UNIVERSITÀ DEGLI STUDI ROMA TRE

Facoltà di Ingegneria
Scuola Dottorale EDEMOM - XXIII ciclo
Sezione di Elettronica: dalle nanostrutture ai sistemi

Elettronica integrata di front-end e strumentazione di caratterizzazione per sonde ecografiche in tecnologia cMUT ad alta frequenza

Ing. Antonio Corbo

Docenti guida:
Ing. Giosuè Caliano e Prof. Massimo Pappalardo

Coordinatore:
Prof. Giuseppe Schirripa Spagnolo

Triennio Accademico 2007/2008 - 2009/2010

A Mei

Indice

Indice **i**

Introduzione **v**

1 Trasduttori ultrasonici capacitivi microfabbricati **1**

1.1 Struttura del cMUT 3
1.2 Principio di funzionamento 4
1.3 Modellazione a parametri concentrati 7
1.4 Tecnologia di fabbricazione 16
1.5 Conclusioni 17

2 Il sistema ecografico **19**

2.1 L'architettura del sistema ecografico 20
2.2 Lo stadio di ingresso e di uscita della macchina ecografica . 24
2.3 La sonda ecografica 25
2.4 Il cavo ecografico 26
2.5 Conclusioni 30

3 Elettronica di front-end **31**

3.1 Amplificatore di tensione e amplificatore di transimpedenza 32
3.2 Specifiche dell'elettronica 38
3.3 Prima configurazione sviluppata 40

3.3.1 Simulazioni e caratterizzazione sperimentale 43
3.3.2 Realizzazione della scheda 46
3.4 La rete duplexer attiva 48
3.5 Seconda configurazione sviluppata 52
3.5.1 Simulazioni e caratterizzazione sperimentale 55
3.5.2 Realizzazione della scheda 58
3.6 Terza configurazione sviluppata 59
3.6.1 Simulazioni e caratterizzazione sperimentale 60
3.6.2 Realizzazione della scheda 64
3.7 Elettronica a componenti integrati 66
3.8 Elettronica ad amplificatore di transimpedenza 70
3.9 Conclusioni 73

4 Alimentazione della sonda 75
4.1 Specifiche dell'elettronica di alimentazione della sonda . . . 75
4.2 Regolatori di tensione switching 77
4.2.1 Principali tipologie di regolatori switching 80
4.3 Sezione ad alta tensione 82
4.3.1 Schema elettrico e simulazioni 84
4.3.2 Sviluppo del layout e caratterizzazione sperimentale 86
4.4 Sezione a bassa tensione 89
4.4.1 Schema elettrico e simulazioni 91
4.4.2 Sviluppo del layout e caratterizzazione sperimentale 92
4.5 Assemblaggio nella sonda dei circuiti di alimentazione . . . 95
4.6 Conclusioni 95

5 Il pulsatore/ricevitore 97
5.1 Misura di pulse-echo 98
5.2 Specifiche tecniche dello strumento 99
5.3 Principio di funzionamento 100
5.4 Stadio di alimentazione 103

5.5 Stadio di controllo 107
5.6 Interfaccia seriale 111
5.7 Stadio pulsatore/ricevitore 112
5.8 Caratterizzazione sperimentale 114
5.9 Progettazione della scheda 117
5.10 Assemblaggio dello strumento 119
5.11 Conclusioni 121

Conclusioni **123**

Bibliografia **125**

Appendice A. Datasheet MAX4200 **131**

Appendice B. Datasheet MAX4805 **137**

Appendice C. Firmware PIC16F877A **149**

Appendice D. Firmware SX52BD **161**

Introduzione

La diagnostica medica nel campo degli ultrasuoni ha fatto sempre uso di sonde con trasduttori piezoelettrici. Nel corso degli ultimi anni il crescente sviluppo della tecnologia MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems)* ha consentito di utilizzare questa tecnologia per la realizzazione di trasduttori capacitivi su silicio, dando vita ai trasduttori ultrasonici capacitivi microfabbricati (cMUT). Molti gruppi di ricerca nel campo degli ultrasuoni ritengono che i cMUT (*Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers)*, per le loro enormi potenzialità, possano prendere a breve il posto dei trasduttori piezoelettrici utilizzati attualmente nei sistemi di indagine ecografica.

La tecnica del micromachining, utilizzata per la fabbricazione dei cMUT, consente una maggiore flessibilità nella progettazione del trasduttore e una maggiore precisione nella realizzazione del dispositivo rispetto al processo di fabbricazione dei trasduttori piezoelettrici, che fa uso di lavorazioni meccaniche intrinsecamente dotate di minore risoluzione e sicuramente più costose. La possibilità di automatizzare il processo di fabbricazione dei cMUT darebbe la possibilità di abbattere notevolmente i costi di produzione a confronto con quello dei trasduttori piezoelettrici costituito da un processo di tipo quasi artigianale. La tecnologia dei dispositivi MEMS, utilizzata per la realizzazione di trasduttori ultrasonici, consente in prospettiva di integrare il trasduttore con l'elettronica producendo enormi benefici in termini di complessità e costi, riducendo le componenti parassite e il numero

delle interconnessioni nonchè di ridurre il rumore aumentando la banda di frequenza del trasduttore, riducendo infine drasticamente le dimensioni, potenzialità molto apprezzabile soprattutto nelle applicazioni che necessitano di una sonda piccola e compatta come, ad esempio, nelle indagini intravascolari.

Obiettivi principali di questa Tesi sono quelli di sviluppare un'elettronica di preamplificazione del cMUT da poter essere inserita all'interno della sonda ecografica, di realizzare un circuito di alimentazione della sonda contenuto nel connettore *ZIF* collegato al cavo ecografico e di realizzare uno strumento di tipo pulsatore/ricevitore che possa essere impiegato per effettuare le tipiche misure di pulse-echo necessarie per la caratterizzazione sperimentale dei trasduttori cMUT in acqua.

Nel primo capitolo verranno introdotti i trasduttori cMUT e ne verrà descritto il principio di funzionamento, facendo riferimento ai suoi modelli equivalenti e al processo tecnologico di fabbricazione. Nel secondo capitolo verrà descritto il sistema ecografico e verranno analizzati i principali componenti che lo costituiscono. Nel terzo capito verranno descritte varie configurazione di elettronica di front-end per cMUT progettate e realizzate. Verranno poi valutate le prestazioni dei prototipi sviluppati attraverso una accurata caratterizzazione sperimentale. Nel quarto capitolo saranno analizzate le configurazioni circuitali progettate per l'alimentazione della sonda cMUT con le relative misure di caratterizzazione. Nel quinto capitolo verranno, infine, descritte le fasi di progetto, realizzazione e caratterizzazione di un pulsatore/ricevitore, di caratteristiche tecniche non reperibili sul mercato, utilizzato per effettuare misure di pulse-echo per trasduttori di tipo cMUT ad alta frequenza.

Congressi e articoli su rivista del candidato

[C1] A. Iula, A. Corbo, M. Pappalardo, ‘‘Travelling Wave Ultrasonic Motor for Aerospace Applications”, in *11th European Space Mechanisms and Tribology Symposium*, pp. 329-335, 21-23 September 2005, Lucerne, Switzerland.

[C2] A. Iula, A. Corbo, N. Lamberti, M. Pappalardo, ‘‘Influence of the Number of Driving Transducers on the Performance of a High Power Travelling Wave Ultrasonic Motor”, in *IEEE International Ultrasonics Symposium*, pp. 160-163, 3-6 October 2006, Vancouver, Canada.

[C3] A. Caronti, A. Coppa, A. Savoia, C. Longo, P. Gatta, B. Mauti, A. Corbo, B. Calabrese, G. Bollino, A. Paz, G. Caliano, M. Pappalardo, ‘‘Curvilinear Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer (CMUT) Array Fabricated Using a Reverse Process”, in *IEEE International Ultrasonics Symposium*, pp. 2092-2095, 2-5 November 2008, Beijing, China.

[C4] A. Iula, G. Bollino, A. Corbo, M. Pappalardo, ‘‘FE Analysis and Experimental Characterization of a High Torque Travelling Wave Ultrasonic Motor”, in *IEEE International Ultrasonics Symposium*, pp. 635-638, 2-5 November 2008, Beijing, China.

[C5] Partecipazione a congresso: *IEEE International Ultrasonics Symposium*, Roma, Italia, 20-23 September 2009.

[C6] Partecipazione a congresso: *9th Workshop on Micromachined Ultrasound Transducers*, Panevezys, Lithuania, 20-21 May 2010.

[A1] A. Iula, A. Corbo, M. Pappalardo, ‘‘FE Analysis and Experimental Evaluation of the Performance of a Travelling Wave Rotary Motor Driven by High Power Ultrasonic Transducers”, in *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 160, pp. 94-100, May 2010.

Capitolo 1

Trasduttori ultrasonici capacitivi microfabbricati

I trasduttori capacitivi sono dispositivi in grado di convertire grandezze meccaniche in grandezze elettriche e viceversa. Possono quindi lavorare sia come attuatori, in cui si opera una trasformazione di grandezze elettriche quali tensioni e correnti in grandezze meccaniche quali forze e spostamenti, sia come sensori in cui si opera una trasformazione di grandezze meccaniche in grandezze elettriche. Una sottoclasse dei trasduttori capacitivi è formata dai trasduttori acustici capacitivi [1]. A seconda che le frequenze di lavoro del trasduttore cadano all'interno o all'esterno dell'intervallo di frequenze dell'udibile vengono definiti microfoni o trasduttori capacitivi ultrasonici. I trasduttori acustici capacitivi operano a contatto con un fluido e sono in grado di generare onde elastiche che si propagano nel mezzo con andamento proporzionale ai segnali elettrici applicati ai propri capi e di produrre segnali elettrici in risposta ad onde elastiche incidenti sulla propria superficie.

I cMUT (*Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers*) sono trasduttori acustici capacitivi microfabbricati su silicio. Il cMUT fu presenta-

to per la prima volta in una pubblicazione scientifica da Haller e Khuri-Yakub nel 1994 nella quale si descrisse un trasduttore acustico capacitivo su silicio, operante in aria, realizzato attraverso la tecnica del *micromachining*, utilizzata fino ad allora per la realizzazione di altri sistemi di tipo *MEMS* (*Micro Electro-Mechanical Systems*) [7]. L'utilizzo di questa tecnica consentì la realizzazione di un trasduttore composto da una matrice di celle elettrostatiche connesse elettricamente in parallelo avente prestazioni molto buone in termini di trasduzione elettromeccanica. Inoltre, le dimensioni delle celle, che determinano la frequenza di lavoro, grazie alla tecnica del micromachining potevano facilmente essere ridotte nel range delle decine di μm, dimensioni che consentivano al trasduttore di lavorare a frequenze dell'ordine dei MHz.

Negli anni successivi furono presentati trasduttori cMUT operanti anche in acqua e ne furono pubblicati i processi tecnologici di fabbricazione e i modelli analitici e circuitali, atti a descriverne il principio di funzionamento, corredati da misure effettuate per la loro caratterizzazione sperimentale [2, 3, 6]. I buoni risultati ottenuti nello studio dei cMUT ne hanno incoraggiato la ricerca consentendo la realizzazione di *array* di trasduttori che potessero trovare applicazioni nel campo dell'ecografia [4, 5, 8]. Sono state infatti realizzate, nel corso degli anni, sonde ecografiche prototipali con trasduttori cMUT che hanno consentito di produrre immagini ecografiche confrontabili con quelle realizzate per mezzo di sonde piezoelettriche commerciali. Il laboratorio Aculab dell'Università Roma Tre è stato il secondo al mondo in grado di produrre immagini ecografiche con l'utilizzo di sonde in tecnologia cMUT. Come vedremo in maniera dettagliata nel corso di questa Tesi, le sonde realizzate in tecnologia cMUT possiedono caratteristiche tali da poter considerare che, nel prossimo futuro, possano diventare ottime concorrenti di quelle piezoelettriche che, ad oggi, detengono il monopolio del mercato mondiale delle sonde ecografiche.

1.1 Struttura del cMUT

Il cMUT è un trasduttore ultrasonico capacitivo microfabbricato su silicio composto da un elevato numero di celle elettrostatiche connesse elettricamente in parallelo. Ogni cella ha dimensioni laterali dell'ordine delle decine di μm e spessore dell'ordine dei μm, dimensioni che gli consentono di poter vibrare a frequenze dei MHz come richiesto nelle applicazioni di tipo ecografico. La membrana che costituisce la cella ha forma tipicamente circolare o esagonale e, a seconda della frequenza del segnale elettrico di eccitazione, è messa in vibrazione con deformazioni pari a quelle dei modi naturali di vibrazione a simmetria assiale di una piastra circolare. Il

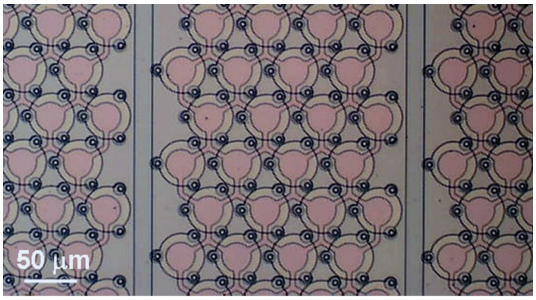


Figura 1.1: Particolare di un elemento dell'array cMUT.

cMUT è solitamente composto da un array di trasduttori indipendenti chiamati elementi che, nel caso ideale, risultano disaccoppiati tra loro. Il numero di elementi di un array cMUT generalmente varia tra 64 e 256. Ogni elemento è composto da circa un migliaio di celle capacitive connesse in parallelo. La lunghezza di un elemento dell'array è generalmente dell'ordine del centimetro mentre la larghezza e il *pitch*, cioè la distanza tra due elementi contigui, dell'ordine delle centinaia di μm. Il valore massimo del *pitch* è limitato dal criterio del campionamento spaziale di *Nyquist*, di conseguenza, per avere un buon campionamento spaziale del fascio acustico, generalmente si assume un *pitch* pari a $\lambda/2$, dove con λ si è indicata

la lunghezza d'onda alla frequenza di lavoro del trasduttore. Nella foto di figura 1.1 è mostrato il particolare di un elemento di un array cMUT con i suoi elementi contigui dal quale è possibile riconoscere la struttura delle celle capacitive che lo compongono.

1.2 Principio di funzionamento

La superficie vibrante di un cMUT è composta da un insieme di celle elettrostatiche che costituiscono la sezione acusticamente attiva del trasduttore. Ogni cella può essere vista come un condensatore a piatti piani e paralleli affacciati e separati tra loro da una cavità. Come si vede dalla

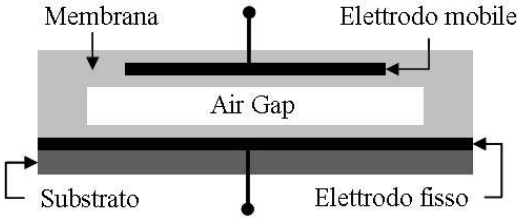


Figura 1.2: Rappresentazione schematica di una cella cMUT.

rappresentazione schematica della cella cMUT di figura 1.2, l'elettrodo inferiore è fisso, essendo totalmente vincolato ad un substrato rigido, mentre l'elettrodo superiore è parzialmente libero di muoversi, essendo depositato su una membrana elastica vincolata solo sul bordo. I due elettrodi sono entrambi contenuti all'interno di un materiale dielettrico che costituisce la struttura stessa del cMUT e che determina le proprietà meccaniche della membrana mobile che rappresenta la sezione acusticamente attiva del trasduttore. Il materiale dielettrico, del quale sono rivestiti gli elettrodi, ha anche il compito di isolare gli elettrodi stessi al fine di evitare indesiderati effetti di corto circuito qualora dovessero venire in contatto.

Quando una tensione continua, denominata tensione di polarizzazione,

viene applicata ai capi del trasduttore, le armature del condensatore si caricano e si generano cariche uguali ma di segno opposto sui due elettrodi. Queste cariche generano un campo elettrico nella zona di separazione tra gli elettrodi (*air gap*) e di conseguenza una forza di attrazione elettrostatica che produce una deflessione della membrana mobile nella direzione del substrato, essendo tale forza per sua natura sempre attrattiva indipendentemente dalla polarità della tensione applicata. A seguito della deflessione della membrana mobile si genera una forza elastica di richiamo che si oppone alla forza elettrostatica bilanciandola fino all'instaurarsi di una posizione di equilibrio. L'intensità della forza di attrazione elettrostatica aumenta all'aumentare della tensione applicata fino al raggiungimento di un determinato valore di tensione per cui la forza elastica di richiamo non è più in grado di controbilanciare la forza elettrostatica. In questa condizione la membrana mobile, a causa della sua deflessione, entra in contatto con il substrato e si verifica il fenomeno del *collasso*. La tensione di polarizzazione che determina il *collasso* della membrana sul substrato viene definita *tensione di collasso*. L'intensità della forza elettrostatica ha un andamento quadratico rispetto alla tensione di polarizzazione applicata al trasduttore. Affinchè la membrana mobile possa essere messa in vibrazione occorre sovrapporre una tensione alternata a quella continua di polarizzazione.

Come vedremo in maniera dettagliata nel paragrafo 1.3, nell'ipotesi di piccoli segnali della tensione alternata applicata e nell'intorno di un punto di lavoro determinato dalla tensione di polarizzazione, è possibile linearizzare l'andamento quadratico della caratteristica forza-tensione. Una volta che il cMUT è stato polarizzato, la tensione alternata applicata ai suoi capi modula la forza attrattiva tra elettrodo mobile ed elettrodo fisso provocando la vibrazione della membrana mobile e la conseguente generazione di un'onda acustica che si propaga nel mezzo a contatto con la superficie del trasduttore. Sotto queste condizioni il cMUT lavora come generatore

di onde acustiche. In ricezione, invece, un'onda acustica incidente sulla superficie del cMUT mette in vibrazione la membrana mobile. Tale vibrazione fa variare la geometria della cella modulandone la capacità, che dipende tra le altre cose dalla distanza tra gli elettrodi, con una conseguente variazione della tensione in uscita. Le cariche accumulate sugli elettrodi infatti, a seguito della variazione di capacità, producono una variazione di tensione ai capi del trasduttore oppure una ridistribuzione delle cariche stesse sulle armature. E' necessario quindi fornire al cMUT una

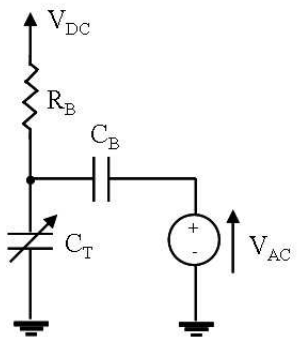


Figura 1.3: Circuito di polarizzazione del cMUT.

tensione continua di polarizzazione sia in trasmissione che in ricezione. In trasmissione serve a linearizzare il funzionamento del cMUT. Infatti, avendo la forza elettrostatica un andamento quadratico rispetto alla tensione di polarizzazione, in assenza di una tensione continua applicata si produrrebbe una vibrazione del trasduttore a frequenza doppia rispetto a quella del segnale elettrico alternato di eccitazione. In ricezione, invece, la polarizzazione rende possibile il rilevamento di un segnale di tensione variabile in uscita cosa impossibile se gli elettrodi del cMUT fossero privi di cariche elettriche.

In figura 1.3 è mostrato lo schema elettrico del circuito di polarizzazione del cMUT, dove con V_{DC} è stata indicata la tensione di polarizzazione e con V_{AC} la tensione alternata applicata al trasduttore che è stato

rappresentato con un condensatore C_T di capacità variabile. La tensione V_{DC} è applicata al trasduttore attraverso una resistenza R_B di valore elevato mentre la tensione alternata V_{AC} attraverso un condensatore C_B di blocco della continua. Compito di C_B è quello di far cadere la tensione continua solo sul trasduttore al fine di proteggere l'elettronica di preamplificazione dalla elevata tensione continua di polarizzazione.

1.3 Modellazione a parametri concentrati

La descrizione del comportamento vibrazionale del cMUT è complessa poichè coinvolge fenomeni meccanici, acustici ed elettrici. Una descrizione qualitativa di prima approssimazione del funzionamento del cMUT può essere effettuata utilizzando una modellazione a parametri concentrati nella quale i parametri elettrici siano accoppiati a quelli meccanici attraverso un fattore di trasformazione elettromeccanico. La descrizione del sistema in regime transitorio e in regime armonico può essere effettuata per via analitica utilizzando la teoria delle reti elettriche. Il modello a parametri concentrati ha validità solo per frequenze vicine alla frequenza di risonanza e per piccoli segnali. Infatti l'ipotesi fondamentale di questo modello è quella di un comportamento lineare e non quadratico del cMUT come è in effetti ed è sufficientemente valida, come è noto, solo nell'intorno di un determinato punto di lavoro [51]. Per una descrizione quantitativa del comportamento del cMUT occorre utilizzare rappresentazioni a parametri distribuiti che consentono di tener conto del comportamento non lineare del trasduttore e dei suoi modi di vibrazione di ordine superiore. Nella rappresentazione a parametri distribuiti non è possibile applicare la teoria delle reti elettriche ed è necessario risolvere le equazione differenziali del modello per via numerica. In figura 1.4 è rappresentato lo schema a parametri concentrati di una cella capacitiva di un cMUT. Una singola cella del trasduttore può essere assimilata ad un condensatore a piatti

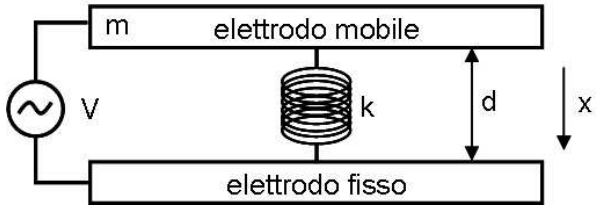


Figura 1.4: Modello a parametri concentrati del cMUT.

piani e paralleli. L'elettrodo inferiore è fisso, essendo totalmente vincolato ad un substrato, mentre l'elettrodo superiore è parzialmente libero di muoversi, essendo depositato su una membrana elastica vincolata solo sul bordo. Per descrivere le proprietà meccaniche del cMUT si assume che l'elettrodo superiore abbia massa m e sia collegato a quello inferiore attraverso una molla avente costante elastica k. Con d viene indicata la distanza tra i due elettrodi che sono collegati ad un generatore di tensione V. La forza F, che agisce sull'elettrodo superiore di massa m, è data dalla somma di una forza elettrostatica F_{el}, sempre attrattiva e diretta verso il basso, e da una forza di richiamo elastica F_r.

$$F = F_r + F_{el} \tag{1.1}$$

Il campo elettrostatico, generato a seguito della differenza di potenziale tra le armature del condensatore, ha energia potenziale pari a:

$$U = \frac{1}{2}CV^2 \tag{1.2}$$

La capacità C del condensatore varia in funzione della distanza $d - x$ tra le armature di superficie A.

$$C = \epsilon_0 \frac{A}{d - x} \tag{1.3}$$

La forza elettrostatica F_{el}, agente sull'elettrodo superiore, può essere calcolata derivando rispetto a x l'energia potenziale U.

$$F_{el} = -\frac{dU}{dx} = -\frac{1}{2}V^2 \left[\frac{d}{dx}\left(\epsilon_0 \frac{A}{d - x}\right)\right] = \frac{\epsilon_0 A V^2}{2\,(d - x)^2} \tag{1.4}$$

La forza elastica di richiamo F_r, che si oppone alla forza elettrostatica, è proporzionale alla deformazione x.

$$F_r = -kx \tag{1.5}$$

L'equazione di bilancio delle forze (1.1) può quindi essere scritta attraverso l'equazione differenziale 1.6 che descrive il comportamento del cMUT tenendo conto della dipendenza temporale della tensione V e dello spostamento x.

$$m\frac{d^2x\left(t\right)}{dt^2} = -kx\left(t\right) + \frac{\epsilon_0 A\left[V\left(t\right)\right]^2}{2\left[d - x\left(t\right)\right]^2} \tag{1.6}$$

Il comportamento statico del trasduttore può essere analizzato attraverso l'equazione 1.7 ricavata dalla 1.6 eliminando la dipendenza temporale dalle variabili V e x.

$$\frac{\epsilon_0 A V^2}{2\left(d - x\right)^2} = kx \tag{1.7}$$

L'equazione polinomiale di terzo grado 1.7 ammette tre soluzioni reali ma soltanto una di queste può essere accettata come valida e cioè quella in cui risulta $x < d$. Non hanno alcun significato fisico le altre due soluzioni nelle quali risulta che la deformazione della molla e quindi lo spostamento dell'elettrodo superiore sia maggiore della distanta delle armature del condensatore ($x > d$). Queste ultime due soluzioni descrivono la condizione di collasso del trasduttore, il limite oltre il quale, a causa della elevata tensione di polarizzazione, la forza elastica non è più in grado di controbilanciare la forza elettrostatica.

$$V_{col} = \sqrt{\frac{8kd^3}{27\epsilon_0 A}} \tag{1.8}$$

$$x_{col} = \frac{d}{3} \tag{1.9}$$

Il fenomeno del *collasso*, infatti, limita la massima tensione continua applicabile al cMUT oltre la quale la membrana superiore non è più in grado

di vibrare e si deposita su quella inferiore vincolata al substrato. Nelle equazioni 1.8 e 1.9 vengono rispettivamente indicati i valori di tensione e di spostamento che caratterizzano il fenomeno del *collasso*.

Per poter scrivere le equazioni che descrivono il comportamento del cMUT sia in trasmissione che in ricezione è utile far riferimento ad un modello per piccoli segnali. Nell'intorno di un punto di lavoro, determinato

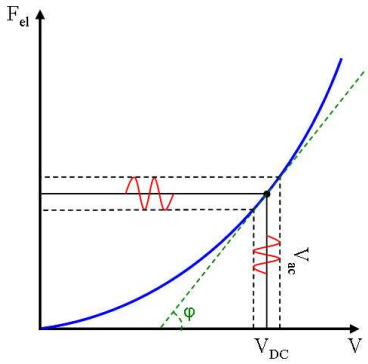


Figura 1.5: Caratteristica forza-tensione.

dalla tensione continua di polarizzazione, è possibile, in prima approssimazione, considerare lineare l'andamento quadratico della caratteristica forza-tensione (figura 1.5). Dimostreremo, inoltre, che sotto opportune ipotesi e per piccoli segnali la componente di segnale della forza elettrostatica assume un andamento lineare con la tensione alternata applicata ai capi del trasduttore. Si consideri che la tensione V applicata ai capi del cMUT e lo spostamento della membrana mobile siano la somma di una componente continua e di una componente alternata.

$$\begin{cases} V = V_{DC} + V_{ac} \\ x = x_{DC} + x_{ac} \end{cases}$$

Sotto queste ipotesi è possibile scrivere l'equazione 1.4 come:

$$F_{el} = \frac{\epsilon_0 A \left(V_{DC} + V_{ac}\right)^2}{2\left(d_0 + x_{ac}\right)^2} \tag{1.10}$$

dove $d_0 = d - x_{DC}$. Facendo l'ipotesi che lo spostamento x_{ac} della membrana sia piccolo rispetto alla distanza d_0 tra gli elettrodi si ottiene:

$$F_{el} = \frac{\epsilon_0 A}{2d_0^2}\left(V_{DC}^2 + 2V_{DC}V_{ac} + V_{ac}^2\right) \tag{1.11}$$

Ipotizzando inoltre che la componente continua della tensione sia molto maggiore della componente alternata ($V_{DC} >> V_{ac}$), l'equazione 1.11 diventa:

$$F_{el} = \frac{\epsilon_0 A V_{DC}^2}{2d_0^2} + \frac{\epsilon_0 A V_{DC} V_{ac}}{d_0^2} \tag{1.12}$$

L'equazione 1.12 mette in evidenza come, sotto le ipotesi fatte, la forza elettrostatica possa considerarsi come la sovrapposizione di una componente continua e di una di segnale. La componente continua è proporzionale al quadrato della tensione continua V_{DC} di polarizzazione mentre la componente di segnale è linearmente proporzionale a V_{DC} e alla componente alternata V_{ac} applicata tra i due elettrodi. E' definito come fattore di trasformazione elettromeccanico ϕ il rapporto tra la componente alternata della forza elettrostatica e la componente alternata della tensione applicata. Il fattore di trasformazione elettromeccanico rappresenta graficamente il coefficiente angolare della tangente della caratteristica forza-tensione nel punto di lavoro ($\phi = tan\varphi$) e indica l'efficienza di trasduzione del cMUT (figura 1.5). Il fattore di trasformazione elettromeccanico può essere calcolato integrando la forza elettrostatica F_{el} rispetto alla tensione applica:

$$\phi = \frac{dF_{el}}{dV} = \frac{\epsilon_0 A V_{DC}}{d_0^2} = \frac{C_0 V_{DC}}{d_0} \tag{1.13}$$

Come si vede dall'equazione 1.13, il fattore ϕ è direttamente proporzionale alla tensione continua di polarizzazione V_{DC}. Tenendo conto dell'equazione 1.9 e ricordando che $d_0 = d - x_{DC}$ possiamo sostituire l'equazione 1.8 nella 1.13 ottenendo così il massimo fattore di trasformazione ϕ_{max} di un cMUT dato da:

$$\phi_{max} = \sqrt{\frac{3k\epsilon_0 A}{2d}} \tag{1.14}$$

Il fattore ϕ_{max} viene definito come massimo fattore di trasformazione in quanto ϕ risulta direttamente proporzionale alla tensione continua di polarizzazione, la quale ha come valore limite quello della tensione di collasso. In figura 1.6 è mostrata la rappresenzazione del cMUT attraverso il cir-

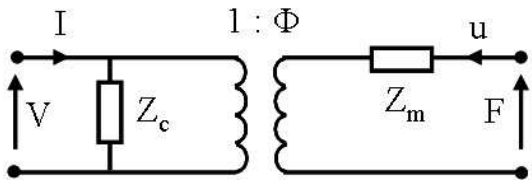


Figura 1.6: Circuito equivalente di Mason.

cuito equivalente di Mason a parametri concentrati che può essere risolto sia nel dominio del tempo che nel dominio della frequenza [50, 54]. Nel dominio del tempo si studia la risposta al transitorio generata dall'applicazione di segnali di forma arbitraria mentre nel dominio della frequenza si studia la risposta armonica generata dall'applicazione di segnali sinusoidali. Il circuito può essere visto come una rete due porte in cui in ingresso sono presenti le grandezze elettriche tensione V e corrente I mentre in uscita sono presenti le grandezze meccaniche corrispondenti: forza F e velocità u. La sezione elettrica del circuito è accoppiata a quella meccanica per mezzo di un trasformatore che ha come rapporto spire proprio il fattore di trasformazione elettromeccanico. La sezione meccanica, utilizzando l'analogia elettromeccanica di un sistema meccanico vibrante, è rappresentata attraverso componenti elettrici passivi come resistenze, condensatori e induttori che rappresentano gli equivalenti meccanici di smorzatori, masse e molle. Nel circuito è indicata con Z_c l'impedenza elettrica del cMUT che comprende la capacità attiva C_0, la capacità parassita C_p e la resistenza di perdita R_p dovuta alle metallizzazioni. L'impedenza Z_m viene invece detta impedenza meccanica del cMUT e ne descrive il comportamento meccanico in assenza di perdite e nell'intorno della fre-

quenza di risonanza del primo modo naturale di vibrazione. L'impedenza meccanica rappresentata in regime armonico è formata dalla serie di una capacità C_m, che tiene conto della cedevolezza della membrana, e di una induttanza L_m che tiene conto della massa della membrana:

$$Z_m = \frac{1}{j\omega C_m} + j\omega L_m \tag{1.15}$$

La capacità C_m è direttamente proporzionale alla superficie attiva A della membrana e al modulo di Young, indicato con la lettera E, del materiale del quale è composta ed è inversamente proporzionale allo spessore t della membrana stessa. L'induttanza L_m è direttamente proporzionale alla superficie attiva A, allo spessore t e alla densità ρ della membrana.

$$\begin{cases} C_m \propto \frac{EA}{t} \\ L_m \propto \rho A t \end{cases}$$

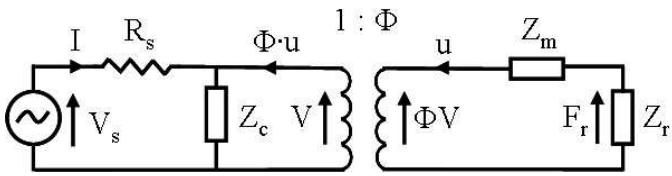


Figura 1.7: Circuito equivalente di Mason in trasmissione.

E' mostrato in figura 1.7 il circuito equivalente di Mason in trasmissione cioè quando il cMUT è utilizzato come trasmettitore. La porta elettrica in ingresso è collegata ad un generatore di tensione V_s di resistenza interna R_s. La porta meccanica in uscita è terminata su una impedenza Z_r, detta impedenza di radiazione, definita come il rapporto tra la forza F_r di reazione del fluido a contatto con la membrana e la sua velocità di vibrazione u. Se si ipotizza che lo spostamento della superficie del cMUT sia uniforme, Z_r rappresenta proprio l'impedenza acustica del fluido. Come si vede dall'espressione 1.16, la forza F_r si ripartisce tra l'impedenza di

radiazione e l'impedenza meccanica.

$$F_r = -Z_r u = \phi V \frac{Z_r}{Z_r + Z_m} \tag{1.16}$$

Nella trattazione dei trasduttori acustici si preferisce far riferimento alla grandezza pressione P_r piuttosto che alla forza F_r, ricordando che la pressione è definita come il rapporto tra la forza F_r e l'area attiva A di radiazione.

$$P_r = \frac{F_r}{A} \tag{1.17}$$

Facendo riferimento al circuito di figura 1.7, è semplice ricavare l'espressione della funzione di trasferimento in trasmissione (TTF) definita come il rapporto tra la pressione P_r e la tensione V_s applicata alla porta elettrica di ingresso:

$$TTF = \frac{P_r}{V_s} = \frac{\phi}{A\left[\left(1 + \frac{Z_m}{Z_r}\right)\left(1 + \frac{R_s}{Z_c}\right) + \phi^2 \frac{R_s}{Z_r}\right]} \tag{1.18}$$

Facendo l'ipotesi che V_s sia un generatore ideale di tensione con resistenza interna R_s nulla, la funzione di trasferimento in trasmissione può essere scritta come:

$$TTF = \frac{\phi Z_r}{A\left(Z_r + Z_m\right)} \tag{1.19}$$

In figura 1.8 è mostrato il circuito equivalente di Mason che descrive il

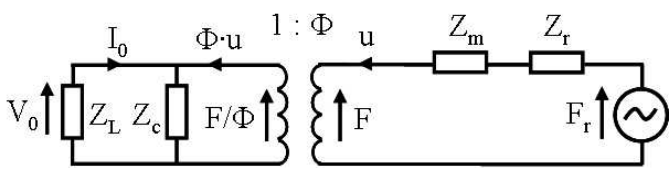


Figura 1.8: Circuito equivalente di Mason in ricezione.

funzionamento del cMUT come ricevitore, dove I_0 indica la corrente della

porta elettrica che circola ai capi dell'impedenza Z_L di carico del trasduttore che rappresenta l'impedenza di ingresso dello stadio di preamplificazione del segnale in uscita dal cMUT. Con V_0 viene indicata la tensione ai capi dell'impedenza Z_L della porta elettrica e con F_r la forza di reazione incidente sulla superficie del cMUT. Analizzando il circuito di Mason in ricezione di figura 1.8 è possibile ricavare l'espressione della funzione di trasferimento in ricezione a circuito aperto (RTF_{oc}), definita come il rapporto tra la tensione V_0 ai capi della porta elettrica e la pressione P_r incidente sul trasduttore quando l'impedenza di carico tende all'infinito ($Z_L \to \infty$):

$$RTF_{oc} = \frac{V_0}{P_r} = \frac{\phi A Z_c}{Z_r + Z_m + \phi^2 Z_c} \tag{1.20}$$

Facendo l'ipotesi che l'impedenza elettrica Z_c sia costituita dalla sola capacità attiva C_0 del trasduttore, trascurando quindi gli effetti della capacità parassita C_p e gli effetti dissipativi tenuti in conto dalla resistenza R_p, la RTF_{oc} può essere scritta come:

$$RTF_{oc} = \frac{\phi A}{(j\omega C_0)\left(Z_r + Z_m + \frac{\phi^2}{j\omega C_0}\right)} \tag{1.21}$$

E' utile notare come la tensione V_0 sia proporzionale allo spostamento istantaneo s della superficie della membrana:

$$V_0 = \frac{\phi u}{j\omega C_0} = \frac{\phi}{C_0} s \tag{1.22}$$

Nel caso in cui l'impedenza di carico tenda a zero ($Z_L \to 0$), si definisce come funzione di trasferimento in ricezione in cortocircuito (RTF_{cc}) il rapporto tra la corrente I_0 che scorre nel ramo di uscita della porta elettrica e la pressione P_r incidente sulla superficie del trasduttore:

$$RTF_{cc} = \frac{I_0}{P_r} = -\frac{\phi A}{Z_r + Z_m} \tag{1.23}$$

In questo caso è utile evidenziare come la corrente I_0 sia proporzionale alla velocità di vibrazione della superficie della membrana del cMUT:

$$I_0 = -\phi u \tag{1.24}$$

1.4 Tecnologia di fabbricazione

Il processo di fabbricazione dei cMUT si basa sulla tecnica del *surface micromachining* che consiste nella deposizione di strati di film sottili, conduttori e dielettrici, su un substrato di silicio che funge da supporto meccanico per l'intera struttura [52, 53]. Questa tecnica è stata appositamente sviluppata per la fabbricazione di dispositivi *MEMS* e consente di realizzare sistemi con geometrie molto complesse grazie all'utilizzo di processi basati sulla litografia ottica. In figura 1.9 sono riportate le fasi

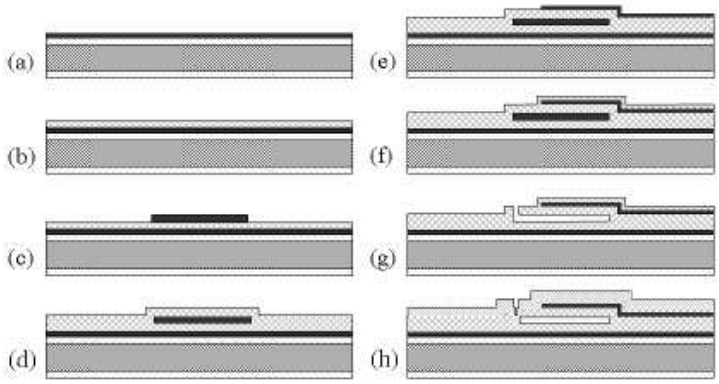


Figura 1.9: Principali fasi del processo tecnologico di fabbricazione del cMUT.

principali che compongono il processo tecnologico di fabbricazione di un cMUT mediante la tecnica del *surface micromachining*. Il substrato di silicio viene ricoperto da un film spesso di biossido di silicio, utilizzato come isolante tra il substrato e l'elettrodo inferiore, mediante ossidazione termica. Sul biossido di silicio viene successivamente depositato un film sottile di alluminio o cromo che costituisce l'elettrodo inferiore (figura 1.9a). L'elettrodo inferiore viene poi protetto da uno strato di nitruro di silicio (figura 1.9b) attraverso il processo tecnologico denominato PECVD

(*Plasma Enhanced Chemical Vapour Deposition*). Per l'accrescimento del nitruro di silicio è possibile utilizzare anche un altro processo tecnologico denominato LPCVD (*Low Pressure Chemical Vapour Deposition*) che si differenzia dal primo principalmente per la maggiore temperatura dell'ambiente nel quale viene effettuato l'accrescimento del nitruro di silicio. Quindi nel processo LPCVD si ha l'inconveniente di non poter utilizzare come elettrodi alcuni materiali conduttori come l'alluminio che, nonostante abbia ottime caratteristiche dal punto di vista elettrico, presenta una bassa temperatura di fusione. Sul nitruro di silicio viene poi depositato uno strato di cromo che forma lo strato sacrificale del dispositivo e che darà luogo, una volta rimosso, alla cavità tra i due elettrodi della cella capacitiva (figura 1.9c). Il cromo viene successivamente protetto da uno strato di nitruro di silicio che costituirà una parte della membrana mobile. Successivamente viene depositato, sul nitruro di silicio, uno strato sottile di alluminio formando così l'elettodo superiore (figura 1.9d) e un altro film di nitruro di silicio (figura 1.9e). Successivamente si pratica un foro sul bordo della membrana, attraverso il quale si rimuove lo strato sacrificale mediante un attacco chimico del cromo, che consente di svuotare la zona tra i due elettrodi rendendo possibile la realizzazione della cavità della cella (figura 1.9f). L'ultima fase consiste nella deposizione di un ulteriore strato di nitruro di silicio che ha il compito di sigillare i fori e di proteggere l'intero dispositivo (figura 1.9g). In figura 1.9h è possibile vedere la struttura del dispositivo dopo il completamento di tutte le fasi del processo di fabbricazione.

1.5 Conclusioni

In questo capitolo è stata analizzata la struttura dei trasduttori ultrasonici capacitivi realizzati in tecnologia cMUT e il loro principio di funzionamento attraverso la descrizione dei suoi modelli equivalenti. Particolare

attenzione è stata rivolta all'analisi del circuito equivalente a parametri concentrati che ha consentito di studiare il comportamento del cMUT utilizzato sia come trasmettitore che come ricevitore. E' stata inoltre fatta una breve descrizione del processo tecnologico di fabbricazione del cMUT realizzato per mezzo della tecnica del *micromachining*.

Capitolo 2

Il sistema ecografico

L'ecografia è una tecnica di diagnostica per immagini basata sugli echi prodotti da un fascio di ultrasuoni che attraversa un organo o un tessuto. L'ecografia è molto utilizzata perchè è una tecnica non invasiva, semplice da usare, relativamente poco costosa e consente di visualizzare immagini su un display in tempo reale. Le immagini ecografiche sono ottenute mediante l'invio di onde acustiche ad alta frequenza nel corpo da investigare e la ricostruzione degli echo ricevuti che si generano all'interfaccia tra i differenti tessuti del corpo. I componenti principali che costituiscono il sistema ecografico sono la macchina ecografica e la sonda che costituisce la parte acusticamente attiva del sistema, all'interno della quale è collocato il trasduttore cioè quel dispositivo capace di convertire segnali elettrici in acustici e viceversa. La macchina ecografica e la sonda sono collegate fra loro per mezzo di un cavo multicoassiale. Le sonde ecografiche attualmente in commercio sono costituite da trasduttori di tipo piezoelettrico. Presso il laboratorio Aculab dell'Università Roma Tre sono state sviluppate sonde ecografiche realizzate in tecnologia cMUT nelle quali al posto del classico trasduttore piezoelettrico, per la generazione del fascio acustico, vengono utilizzati trasduttori ultracustici capacitivi.

In questo capitolo verrà descritto, per grandi linee, il classico sistema

ecografico e verranno analizzati i principali componenti che lo compongono.

