

POLITECNICO DI MILANO

Corso di Studi in Ingegneria Biomedica



***Studio e simulazione di sistemi di micro-
beamforming per ecografia 2D/3D con sonda CMUT***

Relatore: Prof. Bianchessi Marco

Correlatori: Ing. Quaglia Fabio

STMicroelectronics Srl

Ing. Matrone Giulia

Università degli studi di Pavia

Tesi di laurea di:

Sofia De Dionigi

Matricola 786439

Anno Accademico 2013-2014

"Qualunque sia il vostro traguardo, date il meglio di voi stessi per poterlo raggiungere"
(zia Saby)

Indice

Indice delle Figure.....	4
Indice delle Tabelle.....	8
Sommario.....	9
Summary.....	14
Capitolo 1. Introduzione.....	19
Capitolo 2. Background.....	20
2.1 Fisica degli ultrasuoni.....	20
2.2 Propagazione degli ultrasuoni nei tessuti umani.....	24
2.3 Evoluzione del sistema ecografico.....	28
2.4 Struttura di un sistema ecografico.....	37
2.5 Elaborazione dei segnali e formazione dell'immagine.....	42
2.5.1 Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer.....	43
2.5.2 Variable-Gain-Low-Noise-Amplifier.....	47
2.5.3 Beamforming e micro-beamforming.....	47
Capitolo 3. Materiali e metodi.....	50
3.1 Modellizzazione del trasduttore.....	50
3.1.1 Modello circuitale equivalente del CMUT.....	50
3.1.2 Analisi di sensitività.....	56
3.2 Modellizzazione dello stadio di amplificazione.....	57
3.2.1 Modello del Variable-Gain-Low-Noise-Amplifier.....	57
3.3 Modellizzazione del sistema di micro-beamforming.....	60
3.3.1 Analisi dei ritardi di focalizzazione.....	60
3.3.2 Studio di un'architettura specifica: Frequency Independent Phase Shifter.....	67
Capitolo 4. Risultati.....	74
4.1 Modello del CMUT.....	74
4.2 Modello e simulazione dello stadio di amplificazione.....	78
4.3 Modello e simulazione dello stadio di beamforming.....	82
Capitolo 5. Discussione e conclusioni.....	96
BIBLIOGRAFIA.....	98
APPENDICE.....	100

Indice delle Figure

<i>Fig.1 Blocchi funzionali d'interesse per la fase di ricezione del segnale ecografico.....</i>	<i>9</i>
<i>Fig.1 Functional blocks of interest for the reception stage of the ultrasound signal.....</i>	<i>14</i>
<i>Fig.1 Propagazione degli ultrasuoni.....</i>	<i>20</i>
<i>Fig.2 Fenomeno di riflessione.....</i>	<i>22</i>
<i>Fig.3 Fenomeno di rifrazione.....</i>	<i>23</i>
<i>Fig.4 Trasmissione di un'onda in un mezzo non omogeneo.....</i>	<i>24</i>
<i>Fig.5 Attenuazione nei tessuti umani.....</i>	<i>25</i>
<i>Fig.6 Effetto del fenomeno di diffrazione relativo ad una sorgente con apertura pari a 40λ, rappresentata dalla linea orizzontale: l'intensità è rappresentata secondo una scala di grigi in cui il bianco rappresenta il massimo.....</i>	<i>27</i>
<i>Fig.7 Andamento dell'intensità dell'onda diffratta.....</i>	<i>28</i>
<i>Fig.8 Sonda a singolo trasduttore con lente di focalizzazione.....</i>	<i>29</i>
<i>Fig.9 Scansioni ecografiche A-mode e B-mode.....</i>	<i>30</i>
<i>Fig.10 Scansione ecografica B-mode (A) e immagine risultante (B): scansione renale longitudinale dorsale a confronto con una sezione anatomica.....</i>	<i>30</i>
<i>Fig.11 Sonde ecografiche.....</i>	<i>31</i>
<i>Fig.12 Immagine ottenuta grazie ad una sonda vector.....</i>	<i>32</i>
<i>Fig.13 Immagine ottenuta grazie ad una sonda linear array.....</i>	<i>33</i>
<i>Fig.14 Immagine ottenuta grazie ad una sonda curved array.....</i>	<i>33</i>
<i>Fig.15 Evoluzione temporale delle immagini ecografiche.....</i>	<i>34</i>
<i>Fig.16 Immagine ecografica M-mode: arteria di un soggetto con cardiomiopatia dilatativa...</i>	<i>35</i>
<i>Fig.17 Immagine ecografica 3D.....</i>	<i>35</i>
<i>Fig.18 Sonde 2D e 3D.....</i>	<i>36</i>
<i>Fig.19 CMUT.....</i>	<i>37</i>
<i>Fig.20 Struttura esterna di un sistema ecografico.....</i>	<i>37</i>
<i>Fig.21 Sistema ecografico.....</i>	<i>38</i>
<i>Fig.22 Funzioni del Tx Beamformer: focalizzazione e steering.....</i>	<i>39</i>
<i>Fig.23 Effetto del VGA.....</i>	<i>40</i>
<i>Fig.24 Funzione del Rx Beamformer.....</i>	<i>41</i>
<i>Fig.25 Focalizzazione dinamica.....</i>	<i>41</i>
<i>Fig.26 Elaborazione dei segnali e formazione dell'immagine.....</i>	<i>42</i>
<i>Fig.27 Struttura del CMUT.....</i>	<i>44</i>

<i>Fig.28 Flessione della membrana.....</i>	<i>44</i>
<i>Fig.29 (a)-(i) Processo di fabbricazione inversa per una cella. (j) Foto del layout di una cella del CMUT.....</i>	<i>46</i>
<i>Fig.30 Micro-beamforming.....</i>	<i>49</i>
<i>Fig.31 Modello del condensatore a piatti piani paralleli.....</i>	<i>50</i>
<i>Fig.32 Modello di Mason.....</i>	<i>51</i>
<i>Fig.33 Equivalente di Thevenin del CMUT.....</i>	<i>55</i>
<i>Fig.34 Modello di Mason a bassa frequenza.....</i>	<i>55</i>
<i>Fig.35 Modello equivalente di Mason in ricezione.....</i>	<i>57</i>
<i>Fig.36 Modello del Variable-Gain-Low-Noise-Amplifier.....</i>	<i>57</i>
<i>Fig.37 Funzionamento del Variable-Gain-Low-Noise-Amplifier.....</i>	<i>59</i>
<i>Fig.38 Geometria di un array lineare.....</i>	<i>61</i>
<i>Fig.39 Sinusoidi di input.....</i>	<i>62</i>
<i>Fig.40 Segnale riallineato nel caso ideale.....</i>	<i>62</i>
<i>Fig.41 Segnale riallineato nel caso non ideale.....</i>	<i>63</i>
<i>Fig.42 Output del blocco di campionamento e somma.....</i>	<i>63</i>
<i>Fig.43 Modello dell'array 2D e del piano focale alla minima profondità indagabile.....</i>	<i>64</i>
<i>Fig.44 Calcolo dei tempi di propagazione per ogni elemento dell'array di trasduttori rispetto a tutti i punti del piano focale.....</i>	<i>65</i>
<i>Fig.45 Calcolo dei ritardi per ogni punto di riflessione rispetto ai centri dell'array di trasduttori.....</i>	<i>66</i>
<i>Fig.46 Modello dell'array 2D e del piano focale alla massima profondità indagabile.....</i>	<i>67</i>
<i>Fig.47 Circuito basato su Analog Random Access Memory per il beamforming.....</i>	<i>68</i>
<i>Fig.48 Frequency Independent Phase Shifter.....</i>	<i>68</i>
<i>Fig.49 Capacità programmabile.....</i>	<i>69</i>
<i>Fig.50 Resistore programmabile.....</i>	<i>70</i>
<i>Fig.51 Range dei possibili angoli di sfasamento al variare della costante $A = \frac{fg_{m1}}{g_{m0}}$.....</i>	<i>71</i>
<i>Fig.52 Andamento di I_{b1}/I_{b0} al variare della frequenza.....</i>	<i>72</i>
<i>Fig.53 Divisione dell'array di 32x32 trasduttori in sotto-aperture di 4x4 elementi ciascuna... </i>	<i>73</i>
<i>Fig.54 Modifica dell'impedenza meccanica specifica in funzione della variazione del $\pm 30\%$ imposta al raggio dell'elettrodo (in alto a sinistra), a quello della membrana (in altro a destra), alla distanza iniziale tra gli elettrodi (in basso a sinistra) e allo spessore della membrana (in basso a destra).....</i>	<i>74</i>

<i>Fig.55 Errore percentuale massimo in funzione della frequenza in seguito alla variazione del $\pm 30\%$ imposta al raggio dell'elettrodo (in alto a sinistra), a quello della membrana (in altro a destra), alla distanza iniziale tra gli elettrodi (in basso a sinistra) e allo spessore della membrana (in basso a destra).....</i>	<i>75</i>
<i>Fig.56 Modifica del modulo della funzione di trasferimento in ricezione in funzione della variazione del $\pm 30\%$ imposta al raggio dell'elettrodo (in alto a sinistra), a quello della membrana (in altro a destra), alla distanza iniziale tra gli elettrodi (in basso a sinistra) e allo spessore della membrana (in basso a destra).....</i>	<i>76</i>
<i>Fig.57 Modifica della fase della funzione di trasferimento in ricezione in funzione della variazione del $\pm 30\%$ imposta al raggio dell'elettrodo (in alto a sinistra), a quello della membrana (in altro a destra), alla distanza iniziale tra gli elettrodi (in basso a sinistra) e allo spessore della membrana (in basso a destra).....</i>	<i>77</i>
<i>Fig.58 Segnale d'ingresso al VGLNA.....</i>	<i>78</i>
<i>Fig.59 Segnale di output del VGLNA.....</i>	<i>79</i>
<i>Fig.60 Segnale di output del VGLNA ottenuto in Matlab®.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig.61 Segnale di output del VGLNA ottenuto in ELDO.....</i>	<i>80</i>
<i>Fig.62 SNR in uscita al variare del segnale in ingresso in assenza e presenza di jitter.....</i>	<i>82</i>
<i>Fig.63 Rappresentazione dei ritardi massimi al variare dell'elemento della matrice di trasduttori alla profondità di 3mm.....</i>	<i>83</i>
<i>Fig.64 Rappresentazione dei ritardi minimi al variare dell'elemento della matrice di trasduttori alla profondità di 3mm.....</i>	<i>83</i>
<i>Fig.65 Rappresentazione dei ritardi massimi al variare dell'elemento della matrice di trasduttori alla profondità di 9cm.....</i>	<i>84</i>
<i>Fig.66 Rappresentazione dei ritardi minimi al variare dell'elemento della matrice di trasduttori alla profondità di 9cm.....</i>	<i>84</i>
<i>Fig.67 Ottimizzazione della geometria della matrice di trasduttori.....</i>	<i>85</i>
<i>Fig.68 Beampattern simulato con angolo di steering nullo e piano focale a 5 cm per un array bidimensionale quadrato (linea blu) e uno circolare (linea rossa) di diametro 6,4 mm, entrambi costituiti da 32x32 elementi di pitch 200 μm. Supposto un segnale d'ingresso costituito da due cicli di sinusoidi a 5 MHz, la banda frazionaria risultante è compresa tra il 50% e il 60 %.....</i>	<i>86</i>
<i>Fig. 69 Errore sui ritardi rispetto a una variazione del $\pm 20\%$ sul valore nominale di C nel caso in cui la costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$ sia quella in grado di garantire il range di angoli di sfasamento più ampio.....</i>	<i>87</i>

<i>Fig.70 Errore sui ritardi rispetto a una variazione del $\pm 20\%$ sul valore nominale di C nel caso in cui la costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$ sia quella in grado di garantire gli angoli di sfasamento più piccoli.....</i>	88
<i>Fig.71 Errore assoluto sugli angoli di sfasamento al variare di I_b.....</i>	89
<i>Fig.72 Errore assoluto sui ritardi al variare della frequenza.....</i>	89
<i>Fig.73 Range dell'errore sui ritardi al variare della frequenza conseguenza di un errore percentuale imposto sul rapporto I_{b1}/I_{b0}.....</i>	90
<i>Fig.74 Range degli angoli di sfasamento al variare di I_b per due valori della costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$.....</i>	91
<i>Fig.75 Switch che determinano le correnti I_b e I_{b0}.....</i>	92
<i>Fig.76 Sfasamenti realizzabili con gli switch per I_{b0} e I_b e quantizzazione in classi.....</i>	92
<i>Fig.77 Errore in termini di tempo tra il ritardo desiderato e quello approssimato.....</i>	93
<i>Fig.78 Rappresentazione della distanza massima all'interno della sub-apertura dell'array di trasduttori.....</i>	94

Indice delle Tabelle

<i>Tab.1 Impedenza acustica dei tessuti umani</i>	21
<i>Tab.2 Coefficiente di attenuazione dei tessuti umani</i>	25
<i>Tab.3 Evoluzione temporale della tecnica Ultrasound</i>	29
<i>Tab.4 Valori dei componenti nel modello equivalente di Mason</i>	53
<i>Tab.5 Valori dei parametri caratteristici del CMUT</i>	53
<i>Tab.6 Fasi di funzionamento del VGLNA</i>	58

Sommario

Lo studio su cui verte questo lavoro di tesi, svolto presso la STMicroelectronics Srl, è inserito nell'ambito del progetto europeo DeNeCor, di cui l'azienda è partner, il cui scopo è eliminare l'incompatibilità fra dispositivi terapeutici e sistemi diagnostici che costituisce un ostacolo nei casi clinici di comorbidità, in cui il medesimo paziente è affetto da più patologie. Uno dei risultati attesi è quello di realizzare un sistema di neuronavigazione a ultrasuoni, minimamente invasivo e basato su trasduttori capacitivi, Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer (CMUT), di ultima generazione, la cui sonda deve essere miniaturizzata il più possibile.

Obiettivo della tesi è realizzare uno studio orientato a diminuire l'area dell'Application Specific Integrated Circuit (ASIC) del modulo elettroacustico, costituito dal trasduttore e dall'elettronica di front-end, grazie ad un'implementazione di sistema.

In letteratura esistono numerosi studi di sistema bidimensionali, in cui si considera un array di trasduttori lineare, ma sono rare pubblicazioni relative ad analisi tridimensionali real time, in cui l'oggetto di studio è una matrice bidimensionale. La peculiarità di utilizzare un array di trasduttori bidimensionale è quella di poter realizzare uno steering, cioè l'attribuzione di una certa direzione al fascio ultrasonoro, elettronico e non più meccanico.

L'analisi di sistema su cui si focalizza il lavoro di tesi riguarda la fase di ricezione del segnale ecografico e i blocchi funzionali d'interesse sono evidenziati in figura I.

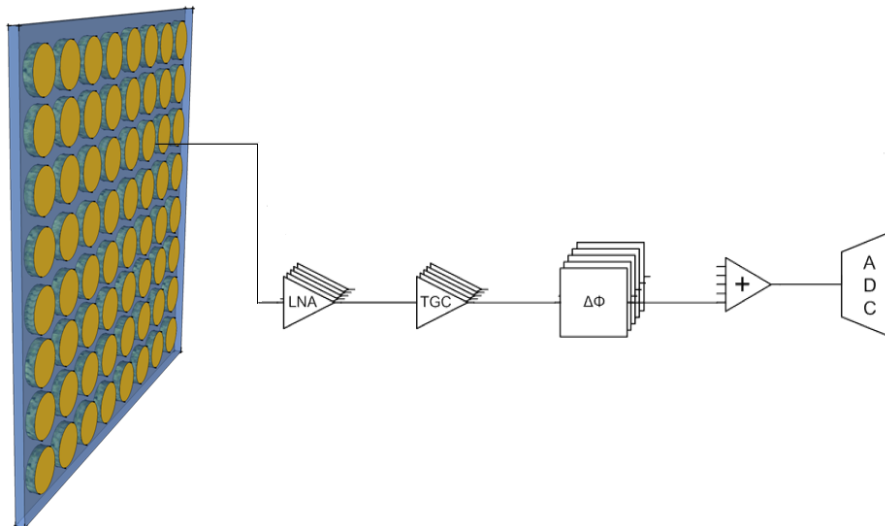


Fig.I Blocchi funzionali d'interesse per la fase di ricezione del segnale ecografico

La matrice di trasduttori è composta di singoli elementi, CMUT, costituiti da un insieme di membrane in parallelo, equivalente al tradizionale trasduttore piezoelettrico, in modo tale che esse siano pilotate tutte dal medesimo segnale di eco e, di conseguenza, aumenti la potenza acustica ricevuta. La peculiarità di questo trasduttore è di essere realizzato attraverso un processo di micro -

fabbricazione, che garantisce la precisione e l'automazione proprie della microelettronica. Il CMUT è un trasduttore di tipo MEMS (Micro-Electro-Mechanical System), i cui costi di produzione sono inferiori e che sono direttamente integrabili nel processo CMOS, riducendo così le capacità parassite tra dispositivo e ASIC di un fattore 10 rispetto ai trasduttori piezoelettrici. Ciò implica che il trasduttore sia caratterizzato da una dissipazione termica inferiore di un fattore 10 e tale caratteristica risulta fondamentale per le specifiche che caratterizzano il progetto DeNeCor.

Ciascuno dei CMUT è connesso a una catena di ricezione in cui il segnale di eco viene in primo luogo sottoposto a un'amplificazione a guadagno fisso, grazie ad un Low Noise Amplifier (LNA). Questo è un componente elettronico volto ad amplificare segnali molto deboli, collocato in prossimità del dispositivo di ricezione, in modo tale che gli effetti del rumore negli stadi successivi della catena siano ridotti grazie al guadagno da esso introdotto. Un buon LNA introduce i minori rumore e distorsione possibili ed è caratterizzato da una bassa figura di rumore e un guadagno sufficiente alle applicazioni desiderate.

Il segnale in uscita dal LNA è elaborato da un Time Gain Control (TGC), la cui funzione è di compensare l'effetto dell'attenuazione tissutale, per cui segnali provenienti da profondità superiori sono più deboli, attraverso un guadagno variabile, ottenuto modulando la durata della fase di amplificazione in funzione della distanza da cui proviene l'eco.

Ciascuno dei segnali amplificati è quindi sottoposto a una fase di rifasamento volta a riallineare temporalmente tutti i segnali ricevuti da diverse profondità, al fine di ottenere la massima potenza del segnale ricevuto. Per realizzare questo blocco funzionale esistono diverse architetture proposte in letteratura ed è necessario verificare l'accettabilità della soluzione per il progetto DeNeCor.

I segnali rifasati sono sommati al fine di ridurre il numero di cavi coassiali che connettono la sonda alla macchina principale. Poiché scopo del lavoro di tesi è quello di ridurre l'area dell'ASIC, proporzionale al numero di canali di connessione e alla profondità massima che si vuole indagare, la riduzione del numero di cavi assiali in uscita dalla sonda risulta determinante per raggiungere tale obiettivo.

La digitalizzazione del segnale somma avviene grazie ad un Analog to Digital Converter (ADC) che ha il compito di campionare il segnale analogico: la scelta di non rendere digitali i singoli segnali amplificati è una scelta vincente poiché permette una riduzione del numero degli ADC necessari, e quindi di componenti che incrementerebbero il costo in termini di area.

L'insieme del blocco volto a rifasare i segnali d'ingresso, del sommatore e dell'ADC costituisce la funzione di micro-beamforming in ricezione.

