzionali sono implementati con moduli software.

LM567

Come PLL analogico è stato utilizzato l'integrato LM567. In questo caso si è scoperto che il tempo di aggancio varia tra 2 ms e 4 ms.

La soluzione non è compatibile con questo tipo di applicazione, in cui vengono impiegate delle oscillazioni smorzate, che devono essere rilevate istantaneamente.

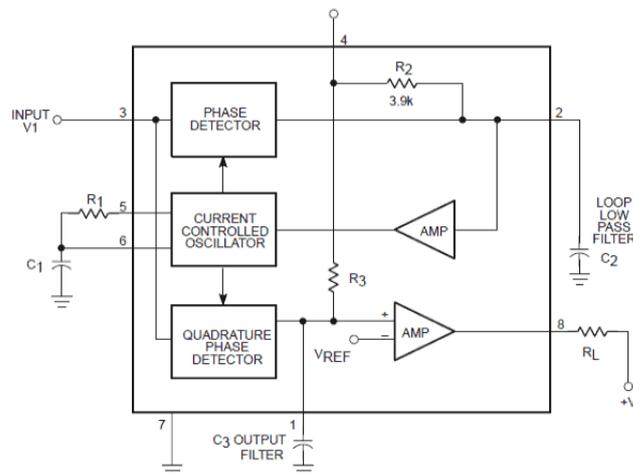


Figura 4.12. Diagramma a blocchi LM567

CD4046

Come PLL digitale è stato utilizzato l'integrato CD4046. In questo caso l'idea era quella di utilizzare il segnale, agganciato in fase in uscita dal VCO interno, per poi poterlo elaborare con una porta EXOR e un filtro LP, per estrarre l'informazione.

Sono stati mandati n-cicli di impulsi e anche in questo caso si è visto che il tempo di aggancio non è istantaneo.

In figura 4.16 vengono mostrati il segnale in uscita dal VCO (C4) e il treno di impulsi in ingresso (C1).

Dopo circa 9 cicli il VCO riesce correttamente ad agganciarsi.