2.1 L'architettura del sistema ecografico

Come detto il classico trasduttore ultracustico è di tipo piezoelettrico ed è costituito da un *array* di elementi cioè da un insieme di sbarrette di ceramica piezoelettrica di opportune dimensioni capaci di svolgere la funzione di trasduzione. Solitamente i trasduttori piezoelettrici, per le loro caratteristiche, non necessitano di una elettronica attiva interposta tra il trasduttore e la macchina ecografica. Nei cMUT invece ogni elemento del-

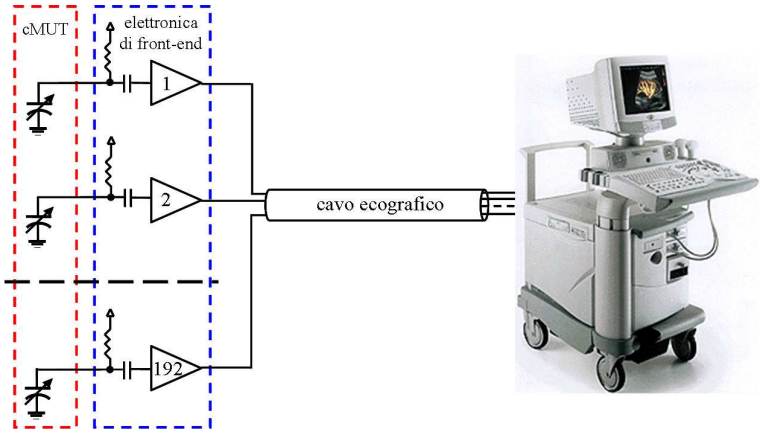


Figura 2.1: Collegamento della sonda cMUT alla macchina ecografica.

l'*array* è connesso ad un canale dell'elettronica di front-end che, attraverso i microcavi coassiali contenuti nel cavo ecografico, li collega alla macchina ecografica, come mostrato dallo schema di figura 2.1. Per comprendere meglio il ruolo svolto dall'elettronica di front-end per cMUT, che verrà analizzato nel capitolo successivo, è bene prima fare una breve descrizione sul funzionamento della macchina ecografica e sul principio di formazione del fascio acustico (*Beamforming*).

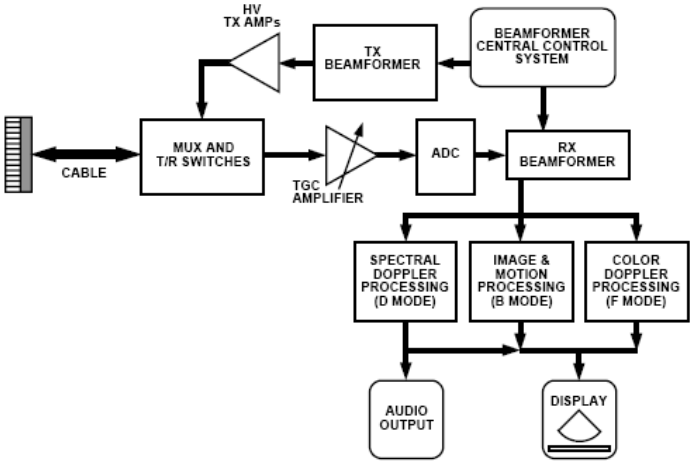


Figura 2.2: Schema a blocchi del sistema ecografico.

In figura 2.2 è rappresentato uno schema a blocchi semplificato che descrive il funzionamento del sistema ecografico [14, 15, 16]. Le macchine ecografiche attualmente in commercio sono concepite per essere utilizzate con sonde piezoelettriche ma analoghe considerazioni, operando semplici modifiche sul software della macchina, possono essere fatte anche per le sonde di tipo cMUT sviluppate presso Aculab ed utilizzate in questo lavoro di Tesi. La macchina ecografica invia dei segnali elettrici al trasduttore che, messo in vibrazione, li converte in onde acustiche. Le onde acustiche si propagano nel corpo e vengono riflesse sotto forma di echi ogni qual volta incontrano delle discontinuità di impedenza acustica nel mezzo da indagare. Gli echi di ritorno vengono convertiti in segnali elettrici dal trasduttore e inviati alla macchina ecografica che elabora questi segnali per formare l'immagine sul display. Per generare un'immagine bidimensionale una macchina ecografica deve inviare e ricevere impulsi di energia acustica in molte direzioni. Le moderne macchine ecografiche utilizzano un sistema elettronico con *array fasati* (*phased arrays*) per direzionare il

fascio acustico in modo tale da investigare più linee nello stesso piano. Un trasduttore ad array fasati è composto da un determinato numero di elementi, ognuno dei quali può essere pilotato in maniera indipendente dagli altri. La distribuzione dei tempi di ritardo di eccitazione dei singoli elementi consente di deflettere e focalizzare il fascio acustico al fine di effettuare scansioni elettroniche di diversi settori angolari.

Come illustrato nello schema a blocchi di figura 2.2, i componenti principali che compongono un singolo canale della macchina ecografica sono: un multiplexer, un interruttore che ha il compito di abilitare la trasmissione e la ricezione, un amplificatore ad alta tensione, un apparato per il beamforming, un amplificatore a basso rumore (*LNA*), un amplificatore con guadagno controllato in tensione (*VGA*), un convertitore analogico digitale, un sistema audio e un display. Il componente *HV TX AMP* è un amplificatore ad alta tensione e viene usato per amplificare i segnali in trasmissione generati dal *TX Beamformer* che verranno inviati al trasduttore per portarlo in vibrazione. Il segnale elettrico trasmesso al trasduttore ha un'ampiezza elevata che può anche raggiungere ± 100 V mentre il segnale in ricezione generato dal trasduttore ha un'ampiezza massima di circa ± 100 mV con una dinamica di circa 100 dB. Ogni elemento del trasduttore è collegato alla macchina ecografica attraverso un cavo coassiale. I segnali in trasmissione e in ricezione devono transitare nello stesso cavo per questo il multiplexer e i *T/R Switches*, costituiti principalmente da ponti a diodi che bloccano l'alta tensione, hanno il compito di pilotare correttamente tali segnali. In particolare il *TX Beamformer* ha il compito di gestire i ritardi dei segnali elettrici da inviare al trasduttore mentre il *Multiplexer* abilita una sottoapertura di elementi del trasduttore. Attraverso questo processo è possibile regolare la deflessione e la focalizzazione del fascio acustico.

I segnali in ricezione generati dal trasduttore, prima di poter essere digitalizzati dal convertitore analogico digitale (*ADC*), vengono inviati ad

un amplificatore a basso rumore (*LNA - Low Noise Amplifier*) e ad un amplificatore con guadagno controllato in tensione (*VGA - Voltage Gain Amplifier*). Il tempo di ritardo con il quale i segnali inviati dal trasduttore giungono alla macchina ecografica è proporzionale alla profondità della discontinuità incontrata dall'onda acustica nel mezzo. Il *VGA* ha la

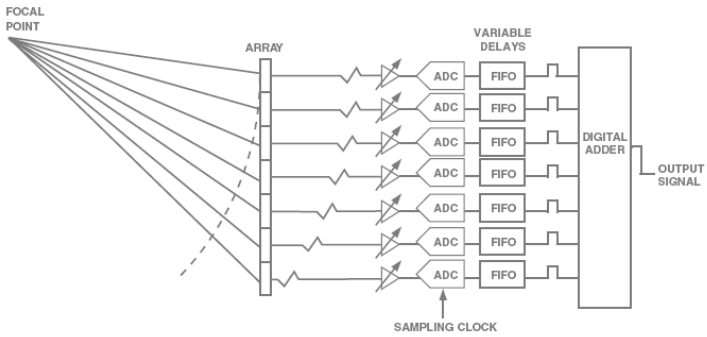


Figura 2.3: La formazione del fascio acustico (*Beamforming*).

funzione di amplificare i segnali di diversa ampiezza, provenienti da target con caratteristiche simili, attraverso una variazione del guadagno regolata in funzione del tempo di ricezione e di renderli di pari ampiezza per poter essere inviati al convertitore *A/D*. La tecnica di compensazione delle attenuazioni in funzione del tempo prende il nome di *TGC* (*Time Gain Control*). Sostanzialmente, per rendere uniforme l'immagine ecografica, si aumenta il guadagno dell'amplificatore per i segnali che subiscono una maggiore attenuazione in quanto riflessi più in profondità. Questo perchè le onde acustiche riflesse a diversa profondità nel corpo umano subiscono attenuazioni differenti durante la propagazione nel mezzo e vengono convertite in segnali elettrici di ampiezza diversa dal trasduttore.

E' interessante a questo punto analizzare più in dettaglio il principio di formazione del fascio acustico (*Beamforming*) e la generazione delle *linee di vista* che compongono l'immagine ecografica [12, 13]. In figura 2.3

viene mostrato lo schema della tecnica di beamforming digitale (*DBF - Digital Beamforming*). Il segnale acustico viene convertito in segnali elettrici dagli elementi che compongono il trasduttore. Questi segnali, dopo essere stati amplificati, vengono inviati al convertitore *A/D* e successivamente ritardati (*FIFO*), per essere allineati temporalmente, e sommati in fase (*Digital Adder*) al fine di avere una interferenza costruttiva. Il segnale di uscita dal sommatore viene inviato ad un demodulatore di inviluppo e poi compresso logaritmicamente per poter essere visualizzato sul display.

Ci sono vari metodi di scansione ecografica. Quella descritta sopra è sicuramente la più utilizzata e prende il nome di *B-mode* (*Brightness Mode*). La rappresentazione *B-mode* produce la classica immagine bidimensionale in scala di grigi utilizzata nei sistemi ecografici per diagnostica medica generalmente chiamati ecografi. In base ai tempi di ritardo e alle ampiezze degli echi rilevati è possibile costruire l'immagine per righe. Gli echi vengono ordinati su una stessa riga a seconda della loro distanza dalla sorgente e la loro ampiezza determina la luminosità della riga, il bianco per la massima ampiezza e il nero per l'assenza di segnale. L'insieme di queste linee di diversa luminosità forma l'immagine visibile sul monitor.

2.2 Lo stadio di ingresso e di uscita della macchina ecografica

Come descritto nel paragrafo 2.1, il front-end della macchina ecografica è costituito da una sezione di trasmissione che genera lo *sparo* necessario ad eccitare il trasduttore e da una sezione di ricezione alla quale viene inviata la risposta del trasduttore prima di essere elaborata per la formazione dell'immagine. La sezione di trasmissione è formata da un pulsatore e da un amplificatore ad alta tensione in grado di generare segnali a frequenza variabile in base al tipo di indagine da effettuare e con ampiezza picco-picco anche superiore ai 100 V. A seconda della profondità dell'organo

da investigare all'interno del corpo è necessario regolare adeguatamente il tempo di ripetizione dei segnali impulsivi inviati al trasduttore per tenere conto del tempo che impiega il segnale di echo a tornare indietro. La funzione che consente di gestitire il tempo di ripetizione degli impulsi è detta *PRF* (*Pulse Repetition Frequency*) e permette solitamente di inviare segnali impulsivi distanziati tra loro in frequenza da 500 Hz a 20 kHz. La sezione di trasmissione è composta da un amplificatore a basso rumore (*LNA*) e da un amplificatore con guadagno controllato in tensione (*VGA*). E' necessario utilizzare un amplificatore a basso rumore in quanto la dinamica in ampiezza (oltre 100 dB) dei segnali processabili dalla macchina ecografica è molto elevata e l'ampiezza minima dei segnali utili da elaborare è molto piccola. Un altro requisito molto importante del componente *LNA* è quello di avere una larga banda di frequenza per poter amplificare correttamente i segnali in alta frequenza.

2.3 La sonda ecografica

La sonda rappresenta la parte acusticamente attiva del sistema ecografico per mezzo del trasduttore ed è quella che viene posta in contatto con la parte del corpo che è oggetto dell'indagine medica. La sonda è collegata alla macchina ecografica per mezzo di un cavo. Esternamente la sonda presenta un rivestimento in plastica di dimensioni ridotte e di forma maneggevole, come si vede dalla foto di figura 2.4, in cui viene mostrata una sonda commerciale di tipo piezoelettrico. All'interno del rivestimento esterno è presente un involucro metallico contenente l'elettronica di front-end e il trasduttore. Il trasduttore, visibile esternamente, si trova nella parte terminale della sonda. L'involucro metallico serve da schermatura dei campi elettromagnetici e viene utilizzato anche come dissipatore di calore dell'elettronica. Essendo infatti la sonda maneggiata dall'operatore medico e a contatto con il corpo del paziente è importante che, oltre ad

Figura 2.4: Sonda piezoelettrica commerciale.

avere dimensioni ridotte, non si scaldi eccessivamente. Per questo grande importanza nel criterio di progetto della sonda viene data al consumo di potenza dell'elettronica al suo interno.

L'elettronica di front-end ha il compito di adattare l'impedenza elettrica del trasduttore a quella del cavo ecografico. Generalmente i trasduttori piezoelettrici, essendo caratterizzati da una impedenza elettrica più bassa di quella dei cMUT, non necessitano di una elettronica attiva all'interno della sonda, il che consente di progettare sonde ecografiche di piccole dimensioni. Nelle sonde in tecnologia cMUT la necessità di impiegare una elettronica attiva rende più difficile l'ingegnerizzazione della sonda sia dal punto di vista delle dimensioni che da quello del consumo di potenza dell'elettronica, principale causa del riscaldamento della sonda.

2.4 Il cavo ecografico

Il cavo ecografico collega, per mezzo di un connettore *ZIF* (*Zero Insertion Force*), la macchina ecografica alla sonda; in esso transita sia il segnale di trasmissione che quello di ricezione. Generalmente ha un diametro di

circa 1 cm, una lunghezza di 2 m ed al suo interno sono allocati fino a 256 microcavi coassiali (figura 2.5). Come spesso accade per le linee di

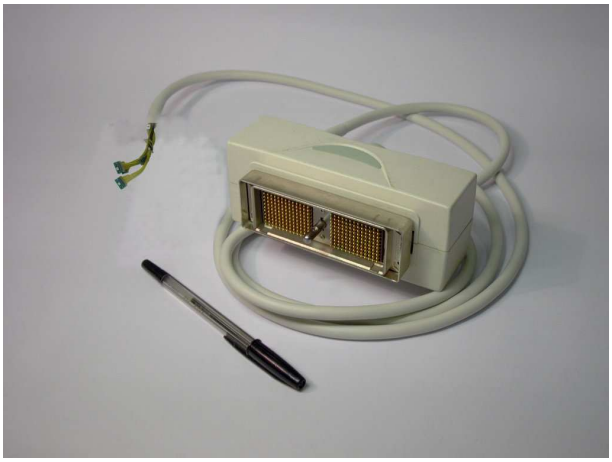


Figura 2.5: Il cavo ecografico con il connettore *ZIF*.

trasmissione, per le sue caratteristiche il cavo risulta un elemento critico del sistema e deve essere pilotato correttamente al fine di limitare le perdite, evitare indesiderate riflessioni e preservare l'integrità del segnale che vi transita. Le perdite del cavo sono causate principalmente dall'effetto pelle che provoca un aumento della resistenza del conduttore del cavo all'aumentare della frequenza. Inoltre ogni volta che il segnale che transita nel cavo incontra una variazione di impedenza elettrica una parte dell'energia trasmessa viene riflessa verso la sorgente. Analoghe considerazioni possono essere fatte quando il carico presenta un disadattamento di impedenza rispetto al cavo. Come mostrato in figura 2.6, il cavo ecografico può essere rappresentato attraverso un circuito equivalente a parametri distribuiti [17], dove si è indicato con Z_S l'impedenza della sorgente E_S e con Z_L l'impedenza del carico.

In questo lavoro di Tesi è stato utilizzato il cavo *42060A X 198C*, prodotto dall'azienda giapponese *Sumitomo Electric Industries*, che è in

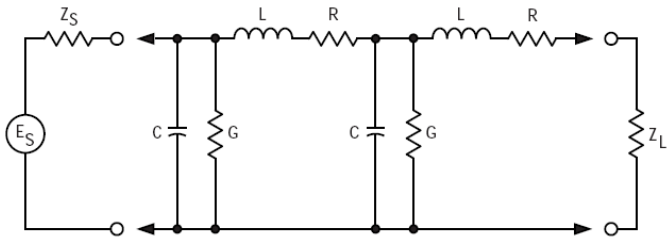


Figura 2.6: Circuito equivalente a parametri distribuiti del cavo ecografico.

dotazione delle macchine ecografiche Technos di Esaote. Dei 198 microcavi coassiali, ognuno con diametro di circa 0.2 mm, contenuti nel cavo, ne verranno utilizzati 192 per il collegamento tra l'elettronica di front-end del cMUT e la macchina ecografica. I restanti sei, come vedremo in seguito, verranno utilizzati per la gestione dell'alimentazione della sonda. L'impedenza caratteristica Z_0 del cavo utilizzato è pari a 75 Ω e le grandezze per unità di lunghezza che lo caratterizzano nel modello a parametri distribuiti sono: $R = 7.3\ \Omega/m$, $C = 60\ pF/m$, $G = 656\ nS/m$, $L = 338\ nH/m$, legate tra loro attraverso la relazione:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \tag{2.1}$$

che descrive le proprietà di una linea di trasmissione con perdite. Trascurando gli effetti parassiti, un elemento del cMUT in ricezione può essere rappresentato, in maniera approssimata, da un generatore di tensione ideale E_S con in serie un condensatore avente una impedenza reattiva Z_S di capacità pari circa a 30 pF (figura 2.6). Dato che il cavo ecografico ha una capacità di circa 120 pF, se il trasduttore cMUT utilizzato in questa Tesi venisse collegato direttamente al cavo si avrebbe una notevole perdita di segnale sul carico Z_L causata dalla partizione della tensione della sorgente tra la capacità interna del trasduttore e la capacità del cavo. Per questo motivo è necessario collegare il trasduttore di tipo cMUT al cavo attraver-

so una elettronica di front-end ad alta impedenza di ingresso in grado di pilotare correttamente il cavo. La progettazione, realizzazione e caratterizzazione di questa elettronica è uno degli obiettivi di questa Tesi. Come vedremo meglio in seguito, il compito di adattare l'impedenza elettrica del cMUT a quella del cavo è svolto da un amplificatore operazionale a bassa resistenza di uscita utilizzato come inseguitore di tensione (*Buffer*). Il cavo ecografico è stato simulato con *PSpice* utilizzando il componente *TLossy* della libreria *TLine* dedicata alle linee di trasmissione. Il componente *TLossy* simula il comportamento di una linea di trasmissione con perdite e può essere caratterizzato grazie all'inserimento nel modello dei parametri elettrici per unità di lunghezza del cavo.

Il grafico di figura 2.7 mostra l'andamento del modulo della risposta

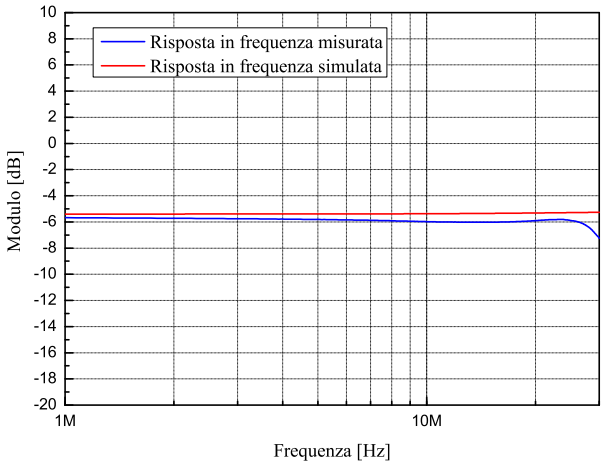


Figura 2.7: Risposta in frequenza misurata e simulata del cavo ecografico.

in frequenza misurata (curva in blu) e simulata (curva in rosso) del cavo ecografico terminato su un carico di 75 Ω quando in ingresso è applicato un generatore di tensione sinusoidale a frequenza variabile con in serie una resistenza di 50 Ω. Come si vede dal grafico il modello *PSpice* descrive

bene il comportamento in frequenza del cavo e tiene conto anche dell'attenuazione di circa 1 dB che subisce il segnale nel transitare all'interno del conduttore interno del cavo caratterizzato da un'elevata resistenza serie.

2.5 Conclusioni

Al fine di comprendere il funzionamento dell'elettronica di front-end per trasduttori cMUT si è analizzato, in questo capitolo, il principio di funzionamento della macchina ecografica e si è fatta una descrizione dei principali componenti che costituiscono il sistema ecografico.

Capitolo 3

Elettronica di front-end

Nella diagnostica per immagini di tipo ecografico la frequenza della sonda dipende dal tipo di applicazione. Frequenze elevate danno una migliore risoluzione ma consentono una minore penetrazione in quanto la veloce attenuazione del campo acustico che si propaga nel corpo degrada il segnale rispetto al rumore. I cMUT, rispetto ai trasduttori piezoelettrici, hanno una maggiore banda di frequenza, il che consente di effettuare indagini ecografiche ad ampio spettro utilizzando un'unica sonda. Al contrario le sonde piezoelettriche, avendo una banda di frequenza più stretta, devono essere sostituite di volta in volta a seconda dell'indagine che si vuole effettuare. Inoltre i cMUT, rispetto ai piezoelettrici, hanno un'impedenza acustica verso il mezzo di propagazione che si avvicina molto di più a quella dei liquidi, il che li rende più adatti a indagini ecografiche sul corpo umano. Mentre le sonde piezoelettriche, presentando un'elevatissima impedenza acustica, hanno bisogno di elementi passivi al fine di trasformare l'impedenza da alta a bassa. Questo bisogno riduce ulteriormente la banda, in quanto i trasformatori di impedenza, di solito costituiti da lamine di spessore pari a $\lambda/4$, sono estremamente risonanti. I cMUT possiedono proprietà acustiche diverse rispetto ai trasduttori piezoelettrici e necessitano di una elettronica attiva che ha come compito principale quello

di adattare l'impedenza elettrica del trasduttore a quella del cavo della macchina ecografica, pensato solitamente per trasduttori piezoelettrici.

In questo capitolo verranno descritte le principali configurazioni di elettronica di front-end per cMUT progettate e realizzate presso il laboratorio Aculab nel corso di questa Tesi di Dottorato.

3.1 Amplificatore di tensione e amplificatore di transimpedenza

Nel paragrafo 1.3 è stato analizzato il circuito equivalente di Mason a parametri concentrati di un cMUT funzionante sia da trasmettitore che da ricevitore mendiante il quale è stato possibile ricavare le funzioni di trasferimento del trasduttore in trasmissione (equazione 1.19) e in ricezione, sia a circuito aperto (equazione 1.21) che in cortocircuito (equazione 1.23). Si è poi dimostrato che la tensione di uscita del cMUT è proporzionale allo spostamento della membrana quando il trasduttore 'vede' una impedenza elettrica di carico infinita (circuito aperto) e che la corrente di uscita è proporzionale alla velocità di vibrazione della membrana quando il trasduttore 'vede' una impedenza elettrica di carico pari a zero (cortocircuito). L'impedenza di carico del cMUT rappresenta l'impedenza di ingresso dello stadio di preamplificazione dell'elettronica di front-end. Generalmente si usa amplificare i segnali elettrici di ricezione in uscita dal cMUT attraverso due configurazioni di elettronica di front-end: una ad alta impedenza di ingresso che richiama la condizione a circuito aperto nel modello equivalente di Mason e una a bassa impedenza di ingresso che richiama la condizione in cortocircuito. Per l'alta impedenza di ingresso si utilizza una configurazione ad amplificatore di tensione che opera una amplificazione della tensione prelevata ai capi del cMUT. Per quella a bassa impedenza di ingresso si utilizza invece una configurazione ad amplificatore di transimpedenza che opera una conversione in tensione della

corrente in uscita dal trasduttore [21].

In prima approssimazione è possibile descrivere il comportamento elettrico del cMUT in ricezione a circuito aperto attraverso la rappresentazione del suo circuito equivalente alla Thevenin formato da un generatore di tensione alternata v_s con in serie l'impedenza elettrica equivalente del cMUT costituita dalla sua capacità attiva C_0. In questa rappresentazione, volendo fare soltanto una prima descrizione qualitativa, è stato trascurato il contributo degli effetti parassiti dovuti alla capacità C_P e di quelli dissipativi delle metallizzazioni degli elettrodi tenuti in conto dalla resistenza R_M. Allo stesso modo si può descrivere il comportamento elettrico del cMUT in ricezione in cortocircuito attraverso la rappresentazione del suo circuito equivalente alla Norton formato da un generatore di corrente alternata i_s con in parallelo la capacità attiva C_0. Essendo il cMUT un dispositivo ad elevata impedenza elettrica, in linea teorica sarebbe preferibile utilizzare una configurazione di elettronica a bassa impedenza di ingresso prelevando quindi un segnale in corrente dal trasduttore. In questo modo ci si troverebbe nella condizione di cortocircuito riconducibile alla descrizione del comportamento elettrico del cMUT attraverso il circuito equilvalente alla Norton con un generatore di corrente ed una elevata impedenza in parallelo. Meno vantaggiosa sarebbe invece una amplificazione della tensione a circuito aperto attraverso una configurazione ad alta impedenza a causa della elevata impedenza in serie al generatore di tensione nella rappresentazione del cMUT con il circuito equivalente alla Thevenin.

La necessità di realizzare cMUT ad alta frequenza porta alla progettazione di membrane con dimensioni sempre minori con una conseguente diminuzione delle capacità di cella ed un aumento dell'impedenza elettrica complessiva del trasduttore. L'utilizzo di cMUT con elevata impedenza elettrica ed alta frequenza di lavoro richiederebbe, in alcuni casi, l'impiego di una configurazione ad amplificatore di tensione con una impedenza di ingresso molto elevata e quindi sarebbe preferibile utilizzare una config-

urazione ad amplificatore di transimpedenza. D'altro canto, l'utilizzo di una configurazione di elettronica ad amplificatore di transimpedenza produce un'amplificazione del rumore oltre che del segnale come conseguenza della conversione corrente-tensione operata dallo stadio. Per ridurre al minimo il rumore in uscita sarebbe preferibile utilizzare una elettronica integrata sullo stesso *die* del trasduttore che consenta di minimizzare le connessioni elettriche, principali captatori di disturbi. Nonostante le considerazioni sopra esposte sulle problematiche relative alla configurazione ad amplificatore di tensione, dovendo progettare in questa Tesi soprattutto elettroniche di front-end a componenti discreti e quindi non *on-die*, si è deciso di sviluppare principalmente configurazioni di elettronica ad amplificatore di tensione con l'accortezza di utilizzare stadi a guadagno unitario. E' stata fatta la scelta degli amplificatori a guadagno unitario per mas-

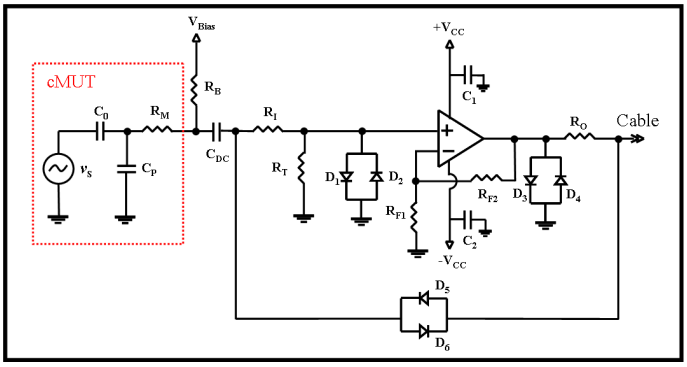


Figura 3.1: Configurazione ad amplificatore di tensione.

simizzare il rapporto segnale-rumore. Una amplificazione della tensione avrebbe provocato una amplificazione anche del rumore. Le ampiezze dei segnali di tensione in ricezione sono tali da non necessitare una preamplificazione da parte dell'elettronica di front-end. Questo compito sarà lasciato alla macchina ecografica durante la fase di amplificazione ed elaborazione dei segnali ricevuti per la creazione dell'immagine.

In figura 3.1 è mostrata una tipica configurazione di elettronica ad amplificatore di tensione. Essa è costituita da un amplificatore operazionale in configurazione non invertente che ha il compito di amplificare in uscita il segnale di tensione, proporzionale allo spostamento della membrana, proveniente dal trasduttore. Il cMUT, in questo schema elettrico, è rappresentato attraverso il suo modello equivalente alla Thevenin in ricezione costituito da un generatore di tensione v_s, un condensatore C_0 che rappresenta la capacità attiva del cMUT, un condensatore C_P che tiene conto della capacità parassita e un resistore R_M che tiene conto degli effetti dissipativi introdotti dalla resistenza serie degli elettrodi. I valori tipici di C_0

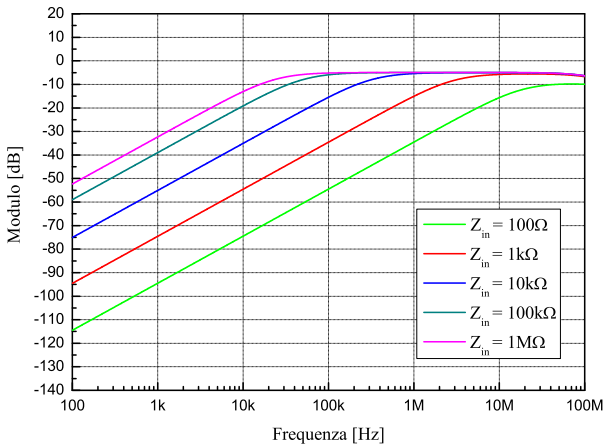


Figura 3.2: Simulazione della risposta in frequenza al variare dell'impedenza di ingresso dell'amplificatore.

(10-50 pF), C_P (5-15 pF) e R_M (10-40 Ω) variano a seconda del tipo di trasduttore e in particolare a seconda delle dimensioni delle membrane che lo compongono. A causa del basso valore della capacità attiva C_0 del trasduttore, il segnale di tensione in ricezione, transitando per l'elettronica, giunge sul morsetto non invertente dell'amplificatore operazionale subendo

un effetto di filtraggio passa-alto. I componenti che contribuiscono maggiormente a determinare la frequenza di taglio del filtro passa-alto sono: R_M, R_I e R_T. In prima approssimazione l'espressione della frequenza di taglio può essere scritta come:

$$f_L \approx \frac{1}{2\pi(R_M + R_I + R_T)C_0} \tag{3.1}$$

Considerando i valori tipici assunti da C_0 e R_M ed essendo vincolante il dimensionamento di R_I per l'adattamento di impedenza elettrica con il cavo, è necessario che R_T assuma un valore elevato affinchè la frequenza di taglio del filtro a -3 dB cada al di sotto di 1 MHz. Questo è considerato il massimo valore della frequenza di taglio che permette di non influenzare il comportamento del trasduttore all'interno dell'intervallo delle sue frequenze di funzionamento. L'elevato valore di R_T contribuisce all'aumento del rumore termico introdotto dall'elettronica e rappresenta una limitazione importante per questa configurazione. In figura 3.2 è rappresentato il grafico di una simulazione della risposta in frequenza calcolata tra il cMUT e l'ingresso dell'amplificatore. La simulazione mostra l'effetto del filtraggio passa-alto in funzione dell'impedenza elettrica di ingresso Z_{in} dell'amplificatore di tensione dell'elettronica di figura 3.1, quando viene fissata R_T a un valore di 150 $k\Omega$. E' facile intuire dal grafico come occorra utilizzare uno stadio amplificatore ad elevata impedenza di ingresso, che viene vista dal trasduttore in parallelo a R_T, affichè la frequenza di taglio inferiore f_L risulti minore di 1 MHz, considerata la minima frequenza della banda di funzionamento del cMUT. Uno dei vantaggi della configurazione ad amplificatore di transimpedenza, rispetto a quella di tensione, è rappresentato dal fatto che non è presente l'effetto di filtraggio passa-alto appena descritto. In figura 3.3 è mostrata una tipica configurazione ad amplificatore di transimpedenza a bassa impedenza di ingresso utilizzata per la conversione corrente-tensione del cMUT.

L'amplificatore di transimpedenza (*TIA - Transimpedance Amplifier*)

è un amplificatore operazionale retroazionato sul terminale invertente attraverso una resistenza ed un condensatore connessi tra loro in parallelo. Il circuito converte la corrente in ingresso, generata dal cMUT e proporzionale alla velocità di vibrazione della membrana, in una tensione prelevabile sul terminale di uscita. Il guadagno di transimpedenza, defini-

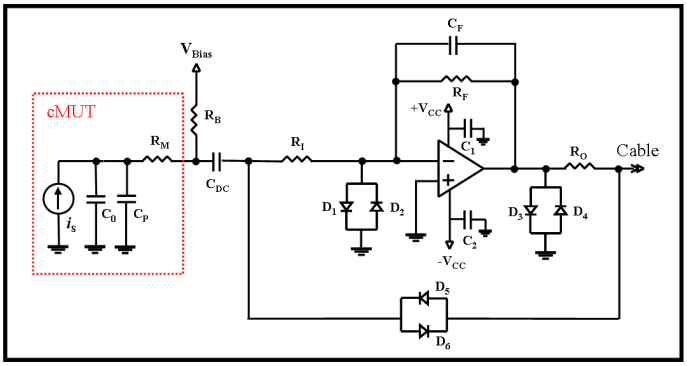


Figura 3.3: Configurazione ad amplificatore di transimpedenza.

to come il rapporto tra la tensione in uscita e la corrente in ingresso, è pari al valore della resistenza di retroazione R_F. Per elevati valori di guadagno di transimpedenza, l'effetto della resistenza R_F, combinato con la capacità vista dall'amplificatore al suo ingresso, potrebbe introdurre uno zero nella funzione di trasferimento dell'amplificatore soprattutto alle alte frequenze. Per garantire quindi la stabilità del circuito viene inserito un polo nella funzione di trasferimento attraverso l'introduzione di un condensatore C_F, posizionato in parallelo alla resistenza di retroazione. Il terminale invertente dell'amplificatore operazionale non assorbe corrente e, essendo il valore della resistenza R_I piuttosto basso, tutta la corrente del generatore i_s fluisce nella resistenza di retroazione R_F. In figura 3.3 il cMUT è stato rappresentato attraverso il suo circuito equivalente alla Norton in ricezione. Il basso valore delle resistenze di questa configurazione, rispetto a quella ad amplificatore di tensione, fanno in modo che il rumore

sia minore. Le principali fonti di rumore delle due configurazioni provengono non tanto dall'amplificatore operazionale quanto dal contributo delle resistenze presenti nel circuito. Per questo motivo si è scelto di adottare, per la configurazione ad amplificatore di tensione, uno stadio a inseguitore di tensione cioè a guadagno unitario. L'assenza delle resistenze R_{F1} e R_{F2} (figura 3.1) anche se limitano il guadagno dell'amplificatore riducono notevolmente il rumore termico del circuito.

Nella configurazione ad amplificatore di transimpedenza l'aumento del valore della resistenza di retroazione R_F (figura 3.3) contribuisce sia all'aumento del guadagno dell'amplificatore sia all'aumento del rumore termico. Di conseguenza, anche se questa configurazione offre un'amplificazione maggiore del segnale in ricezione rispetto a quella di tensione con guadagno unitario, le sue prestazioni diventano peggiori di quest'ultima in termini di rapporto segnale-rumore. Sono state effettuate simulazioni e misure su numerosi prototipi realizzati di entrambe le configurazioni ed è stato scelto di sviluppare, in questa Tesi, principalmente elettroniche ad amplificazione di tensione che, anche se a scapito dell'amplificazione del segnale in ricezione, hanno mostrato migliori prestazioni in termini di rapporto segnale-rumore.

3.2 Specifiche dell'elettronica

L'elettronica di front-end utilizzata per i cMUT ha come compito principale quello di adattare l'elevata impedenza elettrica del trasduttore a quella del cavo ecografico al fine di preservare l'integrità del segnale di ricezione del cMUT che dovrà essere elaborato dalla macchina ecografica per la creazione dell'immagine. L'elettronica deve inoltre fornire l'alta tensione continua necessaria alla polarizzazione del trasduttore e pilotare senza distorsioni il transito nello stesso cavo dei segnali impulsivi ad elevata ampiezza inviati dalla macchina e dei segnali elettrici di piccola

ampiezza generati dal trasduttore. Il rumore introdotto dall'elettronica deve essere molto basso ed è importante riuscire a preservare la banda di frequenza dei segnali che vi transitano.

L'elettronica è inserita all'interno della sonda la quale, per un suo pratico utilizzo, è necessario che sia maneggevole e di piccole dimensioni. Per questo motivo anche le dimensioni dell'elettronica devono essere contenute cercando di limitare al minimo il numero dei componenti impiegati. L'obiettivo è quello di realizzare sonde cMUT che abbiano dimensioni confrontabili con quelle piezoelettriche che normalmente non necessitano di una elettronica di adattamento. Particolare attenzione quindi deve essere posta nell'ingegnerizzazione della sonda e in particolare nella configurazione elettronica da adottare, nella scelta del package dei componenti e nel tipo di connettori che consentono di interfacciare l'elettronica al trasduttore da un lato e al cavo dall'altro.

Ogni elemento dell'*array* cMUT deve essere connesso ad un canale dell'elettronica. Dato l'elevato numero di elementi, tipicamente 192, ogni canale dell'elettronica deve avere un basso consumo di potenza per contenere al minimo il consumo totale di potenza. L'elettronica inoltre deve essere caratterizzata da una elevata larghezza di banda per poter sfruttare al meglio una delle principali caratteristiche dei cMUT costituita dall'elevata banda passante che consente di ottenere una alta risoluzione delle immagini. Il minimo segnale ecografico processabile dalla macchina ha un'ampiezza molto piccola ma una dinamica molto elevata (circa 100 dB). Non è necessario effettuare un'amplificazione in tensione del segnale nell'elettronica di front-end: tale amplificazione, come è stato detto, sarà fatta dalla macchina ecografica durante il processo di formazione dell'immagine. E' però molto importante limitare il rumore facendo uso di componenti attivi a basso rumore ed alta reiezione del ripple della tensione di alimentazione nella banda di frequenza di funzionamento del trasduttore. Dato che il segnale di trasmissione e quello di ricezione transitano nello

stesso cavo, per non danneggiare l'elettronica, è necessario assicurare un percorso diverso ai due segnali. Questo perchè il segnale in trasmissione (80 V-160 V pk-pk) ha un'ampiezza molto maggiore di quello in ricezione (0.1 μV-200 mV pk-pk). La bidirezionalità è garantita dall'elettronica attraverso una rete duplexer che è in grado di far seguire cammini diversi a segnali caratterizzati da ampiezze molto diverse fra loro. In questo modo si riesce a proteggere l'amplificatore dalle alte tensioni dei segnali in trasmissione.

In questa Tesi, per le considerazioni fatte nel paragrafo 3.1, si è deciso di dare maggior risalto al progetto di configurazioni di elettronica di front-end ad amplificatore di tensione, che saranno descritte in maniera dettagliata nei successivi paragrafi di questo capitolo.

3.3 Prima configurazione sviluppata

Lo schema elettrico della prima configurazione di elettronica di front-end ad amplificatore di tensione sviluppata presso il laboratorio Aculab è mostrato in figura 3.4. Lo stadio di amplificazione ad elevata impedenza di ingresso è costituito da un amplificatore operazionale in configurazione non invertente e guadagno unitario (*Buffer*). Il buffer *MAX4200* utilizzato è un componente della *Maxim* a basso rumore, elevato *slew rate*, elevata banda passante, alta impedenza di ingresso e bassa impedenza di uscita, proprietà che lo rendono ideale per pilotare linee di trasmissione e carichi capacitivi [10]. Le pagine principali del datasheet del componente MAX4200 sono riportate nell'Appendice A di questa Tesi. La scelta dell'utilizzo di uno stadio ad inseguitore di tensione è stata fatta per contenere il rumore introdotto dalle resistenze di retroazione dell'amplificatore di tensione [19, 20]. Non si opera quindi nessuna amplificazione di tensione del segnale di ricezione del trasduttore lasciando questo compito alla macchina ecografica. La funzione principale svolta dall'elettronica è quella di

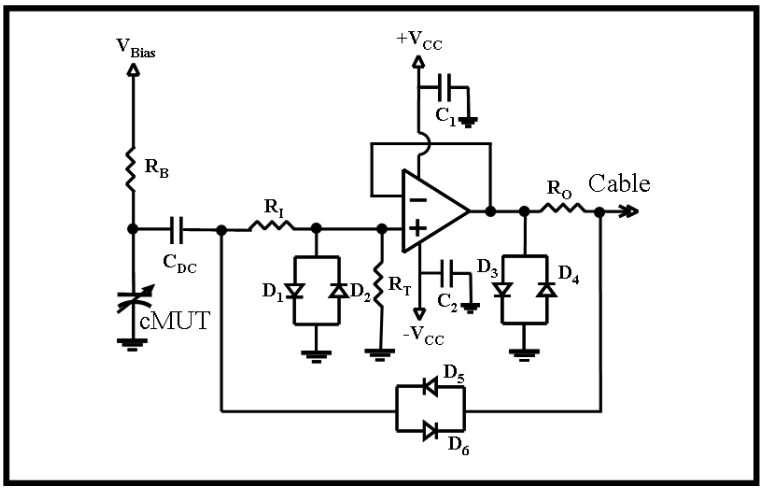


Figura 3.4: Schema elettrico della prima configurazione sviluppata.

adattare l'alta impedenza elettrica di uscita del cMUT a quella del cavo ecografico. Per questo motivo è stato scelto un buffer con una elevata impedenza di ingresso (alta resistenza e bassa capacità) e una bassa impedenza di uscita.

Il circuito è composto da una rete di polarizzazione formata da una resistenza R_B di elevato valore (1 $M\Omega$), attraverso la quale viene fornita la tensione continua di polarizzazione al trasduttore, e da un condensatore di blocco della continua C_{DC} da 100 nF il quale assicura che l'elevata tensione di polarizzazione giunga solo al trasduttore proteggendo l'elettronica. La resistenza R_T da 150 $k\Omega$ fornisce un percorso verso massa alla corrente di bias dell'operazionale. Come è stato descritto nel pararagrafo 3.1, il valore della resistenza R_T deve essere sufficientemente elevato per far cadere la frequenza di taglio, del filtro passa-alto visto dall'amplificatore, al di sotto della banda di frequenza del cMUT e affinchè non ci sia una apprezzabile partizione di tensione del segnale di ricezione tra le resistenze R_I e R_T. Tale valore non deve però essere eccessivamente elevato al fine di limitare

il rumore termico del circuito. I condensatori di disoccoppiamento C_1 e C_2 (100 nF), posizionati sulle alimentazioni del buffer, hanno la funzione di ridurre le interazioni tra le linee di alimentazione e quelle di segnale. Le coppie di diodi antiparalleli $D_1 - D_2$ e $D_3 - D_4$ hanno il compito di proteggere l'ingresso e l'uscita del buffer dalle elevate ampiezze del segnale di trasmissione inviato dalla macchina ecografica. Durante la trasmissione questi diodi entrano in conduzione, questo perchè la tensione di 'sparo' della macchina ecografica è maggiore della loro tensione di soglia, limitando così la tensione sui terminali di ingresso e di uscita del buffer. Dato che la macchina ecografica trasmette segnali bipolari di tipo impulsivo ad elevata frequenza è necessario che i diodi siano disposti a coppie e con verso opposto ed abbiano tempi di commutazione molto rapidi nel passare dalla conduzione all'interdizione (*Reverse Recovery Time* dell'ordine dei ns). I diodi devono anche avere valori di capacità di diffusione molto bassi per limitare gli effetti capacitivi indesiderati alle alte frequenze.