Lo studio relativo al blocco di trasduzione del sistema ecografico ha previsto la modellizzazione secondo Mason del CMUT realizzato presso ACULAB (ACoUstic LABoratory) dell'Università

degli Studi Roma Tre, in cui si considera l'equivalente elettrico del sistema meccanico, al fine di poter realizzare delle simulazioni circuitali. In particolare, è stata condotta un'analisi di sensibilità ai parametri fisici del trasduttore, fondamentale in ambito micro-elettronico, quali il raggio dell'elettrodo e quello della membrana, la distanza iniziale tra gli elettrodi e lo spessore della membrana, al fine di capire come una loro variazione influenzi il valore dell'impedenza meccanica specifica e la funzione di trasferimento in ricezione del modello, che consente la trasformazione del segnale pressorio in uno di tipo elettrico.

Il blocco di amplificazione del segnale è stato analizzato in riferimento ad un particolare circuito realizzato presso l'Università degli studi di Pavia, che consente di attuare sia una prima amplificazione a guadagno fisso sia una compensazione dell'attenuazione tissutale. In Matlab® è stato possibile realizzare un modello che simulasse le quattro fasi, specifiche per il circuito oggetto di studio, cui ogni campione del segnale d'ingresso è sottoposto nel Variable-Gain-Low-Noise-Amplifier (VGLNA), variando la durata della fase di amplificazione esponenziale in funzione dell'attenuazione tissutale, caratteristica della profondità di provenienza del segnale.

Poiché la funzione del beamforming è di rifasare e sommare i segnali amplificati in modo che siano processati correttamente per ricostruire l'immagine finale, il primo modello realizzato in Matlab® simula la tecnica denominata “delay and sum”, comunemente implementata nel beamformer, che prevede un primo rifasamento dei segnali grazie all'attribuzione di un ritardo temporale a ciascuno di essi, per poi procedere alla somma dei segnali rifasati. Al fine di approfondire l'analisi riguardante i ritardi temporali, in particolare per stabilire quale sia il loro range e come essi possano essere rappresentati, è stato implementato un secondo modello più accurato, in cui l'array di trasduttori è ora bidimensionale e il piano focale è costituito da più punti. L'implementazione digitale dei ritardi è fondamentale poiché, in base ad essi, è possibile determinare il numero di bit necessario a rappresentarli e stimare l'ampiezza del registro in cui saranno memorizzati, fattore che implica un costo in termini di area.

Tra le diverse architetture presenti in letteratura, proposte per la realizzazione dello sfasatore, questo lavoro di tesi valuta il Frequency Independent Phase Shifter proposto da Munir A. Al-Absi del dipartimento d'ingegneria elettronica della King Fahd University of Petroleum and Minerals di Dhahran in Arabia Saudita. La scelta è determinata dall'inapplicabilità di una prima soluzione basata su una logica a capacità, definita Analog Random Access Memory (ARAM), nella rappresentazione dei ritardi. Sebbene il circuito d'interesse sia adatto a frequenze dell'ordine delle decine di kHz, si vuole valutare la sua applicabilità a valori superiori, caratteristici delle applicazioni ultrasound. In Matlab® s'implementa un modello del circuito sul quale si conduce un'analisi di sensibilità ai parametri e si propone una soluzione volta a garantire l'efficienza e il

controllo del sistema, basata sulla discretizzazione delle correnti di bias che regolano il circuito, attraverso un numero adeguato di switch.

L'analisi di sensibilità, relativa ai parametri fisici del CMUT oggetto di studio, ha confermato l'adeguatezza dell'approssimazione, secondo il modello di Mason, del comportamento del trasduttore e come questo possa essere utilizzato anche per un'indagine di questo genere. Dai risultati emersi, è possibile affermare che le grandezze geometriche che influiscono maggiormente sul valore dell'impedenza meccanica specifica e sulla funzione di trasferimento in ricezione, sono il raggio e lo spessore della membrana del CMUT. E' quindi necessario fare in modo che i loro valori nominali ottimi, determinati grazie ad un'analisi agli elementi finiti, subiscano variazioni molto limitate. Ciò può essere garantito dall'accuratezza che caratterizza la produzione del CMUT.

Per quanto riguarda lo stadio di amplificazione del segnale, il VGLNA su cui si basa il modello sviluppato risulta adeguato alle applicazioni necessarie al progetto DeNeCor poiché grazie ad un unico blocco funzionale è in grado di realizzare un'amplificazione a guadagno fisso e una di tipo variabile. Quest'ultima funzionalità è garantita dalla variabilità della durata della fase di amplificazione che si rivela in grado di compensare l'attenuazione tissutale per tutte le profondità d'interesse. I risultati ottenuti grazie al modello sviluppato in Matlab[®] sono stati paragonati con le simulazioni realizzate grazie ad ELDO presso l'Università degli studi di Pavia e lo script implementato si rivela adeguato alla descrizione del comportamento del VGLNA.

Lo studio e la simulazione che si riferiscono al sistema di micro-beamforming hanno permesso di confermare la validità, sostenuta in diversi documenti presenti in letteratura, del metodo "delay and sum" come soluzione volta a ridurre il numero di cavi coassiali che connettono la sonda alla macchina principale, in modo tale da diminuire l'area necessaria all'ASIC e l'effetto del rumore. L'analisi dei ritardi si è rivelata fondamentale per dimensionare l'ampiezza dello spazio di memoria necessario alla corretta rappresentazione dei ritardi e confermare la preferibilità di un array di trasduttori circolare rispetto alla geometria quadrata.

L'analisi del Frequency Independent Phase Shifter quale architettura specifica per la realizzazione dello stadio di micro-beamforming ha determinato l'inaccettabilità della stessa alle specifiche del progetto DeNeCor. Infatti, sebbene si riveli un sistema efficiente per frequenze dell'ordine dei kHz, per applicazioni in ambito ultrasound anche piccole variazioni del valore nominale della capacità e della regolazione delle correnti di bias comportano uno scorretto rifasamento dei segnali ricevuti e un errore inaccettabile sulla temporizzazione dei ritardi. Ciò implica un decremento della qualità del sistema e l'incoerenza dell'informazione in uscita. Anche il convertitore virtuale, utilizzato per incrementare l'efficienza dell'architettura stessa, si rivela inadeguato alla corretta rappresentazione dei ritardi nel near field in quanto l'errore in quel range non permette una regolazione fine

dell'ordine dei nanosecondi. Un ulteriore studio relativo ai ritardi che caratterizzano il singolo Sub Array Processor, ovvero ciascuna delle sub-unità in cui può essere suddiviso l'intero array bidimensionale di trasduttori, ha determinato l'inaccettabilità della soluzione proposta.

L'elaborato di tesi è così strutturato:

- il Capitolo 1 è dedicato all'introduzione del lettore al progetto europeo DeNeCor e alla definizione dell'obiettivo dello studio sviluppato.
- il Capitolo 2 prevede un'introduzione ai principi fisici che stanno alla base della propagazione degli ultrasuoni, in particolare nei tessuti umani. Si procede con la descrizione dell'evoluzione dei sistemi ecografici e dei blocchi funzionali che li costituiscono, ponendo attenzione al tipo di trasduttore proposto per il progetto DeNeCor, sviluppato presso ACULAB (ACoUstic LABoratory), al circuito che esegue l'amplificazione dei segnali ricevuti, realizzato presso lo Studio di Microelettronica dell'Università di Pavia, e all'architettura di beamforming.
- il Capitolo 3 descrive il modello equivalente del CMUT proposto, punto di partenza per la successiva analisi di sensibilità ai parametri fisici dell'impedenza meccanica specifica e della funzione di trasferimento in ricezione. Segue la modellizzazione del VGLNA e del jitter che lo caratterizza, analizzando quale sia l'influenza di quest'ultimo sul segnale in uscita. Infine, è condotto uno studio riguardante l'implementazione digitale dei ritardi, funzionale alla determinazione dell'accettabilità di un'architettura di beamforming specifica per il progetto DeNeCor.
- il Capitolo 4 riporta i risultati frutto della simulazione dei modelli descritti nel Capitolo 3.
- il Capitolo 5 è dedicato alla discussione dei risultati ottenuti, alle conclusioni che ne derivano e agli sviluppi futuri previsti.

Summary

The project described in this thesis, developed at STMicroelectronics Srl, is involved in the European project DeNeCor, of which the company is partner, and whose aim is to remove the incompatibility between neuromodulation therapy and neurological diagnostic systems which is an issue in clinical cases of co-morbidity, where the patient is affected by one or more diseases in addition to a primary disease. One of the expected results is to develop an ultrasound neuronavigation system, minimally invasive and based on new generation Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer (CMUT), where the probe has to be the most miniaturized as possible.

Target of the thesis is to achieve a study aimed at decreasing the Application Specific Integrated Circuit (ASIC) area of the electroacoustic module, composed of the transducer and the front-end electronics, thanks to a system implementation.

In literature there are a lot of studies on bidimensional systems, focused on linear array transducer, but publications concerning real time tridimensional analysis, where the object of study is a bidimensional matrix, are uncommon.

The peculiarity of using a bidimensional array transducer is to have the possibility to realize a steering, that is giving a direction to the ultrasonic beam, which is electronic and no more mechanic. The system analysis on which the thesis is focused, concerns the reception of the ultrasound signal and the functional blocks of interest are represented in figure I.

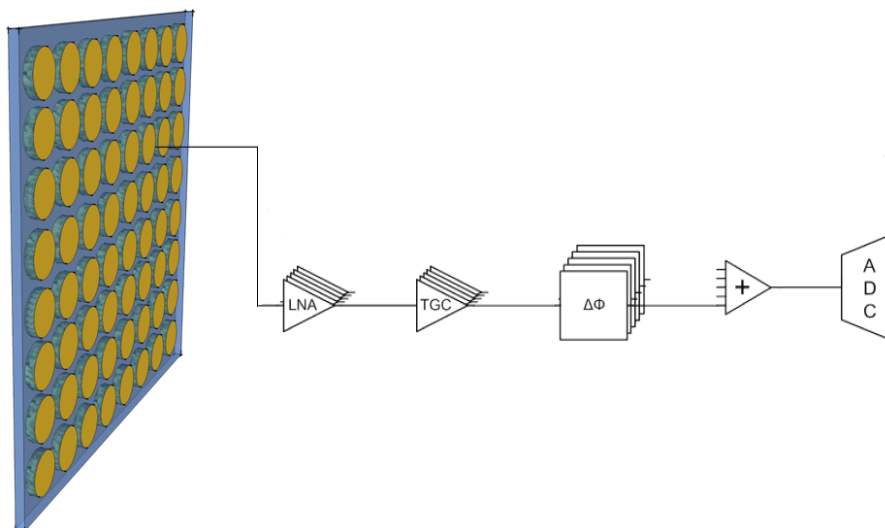


Fig.I Functional blocks of interest for the reception stage of the ultrasound signal

The transducers matrix is composed by single elements, CMUT, made of a set of parallel membranes, equal to the traditional piezoelectric transducer, as they can be all driven by the same echo signal in order to increase the acoustic power received. The peculiarity of this kind of

transducer is that it is made thanks to a micro-fabrication process, which allows precision and automation proper of micro-electronics. CMUT is a Micro-Electro-Mechanical System (MEMS), whose production cost is lower and that can be directly integrated in CMOS process, in order to reduce 10 times the parasitic capacities between the device and ASIC compared with piezoelectric transducer. This means that the transducer is characterized by thermal dissipation 10 times lower and this feature is fundamental according to DeNeCor constraints.

Each CMUT is connected to a reception chain where the echo signal is firstly amplified with a fixed gain thanks to a Low Noise Amplifier (LNA). This is an electronic component aiming at amplifying very weak signals, placed near the reception apparatus, in order to reduce the effects of noise in the following stages, thanks to the application of its gain. A good LNA introduces the lower noise and distortion as possible and it is characterized by a low noise figure and a sufficient gain in respect to desired application.

The output of the LNA is given to a Time Gain Control (TGC), that compensates the effect of tissue attenuation, according to which signals from deeper structures are weaker, thanks to a variable gain, obtained by the modulation of the duration of the amplification stage as a function of the distance from which the echo comes from.

Each of the amplified signals is then passed through a phase shifter aiming at realigning in time all the received signals from different depths, in order to obtain the maximum power of the signal captured. To obtain this functional block there are different possible architectures reported in literature and it's necessary to verify the acceptability of the solution according to DeNeCor constraints.

Phased signals are summed in order to reduce the number of coaxial cables from the probe to the processor. As the goal of the thesis is to reduce the area of the ASIC, which is proportional to the number of connections and the maximum depth we are interested in, the reduction of the number of output coaxial cables is really important.

Analog signals are then sampled thanks to an Analog to Digital Converter (ADC): the choice of using analog signals is determined by the need to reduce the number of ADC that otherwise will augment the area needed.

The union of the phase shifter, the summator and the ADC forms the micro-beamforming function during reception.

The analysis related to the transducer of the ultrasound system is focused on the Mason model of the CMUT realized at ACULAB (ACoUstic LABoratory) of the University of Roma Tre, according to which the electric equivalent of the mechanical system is considered, in order to obtain circuitual simulations. In particular, a sensitivity analysis has been carried out concerning the effects of a

variation given to the radius of the electrode and the one of the membrane, to the initial gap between the electrodes and to the thickness of the membrane in order to know how the specific mechanical impedance and the reception transfer function, which allows the transformation of the pressure signal in the electric one, are conditioned.

The amplification block has been analyzed concerning a particular circuit, developed at the University of Pavia, that firstly allows a fixed amplification of the signal and then compensates the tissue attenuation. In Matlab[®] environment, the model which simulates the four steps that characterize the specific amplifier and that are repeated for each sample of the signal, has been developed: the variation of the exponential amplification stage is related to the depth from where the signal comes from.

As the function of beamforming is to realign and sum amplified signals in order to obtain the final image, the first model developed in Matlab[®] simulates the “delay and sum” technique, typically implemented in the beamformer, consisting in giving a specific delay to every signal, as a function of the depth from which it comes from, and sum all of them. In order to enhance the analysis focused on delays, and determine their range and possible representation, a second model has been carried out in which the array of transducer is now bidimensional and the focal plane is composed by more points. Digital implementation of delays is fundamental as it determines the bit number needed to represent them and esteems the amplitude of the memory register, that implies a cost in terms of area.

Among the different architectures reported in literature, proposed in order to realized the phase shifter, this thesis evaluates the Frequency Independent Phase Shifter proposed by Munir A. Al-Absi of the electrical engineering department of the King Fahd University of Petroleum and Minerals of Dhahran in Saudi Arabia. The choice has been determined by the impossibility to apply a first solution based on a capacity logic, called Analog Random Access Memory (ARAM), for the representation of delays. Even though the circuit proposed is suitable for frequencies in the order of tens of kHz, the question is if it's usable for ultrasound applications. Using Matlab[®], a model of the circuit is implemented and a sensitivity analysis is carried out; finally a solution, based on the discretization, thanks to an appropriate number of switch, of the bias currents that regulate the circuit, which can increase the efficiency and the control of it, is proposed.

The sensitivity analysis related to CMUT has confirmed the suitability of the approximation, according to Mason model, of the transducer behavior and how it can be used also for this type of investigation. From the results, it is possible to confirm that the geometric parameters which mostly influence the value of the specific mechanical impedance and the reception transfer function, are the radius and the thickness of the membrane. It is necessary that the optimal nominal value of these

parameters, determined by a finite element analysis, undergoes very limited variations. This could be obtained thanks to the accuracy that characterizes CMUT fabrication.

Focusing on the amplification stage, the model of the VGLNA fits the applications needed by DeNeCor as, thanks to a single circuit, it achieves the amplification with a fixed gain and the variable one. This functionality is made thanks to the modulation of the duration of the amplification and the circuit is able to compensate the tissue attenuation for all the depths of interest. The results obtained thanks to the model developed in Matlab[®] have been compared to ELDO simulations made at the University of Pavia and the implemented script is suitable to represent the behavior of the VGLNA.

The study and the simulation referred to micro-beamforming system have confirmed the validity, also stated in other documents in literature, of the “delay and sum” method to reduce the number of coaxial cables connecting the probe to the processing unit, in order to reduce the area needed by the ASIC and the effect of noise. Delays analysis is essential in order to determine the amplitude of the space dedicated to memory needed to represent them and establishes that a circular array is better than a square one.

The analysis of the Frequency Independent Phase Shifter as the specific architecture used in the micro-beamforming stage has determined its unacceptableness according to the constraints of DeNeCor project. Even though it is suitable for frequencies in the order of kHz, in ultrasound applications little variations from the nominal value of the capacity and the regulation of the bias currents mean an incorrect alignment of the received signals and an unacceptable mistake on the temporization of delays. This means a decrease in the quality of the system and the incoherence of the output information. Even the virtual converter, used in order to augment the efficiency of the same architecture, is inadequate to correctly represent delays in the near field as mistake is too high to allow a fine regulation in the order of nanoseconds. Further studies related to delays analysis that characterized the single Sub Array Processor, that is to say each of the sub-unit in which the bidimensional array of transducers could be divided, have determined the unacceptableness of the proposed solution.

The thesis is structured as follows:

- Chapter 1 is dedicated to the introduction of the reader in DeNeCor project and to the definition of the target of the developed study.
- Chapter 2 consists of an introduction to the physical principles of ultrasound, in particular their propagation in tissues. Then, the evolution and the functional blocks of an ultrasound system are described, focusing on the specific transducer proposed for DeNeCor, developed

at ACULAB, on the amplification circuit realized at the Studio di Microelettronica of the University of Pavia and on the micro-beamforming architecture.

- Chapter 3 describes the equivalent model of the proposed circuit, from which the sensitivity analysis of the effects of a variation of physical parameters on the specific mechanical impedance and reception transfer function originates. The model of VGLNA and of its jitter are also reported, analyzing what is its influence on the output signals. Finally a study related to the digital implementation of delays is developed in order to verify the possibility to accept the architecture proposed.
- Chapter 4 reports the results taken from simulations in Chapter 3.
- Chapter 5 is dedicated to the discussion of the obtained results and the consequent conclusions, and to further developments expected in the future.

Capitolo 1. Introduzione

L'elaborato di tesi proposto è il risultato dello stage svolto presso la STMicroelectronics Srl, all'interno del reparto Smart Power & High Voltage - Technology Platform Development, Front-end Technology and Manufacturing, TR&D, di Cornaredo.

Lo studio sviluppato è inserito nell'ambito di un progetto europeo, coordinato da Philips, chiamato "DeNeCor", Devices for Neuro Control and Neuro Rehabilitation, di cui l'azienda è partner. DeNeCor ha l'obiettivo di eliminare l'incompatibilità fra dispositivi terapeutici e sistemi diagnostici che costituisce un ostacolo nei casi clinici di comorbilità, in cui il medesimo paziente è affetto da più patologie. La terapia di neuromodulazione elettronica, infatti, è considerata come ultimo trattamento possibile poiché si rivela incompatibile con i sistemi diagnostici neurologici maggiormente utilizzati, quali la risonanza magnetica e l'elettroencefalogramma. Ciò implica un grande limite all'efficacia dei trattamenti terapeutici che potrebbe essere, al contrario, incrementata grazie ad una registrazione simultanea delle funzioni neurologiche. Attualmente, nessun sistema di neuromodulazione presente sul mercato è completamente compatibile con la risonanza magnetica: i pazienti affetti da morbo di Parkinson, ad esempio, possono essere sottoposti a questo metodo diagnostico solo in modo limitato dopo l'impianto di dispositivi di neuromodulazione.

Uno dei risultati attesi dal progetto europeo è quello di realizzare un sistema di neuro navigazione ad ultrasuoni, basato su trasduttori capacitivi di ultima generazione, Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer (CMUT), la cui elettronica e packaging siano miniaturizzati il più possibile. Il dispositivo finale sarà minimamente invasivo a livello cerebrale e farà riferimento a informazioni derivanti da risonanza magnetica, ottenute in fase pre-operatoria.