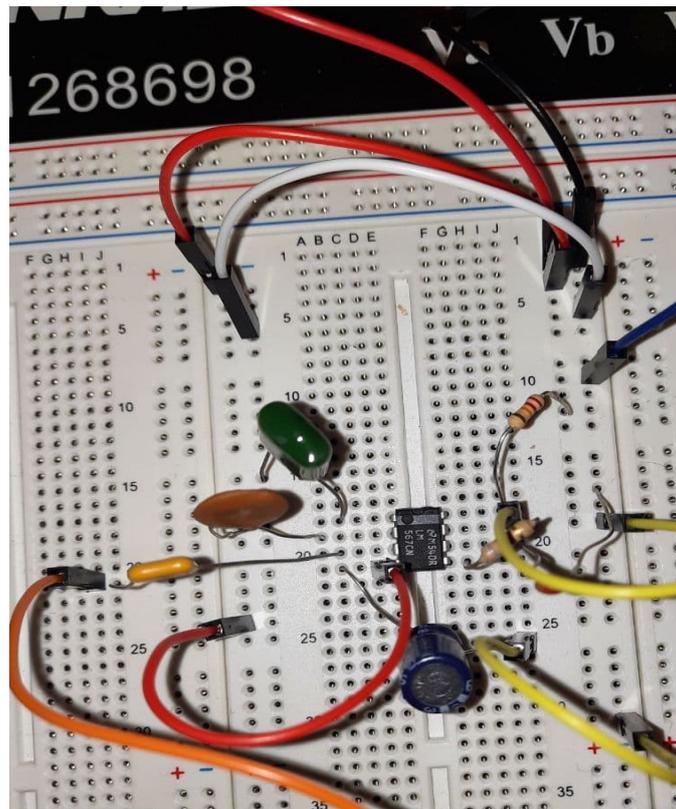


Figura 4.13. Circuito con PLL analogico

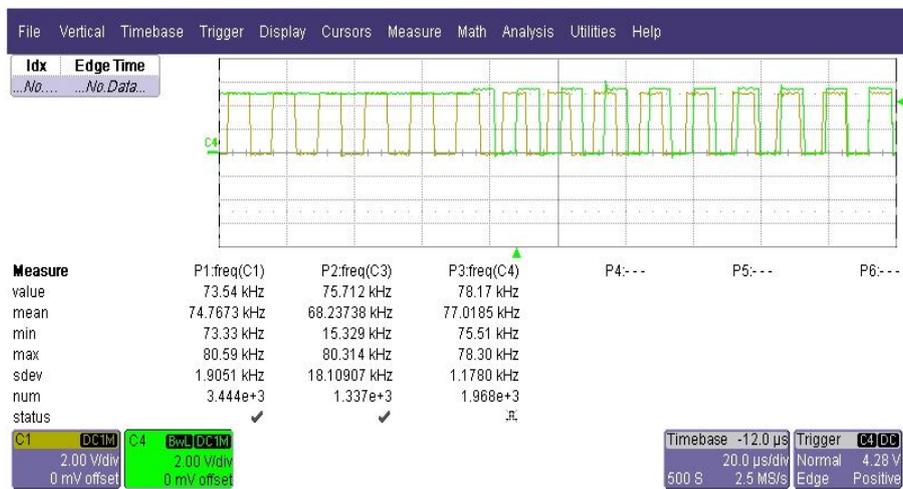


Figura 4.16. Segnale in uscita dal VCO

4.3 Conclusioni

Le componenti frequenziali del rumore di fondo si trovano nell'intorno dello spettro del segnale modulante che porta l'informazione.

Aumentando la distanza tra il sistema di trasmissione e di ricezione, il valore picco-picco dell'oscillazione smorzata diminuisce e diventa confrontabile con il valore picco-picco del rumore.

Si avrà una corretta discriminazione dell'impulso fin quando le ampiezze picco-picco dell'oscillazione e del rumore non saranno confrontabili, cioè per brevi distanze.

Il seguente lavoro di Tesi può considerarsi come punto di partenza, volto alla realizzazione e allo sviluppo di un sistema di ricetrasmissione dati a ultrasuoni efficiente e a basso costo.

Appendice A

Appendice

Sketch Arduino Due TX prima applicazione

```
long inizio=60000;
long fine=1200000;

void setup() {
  Serial.begin(9600);
  pinMode(22,OUTPUT);
  pinMode(24,OUTPUT);
}

long t=0;

void loop() {
  t= millis ();
  if(t<fine){
    if(t<inizio){
      Serial.println(t);
    }
    if(t>=inizio){
      digitalWrite(22,HIGH);
      delayMicroseconds(300);
      digitalWrite(24,HIGH);
      digitalWrite(22,LOW);
      delay(100);
    }
  } else{
```

```
Serial.println("fine");
}
}
```

Sketch Arduino Due RX prima applicazione

```
#include <SPI.h>
#include <SD.h>
#include <DueTimer.h>

File file;

int myLed = 51;
bool ledOn = false;
volatile int stato=LOW;
int c= 1500;
long t0=0;
float a=0.001;

void myHandler(){
    ledOn = !ledOn;
    digitalWrite(myLed, ledOn);
}

void setup() {
    Serial.begin(9600);
    pinMode(myLed, OUTPUT);
    pinMode(30,INPUT);
    Timer3.attachInterrupt(myHandler);
    Timer3.start(6);

    if(!SD.begin(4)){ //pin del CS
        Serial.println("errore");
        return;
    }
}
```

```
Serial.println("la scheda SD è stata trovata");

if (SD.exists("file_dati.txt")){
  SD.remove("file_dati.txt");
}else{
  Serial.println("file_dati non esiste nella scheda SD");
}

attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(3), START, RISING );
}

void loop()
{
  if(stato==HIGH)
  {
    Serial.println("stato alto");
    if(digitalRead(30)==HIGH)
    {
      Serial.println("il segnale è arrivato");
      long t1=millis();
      long ritardo=(t1-t0);
      long distanza= c*ritardo*a;
      file= SD.open("file_dati.txt", FILE_WRITE);
      file.write(distanza);
      file.write("-");
      file.close();
      t0=t0+100;
    }
  }

  if(stato==LOW){
    Serial.println("stato basso");
  }
}

void START()
```

```
{
  stato=HIGH;
  long t0=millis();//inizializzo t0
  Serial.println("sincronizzato");
  detachInterrupt(digitalPinToInterrupt(3));
}
```