Il segnale di ricezione a bassa tensione proveniente dal cMUT non ha un'ampiezza sufficiente per porre i diodi in conduzione e può transitare indisturbato attraverso l'elettronica, giungere al morsetto di uscita del buffer e successivamente al cavo ecografico. La coppia di diodi antiparalleli $D_5 - D_6$ serve a garantire la bidirezionalità del circuito consentendo ai segnali di trasmissione e ricezione, che transitano nello stesso cavo, di seguire due percorsi differenti. A causa delle diverse ampiezze dei segnali di trasmissione e di ricezione, questi diodi entrano in conduzione solo durante la trasmissione cosicchè il segnale inviato dalla macchina transita attraverso i diodi $D_5 - D_6$ subendo solo una trascurabile attenuazione pari alla caduta di tensione sui diodi e giunge al trasduttore attraverso il condensatore di disaccoppiamento C_{DC} senza danneggiare l'amplificatore. Le resistenze R_I e R_O da 75 Ω svolgono l'importante funzione, in trasmissione, di adattare l'impedenza del circuito all'impedenza caratteristica del cavo ecografico sia a valle che a monte del buffer. In ricezione invece l'a-

dattamento di impedenza è affettuato per mezzo della sola resistenza R_O. L'unico componente attivo del circuito è l'amplificatore operazionale che viene alimentato con una tensione duale $V_{CC} = \pm 5V$.

3.3.1 Simulazioni e caratterizzazione sperimentale

La configurazione descritta nel paragrafo 3.3 presenta buone prestazioni in termini di rumore termico grazie al basso numero di resistori utilizzati e al loro basso dimensionamento. Inoltre il circuito è composto da un basso numero di componenti, il che consente di contenerne le dimensioni. L'adattamento di impedenza elettrica al cavo ecografico è garantito sia in trasmissione che in ricezione. L'assorbimento di corrente (2.3 mA a canale) e il consumo di potenza (23 mW a canale) sono molto contenuti essendo il buffer l'unico componente attivo del circuito. La tensione duale di alimentazione V_{CC} è pari a ± 5 V. Uno degli svantaggi di questa elettronica è da ricercare nella elevata potenza dissipata sui resistori R_I e R_O durante il transito del segnale di trasmissione. Inoltre sul trasduttore si ha una notevole perdita di segnale utile trasmesso dalla macchina a causa della partizione di tensione che subisce tale segnale tra la resistenza serie del cavo ecografico e il parallelo delle due resistenze R_I e R_O che risultano collegate a massa, durante la trasmissione, per mezzo delle coppie di diodi $D_1 - D_2$ e $D_3 - D_4$.

Nella fase di progetto di tale circuito e dei seguenti si è fatto ampio uso del software *Pspice* per simulare il comportamento del circuito [18]. Le simulazioni effettuate sono state un valido strumento di supporto per lo studio delle caratteristiche elettriche del circuito, per la scelta dei componenti e per il loro dimensionamento. Nel grafico di figura 3.5 è mostrata la simulazione di un tipico segnale impulsivo bipolare trasmesso dalla macchina al cMUT. Per far ciò è stato disegnato lo schema elettrico e simulato con *Pspice* il comportamento di un canale della sezione di trasmissione e di ricezione della macchina ecografica *MyLab* prodotta da

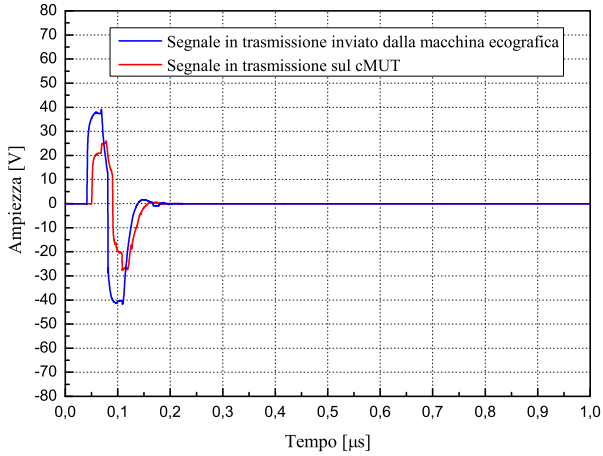


Figura 3.5: Simulazione del segnale in trasmissione inviato dalla macchina ecografica al cMUT.

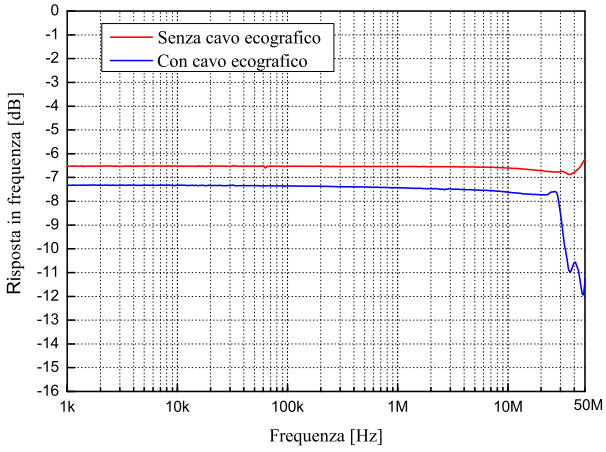
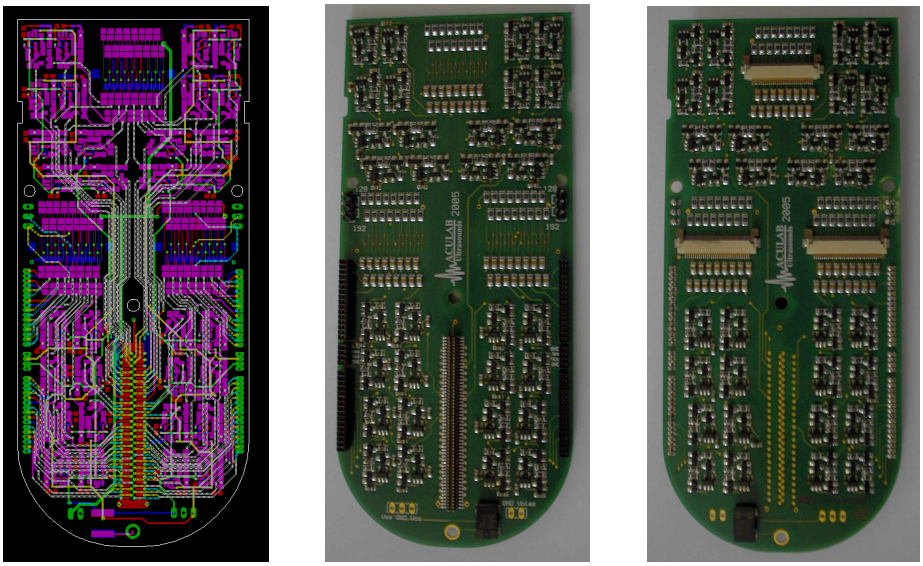


Figura 3.6: Modulo della risposta in frequenza dell'elettronica misurato con e senza il cavo ecografico.

Esaote. Con la curva in blu si è indicato il segnale inviato dalla macchina ecografica mentre con la curva in rosso il segnale che effettivamente giunge ai capi del trasduttore dopo essere transitato per l'elettronica. E' chiaramente visibile la perdita di segnale sul trasduttore che è stata calcolata in circa -2.9 dB. L'elettronica realizzata è stata sottoposta ad una accurata caratterizzazione sperimentale per valutarne il corretto funzionamento e le prestazioni. Tutte le misure effettuate hanno dato buoni risultati rispettando a pieno le specifiche di progetto. Uno dei risultati delle misure effettuate che si ritiene importante riportare è rappresentato dalla risposta in frequenza dell'elettronica. L'elettronica, come visto nel paragrafo 3.2, deve avere una banda piatta nell'intervallo di frequenze 1-30 MHz per poter sfruttare a pieno l'elevata larghezza di banda che rappresenta uno dei maggiori punti di forza dei cMUT. In figura 3.6 è riportato il grafico della misura del modulo della risposta in frequenza dell'elettronica effettuata in presenza (curva in blu) e in assenza (curva in rosso) del cavo ecografico con un carico applicato avente impedenza pari a 75 Ω. La misura è stata effettuata con l'analizzatore di impedenza *HP4194A* utilizzato in modalità *Gain-Phase* nell'intervallo di frequenze 1 kHz-50 MHz. Come si vede dal grafico, la banda passante risulta piatta nell'intervallo di frequenze di interesse; è stata infatti misurata una banda passante di 34 MHz a -3 dB. Il guadagno dello stadio, in assenza del cavo ecografico, è di poco inferiore a -6 dB a causa della partizione di tensione che subisce il segnale di uscita tra la resistenza R_O e la resistenza di carico, entrambe di 75 Ω. Nel caso in cui, tra l'elettronica e il carico, venga interposto il cavo ecografico il guadagno scende a circa -7 dB, conseguenza dell'attenuazione che subisce il segnale nel transitare nel cavo che presenta una resistenza serie di circa 14 Ω.

3.3.2 Realizzazione della scheda

L'elettronica di front-end del cMUT è costituita da due schede uguali alloggiate all'interno della sonda ecografica e collegate, per mezzo di connettori, da un lato al cavo ecografico e dall'altro al trasduttore. Ogni scheda è composta da un determinato numero di canali identici, variabile a seconda del numero di elementi del trasduttore, ognuno dei quali è connesso ad un singolo elemento del trasduttore. Una scheda viene utilizzata per il collegamento degli elementi pari del cMUT, l'altra per gli elementi dispari. Prima della progettazione della scheda, presso Aculab sono stati realizzati



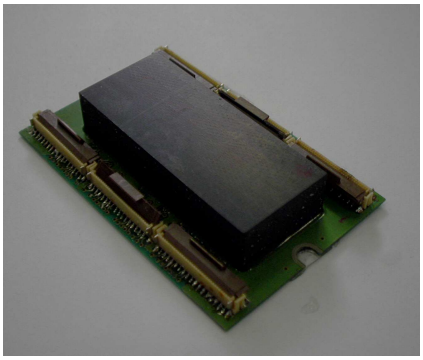
(a) (b) (c)

Figura 3.7: Layout e prototipo della scheda elettronica realizzata: (a) layout, (b) prototipo lato top, (c) prototipo lato bottom.

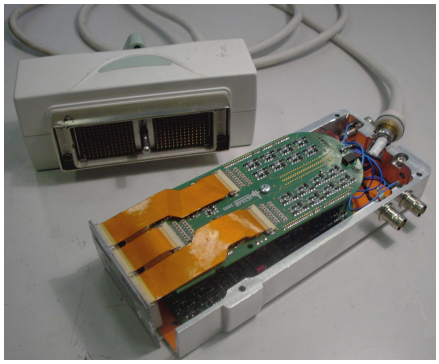
numerosi prototipi del singolo canale della prima configurazione descritta nel paragrafo 3.3. Questi prototipi sono stati sottoposti a numerose misure compresa quella di pulse-echo effettuata collegando l'elettronica ad un

elemento del trasduttore immerso in acqua. Il disegno CAD del layout dei circuiti stampati è stato fatto con il software Eagle 5.4 sviluppato da CadSoft. I PCB sono stati realizzati in laboratorio attraverso il processo della fotoincisione [30]. I componenti saldati sui circuiti sono a montaggio superficiale (SMD).

In figura 3.7a è mostrato il layout finale della scheda completa di tutti i canali. E' formato da sei strati con i componenti posizionati sia sul lato top che sul bottom. Due layer interni sono stati utilizzati per lo sbroglio delle piste di segnale, uno per lo sbroglio delle piste di alimentazione e l'altro per il piano di massa. In figura 3.7b e 3.7c sono riportate le foto, del lato top e bottom rispettivamente, della scheda a 64 canali realizzata. La scheda ha dimensioni laterali 138x60 mm e spessore 1.6 mm. Il



(a)



(b)

Figura 3.8: (a) PCB per l'interfacciamento del cMUT all'elettronica, (b) alloggiamento del cMUT e dell'elettronica all'interno della sonda.

collegamento al cavo ecografico è realizzato per mezzo di un connettore a doppia fila di tipo *Pin Header* posizionato sul lato top. Il collegamento al cMUT è effettuato per mezzo di tre cavi *flat* presenti sul bottom ognuno dei quali è inserito in un connettore a inserzione. Immediatamente sopra e sotto i connettori a inserzione sono stati collocati i condensatori

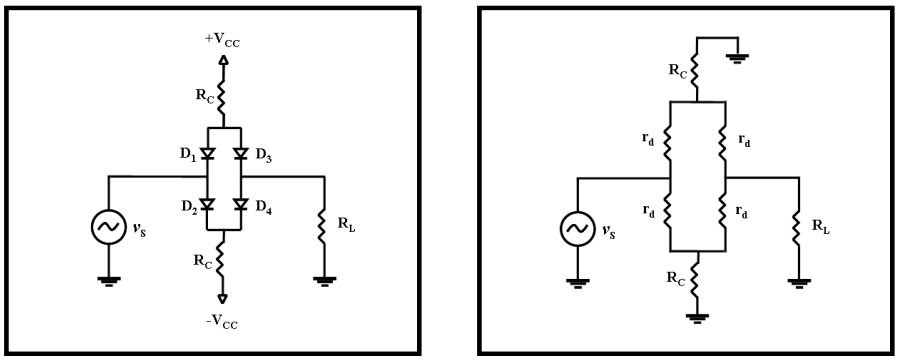
e i resistori che formano la rete di polarizzazione del cMUT. Sono facilmente distinguibili i singoli canali dell'elettronica in quanto disposti in maniera simmettrica e ordinata sulla scheda, 32 sul top e 32 sul bottom. Ai lati della scheda, sul lato top, sono stati posizionati dei connettori che consentono l'inserimento sulla prima di un'altra scheda di dimensioni minori con 32 canali supplementari nel caso in cui si utilizzi un trasduttore a 192 elementi invece che a 128. In figura 3.8a è mostrata una foto del cMUT visto da dietro dalla quale è possibile vedere lo strato di backing. Il backing ha la funzione di limitare l'accoppiamento tra elementi vicini del trasduttore a causa della propagazione indesiderata, nel substrato della cella elettrostatica, dell'onda acustica prodotta dalla vibrazione della membrana, fenomeno che contribuisce in maniera considerevole al degrado delle prestazioni del trasduttore. E' possibile vedere anche il PCB di interfacciamento cMUT-elettronica collegato agli elementi del trasduttore per mezzo di una saldatura di tipo *wire bonding*. Nella foto di figura 3.8b si vede come l'elettronica sia alloggiata all'interno della sonda ecografica e come il trasduttore sia collegato all'elettronica per mezzo dei cavi *flat*.

3.4 La rete duplexer attiva

Per migliorare le prestazioni della prima configurazione di elettronica sviluppata (paragrafo 3.3) in termini di perdita di segnale utile in trasmissione, si è pensato di sostituire le coppie di diodi antiparalleli $D_1 - D_2$ e $D_3 - D_4$, poste a protezione dell'elettronica, con la rete duplexer attiva rappresentata dallo schema elettrico di figura 3.9a. La porta campionatrice è formata da quattro diodi disposti a ponte e da due resistori di uguale resistenza R_C. Attraverso il valore assunto dalla tensione duale di alimentazione $\pm V_{CC}$ e il dimensionamento delle resistenze R_C è possibile determinare il punto di lavoro dei diodi e portarli in polarizzazione diretta. Con v_s viene indicato un generatore di tensione alternata ideale ad impedenza interna

nulla e con R_L la resistenza di carico della porta.

Il funzionamento del circuito, oltre che dai valori assunti da V_{CC} e da R_C, è fortemente influenzato dall'ampiezza del segnale v_s applicato in ingresso. L'idea che c'è alla base del progetto della rete duplexer attiva è quella di creare una porta che abbia un'alta impedenza elettrica in trasmissione e una bassa impedenza elettrica in ricezione sfruttando la diversità di ampiezza in tensione tra i segnali trasmessi dalla macchina ecografica e quelli generati dal trasduttore. In figura 3.9b è mostrato il circuito equiv-



(a) (b)

Figura 3.9: (a) Schema elettrico della rete duplexer attiva, (b) circuito equivalente per piccoli segnali.

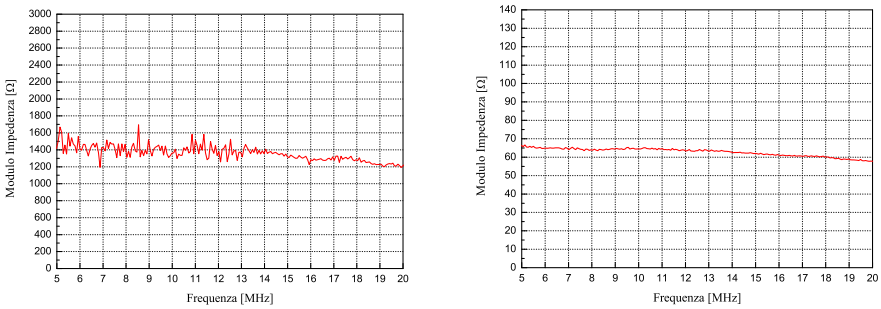
alente della rete duplexer per piccoli segnali v_s. I diodi, in polarizzazione diretta, sono stati rappresentati per mezzo della loro resistenza differenziale r_d che verrà sostituita con un cortocircuito nell'analisi del circuito sotto l'ipotesi di idealità dei diodi. Ipotizzando che i diodi siano ideali e tutti in polarizzazione diretta, per tensioni v_s di ampiezza elevata sufficienti a contropolarizzare i diodi e confrontabili con quelle del segnale di trasmissione della macchina, i diodi D_1 e D_4, all'arrivo della semionda positiva, si polarizzano inversamente inducendo la corrente a scorrere verso massa attraverso la resistenza R_C e il diodo D_2. Quando invece

giunge alla porta la semionda negativa sono i diodi D_2 e D_3 a polarizzarsi inversamente facendo scorrere verso massa la corrente attraverso il diodo D_1 e la resistenza R_C. In questa situazione, la contropolarizzazione a due a due dei diodi all'arrivo del segnale di trasmissione provoca l'interdizione dell'intera rete duplexer che viene vista dal segnale come una porta ad elevata impedenza elettrica e di conseguenza non si ha scorrimento di corrente nella resistenza di carico R_L.

Nell'ipotesi in cui i diodi siano tutti in conduzione e il segnale v_s sia di piccola ampiezza, come nel caso del segnale di ricezione del cMUT, tale da non contropolarizzare i diodi della porta al suo arrivo, la rete viene vista dal segnale come una porta a bassa impedenza elettrica. In questa situazione il segnale di ricezione attraversa invariato la porta e giunge in uscita facendo in modo che la corrente scorra nella resistenza di carico R_L. Analizzando i circuiti di figura 3.9, sempre nell'ipotesi di idealità dei diodi, è possibile scrivere la condizione di interdizione della porta che stabilisce la massima ampiezza del segnale v_s in funzione dei parametri V_{CC}, R_C e R_L affinchè la rete duplexer sia in grado di far transitare invariato il segnale in uscita:

$$-V_{CC} \cdot \frac{R_L}{(2R_L + R_C)} \leq v_s \leq V_{CC} \cdot \frac{R_L}{(2R_L + R_C)} \tag{3.2}$$

E' possibile quindi dimensionare V_{CC} e R_C in funzione dell'ampiezza del segnale v_s che si vuole far transitare attraverso la porta consentendo così il passaggio solo del segnale di ricezione e non quello di trasmissione. Al fine di progettare correttamente la rete duplexer, sia per la configurazione ad amplificatore di tensione sia per quella ad amplificatore di transimpedenza dell'elettronica di front-end, è utile mostrare come varia l'impedenza elettrica di ingresso Z_{IN} della porta in funzione della resistenza di carico R_L. Facciamo riferimento al circuito equivalente per piccoli segnali di figura 3.9b e supponiamo che tutti i diodi siano in polarizzazione diretta. Dato che $R_C >> r_d$, quando $R_L \rightarrow \infty$ l'impedenza di ingresso della porta



(a) (b)

Figura 3.10: (a) Impedenza di ingresso misurata con $R_L = \infty$, (b) impedenza di ingresso misurata con $R_L = 0$.

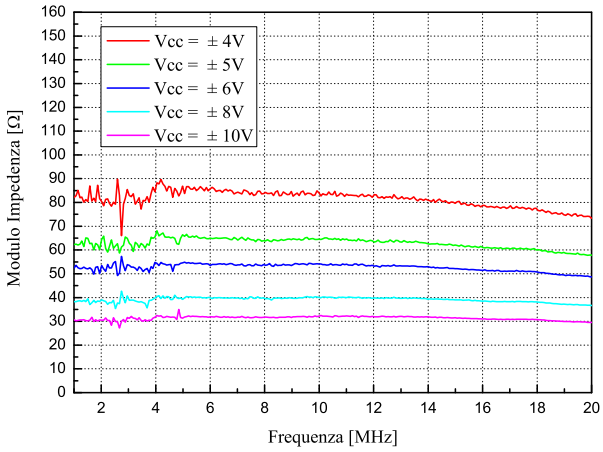


Figura 3.11: Impedenza di ingresso misurata al variare di V_{CC}.

$Z_{IN} \approx R_C/2$ mentre quando $R_L \to 0$ l'impedenza $Z_{IN} \approx r_d$. Nei grafici di figura 3.10a e 3.10b, per piccoli segnali in ingresso, sono riportate le misure dell'impedenza elettrica di ingresso della porta rispettivamente con alta e con bassa resistenza di carico R_L effettuate con l'analizzatore di impedenza

HP4194A . La porta è stata alimentata con una tensione duale $V_{CC} = \pm 5$ V e le resistenze R_C hanno valore pari a 2.7 $k\Omega$. Le misure effettuate dimostrano che l'impedenza Z_{IN} risulta pari a $R_C/2$ quando la resistenza di carico è elevata mentre risulta pari alla resistenza differenziale r_d dei diodi nel caso in cui sia applicato un carico a bassa resistenza. Il valore della resistenza r_d varia a seconda del punto di lavoro dei diodi e diminuisce al crescere della corrente di polarizzazione del diodo. Siccome la porta dovrà assolvere, in ricezione, al fondamentale compito di adattare l'impedenza elettrica di uscita dell'elettronica con quella del cavo ecografico, è molto importante la scelta del punto di lavoro dei diodi attraverso il dimensionamento di R_C e V_{CC}. L'obiettivo è quello di ottenere una porta con impedenza elettrica pari a 75 Ω per l'adattamento col cavo ma allo stesso tempo con un basso assorbimento di corrente per contenere il consumo di potenza. In figura 3.11 è riportato il grafico della misura dell'impedenza elettrica di ingresso della rete duplexer al variare di V_{CC} con le resistenze R_C fissate al valore di 2.7 $k\Omega$ e con carico $R_L = 0$. La variazione della tensione di polarizzazione dei diodi, a parità di resistenza R_C, produce una variazione della corrente che scorre nei diodi e di conseguenza una variazione del loro punto di lavoro. Dal risultato della misura è possibile vedere come l'impedenza della porta, pari alla resistenza differenziale dei diodi, cresca al diminuire di V_{CC} e quindi della corrente nei diodi. Inoltre, per un fissato punto di lavoro, c'è una variazione dell'impedenza elettrica in funzione della frequenza. Questo effetto produce delle problematiche legate soprattutto alla capacità di pilotare correttamente il cavo ecografico da parte dell'elettronica man mano che la frequenza aumenta.

3.5 Seconda configurazione sviluppata

Una seconda configurazione ad amplificatore di tensione è stata sviluppata per cercare di migliorare le prestazioni del circuito in termini di perdita

di segnale utile sul trasduttore nella fase di trasmissione evidenziate nell'analisi della prima elettronica descritta nel paragrafo 3.3. In figura 3.12 è mostrato lo schema elettrico dell'elettronica progettata. Il circuito è molto simile a quello della prima configurazione con l'eccezione che al posto delle due coppie di diodi antiparalleli, a proteggere l'ingresso e l'uscita dell'amplificatore, sono state posizionate due porte campionatrici come quelle descritte nel paragrafo 3.4. Il buffer utilizzato è il MAX4200, lo stesso del circuito precedente. In questa configurazione non è necessario l'utilizzo di

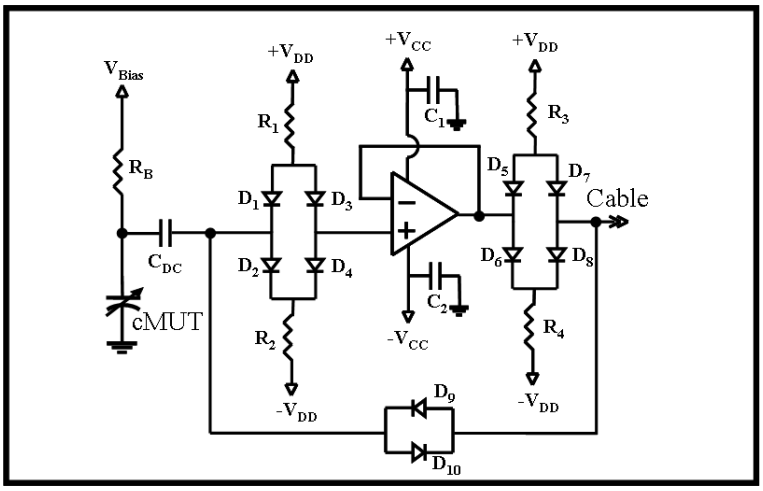


Figura 3.12: Schema elettrico della seconda configurazione sviluppata.

un apposito resistore per la corrente di polarizzazione del buffer essendo questo compito svolto dalle resistenze R_1 e R_2 che, in ricezione, mantengono i diodi in polarizzazione diretta assicurando un percorso verso massa alla corrente continua di polarizzazione dell'amplificatore operazionale. I diodi che compongono le due reti duplexer sono portati tutti in polarizzazione diretta attraverso il dimensionamento delle resistenze di porta e della tensione duale di polarizzazione V_{DD}.

In ricezione, la piccola ampiezza in tensione dei segnali provenienti

dal trasduttore non è in grado di contropolarizzare i diodi cosicchè il segnale transita attraverso le porte e giunge invariato al cavo ecografico posto in uscita dell'elettronica. In trasmissione, l'elevata tensione dei segnali generati dalla macchina portano in polarizzazione inversa i diodi delle porte che interdiranno il passaggio del segnale proteggendo il buffer e facendolo transitare per la coppia di diodi D_9 e D_{10} prima di arrivare al cMUT. L'adattamento di impedenza elettrica tra l'elettronica e il cavo ecografico questa volta è reso più difficile perchè effettuato per mezzo dell'impedenza elettrica equivalente delle porte campionatrici che varia in funzione del punto di lavoro dei diodi e in funzione della frequenza. La tensione duale V_{CC} di alimentazione dell'amplificatore è pari a $\pm 5\ V$ mentre la tensione duale V_{DD} di polarizzazione delle porte è pari a $\pm 2.5\ V$. La rete duplexer in uscita dal buffer ha il compito di fornire l'adattamento di impedenza con il cavo in ricezione. Le resistenze R_3 e R_4 da 1 $k\Omega$ sono state dimensionate in maniera tale che l'impedenza elettrica equivalente della porta durante la ricezione sia circa 75 Ω per l'adattamento col cavo e che l'assorbimento di corrente sia contenuto al minimo. Quando il segnale inviato dal cMUT si presenta all'ingresso della rete duplexer in uscita questa presenta una impedenza elettrica pari alla resistenza differenziale dei diodi di porta. La variazione della resistenza differenziale dei diodi in funzione della frequenza rende questo tipo di adattamento meno efficace rispetto a quello dell'utilizzo di una semplice resistenza da 75 Ω posizionata prima del cavo. Per la porta in ingresso al buffer invece, sempre per limitare l'assorbimento di corrente e per limitare la perdita di segnale in trasmissione sul trasduttore, le resistenze R_1 e R_2 (22 $k\Omega$) hanno un valore più elevato.

L'impedenza elettrica che vede il segnale trasmesso dalla macchina invece è pari al parallelo tra le impedenze delle due porte in trasmissione ognuna delle quali è uguale al parallelo tra le due resistenze di porta. Essendo elevato il valore di tali resistenze, l'impedenza complessiva vista dal

segnale in trasmissione è di circa 500 Ω, il che significa che non c'è un buon adattamento di impedenza tra elettronica e cavo in trasmissione. L'elevata impedenza elettrica delle porte in trasmissione presenta però il vantaggio di non far perdere segnale sul trasduttore in quanto la partizione in tensione del segnale inviato dalla macchina avviene tra la bassa resistenza serie del cavo e l'alta resistenza presentata dalle porte.

3.5.1 Simulazioni e caratterizzazione sperimentale

Il vantaggio della configurazione descritta nel paragrafo 3.5, rispetto alla prima configurazione analizzata, risiede principalmente nel fatto che il segnale trasmesso dalla macchina, dopo il transito attraverso l'elettronica, arriva sul trasduttore subendo una attenuazione trascurabile pari a circa -0.3 dB. Le problematiche principali vanno ricercate però nella difficoltà di effettuare un buon adattamento di impedenza tra l'elettronica e il cavo, nell'elevato numero di componenti utilizzati che contribuisce all'aumento delle dimensioni del circuito, nell'aumento del rumore termico a causa dell'aumento dei resistori e soprattutto nell'elevato consumo di potenza causato dall'utilizzo di porte campionatrici attive ad elevato assorbimento di corrente. Inoltre l'adattamento di impedenza è assicurato in ricezione ma non in trasmissione [22, 23]. Alimentando il buffer con una tensione duale di $\pm 5\ V$ e le porte con una tensione duale di $\pm 2.5\ V$ si ha un assorbimento di corrente di 2.3 mA per l'amplificatore operazionale e di 2 mA per le porte con un consumo totale di potenza di circa 33 mW per canale. Nel grafico di figura 3.13 è rappresentato il risultato di una simulazione che mostra l'andamento in tensione di un tipico segnale trasmesso dalla macchina ecografica (curva in blu). La curva in rosso mostra invece come il segnale trasmesso dalla macchina giunga al cMUT dopo essere transitato per l'elettronica. Si vede chiaramente la distorsione che subisce il segnale sul trasduttore a causa del non adattamento di impedenza dell'elettronica col cavo durante la trasmissione. Nel grafico di figura 3.14

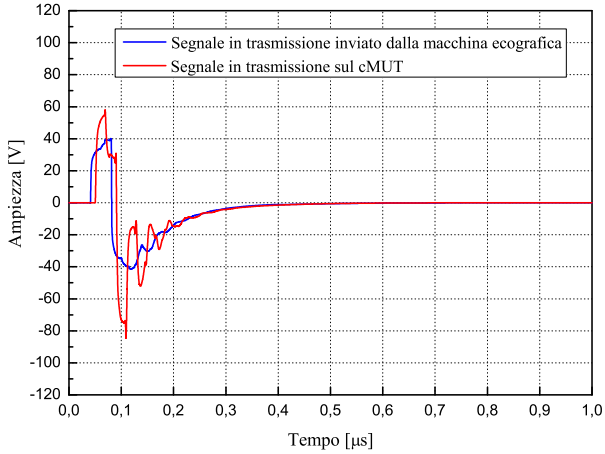


Figura 3.13: Simulazione del segnale in trasmissione inviato dalla macchina ecografica al cMUT.

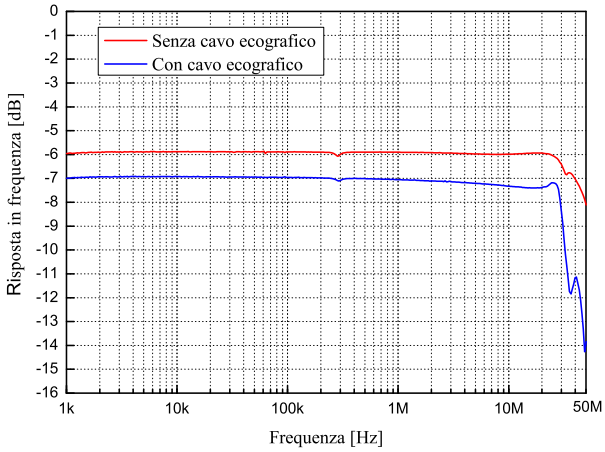


Figura 3.14: Modulo della risposta in frequenza dell'elettronica misurato con e senza il cavo ecografico.

è mostrato il modulo della risposta in frequenza dell'elettronica misurato su un'impedenza di carico pari a 75 Ω in presenza e in assenza del cavo ecografico. Come si vede il guadagno dello stadio è di circa -6 dB in as-

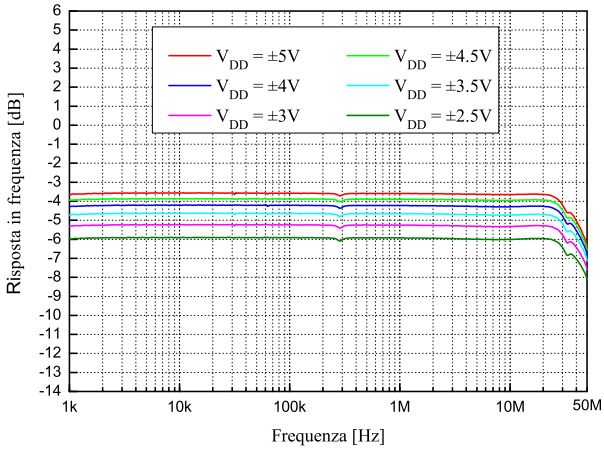


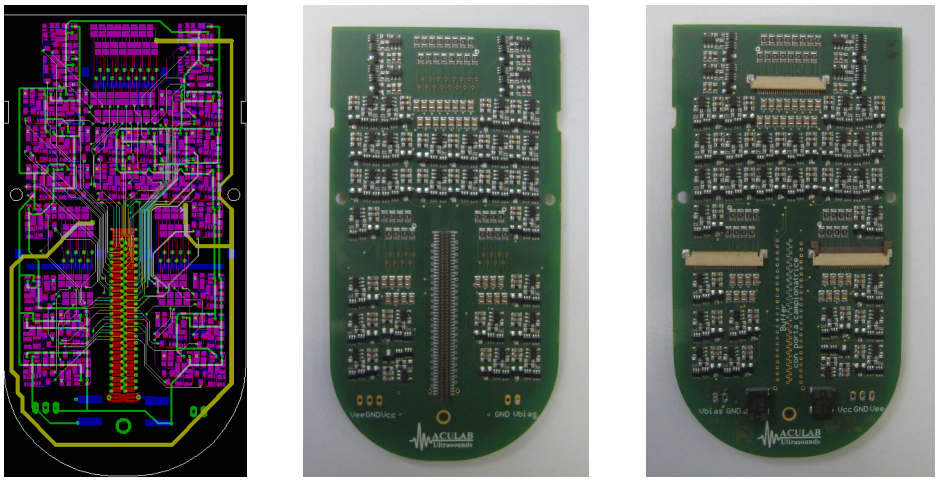
Figura 3.15: Modulo della risposta in frequenza misurato in assenza del cavo al variare della tensione di alimentazione di porta.

senza del cavo in conseguenza della partizione del segnale tra l'impedenza della porta di uscita e quella del carico entrambe pari a 75 Ω (curva in rosso). Nel caso in cui tra l'elettronica e il carico venga interposto il cavo ecografico il guadagno scende a circa -7 dB a causa della elevata resistenza serie del cavo stesso. E' importante notare come, in entrambi i casi, la banda dell'elettronica presenti un andamento piatto nell'intero intervallo di frequenze di funzionamento del trasduttore, si è infatti misurata una banda passante a -3 dB di 32 MHz. Nelle stesse condizioni con un carico di 75 Ω, ma in assenza del cavo ecografico, è stata effettuata una misura della risposta in frequenza dell'elettronica al variare della tensione di alimentazione duale V_{DD} della rete duplexer. Dal grafico mostrato in figura 3.15 si vede come il guadagno dello stadio dipenda dalla variazione della

tensione V_{DD} di polarizzazione della porta di uscita. Questo a causa della variazione dell'impedenza equivalente di porta che dipende dal valore assunto dalla resistenza differenziale dei diodi in funzione del loro punto di lavoro.

3.5.2 Realizzazione della scheda

In figura 3.16a è mostrato il layout della scheda a 64 canali progettata. Anche in questo caso è stato sviluppato su sei strati, con i quattro layer interni utilizzati per lo sbroglio delle piste di segnale, delle piste di alimentazione e per l'impiego del piano di massa. I componenti *SMD* sono



(a) (b) (c)

Figura 3.16: Layout e prototipo della scheda elettronica realizzata: (a) layout, (b) prototipo lato top, (c) prototipo lato bottom.

saldati su entrambi i lati della scheda, il connettore per il collegamento col cavo ecografico è stato posizionato sul lato top mentre i connettori di interfacciamento al cMUT sul bottom. Nella figura 3.16b e 3.16c sono mostrate le foto viste da entrambi i lati della scheda realizzata. Una scelta

più accurata nella selezione del package dei componenti e una maggiore attenzione nello sbroglio delle piste in fase di disegno *CAD* hanno consentito di diminuire le dimensione della scheda (114x60 mm) rispetto a quelle della scheda della prima configurazione descritta nel paragrafo 3.3.2. I connettori di collegamento dell'elettronica col cavo e con il trasduttore sono identici a quelli del prototipo della prima configurazione di conseguenza l'alloggiamento delle schede all'interno della sonda è lo stesso visto per il caso precedente.

3.6 Terza configurazione sviluppata

La terza configurazione sviluppata rappresenta un ibrido rispetto alle altre due analizzate in precedenza. Come si vede dallo schema elettrico di figura 3.17, la porta campionatrice in uscita è stata sostituita con una coppia di diodi antiparalleli e una resistenza R_O da 75 Ω mentre è stata lasciata quella in ingresso. Le modifiche apportate allo schema elettrico rappresentano un ottimo compromesso rispetto alle prime due configurazioni sia in termini di prestazioni, sia in termini di consumo di potenza che di dimensioni. Si è utilizzato anche questa volta il *buffer MAX4200* per gli ottimi risultati ottenuti dalle misure effettuate sulle precedenti elettroniche di front-end. La tensione duale V_{CC} di alimentazione dell'amplificatore operazionale è pari a $\pm 5\ V$ mentre la tensione duale V_{DD} di alimentazione della porta è pari a $\pm 2.5\ V$.

La presenza della rete composta dalla coppia di diodi antiparalleli e dalla resistenza R_O in uscita assicura un buon adattamento di impedenza tra l'elettronica e il cavo sia in trasmissione che in ricezione. Si è eliminata in questo modo l'indesiderata variazione dell'impedenza elettrica della porta di uscita in funzione sia del punto di lavoro dei diodi che della frequenza. Inoltre, a causa del basso valore delle resistenze di porta dimensionate per effettuare l'adattamento col cavo della seconda config-

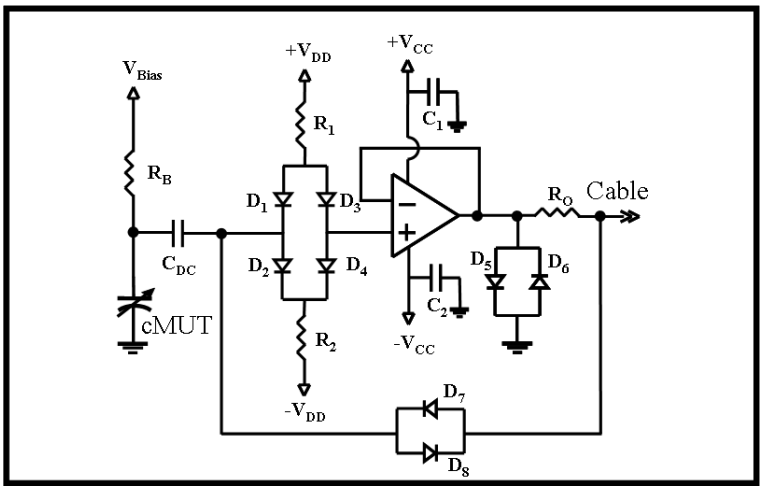


Figura 3.17: Schema elettrico della terza configurazione sviluppata.

urazione, la rete duplexer in uscita contribuiva in maniera considerevole all'aumento dell'assorbimento di corrente del circuito e quindi al consumo di potenza. E' stata lasciata invece la porta attiva in ingresso sia perchè il suo assorbimento di corrente è minimo grazie all'elevato valore di R_1 e R_2 (22 $k\Omega$), sia perchè l'elevata impedenza equivalente in trasmissione della porta rende trascurabile la perdita di segnale sul trasduttore. Infatti la partizione in tensione del segnale trasmesso dalla macchina avviene tra la resistenza serie del cavo ecografico e il parallelo tra le resistenze R_O, R_1 e R_2 con una attenuazione di circa -1.5 dB sul trasduttore.

3.6.1 Simulazioni e caratterizzazione sperimentale

Le misure di caratterizzazione sperimentale della configurazione descritta nel paragrafo 3.6 hanno dato ottimi risultati. Il numero dei componenti del circuito è relativamente basso come l'assorbimento di corrente (2.4 mA per canale) e il consumo di potenza (23.4 mW per canale). L'adattamento di impedenza con il cavo ecografico è assicurato sia in trasmissione che in

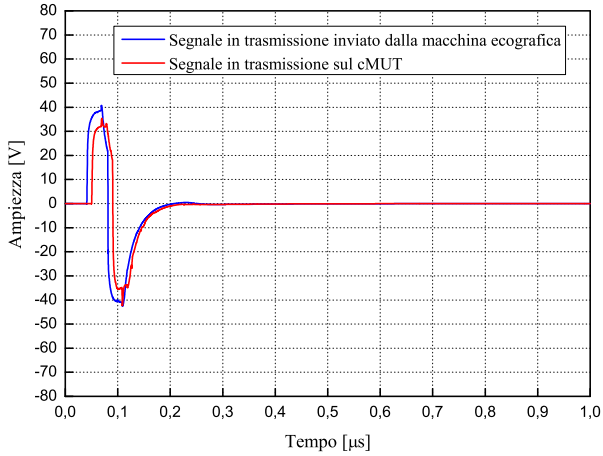


Figura 3.18: Simulazione del segnale in trasmissione inviato dalla macchina ecografica al cMUT.