Obiettivo della tesi è realizzare uno studio orientato a diminuire l'area dell'Application Specific Integrated Circuit (ASIC) del modulo elettroacustico, costituito dal trasduttore e dell'elettronica di front-end contenuti nella sonda ecografica del sistema di neuronavigazione, grazie ad un'implementazione di sistema.

Capitolo 2. Background

2.1 Fisica degli ultrasuoni^[1, 2]

Le tecniche di imaging basate su ultrasuoni utilizzano onde acustiche a elevatissima frequenza, al fine di ottenere informazioni relative alle strutture anatomiche interne, in modo non invasivo, e di fornire un'immagine in grado di costituire un valido aiuto nella diagnosi.

Gli ultrasuoni sono onde meccaniche longitudinali: lo spostamento delle particelle del mezzo entro cui si propagano è parallelo alla direzione del moto dell'onda e ciò produce nel mezzo stesso delle bande di compressione e rarefazione come mostrato in figura 1.

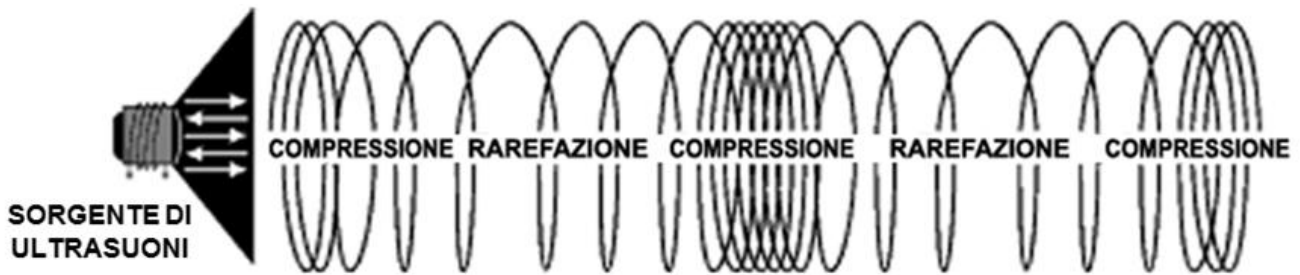


Fig.1 Propagazione degli ultrasuoni

Quando un'onda meccanica si propaga in un mezzo, l'energia è trasferita da un punto a un altro: ciò non è associato a un trasferimento di massa bensì al moto delle particelle.

Le grandezze che descrivono un ultrasuono, e le onde acustiche in generale, sono la frequenza, il periodo, la lunghezza d'onda, la velocità di propagazione, l'ampiezza e l'intensità.

La frequenza indica le oscillazioni complete (cicli) compiute in un secondo, mentre il periodo è il tempo necessario per eseguire un ciclo completo. Le due grandezze sono legate dalla relazione 1:

$$f = \frac{1}{T} \quad (1)$$

dove:

f = frequenza, espressa in Hertz

T = periodo, espresso in secondi

La lunghezza d'onda è la porzione di spazio necessaria alla realizzazione di un ciclo completo.

La velocità di propagazione è la velocità con la quale l'onda sonora attraversa un particolare mezzo ed incrementa all'aumentare della densità e della rigidità dello stesso.

La relazione che intercorre tra la frequenza (f), la lunghezza d'onda (λ) e la velocità di propagazione del suono nel mezzo (c) è la 2:

$$c = \lambda f \quad (2)$$

L'ampiezza rappresenta il massimo spostamento, rispetto alla posizione di equilibrio, che le molecole del mezzo di propagazione compiono al passaggio dell'onda.

L'intensità può essere definita come l'energia che nell'unità di tempo interessa la sezione disposta perpendicolarmente alla direzione di propagazione dell'onda sonora, divisa per l'area della sezione stessa: è un parametro molto importante per quanto riguarda gli effetti biologici prodotti dall'onda.

Ampiezza e intensità sono funzioni decrescenti della distanza percorsa dal fascio ultrasonoro: la loro diminuzione è definita attenuazione.

Un altro importante parametro dipendente dal mezzo è l'impedenza acustica (Z): essa mette in relazione la densità del mezzo e la velocità di propagazione del suono in esso, indipendentemente dalla frequenza utilizzata, secondo la 3:

$$z = \rho c \quad (3)$$

dove ρ indica la densità del mezzo espressa in kg/m^3 .

In tabella 1 si riportano i valori di ρ , c e Z relativi ad aria, acqua e ad alcuni tessuti umani.

Mezzo di propagazione	$\rho \left(\frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \right)$	$c \left(\frac{\text{m}}{\text{s}} \right)$	$Z \left(\frac{10^6 \cdot \text{kg}}{\text{m}^2 \cdot \text{s}} \right)$
Aria a 20°C	1.29	344	0.000444
Acqua a 20°C	1000	1430	1.43
Grasso	920	1460	1.34
Fegato	1060	1550	1.64
Milza	1060	1560	1.65
Sangue	1060	1560	1.65
Rene	1040	1560	1.62
Muscolo	1070	1590	1.70
Osso	1380 - 1810	2700 - 4100	3.75 - 7.38

Tab.1 Impedenza acustica dei tessuti umani^[3]

Quando una perturbazione acustica, propagandosi, incontra una discontinuità, determinata dal passaggio ad un mezzo con differenti caratteristiche fisiche, una parte dell'energia è riflessa e una parte trasmessa attraverso la superficie, propagandosi attraverso il secondo mezzo e perdendo parte

dell'energia associata all'onda incidente. La riflessione di un'onda, rappresentata in figura 2, dipende dall'angolo d'incidenza sulla superficie riflettente in quanto, secondo la relazione 4:

$$\theta_i = \theta_r \quad (4)$$

dove θ_i indica l'angolo d'incidenza dell'onda acustica e θ_r quello di riflessione.

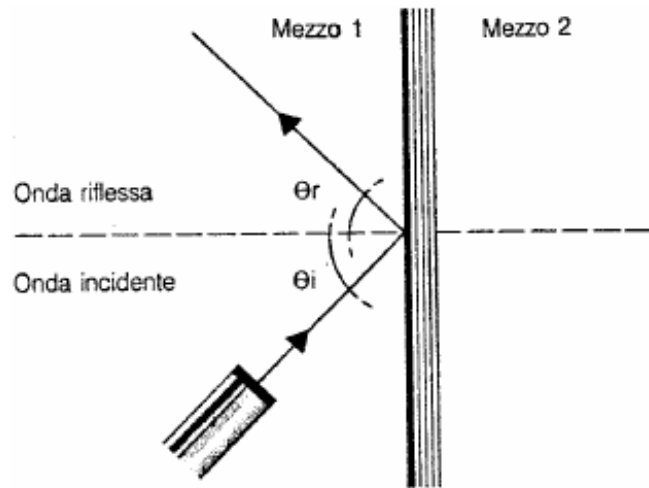


Fig.2 Fenomeno di riflessione

Il fenomeno della riflessione occorre a patto che la superficie di confine tra i due mezzi sia sufficientemente ampia rispetto alla lunghezza d'onda, ed è frutto della variazione delle caratteristiche fisiche tissutali, in particolare, dei diversi valori della densità e della velocità di propagazione dell'onda. Poiché il loro prodotto fornisce il valore dell'impedenza acustica Z del tessuto, l'entità dell'energia riflessa è legata alla differenza tra le impedenze acustiche dei due mezzi, Z_1 e Z_2 , secondo la relazione 5:

$$R = \frac{(Z_2 - Z_1)^2}{(Z_2 + Z_1)^2} \quad (5)$$

dove R è il coefficiente di riflessione che indica la frazione di energia riflessa rispetto a quella incidente.

Il secondo fenomeno che interessa le onde acustiche è la rifrazione, rappresentata in figura 3, descritta dalla relazione 6, denominata legge di Snell:

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{\sin\theta_i}{\sin\theta_t} \quad (6)$$

con n_1 e n_2 indici di rifrazione rispettivamente del primo e secondo mezzo di propagazione e θ_t angolo di rifrazione.

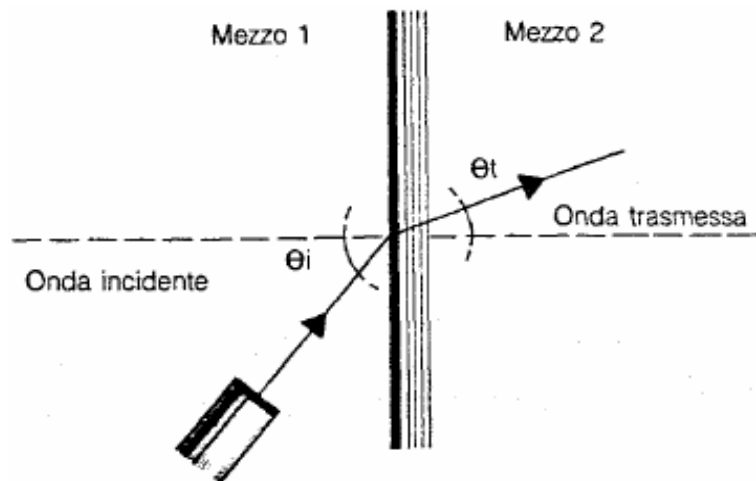


Fig.3 Fenomeno di rifrazione

Sia per la riflessione sia per la rifrazione, nel caso di angolo d'incidenza nullo, ossia onda acustica perpendicolare all'interfaccia tra i due mezzi di propagazione, si ottiene un angolo di riflessione o rifrazione pari a zero: l'onda acustica impatta sulla superficie e prosegue nel secondo mezzo lungo la stessa direzione, oppure torna verso la sorgente.

Nel caso di un angolo d'incidenza nullo, in presenza di una superficie totalmente riflettente, ($n_2 = 1$) l'energia dell'onda acustica verrebbe interamente riflessa; questo non si verifica nella realtà e, in base alle caratteristiche del materiale costituente la superficie in esame, si può avere una trasmissione più o meno significativa dell'onda acustica: ciò si traduce in una perdita di energia dell'onda riflessa rispetto all'onda incidente. La perdita energetica è funzione di diversi fattori quali la rugosità superficiale, la porosità e la flessibilità del mezzo. La capacità di riflessione si esprime con un coefficiente tra 0 e 1, il quale varia anche con la frequenza dell'onda incidente.

I fenomeni di riflessione e diffusione occorrono al confine tra due tessuti corporei caratterizzati da differenti impedenze acustiche o, nel medesimo tessuto, al passaggio tra due zone a diversa densità (corpo non omogeneo in cui la densità e la velocità di propagazione dell'onda acustica sono funzioni della posizione). Essi sono tanto maggiori quanto lo è la diversità tra le due impedenze acustiche.

I sistemi ecografici sfruttano il fenomeno dell'eco, spiegato dal principio di Huygens-Fresnel che afferma: "Ogni punto colpito da una perturbazione d'onda, diventa sorgente secondaria di perturbazioni d'onda aventi frequenza uguale a quella della perturbazione incidente". Quindi parte dell'onda si propaga lungo le interfacce dei diversi tessuti ed è riflessa di volta in volta come in figura 4:

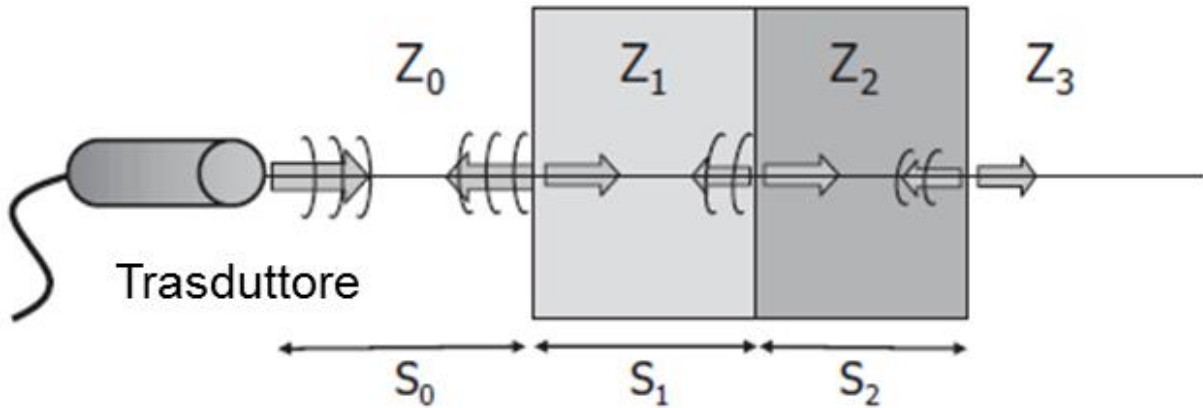


Fig.4 Trasmissione di un'onda in un mezzo non omogeneo

Considerando due mezzi caratterizzati da due impedenze diverse, separati da una superficie piana e tra cui non si possano formare delle bolle d'aria, è possibile calcolare i coefficienti di riflessione, R, e trasmissione, T, noti gli angoli d'incidenza e trasmissione dell'onda, grazie alle relazioni 7 e 8:

$$R \triangleq \frac{P_r}{P_i} = \frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \quad (7)$$

$$T \triangleq \frac{P_t}{P_i} = \frac{2Z_2 \cos \theta_i}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \quad (8)$$

dove P_r , P_i e P_t sono rispettivamente la pressione dell'onda riflessa, incidente e trasmessa.

2.2 Propagazione degli ultrasuoni nei tessuti umani

I sistemi ecografici utilizzano i tempi di ritorno delle onde trasmesse e riflesse al fine di ricavare la distanza che separa la sorgente dell'onda originale dal punto in cui è avvenuta la riflessione. Infatti, noto il tempo che intercorre tra la trasmissione dell'onda e la ricezione dell'eco, moltiplicandolo per la velocità di propagazione tipica del tessuto d'interesse, si ottiene il valore della distanza da cui l'eco proviene grazie alla relazione 9:

$$z = \frac{c \cdot t}{2} \quad (9)$$

Solitamente, commettendo un errore che non inficia le misure svolte, si assume una velocità di propagazione media comune a tutti i mezzi, pari a 1540 m/s. E' necessario dividere a metà il prodotto tra velocità e tempo poiché l'onda, riflettendosi, compie due volte la medesima distanza.

Durante la propagazione all'interno di un mezzo, l'onda subisce un'attenuazione della sua ampiezza in funzione della distanza percorsa, di tipo esponenziale, secondo la legge 10:

$$P(z) = P_0 \cdot e^{-\alpha z} \quad (10)$$

dove P_0 è la pressione iniziale, $P(z)$ è la pressione a distanza z e α indica il coefficiente di attenuazione che caratterizza il mezzo in cui si propaga l'onda. La relazione è valida sotto l'ipotesi

d'indipendenza dalla frequenza e mezzo omogeneo: la prima condizione, tuttavia è propria solo dei mezzi perfettamente elastici.

Negli altri casi è necessaria la modifica riportata nella relazione 11:

$$P(z) = P_0 \cdot e^{-af^kz} \quad (11)$$

con f frequenza d'interesse e a e k parametri propri del mezzo preso in esame.

In tabella 2 si riporta il valore del coefficiente di attenuazione a relativo all'acqua e ad alcuni tessuti umani.

Mezzo di propagazione	$a \left(\frac{dB}{MHz \cdot cm} \right)$
Acqua a 20°C	$2.17e^{-3}$
Grasso	0.6
Fegato	0.45
Milza	0.4
Sangue	0.14
Rene	10
Muscolo	0.57
Osso	3.54

Tab.2 Coefficiente di attenuazione dei tessuti umani^[1]

Anche in questo caso, commettendo un errore trascurabile, si assume un valore univoco del coefficiente di attenuazione, comune a tutti i tessuti umani e pari ad $a = 1$.

Il grafico in figura 5 mostra invece l'andamento dell'attenuazione al variare della frequenza dell'onda nei principali tessuti umani.

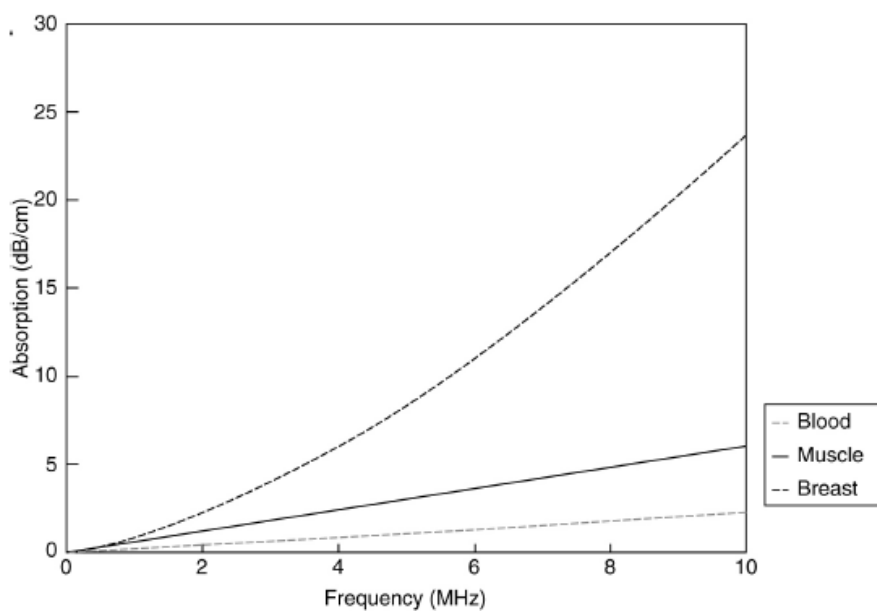


Fig.5 Attenuazione nei tessuti umani^[3]

L'attenuazione è tanto maggiore quanto la frequenza dell'onda aumenta: ciò comporta un limite poiché, supposta costante la distanza z , all'aumentare della frequenza diminuisce l'ampiezza dell'eco ricevuto.

In base a questo effetto, si tenderebbe a utilizzare ultrasuoni di frequenza ridotta, ma ciò implica un'inefficienza in termini di risoluzione spaziale. Quest'ultima indica la minima distanza che separa due punti adiacenti caratterizzati dalle medesime proprietà all'interno di una struttura, rappresentati nell'immagine ecografica come due elementi distinti: si differenzia in risoluzione assiale, lungo la direzione del fascio, e laterale, perpendicolare alla direzione di propagazione.

La frequenza impiegata influisce sulla risoluzione assiale perché lunghezze d'onda molto piccole permettono di stimare dettagli del medesimo ordine di grandezza e, considerando la relazione 2, a parità di velocità di propagazione dell'ultrasuono, a λ molto piccole corrispondono frequenze molto elevate.

Per quanto riguarda la risoluzione laterale, ovvero la minima separazione di due elementi rilevabile dall'ecografo in senso trasversale al fascio, questa è paragonabile al diametro di quest'ultimo. Al fine di diminuire la sezione del fascio occorrerebbe aumentarne la frequenza, incorrendo nei problemi d'attenuazione menzionati; in questo caso è possibile migliorare la risoluzione laterale con un sistema di messa a fuoco del fascio, volto a diminuirne la sezione.

L'attenuazione dell'onda ultrasonora dipende da tre fenomeni: l'assorbimento, lo scattering e la diffrazione.

L'assorbimento è dovuto allo smorzamento del movimento molecolare, legato alla propagazione degli ultrasuoni, e alla successiva trasformazione dello stesso in calore: esso è influenzato dal tipo di tessuto attraversato e dalla frequenza dell'onda. Ultrasuoni a frequenza maggiore vengono assorbiti prima di quelli a frequenza minore e l'intensità del fascio ultrasonoro si attenua.