Sketch Arduino Due TX seconda applicazione

```
void setup() {
  Serial.begin(9600);
  pinMode(22,OUTPUT);
  pinMode(24,INPUT);//ingresso TASTO A
  pinMode(25,INPUT);//ingresso TASTO B
}
```

```
void loop() {
  if(digitalRead(24)==HIGH){
    digitalWrite(22,HIGH);
    delayMicroseconds(300);
    digitalWrite(22,LOW);
    delay(300);
    digitalWrite(22,HIGH);
    delayMicroseconds(300);
    digitalWrite(22,LOW);
  }
  if(digitalRead(25)==HIGH){
    digitalWrite(22,HIGH);
    delayMicroseconds(300);
    digitalWrite(22,LOW);
    delay(500);
    digitalWrite(22,HIGH);
    delayMicroseconds(300);
    digitalWrite(22,LOW);
  }
}
```

Sketch Arduino Due RX seconda applicazione

```
#include <SPI.h>
#include <SD.h>
#include <DueTimer.h>

File file;

int myLed = 51;
bool ledOn = false;
volatile int stato=LOW;
long t0=0;
long t2=0;

void myHandler(){
  ledOn = !ledOn;
  digitalWrite(myLed, ledOn);
}

void setup() {
  Serial.begin(9600);
  pinMode(myLed, OUTPUT);
  pinMode(30,INPUT);
  Timer3.attachInterrupt(myHandler);
  Timer3.start(6);

  if(!SD.begin(4)){
    Serial.println("errore");
    return;
  }
  Serial.println("la schedaa SD   stata trovata");

  if (SD.exists("file_dati.txt")){
```

```
    SD.remove("file_dati.txt");
} else {
    Serial.println("file_dati non esiste nella scheda SD");
}

attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(3), START, RISING );
}

void loop()
{
    if(digitalRead(30)==HIGH && stato==HIGH)
    {
        long t2=millis();
        long ritardo=(t2-t0);
        if (350<ritardo <450)
        {
            Serial.println("TASTO_A");
            file= SD.open("file_dati.txt", FILE_WRITE);
            file.write("TASTO_A");
            file.write("-");
            file.close();
        }
        stato=LOW;
        attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(3), START, RISING );
    }
    else {
        Serial.println("sto aspettando");
    }
}

void START()
{
    stato=HIGH;
    long t0=millis();
    Serial.println("il primo impulso è arrivato");
    detachInterrupt(digitalPinToInterrupt(3));
}
```

}

Bibliografia

- [1] @book, page 1466,author = "Xavier Lurton", title = "An Introduction to urderwater Acoustics", publisher = "Praxis Publishing", address = "Chichester, UK", year = "2010" ;
- [2] @book, author = "Jean-Paul Marage", title = "Sonar and urderwater Acoustics", publisher = "Wiley-ISTE", year = "2013" ;
- [3] @book, author = "Habib F.Rashvand", title = "Wireless Sensor Systems for Extreme Environments: Space, Underwater, Underground and Industrial", publisher = "John Wiley,Sons, Inc.", year = "2017"
- [4] @articleIEEE, author = "A. L. Butler and J. L. Butler and W. L. Dalton and J. A. Rice", title = "MULTIMODE DIRECTIONAL TELESONAR TRANSDUCER",
- [5] @article, author = "Sina Sadeghpour and Paulius Pobedinskas and, Ken Haenen and Robert Puers", title = "A Piezoelectric Micromachined Ultrasound Transducers (pMUT) Array, for Wide Bandwidth Underwater Communication Applications", month = August, year = "2017",
- [6] @article, author = "Boris Aronov, David A. Brown, Corey L. Bachand, and Xiang Yan", title = "Analysis of unidirectional broadband piezoelectric spherical shell transducers for underwater acoustics", year = "2012",

[7]

@article,IEEE author = "Moo-Kwang Byeon, Bo-Won Kim, Jun-Ho Jeon, and Sung-Joon Park", title = "Design and Implementation of High-Speed Communication Modem Using Ultrasonic Sensors for Underwater Sensor Networks", year = "2008",

[8]

@article, author = "M. Martinsa, V. Correiaa, Cabrala, S. Lanceros-Mendezb and J.G. Rochaa", title = "Optimization of piezoelectric ultrasound emitter transducers for underwater communications", year = "2012",

[9]

@article,IEEE author = "Timothy Ritter, Xuecang Geng, K. Kirk Shung, Fellow, Patrick D. Lopath, Seung-Eek Park, and Thomas R. Shrout", title = "Single Crystal PZN/PT-Polymer Composites for Ultrasound Transducer Applications", year = "2000",