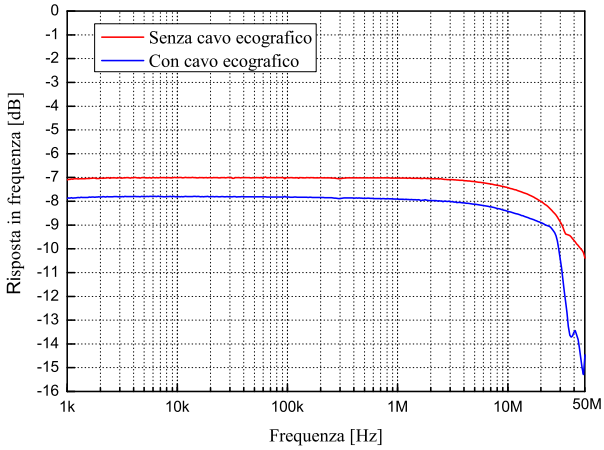


Figura 3.19: Modulo della risposta in frequenza dell'elettronica misurato con e senza il cavo ecografico.

ricezione e non si evidenzia un'apprezzabile perdita di segnale sul trasduttore, come si vede dal grafico della simulazione effettuata con *PSpice* e riportata in figura 3.18. In blu è indicata la curva che rappresenta il segnale inviato dalla macchina ecografica mentre la curva in rosso rappresenta il segnale che giunge effettivamente al trasduttore dopo essere transitato per l'elettronica. Uno dei pochi inconvenienti di questa config-

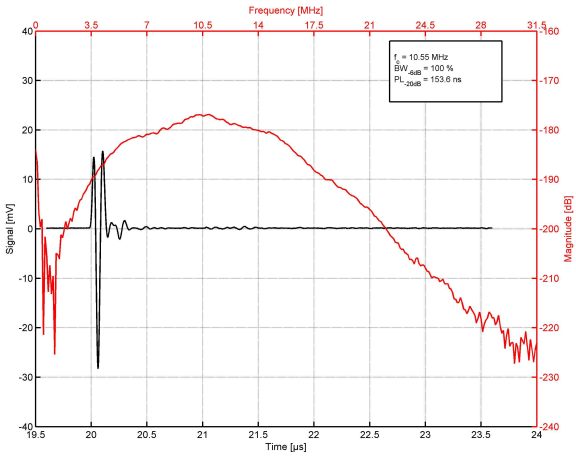


Figura 3.20: Misura di pulse-echo: segnale di ricezione.

urazione circuitale risiede nell'elevata potenza dissipata sul resistore R_O durante il transito delle alte tensioni del segnale di trasmissione. Come si vede dalle misure della risposta in frequenza dell'elettronica riportate nel grafico di figura 3.19, la banda risulta piatta fino a 30 MHz sia che l'elettronica sia collegata direttamente a un carico con impedenza pari a 75 Ω (curva in rosso) sia che tra l'elettronica e il carico venga interposto il cavo ecografico (curva in blu). La banda passante misurata dell'elettronica è risultata pari a 31 MHz a -3 dB. In figura 3.20 è mostrato il grafico di una misura di tipo pulse-echo del segnale in tensione di ricezione del cMUT messo in vibrazione da un segnale impulsivo unipolare a banda larga per mezzo dello strumento *Pulser/Receiver Parametrics mod.5800*.

La misura di pulse-echo è una misura tipica per la caratterizzazione sperimentale dei trasduttori acustici e si effettua con il trasduttore immerso in acqua. Il cMUT è affacciato su una superficie in grado di riflettere l'onda acustica generata dal trasduttore stesso in trasmissione. L'onda

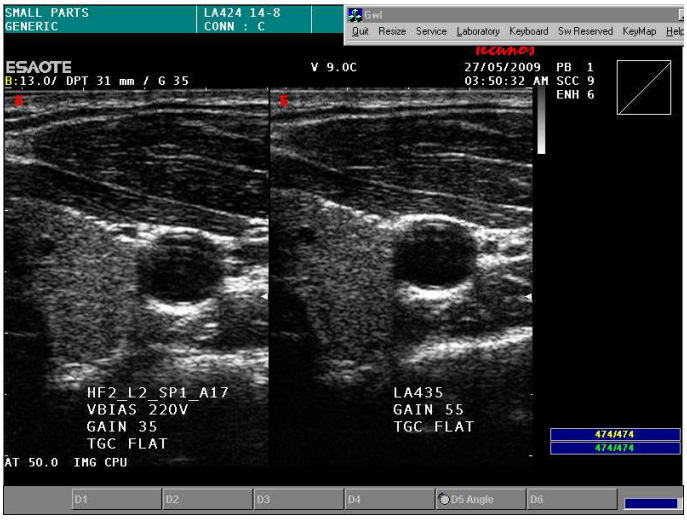


Figura 3.21: Confronto tra immagini ecografiche realizzate con una sonda cMUT (a sinistra) ed una sonda piezoelettrica (a destra).

riflessa ritorna al trasduttore che, funzionando questa volta da ricevitore, è in grado di produrre un segnale elettrico in risposta alla echo ricevuta. Nel grafico di figura 3.20 è riportata in nero la curva corrispondente al segnale in tensione di ricezione del cMUT e in rosso la *FFT* del segnale stesso. Mostriamo infine, in figura 3.21, un confronto tra due immagini ecografiche dell'arteria carotidea umana realizzate con una sonda cMUT (immagine di sinistra) e con una sonda di tipo piezoelettrico (immagine di destra). Come si vede dalle immagini, utilizzando una sonda cMUT è stato possibile ottenere una immagine confrontabile con quella realizzata per mezzo di una sonda piezoelettrica commerciale anche applicando, con

	Numero di componenti per canale	Tensione alimentazione	Corrente assorbita per canale	Consumo potenza per canale	Banda -3dB	Adattamento di impedenza elettrica	Perdita di segnale sul cMUT in trasmissione
Prima configurazione	14	Vcc = ±5V	Ic = 2.3mA	23mW	34MHz	sia in trasmissione che in ricezione	-2.9 dB
Seconda configurazione	19	Vcc = ±5V Vdd = ±2.5V	Ic = 2.3mA Id = 2mA	33mW	32MHz	solo in ricezione	-0.3 dB
Terza configurazione	16	Vcc = ±5V Vdd= ±2.5V	Ic = 2.3mA Id = 0.09mA	23.4mW	31MHz	sia in trasmissione che in ricezione	-1.5 dB

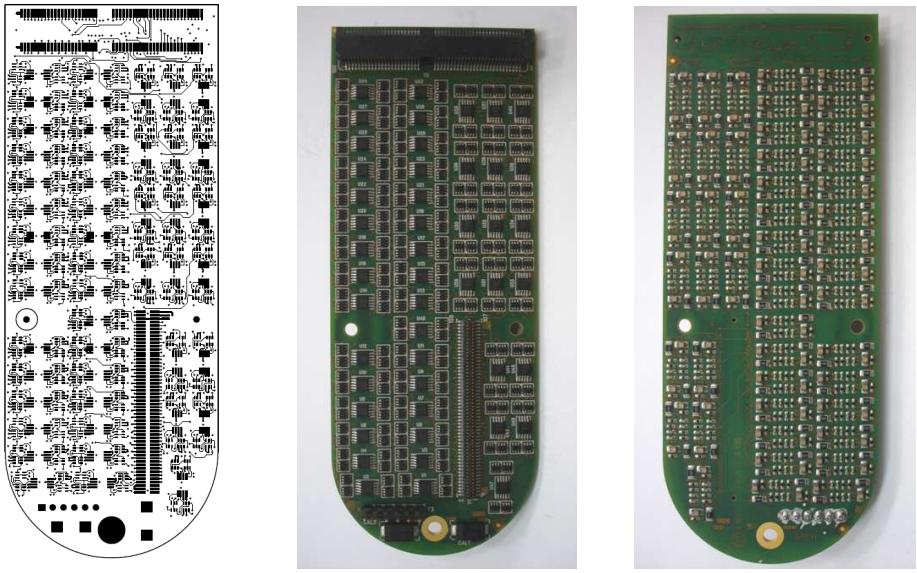
Figura 3.22: Tabella riassuntiva delle caratteristiche delle tre configurazioni di elettronica di front-end sviluppate.

quella cMUT, un minor guadagno da parte della macchina ecografica [24].

E' riportata in figura 3.22 una tabella riassuntiva sulle caratteristiche delle tre configurazioni di elettronica di front-end progettate. Per i risultati ottenuti la terza configurazione rappresenta un ottimo compromesso sia in termini di prestazioni che di dimensioni rispetto alle altre due ed è quella attualmente in uso nell'ultimo prototipo di sonda ecografica cMUT sviluppata presso Aculab.

3.6.2 Realizzazione della scheda

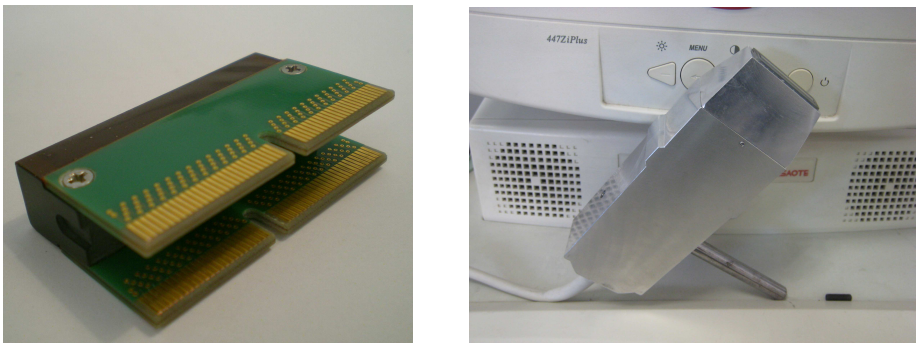
In figura 3.23a è mostrato il *top layer* del layout della scheda a 96 canali progettata. Per la complessità dello sviluppo del disegno *CAD*, dovuto principalmente al passaggio da 64 a 96 canali, lo sbroglio delle piste di alimentazione e di segnale del circuito è stato effettuato su otto *layer* al fine di non aumentare troppo le dimensioni della scheda. Nelle foto 3.23b e 3.23c è mostrata la scheda realizzata vista da entrambi i lati che ha dimensioni laterali pari a 130x50 mm e spessore 1.6 mm. Sul lato *top* sono stati posizionati i diodi e i componenti attivi del circuito mentre sul lato *bottom* sono stati piazzati tutti i componenti passivi. Il connettore per l'interfacciamento col cavo ecografico è lo stesso utilizzato per le configurazioni precedenti. Sono stati invece sostiutiti i connettori per l'inserzione



(a) (b) (c)

Figura 3.23: Layout e prototipo della scheda elettronica realizzata: (a) layout, (b) prototipo lato top, (c) prototipo lato bottom.

dei cavi *flat* utilizzati per la connessione tra l'elettronica e il cMUT. Al loro posto è stato posizionato, all'estremità del lato *top* della scheda, un nuovo connettore a inserzione per *PCB* che ha permesso di diminuire la larghezza della scheda. Per ridurre le dimensioni del circuito di collegamento tra il trasduttore e l'elettronica è stato sostituito, infatti, il *PCB* di adattamento di figura 3.8a con un circuito rigido-flessibile che può essere inserito all'interno del connettore posizionato sulla scheda (figura 3.24a). Questo ha consentito di realizzare un prototipo di sonda di dimensioni minori delle precedenti grazie all'avvicinamento tra le due schede e al minore ingombro della parte terminale della sonda dove è posizionato il trasduttore. Si può vedere nella foto di figura 3.24b il prototipo di sonda realizzato presso Aculab tuttora utilizzato.



(a) (b)

Figura 3.24: (a) PCB rigido-flessibile per l'interfacciamento del cMUT all'elettronica , (b) prototipo di sonda cMUT.

3.7 Elettronica a componenti integrati

Sulla base degli studi portati avanti in questa Tesi di Dottorato sull'elettronica di front-end per cMUT, la Maxim Integrated Products Inc. ha deciso di integrare, in un unico package estremamente ridotto (5x5 mm), otto canali dell'elettronica discreta descritta nelle pagine precedenti. Questa scelta da parte della nota casa di microelettronica statunitense ha da una parte riconosciuto la bontà della progettazione effettuata in questi anni e dall'altra permetterà di ottenere elettroniche di front-end ancora più compatte e con consumi inferiori. La figura 3.25 mostra lo schema elettrico di un canale del circuito interno del componente MAX4805 nel quale è stata integrata l'elettronica di front-end sviluppata in questo lavoro di Tesi. La versione MAX4805A del componente MAX4805 è stata appositamente ottimizzata per applicazioni con trasduttori cMUT. Nell'Appendice B di questa Tesi è riportato il datasheet del componente MAX4805. Sono state infatti fornite alla Maxim le specifiche di progetto per la realizzazione dell'integrato che è stato prodotto a costo zero per Aculab grazie al forte interessamento da parte dell'azienda di mettere in commercio una elettron-

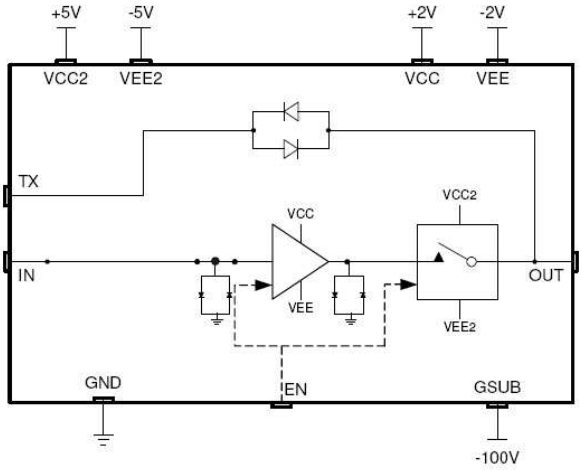
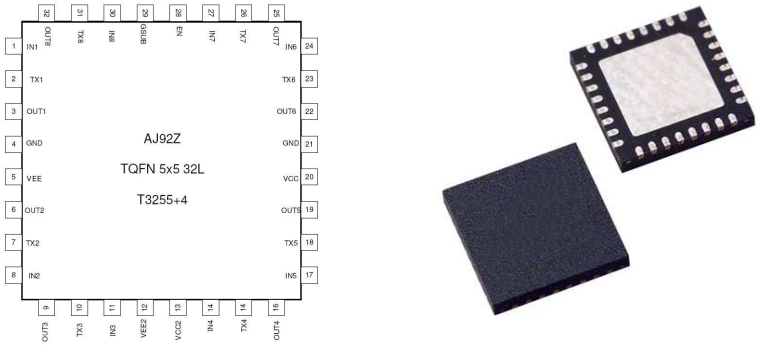


Figura 3.25: Schema elettrico di un canale del circuito interno del componente integrato MAX4805.



(a) (b)

Figura 3.26: (a) Configurazione dei pin del MAX4805, (b) package del MAX4805.

ica di amplificazione dedicata ad applicazioni ecografiche. Il componente integrato offre una soluzione compatta per l'amplificazione dei segnali di

echo generati da trasduttori acustici per applicazioni ecografiche, in particolar modo è ottimizzato per l'utilizzo di trasduttori cMUT. Ogni componente ha al suo interno otto canali di amplificazione ognuno dei quali presenta un amplificatore operazionale a basso rumore in configurazione non invertente con guadagno pari a 9 dB e una larghezza di banda di 44 MHz. L'elettronica ha, inoltre, una impedenza elettrica di uscita pari a 75 Ω per l'adattamento di impedenza con il cavo ecografico. Per evitare il danneggiamento dell'elettronica durante il transito dei segnali ad elevata ampiezza in trasmissione, ogni canale è dotato di un sistema di protezione per l'amplificatore costituito da un condensatore e una coppia di diodi antiparalli in ingresso e da uno switch e una coppia di diodi antiparalleli in uscita [25, 26]. Ogni canale è in grado di far transitare dalla macchina al trasduttore cicli di segnali impulsivi bipolari in trasmissione con ampiezze fino a $\pm 100\ V$. Per l'alimentazione dell'amplificatore è richiesta

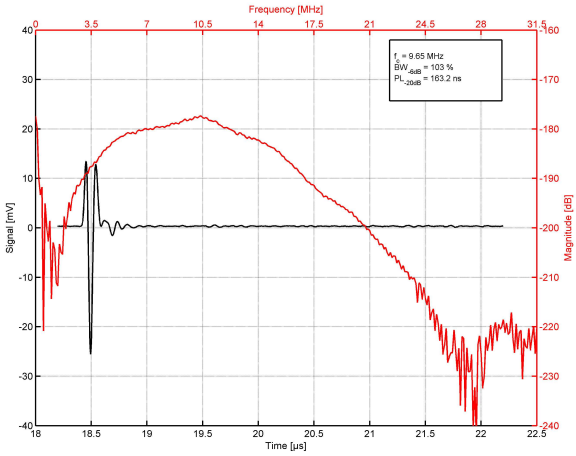


Figura 3.27: Misura di pulse-echo: segnale di ricezione del cMUT.

una tensione duale $V_{CC} = +2\ V$ e $V_{EE} = -2\ V$ con un valore tipico di corrente di 2 mA per canale, mentre per lo switch in uscita è richiesta una tensione duale $V_{CC2} = +5\ V$ e $V_{EE2} = -5\ V$ con un valore tipico di

corrente di 25 μA per canale. Una tensione $V_{GSUB} = -100\ V$, con valore tipico di corrente di 10 μA per canale, è necessaria per la polarizzazione del substrato durante la trasmissione. Il consumo di potenza in ricezione è di circa 12 mW per canale nel caso di nessun segnale in trasmissione mentre il consumo di potenza in trasmissione è di circa 20 mW per canale con un segnale applicato in trasmissione a ciclo di impulsi rettangolari di ampiezza $\pm 60\ V$ e frequenza 5 MHz. In figura 3.26 è mostrata la configurazione dei pin dell'integrato Maxim e il package del componente. In figura 3.27 è riportato il grafico di una misura di pulse-echo del segnale di ricezione del cMUT effettuata durante la fase di caratterizzazione sperimentale dell'elettronica con componenti MAX4805 inserendo una resistenza di adattamento da 75 Ω in serie al pulsatore. E' stato applicato, ai capi del cMUT polarizzato, un segnale impulsivo unipolare a banda larga. In nero è disegnata la curva del segnale in tensione di ricezione del cMUT e in rosso la sua *FFT*. I risultati sperimentali ottenuti attraverso le misure di pulse-echo, la risposta in frequenza, la valutazione dell'assorbimento di corrente e del consumo di potenza sono stati molto incoraggianti. Si sta infatti sviluppando attualmente presso Aculab il layout dell'elettronica di front-end con gli integrati MAX4805 che consentirà di ridurre a tal punto le dimensioni dell'elettronica da poter realizzare una sonda cMUT con dimensioni confrontabili con quella di una sonda piezoelettrica commerciale, la quale non richiede solitamente l'uso di alcuna elettronica attiva di adattamento. Per rendere l'dea della differenza di dimensioni tra le due schede, nella foto di figura 3.28 è mostrato un confronto tra una scheda elettronica per cMUT a componenti discreti inserita nell'ultimo prototipo di sonda sviluppata presso Aculab (a sinistra) e una scheda contenuta in una sonda piezoelettrica commerciale (a destra). Nelle foto di figura 3.29 è mostrato invece un confronto tra un prototipo di sonda cMUT realizzato in laboratorio (figura 3.29a) e una sonda piezoelettrica commerciale (figura 3.29b).

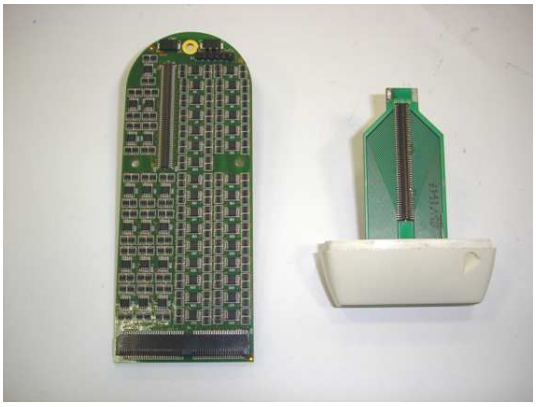


Figura 3.28: Confronto tra la scheda elettronica di una sonda cMUT (a sinistra) e di una sonda piezoelettrica commerciale (a destra).

(a) (b)

Figura 3.29: (a) Prototipo di sonda cMUT, (b) sonda piezoelettrica commerciale.

3.8 Elettronica ad amplificatore di transimpedenza

Come descritto nel paragrafo 3.1, in questa Tesi si è preferito dare maggior rilievo alle configurazioni di elettronica di front-end ad amplificatore

di tensione. Sono state però sviluppate anche varie configurazioni di elettronica ad amplificatore di transimpedenza. Senza entrare troppo nei dettagli, vengono mostrate in questo paragrafo le caratteristiche principali di una scheda realizzata per effettuare una conversione in tensione del segnale in corrente prelevato dal cMUT per mezzo di un'elettronica ad amplificatore di transimpedenza, come si vede dallo schema elettrico di figura 3.30. L'amplificatore operazionale a basso rumore *LT6230-10* del-

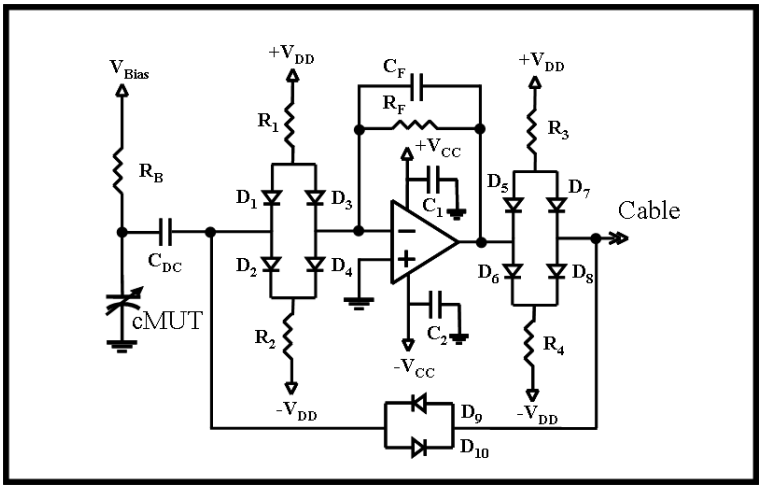
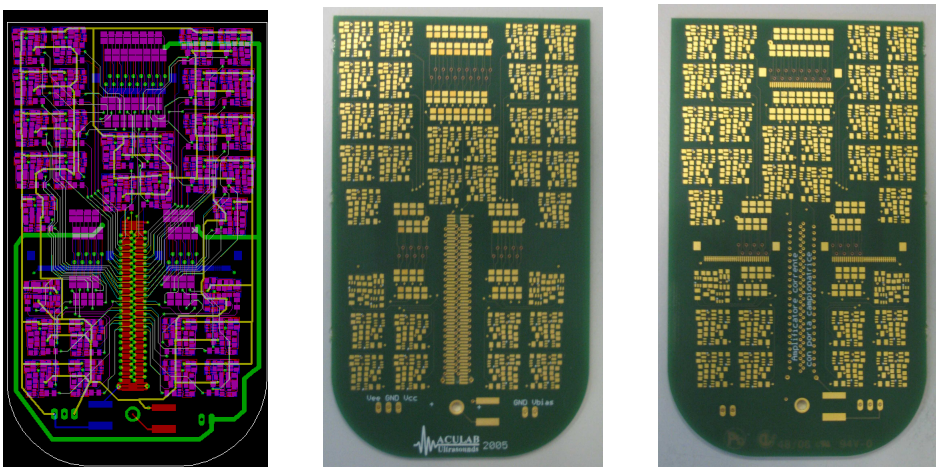


Figura 3.30: Elettronica di front-end con amplificatore di transimpedenza.

la *Linear Technology* utilizzato è connesso in configurazione invertente, è alimentato con una tensione duale $V_{CC} = \pm 5\ V$ ed è retroazionato per mezzo di una resistenza R_F pari a 2.2 $k\Omega$ con in parallelo un condensatore da 3.3 pF [9]. A protezione dell'amplificatore operazionale, sia in ingresso che in uscita, sono state posizionate due porte campionatrici alimentate con una tensione duale $V_{DD} = \pm 2.5\ V$ e con tutte le resistenze di porta pari a 1 $k\Omega$. Il dimensionamento delle resistenze di porta consente alla rete duplexer di uscita di avere un'impedenza elettrica in ricezione pari a 75 Ω per l'adattamento di impedenza con il cavo ecografico. Consente

inoltre alla rete duplexer di ingresso di avere una bassa impedenza elettrica sempre in ricezione. Questo perchè la conversione corrente-tensione dello stadio a transimpedenza necessita di una bassa impedenza di ingresso. In trasmissione invece l'impedenza elettrica del circuito, vista dal segnale inviato dalla macchina, è circa 250 Ω, essendo pari al parallelo delle resistenze di porta R_1, R_2, R_3 e R_4. Questo non consente un



(a) (b) (c)

Figura 3.31: Layout e prototipo della scheda elettronica realizzata: (a) layout, (b) prototipo lato top, (c) prototipo lato bottom.

buon adattamento di impedenza in trasmissione tra elettronica e cavo ma rende trascurabile la perdita di segnale sul trasduttore essendo di appena -0.5 dB l'attenuazione che subisce il segnale trasmesso dalla macchina ecografica dopo essere transitato per l'elettronica. Il consumo di potenza del circuito è molto elevato a causa del basso valore delle resistenze delle reti duplexer che insieme assorbono circa 3.8 mA a canale. L'amplificatore operazione ha un assorbimento di corrente di circa 3.1 mA e il consumo totale di potenza per canale è di circa 50 mW. Inoltre questa configurazione richiede un elevato numero di componenti e l'adattamento di impedenza

col cavo è assicurato in ricezione ma non in trasmissione, il che produce una distorsione sul cMUT del segnale trasmesso dalla macchina.

In figura 3.31a è mostrato il layout disegnato su sei layer della scheda progettata. I componenti sono disposti sia sul lato *top* che sul *bottom*. I quattro layer interni sono stati utilizzati per lo sbroglio delle piste di segnale, per le piste di alimentazione e per il piano di massa. Nelle foto 3.31b e 3.31c si possono vedere entrambi i lati della scheda realizzata prima che su essa siano stati saldati i componenti. La scheda ha dimensioni laterali 114x66 mm e spessore 1.6mm. I connettori utilizzati per la connessione dell'elettronica col cMUT e con il cavo ecografico sono gli stessi descritti nel paragrafo 3.3.2 per cui l'alloggiamento dell'elettronica nella sonda sarà effettuato con le stesse modalità analizzate per la prima configurazione sviluppata.

3.9 Conclusioni

In questo capitolo sono state descritte le fasi di progettazione, realizzazione e caratterizzazione sperimentale di tre configurazioni di elettronica di front-end ad amplificatore di tensione per trasduttori cMUT. I risultati ottenuti sono alla base della realizzazione da parte dell'azienda Maxim di una elettronica integrata per applicazioni ecografiche ottimizzata per trasduttori cMUT realizzata grazie alle specifiche fornite da Aculab. Attualmente è in fase di sviluppo il layout di una scheda elettronica di front-end con componenti MAX4805 che consentirà l'ingegnerizzazione di una sonda ecografica in tecnologia cMUT di dimensioni comparabili con quelle delle sonde piezoelettriche commerciali che solitamente non richiedono alcuna elettronica attiva per l'adattamento di impedenza.

Capitolo 4

Alimentazione della sonda

L'elettronica di front-end contenuta nella sonda necessita di una tensione continua duale per l'alimentazione degli amplificatori operazionali e di una tensione continua duale per l'alimentazione della rete duplexer attiva. Nel caso in cui si utilizzi l'elettronica di front-end a componenti integrati (paragrafo 3.7) occorre fornire al circuito anche una alta tensione continua negativa per la polarizzazione del substrato dei componenti attivi MAX4805. Infine occorre applicare ai capi del cMUT una elevata tensione continua di polarizzazione. In questo capitolo verranno analizzati i circuiti progettati e realizzati per fornire le tensioni di alimentazione delle sonde in tecnologia cMUT descritte nel capitolo 3.

4.1 Specifiche dell'elettronica di alimentazione della sonda

L'idea che c'è alla base dell'alimentazione della sonda cMUT è quella di prelevare dalla macchina ecografica una singola tensione continua di +5 V (massimo 3 A) e sviluppare una scheda elettronica che possa essere inserita all'interno del connettore *ZIF* della sonda. Tale scheda sarà realizzata

in maniera tale che possa contenere un circuito di alimentazione che operi una serie di conversioni DC-DC necessarie alla generazione della tensione di polarizzazione del cMUT e di tutte le tensioni di alimentazione dell'elettronica di front-end. Sono stati scelti dei regolatori di tensione switching per effettuare la conversione della tensione continua della macchina nelle tensioni continue di alimentazione della sonda. E' stata fatta la scelta dei regolatori switching per la loro elevata efficienza, per la possibilità che offrono di fornire soluzioni compatte ed economiche e per la proprietà che li contraddistingue nel poter lavorare sia come innalzatori, sia come riduttori che come invertitori di tensione continua. Essi hanno inoltre una elevata flessibilità di progetto, il che rende possibile generare uscite multiple sia positive che negative con una sola tensione continua in ingresso.

Il circuito di alimentazione è stato progettato in maniera tale da poter essere utilizzato sia per le sonde che utilizzano una delle configurazioni di elettronica di front-end a componenti discreti (capitolo 3) sia per quelle che utilizzano un'elettronica a componenti integrati (paragrafo 3.7). I cMUT progettati presso Aculab, per le applicazioni di interesse di questa Tesi, necessitano di una tensione continua di polarizzazione regolabile tra +220 e +280V con una corrente massima pari a 1 mA. L'elettronica di front-end a componenti discreti necessita di una tensione continua duale pari a $\pm 5\ V$ per l'alimentazione degli amplificatori operazionali che assorbono in totale circa 450 mA e una tensione continua duale pari a $\pm 2.5\ V$ per le porte campionatrici che assorbono circa 17 mA. Nella sonda con elettronica a componenti integrati gli amplificatori operazionale sono alimentati con una tensione duale pari a $\pm 2\ V$ e tutti insieme assorbono circa 400 mA mentre per gli switch è richiesta una tensione duale di $\pm 5\ V$ con un assorbimento massimo di corrente di circa 5 mA. E' richiesta inoltre una tensione continua pari a -100 V per la polarizzazione del substrato degli integrati MAX4805 con un assorbimento massimo di corrente da parte di tutti i componenti, durante la fase di trasmissione, di circa 2 mA.

Le specifiche principali dell'elettronica di alimentazione della sonda sono legate principalmente alle dimensioni della scheda che deve essere piccola al fine di poter essere alloggiata all'interno del connettore *ZIF* della sonda. Altra importante specifica da tenere in considerazione riguarda la necessità di avere una alta reiezione del ripple nella banda di lavoro dei trasduttori per limitare la ricaduta dei disturbi generati dal circuito di alimentazione sui segnali di ricezione del trasduttore processabili dalla macchina ecografica. La prima fase di progetto del circuito di alimentazione è stata portata avanti sviluppando separatamente la sezione ad alta tensione dalla sezione a bassa tensione. La sezione ad alta tensione comprende le tensioni di polarizzazione del cMUT e del substrato del componente MAX4805, quella a bassa tensione comprende le tensioni di alimentazione degli amplificatori operazionali e delle porte campionatrici dell'elettronica di front-end. Sono stati progettati gli schemi elettrici delle due sezioni anche grazie all'ausilio di numerose simulazioni effettuate con il software *LTspice IV* della *Linear Technology.* Le simulazioni hanno consentito di studiare il comportamento elettrico dei circuiti al fine di migliorarne le prestazione. Successivamente sono stati realizzati e caratterizzati presso Aculab i prototipi delle numerose configurazioni progettate. Questo ha consentito di scegliere le configurazioni che hanno mostrato i migliori risultati dal punto di vista elettrico. E' in corso d'opera l'ultima fase del progetto che consentirà di realizzare su un unico circuito stampato i circuiti di alimentazione per la sezione ad alta tensione e per quella a bassa tensione al fine di poter inserire la scheda all'interno del connettore *ZIF* della sonda.

4.2 Regolatori di tensione switching

Prima di iniziare la descrizione dei circuiti di alimentazione progettati è bene fare una breve introduzione sul principio di funzionamento dei rego-

latori di tensione switching. I regolatori di tensione switching sono circuiti elettronici che, per trasferire energia tra l'ingresso e l'uscita, utilizzano un transistor, solitamente un BJT o un MOSFET che lavora come interruttore (*switch*), un induttore o al suo posto un trasformatore e un diodo. I regolatori switching presentano dei vantaggi rispetto ai classici trasformatori di tensione lineari in termini di efficienza e di dissipazione di potenza grazie all'utilizzo della tecnica di trasmissione dell'energia basata sulla modulazione di larghezza di impulso (*PWM : pulse-width modulation*) [33]. Questa tecnica è molto utilizzata per regolare la potenza elettrica trasferita ad un carico e consente di ridurre notevolmente la potenza dissipata dal circuito agendo sulla regolazione della durata temporale dei segnali elettrici impulsivi (*duty cycle*) generati dalla commutazione ON-OFF del transistor. Il *duty cycle* rappresenta la durata di ciascun impulso in rapporto al periodo tra due impulsi successivi. Con un *duty cycle* pari a zero la potenza trasferita è nulla. Alla tensione di uscita del circuito viene sottratta una tensione di riferimento al fine di generare un piccolo segnale di errore. Questo segnale di errore viene confrontato con un segnale a rampa attraverso un comparatore. L'uscita del comparatore pilota il transistor che viene utilizzato da interruttore. Quando cambia la tensione di uscita cambia anche il segnale di errore e la soglia di riferimento del comparatore che comanda l'interruttore. Di conseguenza si ha una variazione del *duty cycle* del segnale di uscita, che introduce una variazione sulla tensione di uscita, per portare a zero il segnale di errore completando così la retroazione.

L'elevata frequenza di commutazione del transistor e la bassa perdita di energia nel trasferimento consente di utilizzare componenti passivi molto piccoli. Siccome l'immagazinamento dell'energia da trasferire al carico avviene per mezzo di un induttore, questo consente al regolatore switching di ottenere in uscita tensioni maggiori, minori o inverse rispetto alla tensione di ingresso. Nel caso in cui venga utilizzato un trasformatore

al posto dell'induttore si ha anche la possibilità di ottenere una tensione di uscita isolata rispetto a quella di ingresso, soluzione preferibile soprattutto per applicazioni ad alta tensione di uscita. I segnali impulsivi di uscita dallo switching vengono raddrizzati attraverso l'utilizzo di un diodo e un condensatore al fine di fornire al carico una tensione continua.

I regolatori switching, rispetto a quelli lineari, presentano lo svantaggio di avere un maggiore ripple in uscita. Per ridurre il ripple del segnale in uscita occorre adottare, in fase di progetto del circuito e sviluppo del layout, alcuni accorgimenti che consentono di contenere gli effetti indesiderati compresi gli spike ad alta frequenza causati dalla commutazione dello switch [34]. Innanzitutto è di fondamentale importanza effettuare un corretto dimensionamento dei componenti utilizzati in funzione della tensione di uscita, della corrente erogata e della frequenza di commutazione dello switch. Le dimensioni dell'induttore e del condensatore, nel progetto di un regolatore switching, sono inversamente proporzionali alla frequenza di commutazione del transistor. I diodi devono essere caratterizzati da tempi di commutazione molto bassi, per questo molto spesso vengono utilizzati diodi Schottky. I condensatori è necessario che abbiano valori di *ESR* (*equivalent serie resistence*) estremamente bassi [9, 10, 11]. Inoltre è importante che il *layout* del circuito sia progettato preferibilmente su quattro *layer*, tenendo separati su *layer* differenti le piste di segnale da quelle di alimentazione, utilizzando un piano di massa e disponendo i componenti in funzione del percorso della corrente nel circuito [37, 38, 39]. Al fine di ridurre il rumore in uscita è anche necessario un adeguato filtraggio, solitamente effettuato con componenti passivi quali induttori e condensatori. Molto spesso per una maggiore stabilizzazione della tensione e per ridurre ulteriormente il rumore, vengono posizionati dei regolatori di tensione lineari in cascata al regolatore switching [40].

4.2.1 Principali tipologie di regolatori switching

I regolatori switching vengono solitamente classificati in base al valore che può assumere la tensione di uscita rispetto a quella di ingresso. Le principali tipologie di switching sono denominate *Buck*, *Boost*, *Inverting* e *Flyback*. I regolatori di tipo *Buck* forniscono in uscita una tensione minore

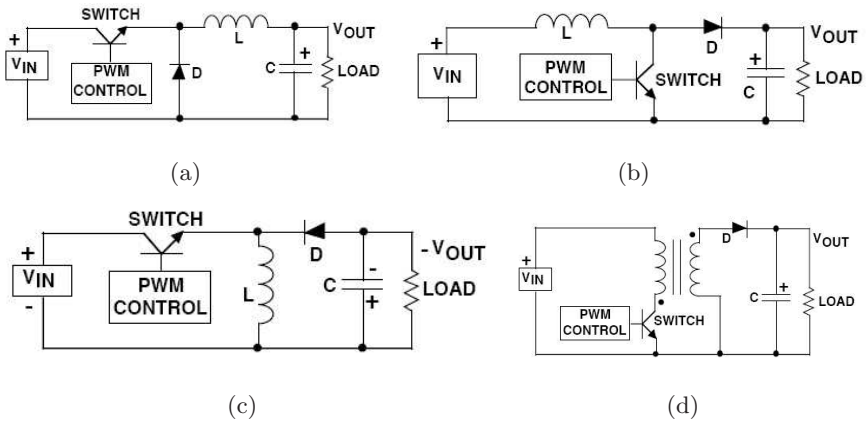


Figura 4.1: Regolatori di tensione switching: (a) buck, (b) boost, (c) inverting, (d) flyback.

della tensione di ingresso, quelli di tipo *Boost* una tensione di uscita maggiore, quelli di tipo *Inverting* una tensione di uscita con polarità inversa rispetto a quella di ingresso mentre quelli di tipo *Flyback* utilizzano un trasformatore al posto dell'induttore che isola l'ingresso dall'uscita e possono essere configurati per lavorare sia in modalità *Buck*, sia in modalità *Boost* che *Inverting* [27, 28].

In figura 4.1a è mostrato lo schema elettrico di un semplice regolatore switching di tipologia *Buck*. Il regolatore *Buck* utilizza un transistor come interuttore che ha il compito di collegare e scollegare in modo alternato la tensione di ingresso V_{IN} all'induttore L. Considerando un istante iniziale, quando una tensione continua V_{IN} viene applicata in ingresso, il

PWM controller misura una tensione di uscita troppo bassa e accende lo switch. Quando lo switch è acceso la differenza tra la tensione di ingresso e di uscita ai capi di L produce un incremento della corrente che scorre nell'induttore. Durante questa fase fluisce corrente nel carico e nel condensatore C che nel frattempo si carica. Quando la tensione di uscita V_{OUT} raggiunge un determinato valore, il *PWM controller* porta lo switch in modalità OFF rimuovendo la tensione di ingresso sull'induttore e producendo una diminuzione della corrente nell'induttore. In questa fase il diodo D si porta in conduzione e il condensatore C inizia a scaricarsi. Questo consente di trasferire efficacemente al condensatore l'energia immagazzinata nell'induttore quando lo switch è in modalità ON e di far scorrere corrente nel carico.

In figura 4.1b è stato rappresentato lo schema elettrico di un regolatore switching di tipologia *Boost*. La tensione di ingresso V_{IN} applicata all'induttore, quando lo switch si trova in modalità ON, produce un incremento della corrente che vi scorre. Al contrario quando lo switch è OFF si ha una diminuzione della corrente che scorre nell'induttore, il diodo entra in conduzione e il condensatore è in grado di caricarsi fino a raggiungere ai suoi capi una tensione anche superiore alla tensione di ingresso. In questa fase la corrente fluisce dall'induttore al condensatore e al carico. Durante la fase di switch ON invece la corrente al carico è fornita dalla scarica del condensatore.

In figura 4.1c è mostrato lo schema elettrico di un regolatore di tipologia *Inverting* detto anche *Buck-Boost* perchè è in grado di fornire in uscita una tensione di polarità inversa rispetto a quella di ingresso ma che può essere, in valore assoluto, sia maggiore che minore. Il regolatore *Inverting* lavora in maniera molto simile rispetto a quello *Boost* e l'inversione di polarità dell'uscita rispetto all'ingresso è una conseguenza dello scambio di posizione tra lo switch e l'induttore. Quando lo switch è nella fase ON la tensione di ingresso applicata all'induttore fa aumentare la corrente che

vi scorre e la corrente al carico è fornita soltanto dalla scarica del condensatore. Quando lo switch è OFF la corrente nell'induttore diminuisce, il diodo entra in conduzione, il condensatore si carica e la corrente dell'induttore scorre anche nel carico. La corrente al carico è quindi fornita dall'induttore quando l'interruttore è spento e dal condensatore quando l'interruttore è acceso.

Il regolatore *Flyback* di figura 4.1d è il più versatile tra tutte le tipologie di regolatori switching perchè consente di ottenere una o più tensioni di uscita anche con diversa polarità. Le tre configurazioni precedentemente descritte sono maggiormante impiegate per basse tensioni di uscita mentre il regolatore *Flyback* è molto utilizzato quando è necessario produrre in uscita tensioni di valore elevato che necessitano di un isolamento rispetto all'ingresso. Tale isolamento è garantito dall'utilizzo di un trasformatore al posto dell'induttore. Lo svantaggio principale di questa tipologia risiede nell'elevato ripple della tensione di uscita. Quando lo switch è in modalità ON la tensione di ingresso applicata al trasformatore produce un aumento della corrente che scorre nel primario del trasformatore stesso. Durante questa fase il diodo è in interdizione e la corrente al carico viene fornita dalla scarica del condensatore. Quando l'interruttore si spegne il flusso di corrente nel primario del trasformatore decresce, il diodo entra in conduzione e la corrente del secondario carica il condensatore e fluisce nel carico.

4.3 Sezione ad alta tensione

Come è stato descritto nel capitolo 1, occorre fornire al trasduttore una tensione continua di polarizzazione per caricare gli elettrodi delle sue celle capacitive. Per le applicazioni di interesse in questa Tesi, la tensione di polarizzazione dei cMUT progettati presso Aculab può variare, a seconda del tipo di trasduttore utilizzato, tra +220 V e +280 V. L'assorbimento di

corrente complessivo da parte del trasduttore è molto basso ed è stato stimato, nelle specifiche di progetto del circuito di alimentazione, al di sotto di 1 mA. Qualora si facesse uso dell'elettronica di front-end a componen-

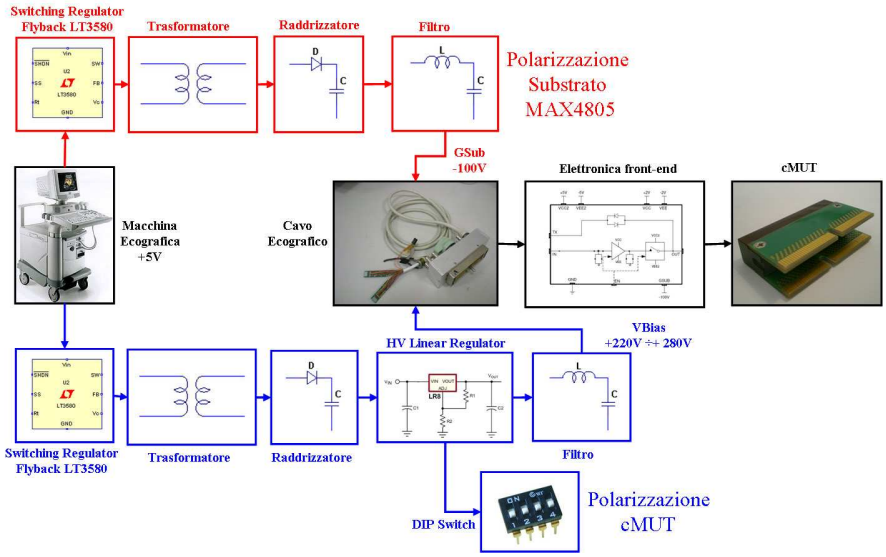


Figura 4.2: Schema a blocchi della sezione ad alta tensione.