Lo scattering, consistente in una dispersione delle onde incidenti in più direzioni, è legato alle caratteristiche fisiche del materiale, in particolare alla sua minore o maggiore eterogeneità, e genera un'attenuazione del fascio lungo l'asse di propagazione. Quando un mezzo è costituito da più componenti che presentano dimensioni confrontabili con la lunghezza d'onda del fascio ultrasonoro, l'energia delle onde di propagazione, incontrando una disomogeneità, dovuta ad una superficie irregolare o ad aree orientate in modo differente, viene dispersa in più direzioni, riducendosi sempre di più lungo il cammino, prima di essere captata dalla sonda ricevente. Esistono tre tipi differenti di scattering: speculare, se le dimensioni dell'oggetto causa del fenomeno sono superiori alla lunghezza d'onda dell'ultrasuono, diffusivo in caso contrario e diffrattivo se l'ordine di grandezza è paragonabile.

L'analisi del fenomeno di diffrazione risulta fondamentale, poiché determina la generazione d'interferenza costruttiva tra le diverse onde che costituiscono il fascio ultrasonoro e ne permette la possibilità di focalizzazione in un punto. La radiazione da una sorgente lineare, le cui dimensioni sono paragonabili a quelle della lunghezza d'onda dell'ultrasuono, non consiste in un'unica onda planare ma in più onde caratterizzate da diverse direzioni che interferiscono tra di loro andando a formare un pattern complesso come rappresentato in figura 6.

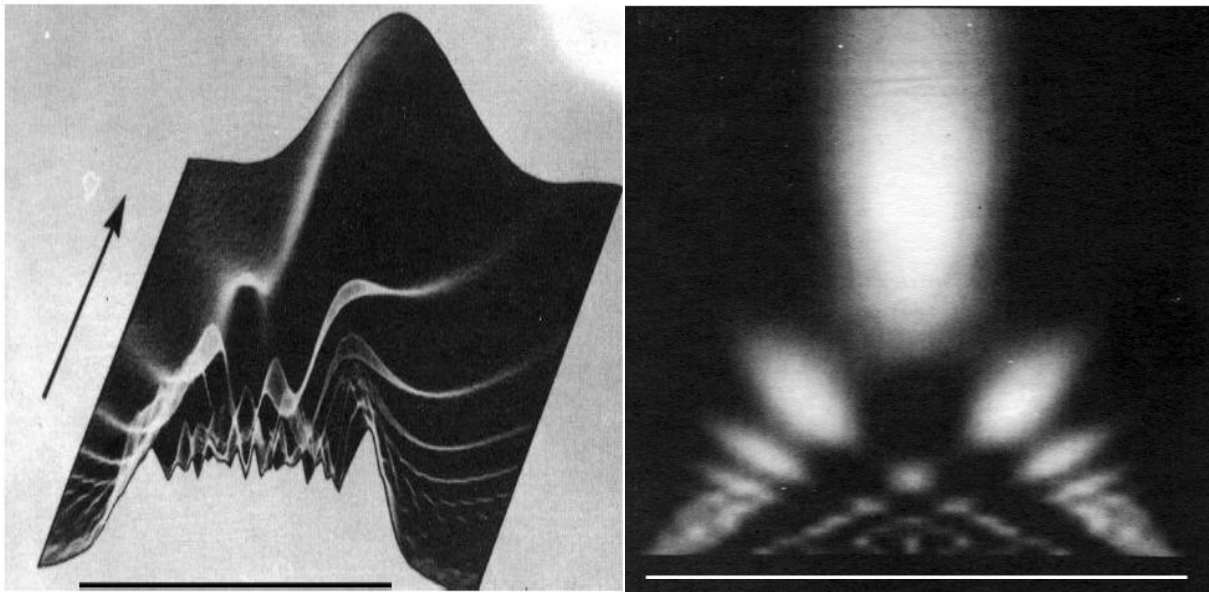


Fig.6 Effetto del fenomeno di diffrazione relativo ad una sorgente con apertura pari a 40λ , rappresentata dalla linea orizzontale: l'intensità è rappresentata secondo una scala di grigi in cui il bianco rappresenta il massimo^[1]

A seconda della distanza dalla sorgente (L), legata al numero di Fresnel tramite la relazione 12:

$$F = \frac{a^2}{L \cdot \lambda} \quad (12)$$

Dove a indica la dimensione dell'apertura, si verificano due tipi di diffrazione: se $F \ll 1$ il fenomeno interessa il near field (zona di Fresnel) e le onde non possono essere considerate parallele mentre tale approssimazione è attuabile nel far field (zona di Fraunhofer) quando $F \geq 1$, e in cui l'intensità dell'onda diffratta ha un andamento che segue la seguente relazione 13:

$$I \propto \frac{\sin^2 \beta}{\beta^2} \quad (13)$$

dove, secondo la relazione 14:

$$\beta = \frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta \quad (14)$$

e da cui si ottiene una funzione caratterizzata da massimi di ampiezza rapidamente decrescente e minimi, corrispondenti agli angoli per cui $\sin \theta = \frac{n\lambda}{a}$, con n numero intero, in cui l'intensità si annulla. Si ottiene quindi l'andamento riportato in figura 7 che determina la presenza di un lobo principale di intensità superiore rispetto a quelli laterali.

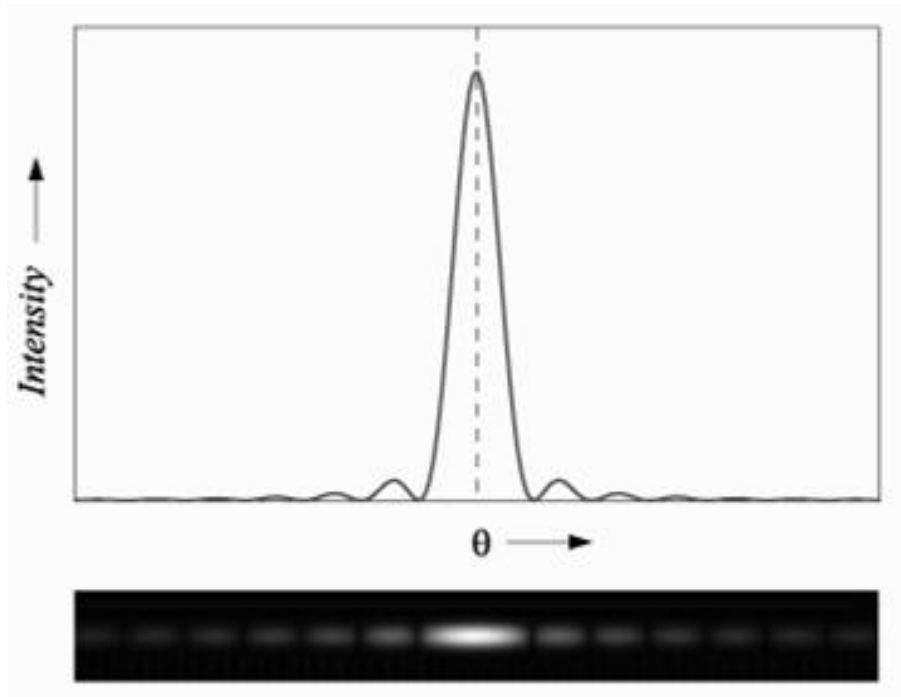


Fig.7 Andamento dell'intensità dell'onda diffratta

2.3 Evoluzione del sistema ecografico

L'impiego di ultrasuoni per l'analisi dei tessuti umani ha determinato la nascita dell'imaging ecografico in ambito medico e di sistemi volti al suo ottenimento, poiché esso si è rivelato una vincente tecnica diagnostica non invasiva, che ha trovato presto una larga diffusione in ambito ospedaliero.

Il principio di funzionamento di un sistema ecografico si basa sulla trasmissione di un'onda acustica, l'ultrasuono, per mezzo di un trasduttore (funzione di attuatore), che si propaga all'interno dei tessuti, generando una serie di echi durante il tragitto. Questi echi sono rilevati dallo stesso trasduttore (funzione di sensore) in una fase successiva a quella di trasmissione, detta ricezione. Il trasduttore, costituito tradizionalmente da materiali piezoelettrici, in particolare il cristallo di quarzo, è collocato su una sonda che deve essere sistemata a contatto con il corpo da esaminare.

Il processo tecnologico nel settore dell'imaging ad ultrasuoni, illustrato nel dettaglio in tabella 3, ha inizio negli anni quaranta del 1900.

Time	Ultrasound	Enablers
Pre-WWII	Echoringing	Piezoelectricity Vacuum tube amplifiers
1940s	Dussik image of brain PPI images Therapy and surgery	Radar, sonar Supersonic reflectoscope Colossus and ENIAC computers Transistor
1950s	A-line Compound scanning Doppler ultrasound M-mode	Integrated circuits Phased array antennas
1960s	Contact static B-scanner Real-time mechanical scanner Echoencephalography	Moore's law Microprocessors VLSI Handheld calculators
1970s	Real time imaging Scan-conversion Gray-scale Linear and phased arrays	RAM EPROM ASIC Scientific calculators Altair, first PC
1980s	Commercial array system Pulsed wave Doppler Color flow imaging Wideband and specialized transducers	Gate arrays Digital signal processing chips Surface mount components Computer-aided design of VLSI circuits
1990s	Digital systems 1.5D and matrix arrays Harmonic imaging Commercialized 3D imaging	Low cost A/D converters Powerful PCs 3D image processing 0.1µm fabrication of linewidths for electronics
2000s	Handheld 2D array for real-time 3D imaging	Continued miniaturization

Tab.3 Evoluzione temporale della tecnica Ultrasound^[3]

I primi sistemi ecografici funzionavano in modalità “A-mode” (Amplitude mode) e fornivano, in funzione del tempo, un’informazione monodimensionale basandosi sull’ampiezza dell’eco di un segnale trasmesso lungo una determinata direzione.

Al fine di dirigere e focalizzare in un punto l’onda ultrasonora, si presentano due possibilità: il primo metodo, mostrato in figura 8, consiste nell’utilizzo di una lente acustica.

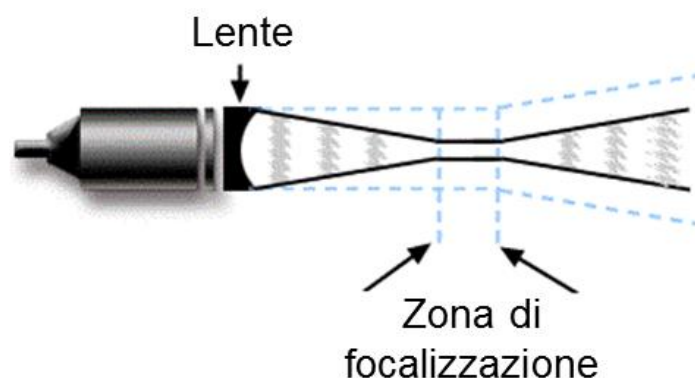


Fig.8 Sonda a singolo trasduttore con lente di focalizzazione

Il secondo metodo prevede l'impiego di un array di trasduttori che attraverso l'emissione di segnali acustici opportunamente sfasati tra loro, crea un'interferenza costruttiva, focalizzando così la quasi totalità della potenza del segnale trasmesso lungo la direzione d'interesse. Questa tecnica prende il nome di "beamforming".

Storicamente, la nascita dell'ecografia, intesa come strumento diagnostico in commercio, risale agli anni settanta, grazie alla tecnica denominata "B-mode" (Brightness mode), in cui gli echi ricevuti sono rappresentati secondo una scala di grigi, in funzione della loro intensità e il colore nero è associato all'assenza di eco. In figura 9 si riportano i principi della scansione ecografica A-mode e B-mode.

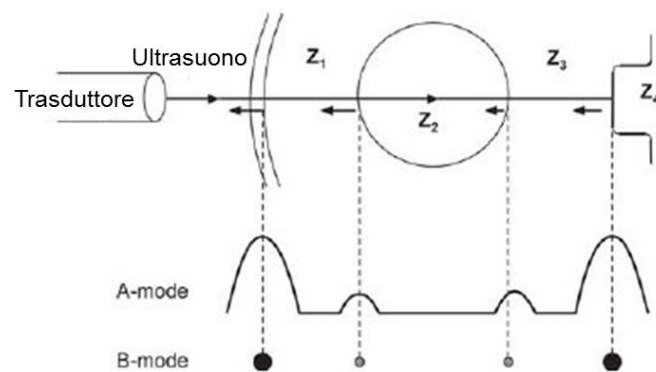


Fig.9 Scansioni ecografiche A-mode e B-mode

Il sistema precedente evolve in B-mode 2D focalizzando l'onda acustica di volta in volta lungo una direzione (linea di scansione) diversa, da cui si ottiene l'immagine rappresentata in figura 10.

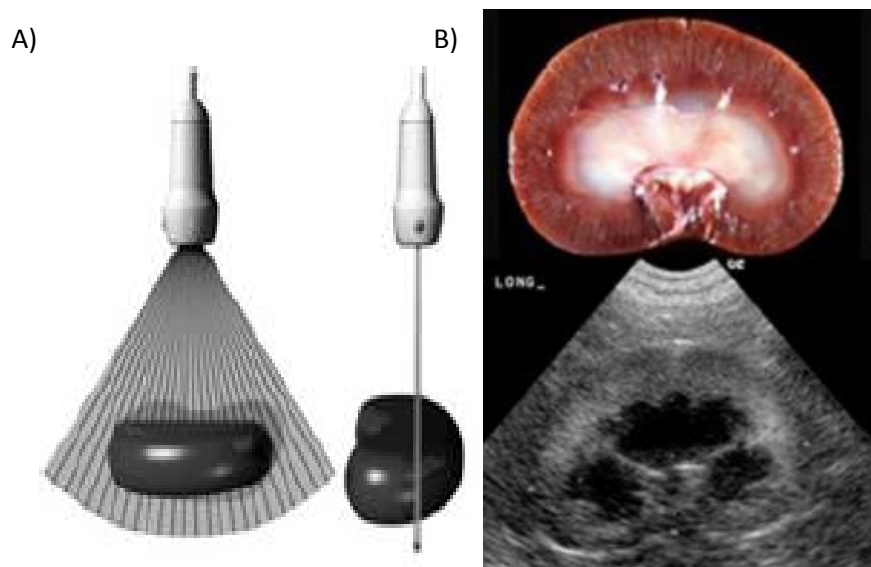


Fig.10 Scansione ecografica B-mode (A) e immagine risultante (B): scansione renale longitudinale dorsale a confronto con una sezione anatomica^[3]

E' il design della sonda a determinare la forma e il field of view dell'immagine ecografica: in ambito medico quelle più comunemente utilizzate sono di tipo sector, linear array e curved array, riportate in figura 11 [4].

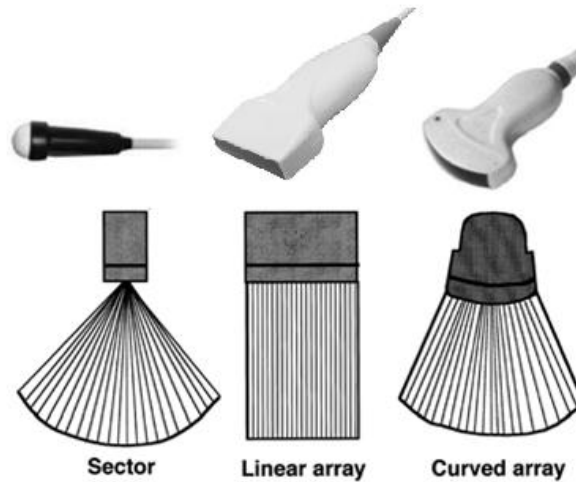


Fig.11 Sonde ecografiche

Le sonde di tipo sector sono state le prime a essere impiegate nei sistemi di imaging e, inizialmente, erano costituite da un singolo elemento in grado di essere controllato meccanicamente in direzione angolare e lineare. In seguito è stato sviluppato un array circolare costituito da anelli concentrici, a ciascuno dei quali poteva essere associato un ritardo di eccitazione appropriato al fine di ottenere un'interferenza costruttiva, e quindi una focalizzazione elettronica, lungo l'asse del fascio. Una sonda di questo tipo permette di ottenere un'immagine, la cui forma è un settore circolare, più stretta nel near field ma con una vista più ampia nel far field, ottima per esaminare gli organi di dimensioni maggiori contenuti nella cassa toracica, attraverso le costole. Una variante delle sonde sector sono le vector da cui si ottengono immagini simili alle precedenti in cui viene rimossa la parte apicale, in modo tale da ottenere una visione del near field leggermente più ampia, come rappresentato in figura 12.

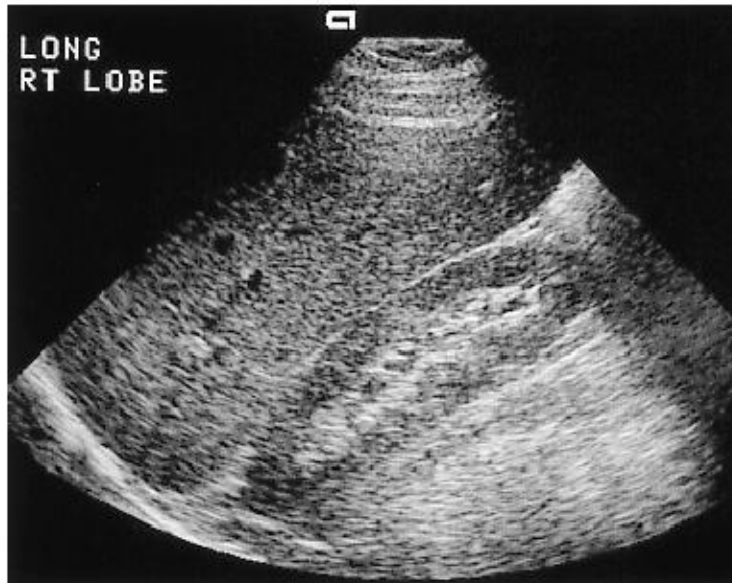


Fig.12 Immagine ottenuta grazie ad una sonda vector^[4]

Differente è la sonda di tipo linear, comprendente fino a 300 o 400 elementi ma di cui, in uno specifico istante di tempo, solo alcuni sono attivi. Il compito di stabilire quali elementi costituiscono l'apertura attiva della sonda è assegnato al beamforming controller che comanda un multiplexer in grado di attivare in successione gruppi di elementi adiacenti. In questo modo il gruppo di elementi attivi si sposta lungo l'array andando a scansionare il tessuto d'interesse e formando un'immagine rettangolare, come quella riportata in figura 13, di larghezza dipendente da quella della sonda stessa, utile per esaminare l'anatomia nel near field, appena sotto lo strato cutaneo.

Un'evoluzione della sonda linear è la phased, in grado di realizzare uno steering del fascio ultrasonoro: questa è caratterizzata da un'apertura attiva sempre centrata a metà dell'array il cui numero di elementi eccitati varia in funzione del tempo cosicché un settore di una certa apertura angolare possa essere indagato. Il vantaggio di questo tipo di sonda è di poter esaminare una regione ampia pur avendo dimensioni ridotte e ciò si rivela utile, ad esempio, per l'ottenimento di immagini cardiache in cui è necessario che la sonda non sia più grande dello spazio tra le costole.

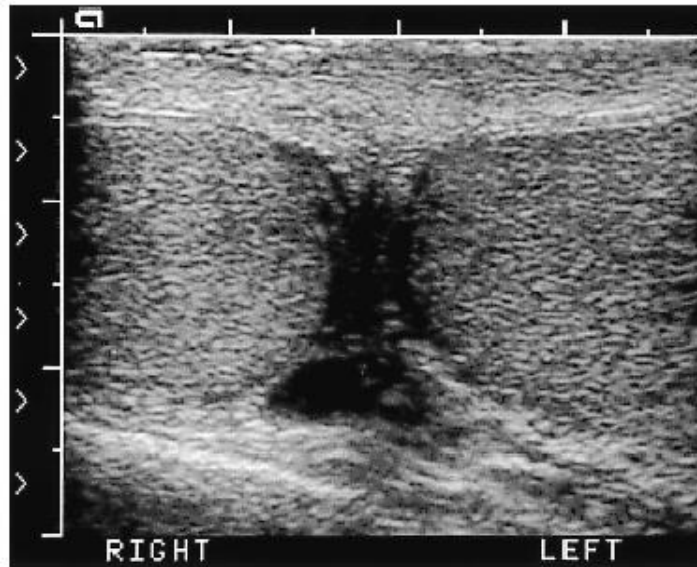


Fig.13 Immagine ottenuta grazie ad una sonda linear array^[4]

Disponendo gli elementi costituenti un array lineare su una superficie curva è possibile ottenere una sonda di tipo curved che presenta lo stesso principio di funzionamento della linear con il vantaggio di avere una scansione in differenti direzioni angolari grazie alla sua geometria. Ciò implica una vista maggiore nel near field pur mantenendone una ampia nel far field come mostrato in figura 14.

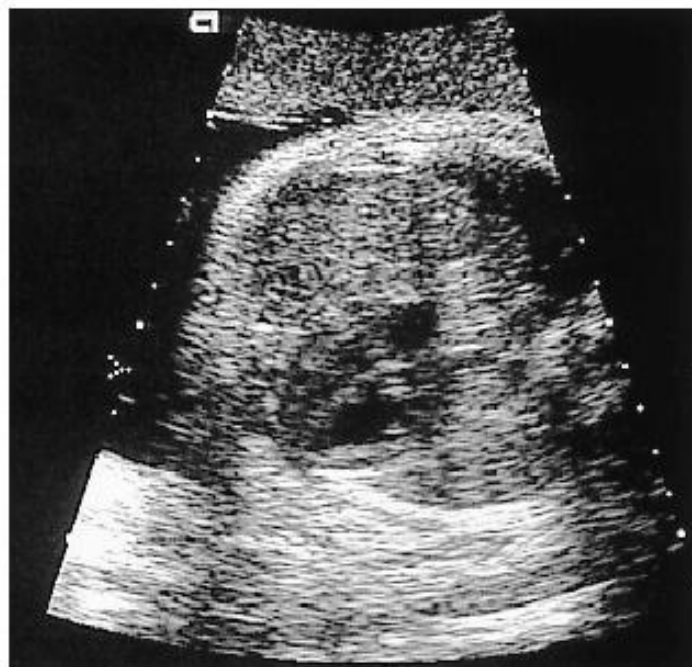


Fig.14 Immagine ottenuta grazie ad una sonda curved array^[4]

Si noti che le onde generate dalle sonde sector e curved divergono nel corso della loro penetrazione all'interno del tessuto e ciò implica una diminuzione della risoluzione laterale rispetto alle immagini ottenute grazie ad una linear.

L'evoluzione del sistema ecografico non si limita, tuttavia, all'ottenimento d'immagini bidimensionali ma porta alla realizzazione di tecniche, quali il B-mode RT (Real Time), in grado di rendere accessibile una terza dimensione, quella temporale. Infatti, eseguendo ripetutamente le scansioni sulle due dimensioni, si ottiene un effetto di visualizzazione dell'immagine in tempo reale: se la velocità di acquisizione ed elaborazione delle immagini 2D (frame) è sufficientemente elevata (superiore ai 15 frame per secondo), si percepisce una sensazione di fluidità osservando ciò che viene mostrato sul monitor.

Grazie a un miglioramento delle tecniche di lavorazione più accurate dei cristalli piezoelettrici, alla crescita delle capacità di elaborazione digitale, e al perfezionamento delle tecniche di beamforming, la qualità delle immagini è migliorata sensibilmente nel corso degli anni, fino a raggiungere i risultati odierni mostrati in figura 15.

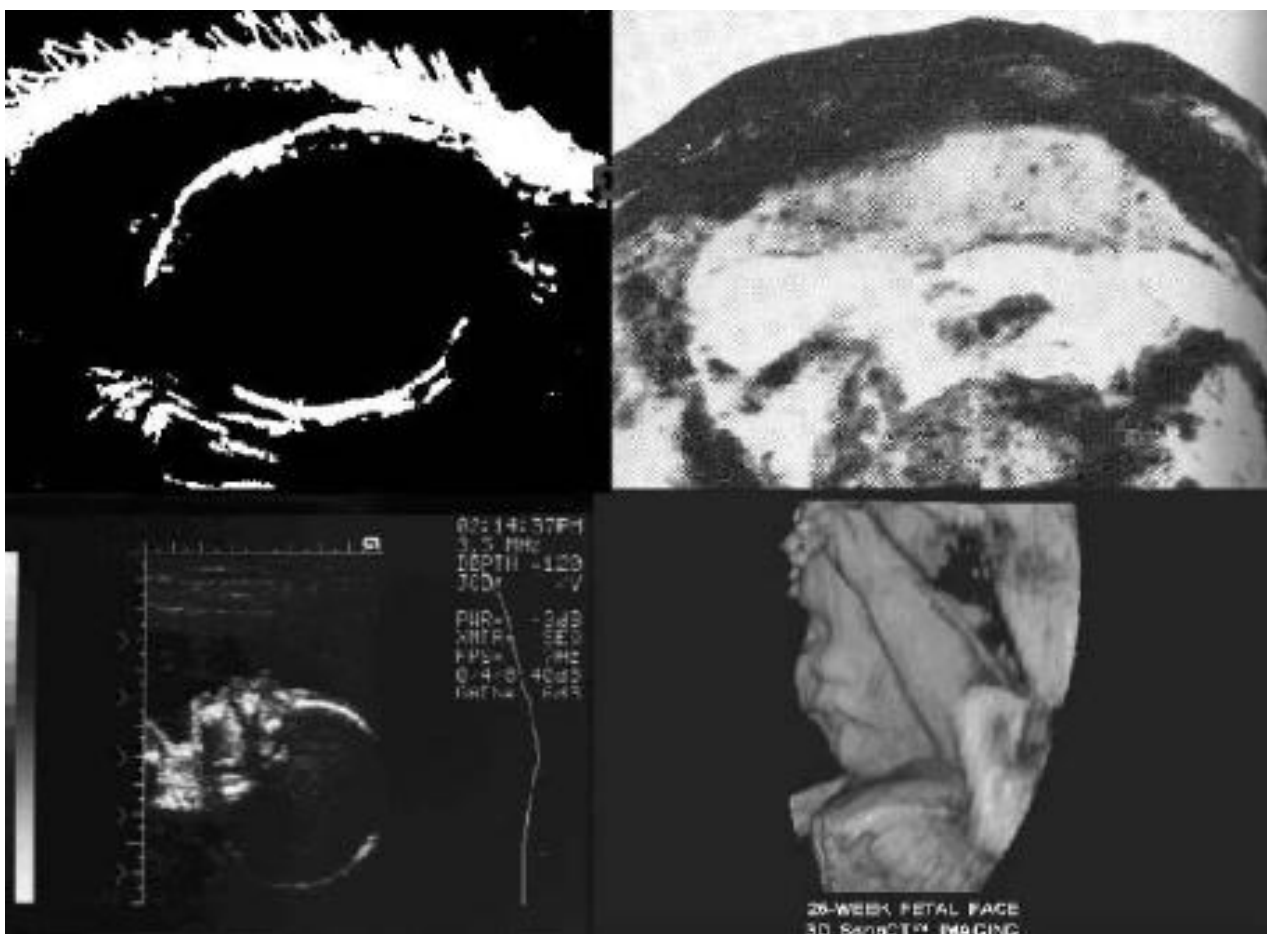


Fig.15 Evoluzione temporale delle immagini ecografiche ^[3]

Nei moderni sistemi ecografici il segnale analogico è convertito in digitale prima di formare l'immagine.

Una variante della tecnica B-mode RT, definita M(motion)-mode, consente di visualizzare i movimenti di tessuto in esame lungo una linea di scansione fissa, come mostrato in figura 16, che si rivela molto utile nell'analisi di organi in movimento quali il muscolo cardiaco.

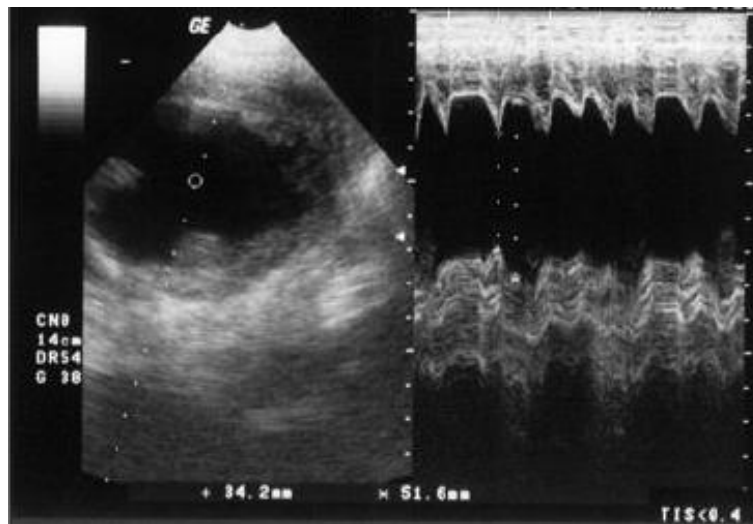


Fig.16 Immagine ecografica M-mode: arteria di un soggetto con cardiomiopatia dilatativa^[3]

E' necessario attendere gli anni novanta per iniziare a vedere le prime immagini ecografiche tridimensionali (3D), ottenute ispezionando il corpo in esame da più prospettive. Inizialmente, grazie a sistemi di attuazione meccanica all'interno della sonda, l'array di trasduttori era traslato sull'asse perpendicolare a esso, parallelamente al corpo da scansionare, ricostruendo l'immagine 3D a partire dai vari piani di scansione acquisiti, grazie ad elaborazioni digitali dei segnali molto sofisticate. La figura 17 mostra un'immagine ottenibile con le apparecchiature moderne.



Fig.17 Immagine ecografica 3D^[3]

Grazie all'evoluzione del processo di elaborazione digitale del segnale è stato possibile acquisire sempre più immagini in un tempo sempre più breve; siamo negli anni 2000 quando s'intravede la possibilità di realizzare sistemi ecografici in grado di visualizzare immagini 3D in tempo reale, grazie alla realizzazione di sonde bidimensionali, costituite da una matrice di trasduttori.

La tecnologia denominata "3D Real Time" è ora riservata ad applicazioni limitate, quali la visualizzazione di un feto in movimento, e questo fattore, unito all'elevato costo di produzione, non giustifica gli investimenti che sarebbero necessari in ricerca e sviluppo. Per realizzare questo tipo di sistemi, infatti, bisogna ricorrere a una matrice di elementi in grado di ispezionare un volume in un tempo molto breve: l'operazione di acquisizione volumetrica diventa così ripetibile, e, se eseguita con un frame rate di almeno 15 fps, conferisce alle immagini visualizzate sul monitor la stessa fluidità che caratterizza le immagini 2D realizzate grazie al sistema B-mode RT.

La figura 18 mostra la differenza tra una sonda monodimensionale per acquisizioni 2D e una bidimensionale per quelle 3D.

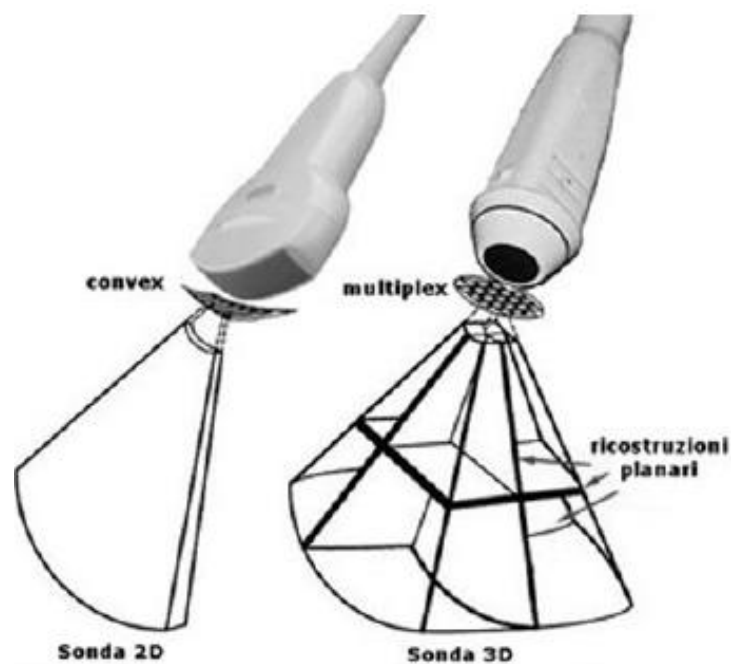


Fig.18 Sonde 2D e 3D

I trasduttori piezoelettrici comunemente utilizzati nelle sonde ecografiche hanno un diametro di circa 150 μm , il che costituisce un ostacolo alla tecnologia 4D: realizzare cristalli con dimensioni inferiori è costoso, a causa della complessità del processo di fabbricazione.

Per realizzare tagli su materiali piezoelettrici molto piccoli è necessario l'utilizzo di macchine a controllo numerico molto raffinate, il cui costo deve essere ammortizzato dai volumi di vendita delle sonde, cosa che, attualmente, non avviene.

Proprio per questo motivo, nell'ultimo decennio, è nato un interesse per un nuovo tipo di trasduttori acustici, realizzabili con processi MEMS (Micro-Electro-Mechanical System) standard, denominati CMUT (Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer), ricavati da una fetta in silicio e mostrati in figura 19.

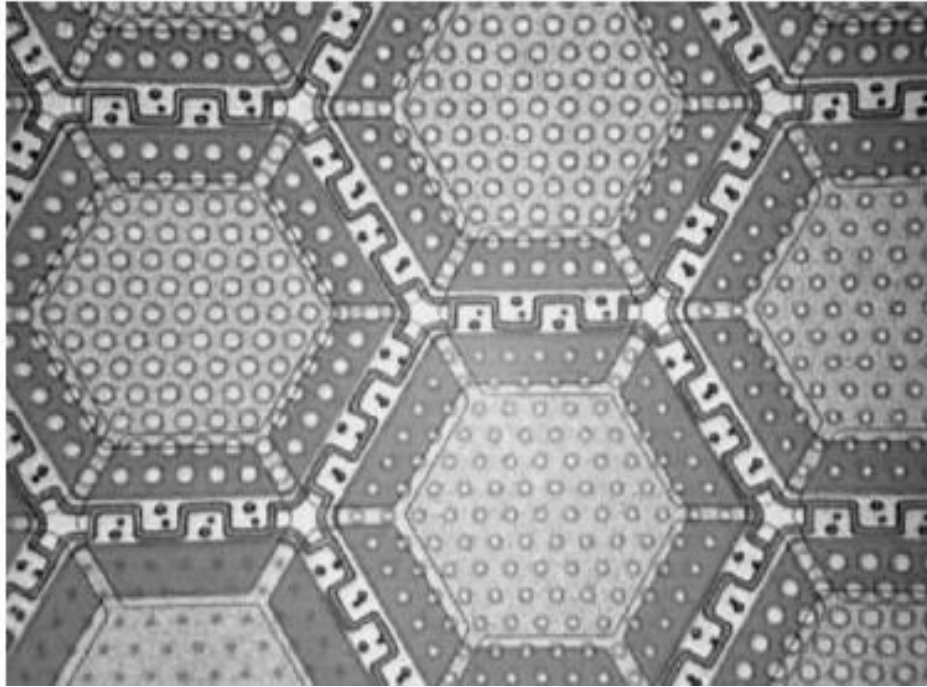


Fig.19 CMUT

2.4 Struttura di un sistema ecografico

Si riporta in figura 20 la struttura complessiva di una macchina ecografica.

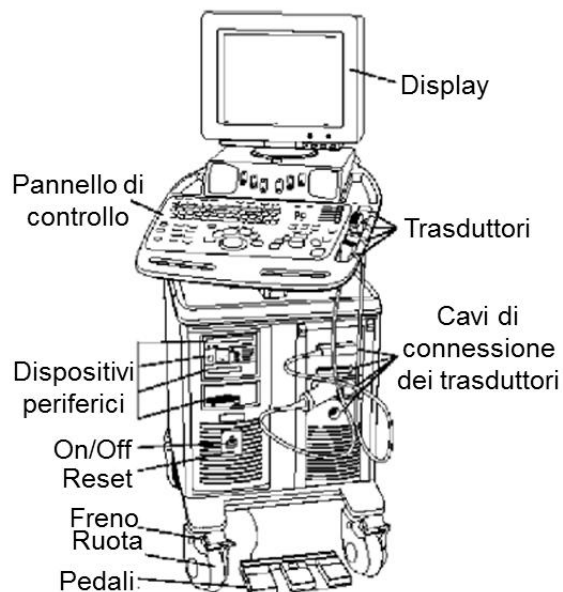


Fig.20 Struttura esterna di un sistema ecografico^[1]

L'intero sistema è montato su un carrello per garantire la portabilità della macchina: nella parte destra sono rappresentati diversi tipi di sonde e le loro connessioni, a sinistra sono indicati i principali controlli di accensione, i dispositivi periferici, quali quelli volti alla memorizzazione dell'informazione utile, e l'interfaccia macchina-utente.

Al fine di comprendere la funzionalità di un sistema ecografico è necessario analizzare i blocchi principali individuati in figura 21.

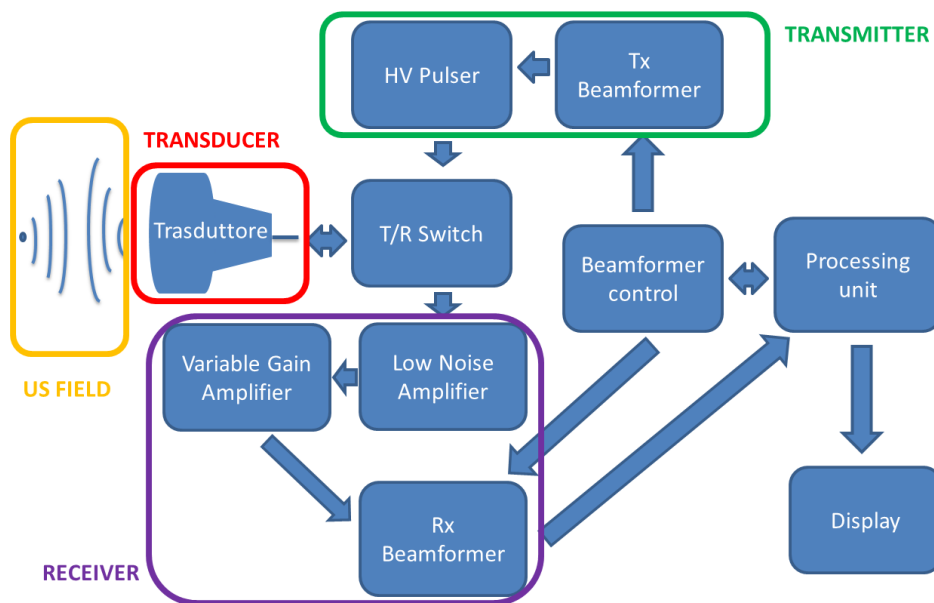


Fig.21 Sistema ecografico

PROCESSING UNIT

Calcolatore o insieme di microprocessori che dirigono le operazioni dell'intero sistema in base ai controlli e agli input esterni, in modo tale che l'hardware funzioni nel modo desiderato. Questa unità determina il setup adeguato per il beamforming di trasmissione e ricezione, gestisce l'elaborazione dei segnali e tutte le funzioni di output legate al display.