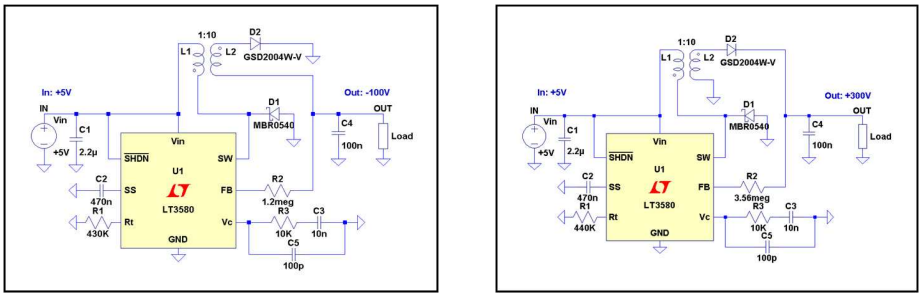
ti integrati descritta nel paragrafo 3.7 è necessario fornire al componente MAX4805 una tensione continua negativa per la polarizzazione del substrato di valore pari a -100 V. Come indicato sul datasheet del componente (Appendice B), l'assorbimento massimo complessivo di corrente per la polarizzazione del substrato di tutti gli integrati presenti nella sonda è di circa 2 mA.

Le tensioni di polarizzazione del cMUT e del substrato del MAX4805 formano la sezione ad alta tensione del circuito di alimentazione della sonda che viene mostrato in figura 4.2 sotto forma di schema a blocchi [35, 36]. Evidenziati in rosso sono mostrati i blocchi che costituiscono l'elettronica di alimentazione del substrato dei componenti MAX4805 mentre eviden-

ziati in blu sono mostrati quelli che costituiscono l'alimentazione per la polarizzazione del cMUT. Entrambi i canali sono composti da un regolatore di tensione switching configurato in modalità *Flyback* seguito da un trasformatore e da un raddrizzatore a diodo e condensatore. Lo switching utilizzato in tutti e due i casi è il componente LT3580 della Linear Technology configurato in modalità *Inverting* per la polarizzazione del substrato e in modalità *Boost* per la polarizzazione del cMUT. Nel circuito di alimentazione del substrato, in cascata al raddrizzatore, è stato posizionato un filtro LC che ha il compito di ridurre il ripple della tensione di uscita del regolatore switching. Nel canale progettato per la polarizzazione del cMUT, tra il raddrizzatore e il filtro LC, è stato inserito il regolatore lineare ad alta tensione LR8 della Supertex. La funzione svolta dal componente LR8, oltre a quella di una maggiore stabilizzazione della tensione e di una riduzione del ripple, è quella di consentire la regolazione del valore di tensione ai capi del cMUT grazie al posizionamento sul suo pin *ADJ* di un *DIP switch* a 4 bit. Sui 4 pin del *DIP switch* sono state messe infatti 4 resistenze che consentono, a seconda dello stato ON-OFF degli interruttori del *DIP switch*, di regolare la resistenza di retroazione del regolatore di tensione LR8 che determina il valore della tensione di uscita. In questo modo è possibile variare la tensione in uscita dal regolatore lineare con 16 step in un intervallo compreso tra +220 V e +280 V.

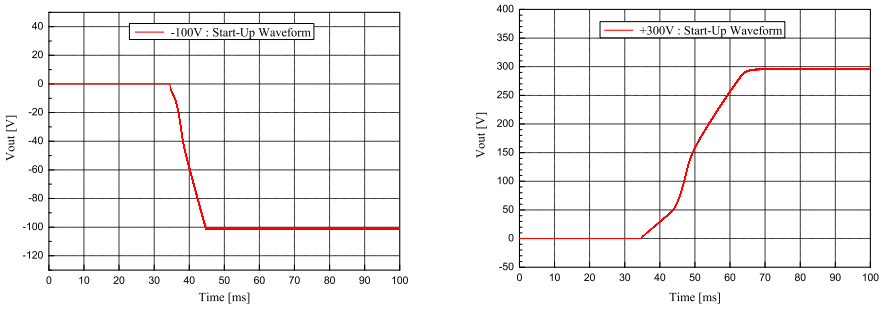
4.3.1 Schema elettrico e simulazioni

In figura 4.3 sono mostrati gli schemi elettrici delle configurazioni del regolatore switching LT3580 per il circuito di polarizzazione del substrato del MAX4805 (figura 4.3a) e per il circuito di polarizzazione del cMUT (figura 4.3b). I due schemi elettrici sono molto simili tra loro ed entrambi utilizzano un trasformatore, tipico della tipologia *Flyback*, al posto dell'induttore. Lo switching utilizzato per la polarizzazione del substrato lavora in modalità *Inverting* mentre quello per la polarizzazione del



(a) (b)

Figura 4.3: Schema elettrico di configurazione del componente LT3580: (a) polarizzazione del substrato, (b) polarizzazione del cMUT.



(a) (b)

Figura 4.4: Simulazione della tensione in uscita: (a) polarizzazione del substrato, (b) polarizzazione del cMUT.

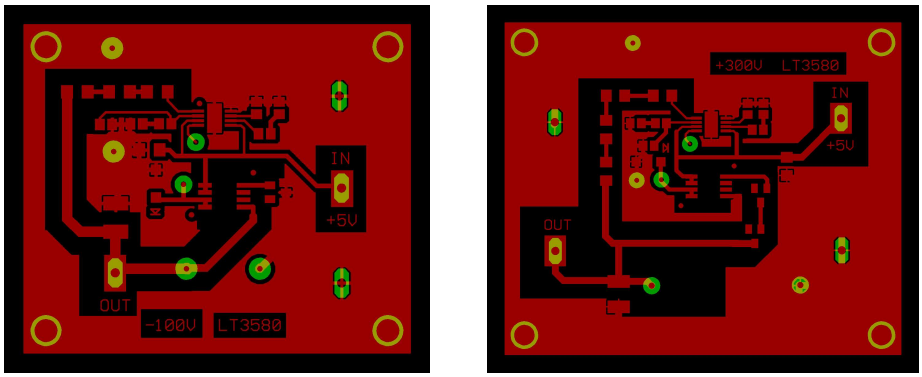
cMUT in modalità *Boost*. La frequenza di commutazione dello switch è stata impostata a 200 kHz per entrambe le configurazioni, mentre un valore differente è stato assegnato alla resitenza di feedback dei due circuiti che determina il valore della tensione di uscita. La tensione di ingresso, fornita dalla macchina ecografica, è pari a +5 V in entrambi i casi mentre la tensione di uscita è pari a -100 V per la polarizzazione del substrato e

+300 V per quella del cMUT. In figura 4.4 sono mostrati i grafici delle simulazioni dei transitori della tensione di uscita per le due configurazioni, cioè le forme d'onda della tensione a partire da un istante iniziale t_0 di accensione dello switching. Il grafico di figura 4.4a mostra come la tensione di polarizzazione del substrato si stabilizzi ad un valore continuo di -100 V dopo circa 45 ms quando al circuito è applicato un carico con impedenza pari a 10 $k\Omega$ che assorbe 10 mA di corrente. Il grafico di figura 4.4b, riferito al circuito di polarizzazione del cMUT, mette in evidenza come la tensione di uscita si porti ad un valore di +300 V dopo circa 65 ms quando al regolatore è applicato un carico con impedenza di 300 $k\Omega$ con un assorbimento di corrente di 1 mA.

4.3.2 Sviluppo del layout e caratterizzazione sperimentale

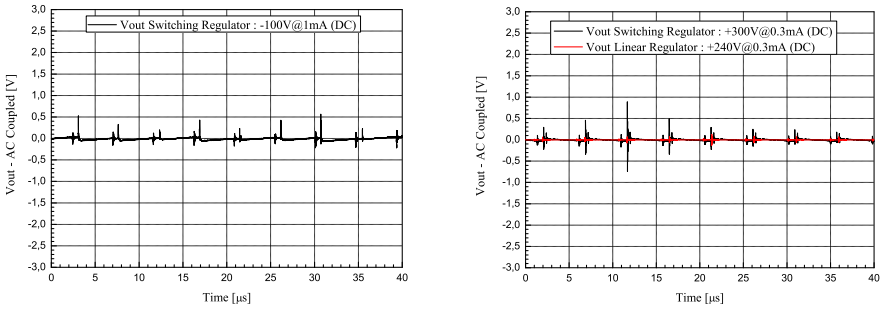
Sono stati realizzati presso Aculab, attraverso la tecnica della fotoincisione, i circuiti stampati prototipali della sezione di alimentazione ad alta tensione descritti nel paragrafo 4.3.1. I primi prototipi di *PCB* (*Printed Circuit Board*) sono stati sviluppati su un unico *layer* utilizzato sia per il piazzamneto dei componenti che per lo sbroglio delle piste di segnale e di alimentazione. Nelle figure 4.5a e 4.5b sono mostrati i *layout* delle schede realizzate per l'alimentazione del substrato e dell'alta tensione continua del cMUT rispettivamente. Tali prototipi sono stati sottoposti ad una accurata caratterizzazione che ha consentito di valutarne il funzionamento e le prestazioni in funzione del carico applicato in uscita.

Nel grafico di figura 4.6a è riportato il risultato di una misura effettuata con l'oscilloscopio (*AC Coupled*) della componente alternata della tensione prelevata all'uscita del regolatore switching LT3580 descritto in figura 4.3a senza l'applicazione di alcun filtro in cascata al regolatore. E' stata misurata una tensione continua in uscita pari a -100 V in presenza di un carico applicato con assorbimento di corrente di 1 mA. Come si vede dal grafico, la tensione di uscita mostra dei disturbi che si sovrappon-



(a) (b)

Figura 4.5: Layout della sezione ad alta tensione: (a) polarizzazione del substrato, (b) polarizzazione del cMUT.



(a) (b)

Figura 4.6: Tensione misurata in uscita (AC Coupled): (a) polarizzazione del substrato, (b) polarizzazione del cMUT.

gono alla componente continua del segnale. E' infatti presente un segnale di *ripple* con frequenza pari a circa 200 kHz causato dalla frequenza di commutazione dello switch e degli spike ad alte frequenze, superiori alla banda di frequenze di lavoro del cMUT, che si ripetono all'inizio di og-

ni periodo del segnale di ripple e causati dal passaggio dello switch dallo stato ON a quello OFF e viceversa. Si ritiene di poter ridurre in maniera considerevole questi effetti indesiderati sulla componente continua della tensione di uscita durante la fase di progetto che prevede la realizzazione su un'unica scheda di tutti i circuiti di alimentazione della sonda. Si sta sviluppando infatti un circuito stampato che rispetti tutte le specifiche di progetto di una scheda elettronica con componenti switching, cosa che non è stata possibile fare durante la realizzazione dei primi prototipi. Tali specifiche prevedono il disegno del layout su 4 layer, un piano di massa intermedio, la separazione su layer differenti delle piste di segnale da quelle di alimentazione, una precisa disposizione dei componenti sui due lati in funzione della circolazione della corrente nel circuito e un adeguato filtraggio [29, 32]. Analoghe considerazioni possono essere fatte per il grafico di figura 4.6b che riporta, con la curva in nero, la misura della componente alternata del regolatore switching descritto nello schema elettrico di figura 4.3b. Anche in questo caso non è stato effettuato nessun filtraggio all'uscita dello switching. La tensione continua di uscita misurata è di +300 V con un carico applicato che assorbe 0.3 mA. La curva in rosso dello stesso grafico si riferisce invece ad una misura effettuata con il regolatore di tensione lineare LR8 posizionato in cascata al regolatore switching senza il filtro di uscita. Come si vede dal grafico, l'inserimento del regolatore lineare in uscita allo switching riduce in maniera considerevole, dalla componente continua della tensione di uscita, gli effetti indesiderati causati sia dal ripple che dagli spike ad alta frequenza.

Sono state successivamente effettuate misure finalizzate alla valutazione del rendimento dei circuiti di alimentazione anche con carichi in uscita ad elevato assorbimento di corrente, molto maggiore rispetto alle specifiche di progetto richieste. Per il circuito di alimentazione del substrato dell'integrato MAX4805 (figura 4.3a) è stato calcolato un rendimento pari al 73.6% con una tensione fornita in ingresso di +5 V e una tensione contin-

ua misurata in uscita pari a -98.6 V. In tali condizioni, per erogare una corrente al carico di 4.5 mA, è stato misurato un assorbimento di corrente da parte del circuito di 120 mA. Per il circuito di polarizzazione del cMUT (figura 4.3b) è stato calcolato un rendimento del 71.9% quando in ingresso viene applicata una tensione di +5 V e in uscita viene misurata una tensione continua pari a +299.8 V. In questo caso, per fornire al carico una corrente di 3 mA, è stato misurato un assorbimento di corrente di 250 mA.

4.4 Sezione a bassa tensione

La sezione a bassa tensione del circuito di alimentazione dell'elettronica di front-end a componenti integrati, prelevando in ingresso un tensione continua di +5 V, deve fornire in uscita una tensione duale di $\pm 2\ V$ per gli amplificatori operazionali e una tensione duale di $\pm 5\ V$ per gli switch. Come indicato sul datasheet del componente MAX4805 (Appendice B), il massimo assorbimento complessivo di corrente da parte di tutti gli amplificatori per un'elettronica a 192 canali è pari a 400 mA mentre per gli switch è pari a 5 mA. In figura 4.7 è mostrato lo schema a blocchi del circuito progettato. Per la conversione delle quattro tensioni di alimentazione è stato utilizzato un unico regolatore di tensione switching a due canali. Infatti, grazie all'utilizzo del *Dual Boost/Inverter Switching Regulator* LT3471 della Linear Technology, è stato possibile configurare un canale in modalità *Boost* per le tensioni positive e un canale in modalità *Inverting* per le tensioni negative [31]. Questo ha consentito di realizzare un circuito molto compatto, economico ed efficiente. La frequenza di commutazione dello switch è pari a 1.2 MHz. Nello schema a blocchi sono evidenziati in blu i componenti che compongono la parte di circuito necessaria alla generazione delle tensioni positive e in rosso quelli per le tensioni negative. Il canale delle tensioni positive e quello delle tensioni

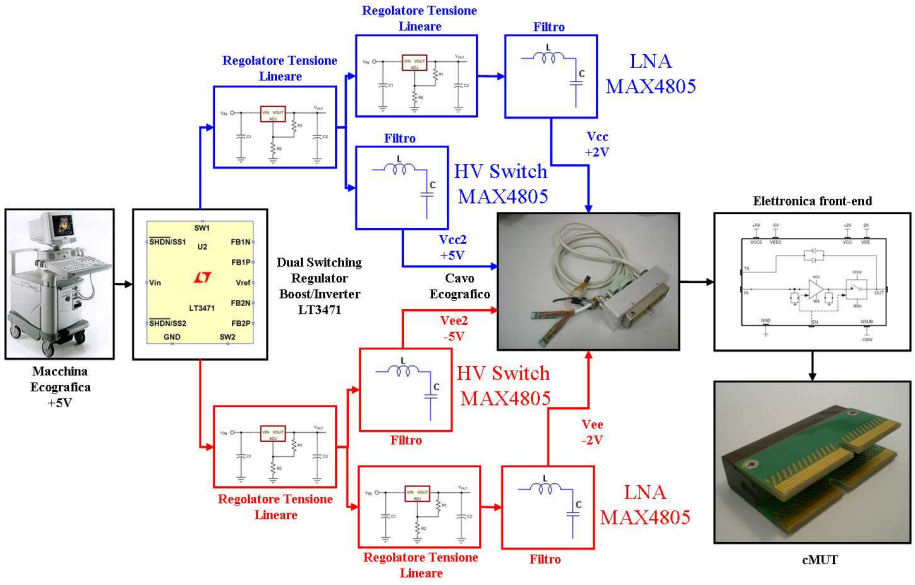


Figura 4.7: Schema a blocchi della sezione a bassa tensione.

negative sono molto simili tra loro. Entrambi utilizzano un regolatore di tensione lineare e un filtro LC in cascata all'uscita corrispondente dello switching per fornire la tensione duale di alimentazione $\pm 5\ V$ agli switch dell'elettronica di front-end. In cascata ai primi due regolatori di tensione sono stati posizionati altri due regolatori di tensione con i rispettivi filtri di uscita LC in grado di fornire la tensione duale $\pm 2\ V$ di alimentazione per gli amplificatori operazionali. Nel caso in cui si utilizzi un'elettronica di front-end a componenti discreti al posto di quella a componenti integrati è possibile collegare i regolatori di tensione con uscita $\pm 5\ V$ agli amplificatori operazionali e i regolatori di tensione con uscita $\pm 2\ V$ alle porte campionatrici senza dover apportare nessuna modifica al circuito di alimentazione.

4.4.1 Schema elettrico e simulazioni

In figura 4.8 è mostrato lo schema elettrico che descrive la configurazione del componente switching LT3471 utilizzato per la sezione di alimentazione a bassa tensione. In ingresso viene fornita una tensione continua pari a

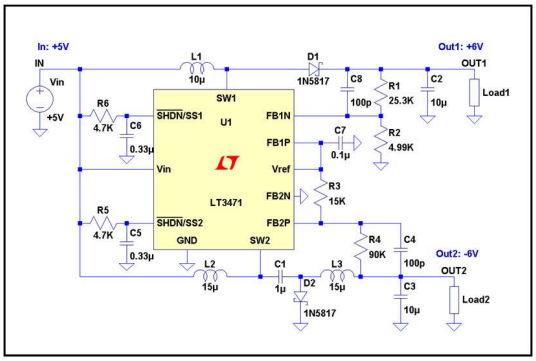


Figura 4.8: Schema elettrico di configurazione del componente LT3471.

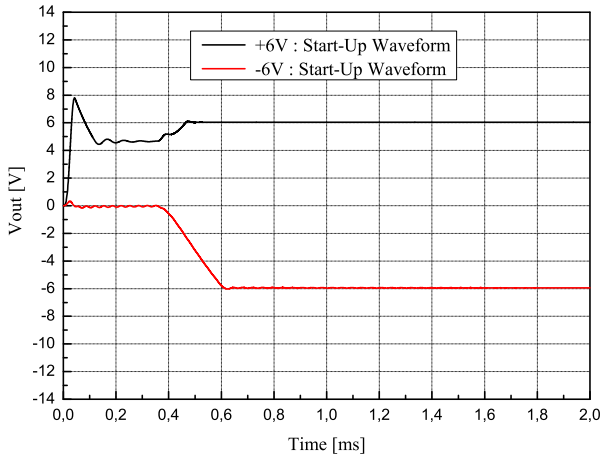


Figura 4.9: Simulazione delle tensioni in uscita.

+5 V. Il primo canale dello switching è configurato in modalità *Boost*

e progettato in maniera tale da produrre all'uscita *OUT1* una tensione continua pari a +6 V. Il secondo canale è configurato in modalità *Inverting* e fornisce sull'uscita *OUT2* una tensione continua pari a -6 V. Come visto nello schema a blocchi di figura 4.7, le uscite *OUT1* e *OUT2* sono successivamente collegate agli ingressi di regolatori di tensione lineari per la regolazione e la stabilizzazione delle tensioni positive e negative necessarie all'alimentazione degli amplificatori e degli switch dell'elettronica di fornt-end. Lo schema elettrico del regolatore switching è stato progettato grazie all'ausilio di numerose simulazioni effettuate al fine di studiare il comportamento elettrico del circuito. In figura 4.9 è mostrato il risultato di una delle simulazioni effettuate che mostra il transitorio della forma d'onda della tensione di uscita dei due canali del componente LT3471. In nero è mostrata la curva della tensione positiva *OUT1* pari a +6 V quando in uscita è stato inserito un carico con un'impedenza elettrica di 15 Ω ed assorbimento di corrente di 400 mA. In rosso è mostrata la curva della tensione negativa *OUT2* di valore -6 V anch'essa con un assorbimento di corrente da parte del carico applicato di circa 400 mA. Come si vede dal grafico, a partire da un tempo t_0 di accensione del regolatore switching, le tensioni si stabilizzano a valori continui di $\pm 6\ V$ dopo un intervallo di tempo compreso tra 0.5 ms e 0.6 ms.

4.4.2 Sviluppo del layout e caratterizzazione sperimentale

Sono stati realizzati e caratterizzati alcuni prototipi del circuito di alimentazione della sezione a bassa tensione al fine di valutarne le prestazioni. In figura 4.10 è mostrato il *layout* realizzato su un unico *layer* di una scheda prototipale con lo switching LT3471 configurato come da schema elettrico di figura 4.8. Anche in questo caso è necessario precisare che nella realizzazione del circuito stampato in fase prototipale non è stato possibile rispettare a pieno le specifiche di disegno di un accurato *layout* per circuiti con componenti switching, cosa che sarà fatta nella fase di progettazione

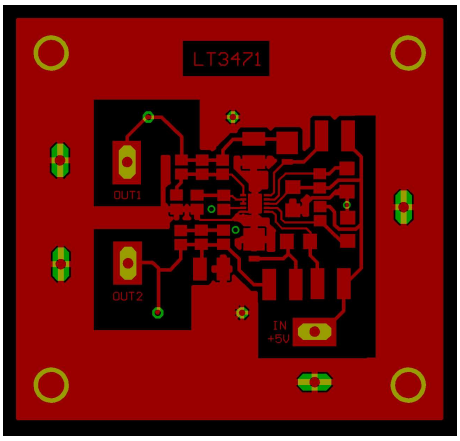
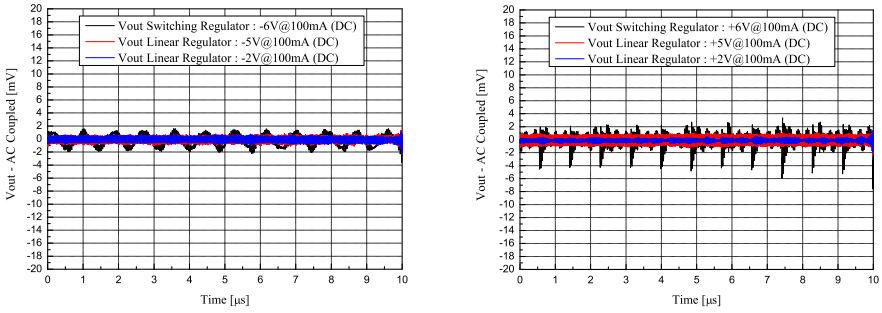


Figura 4.10: Layout della sezione a bassa tensione.



(a) (b)

Figura 4.11: Tensione misurata in uscita (AC Coupled): (a) tensioni negative, (b) tensioni positive.

del circuito stampato contenente su un'unica scheda sia la sezione ad alta tensione che quella a bassa tensione di alimentazione. Tra le numerose misure effettuate per la caratterizzazione del comportamento elettrico del circuito, vengono riportati (figura 4.11) i grafici della componente alternata della tensione di uscita dello switching e dei regolatori di tensione

del canale delle tensioni negative (figura 4.11a) e del canale delle tensioni positive (figura 4.11b). Le misure sono state effettuate con l'oscilloscopio (*AC Coupled*) senza l'aggiunta di nessun filtro LC in uscita ai regolatori lineari. Nel grafico di figura 4.11a è indicata (curva in nero) la componente alternata della tensione continua -6 V misurata direttamente all'uscita del regolatore switching con un carico applicato di 60 Ω che assorbe circa 100 mA di corrente. In rosso è rappresentata la componente alternata della tensione -5 V in uscita dal primo regolatore di tensione lineare, posto in cascata allo switching, con un carico applicato di 50 Ω ed un assorbimento di corrente di circa 100 mA. Nella curva in blu è riportata la componente alternata della tensione -2 V in uscita dal secondo regolatore lineare terminato su un carico da 20 Ω con un assorbimento di corrente sempre di 100 mA. Lo stesso tipo di misure, ma riferite al canale delle tensioni positive, sono rappresentate nel grafico di figura 4.11b.

Dai risultati delle misure si evidenzia che, come nel caso della sezione ad alta tensione, anche nella sezione a bassa tensione sono presenti in uscita degli effetti indesiderati dovuti a segnali di ripple e spike che si sovrappongono alla componente continua della tensione. Il ripple in questo caso ha una frequenza di circa 1.2 MHz che corrisponde alla frequenza di commutazione dello switch. Gli spike invece sono ad alta frequenza e fuori banda rispetto a quella di funzionamento del cMUT. L'utilizzo dei regolatori di tensione lineari in cascata allo switching riduce notevolmente la presenza di questi disturbi e contribuisce anche ad una maggiore stabilizzazione della tensione sul carico. Nella fase di progettazione della scheda contenente tutte le alimentazioni per l'elettronica di front-end, si ritiene sia possibile ridurre notevolmente il ripple della tensione di uscita grazie all'utilizzo di un efficace filtraggio e ad una maggiore attenzione nel disegno del *layout* del circuito stampato

4.5 Assemblaggio nella sonda dei circuiti di alimentazione

E' in fase di sviluppo la scheda unica contenente la sezione di alimentazione ad alta tensione e quella a bassa tensione per l'alimentazione della sonda cMUT. La scheda, di dimensioni molto ridotte (14cmx5cmx1.6mm), sarà inserita all'interno del connettore *ZIF* della sonda e alimentata dalla tensione continua +5 V fornita dalla macchina ecografica. Tutte le tensioni generate dal circuito di alimentantazione saranno portate all'elettornica di front-end ed al cMUT facendole transitare attraverso i microcavi coassiali in eccedenza del cavo ecografico, non utilizzati quindi per la trasmissione dei segnali necessari all'elaborazione dell'immagine ecografica, grazie anche all'utilizzo della calza metallica del cavo stesso. Il circuito stampato prevede l'utilizzo di quattro *layer* con i componenti disposti su entrambi i lati e l'impiego di un piano di massa. Le piste di segnale e quelle di alimentazione saranno disposte su *layer* differenti per limitare il rumore in uscita. E' previsto anche un filtraggio effettuato con componenti passivi quali condensatori ed induttori per la riduzione del ripple.

4.6 Conclusioni

In questo capitolo sono stati descritti i circuiti progettati per l'alimentazione della sonda cMUT. La sezione ad alta tensione di alimentazione viene impiegata per la polarizzazione del cMUT e del substrato del componente MAX4805. La sezione a bassa tensione viene impiegata per l'alimentazione dell'elettronica di front-end. Le due sezioni saranno integrate su un unico circuito stampato che verrà alloggiato all'interno del connettore *ZIF* della sonda. La tensione di alimentazione della scheda verrà fornita direttamente dalla macchina ecografica.

Capitolo 5

Il pulsatore/ricevitore

La caratterizzazione delle sonde per applicazioni ecografiche è di fondamentale importanza per verificare che i vincoli imposti nella fase di progetto siano stati rispettati e il risultato sia quello previsto. A tal fine si fa ricorso, tra le altre misure, ad una misura di pulse-echo acustico che consente di visualizzare su un oscilloscopio il segnale elettrico generato dal trasduttore in risposta ad un'onda acustica incidente sulla sua superficie e da se stesso emesso nella fase di trasmissione. Per effettuare misure di pulse-echo occorre uno strumento di tipo pulsatore/ricevitore che riproduca le funzioni principali dello stadio di ingresso e di uscita di una macchina ecografica. Il pulsatore/ricevitore deve essere in grado di generare segnali impulsivi ad elevata tensione in trasmissione e di amplificare i segnali elettrici inviati dal cMUT in ricezione. I pulsatori/ricevitori esistenti in commercio sono concepiti per lavorare con sonde di tipo piezoelettrico.

Lo sviluppo presso Aculab di sonde cMUT ad alta frequenza e la necessità di effettuare misure di pulse-echo con segnali ad alta tensione ed alta frequenza, non solo a singolo impulso ma anche a treno di impulsi, ci ha spinto a progettare e realizzare in laboratorio un pulsatore/ricevitore con funzioni adeguate alla caratterizzazione di sonde cMUT, non essendo stato possibile reperire in commercio uno strumento con le specifiche cercate.

5.1 Misura di pulse-echo

La misura di pulse-echo è una misura tipica per la caratterizzazione dei trasduttori acustici. Nella misura di pulse-echo il trasduttore è immerso in acqua ed è affacciato, ad una certa distanza, su una superficie in grado di riflettere l'onda acustica generata dal trasduttore. Il cMUT è collegato ad un pulsatore/ricevitore che ha il compito di fornire un segnale di tensione impulsivo in grado di mettere in vibrazione il trasduttore e di ricevere ed amplificare il segnale elettrico del trasduttore in risposta alla echo ricevuta. Il segnale ricevuto viene successivamente visualizzato su un oscilloscopio. E' possibile poi, attraverso algoritmi per il calcolo della *FFT*, ricavare la risposta in frequenza del trasduttore sia in trasmissione che in ricezione. Nello schema di figura 5.1 è mostrato il setup speri-

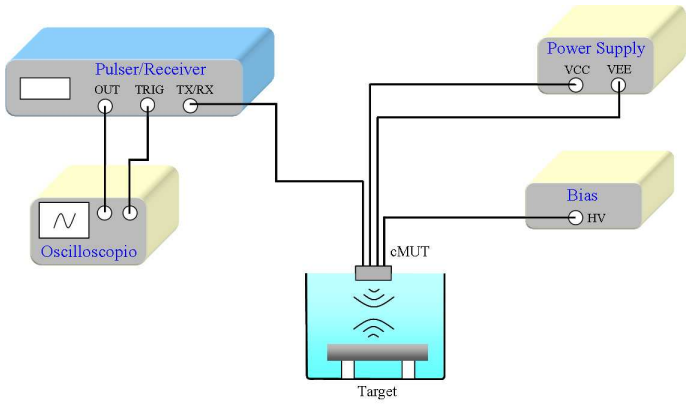


Figura 5.1: Setup sperimentale della misura di pulse-echo.

mentale della misura di pulse-echo. La superficie acusticamente attiva del cMUT è immersa in una vasca contenente acqua, in fondo alla quale è posizionata una lastra metallica riflettente. Le tensioni V_{CC} e V_{EE}, fornite da alimentatori esterni, servono per l'alimentazione dell'elettronica di front-end del trasduttore mentre l'alta tensione continua HV serve per la polarizzazione del trasduttore e gli viene fornita attraverso un apposito

polarizzatore realizzato presso Aculab. Un elemento dell'*array* cMUT è collegato al pulsatore/ricevitore che funziona sia da trasmettitore che da ricevitore. L'uscita del pulsatore/ricevitore è collegata a sua volta ad un oscilloscopio ed è sincronizzata ad esso per mezzo di un apposito segnale di *trigger*.

5.2 Specifiche tecniche dello strumento

Il pulsatore/ricevitore progettato è uno strumento in grado di generare in trasmissione forme d'onda a cicli di impulsi ad alta frequenza ed alta tensione. In ricezione è in grado di prelevare e amplificare i segnali elettrici provenienti dal trasduttore. Lo strumento è alimentato con la tensione di rete ed è controllabile da remoto per mezzo di una porta seriale che può essere collegata ad un PC. Le sue funzioni consentono di regolare la forma d'onda dei segnali in uscita in due differenti modalità: *NRZ* (*No Return to Zero*) e *RZ* (*Return to Zero*).

E' possibile inoltre regolare la polarità dei segnali ottenendo in uscita impulsi bipolari con polarità positiva-negativa o con polarità negativa-positiva. La frequenza dei segnali trasmessi può essere regolata tra 1 MHz e 30 MHz con step da 100 kHz in modalità *NRZ* e tra 500 kHz e 15 MHz con step da 100 kHz in modalità *RZ* mentre l'ampiezza della tensione degli impulsi può essere regolata tra 20 V e 200 V picco-picco con continuità. Lo strumento è in grado di trasmettere treni di segnali impulsivi bipolari con un numero di impulsi per ciclo variabile tra 1 e 32. Si può effettuare una regolazione della distanza temporale tra un ciclo di impulsi trasmessi e il successivo attraverso la variazione del parametro *PRF* (*Pulse Repetition Frequency*) che rappresenta il numero di impulsi trasmessi nell'unità di tempo e può variare tra 100 Hz e 1 kHz con step di 10 Hz. Il parametro *PRF* è l'inverso del parametro *PRT* (*Pulse Repetition Time*) che è definito come il tempo di ripetizione di ogni ciclo a treno di impulsi. Lo strumento

può essere utilizzato in modalità trasmissione/ricezione o soltanto come ricevitore. Lo stadio di preamplificazione del ricevitore ha una banda di frequenza di 100 MHz ed un guadagno regolabile in tensione dall'esterno.

5.3 Principio di funzionamento

Il pulsatore/ricevitore è composto da quattro stadi principali che consentono di gestire le funzioni dello strumento, come si vede dallo schema elettrico completo riportato in figura 5.2. Lo stadio di alimentazione fornisce le tensioni continue di alimentazione dello strumento prelevando la tensione della rete. Lo stadio di controllo genera tutti i segnali per la comunicazione con l'esterno, attraverso le periferiche di input/output, e per il pilotaggio del pulsatore. L'interfaccia seriale interagisce con lo stadio di controllo consentendo il comando da remoto dello strumento per mezzo del PC. Infine lo stadio pulsatore/ricevitore genera i segnali di trasmissione necessari a portare in vibrazione il trasduttore e preleva, per mezzo di un ricevitore, i segnali in ricezione inviati dal trasduttore stesso. I segnali di ricezione amplificati dallo stadio pulsatore/ricevitore possono successivamente essere visualizzati su un oscilloscopio ed elaborati.

Per descrivere il prinicipio di funzionamento dello strumento è utile far riferimento al suo schema a blocchi rappresentato in figura 5.3 mentre un'analisi dettagliata dello schema elettrico dei singoli stadi verrà fatta nei paragrafi successivi di questo capitolo. Per l'alimentazione di tutti i componenti del circuito è stato necessario produrre molte tensioni continue di alimentazione. Al fine di ridurre al massimo disturbi e interferenze tra lo stadio di controllo, lo stadio pulsatore/ricevitore e l'interfaccia seriale, si è deciso di isolare galvanicamente tra loro questi tre stadi. Per far ciò si è progettato lo stadio di alimentazione in maniera tale che questo sia in grado di fornire le tensioni di alimentazione agli altri tre stadi con tre diversi riferimenti di massa, uno per ogni stadio. Come si vede dallo

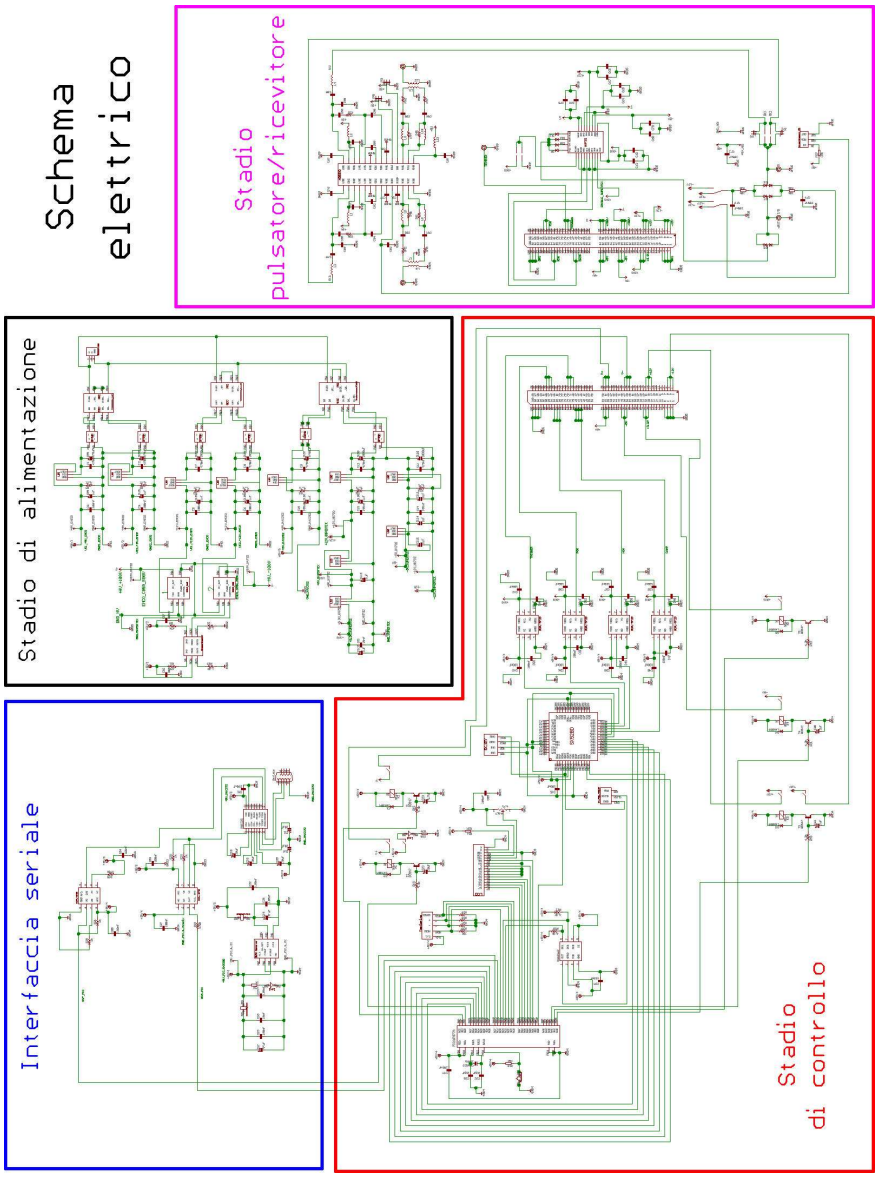


Figura 5.2: Schema elettrico del pulsatore/ricevitore.

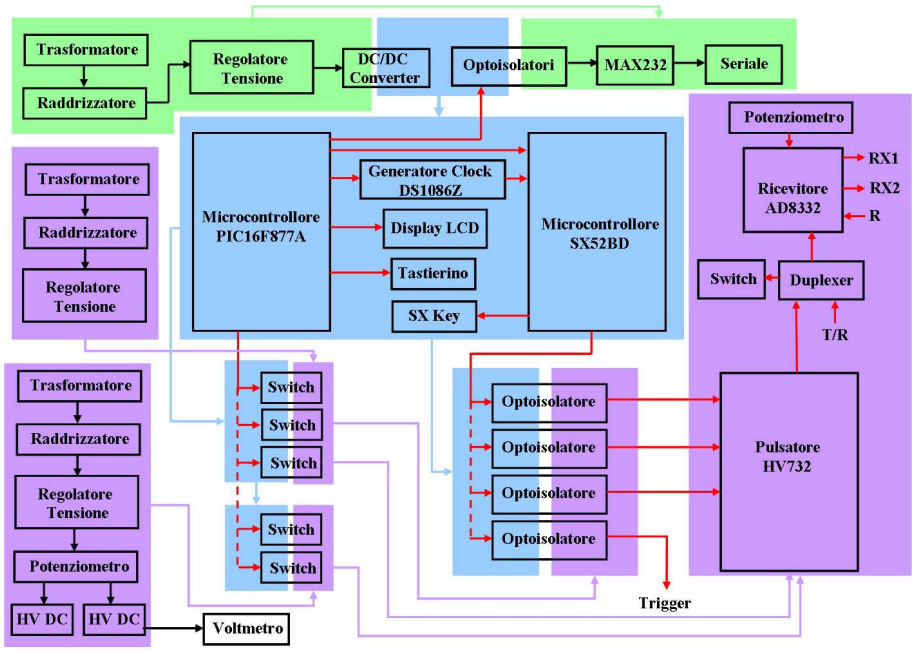


Figura 5.3: Schema a blocchi del pulsatore/ricevitore.

schema a blocchi, in verde è stato evidenziato il riferimento di massa per l'interfaccia seriale, in blu quello dello stadio di controllo e in viola quello dello stadio pulsatore/ricevitore. I componenti principali del sistema sono i due microcontrollori *PIC16F877A* e *SX52BD*, il pulsatore *HV732* per la fase di trasmissione e il preamplificatore *AD8332* per la fase di ricezione.

Il cuore del sistema di controllo è costituito dai due microcontrollori che lavorano tra loro in parallelo. Il microcontrollore della serie *PIC*, che lavora da *master*, ha il compito di generare i segnali di controllo per la comunicazione con l'esterno attraverso la tastiera numerica, il display e la porta seriale. Ha inoltre l'importante compito di programmare il generatore di clock dell'altro microcontrollore e di puntare alla locazione di memoria del microcontrollore *SX52BD* in funzione delle forme d'onda da trasmettere in uscita selezionate attraverso il menù dello strumento. Il

microcontrollore *SX52BD* si comporta da *slave* e lavora come una tabella di memoria all'interno della quale sono mappati i segnali che pilotano il pulsatore per la generazione di tutte le possibili forme d'onda in uscita. Il microcontrollore *master* infatti punta a un indirizzo di memoria dello *slave* e ne varia la frequenza di *clock*, il che consente al microcontrollore *slave* di fornire al pulsatore i segnali di controllo che consentono di gestire il numero di impulsi per ciclo e la frequenza dei segnali di uscita al variare della sua frequenza di clock.

Grazie ad una *routine di interrupt* del master che gestisce il parametro *PRF*, che tiene lo *slave* sempre in modalità *sleep* tranne che nel breve periodo di invio dei segnali di controllo al pulsatore, è stato possibile far lavorare il microcontrollore *SX52BD* a frequenze molto elevate e in alcune circostanze in condizioni di *overclock* con una frequenza di clock che può arrivare fino a 120 MHz. Il microcontrollore *SX52BD* genera anche un segnale di *trigger* che consente di sincronizzare l'oscilloscopio con i segnali di uscita del pulsatore. Il preamplificatore del ricevitore è dotato di due canali, uno ad alta impedenza di ingresso e uno a bassa impedenza di ingresso, il che consente di prelevare una delle due uscite dello strumento in base alla configurazione del canale desiderata. Le impostazioni selezionate dal menù dello strumento vengono salvate su una memoria di tipo *EEPROM* e possono essere sempre recuperate in caso di necessità o di improvvisa assenza dell'alimentazione.