BEAMFORMING CONTROLLER

Blocco il cui compito è di regolare l'attività dei beamforming in trasmissione e ricezione al fine di ottenere una corretta formazione dell'immagine.

TX BEAMFORMER

Gestisce le temporizzazioni dei segnali inviati ai singoli trasduttori della sonda per la generazione del fascio trasmesso permettendone la focalizzazione in un punto e lo steering, come mostrato in figura 22.

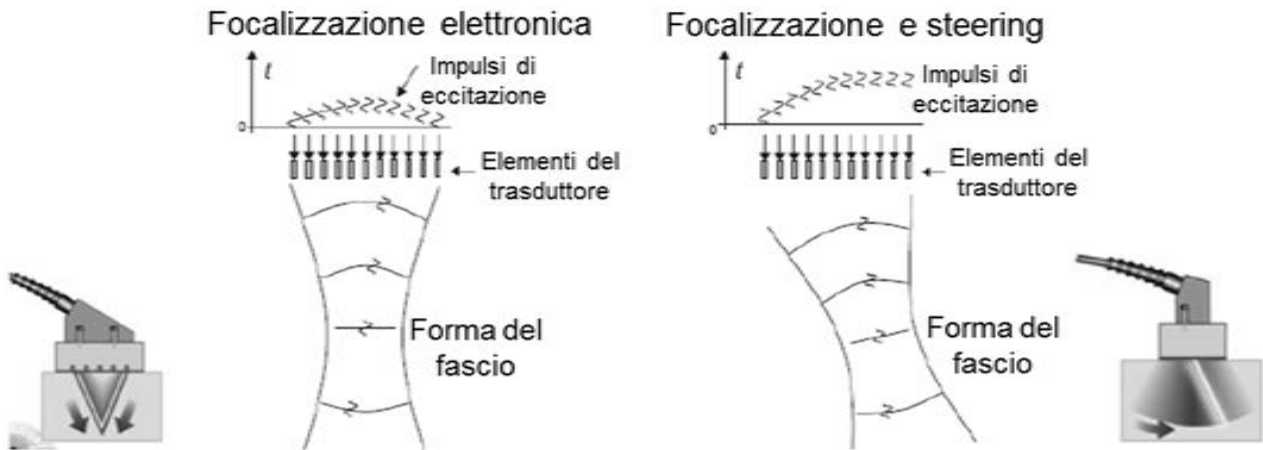


Fig.22 Funzioni del Tx Beamformer: focalizzazione e steering

HV PULSER

I pulser High Voltage, di numero variabile, generano impulsi che pilotano la circuiteria ad alta tensione, amplificando e traslando a livelli di tensione opportuni i segnali Low Voltage, provenienti dal Tx Beamformer.

T/R SWITCH

I T/R Switch proteggono la circuiteria a bassa tensione collegata alla sonda per la parte di ricezione. Durante la trasmissione, ai capi dei trasduttori, si applicano tensioni molto elevate tra i 50 V e i 300 V e un nodo del trasduttore, che è in comune con la circuiteria di ricezione, si danneggerebbe istantaneamente qualora fosse sollecitato da una tale escursione di tensione. I T/R Switch sono interruttori che interrompono il collegamento tra le due circuiterie durante la fase di trasmissione e lo ripristinano in fase di ricezione.

TRASDUTTORE

Il ruolo del trasduttore è di convertire una sollecitazione meccanica in un valore di tensione o corrente, fruibile dai circuiti elettronici, e viceversa. In campo ecografico la sollecitazione meccanica è costituita dalla pressione esercitata sulla superficie del trasduttore da parte dell'onda

acustica ricevuta (eco) o da quella generata dal trasduttore stesso come risposta a uno stimolo elettrico durante la trasmissione.

US FIELD

Distribuzione del campo acustico che si genera nel mezzo entro cui si propagano le onde ultrasonore.

LOW NOISE AMPLIFIER

I Low Noise Amplifiers ricevono i segnali di eco caratterizzati da un ampio dynamic range e, introducendo il minor rumore possibile, amplificano il segnale ricevuto per predisporlo alla digitalizzazione, applicando un guadagno fisso.

VARIABLE GAIN AMPLIFIER

Blocco il cui compito è di portare i segnali provenienti dal LNA alla massima dinamica d'ingresso del blocco elettronico successivo, compensando, attraverso un guadagno variabile, funzione della profondità di provenienza del segnale, l'effetto dell'attenuazione tissutale, come mostrato in figura 23.

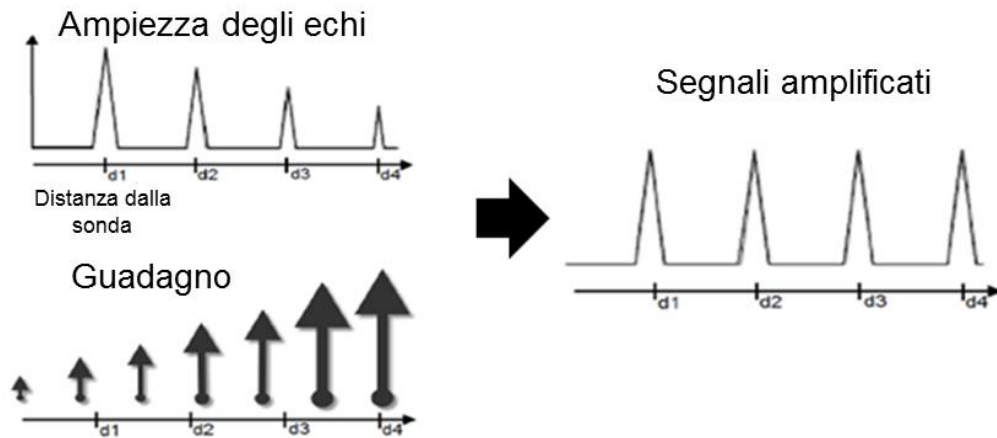


Fig.23 Effetto del VGA

RX BEAMFORMER^[5]

Il blocco Rx Beamformer riallinea e combina i segnali provenienti dal Variable Gain Amplifier, compensando i differenti tempi di arrivo degli stessi, per permettere la corretta ricostruzione dell'immagine. In figura 24 si evidenziano le funzioni svolte da tale blocco: il delay stage ha il compito di attribuire un ritardo adeguato ai segnali in ingresso al fine di garantire il riallineamento dei segnali che vengono infine sommati.

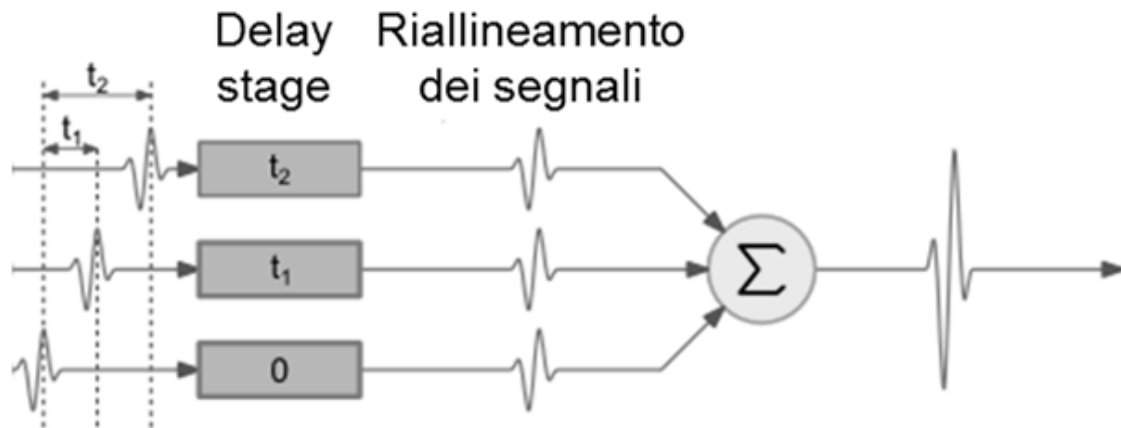


Fig.24 Funzione del Rx Beamformer

Il profilo dei ritardi può essere continuamente adattato, come mostrato in figura 25, al fine di seguire il fronte d'onda in movimento grazie ad una focalizzazione di tipo dinamico. Ciò migliora la focalizzazione stessa e la risoluzione dell'immagine, ma richiede l'utilizzo di un'elettronica più sofisticata.

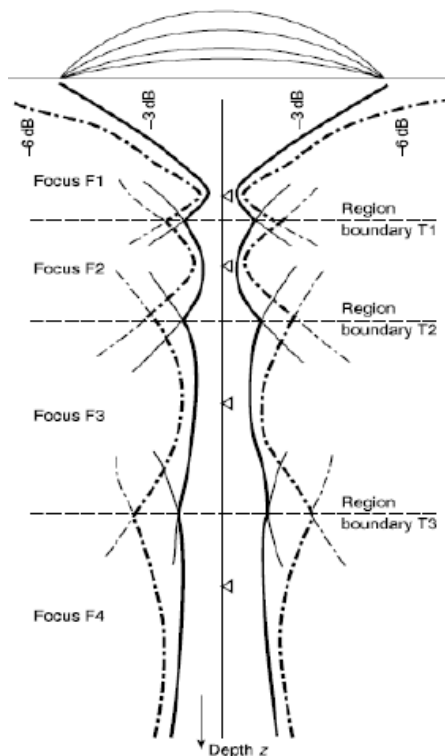


Fig.25 Focalizzazione dinamica

DISPLAY

Interfaccia macchina-utente che permette la visualizzazione dell'immagine ecografica. La tastiera consente, inoltre, di selezionare la modalità operativa, di controllare la profondità di penetrazione e

il sistema di trasmissione, di selezionare il fuoco e il tipo di sonda, ottimizzando la rappresentazione dell'immagine, la registrazione e la comparazione.

2.5 Elaborazione dei segnali e formazione dell'immagine

Al fine di comprendere il ruolo dei blocchi funzionali analizzati, è necessario presentare le fasi su cui si basa l'elaborazione dei segnali e la formazione dell'immagine, rappresentate in figura 26.

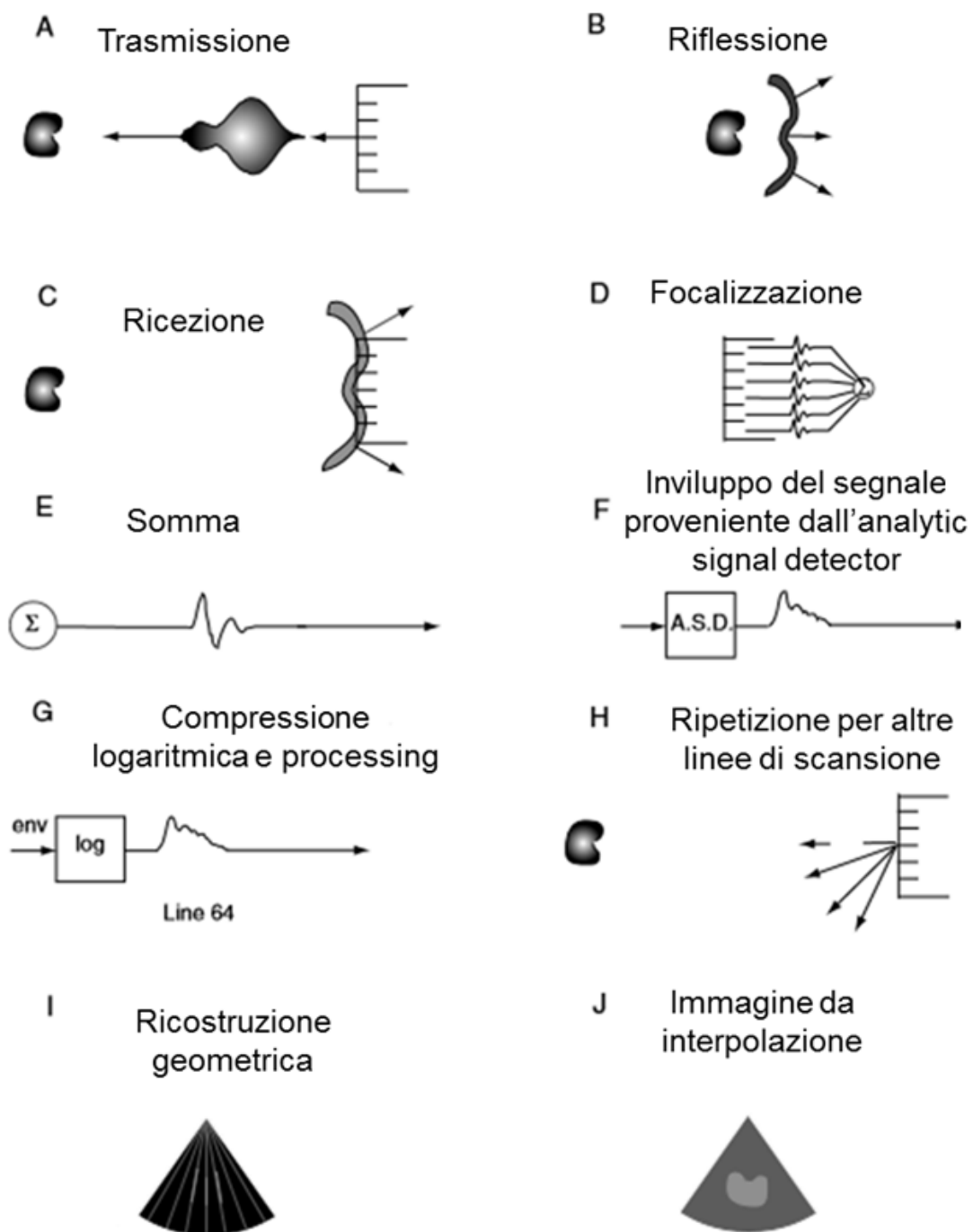


Fig.26 Elaborazione dei segnali e formazione dell'immagine^[1]

L'array di trasduttori, nel ruolo di attuatore, genera un'onda ultrasonora che si propaga all'interno dei tessuti (A) interagendo con essi. Parte dell'energia è trasmessa e parte riflessa (B), quest'ultima costituisce il segnale di eco, il cui tempo di ricezione è alla base della rappresentazione delle strutture anatomiche presenti nel tessuto analizzato. La ricezione (C) avviene grazie allo stesso array di trasduttori in funzione di sensore, il quale trasforma segnali meccanici in tensioni, fruibili dai circuiti elettronici. Ai segnali provenienti dal singolo trasduttore, viene applicato un ritardo, in funzione della distanza tra esso ed il punto di riflessione (all'elemento più vicino è dato un ritardo maggiore, al più lontano minore) al fine di riallineare i segnali (D). Questi sono in seguito sommati per costituire un unico segnale di output (E) del quale si ricava l'involuppo (F). I successivi blocchi di elaborazione, solitamente presenti nella macchina principale, sono adibiti alla compressione logaritmica e al processing del segnale ottenuto (G). Ripetendo il procedimento fin qui descritto per differenti linee di scansione (H), è possibile ottenere informazioni relative a più linee di interesse. Queste saranno elaborate attraverso algoritmi di ricostruzione geometrica (I) al fine di ottenere un'immagine dall'interpolazione di tutte le linee di scansione (J).

I paragrafi successivi si concentreranno sull'analisi della funzione dell'array di trasduttori e sul blocco di ricezione, in particolare sulla fase di amplificazione del segnale e di beamforming.

2.5.1 Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer^[6]

I primi trasduttori a essere impiegati in ambito ecografico erano realizzati grazie a materiali piezoelettrici, caratterizzati dalla proprietà di generare una differenza di potenziale o una corrente elettrica a seguito di una variazione di spessore o di lunghezza, se opportunamente collegati a un circuito esterno. Tra i principali svantaggi dei cristalli piezoelettrici, i costi di produzione giocano un ruolo fondamentale poiché la manodopera richiesta è altamente specializzata e la lavorazione meccanica è complessa.

I trasduttori capacitivi micro fabbricati su silicio (Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer, CMUT) hanno superato tale ostacolo grazie all'estrema precisione raggiunta dalle tecniche litografiche che garantiscono non solo la ripetibilità del processo ma anche di ottenere la precisione e l'automazione proprie della micro-elettronica. I bassi costi di produzione non sono il solo vantaggio a favore dell'impiego dei CMUT in ambito ecografico: questo tipo di trasduttori sono costruiti su silicio, e quindi direttamente integrabili nel processo CMOS, permettendo una riduzione ingente delle capacità parassite d'interconnessione tra dispositivo e ASIC di un fattore 10 rispetto ai trasduttori piezoelettrici, e ciò implica una riduzione di un fattore 10 della dissipazione termica rispetto agli stessi. Inoltre, le dimensioni ridotte permettono di raggiungere frequenze

sempre maggiori, mentre il migliore accoppiamento tra la membrana e il mezzo di propagazione, dovuto alla minore differenza d'impedenza acustica, garantisce una larghezza di banda maggiore, e quindi una risoluzione assiale superiore, e una maggiore lunghezza dell'impulso in trasmissione e della profondità di penetrazione. Questo tipo di trasduttori è stato impiegato con successo non solo in modalità B-mode ma anche in Pulsed Wave Doppler e Color Doppler mode, più soggetti a distorsioni dovute al rumore. Il limite principale dei CMUT risiede nell'utilizzo di una tensione di polarizzazione elevata ai loro capi, da cui dipendono la sensibilità, l'efficienza di trasduzione e la sua intrinseca delicatezza. A differenza dei trasduttori piezoelettrici, che sfruttano la vibrazione di particolari cristalli, i CMUT si basano sulla vibrazione flessoria di piatti micro fabbricati, quali quelli rappresentati in figura 27, attuati elettrostaticamente.

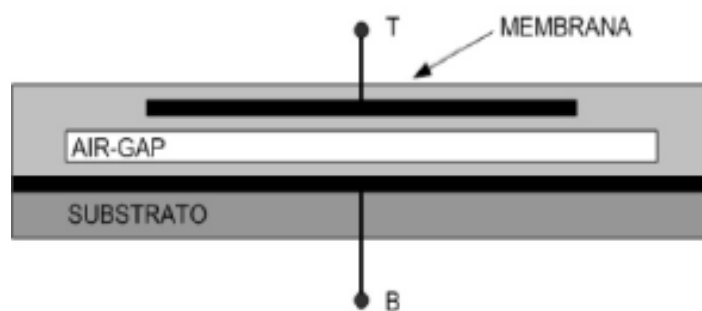


Fig.27 Struttura del CMUT

Essi sono costituiti da una membrana vibrante di materiale conduttivo ed isolata dall'esterno, sospesa su di un substrato di silicio da cui è separata da una cavità sigillata che consente tale movimento. Applicando una differenza di potenziale a due elettrodi posti uno sulla membrana (top electrode) e uno sul substrato (bottom electrode), si genera una forza elettrostatica attrattiva a cui segue la flessione della membrana mobile, come mostrato in figura 28. Viceversa, in ricezione, se la membrana mobile è soggetta a una forza, riducendo la sua distanza dall'elettrodo connesso al substrato, si ottiene un aumento della capacità, dovuto all'avvicinamento delle due facce del dispositivo, come avverrebbe avvicinando le stesse in un condensatore a facce piane e parallele. Se il CMUT è collegato ad un circuito elettronico è possibile accumulare una carica su di esso e una variazione di capacità comporta una variazione della differenza di potenziale tra gli elettrodi, rilevabile dai circuiti elettronici.

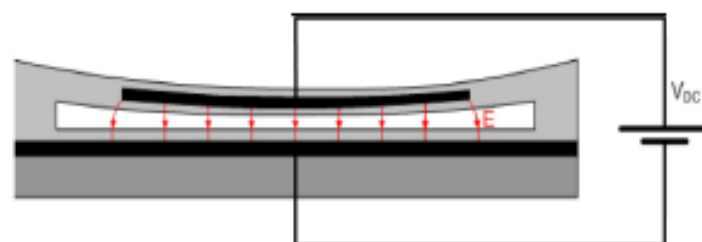


Fig.28 Flessione della membrana

Ogni elemento nella matrice dei trasduttori è costituito da diverse celle (membrane vibranti) CMUT connesse in parallelo, la cui dimensione e spessore dipendono dalle frequenze necessarie all'applicazione considerata.

A seconda della tecnica di interconnessione tra dispositivo e ASIC, si distinguono tre differenti processi di fabbricazione:

1. CMUT-in-MOS: in questo caso i due processi sono compatibili e il CMUT è ottenuto sullo stesso substrato dell'ASIC contemporaneamente al processo CMOS.
2. CMUT-on-MOS: in questo caso i due processi possono essere ottimizzati separatamente e il CMUT è costruito in seguito al processo CMOS sul medesimo chip.
3. Flip-chip o wire bonding: ASIC e CMUT sono costruiti su chip diversi che vengono interconnessi.

Nel caso specifico del CMUT oggetto di studio di questo lavoro di tesi, realizzato presso ACULAB (ACoUstic LABoratory) dell'Università degli Studi Roma Tre [6], la fabbricazione si basa su di un processo di tipo inverso (Reverse Fabrication Process, RFP) su fette di silicio: la tecnologia di micro fabbricazione prevede un approccio top-down, dal top layer, cioè la membrana vibrante, fino alla definizione dei pads di interconnessione elettrica. Il processo ha inizio sulla parte superiore di un sottile strato di nitruro di silicio, Low Pressure Chemical Vapor Deposited (LPCVD), posto su un wafer di silicio ad alta resistività e su cui si deposita l'elettrodo superiore, costituito da più strati di alluminio, titanio e tungsteno. Un sottile strato di questi ultimi due elementi sul primo previene la degradazione della metallizzazione durante il successivo deposito di nitruro di silicio mediante plasma, come agente passivante. In seguito si aggiunge uno strato di cromo e si ripete la medesima tecnica per l'elettrodo inferiore. In seguito ad un'ulteriore passivazione mediante Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition (PECVD) di nitruro di silicio, si creano i fori per la realizzazione della cavità della cella e lo stesso viene impiegato per la sigillatura finale che sarà incisa per la formazione delle interconnessioni. Le diverse fasi che caratterizzano la realizzazione, nel caso specifico, del CMUT sono riassunte in figura 29.

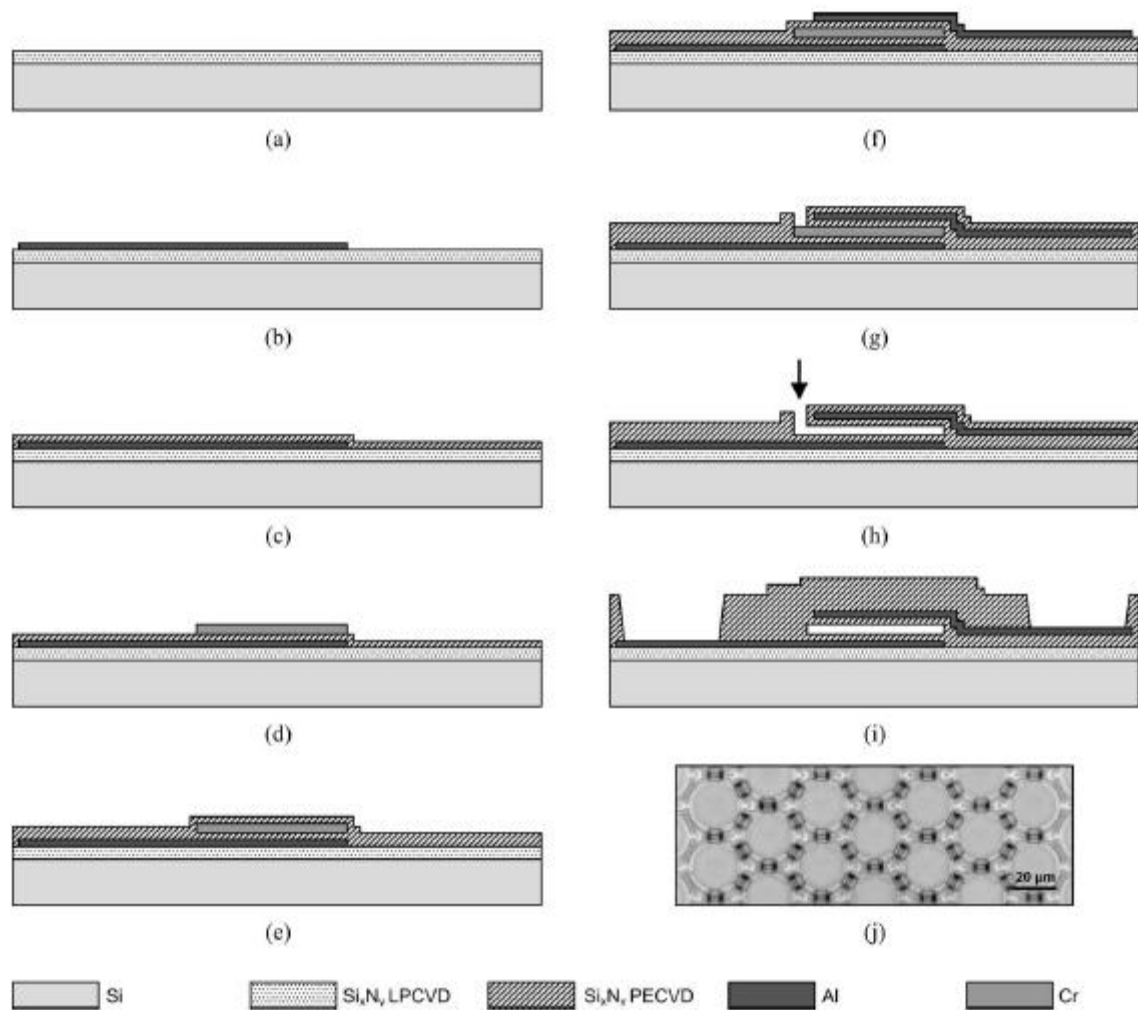


Fig.29 (a)-(i) Processo di fabbricazione inversa per una cella. (j) Foto del layout di una cella del CMUT

I vantaggi di questo tipo di lavorazione risiedono nella struttura vibrante del CMUT, completamente costituita da nitruro di silicio LPCVD, di cui si garantisce un'elevata accuratezza dello spessore sulla fetta di silicio, e quindi un'omogeneità del comportamento meccanico del trasduttore, e nell'utilizzo di nitruro di silicio PECVD che, essendo depositabile a temperature relativamente basse, permette l'utilizzo di alluminio, le cui proprietà elettriche garantiscono la bassa resistività degli elettrodi. Inoltre, l'approccio top-down fa sì che i pads d'interconnessione siano posteriori mentre in altri tipi di micro fabbricazione tale risultato è ottenibile solo usando processi molto costosi.

L'analisi del blocco funzionale di trasduzione del segnale sviluppata in questo lavoro di tesi si concentra sul potenziamento di uno script, sviluppato in precedenza presso ACULAB e basato sul modello di Mason di un CMUT compatibile con le specifiche del progetto DeNeCor.

2.5.2 Variable-Gain-Low-Noise-Amplifier

Nel lavoro di tesi le funzioni competenti al Low Noise Amplifier e al Variable Gain Amplifier sono svolte da un unico circuito, sviluppato presso lo Studio di Microelettronica dell'università di Pavia, in base alle cui caratteristiche sarà implementato il modello Matlab[®]. Al fine di comprendere meglio ciascun blocco funzionale, tuttavia, si procede all'analisi dei due amplificatori distinti.

Per LNA s'intende un componente elettronico volto ad amplificare segnali molto deboli, collocato in prossimità del dispositivo di ricezione, in modo tale che gli effetti del rumore negli stadi successivi della catena siano ridotti grazie al guadagno da esso introdotto. Un buon LNA introduce i minori rumore e distorsione possibili ed è caratterizzato da una bassa figura di rumore, un guadagno sufficiente alle applicazioni desiderate e un punto d'intermodulazione e compressione adeguati.

Nel caso analizzato, all'interno del medesimo blocco funzionale si trova il Variable Gain Amplifier il cui compito è di introdurre un guadagno variabile al segnale d'ingresso in funzione della profondità da cui esso proviene. L'ultrasuono, infatti, propagandosi in un mezzo, cede parte della sua energia iniziale riducendo la propria ampiezza e tale fenomeno, definito attenuazione, deve essere compensato al fine di garantire la consistenza dell'informazione. L'attenuazione subita dal segnale è espressa dalla relazione 15, ricavata a partire dalla 11:

$$\text{attenuazione}_i(\text{dB}) = -20 \cdot \log(e^{-\alpha \cdot f \cdot \text{depth} \cdot h_i}) \quad (15)$$

dove la profondità, depth, da cui proviene il segnale è espressa in cm, la frequenza in MHz e α è il coefficiente di attenuazione del mezzo preso in esame, espresso in $(\text{dB cm}^{-1} \text{MHz}^{-1})$, nel caso d'interesse pari a 1, valore assunto anche dal parametro k, presente nella relazione 11.

2.5.3 Beamforming e microbeamforming^[7, 8]

La ricerca e lo sviluppo di nuovi sistemi ecografici si sono focalizzati negli ultimi anni sulla realizzazione di dispositivi più portabili, più economici e maggiormente efficienti dal punto di vista dei consumi. I blocchi che sono stati maggiormente ottimizzati per raggiungere tali obiettivi sono stati la sonda, i circuiti di trasmissione, ricezione e beamforming.

Attualmente, una grande percentuale della complessità di un sistema ecografico dipende dal tipo di beamformer. E' necessario fornire tal elemento di funzioni altamente specializzate per permettergli la gestione della focalizzazione della sonda, solitamente costituita da più sensori volti a processare i segnali trasmessi e ricevuti.

La distanza tra i diversi trasduttori e il punto di focalizzazione non è la stessa e ciò comporta la ricezione di segnali non in fase. Il beamformer introduce un ritardo che compensa le diverse

lunghezze di percorso (al trasduttore più vicino sarà dato il ritardo maggiore e viceversa) e fa in modo che i segnali siano rifasati cosicché sommandoli si possa massimizzare l'informazione in essi contenuta e ricostruire correttamente l'immagine.

Esistono tre differenti tipi di circuiti di beamforming: la prima soluzione è di tipo interamente digitale e prevede che ai segnali provenienti dal singolo trasduttore, campionati grazie ad un ADC, siano associati dei ritardi digitali, in modo tale che i primi possano essere sommati coerentemente, al fine di procedere con l'estrazione dell'involuppo della loro somma, e con un processing ulteriore. Questo tipo di beamforming si rivela inaccettabile per i dispositivi di ultima generazione, dotati di un numero elevato di canali, che necessitano di un'elaborazione simultanea dei segnali provenienti dai trasduttori. Considerando una sonda bidimensionale costituita da 64x64 elementi, ad esempio, si avrebbero 4096 elementi e altrettanti ADC: non solo ciò causerebbe problemi in termini di tempi di elaborazione dei segnali ma anche il consumo di potenza e le dimensioni dell'area dell'ASIC risulterebbero inaccettabili.

Maggiormente efficiente si rivela il beamforming analogico che non prevede il campionamento della sequenza di segnali ricevuti dalla sonda: a questi sono applicati dei ritardi analogici, e i segnali risultanti sono sommati e, solo in seguito, digitalizzati. Questo elimina la necessità di avere un singolo ADC per ciascun canale, consentendo una riduzione delle dimensioni della sonda e dei consumi, ma pone una nuova sfida relativa alle modalità con cui realizzare il rifasamento dei segnali utilizzando pochi componenti di dimensioni ridotte. Il beamforming analogico consente una riduzione del rumore totale grazie a una sua media implicita tra i diversi canali durante l'attuazione del beamforming stesso, ma comporta una minore versatilità rispetto a quello di tipo digitale. Inoltre esso consente un beamforming lungo una sola direzione (fuoco infinito) o un solo punto (fuoco finito) e, prove volte alla realizzazione di un focus dinamico, attraverso lo switching di tre profili di ritardi, hanno portato a discontinuità inaccettabili sul segnale finale.

Il terzo tipo di beamformer consiste in una soluzione ibrida in cui solo alcuni blocchi risultano digitali, il cui obiettivo è quello di unire la semplicità di realizzazione dei sistemi digitali ai vantaggi di quelli analogici.

Il problema delle sonde 2D di ultima generazione, costituite da migliaia di trasduttori, è il numero elevato di cavi coassiali necessari a trasportare i segnali ricevuti dalla sonda all'unità di elaborazione della macchina. La presenza di molti cavi comporta una larghezza maggiore della connessione totale che rende impossibile la riduzione delle dimensioni del dispositivo e un peggioramento in termini di Signal to Noise Ratio (SNR). Una soluzione è stata trovata grazie ai sistemi di micro-beamforming il cui obiettivo è di elaborare i segnali provenienti da sotto-aperture dell'array bidimensionale direttamente all'interno della sonda in modo tale da trasferire parte

dell'elettronica di condizionamento e beamforming in essa, riducendo il numero di cavi coassiali verso la macchina principale, a parità di qualità dell'informazione.

Gli elementi che costituiscono l'array del trasduttore sono divisi in sotto-aperture e i segnali ricevuti sono riallineati applicando un coarse delay, comune a tutti gli appartenenti al medesimo sottogruppo, ed un fine delay, specifico per ciascuno di essi, e quindi sommati. Poiché il primo dei ritardi citati può essere realizzato esternamente, il design del chip di micro-beamforming è notevolmente semplificato perché è volto alla sola applicazione del fine delay e l'uscita della sonda sarà caratterizzata da un numero minore di cavi (figura 30); inoltre, la complessità dell'elettronica può essere ulteriormente ridotta quantizzando il fine delay al prezzo di un errore trascurabile.

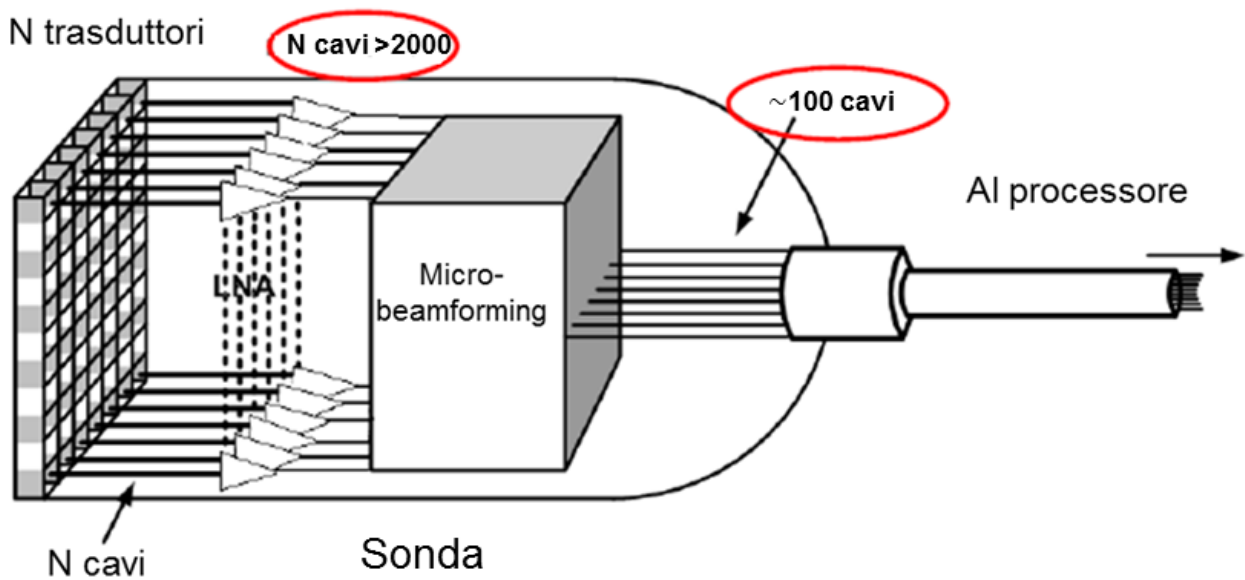


Fig.30 Micro-beamforming

Capitolo 3. Materiali e metodi

3.1 Modellizzazione del trasduttore

3.1.1 Modello circuitale equivalente del CMUT^{[3][6]}

Al fine di ricavare un modello fruibile dal progettista analogico, si esegue un'approssimazione della struttura del CMUT che altrimenti dovrebbe essere analizzata in modo preciso utilizzando un modello agli elementi finiti, una tecnica numerica basata sulla divisione di un problema complesso in un numero finito di sottoproblemi di cui si risolvono le equazioni differenziali che ne governano la fisica di funzionamento. Si trascurano le non linearità del movimento della membrana, introducendo costanti di correzione che compensano lo spostamento non uniforme della stessa rispetto alla posizione iniziale, cosicché il dispositivo possa essere approssimato con un sistema massa-molla-smorzatore: quando viene applicata una forza elettrostatica alla membrana, essa si flette esercitando una forza opposta che tende a ripristinare la condizione di equilibrio (effetto molla), mentre tutte le perdite di energia, comprese quelle dovute all'accoppiamento meccanico-acustico tra la membrana ed il mezzo di propagazione possono essere concentrate in un unico elemento dissipativo, come mostrato in figura 31.

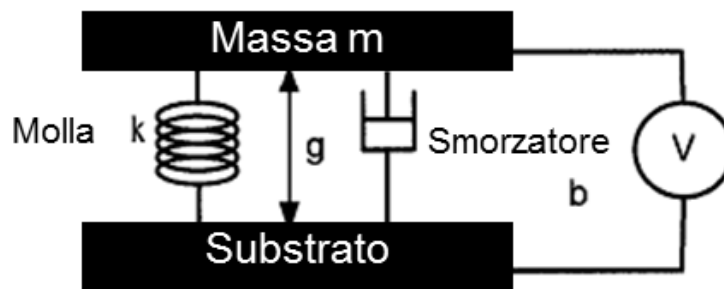


Fig.31 Modello del condensatore a piatti piani paralleli^[3]

k indica la costante elastica della molla, b il coefficiente di smorzamento dello smorzatore, V è la tensione applicata tra i due elettrodi del CMUT che distano g ; la membrana è assimilata ad un piatto rigido di massa m . Applicando la seconda legge di Newton è possibile scrivere la relazione 16:

$$m\ddot{x} = m\ddot{g} = \sum F = F_e + F_m + F_s + F_b \quad (16)$$

dove $x = g - g_0$, con g_0 distanza iniziale, F_e rappresenta la forza elettrostatica, F_m quella acustica o meccanica applicata attraverso il mezzo di propagazione, F_s quella elastica e F_b quella esercitata

dallo smorzatore. Considerando i versi dei vettori forza, è possibile scrivere le relazioni 17, 18, 19, 20:

$$F_s = -kx \quad (17)$$

$$F_b = -b\dot{x} = -bv \quad (18)$$

$$F_e = -\frac{\epsilon_0 AV^2}{2g^2} \quad (19)$$

$$m\ddot{x} + b\dot{x} + kx = F_e + F_m \quad (20)$$

dove v indica la velocità della membrana, ϵ_0 è la costante dielettrica nel vuoto, A l'area della membrana. In prima approssimazione, è possibile considerare b pari all'impedenza acustica nel mezzo Z_m .