5.4 Stadio di alimentazione

Lo stadio di alimentazione fornisce le tensioni continue necessarie al funzionamento di tutti i componenti attivi del circuito. In figura 5.4 è mostrato lo schema elettrico dello stadio che è stato progettato in maniera tale da tenere isolati tra loro gli altri tre stadi fornendo ad ognuno di essi un proprio riferimento di massa. La conversione della tensione alternata di rete,

prelevata dallo stadio di alimentazione, in tensione continua è stata fatta in maniera classica con l'utilizzo di tre trasformatori per ridurne l'ampiezza, di reti a ponte di diodi e condensatori per la fase di raddrizzamento e di regolatori di tensione lineari per la fase di stabilizzazione della tensione [45]. I segnali di trasmissione e di ricezione tra lo stadio di controllo e

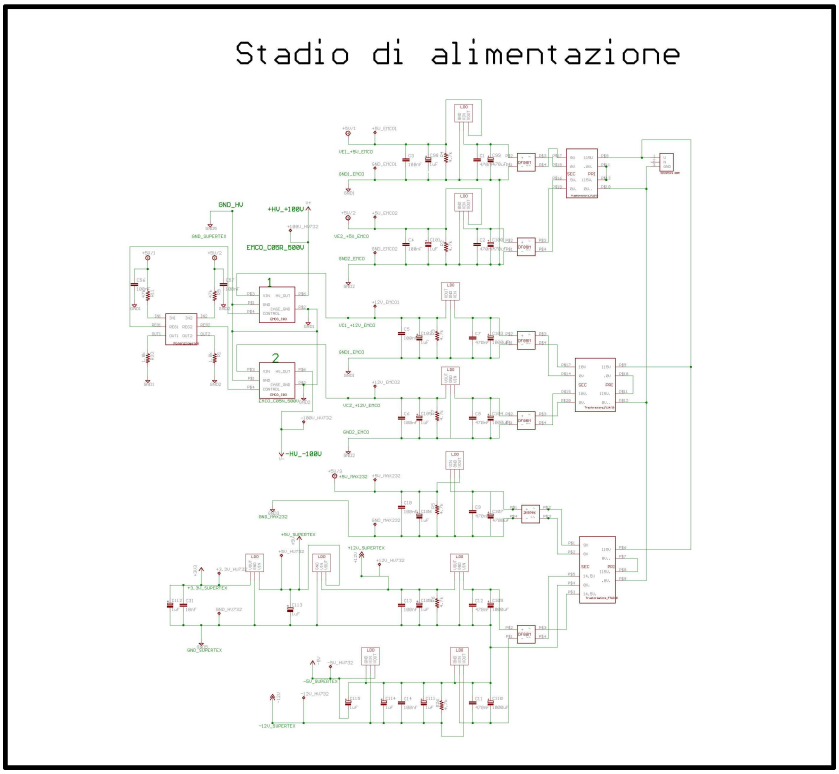


Figura 5.4: Schema elettrico dello stadio di alimentazione.

l'interfaccia seriale e i segnali generati dallo stadio di controllo necessari a pilotare lo stadio pulsatore/ricevitore sono galvanicamente isolati tra loro per mezzo di optoisolatori.

Lo stadio di controllo necessita di una sola tensione continua di +5 V che viene utilizzata per l'alimentazione dei due microcontrollori, del dis-

play, del tastierino, del generatore di clock del microcontrollore *SX52BD*, dei relè utilizzati per la gestione della sequenza di accensione e spegnimento del pulsatore e degli optoisolatori necessari per l'isolamento dei segnali di comunicazione con l'interfaccia seriale e con lo stadio pulsatore/ricevitore. La tensione +5 V dello stadio di controllo viene ottenuta come tensione di uscita di un convertitore *DC/DC* che ha come tensione di ingresso la +5 V che alimenta il componente *MAX232*, utilizzato per poter interfacciare lo strumento al PC attraverso la porta seriale. L'interfaccia seriale utilizza anch'essa una tensione continua di +5 V, con diverso riferimento di massa rispetto a quella che alimenta lo stadio di controllo, necessaria per l'alimentazione del *MAX232*, delle porte di uscita degli optoisolatori attraverso i quali transitano i segnali di comunicazione con lo stadio di controllo. Questa tensione viene anche fornita come tensione di ingresso al convertitore *DC/DC* utilizzato per generare la tensione di alimentazione dello stadio di controllo.

Lo stadio pulsatore/ricevitore è quello che richiede il maggior numero di tensioni di alimentazione che devono essere fornite allo stadio con una precisa sequenza di accensione/spegnimento al fine di non danneggiare i dispositivi che lo compongono. Il ricevitore è alimentato con una tensione continua pari a +5 V. Per regolare il guadagno del preamplificatore *AD8332* del ricevitore è necessario fornire al componente una tensione continua regolabile tra 40 mV e 1 V che viene prelevata all'uscita di un potenziomentro alimentato con la tensione +5 V. Il potenziometro è collegato ad una manopola posta sul pannello frontale dello strumento che consente la regolazione dall'esterno del guadagno del ricevitore. La rete duplexer utilizzata per selezionare la modalità di lavoro dello strumento come trasmettitore/ricevitore o solo come ricevitore è alimentata con una tensione duale pari a ±12 V.

Il pulsatore *HV732* per poter funzionare correttamente ha bisogno di tensioni continue di alimentazione pari a +3.3 V, +12 V, -5 V. La ten-

sione +3.3 V viene utilizzata anche per alimentare la porta di uscita degli optoisolatori attraverso i quali transitano i segnali, generati dallo stadio di controllo, che pilotano il pulsatore e il segnale di trigger. Ha bisogno inoltre di una tensione continua regolabile tra +15 V e +100 V e di una tensione continua regolabile tra -15 V e -100 V che hanno il compito di gestire la regolazione delle ampiezze dei segnali di uscita. Queste ultime due tensioni vengono prelevate da due generatori di alta tensione continua regolabile della serie *EMCO C05*, uno per la tensione positiva e uno per quella negativa. I generatori di tensione sono alimentati con una tensione di +12 V e controllati da un unico potenziometro doppio collegato ad una mapolola posta sul pannello frontale dello strumento. I due generatori vengono controllati simultaneamente dal potenziometro, alimentato con +5 V, che è stato configurato in maniera tale da fornire le tensioni di controllo ai generatori necessarie alla generazione delle tensioni di uscita desiderate. Per non essere danneggiato il pulsatore ha bisogno di una sequenza temporizzata di accensione (*power-up*) e di spegnimento (*power-down*) delle sue tensioni di alimentazione che prevedono l'abilitazione nell'ordine dell'alta tensione continua positiva, dell'alta tensione continua negativa, della tensione -5 V, della tensione +12 V e della tensione +3.3 V nella fase di accensione. Il contrario deve avvenire invece nella fase di spegnimento. Per la gestione della sequenza temporizzata si è fatto uso, per ogni tensione, di un relè posizionato sul collettore di un transistor di tipo *BJT* pilotato in base dal microcontrollore *PIC16F877A*. Ad un morsetto dell'interruttore del relè è collegata la tensione +5 V di polarizzazione del transistor mentre all'altro morsetto è collegata la tensione di alimentazione del pulsatore. Il microcontrollore è programmato per accendere e spegnere i transistor con una precisa sequenza temporale portando di volta in volta i transistor tra la regione di saturazione e quella di interdizione. In questo modo i relè lavorano come interruttori comandati dalla corrente che scorre nel collettore dei *BJT* e in funzione di essa

abilitano o disabilitano le tensioni di alimentazione del pulsatore. Tra la base e l'emettitore di ogni transistor è stato inoltre posizionato un condensatore di valore crescente in base all'ordine della sequenza di *power-down* per far in modo che, in caso di una improvvisa assenza dell'alimentazione, la sequenza venga comunque rispettata grazie al tempo crescente di scarica dei condensatori che consente l'interdizione sequenziale dei transistor.

5.5 Stadio di controllo

I componenti principali che compongono lo stadio di controllo sono i due microcontrollori che lavorano in parallelo, come si vede dallo schema elettrico dello stadio riportato in figura 5.5. Il microcontrollore *PIC16F877A* si comporta da *master* ed ha una frequenza di clock di 20 MHz. Il suo compito è quello di fornire i segnali di controllo per la comunicazione con l'esterno effettuata per mezzo del tastierino, del display e dell'interfaccia seriale [43, 46]. Deve inoltre programmare il generatore di clock del microcontrollore *SX52BD* che si comporta da *slave* e puntare agli indirizzi di memoria dello slave nei quali è stata memorizzata una mappatura di tutte le forme d'onda necessarie a pilotare il pulsatore [47, 48, 49]. Il microntrollore *SX52BD* prodotto dalla *Parallax* è quindi in grado di leggere i dati ricevuti dall'altro microcontrollore, di generare un segnale di *trigger* per l'oscilloscopio e di inviare al pulsatore i segnali di controllo necessari alla selezione della forma d'onda dei segnali di trasmissione in uscita dallo strumento. Il microntrollore *SX52BD* lavora ad una frequenza di clock variabile tra 4 MHz e 120 MHz in funzione della frequenza dei treni di impulsi che si vuole produrre in uscita. Il clock al microcontrollore viene fornito dall'integrato *DS1086Z* della *Maxim* che è un generatore di clock programmabile a frequenza variabile. Attraverso la scrittura dei suoi registri da parte del microcontrollore *PIC16F877A*, per mezzo del protocollo di comunicazione *I2C*, il componente *DS1086Z* è in grado di generare onde

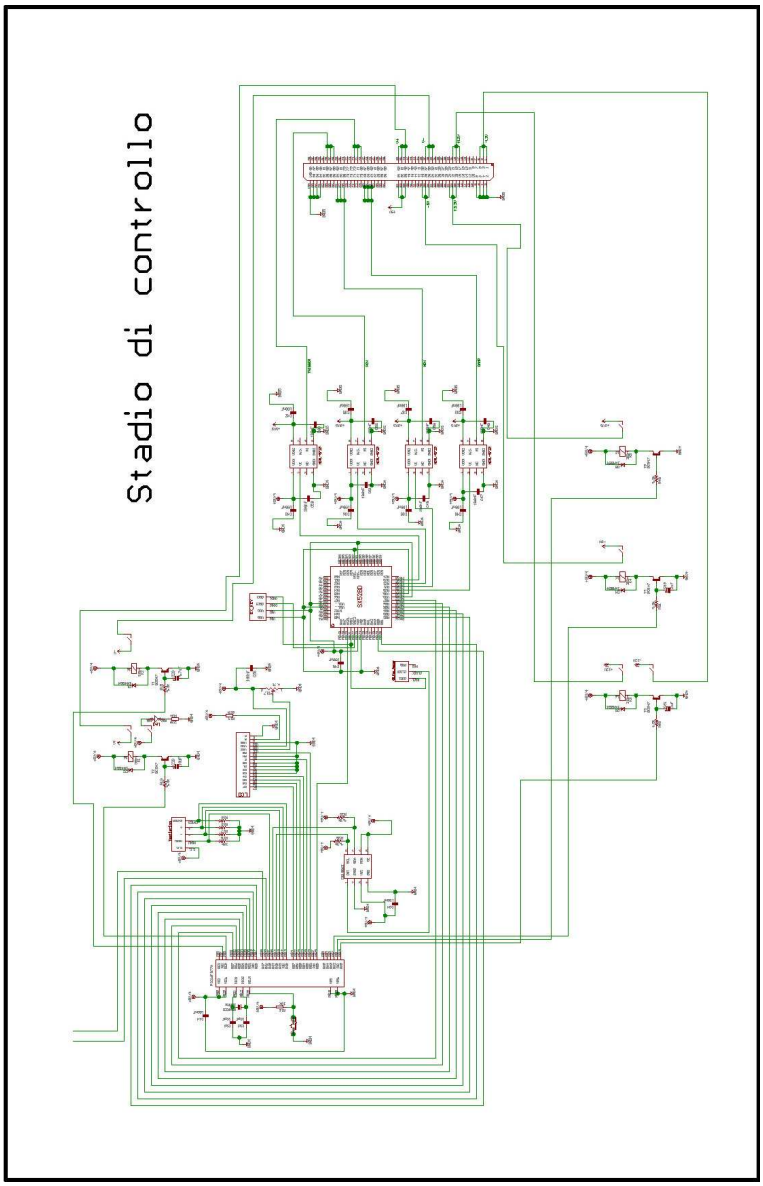


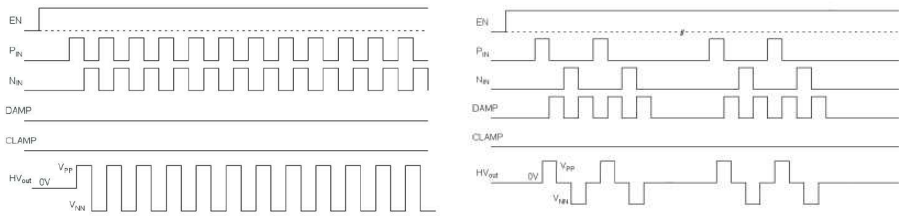
Figura 5.5: Schema elettrico dello stadio di controllo.

quadre di diversa frequenza. Una *routine di interrupt* del microcontrollore master che agisce sul pin *MCRL* dello slave consente di tenere sempre in modalità *sleep* il microcontrollore *SX52BD* e di portarlo in modalità *wake-up* solo nel tempo necessario all'invio dei dati al pulsatore. Il fatto che lo *slave* venga messo in funzione sempre per tempi molto brevi ha consentito, in circostanze specifiche, di farlo lavorare con frequenze di *overclock* fino a 120 MHz.

Il microcontrollore *PIC16F877A* è inserito in uno zoccolo saldato alla scheda, il che consente di sfilarlo facilmente nel caso in cui si voglia riprogrammarlo per apportare modifiche al firmware. Il firmware del microcontrollore *PIC16F877A* è stato scritto in *mikroBasic* ed è riportato nell'Appendice C di questa Tesi. Il microcontrollore *SX52BD* è invece saldato direttamente sulla scheda, per questo motivo è stato posizionato al suo fianco un connettore per l'inserimento di una chiavetta collegabile, per mezzo di un cavo, alla porta seriale del PC che ne consente la programmazione. Il segnale di *trigger* e i segnali di controllo del pulsatore, generati dallo *slave*, vengono fatti transitare attraverso degli optoisolatori che assicurano un isolamento tra lo stadio di controllo e lo stadio pulsatore/ricevitore.

Attraverso il tastierino a quattro pulsanti presente sul pannello frontale dello strumento è possibile selezionare le caratteristiche dei segnali di uscita dal pulsatore regolando il numero di impulsi per ogni ciclo, la modalità *RZ/NRZ*, la polarità degli impulsi, la frequenza dei segnali di uscita, la sequenza di accensione e spegnimento dell'alimentazione del pulsatore, il parametro *PRF* e il tipo di controllo dello strumento (*locale/remoto*). Queste informazioni vengono elaborate dal microcontrollore *PIC*, visualizzate sul display e inviate, in byte di dati, al microcontrollore *SX52BD* attraverso una porta dedicata alla comunicazione tra i due microcontrollori. Nei registri del microcontrollore *SX52BD* sono state memorizzate le sequenze di stati logici che consentono di ricostruire tutte le possibili forme

d'onde necessarie a pilotare il pulsatore. Il microcontrollore *SX52BD* legge i dati in ingresso trasmessi dal *master*, localizza all'interno dei registri le posizioni in cui sono state codificate le sequenze logiche e trasmette alla porta di uscita i dati necessari a pilotare il pulsatore. Per massimizzare la frequenza dei segnali di controllo inviati dal microcontrollore *SX52BD*, che è direttamente proporzionale alla frequenza dei segnali di uscita dal pulsatore, si è programmato il microcontrollore *slave* con il linguaggio di programmazione a basso livello *Assembler*. Il listato completo del firmware scritto per il microcontrollore *SX52BD* è riportato nell'Appendice D di questa Tesi. L'uso di un linguaggio a basso livello ha consentito di utiliz-



(a) (b)

Figura 5.6: Segnali di controllo del pulsatore: (a) NRZ, (b) RZ.

zare istruzioni nel firmware che richiedessero un solo ciclo macchina per essere eseguite. Per trasmettere i dati al registro della porta di uscita sono necessarie due istruzioni, di conseguenza la frequenza dei segnali di uscita del microcontrollore sarà pari a un quarto della frequenza di clock.

Siccome la frequenza di clock del microcontrollore è stata programmata per variare tra 4 MHz e 120 MHz con step di 400 kHz in modalità *NRZ* e 800 kHz in modalità *RZ*, la frequenza dei segnali di uscita può variare tra 1 MHz e 30 MHz con step da 100 kHz in modalità *NRZ* e tra 500 kHz e 15 MHz con step da 100 kHz in modalità *RZ*. I segnali in modalità *RZ* hanno infatti, a parità di clock del microcontrollore, una frequenza pari alla metà di quelli in modalità *NRZ*. In figura 5.6 sono rappresentati i tipici segnali

di controllo P_{IN}, N_{IN}, $DAMP$ e $CLAMP$ generati dal microcontrollore *SX52BD* per pilotare il pulsatore nelle due modalità di uscita. Come si vede dal grafico di figura 5.6b l'uscita HV_{OUT} del pulsatore in modalità *RZ* risulta pari a zero per un quarto di periodo nel passare dalla polarità positiva a quella negativa e viceversa. Il segnale di *trigger* viene portato nello stato logico alto all'inizio dell'invio di ogni treno di impulsi e viene riportato al livello logico basso dopo che l'ultimo impulso del ciclo è stato trasmesso.

5.6 Interfaccia seriale

L'interfaccia seriale consente l'interazione tra lo strumento e il PC per mezzo del protocollo di comunicazione seriale asincrona *RS-232*. Il componente utilizzato per la comunicazione è l'integrato *MAX232* della *Maxim*. Essendo il componente *MAX232* uno dei più conosciuti e più utilizzati per questo tipo di applicazioni non si ritiene necessario analizzare il suo principio di funzionamento lasciando tale descrizione alla vasta letteratura esistente sull'argomento. I dati selezionati sul menù dello strumento vengono inviati al PC attraverso la porta seriale. Viceversa lo strumento è stato anche programmato in maniera tale da poter ricevere, sempre attraverso la porta seriale, dati dall'esterno che consentano di modificare le impostazione del menù.

Attraverso l'utilizzo di un software di interfacciamento come *LabVIEW* è possibile progettare un'applicazione che permetta di gestire, in tutte le sue funzioni, lo strumento dal PC inviando ad esso i dati necessari per un controllo da remoto. Il connettore seriale è posizionato sul pannello posteriore dello strumento. Al fine di limitare disturbi e interferenze, i segnali di trasmissione e di ricezione tra lo stadio di controllo e l'interfaccia seriale transitano attraverso degli optoisolatori che garantiscono un isolamento galvanico tra i due stadi. Come si vede dallo schema elettrico

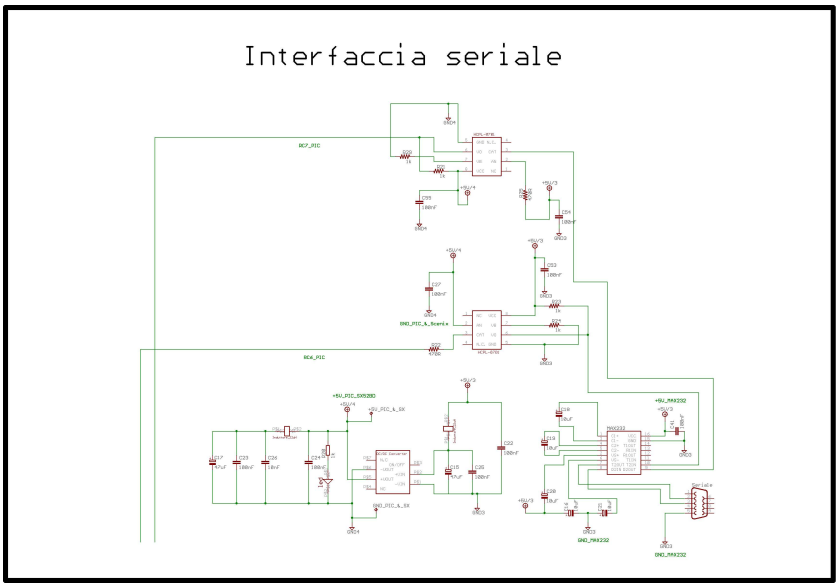


Figura 5.7: Schema elettrico dell'interfaccia seriale.

dell'interfaccia seriale di figura 5.7, i segnali di trasmissione e ricezione sono gestiti dai pin *RC6* e *RC7* del microcontrollore *PIC16F877A*.

5.7 Stadio pulsatore/ricevitore

Lo stadio pulsatore/ricevitore permette di generare cicli di segnali impulsivi ad alta frequenza e alta tensione che vengono trasmessi al cMUT portandolo in vibrazione. Tale stadio consente inoltre di ricevere e amplificare i segnali elettrici inviati dal trasduttore in risposta al campo acustico incidente sulla sua superficie. Come si vede dallo schema elettrico dello stadio riportato in figura 5.8, la fase di trasmissione è affidata al pulsatore integrato per ultrasuoni *HV732* della *Supertex* mentre la fase di ricezione è affidata all'amplificatore a basso rumore con guadagno regolabile in tensione *AD8332* della *Analog Devices* [41, 42].

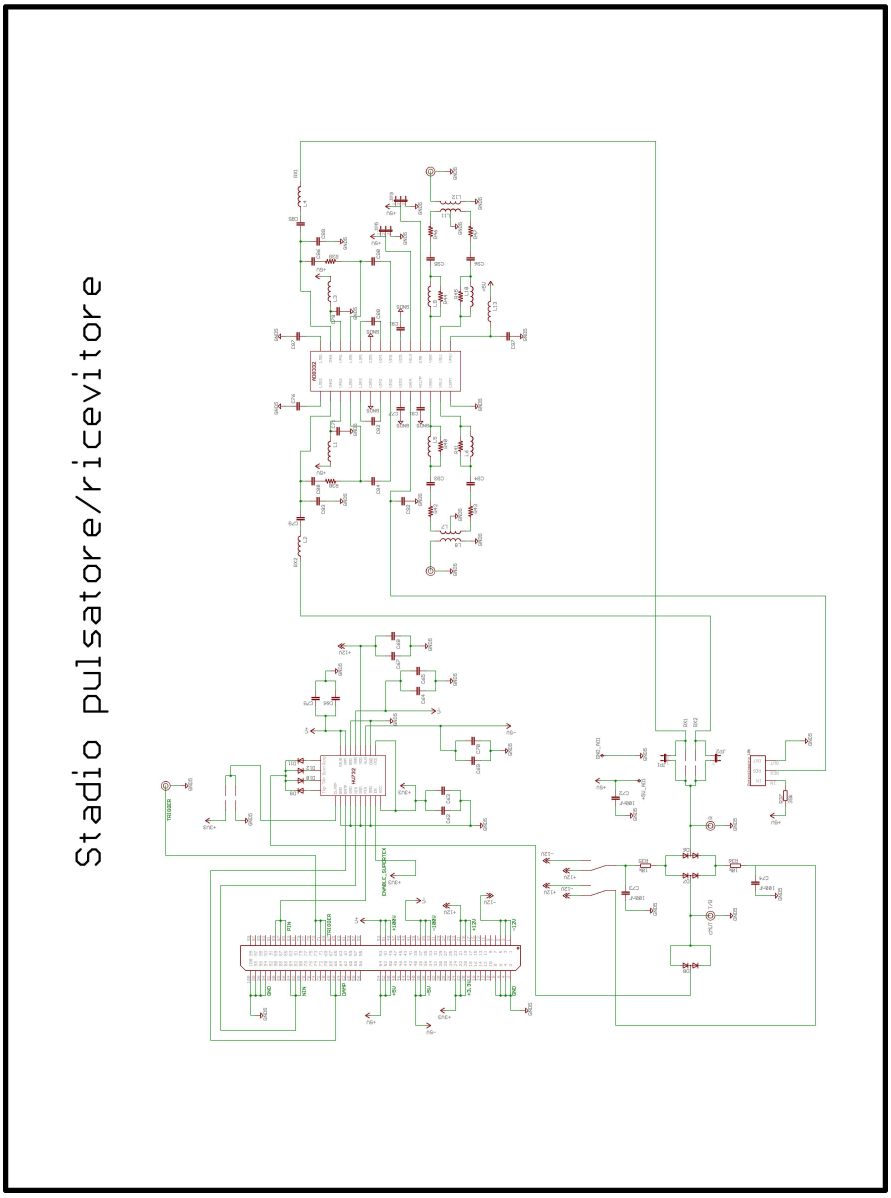
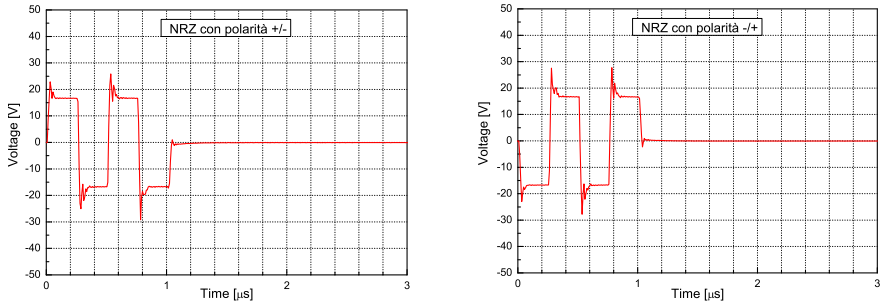


Figura 5.8: Schema elettrico dello stadio pulsatore/ricevitore.

Il preamplificatore del ricevitore presenta due canali, uno a bassa e uno ad alta impedenza di ingresso che possono essere selezionati, attraverso un *jumper* saldato sulla scheda, a seconda del tipo di misura che si vuole effettuare. Uno *switch* regolabile dall'esterno, posizionato sulla tensione duale $\pm 12V$ di alimentazione di una rete duplexer interposta tra il pulsatore e il ricevitore, consente di invertire le tensioni di alimentazione della porta in maniera tale che questa si comporti come un interruttore che abilita o disabilita il passaggio del segnale in ricezione del cMUT verso il ricevitore. Attraverso questo interruttore è possibile quindi regolare la modalità di utilizzo dello strumento come trasmettitore/ricevitore o solo come ricevitore. E' possibile regolare il guadagno del ricevitore per mezzo di una manopola posizionata sul pannello frontale dello strumento mentre un'altra manopola ha la funzione di regolare l'ampiezza dei segnali trasmessi in uscita dal pulsatore. Tale ampiezza è visualizzabile sul display di un voltmetro posizionato sempre sul pannello frontale.

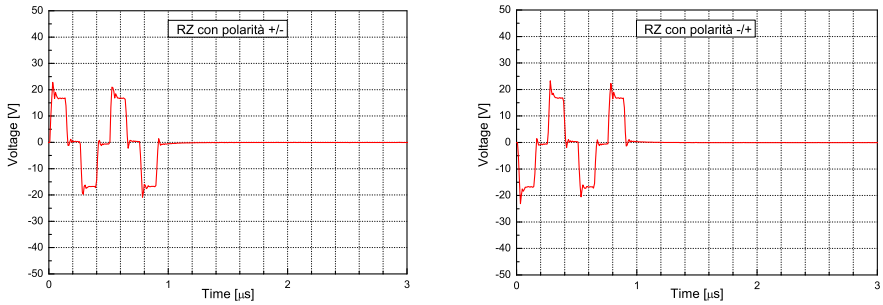
5.8 Caratterizzazione sperimentale

Sono state effettuate molte misure sullo strumento che hanno consentito di effettuare una approfondita caratterizzazione sperimentale al fine di valutarne il corretto funzionamento [44]. Le misure effettuate hanno dato ottimi risultati soddisfacendo a pieno le specifiche di progetto. Per mostrare le quattro tipologie di forme d'onda che è possibile produrre in uscita dallo strumento, nelle figure 5.9 e 5.10 sono riportati i grafici di alcune misure effettuate sui segnali di uscita. Per tali misure sul menù dello strumento è stata selezionata una forma d'onda a due impulsi bipolari per ciclo con frequenza pari a 2 MHz in modalità *NRZ* e polarità +/- (5.9a), in modalità *NRZ* e polarità -/+ (5.9b), in modalità *RZ* e polarità +/- (5.10a) e in modalità *RZ* e polarità -/+ (5.10b). Per mostrare inoltre dei tipici segnali di uscita con un maggior numero di impulsi per ciclo



(a) (b)

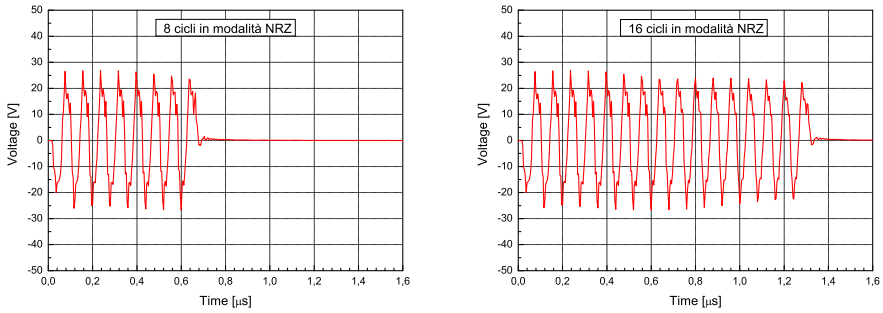
Figura 5.9: Misura dei segnali di uscita del pulsatore: (a) NRZ polarità +/-, (b) NRZ polarità -/+.



(a) (b)

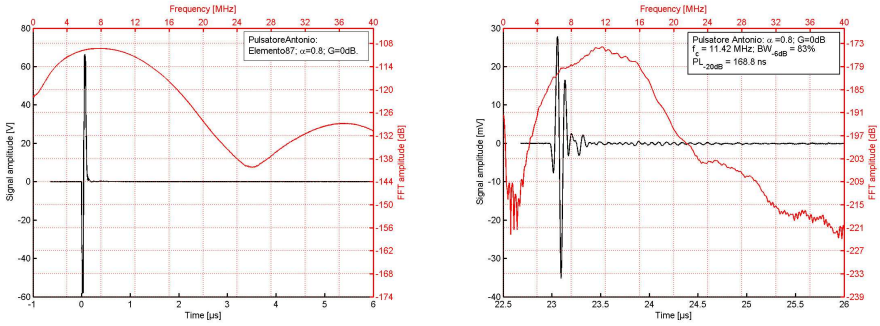
Figura 5.10: Misura dei segnali di uscita del pulsatore: (a) RZ polarità +/-, (b) RZ polarità -/+.

e a frequenza più elevata sono stati riportati nelle figure 5.11a e 5.11b i grafici delle misure dei segnali trasmessi dal pulsatore in modalità *NRZ* con rispettivamente 8 e 16 impulsi bipolari per ciclo ad una frequenza di 12.5 MHz. Essendo il pulsatore/ricevitore appositamente progettato



(a) (b)

Figura 5.11: Misura dei segnali di uscita del pulsatore: (a) 8 cicli in modalità NRZ, (b) 16 cicli in modalità NRZ.



(a) (b)

Figura 5.12: Misure di pulse-echo: (a) segnale misurato in trasmissione, (b) segnale misurato in ricezione.

per effettuare misure di pulse-echo che consentano di valutare le caratteristiche del segnale in ricezione prodotto dal trasduttore, si mostrano di seguito alcuni risultati ottenuti da tali misure fatte su un elemento di un array cMUT. In figura 5.12a è riportato il grafico di un segnale impulsivo bipolare trasmesso dal pulsatore (curva in nero) con la sua *FFT* (curva

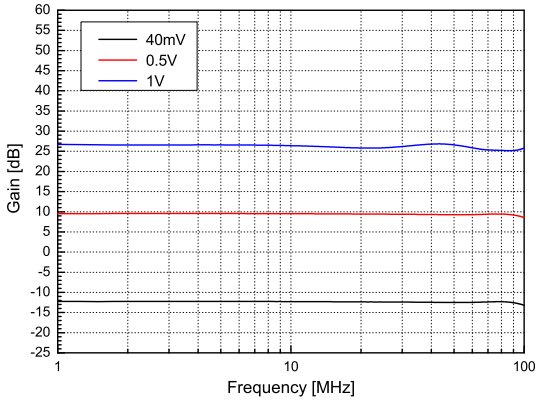


Figura 5.13: Guadagno del ricevitore in funzione della tensione.

in rosso) mentre in figura 5.12b è mostrato un tipico segnale di ricezione del cMUT (curva in nero) ricavato per mezzo di una misura di pulse-echo e la sua *FFT* (curva in rosso). Sono state poi effettuate misure per la caratterizzazione del ricevitore al fine di valutarne la banda passante e il guadagno. In figura 5.13 è riportato il grafico di una misura della risposta in frequenza del ricevitore del canale a bassa impedenza di ingresso in cui è possibile valutare come varia il guadagno del preamplificatore in funzione della tensione di regolazione controllabile per mezzo di una manopola posta sul pannello frontale dello strumento. Quello che è importante notare è che la banda in frequenza del ricevitore risulta piatta a -3 dB fino a 100 MHz, frequenza molto al di sopra di quelle di funzionamento dello strumento.

5.9 Progettazione della scheda

Lo strumento è stato progettato su tre schede, una di dimensioni maggiori che contiene lo stadio di alimentazione, lo stadio di controllo, l'interfaccia seriale e due di dimensioni minori che contengono il ricevitore e il pulsatore

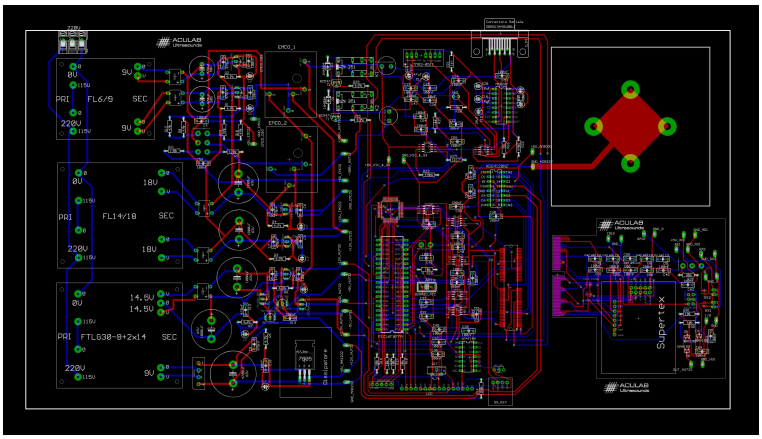


Figura 5.14: Layout della scheda elettronica del pulsatore/ricevitore.

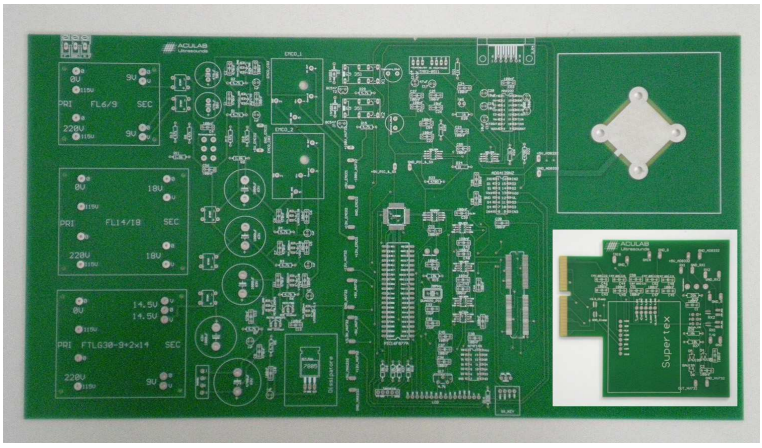


Figura 5.15: Scheda elettronica del pulsatore/ricevitore.

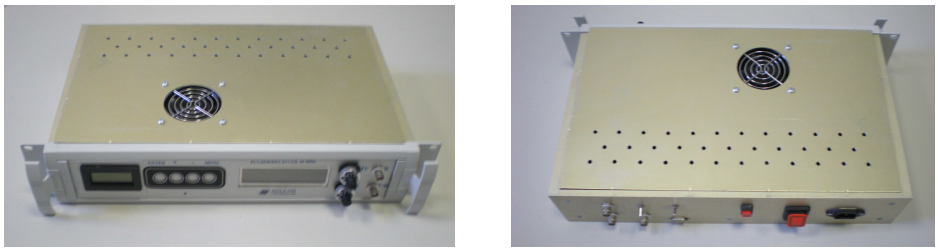
rispettivamente. La scheda di dimensioni maggiori è collegabile a quella del pulsatore per mezzo di un connettore a inserzione saldato sulla scheda grande nel quale viene inserita la scheda più piccola. La scheda del ricevitore è stata posizionata in un contenitore metallico di schermatura che è stato alloggiato sulla scheda grande nell'area in alto a destra di figura

5.15. La scelta di posizionare il pulsatore e il ricevitore su schede separate è stata fatta per rendere lo strumento più flessibile. In questo modo sia il pulsatore che il ricevitore possono essere sostituiti nel caso in cui si abbia la necessità di modificare le funzionalità dello strumento senza dover apportare significative modifiche hardware ma semplicemente sostituendo le due schede.

Lo sviluppo del *layout* delle schede è stato effettuato per mezzo del software *CAD Eagle 5.4*. Le schede sono formate da due *layer* e i componenti sono saldati soltanto sul *top layer*. In figura 5.14 è mostrato il *layout* progettato per la scheda grande (38cm x 20cm) e in basso a destra quello della scheda del pulsatore (94mm x 87mm). In figura 5.15 è invece mostrata una foto del circuito stampato prima che sulle schede venissero saldati i componenti.

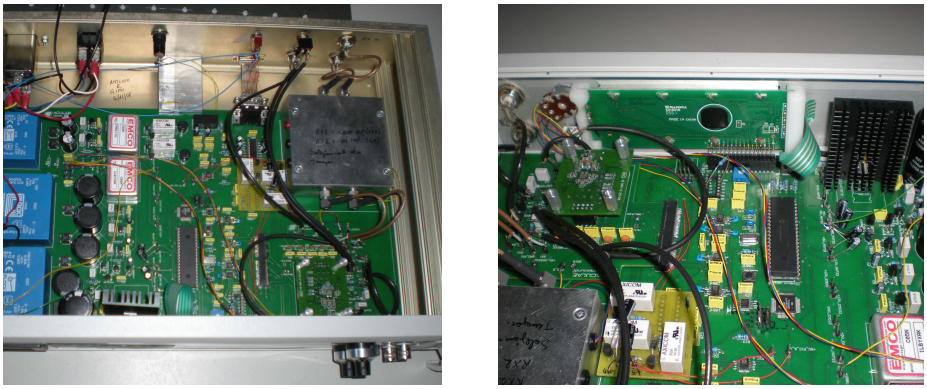
5.10 Assemblaggio dello strumento

Le foto di figura 5.16 mostrano lo strumento assemblato e pronto per l'uso. Lo strumento è dotato di un tastierino per la gestione del menù e di un display *LCD* che consente di visualizzare le impostazioni selezionate. Sul pannello frontale è stato inserito il display di un voltmetro che indica l'ampiezza dei segnali trasmessi dal pulsatore e un *led* che si accende quando il pulsatore è alimentato. Sempre sul pannello frontale sono presenti due manopole demoltiplicate: una per la regolazione del guadagno del ricevitore e una per la regolazione dell'ampiezza dei segnali trasmessi dallo strumento. Accanto alle manopole di regolazione ci sono due connettori di tipo *BNC* che costituiscono gli ingressi dello strumento. A seconda che si voglia utilizzare lo strumento in modalità trasmissione/ricezione o solo in modalità ricezione si può scegliere l'ingresso corrispondente. Sul pannello posteriore sono stati inseriti tre connettori *BNC*. Da uno di questi può essere prelevato il segnale di *trigger* che serve a sincronizzare lo strumento



(a) (b)

Figura 5.16: Foto del pulsatore/ricevitore: (a) vista frontale, (b) vista posteriore.



(a) (b)

Figura 5.17: Foto dell'interno del pulsatore/ricevitore: (a) vista frontale, (b) vista posteriore.

con l'oscilloscopio mentre dagli altri due vengono prelevate le due uscite del ricevitore. C'è infatti una uscita corrispondente all'ingresso ad alta impedenza del ricevitore e una uscita corrispondente all'ingresso a bassa impedenza. Sul pannello posteriore ci sono due interruttori, il primo dei quali consente l'accensione e lo spegnimento del voltmetro, il secondo consente di selezionare la modalità trasmissione/ricezione o ricezione dello strumento. Sono inoltre presenti un pulsante di reset del microcontrollore

che gestisce il menù dello strumento, un interruttore di accensione e spegnimento dell'alimentazione e una porta di interfaccia seriale per comunicare con il PC e controllare da remoto lo strumento. Nelle foto di figura 5.17 viene mostrato lo strumento in assenza del pannello superiore del *case* per mostrare come sono stati posizionati i componenti sul circuito stampato e come le schede sono state inserite al suo interno.

5.11 Conclusioni

E' stato progettato, realizzato e caratterizzato un innovativo pulsatore/ricevitore ad alta frequenza ed alta tensione utilizzato per effettuare misure di pulse-echo necessarie per la caratterizzazione di trasduttori cMUT. Le misure effettuate sullo strumento hanno mostrato ottimi risultati rispettando a pieno le specifiche di progetto. Il pulsatore/ricevitore è tuttora in uso presso il laboratorio di Acustoelettronica dell'Università Roma Tre.

Conclusioni

In questo lavoro di Tesi sono state progettate, realizzate e caratterizzate sperimentalmente diverse configurazioni di elettronica di front-end per le sonde ecografiche in tecnologia cMUT sviluppate presso il laboratorio Aculab dell'Università Roma Tre. La funzione principale svolta dall'elettronica di front-end è quella di effettuare un adattamento di impedenza elettrica tra il trasduttore e il cavo che collega la sonda alla macchina ecografica. Sono stati inoltre progettati, realizzati e caratterizzati i circuiti di alimentazione necessari a fornire la tensione di polarizzazione al cMUT e le tensioni di alimentazione per l'elettronica di front-end. E' in corso d'opera lo sviluppo di un unico circuito stampato contenente tutti i circuiti di alimentazione della sonda che sarà inserito all'interno del connettore ZIF che collega la sonda alla macchina ecografica. E' stato infine progettato e realizzato un innovativo strumento utilizzato per la caratterizzazione dei trasduttori cMUT ad alta frequenza. La necessità di realizzare tale strumento in laboratorio è dovuta al fatto che non esiste in commercio uno strumento concepito appositamente per avere funzioni adeguate alla caratterizzazione dei cMUT. Lo strumento è un pulsatore/ricevitore utilizzato per effettuare le tipiche misure di pulse-echo per trasduttori acustici. Tali misure sono molto importanti per studiare la risposta in frequenza del trasduttore sia in trasmissione che in ricezione. Il pulsatore/ricevitore è in grado di trasmettere al trasduttore segnali elettrici impulsivi ad alta tensione al fine di portarlo in vibrazione e di amplificare il segnale elettrico

in ricezione prodotto dal trasduttore in risposta ad un campo acustico incidente sulla sua superficie. Il segnale di ricezione può essere visualizzato su un oscilloscopio ed essere elaborato attraverso specifici algoritmi per valutare la risposta in frequenza del trasduttore. Il pulsatore/ricevitore è in grado di lavorare sia in modalità trasmissione/ricezione che in modalità solo ricezione ed è dotato di tastierino, display e porta seriale per gestire il controllo dello strumento da locale o attraverso un PC.

Il lavoro portato avanti in questa Tesi ha contribuito all'avanzamento della ricerca sulle sonde ecografiche in tecnologia cMUT che si ritiene possano a breve competere, non solo dal punto di vista strettamente tecnico ma anche da quello squisitamente commerciale, con quelle di tipo piezoelettrico che allo stato attuale detengono il monopolio del mercato mondiale.

Bibliografia

[1] F. V. Hunt, ‘‘Electroacoustics: The Analysis of Transduction, and Its Historical Background’’, New York, Acoustical Society of America, 1982.

[2] I. Ladabaum, X. Jin, H.T. Soh, A. Atalar, and B.T. Khuri-Yakub, ‘‘Surface Micromachined Capacitive Ultrasonic Transducers’’, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Freq. Contr., 1998, vol. 45, no. 3, pp. 678-690.

[3] I. Ladabaum, B. T. Khuri-Yakub, D. Spoliansky, and M. I. Haller, ‘‘Micromachined ultrasonic transducers (muts)’’, in Proc. IEEE Ultrasonics Symposium, 1995, vol. 1, pp. 501-504.

[4] G. Caliano, R. Carotenuto, A. Caronti, and M. Pappalardo, ‘‘cmut echographic probes: design and fabrication process’’, in Proc. IEEE Ultrasonics Symposium, 1995, vol. 1, pp. 501-504.

[5] G. Caliano, R. Carotenuto, E. Cianci, V. Foglietti, A. Caronti, A. Iula, and M. Pappalardo, ‘‘Design, fabrication and characterization of a capacitive micromachined ultrasonic probe for medical imaging”, Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on, 2005, vol. 52, no. 12, pp. 2259-2269.

[6] A. Caronti, G. Caliano, A. Iula, and M. Pappalardo, ‘‘An accurate model for capacitive micromachined ultrasonic transducers”, Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on, 2002, vol. 49, no. 2, pp. 159-168.

[7] M. I. Haller and B.T. Khuri-Yakub, ‘‘A surface micromachined electrostatic ultrasonic air transducer”, in Proc. IEEE Ultrasonics Symposium, 1994, vol. 2, pp. 1241-1244.

[8] A. Caronti, G. Caliano, R. Carotenuto, A. Savoia, M. Pappalardo, E. Cianci, V. Foglietti, ‘‘Capacitive micromachined ultrasonic transducer arrays for medical imaging”, Microelectronics Journal 37, 2006, pp. 770-777.

[9] http://www.linear.com/.

[10] http://www.maxim-ic.com/.

[11] http://www.national.com/analog.

[12] K. K. Shung, ‘‘Diagnostic Ultrasound: Imaging and Blood Flow Measurements”, Taylor and Francis Group, 2006.

[13] T. L. Szabo, ‘‘Diagnostic Ultrasound Imaging: Inside Out’’, Elsevier Academic Press, 2004.

[14] E. Brunner, ‘‘Ultrasound System Considerations and their Impact on Front-End Components’’, Analog Devices, Inc. 2002.

[15] E. Brunner, ‘‘How Ultrasound System Considerations Influence Front-End Component Choice’’, Analog Devices, Inc. 2002.

[16] B. Odom, ‘‘Ultrasound Analog Electronics Primer’’, Analog Devices, Inc. 1999.

[17] Agilent Technologies, ‘‘Time Domain Reflectometry Theory”, Application Note 1304-2.

[18] Cadence Design Systems, Inc., ‘‘PSpice: Reference Guide’’, Second edition, 2000.

[19] H. W. Ott, ‘‘Noise Reduction Techniques in Electronic System’’, John Wiley and Sons, Inc., Second Edition, 1988.

[20] A. S. Sedra, K. C. Smith, ‘‘Microelectronic Circuits”, Oxford University Press, Fourth Edition, 1998.

[21] A. Caronti, G. Caliano, A. Savoia, M. Pappalardo, R. Carotenuto, ‘‘A Low-Noise, Wideband Electronic System for Pulse Echo Ultrasound Imaging with CMUT Arrays”, IEEE International Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control Joint 50th Anniversary Conference, 2004, pp. 2219-2222.

[22] J. Zahorian1, R. Guldiken, G. Gurun., M. S.Qureshi, M. Balantekin, P. Hasler, F. Levent Degertekin, ‘‘Single chip CMUT arrays with integrated CMOS electronics: Fabrication Process Development and Experimental Results’’, IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings, 2008, pp. 386-389.

[23] C. Daft, P. Wagner, B. Bymaster, S. Panda, K. Patel and I. Ladabaum, ‘‘cMUTs and electronics for 2D and 3D imaging : Monolithic integration, in-handle chip sets and system implications”, IEEE Ultrasonics Symposium, 2005, pp. 467-478.

[24] I. O. Wygant, X.Zhuang, D. T. Yeh, O. Oralkan, A. Sanli Ergun, M. Karaman, and B. T. Khuri-Yakub, ‘‘Integration of 2D CMUT Arrays with Front-End Electronics for Volumetric Ultrasound Imaging”, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 55, no. 2, february 2008, pp. 327-342.

[25] U. Guler and A. Bozkurt, ‘‘A Low-Noise Front-End Circuit for 2D cMUT Arrays’’, IEEE International Ultrasonics Symposium, 2006, pp. 689-692.

[26] G. Gurun, M. S. Qureshi, M. Balantekin, R. Guldiken, J. Zahorian, S. Y. Peng, A. Basu, M. Karaman, P. Hasler, F. L. Degertekin, ‘‘Front-end CMOS electronics for monolithic integration with CMUT arrays: Circuit design and initial experimental results’’, IEEE Ultrasonics Symposium, 2008, pp. 390-393.

[27] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, ‘‘Elettronica di Potenza: Convertitori e Applicazioni’’, Editore Ulrico Hoepli Milano, 2005.

[28] A. M. Trzynadlowski, ‘‘Introduction to Modern Power Electronics’’, Kluwer Academic Publishers, 2004.

[29] W. K. Chen, ‘‘The Circuits and Filters Handbook’’, CRC Press LLC, Second Edition, 2003.

[30] C. F. Coombs Jr., ‘‘Printed Circuit Handbook’’, McGraw-Hill, Sixth Edition, 2008.

[31] G. I. Ighalo, O. Omorogiuwa, M. Ehiwere, ‘‘A More Efficient Switching Mode Power Supply”, International Journal of Electrical and Power Engineering 1 (5), 2007, pp. 530-536.

[32] F. Arteche, C. Rivetta, ‘‘EMI Filter Design and Stability Assessment of DC Voltage Distribution based on Switching Converters”, Proceedings of Workshop on Electronics for LHC Experiments, LEB 2001, Sept. 2001, vol. 1, pp. 353-357.

[33] Y. Qiu, J. Li, M. Xu, D. S. Ha, F. C. Lee, ‘‘Proposed DPWM Scheme with Improved Resolution for Switching Power Converters’’, Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), 2007, pp. 1588-1593.

[34] J. Sun, ‘‘Characterization and Performance Comparison of Ripple Based Control Methods for Voltage Regulator Modules’’, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004, pp. 3713-3720.

[35] B. Huffman, ‘‘Efficiency and Power Characteristics of Switching Regulator Circuits”, Linear Technology, Application Note 46, November 1991.

[36] J. Williams, ‘‘High Voltage, Low Noise, DC/DC Converters’’, Linear Technology, Application Note 118, March 2008.

[37] C. Jensen, ‘‘Layout Guidelines for Switching Power Supplies”, National Semiconductor, Application Note 1149, October 1999.

[38] C. Richardson, ‘‘PCB Layout Considerations for Switchers’’, National Semiconductor, May 2008.

[39] S. Maniktala, ‘‘Simple Switcher PCB Layout Guidelines’’, National Semiconductor, Application Note 1229, July 2002.

[40] J. Williams, ‘‘Minimizing Switching Regulator Residue in Linear Regulator Outputs”, Linear Technology, Application Note 101, July 2005.

[41] http://www.analog.com/en/index.html.

[42] http://www.supertex.com/.

[43] http://www.microchip.com/.

[44] J. G. Webster, ‘‘The Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook”, CRC Press LLC, 1999.

[45] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer, ‘‘Analysis and Design of Analog Integrated Circuits’’, John Wiley and Sons, Inc., Fourth Edition, 2001.

[46] mikroElektronika, ‘‘Basic Compiler for Microchip PIC Microcontrollers: mikroBasic User’s Manual”.

[47] Scenix Semiconductor, Inc., ‘SX Family User’s Manual’’, Rev. 2.0, February 1999.

[48] Parallax, Inc., ‘SX Key/Blitz Development System Manual’’, Version 2.0.

[49] Ubicom, Inc., ‘SASM Cross Assembler User’s Manual’’, Version 1.3, December 2000.

[50] A. Caronti, ‘Modeling, Design and Characterization of Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers (CMUTs)’’, Tesi di Dottorato, Università Roma Tre, 2003.

[51] A. S. Savoia, ‘Capacitive silicon micromachined ultrasound transducers: novel structures”, Tesi di Dottorato, Università Roma Tre, 2007.

[52] P. Gatta, ‘Caratterizzazione interferometrica di strutture planari vibranti”, Tesi di Dottorato, Università Roma Tre, 2008.

[53] C. Longo, ‘Tecniche di ottimizzazione per trasduttori capacitivi microlavorati su silicio (cMUT)’’, Tesi di Dottorato, Università Roma Tre, 2008.

[54] W. Mason, ‘‘Electromechanical Transducers and Wave Filters’’, 2nd ed. New York, Van Nostrand, 1948.

Appendice A. Datasheet MAX4200

19-1398; Rev 2; 4/99

MAXIM

Ultra-High-Speed, Low-Noise, Low-Power, SOT23 Open-Loop Buffers

MAX4200–MAX4205

General Description

The MAX4200–MAX4205 are ultra-high-speed, open-loop buffers featuring high slew rate, high output current, low noise, and excellent capacitive-load-driving capability. The MAX4200/MAX4201/MAX4202 are single buffers, while the MAX4203/MAX4204/MAX4205 are dual buffers. The MAX4201/MAX4204 have integrated 50Ω termination resistors, making them ideal for driving 50Ω transmission lines. The MAX4202/MAX4205 include 75Ω back-termination resistors for driving 75Ω transmission lines. The MAX4200/MAX4203 have no internal termination resistors.

The MAX4200–MAX4205 use a proprietary architecture to achieve up to 780MHz -3dB bandwidth, 280MHz 0.1dB gain flatness, 4200V/µs slew rate, and ±90mA output current drive capability. They operate from ±5V supplies and draw only 2.2mA of quiescent current. These features, along with low-noise performance, make these buffers suitable for driving high-speed analog-to-digital converter (ADC) inputs or for data-communications applications.

Applications

High-Speed DAC Buffers

Wireless LANs

Digital-Transmission Line Drivers

High-Speed ADC Input Buffers

IF/Communications Systems

Selector Guide

PART	NO. OF BUFFERS	INTERNAL OUTPUT TERMINATION (Ω)	PIN-PACKAGE
MAX4200	1	—	8 SO, 5 SOT23
MAX4201	1	50	8 SO, 5 SOT23
MAX4202	1	75	8 SO, 5 SOT23
MAX4203	2	—	8 SO/µMAX
MAX4204	2	50	8 SO/µMAX
MAX4205	2	75	8 SO/µMAX

Pin Configurations appear at end of data sheet.

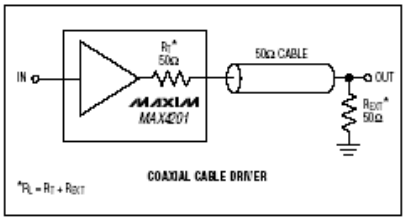
Features

- 2.2mA Supply Current
- High Speed
  - 780MHz -3dB Bandwidth (MAX4201/MAX4202)
  - 280MHz 0.1dB Gain Flatness (MAX4201/MAX4202)
  - 4200V/µs Slew Rate
- Low 2.1nV/√Hz Voltage-Noise Density
- Low 0.8pA/√Hz Current-Noise Density
- High ±90mA Output Drive (MAX4200/MAX4203)
- Excellent Capacitive-Load-Driving Capability
- Available in Space-Saving SOT23 or µMAX Packages

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE	TOP MARK
MAX4200ESA	-40°C to +85°C	8 SO	—
MAX4200EUK-T	-40°C to +85°C	5 SOT23-5	AABZ
MAX4201ESA	-40°C to +85°C	8 SO	—
MAX4201EUK-T	-40°C to +85°C	5 SOT23-5	ABAA
MAX4202ESA	-40°C to +85°C	8 SO	—
MAX4202EUK-T	-40°C to +85°C	5 SOT23-5	ABAB
MAX4203ESA	-40°C to +85°C	8 SO	—
MAX4203EUA	-40°C to +85°C	8 µMAX	—
MAX4204ESA	-40°C to +85°C	8 SO	—
MAX4204EUA	-40°C to +85°C	8 µMAX	—
MAX4205ESA	-40°C to +85°C	8 SO	—
MAX4205EUA	-40°C to +85°C	8 µMAX	—

Typical Application Circuit



Ultra-High-Speed, Low-Noise, Low-Power, SOT23 Open-Loop Buffers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V_{CC} to V_{EE}) ..... +12V
Voltage on Any Pin to GND ..... (V_{EE} - 0.3V) to (V_{CC} + 0.3V)
Output Short-Circuit Duration to GND ..... Continuous
Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
5-Pin SOT23 (derate 7.1mW/°C above +70°C) 571mW
8-Pin µMAX (derate 4.1mW/°C above +70°C) 330mW
8-Pin SO (derate 5.9mW/°C above +70°C) 471mW

Operating Temperature Range ..... -40°C to +85°C
Storage Temperature Range ..... -65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10sec) ..... +300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = +5V, V_{EE} = -5V, R_L = ∞, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage	V_S	Guaranteed by PSR test		±4		±5.5	V
Quiescent Supply Current	I_S	Per buffer, V_{IN} = 0V			2.2	4	mA
Input Offset Voltage	V_{OS}	V_{IN} = 0V			1	15	mV
Input Offset Voltage Drift	TCV_{OS}	V_{IN} = 0V			20		µV/°C
Input Offset Voltage Matching		MAX4203/MAX4204/MAX4205			0.4		mV
Input Bias Current	I_B				0.8	10	µA
Input Resistance	R_{IN}				500		kΩ
Voltage Gain	A_V	-3.0V ≤ V_{OUT} ≤ 3.0V	MAX4200/MAX4203, R_{EXT} = 150Ω	0.9	0.96	1.1	V/V
			MAX4201/MAX4204, R_{EXT} = 50Ω	0.42	0.50	0.58	
			MAX4202/MAX4205, R_{EXT} = 75Ω	0.41	0.50	0.59	
Power-Supply Rejection	PSR	V_S = ±4V to ±5.5V		55	72		dB
Output Resistance	R_{OUT}	f = DC	MAX4200/MAX4203		8		Ω
			MAX4201/MAX4204		50		
			MAX4202/MAX4205		75		
Output Current	I_{OUT}	R_L = 30Ω	MAX4200/MAX4203		±90		mA
			MAX4201/MAX4204		±52		
			MAX4202/MAX4205		±44		
Short-Circuit Output Current	I_{SC}	Sinking or sourcing	MAX4200/MAX4203		150		mA
			MAX4201/MAX4204		90		
			MAX4202/MAX4205		75		
Output Voltage Swing	V_{OUT}	MAX4200/MAX4203	R_L = 150Ω	±3.3	±3.8		V
			R_L = 100Ω	±3.2	±3.7		
			R_L = 37.5Ω		±3.3		
		MAX4201/MAX4204	R_L = 50Ω	±1.9	±2.1		
		MAX4202/MAX4205	R_L = 75Ω	±2.0	±2.3		

Ultra-High-Speed, Low-Noise, Low-Power, SOT23 Open-Loop Buffers

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC} = +5V, V_{EE} = -5V, R_L = 100Ω for MAX4200/MAX4201/MAX4203/MAX4204, R_L = 150Ω for MAX4202/MAX4205, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS			MIN	TYP	MAX	UNITS
-3dB Bandwidth	$BW_{(-3dB)}$	V_{OUT} ≤ 100mV_{RMS}	MAX4200			660		MHz
			MAX4201/MAX4202			780		
			MAX4203			530		
			MAX4204/MAX4205			720		
0.1dB Bandwidth	$BW_{(0.1dB)}$	V_{OUT} ≤ 100mV_{RMS}	MAX4200			220		MHz
			MAX4201/MAX4202			280		
			MAX4203			130		
			MAX4204/MAX4205			230		
Full-Power Bandwidth	FPBW	V_{OUT} ≤ 2Vp-p	MAX4200/MAX4201/MAX4202			490		MHz
			MAX4203/MAX4204/MAX4205			310		
Slew Rate	SR	V_{OUT} = 2V step				4200		V/µs
Group Delay Time						405		ps
Settling Time to 0.1%	t_S	V_{OUT} = 2V step				12		ns
Spurious-Free Dynamic Range	SFDR	V_{OUT} = 2Vp-p	MAX4200/MAX4201/MAX4202	f = 5MHz		-48		dBc
				f = 20MHz		-45		
				f = 100MHz		-34		
			MAX4203/MAX4204/MAX4205	f = 5MHz		-47		
				f = 20MHz		-44		
				f = 100MHz		-32		
Harmonic Distortion	HD	MAX4200/MAX4201/MAX4202, f = 500kHz, V_{OUT} = 2Vp-p	Second harmonic			-72		dBc
			Third harmonic			-48		
			Total harmonic			-48		
		MAX4203/MAX4204/MAX4205, f = 500kHz, V_{OUT} = 2Vp-p	Second harmonic			-83		
			Third harmonic			-47		
			Total harmonic			-47		
Differential Gain Error	DG	NTSC, R_L = 150Ω				1.3		%
Differential Phase Error	DP	NTSC, R_L = 150Ω				0.15		degrees
Input Voltage Noise Density	e_n	f = 1MHz				2.1		nV/√Hz
Input Current Noise Density	i_n	f = 1MHz				0.8		pA/√Hz
Input Capacitance	C_{IN}					2		pF
Output Impedance	Z_{OUT}	f = 10MHz				6		Ω
Amplifier Crosstalk	X_{TALK}	V_{OUT} = 2Vp-p	f = 10MHz			-87		dB
			f = 100MHz			-65		

Ultra-High-Speed, Low-Noise, Low-Power, SOT23 Open-Loop Buffers

Pin Description

PIN			NAME	FUNCTION
MAX4200/MAX4201/MAX4202		MAX4203 MAX4204 MAX4205		
SOT23-5	SO	SO/µMAX		
1	1, 2, 5, 8	—	N.C.	Not Internally Connected
3	3	—	IN	Buffer Input
—	—	1	IN1	Buffer 1 Input
—	—	2	OUT1	Buffer 1 Output
2	4	—	V_{EE}	Negative Power Supply
—	—	3	V_{EE1}	Negative Power Supply for Buffer 1
—	—	4	V_{EE2}	Negative Power Supply for Buffer 2
—	—	5	IN2	Buffer 2 Input
—	—	6	OUT2	Buffer 2 Output
5	6	—	OUT	Buffer Output
4	7	—	V_{CC}	Positive Power Supply
—	—	7	V_{CC2}	Positive Power Supply for Buffer 2
—	—	8	V_{CC1}	Positive Power Supply for Buffer 1

Detailed Description

The MAX4200–MAX4205 wide-band, open-loop buffers feature high slew rates, high output current, low 2.1nV/√Hz voltage-noise density, and excellent capacitive-load-driving capability. The MAX4200/MAX4203 are single/dual buffers with up to 660MHz bandwidth, 230MHz 0.1dB gain flatness, and a 4200V/µs slew rate. The MAX4201/MAX4204 single/dual buffers with integrated 50Ω output termination resistors, up to 780MHz bandwidth, 280MHz gain flatness, and a 4200V/µs slew rate, are ideally suited for driving high-speed signals over 50Ω cables. The MAX4202/MAX4205 provide bandwidths up to 720MHz, 230MHz gain flatness, 4200V/µs slew rate, and integrated 75Ω output termination resistors for driving 75Ω cables.

With an open-loop gain that is slightly less than +1V/V, these devices do not have to be compensated with the internal dominant pole (and its associated phase shift) that is present in voltage-feedback devices. This feature allows the MAX4200–MAX4205 to achieve a nearly constant group delay time of 405ps over their full frequency range, making them well suited for a variety of RF and IF signal-processing applications.

These buffers operate with ±5V supplies and consume only 2.2mA of quiescent supply current per buffer while providing up to ±90mA of output current drive capability.

Applications Information

Power Supplies

The MAX4200–MAX4205 operate with dual supplies from ±4V to ±5.5V. Both V_{CC} and V_{EE} should be bypassed to the ground plane with a 0.1µF capacitor located as close to the device pin as possible.

Layout Techniques

Maxim recommends using microstrip and stripline techniques to obtain full bandwidth. To ensure that the PC board does not degrade the amplifier's performance, design it for a frequency greater than 6GHz. Pay careful attention to inputs and outputs to avoid large parasitic capacitance. Whether or not you use a constant-impedance board, observe the following guidelines when designing the board:

- Do not use wire-wrap boards, because they are too inductive.
- Do not use IC sockets, because they increase parasitic capacitance and inductance.

Ultra-High-Speed, Low-Noise, Low-Power, SOT23 Open-Loop Buffers

- Use surface-mount instead of through-hole components for better high-frequency performance.
- Use a PC board with at least two layers; it should be as free from voids as possible.
- Keep signal lines as short and as straight as possible. Do not make 90° turns; round all corners.

Input Impedance

The MAX4200–MAX4205 input impedance looks like a 500kΩ resistor in parallel with a 2pF capacitor. Since these devices operate without negative feedback, there is no loop gain to transform the input impedance upward, as in closed-loop buffers. Inductive input sources (such as an unterminated cable) may react with the input capacitance and produce some peaking in the buffer's frequency response. This effect can usually be minimized by using a properly terminated transmission line at the buffer input, as shown in Figure 1.

Output Current and Gain Sensitivity

The absence of negative feedback means that open-loop buffers have no loop gain to reduce their effective output impedance. As a result, open-loop devices usually suffer from decreasing gain as the output current is decreased. The MAX4200–MAX4205 include local feedback around the buffer's class-AB output stage to ensure low output impedance and reduce gain sensitivity to load variations. This feedback also produces demand-driven current bias to the output transistors for ±90mA (MAX4200/MAX4203) drive capability that is relatively independent of the output voltage (see *Typical Operating Characteristics*).

Output Capacitive Loading and Stability

The MAX4200–MAX4205 provide maximum AC performance with no load capacitance. This is the case when the load is a properly terminated transmission line. However, these devices are designed to drive any load capacitance without oscillating, but with reduced AC performance.

Since the MAX4200–MAX4205 operate in an open-loop configuration, there is no negative feedback to be transformed into positive feedback through phase shift introduced by a capacitive load. Therefore, these devices will not oscillate with capacitive loading, unlike similar buffers operating in a closed-loop configuration. However, a capacitive load reacting with the buffer's output impedance can still affect circuit performance. A capacitive load will form a lowpass filter with the buffer's output resistance, thereby limiting system bandwidth. With higher capacitive loads, bandwidth is dominated by the RC network formed by RT and CL; the bandwidth of the buffer itself is much higher. Also note that the isolation resistor forms a divider that decreases the voltage delivered to the load.

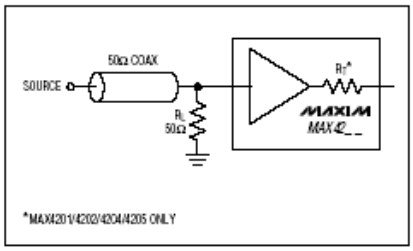


Figure 1. Using a Properly Terminated Input Source

Another concern when driving capacitive loads results from the amplifier's output impedance, which looks inductive at high frequency. This inductance forms an L-C resonant circuit with the capacitive load and causes peaking in the buffer's frequency response.

Figure 2 shows the frequency response of the MAX4200/MAX4203 under different capacitive loads. To settle out some of the peaking, the output requires an isolation resistor like the one shown in Figure 3. Figure 4 is a plot of the MAX4200/MAX4203 frequency response with capacitive loading and a 10Ω isolation resistor. In many applications, the output termination resistors included in the MAX4201/MAX4202/MAX4204/MAX4205 will serve this purpose, reducing component count and board space. Figure 5 shows the MAX4201/MAX4202/MAX4204/MAX4205 frequency response with capacitive loads of 47pF, 68pF, and 120pF.

Coaxial Cable Drivers

Coaxial cable and other transmission lines are easily driven when properly terminated at both ends with their characteristic impedance. Driving back-terminated transmission lines essentially eliminates the line's capacitance. The MAX4201/MAX4204, with their integrated 50Ω output termination resistors, are ideal for driving 50Ω cables. The MAX4202/MAX4205 include integrated 75Ω termination resistors for driving 75Ω cables. Note that the output termination resistor forms a voltage divider with the load resistance, thereby decreasing the amplitude of the signal at the receiving end of the cable by one half (see the *Typical Application Circuit*).

Appendice B. Datasheet MAX4805

19-5342; Rev 0; 4/10

MAXIM

Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

MAX4805/MAX4805A

General Description

The MAX4805/MAX4805A are octal high-voltage-protected operational amplifiers. These devices are a fully integrated, very compact solution for in-probe amplification of echo signals coming from transducers in an ultrasound system. The use of in-probe buffering improves system signal-to-noise ratio (SNR) for transducers featuring high-output impedance. This results in greater penetration depth and sensitivity. The MAX4805/MAX4805A can be adopted in ultrasound probes without any change in the system (scanner machine). Typical applications include high-impedance piezoelectric transducers (PZT) and capacitive micromachined ultrasonic transducers (CMUT) in-probe buffering and amplification. The MAX4805 is optimized for PZT applications, and the MAX4805A is optimized for CMUT applications.

The MAX4805/MAX4805A feature eight operational amplifiers configured in a noninverting configuration. The small-signal output impedance of these operational amplifiers is 75Ω (typ) for matching the typical cable impedance. The low-noise amplifier features 40MHz (typ) -3dB bandwidth and very low voltage and current noise, ensuring excellent noise figure. The output signals of these operational amplifiers are limited with diodes in an antiparallel configuration to GND.

The MAX4805/MAX4805A provide HV protection for inputs and outputs of the operational amplifiers. The operational amplifiers inputs are protected by an external HV capacitor. An integrated automatic high-voltage switch protects the output of the amplifier from HV bursts. Transmitted bursts reach the transducer through a pair of integrated, antiparallel diodes. Each channel is able to sustain transmission burst up to ≤100V. The high-voltage (HV) protection is automatically activated as soon as the TX voltage is greater than ±2.7V (typ); no dedicated TX/RX signal is required.

The MAX4805 and the MAX4805A differ in terms of input-current noise, input impedance, and voltage gain. Depending on the equivalent transducer source impedance, either the MAX4805 or the MAX4805A can be used to optimize a better noise figure.

The MAX4805/MAX4805A are available in the 32-pin TQFN package. All devices are specified for the commercial 0°C to +70°C temperature range.

Features

- **High Density/8 Channels Per Package**
- **I/O Protection for TX Burst Up to ±100V**
- **Very Fast Recovery Time After TX Burst 1.5µs (typ)**
- **OVP for Signals Greater Than ±2.7V**
- **Extremely Low Power Dissipation 8mW/ch (typ)**
- **65Ω (typ) Low-Signal Output Impedance**
- **44MHz -3dB Bandwidth (typ)**
- **Voltage Gain 6dB (MAX4805) (typ), 9dB (MAX4805A) (typ)**
- **Low Voltage Noise 2.2 nV/√Hz (typ) (MAX4805)**
- **Low Voltage Noise 2.2 nV/√Hz (typ) (MAX4805A)**
- **Low Current Noise 2.0 pA/√Hz (typ) (MAX4805)**
- **Low Current Noise 1.7 pA/√Hz (typ) (MAX4805A)**
- **Ultra Small (5mm x 5mm) 32-pin TQFN Package**

Applications

Ultrasound Medical Imaging, CMUT Probes

Ultrasound Medical Imaging, PZT HF Probes

Ultrasound Imaging, PZT NDT Probes

Ordering Information/Selector Guide

PART	VOLTAGE NOISE (nW/√Hz)	CURRENT NOISE (pA/√Hz)	VOLTAGE GAIN (dB)	APPLICATIONS	PIN-PACKAGE
MAX4805CTJ+	2.2	2.0	5.7	PZT	32 TQFN-EP*
MAX4805ACTJ+	2.2	1.7	8.7	PZT, CMUT	32 TQFN-EP*

Note: *All devices are specified over the 0°C to +70°C operating temperature range.*

**EP = Exposed pad.*

+Denotes a lead(Pb)-free/RoHS-compliant package.

Copyright Tor Vergata University of Rome

MAX4805/MAX4805A

Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(All voltages referenced to GND.)

$V_{TX_}$, $V_{OUT_}$ ..... (V_{GSUB} - 0.3V) to +100V
$V_{TX_}$ - $V_{OUT_}$ ..... -0.5V to +0.5V
$V_{IN_}$ ..... -0.5V to +0.5V
V_{CC1}, V_{CC2} ..... -0.3V to +6V
V_{EE1}, V_{EE2} ..... -6V to +0.3V
GSUB ..... -100V to +0.3V
EN ..... -0.3V to +6V
Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
32-Pin TQFN (derate 34.5mW/°C above +70°C) 2758.6mW

Junction-to-Ambient Thermal Resistance
θ_{JA} (Note 1) ..... 29°C/W
Junction-to-Case Thermal Resistance
θ_{JC} (Note 1) ..... 2°C/W
Operating Temperature Range ..... 0°C to +70°C
Storage Temperature Range ..... -65°C to +150°C
Junction Temperature ..... +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s) ..... +300°C
Soldering Temperature (reflow) ..... +260°C

Note 1: Package thermal resistances were obtained using the method described in JEDEC specification JESD51-7, using a four-layer board. For detailed information on package thermal considerations, refer to www.maxim-ic.com/thermal-tutorial.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V ± 2.5%, T_A = 0°C to +70°C, unless otherwise noted. Typical values are at V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V, V_{CC2} = -V_{EE2} = +5V, T_A = +25°C.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage 1	V_{CC1}	V_{CC1} = -V_{EE1}		1.95	2	5	V
Supply Voltage 2	V_{CC2}	V_{CC2} = -V_{EE2}		4.9	5	5.1	V
Supply Current from V_{CC1} and V_{EE1}	I_{CC1}	MAX4805	Current consumption from V_{CC1} and V_{EE1} (per channel), V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V, V_{CC2} = -V_{EE2} = +5V		2.1	3.2	mA
		MAX4805A	Current consumption from V_{CC1} and V_{EE1} (per channel), V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V, V_{CC2} = -V_{EE2} = +5V		1.9	3.0	
Supply Current from V_{CC2} and V_{EE2}	I_{CC2}	V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V, V_{CC2} = -V_{EE2} = +5V (per channel) (in reception)			25	50	µA
Substrate Supply Current	I_{GSUB}	V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V, V_{GSUB} = -100V, $V_{OUT_}$ = square pulses with ±60V amplitude, f = 5MHz, duty cycle = 2%, PRF = 20kHz, C_{EXT} = 100pF (per channel) (in transmission)			10		µA
Power Dissipation in Reception	P_{D1}	MAX4805	V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V V_{CC2} = -V_{EE2} = +5V (per channel) (in reception) (no signal applied)		8.4	13.2	mW
		MAX4805A	V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V V_{CC2} = -V_{EE2} = +5V (per channel) (in reception) (no signal applied)			12.2	

Confidential for Pontifícia Universidade Católica only

Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V ± 2.5%, T_A = 0°C to +70°C, unless otherwise noted. Typical values are at V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V, V_{CC2} = -V_{EE2} = +5V, T_A = +25°C.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Power Dissipation in Transmission	P_{D2}	V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V, V_{GSUB} = -100V $V_{OUT_}$ = square pulses with ±60V amplitude, f = 5MHz, duty cycle = 2%, PRF = 20kHz, C_{EXT1} (between TX_ and IN_) = 100pF, C_{EXT2} (between TX_ and GND) = 100pF (per channel) (in transmission)			21		mW
Total Supply Current in Low-Power Mode	I_{OFF}	EN = GND			0.1	1	µA
DC Output Bias	V_{OFF}	TX_ and IN_ unconnected	MAX4805	-20	-3	+20	mV
			MAX4805A	-50	-10	+50	
Small-Signal Output Resistance	R_{OUT}	$V_{OUT_}$ = 50mV	T_A = +25°C	48	65	101	Ω
			T_A = T_{MIN} to T_{MAX}	35		140	
DC Output	V_O	R_L = 100Ω (T_A = +25°C) (Note 3)		400			mV_{P-P}
Maximum Output Range	V_{OUT_P-P}	R_L = 100Ω, THD < 5% (peak to peak), f = 5MHz			500		mV_{P-P}
Voltage Gain	A_V	R_L = 10kΩ (MAX4805)		5.1	5.7	6.1	dB
		R_L = 10kΩ (MAX4805A)		7.8	8.7	9.2	dB
Transmission Diode On-Resistance	R_{ON}	I = 1A			1.5		Ω
Transmission Drop	TX_{DROP}	I = 1mA		400	600	750	mV
Positive OVP Thresholds	V_{OVP+}	Output Impedance ≥ 1kΩ, V_{CC2} = V_{EE2} = +5V	T_A = +25°C	+1.5	+2.7	+3.8	V
			T_A = T_{MIN} to T_{MAX}	+1.0		+4.0	
Negative OVP Threshold	V_{OVP-}	Output Impedance ≥ 1kΩ, V_{CC2} = V_{EE2} = +5V	T_A = +25°C	-4.1	-2.9	-1.5	V
			T_A = T_{MIN} to T_{MAX}	-4.5		-1.0	
Input Resistance	R_{IN}	IN_ input (MAX4805)		2.7	4	5.4	kΩ
		IN_ input (MAX4805A)		15.5	24	33.0	kΩ
LOGIC INPUT (EN)							
Low-Level Input Voltage	V_{IL}					0.25 x V_{CC1}	V
High-Level Input Voltage	V_{IH}			0.75 x V_{CC1}			V
Logic Input Leakage	I_{LEAK}			-1		+1	µA

Confidential for Rome University only

Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_{CC_}$ = -$V_{EE_}$ = +2V ± 2.5%, T_A = 0°C to +70°C, unless otherwise noted. Typical values are at V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V, V_{CC2} = -V_{EE2} = +5V, T_A = +25°C.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Total Harmonic Distortion	THD	f = 5MHz, R_L = 1kΩ, V_{IN} = 20mV$_{P-P}$			-50		dB
Bandwidth	BW	-3dB Bandwidth, R_L = 75Ω, C_L = 20pF, V_{IN} = 20mV$_{P-P}$			44		MHz
Input-Voltage Noise on IN_	E_{NOISE}	f = 5MHz (MAX4805)			3.1		nV/√Hz
		f = 12.5MHz (MAX4805A)			3.2		
Input-Current Noise on IN_	I_{NOISE}	f = 5MHz (MAX4805)			2.0		pA/√Hz
		f = 12.5MHz (MAX4805A)			1.7		
Output Impedance	Z_{OUT}	f = 5MHz			70		Ω
Input Impedance	Z_{IN}	f = 5MHz	MAX4805		3.8		kΩ
			MAX4805A		9.1		
Equivalent Input Capacitance	C_{IN}				3.5		pF
Channel Crosstalk	CT	f = 5MHz, V_{OUT} = 0.5V$_{P-P}$ (adjacent channels), R_{IN} = 1kΩ			-40		dB
Slew Rate	SR	$V_{IN_}$ = ±200mV square wave, $V_{OUT_}$ = ±100mV, R_L = 1kΩ (MAX4805)			≤20		V/µs
		$V_{IN_}$ = ±150mV square wave, $V_{OUT_}$ = ±100mV, R_L = 1kΩ (MAX4805A)			≤25		
Power-Supply Rejection Ratio	PSRR-V_{CC1}	f = 5MHz, 1mV$_{P-P}$			-43		dB
	PSRR-V_{EE1}	f = 5MHz, 1mV$_{P-P}$			-45		
	PSRR-V_{CC2}	f = 5MHz, 1mV$_{P-P}$			-43		
Signal-to-Noise Ratio	SNR	C_{EXT} = 100pF (see Figure 1)			170		dBV
					170		
Recovery Time After a Transmitted Pulse	tR	V_{CC2} = V_{EE2} = +5V, ±5V ≤ RTZ Pulse ≤ ±60V (see Figure 2)			1.5		µs
Enable Time	tEN	EN signal high to normal operation				5	µs
Disable Time	tDIS	EN signal low to low-power mode				1.5	µs

Note 2: All specifications are 100% tested at T_A = +25°C, unless otherwise noted. Limits over temperature are guaranteed by design.

Note 3: Guaranteed by design. Not production tested.

Confidential for Polito University only

Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

Test Circuits

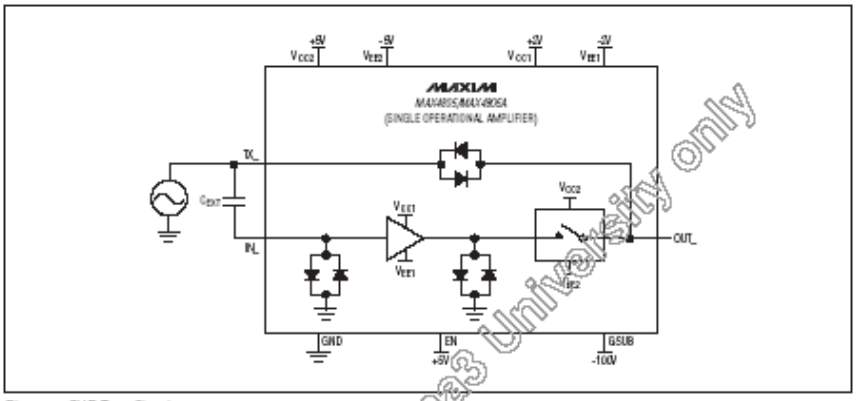


Figure 1. SNR Test Circuit

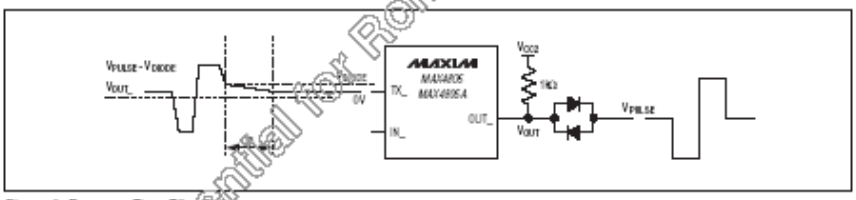


Figure 2. Recovery Time Test Circuit

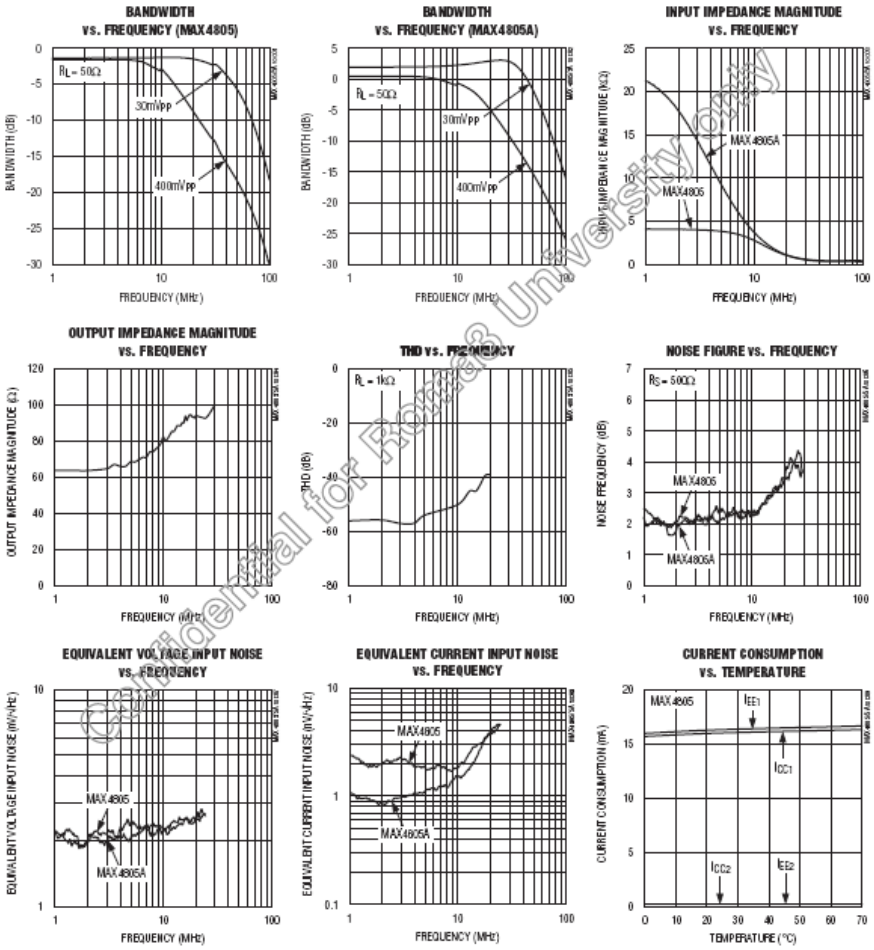
Confidential for Roma3 University only

Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

MAX4805/MAX4805A

Typical Operating Characteristics

(V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V, V_{CC2} = -V_{EE2} = +5V, T_A = +25°C, unless otherwise noted.)



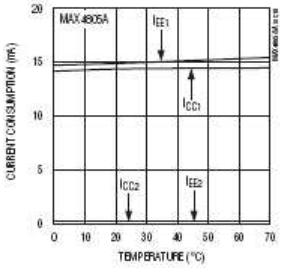
Experimental for Fiona's University only

Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

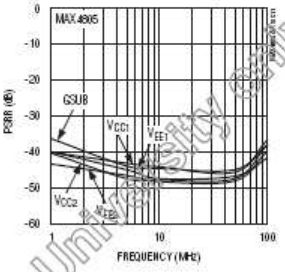
Typical Operating Characteristics (continued)

(V_{CC1} = -V_{EE1} = +2V, V_{CC2} = -V_{EE2} = +5V, T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

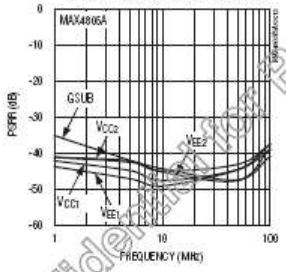
CURRENT CONSUMPTION vs. TEMPERATURE



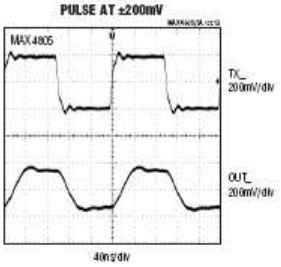
PSRR+ AND PSRR- vs. FREQUENCY



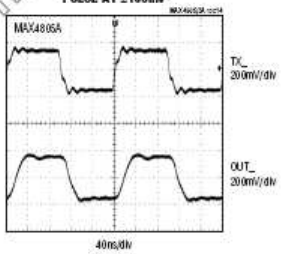
PSRR+ AND PSRR- vs. FREQUENCY



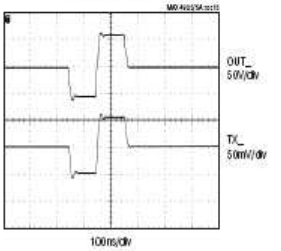
TRANSIENT RESPONSE WITH PULSE AT ±200mV



TRANSIENT RESPONSE WITH PULSE AT ±150mV



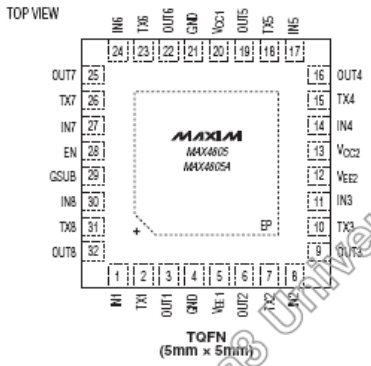
TRANSIENT RESPONSE WITH PULSE AT ±60V



Confidential Use Roma3 University Only

Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

Pin Configuration



Confidential for Roma3 University only

Pin Description

PIN	NAME	DESCRIPTION
1	IN1	Channel 1—LV Buffer Input. Connect a HV capacitor between TX1 and IN1 (see *Applications Information* section).
2	TX1	Channel 1—HV Buffer Input. Connect TX1 to the transducer side.
3	OUT1	Channel 1—Buffer Output. Connect OUT1 to the cable side.
4, 21	GND	Ground.
5	V_{EE1}	Negative Op Amp Voltage Supply (-2V (typ)). Bypass V_{EE1} to GND with a 100nF ceramic capacitor.
6	OUT2	Channel 2—Buffer Output. Connect OUT2 to the cable side.
7	TX2	Channel 2—HV Buffer Input. Connect TX2 to the transducer side.
8	IN2	Channel 2—LV Buffer Input. Connect a HV capacitor between TX2 and IN2 (see *Applications Information* section).
9	OUT3	Channel 3—Buffer Output. Connect OUT3 to the cable side.
10	TX3	Channel 3—HV Buffer Input. Connect TX3 to the transducer side.
11	IN3	Channel 3—LV Buffer Input. Connect a HV capacitor between TX3 and IN3 (see *Applications Information* section).
12	V_{EE2}	Negative T/R Switch Voltage Supply (-5V (typ)). Bypass V_{EE2} to GND with a 100nF ceramic capacitor.
13	V_{CC2}	Positive T/R Switch Voltage Supply (+5V (typ)). Bypass V_{CC2} to GND with a 100nF ceramic capacitor.
14	IN4	Channel 4—LV Buffer Input. Connect a HV capacitor between TX4 and IN4 (see *Applications Information* section).
15	TX4	Channel 4—HV Buffer Input. Connect TX4 to the transducer side.
16	OUT4	Channel 4—Buffer Output. Connect OUT4 to the cable side.

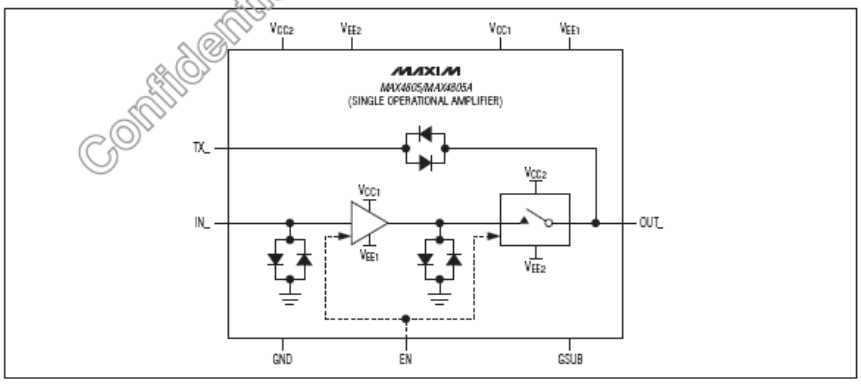
Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

Pin Description (continued)

PIN	NAME	DESCRIPTION
17	IN5	Channel 5—LV Buffer Input. Connect a HV capacitor between TX5 and IN5 (see *Applications Information* section).
18	TX5	Channel 5—HV Buffer Input. Connect TX5 to the transducer side.
19	OUT5	Channel 5—Buffer Output. Connect OUT5 to the cable side.
20	V_{CC1}	Positive Op Amp Voltage Supply (+2V (typ)). Bypass V_{CC1} to GND with a 100nF ceramic capacitor.
22	OUT6	Channel 6—Buffer Output. Connect OUT6 to the cable side.
23	TX6	Channel 6—HV Buffer Input. Connect TX6 to the transducer side
24	IN6	Channel 6—LV Buffer Input. Connect a HV capacitor between TX6 and IN6 (see *Applications Information* section).
25	OUT7	Channel 7—Buffer Output. Connect OUT7 to the cable side.
26	TX7	Channel 7—HV Buffer Input. Connect TX7 to the transducer side.
27	IN7	Channel 7—LV Buffer Input. Connect a HV capacitor between TX7 and IN7 (see *Applications Information* section).
28	EN	Enable Input. CMOS-Level Input. Drive EN low to turn off op amp and tri-state I/O. Drive EN high for normal operation.
29	GSUB	Substrate (lowest voltage in the system) (-100V). Bypass GSUB with a high-voltage 100nF ceramic capacitor to GND.
30	IN8	Channel 8—LV Buffer Input. Connect a HV capacitor between TX8 and IN8 (see *Applications Information* section).
31	TX8	Channel 8—HV Buffer Input. Connect TX8 to the transducer side.
32	OUT8	Channel 8—Buffer Output. Connect OUT8 to the cable side.
—	EP	Exposed Pad. Connect EP to GSUB.

Confidential for Thomas University only

Functional Diagram



MAX4805/MAX4805A

Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

Detailed Description

The MAX4805/MAX4805A are octal, high-voltage-protected operational amplifiers. These devices are a fully integrated, very compact solution for in-probe amplification of echo signals coming from transducers in an ultrasound system.

The use of in-probe buffering improves system SNR for transducers featuring high-output impedance. This results in greater penetration depth and sensitivity. The MAX4805/MAX4805A can be adopted in ultrasound probes without any change in the system (scanner machine). Typical applications include high-impedance PZT and CMUT in-probe buffering and amplification. The MAX4805 is optimized for PZT applications, and the MAX4805A is optimized for CMUT applications.

The MAX4805/MAX4805A feature eight operational amplifiers configured in a noninverting configuration. The small-signal output impedance of these operational amplifiers is 75Ω (typ) for matching the typical cable impedance. The low-noise amplifier features 44MHz (typ) -3dB bandwidth and very low voltage and current noise, ensuring excellent noise figure.

The MAX4805/MAX4805A provide HV protection for inputs and outputs of the operational amplifiers. The operational amplifier inputs are protected by an external HV capacitor. An integrated automatic T/R switch protects the output of the amplifier from HV bursts. Transmitted bursts reach the transducer through a pair of integrated antiparallel diodes. Each channel is able to sustain transmission bursts up to ±100V. The HV protection is automatically activated as soon as the TX voltage is greater than ±2.7V (typ); no dedicated TX/RX signal is required.

The MAX4805 and the MAX4805A differs in terms of input current noise, input impedance, and voltage gain. Depending on the equivalent transducer source impedance, either the MAX4805 or the MAX4805A can be used to optimize a better noise figure.

Operational Amplifier

The MAX4805 features eight low-noise amplifiers (LNA) in a noninverting configuration with a 5.7dB (typ) gain. The MAX4805A features 8.7 LNAs in a noninverting configuration with a 9dB (typ) gain. These LNAs are enabled/disabled by the EN input.

Enable (EN)

Drive EN high to enable and connect all the operational amplifiers to the OUT_ outputs. Drive EN low to disable all the operational amplifiers and disconnect from the OUT_ outputs. When EN is low, the transmission is still possible and the power consumption is zero. This is useful in Continuous Wave Doppler (CWD) mode when typically half of the transducer array is used for transmit and half for receive (see Table 1).

Transmit/Receive (T/R) Switch

The output of the LNA is protected by an automatic T/R switch. When voltage at OUT_ exceeds the ±2.7V (typ) thresholds, the switch is automatically opened (high-impedance). The switch is automatically closed (equivalent impedance 65Ω (typ) when OUT_ is between the ±2.7V (typ) thresholds). A dedicated control signal is not required to open or close the switch in typical ultrasound systems.

In addition, the switch can be controlled by the EN input. To use the device only in transmit mode (with zero power consumption), drive EN low. This is useful in CWD mode when typically half of the transducer array is used for transmit and half for receive (see Table 1).

Table 1. Truth Table

EN	OUT_	LNA STATUS	T/R SWITCH STATUS
Low	X	SHUTDOWN	OPEN
High	$<V_{TH-}$	ON	OPEN
High	$V_{TH-} < V_{OUT_} < V_{TH+}$	ON	CLOSED (IN RECEIVE MODE)
High	$>V_{TH+}$	ON	OPEN

X= Don't care.

V_{TH+} = +2.7V(typ)

V_{TH-} = -2.7V (typ)

Order from Maxim Direct only

Octal High-Voltage-Protected, Low-Power, Low-Noise Operational Amplifier

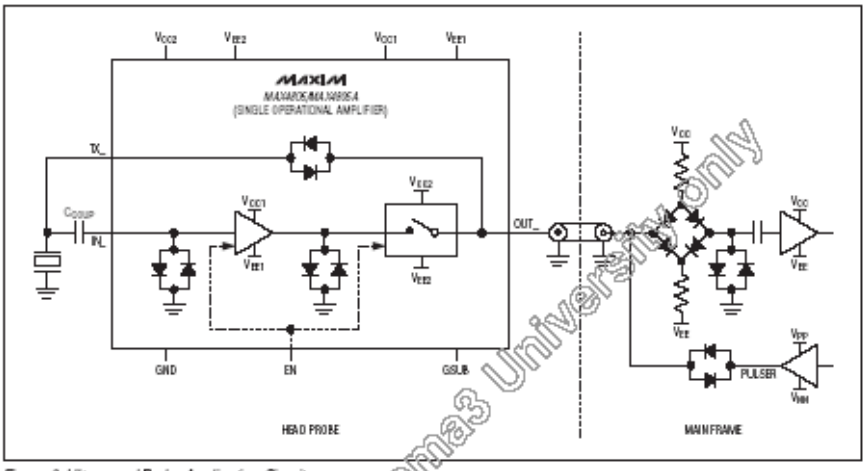


Figure 3. Ultrasound Probe Application Circuit

Copyright Roma3 University only

Applications Information

The use of MAX4805/MAX4805A can result in transmit signal attenuation. During transmission, the excitation burst reaching the transducer is typically attenuated because of the nonidealities of the automatic T/R switch and because of the capacitor connected between TX_ and IN_ that results in an extra load for the transmitter. This attenuation depends on the burst frequency and on-transmitter source impedance. It can typically be compensated by increasing the burst amplitude from the system.

The capacitor connected between TX_ and IN_ can be chosen in the range of 47pF to 150pF depending on the equivalent output impedance of the transducer. A higher capacitance value guarantees a lower attenuation of the received echo signal at expenses of a greater attenuation of the transmit signal. Figure 3 shows a typical ultrasound probe application.

An accurate bypass of the voltage supply is required. In particular, it is recommended to have bypass capacitors on V_{CC1}, V_{EE1}, V_{CC2}, V_{EE2} and GSUB pins as close as possible to the device. For noisy power supplies, a capacitor-inductor-capacitor (CLC) filter on each voltage supply is recommended.

Power-On/Power-Off Sequences

The MAX4805/MAX4805A do not require special power-on/off sequencing of the V_{CC1}, V_{EE1}, V_{CC2}, and V_{EE2} supply voltage.

Note: Turn on GSUB first. Turning off GSUB last is recommended.

Supply Bypassing

Bypass V_{CC1}, V_{EE1}, V_{CC2}, V_{EE2}, and GSUB with 100nF capacitor as close as possible to the device.

Chip Information

PROCESS: BiCMOS

Package Information

For the latest package outline information and land patterns, go to www.maxim-ic.com/packages. Note that a "+", "#", or "-" in the package code indicates RoHS status only. Package drawings may show a different suffix character, but the drawing pertains to the package regardless of RoHS status.

PACKAGE TYPE	PACKAGE CODE	DOCUMENT NO.
32 TQFN-EP	T3255-4	21-0140

Appendice C. Firmware PIC16F877A

```
program Firmware PIC16F877A
dim menu, cycle, out, cyc, pol_reg, pol_reg1, mod_reg, mod_reg1 as byte
dim con_reg, con_reg1, prf1, pr, dac_high, dac_low, prescaler as byte
dim offset, i, divisione, resto, div1, res1, res2, resto1 as byte
dim tmp2, config_out, cyc_meno1, cyc_temp, out2, config_temp as byte
dim diviso_due, resto_due, resto_tot, counter, unit_prf as byte
dim diviso_2, resto_2, resto_tot_2, nrz_rz, rz_nrz as byte
dim unit_prf2, controllo_usart as byte
dim pol, moda, con, text as string[8]
dim txt as string[16]
dim f_in, f_m, min_freq, max_freq, min_succ, max_succ, med_1 as word
dim med_2, d_1, d_2, dif, tmp, offset_w, offsetindex, Data_Range as word
dim freq as integer
sub procedure interrupt
inc(counter) TMR0 = 254 INTCON = $20
if counter = prf1 then PORTB.0 = 0 counter = 0 delay_us(50)
PORTB.0 = 1 end if end sub
sub procedure clear_LCD
Lcd_Cmd(LCD_CLEAR) Lcd_Cmd(LCD_CURSOR_OFF) end sub
```

```
sub procedure init_I2C
I2C_Init(50000) I2C_Start() end sub
sub procedure stop_I2C
I2C_Stop() end sub
sub procedure ritardo
delay_ms(1) end sub
sub procedure ritardo_50ms
delay_ms(50) end sub
sub procedure ritardo_100ms
delay_ms(100) end sub
sub procedure Read_Range(dim addr as byte)
init_I2C I2C_Wr($B0) I2C_Wr(addr) I2C_Repeated_Start() I2C_Wr($B1)
Data_Range = I2C_Rd(0) while I2C_Is_Idle = 0 nop wend
stop_I2C end sub
sub procedure Data_Registers(dim f_in as word)
if ((f_in > 6650) and (f_in < 13300)) then
prescaler = 0 f_m = f_in else tmp2 = 1 i = 1
while i < 8 tmp2 = tmp2 << 1
if (((f_in * tmp2) >= 6650) and ((f_in * tmp2) < 13300))
then prescaler = i f_m = f_in * tmp2 i = 9 end if
i = i + 1 wend end if offsetindex = 0
while offsetindex < 13
min_freq = 6144 + (offsetindex * 512)
max_freq = 6144 + (offsetindex * 512)+ 1023
min_succ = 6144 + ((offsetindex + 1) * 512)
max_succ = 6144 + ((offsetindex + 1) * 512) + 1023
if (f_m >= min_freq) and (f_m <= max_freq)
then med_1 = ((max_freq - min_freq)/2) + min_freq
if (f_m >= min_succ) and (f_m <= max_succ)
then med_2 = ((max_succ − min_succ)/2) + min_succ
```

d_1 = Fabs(med_1 − f_m) d_2 = Fabs(med_2 − f_m)
if d_1 <= d_2 **then** offset_w = (Data_Range − 6) + offsetindex
dif = f_m − min_freq offsetindex = 14
else offset_w = (Data_Range − 6) + offsetindex + 1
dif = f_m − min_succ offsetindex = 14 **end if end if end if**
offsetindex = offsetindex + 1 **wend**
offset = Lo(offset_w) tmp = dif << 6 dac_high = Hi(tmp)
dac_low = Lo(tmp) **end sub**
sub procedure Write_OFFSET(**dim** value **as byte**)
init_I2C I2C_Wr($B0) I2C_Wr($0E) I2C_Wr(value) ritardo_50ms stop_I2C
end sub
sub procedure Write_PRESCALER(**dim** value **as byte**)
init_I2C I2C_Wr($B0) I2C_Wr($02) I2C_Wr(value) ritardo_50ms stop_I2C
end sub
sub procedure Write_DAC(**dim** valueDACH, valueDACL **as byte**)
init_I2C I2C_Wr($B0) I2C_Wr($08) I2C_Wr(valueDACH) ritardo_100ms
I2C_Wr(valueDACL) ritardo_100ms stop_I2C **end sub**
sub procedure read_freq
nrz_rz = Eeprom_Read($7)
if nrz_rz = 0 **then** div1 = Eeprom_Read($10) ritardo_50ms
res1 = Eeprom_Read($11) diviso_2 = div1 div 4 resto_2 = div1 mod 4
resto_tot_2 = ((resto_2*10) + res1) div 4 ByteToStr(diviso_2, text)
Lcd_Out(1,3,text) Lcd_Chr(1,6,".") res2 = resto_tot_2 + 48 Lcd_Chr(1,7,res2)
else div1 = Eeprom_Read($10) ritardo_50ms res1 = Eeprom_Read($11)
diviso_2 = div1 div 8 resto_2 = div1 mod 8
resto_tot_2 = ((resto_2*10) + res1) div 8
ByteToStr(diviso_2, text) Lcd_Out(1,3,text) Lcd_Chr(1,6,".")
res2 = resto_tot_2 + 48 Lcd_Chr(1,7,res2) **end if end sub**
sub procedure But_Freq
if div1 <= 130 **then** freq = (div1 * 10) + res1

```
else freq = 504 end if
rz_nrz = Eeprom_Read($7) divisione = freq div 10 resto = freq mod 10
out2 = true while out2
if Button(PORTC, 1, 70, 1) then
if rz_nrz = 0 then freq = freq + 4
if freq = 1204 then freq = 504 end if
else freq = freq + 8
if ((freq = 1208) or (freq = 1212)) then freq = 504
end if end if end if
if Button(PORTC, 2, 70, 1) then
if rz_nrz = 0 then freq = freq − 4
if freq = 36 then freq = 504 end if
else freq = freq − 8
if ((freq = 32) or (freq = 36)) then freq = 504
end if end if end if
if Button(PORTC, 0, 50, 1) then
if ((rz_nrz = 1) and ((freq mod 8) <> 0))
then freq = freq − 4 end if
f_in = freq * 10 Read_Range($37) Data_Registers(f_in)
Write_PRESCALER(prescaler) ritardo_100ms Write_OFFSET(offset)
ritardo_100ms Write_DAC(dac_high,dac_low) EEprom_write($10, divisione)
EEprom_write($11, resto) menu = 0 out2 = false end if
if Button(PORTC, 5, 50, 1) then out2 = false end if
if con_reg = 0 then if rz_nrz = 0 then
divisione = freq div 10 diviso_due = divisione div 4
resto_due = divisione mod 4 resto = freq mod 10
resto_tot = ((resto_due*10) + resto) div 4 ByteToStr(diviso_due, text)
Lcd_Out(1,6,text) Lcd_Chr(1,9,".") Lcd_Chr(1,12,"M")
Lcd_Chr(1,13,"H") Lcd_Chr(1,14,"z") resto1 = resto_tot + 48
Lcd_Chr(1,10,resto1)
```

else divisione = freq div 10 diviso_due = divisione div 8
resto_due = divisione mod 8 resto = freq mod 10
resto_tot = ((resto_due*10) + resto) div 8 ByteToStr(diviso_due, text)
Lcd_Out(1,6,text) Lcd_Chr(1,9,".") Lcd_Chr(1,12,"M")
Lcd_Chr(1,13,"H") Lcd_Chr(1,14,"z") resto1 = resto_tot + 48
Lcd_Chr(1,10,resto1) **end if end if**
wend end sub
Sub Procedure prf
prf1 = pr ByteToStr(prf1, text) Lcd_Out(1,5,text)
out = true **while** out
if ((prf1 >= 10) and (prf1 <= 100)) or (prf1 = 255) **then**
if Button(PORTC, 1, 70, 1) **then**
prf1 = prf1 + 1 **end if**
if Button(PORTC, 2, 70, 1) **then**
prf1 = prf1 − 1 **end if**
if Button(PORTC, 0, 50, 1) **then**
EEprom_write($9, prf1) ritardo_100ms menu = 0 out = false **end if**
if Button(PORTC, 5, 50, 1) **then**
out = false **end if else** prf1 = 10 **end if**
ByteToStr(prf1, text) Lcd_Out(1,5,text)
wend end sub
Sub Procedure cycle_out
cyc_meno1 = cycle − 1 cyc_temp = (config_out) and ($E0)
config_out = (cyc_temp) or cyc_meno1 **end sub**
Sub Procedure port_out
config_temp = (config_out) and ($80)
if config_temp = $80 **then**
config_out = (config_out) and ($7F) **end if**
PORTD = config_out EEprom_write($20, config_out) **end sub**
sub procedure accendi

porte.0 = 1 ritardo porte.1 = 1 ritardo porta.2 = 1 ritardo
porta.0 = 1 ritardo porta.1= 1 **end sub**
sub procedure spegni
porta.1= 0 ritardo porta.0 = 0 ritardo porta.2 = 0 ritardo
porte.1 = 0 ritardo porte.0 = 0 **end sub**
Sub Procedure ramp_up_down
out = true **while** out
if Button(PORTC, 1, 70, 1) **then**
accendi menu = 0 out = false **end if**
if Button(PORTC, 2, 70, 1) **then**
spegni menu = 0 out = false **end if**
if Button(PORTC, 5, 50, 1) **then**
out = false **end if wend end sub**
Sub Procedure cicli
cycle = cyc ByteToStr(cycle, text) Lcd_Out(1,7,text)
out = true **while** out
if ((cycle >= 1) and (cycle <= 32)) or (cycle = 255) **then**
if Button(PORTC, 1, 70, 1) **then** cycle = cycle + 1 **end if**
if Button(PORTC, 2, 70, 1) **then** cycle = cycle − 1 **end if**
if Button(PORTC, 0, 50, 1) **then** EEprom_write($5, cycle)
cycle_out port_out ritardo_100ms menu = 0 out = false **end if**
if Button(PORTC, 5, 50, 1) **then** out = false **end if**
else cycle = 1 **end if**
ByteToStr(cycle, text) Lcd_Out(1,7,text) **wend end sub**
Sub Procedure polarita
pol_reg = pol_reg1
if pol_reg = 1 **then** Lcd_Out(1,11,″+″) pol = ″+″
else Lcd_Out(1,11,″−″) pol = ″−″ **end if**
out = true **while** out
if Button(PORTC, 1, 70, 1) **then**

```
pol = "+" pol_reg = 1 end if
if Button(PORTC, 2, 70, 1) then
pol = "−" pol_reg = 0 end if
if Button(PORTC, 0, 50, 1) then EEprom_write($6, pol_reg)
if pol_reg = 1 then config_out = (config_out) or ($20) port_out
else config_out = (config_out) and ($DF) port_out end if
ritardo_100ms menu = 0 out = false end if
if Button(PORTC, 5, 50, 1) then out = false end if
Lcd_Out(1,11,pol) wend end sub
Sub Procedure mod_nrz_rz
mod_reg = mod_reg1
if mod_reg = 1 then Lcd_Chr(1,11," ") Lcd_Chr(1,12,"R")
Lcd_Chr(1,13,"z") moda = "Rz" else Lcd_Chr(1,11,"N")
Lcd_Chr(1,12,"r") Lcd_Chr(1,13,"z") moda = "Nrz" end if
out = true while out
if Button(PORTC, 1, 70, 1) then
moda = "Rz" mod_reg = 1 end if
if Button(PORTC, 2, 70, 1) then
moda = "Nrz" mod_reg = 0 end if
if Button(PORTC, 0, 50, 1) then EEprom_write($7, mod_reg)
if mod_reg = 0 then config_out = (config_out) or ($40)
port_out else config_out = (config_out) and ($BF)
port_out end if
ritardo_100ms menu = 0
if ((rz_nrz = 0) and ((freq mod 8) <> 0))
then freq = freq − 4 end if
f_in = freq * 10 Read_Range($37) Data_Registers(f_in)
Write_PRESCALER(prescaler) ritardo_100ms
Write_OFFSET(offset) ritardo_100ms
Write_DAC(dac_high,dac_low) EEprom_write($10, divisione)
```

```
EEprom_write($11, resto) out = false end if
if Button(PORTC, 5, 50, 1) then out = false end if
Lcd_Out(1,11,moda) wend end sub
Sub procedure leggi_usart
dim testo, delim as string[4]
dim cyc_unita, cyc_decine as byte
dim prf_centinaia, prf_decine, prf_unita as byte
delim = " >"
if Usart_Data_Ready() = 1 then Usart_Read_Text(testo, delim)
select case testo[0]
case "C"
cyc_decine = testo[1] cyc_unita = testo[2]
cycle = ((cyc_decine − 48) * 10) + (cyc_unita − 48)
EEprom_write($5, cycle) cycle_out port_out ritardo_100ms
cyc = Eeprom_Read($5) BytetoStr(cyc,text) Lcd_Out(2,5,text)
case "P"
if testo[1] = "+" then pol = "+" pol_reg = 1
EEprom_write($6, pol_reg) config_out = (config_out) or ($20) port_out
else pol = "−" pol_reg = 0 EEprom_write($6, pol_reg)
config_out = (config_out) and ($DF) port_out end if
ritardo_100ms pol_reg1 = Eeprom_Read($6)
if pol_reg1 = 1 then Lcd_Out(1,9,"+")
else Lcd_Out(1,9,"−") end if
case "M"
if testo[1] = "R" then mod_reg = 1 end if
if testo[1] = "N" then mod_reg = 0 end if
EEprom_write($7, mod_reg)
if mod_reg = 0 then config_out = (config_out) or ($40)
port_out else config_out = (config_out) and ($BF)
port_out end if
```

```
ritardo_100ms mod_reg1 = Eeprom_Read($7)
if mod_reg1 = 0 then Lcd_Chr(1,11,"N")
Lcd_Chr(1,12,"r") Lcd_Chr(1,13,"z")
else Lcd_Chr(1,11," ") Lcd_Chr(1,12,"R")
Lcd_Chr(1,13,"z") end if read_freq
case "T"
prf_centinaia = testo[1] prf_decine = testo[2] prf_unita = testo[3]
prf1=((prf_centinaia−48)*100)+((prf_decine−48)*10)+(prf_unita−48)
EEprom_write($9, prf1) ritardo_100ms pr = Eeprom_Read($9)
BytetoStr(pr,text) Lcd_Out(2,14,text)
case "O"
if testo[1] = "U" then accendi end if
if testo[1] = "D" then spegni end if
case else
freq = StrToInt(testo) f_in = freq * 10 Read_Range($37)
Data_Registers(f_in) Write_PRESCALER(prescaler) ritardo_100ms
Write_OFFSET(offset) ritardo_100ms Write_DAC(dac_high,dac_low)
divisione = freq div 10 resto = freq mod 10 EEprom_write($10, divisione)
EEprom_write($11, resto) ritardo_100ms freq = (div1 * 10) + res1
read_freq config_out = Eeprom_Read($20)
end select end if end sub
sub procedure piu_e_meno
Lcd_Chr(2,7,"(") Lcd_Chr(2,8,"+") Lcd_Chr(2,9,")")
Lcd_Chr(2,14,"(") Lcd_Chr(2,15,"−") Lcd_Chr(2,16,")")
end sub
sub procedure piu_e_meno_2
Lcd_Chr(2,9,"(") Lcd_Chr(2,10,"+") Lcd_Chr(2,11,")")
Lcd_Chr(2,14,"(") Lcd_Chr(2,15,"−") Lcd_Chr(2,16,")")
end sub
sub procedure enter
```

```
Lcd_Out(2,1,"Enter") end sub
sub procedure scrivi_ramp
Lcd_Chr(1,2,"P") Lcd_Chr(1,3,"o") Lcd_Chr(1,4,"w")
Lcd_Chr(1,5,"e") Lcd_Chr(1,6,"r") Lcd_Chr(1,8,"S")
Lcd_Chr(1,9,"e") Lcd_Chr(1,10,"q") Lcd_Chr(1,11,"u")
Lcd_Chr(1,12,"e") Lcd_Chr(1,13,"n") Lcd_Chr(1,14,"c")
Lcd_Chr(1,15,"e") end sub
Sub Procedure Sottomenu
select case menu
case 1
clear_LCD Lcd_Out(1,1,"f =") read_freq
config_out = Eeprom_Read($20) Lcd_Out(2,1,"Cyc =")
cyc = Eeprom_Read($5) BytetoStr(cyc,text) Lcd_Out(2,5,text)
mod_reg1 = Eeprom_Read($7)
if mod_reg1 = 0 then Lcd_Out(1,11,"Nrz")
else Lcd_Out(1,11," Rz") end if
pol_reg1 = Eeprom_Read($6)
if pol_reg1 = 1 then Lcd_Out(1,9,"+")
else Lcd_Out(1,9,"−") end if
Lcd_Out(2,10,"Prf =") pr = Eeprom_Read($9)
BytetoStr(pr,text) Lcd_Out(2,14,text) con_reg1 = Eeprom_Read($8)
if con_reg1 = 0 then Lcd_Out(1,15,"Lo")
else Lcd_Out(1,15,"Re") end if
case 2
clear_LCD scrivi_ramp Lcd_Out(2,2,"On")
Lcd_Out(2,4,"(+) Off(−)") ramp_up_down
case 3
clear_LCD Lcd_Out(1,1,"Freq") piu_e_meno_2 enter But_Freq
case 4
clear_LCD Lcd_Out(1,1,"Cycle") piu_e_meno_2 enter cicli
```

```
case 5
clear_LCD Lcd_Out(1,1,"Polarity") piu_e_meno_2 enter polarita
case 6
clear_LCD Lcd_Out(1,1,"Prf") Lcd_Out(1,9,"x 0.1 ms")
piu_e_meno_2 enter prf
case 7
clear_LCD Lcd_Out(1,1,"Modality") Lcd_Out(2,11,"Nrz")
Lcd_Out(2,5,"Rz") piu_e_meno Lcd_Out(2,1,"Ent") mod_nrz_rz
case 8
clear_LCD Lcd_Out(1,1,"Control") Lcd_Out(2,12,"Lo")
Lcd_Out(2,5,"Re") piu_e_meno Lcd_Out(2,1,"Ent") con_reg = con_reg1
if con_reg = 1 then Lcd_Out(1,9,"Remote")
con = "Remote" else Lcd_Out(1,9," Local")
con = " Local" end if
out = true while out
if Button(PORTC, 1, 70, 1) then
con = "Remote" con_reg = 1 end if
if Button(PORTC, 2, 70, 1) then
con = " Local" con_reg = 0 end if
if Button(PORTC, 0, 50, 1) then EEprom_write($8, con_reg)
ritardo_100ms menu = 0 out = false end if
if Button(PORTC, 5, 50, 1) then out = false end if
Lcd_Out(1,9,con) wend
case 9
menu = 0 end select end sub
main:
trisc.0 = 1 trisc.1 = 1 trisc.2 = 1 trisc.5 = 1 trisc.6 = 0 trisc.7 = 1
RCSTA.7 = 0 txsta.4 = 0 trisd = 0 ADCON1 = 0x06 trisa = 0 trise = 0
porta.0 = 0 porta.1 = 0 porta.2 = 0 porte.0 = 0 porte.1 = 0
Lcd_Init(PORTB) clear_LCD OPTION_REG = $87
```

```
TRISB.0 = 0 PORTB.0 = 1 counter = 0 TMR0 = 254 INTCON = $A0
Lcd_Out(1,1,"Pulser HF/VHF") Lcd_Out(2,5,"Aculab")
Delay_ms(2000) con_reg = 0 EEprom_write($8, con_reg)
ritardo_100ms config_out = EEprom_read($20)
ritardo_100ms PORTD = config_out menu = 0
while true
if menu = 0 then menu = 1 Sottomenu end if
if con_reg = 1 then Usart_Init(9600) end if
while (con_reg = 1)
if Button(PORTC, 5, 50, 1) then ritardo_100ms
if menu = 1 then menu = 8
else menu = 1 end if
ritardo_100ms Sottomenu out = false
else leggi_usart end if
wend
if Button(PORTC, 5, 10, 1) then
menu = menu + 1 ritardo_100ms Sottomenu end if
wend
end.
```

Appendice D. Firmware SX52BD

```
DEVICE SX52, OSCHS3, TURBO, WDRT006, SLEEPCLK
IFDEF SASM DEVICE STACKX,OPTIONX
IRC_CAL IRC_SLOW ELSE DEVICE STACKX_OPTIONX
ENDIF
RESET start_point
freq 50_000_000
ORG 10
nrzpos ds 1 nrzneg ds 1 rzpos ds 1 rzneg ds 1
val_porta ds 1 pol ds 1 rz_nrz ds 1
start_point
mov rb, #%00000000 mov !rb,#%11111111
mov rc,#0 mov !rc,#0 mov val_porta,w
and w,#$20 mov pol,w
CSNE pol,#$00 jmp pol_neg jmp pol_pos
pol_pos mov w,val_porta and w,#$40 mov rz_nrz,w
CSNE rz_nrz,#$00 page $400 jmp rz_p_pos
CSNE rz_nrz,#$40 page $00 jmp nrz_p_pos
pol_neg mov w,val_porta and w,#$40 mov rz_nrz,w
CSNE rz_nrz,#$00 page $800 jmp rz_p_neg
```

```
CSNE rz_nrz,#$40 page $200 jmp nrz_p_neg
nrz_p_pos mov w,val_porta mov nrzpos,w mov w,#$0 mov rc,w
CSNE nrzpos,#$7F jmp cycle_32_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$7E jmp cycle_31_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$7D jmp cycle_30_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$7C jmp cycle_29_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$7B jmp cycle_28_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$7A jmp cycle_27_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$79 jmp cycle_26_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$78 jmp cycle_25_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$77 jmp cycle_24_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$76 jmp cycle_23_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$75 jmp cycle_22_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$74 jmp cycle_21_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$73 jmp cycle_20_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$72 jmp cycle_19_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$71 jmp cycle_18_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$70 jmp cycle_17_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$6F jmp cycle_16_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$6E jmp cycle_15_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$6D jmp cycle_14_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$6C jmp cycle_13_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$6B jmp cycle_12_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$6A jmp cycle_11_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$69 jmp cycle_10_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$68 jmp cycle_09_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$67 jmp cycle_08_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$66 jmp cycle_07_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$65 jmp cycle_06_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$64 jmp cycle_05_nrz_piu
```

```
CSNE nrzpos,#$63 jmp cycle_04_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$62 jmp cycle_03_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$61 jmp cycle_02_nrz_piu
CSNE nrzpos,#$60 jmp cycle_01_nrz_piu
cycle_32_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_31_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_30_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_29_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_28_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_27_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_26_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_25_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_24_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_23_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_22_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_21_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_20_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_19_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_18_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_17_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_16_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_15_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_14_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_13_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_12_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_11_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_10_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_09_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_08_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_07_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
```

```
cycle_06_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_05_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_04_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_03_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_02_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
cycle_01_nrz_piu mov rc,#$C mov rc,#$A
mov rc,#$9 mov rc,#$0 sleep
org $200 nrz_p_neg page $200 mov w,val_porta
mov nrzneg,w mov w,#$0 mov rc,w
CSNE nrzneg,#$5F jmp cycle_32_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$5E jmp cycle_31_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$5D jmp cycle_30_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$5C jmp cycle_29_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$5B jmp cycle_28_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$5A jmp cycle_27_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$59 jmp cycle_26_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$58 jmp cycle_25_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$57 jmp cycle_24_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$56 jmp cycle_23_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$55 jmp cycle_22_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$54 jmp cycle_21_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$53 jmp cycle_20_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$52 jmp cycle_19_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$51 jmp cycle_18_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$50 jmp cycle_17_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$4F jmp cycle_16_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$4E jmp cycle_15_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$4D jmp cycle_14_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$4C jmp cycle_13_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$4B jmp cycle_12_nrz_meno
```

```
CSNE nrzneg,#$4A jmp cycle_11_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$49 jmp cycle_10_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$48 jmp cycle_09_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$47 jmp cycle_08_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$46 jmp cycle_07_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$45 jmp cycle_06_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$44 jmp cycle_05_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$43 jmp cycle_04_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$42 jmp cycle_03_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$41 jmp cycle_02_nrz_meno
CSNE nrzneg,#$40 jmp cycle_01_nrz_meno
cycle_32_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_31_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_30_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_29_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_28_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_27_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_26_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_25_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_24_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_23_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_22_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_21_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_20_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_19_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_18_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_17_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_16_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_15_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_14_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
```

```
cycle_13_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_12_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_11_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_10_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_09_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_08_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_07_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_06_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_05_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_04_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_03_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_02_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
cycle_01_nrz_meno mov rc,#$A mov rc,#$C
mov rc,#$9 mov rc,#$0 sleep
org $400 rz_p_pos page $400 mov w,val_porta
mov rzpos,w mov w,#$0 mov rc,w
CSNE rzpos,#$3F jmp cycle_32_rz_piu
CSNE rzpos,#$3E jmp cycle_31_rz_piu
CSNE rzpos,#$3D jmp cycle_30_rz_piu
CSNE rzpos,#$3C jmp cycle_29_rz_piu
CSNE rzpos,#$3B jmp cycle_28_rz_piu
CSNE rzpos,#$3A jmp cycle_27_rz_piu
CSNE rzpos,#$39 jmp cycle_26_rz_piu
CSNE rzpos,#$38 jmp cycle_25_rz_piu
CSNE rzpos,#$37 jmp cycle_24_rz_piu
CSNE rzpos,#$36 jmp cycle_23_rz_piu
CSNE rzpos,#$35 jmp cycle_22_rz_piu
CSNE rzpos,#$34 jmp cycle_21_rz_piu
CSNE rzpos,#$33 jmp cycle_20_rz_piu
CSNE rzpos,#$32 jmp cycle_19_rz_piu
```

```
CSNE rzpos,#$31 jmp cycle_18_rz_piu
CSNE rzpos,#$30 jmp cycle_17_rz_piu
CSNE rzpos,#$2F jmp cycle_16_rz_piu
CSNE rzpos,#$2E jmp cycle_15_rz_piu
CSNE rzpos,#$2D jmp cycle_14_rz_piu
CSNE rzpos,#$2C jmp cycle_13_rz_piu
CSNE rzpos,#$2B jmp cycle_12_rz_piu
CSNE rzpos,#$2A jmp cycle_11_rz_piu
CSNE rzpos,#$29 jmp cycle_10_rz_piu
CSNE rzpos,#$28 jmp cycle_09_rz_piu
CSNE rzpos,#$27 jmp cycle_08_rz_piu
CSNE rzpos,#$26 jmp cycle_07_rz_piu
CSNE rzpos,#$25 jmp cycle_06_rz_piu
CSNE rzpos,#$24 jmp cycle_05_rz_piu
CSNE rzpos,#$23 jmp cycle_04_rz_piu
CSNE rzpos,#$22 jmp cycle_03_rz_piu
CSNE rzpos,#$21 jmp cycle_02_rz_piu
CSNE rzpos,#$20 jmp cycle_01_rz_piu
cycle_32_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_31_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_30_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_29_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_28_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_27_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_26_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_25_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_24_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_23_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_22_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_21_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
```

```
cycle_20_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_19_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_18_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_17_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_16_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_15_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_14_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_13_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_12_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_11_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_10_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_09_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_08_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_07_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_06_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_05_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_04_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_03_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_02_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
cycle_01_rz_piu mov rc,#$C mov rc,#$9 mov rc,#$A mov rc,#$9
mov rc,#$0 sleep
org $800 rz_p_neg page $800 mov w,val_porta
mov rzneg,w mov w,#$0 mov rc,w
CSNE rzneg,#$1F jmp cycle_32_rz_meno
CSNE rzneg,#$1E jmp cycle_31_rz_meno
CSNE rzneg,#$1D jmp cycle_30_rz_meno
CSNE rzneg,#$1C jmp cycle_29_rz_meno
CSNE rzneg,#$1B jmp cycle_28_rz_meno
CSNE rzneg,#$1A jmp cycle_27_rz_meno
CSNE rzneg,#$19 jmp cycle_26_rz_meno
```

```
CSNE rzneg,#$18 jmp cycle_25_rz_meno
CSNE rzneg,#$17 jmp cycle_24_rz_meno
CSNE rzneg,#$16 jmp cycle_23_rz_meno
CSNE rzneg,#$15 jmp cycle_22_rz_meno
CSNE rzneg,#$14 jmp cycle_21_rz_meno
CSNE rzneg,#$13 jmp cycle_20_rz_meno
CSNE rzneg,#$12 jmp cycle_19_rz_meno
CSNE rzneg,#$11 jmp cycle_18_rz_meno
CSNE rzneg,#$10 jmp cycle_17_rz_meno
CSNE rzneg,#$0F jmp cycle_16_rz_meno
CSNE rzneg,#$0E jmp cycle_15_rz_meno
CSNE rzneg,#$0D jmp cycle_14_rz_meno
CSNE rzneg,#$0C jmp cycle_13_rz_meno
CSNE rzneg,#$0B jmp cycle_12_rz_meno
CSNE rzneg,#$0A jmp cycle_11_rz_meno
CSNE rzneg,#$09 jmp cycle_10_rz_meno
CSNE rzneg,#$08 jmp cycle_09_rz_meno
CSNE rzneg,#$07 jmp cycle_08_rz_meno
CSNE rzneg,#$06 jmp cycle_07_rz_meno
CSNE rzneg,#$05 jmp cycle_06_rz_meno
CSNE rzneg,#$04 jmp cycle_05_rz_meno
CSNE rzneg,#$03 jmp cycle_04_rz_meno
CSNE rzneg,#$02 jmp cycle_03_rz_meno
CSNE rzneg,#$01 jmp cycle_02_rz_meno
CSNE rzneg,#$00 jmp cycle_01_rz_meno
cycle_32_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_31_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_30_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_29_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_28_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
```

```
cycle_27_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_26_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_25_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_24_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_23_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_22_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_21_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_20_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_19_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_18_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_17_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_16_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_15_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_14_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_13_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_12_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_11_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_10_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_09_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_08_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_07_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_06_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_05_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_04_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_03_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_02_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
cycle_01_rz_meno mov rc,#$A mov rc,#$9 mov rc,#$C mov rc,#$9
mov rc,#$0 sleep
```