Si evidenzia una forte non linearità del comportamento del CMUT, data dalla dipendenza quadratica tra la forza elettrostatica e la tensione applicata, e un'ulteriore approssimazione relativa ai modi di vibrazione di ordine superiore e alla non linearità della costante elastica in funzione della posizione della membrana (fenomeno dello springs softening).

Nonostante le approssimazioni, il modello consente di ricavare l'equivalente elettrico del sistema meccanico da utilizzare nelle simulazioni, detto modello di Mason, a due porte, una elettrica e una meccanica, come mostrato in figura 32 e spiegato in dettaglio nel seguito del paragrafo.

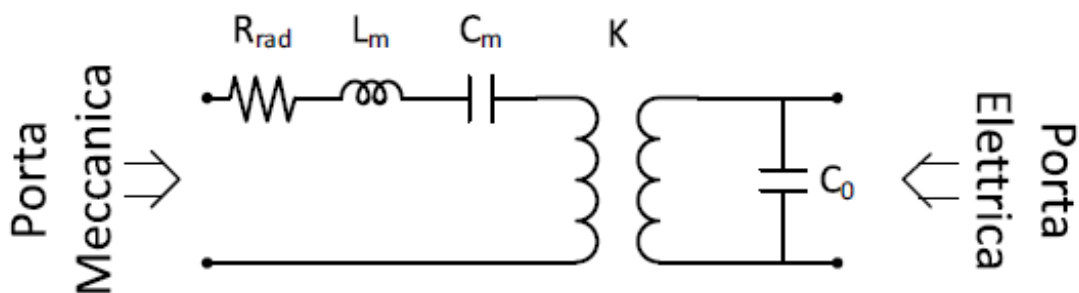


Fig.32 Modello di Mason^[3]

Secondo la convenzione utilizzata per il trasformatore si ricavano le relazioni 21 e 22:

$$V_{mecc} = KV_{ele} \quad (21)$$

$$I_{mecc} = \frac{I_{ele}}{K} \quad (22)$$

con V_{mecc} la tensione ai capi del trasformatore della maglia meccanica, V_{ele} quella ai capi del trasformatore della maglia elettrica, I_{mecc} la corrente, equivalente alla velocità di spostamento della membrana, che circola nella maglia meccanica e I_{ele} quella che circola nella maglia elettrica.

L'equazione delle tensioni nella maglia meccanica sarà la 23:

$$V_m - KV_e = R_{rad} i + sL_m i + \frac{1}{sC_m} i \quad (23)$$

dove V_m è la tensione applicata alla porta meccanica, V_e quella alla porta elettrica. Poiché è valida la 24:

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (24)$$

ovvero la corrente elettrica della parte meccanica del modello corrisponde alla quantità di carica elettrica, q , che attraversa la sezione di un conduttore nell'unità di tempo, t , allora si ricava la relazione 25:

$$V_m - KV_e = sR_{rad} q + s^2 L_m q + \frac{q}{C_m} \quad (25)$$

anti-trasformando, si ottiene la 26:

$$V_m - KV_e = \frac{q}{C_m} + R_{rad} \dot{q} + L_m \ddot{q} \quad (26)$$

si vede che le relazioni 27, 28, 29, 30, 31, 32 risultano:

$$q = x \quad (27)$$

$$F_m = V_m \quad (28)$$

$$F_e = -KV_e \quad (29)$$

$$L_m = m \quad (30)$$

$$C_m = \frac{1}{k} \quad (31)$$

$$R_{rad} = b \quad (32)$$

In entrambe le fasi di trasmissione e ricezione si applica una polarizzazione DC di valore elevato alla membrana migliorando l'accoppiamento elettroacustico in trasmissione e la sensibilità in ricezione; a tale tensione è sovrapposta una tensione AC solo alla prima fase.

I valori delle componenti rappresentate nel modello di Mason sono funzione della tensione di polarizzazione e, ipotizzando un valore di questa molto maggiore rispetto a quello della tensione AC, è possibile estrarre un modello linearizzato per piccoli segnali nell'intorno della tensione DC, punto di lavoro del CMUT. In conformità a queste considerazioni, la maglia meccanica è costituita da una rete RLC risonante del secondo ordine, dove Z_{rad} rappresenta la parte reale dell'impedenza di radiazione (smorzatore) R_{rad} , mentre quella immaginaria è trascurata, L_m è l'induttanza meccanica (massa) e C_m è la capacità meccanica (molla). In questa maglia, le due variabili di potenza sono la forza, rappresentata dalla tensione, e la velocità della membrana, rappresentata dalla corrente. La maglia elettrica presenta la capacità C_0 in parallelo, che modella quella del CMUT nel punto di lavoro e dipende dall'area della membrana e dalla distanza tra gli elettrodi nel punto

considerato, mentre il trasformatore con rapporto di spire K indica l'accoppiamento elettromeccanico che deriva dalla tensione di polarizzazione applicata e dalla stessa distanza tra gli elettrodi.

Nel modello linearizzato, di piccolo segnale, i parametri dipendono fortemente dalla tensione DC applicata ed esso è sufficientemente accurato in fase di ricezione, quando la variazione di posizione della membrana è molto piccola, data la presumibile debolezza dell'eco ricevuto, ma non in trasmissione, quando la membrana è sollecitata con segnali comparabili alla tensione di polarizzazione. Esiste inoltre un limite alla tensione applicabile, che impedisce che la membrana non tocchi mai il substrato, detta tensione di pull-in.

Il trasduttore che sarà preso in considerazione è quello sviluppato da ACULAB dell'Università degli Studi Roma Tre; i valori dei componenti del modello equivalente di Mason sono riportati in tabella 4, mentre in tabella 5, si riportano le grandezze caratteristiche del CMUT utilizzate per ricavarli.

Componente	Valore
L_m	$3,2665 \cdot 10^{-9} H$
C_m	$1,8844 \cdot 10^{-8} F$
Z_{rad}	$1,54 \cdot 10^6 \Omega$
K	0,0138
C_0	$1,0720 \cdot 10^{-11} F$

Tab.4 Valori dei componenti nel modello equivalente di Mason^[3]

	Simbolo	Valore
Densità membrana	ρ_m	$3000 \frac{kg}{m^3}$
Spessore membrana	t_m	$1,35 \cdot 10^{-6} m$
Area membrana	A_{mem}	$6,8813 \cdot 10^{-10} m$
Distanza tra gli elettrodi a riposo	g_0	$2 \cdot 10^{-7} m$
Densità del mezzo (acqua)	ρ_{medium}	$1000 \frac{kg}{m^3}$
Costante dielettrica del vuoto	ϵ_0	$8,8542 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m}$
Velocità dell'onda nel mezzo	c	$1540 \frac{m}{s}$
Costante elastica della membrana	k_0	$1,0840 \cdot 10^5 \frac{N}{m}$
Area elettrodo (applicato alla membrana)	A_{ele}	$3,8013 \cdot 10^{-10} m^2$
Tensione di pull-in	V_{pi}	276,3062 V
Punto di lavoro	α	0,75
Numero di celle in parallelo	N	637

Tab.5 Valori dei parametri utilizzati per implementare il modello del CMUT^[3]

Tali valori sono ricavati dalle relazioni 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41:

$$m_m = N1.84\rho_{membrana} t_m A_{mem} \quad (33)$$

$$V_{bias} = \alpha V_{pi} \quad (34)$$

$$k = k_0 \left(1 - \frac{\varepsilon_0 A_{ele} V_{bias}^2}{k_0 g_{eff}^3} \right) \quad (35)$$

$$V_p = \sqrt{\frac{8k_0 g_0^3}{27\varepsilon_0 A_{ele}}} \quad (36)$$

$$Z_{rad} = \rho_{medium} c N A_{mem} \quad (37)$$

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 N A_{ele}}{g_{eff}} \quad (38)$$

$$C_m = \frac{1}{Nk} \quad (39)$$

$$L_m = m_m N \quad (40)$$

$$K = \frac{\varepsilon_0 A_{ele} N V_{bias}}{g_{eff}^2} \quad (41)$$

dove m_m è la massa della membrana, V_{bias} è la tensione di polarizzazione applicata al CMUT, g_{eff} è il gap efficace data la polarizzazione DC e k è il valore della costante elastica equivalente della molla che include l'effetto di spring-softening.

Si nota che le perdite del trasduttore, rappresentate da Z_{rad} , comprendono solo l'effetto del mezzo di propagazione; la funzione di trasferimento del CMUT immerso nel vuoto sarebbe solo rappresentata dall'induttanza e dalla capacità meccaniche e dalla capacità parassita elettrica.

Al fine di incrementare la semplicità analitica del modello si è compiuta un'ulteriore semplificazione, attuabile solo in fase di ricezione: il CMUT viene assimilato ad una capacità dipendente da una forza secondo una legge polinomiale espressa dalla relazione 42:

$$C(F) = C_0 + C_1 F + C_2 F^2 \dots \quad (42)$$

dove C_0 è la capacità in assenza di perturbazione, come nel modello di Mason, e F indica la forza applicata. Si supponga di poter trascurare i termini di grado superiore al primo, come avviene in molti esempi presenti in letteratura: il modello circuitale della capacità variabile sarà espresso dalla 43:

$$V = \frac{Q}{C(F)} = \frac{Q}{C_0 + C_1 F} = \frac{Q}{C_0 \left(1 + \frac{C_1}{C_0} F \right)} \quad (43)$$

Se $\frac{C_1}{C_0} F \ll 1$ allora, sviluppando secondo la serie di Taylor troncata al primo ordine si ottiene la relazione 44:

$$V \approx \frac{Q}{C_0} \left(1 - \frac{C_1}{C_0} F \right) \quad (44)$$

V è quindi la somma di due termini, uno AC e l'altro DC e poiché il guadagno in continua risulta trascurabile ai fini dell'approssimazione è possibile omettere il parametro $\frac{Q}{C_0}$.

Poiché la carica Q è proporzionale alla tensione di polarizzazione applicata al CMUT di ricavano le relazioni 45 e 46:

$$Q = V_{bias} C_0 \quad (45)$$

$$V \approx V_{bias} \frac{C_1}{C_0} F = F_{eq} \quad (46)$$

il circuito equivalente risulta (figura 33):

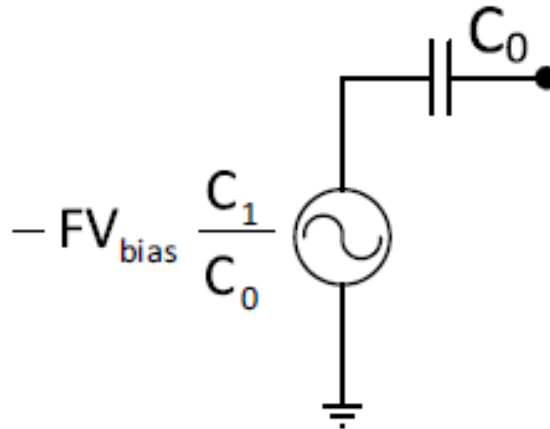


Fig.33 Equivalente di Thevenin del CMUT^[3]

Per studiare il CMUT in ricezione è necessario utilizzare l'equivalente di Thevenin, infatti, se si volesse usare un modello di Norton sarebbe necessario introdurre un generatore di corrente con un polo nell'origine, come suggerisce il calcolo della corrente di cortocircuito data dalla 47:

$$I_{CC} = j\omega F_{eq} C_0 \quad (47)$$

Al fine di valutare il modello, risulta utile metterlo in relazione con quello di Mason: a basse frequenze si trascurano R_{rad} e L_m e si ottiene il modello riportato in figura 34:

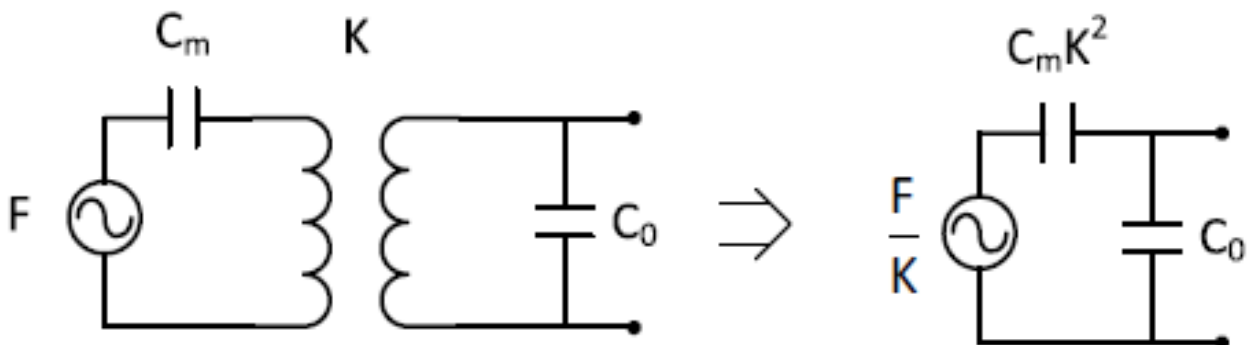


Fig.34 Modello di Mason a bassa frequenza^[3]

L'equivalente di Thevenin è, supposto trascurabile il termine $C_m K^2$ rispetto a C_0 , dato dalle relazioni 48 e 49:

$$F_{th} = \frac{F C_m K^2}{K C_0 + C_m K^2} \approx \frac{F C_m K}{C_0} \quad (48)$$

$$C_{th} = C_0 + C_m K^2 \approx C_0 \quad (49)$$

da cui si ricava la 50:

$$V_{bias} C_1 = C_m K \quad (50)$$

3.1.2 Analisi di sensitività

Lo script Matlab[®] elaborato presso ACULAB, relativo al CMUT realizzato nel medesimo laboratorio [6], è stato potenziato al fine di rendere possibile un'analisi di sensitività riguardante i parametri geometrici della cella del trasduttore. Scopo dello studio è osservare quali siano gli effetti di una variazione del 30% imposta al raggio dell'elettrodo, a quello della membrana, alla distanza iniziale tra gli elettrodi, allo spessore della membrana.

All'interno di un'analisi dinamica linearizzata, in cui la funzione indicata dalla relazione (19) è linearizzata nell'intorno del punto di lavoro desiderato dall'utente, il parametro che è influenzato dalle grandezze descritte in precedenza è l'impedenza meccanica specifica; si analizza anche l'effetto di tale variazione sulla funzione di trasferimento in ricezione, che descrive la trasformazione della pressione meccanica in ingresso in una tensione fruibile dai blocchi elettronici di ricezione legati al trasduttore.

L'impedenza meccanica specifica segue la relazione 51:

$$Z_{mec} = \frac{1}{N \cdot A_{mem} \cdot \left(s \cdot L_m + \frac{1}{s \cdot C_m} \right)} \quad (51)$$

dove s indica la trasformata nel dominio di Laplace.

La funzione di trasferimento d'interesse, dipendente dalle due grandezze precedenti, risulta la 52:

$$rtf_V = \frac{-\Phi \cdot Z_{ele}}{\Phi^2 \cdot \frac{Z_{ele}}{N \cdot A_{mem}} + Z_{mec} + Z_{rad}} \quad (52)$$

dove Φ indica il fattore di accoppiamento elettro-meccanico, definito come si riporta nella relazione 53:

$$\Phi = \frac{\varepsilon \cdot A_{ele} \cdot N \cdot V_{bias}}{g^2} \quad (53)$$

poiché, in ricezione, il circuito equivalente determinato dal modello di Mason risulta come in figura 35.

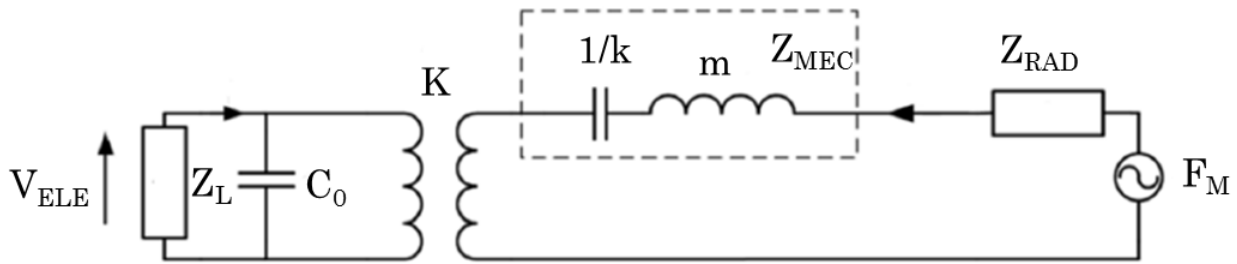


Fig. 35 Modello equivalente di Mason in ricezione

Per quanto concerne la funzione di trasferimento si analizza la variazione risultante in termini di modulo e fase.

Il punto di lavoro è assunto pari a 0.75, ovvero al 75% della tensione di pull-in, ed è possibile ricavare il valore della corrente di bias in funzione di questa, secondo la 54:

$$V_{bias} = \alpha \cdot V_{pi} \quad (54)$$

3.2 Modellizzazione dello stadio di amplificazione

3.2.1 Modello del Variable-Gain-Low-Noise-Amplifier

L'amplificatore sviluppato dall'Università degli studi di Pavia su cui si basa il modello Matlab[®] implementato, è rappresentato dallo schematico riportato in figura 36:

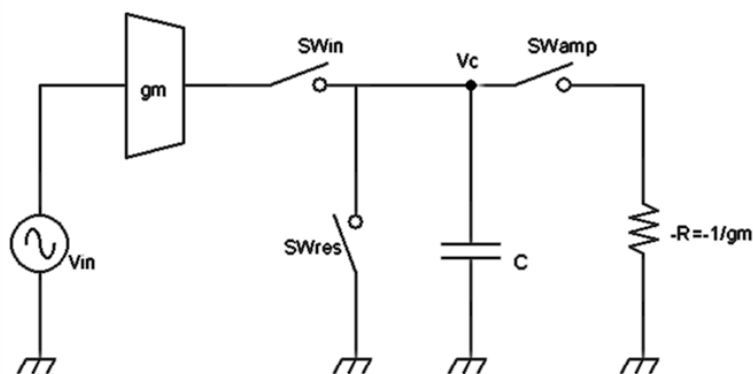


Fig.36 Modello del Variable-Gain-Low-Noise-Amplifier

dove:

V_{IN} può essere approssimato con un segnale sinusoidale alla frequenza di 5 MHz;

$$g_m = (117+141) \mu\text{S};$$

$$C = 100 \text{ fF};$$

V_C indica il segnale di output.

Il circuito proposto permette con un solo blocco di svolgere le funzioni del LNA e del VGA, il che rappresenta un vantaggio nell'ottica di realizzare una sonda ecografica con elettronica integrata miniaturizzata.

Il modello proposto prevede quattro fasi di funzionamento dipendenti dalla chiusura o apertura dei tre switch riportati in figura, in un intervallo di tempo pari a $t_{\text{clock}}=10 \text{ ns}$, poiché la frequenza di lavoro del circuito è 100 MHz, come riportato in tabella 6.

	SW _{IN}	SW _{RES}	SW _{AMP}
RESET	0	1	0
SAMPLE	1	0	0
AMPLIFICATION	0	0	1
HOLD	0	0	0

Tab.6 Fasi di funzionamento del VGLNA

Indicando con t_{res} , t_{smp} , t_{amp} e t_{hold} rispettivamente la durata delle fasi di Reset, Sample, Amplificazione e Hold, queste sono così caratterizzate:

- 1) la fase di Reset ha durata fissa di 1.5 ns e prevede la chiusura del solo switch SW_{RES}. Durante questa fase il segnale di output V_C è sempre pari a zero.
- 2) la fase di Sample ha durata fissa di 2 ns e prevede la chiusura del solo switch SW_{IN}. Durante questa fase il segnale d'input subisce un'amplificazione lineare che segue la legge 55:

$$V_C = V_{IN} \cdot \frac{g_m}{C} \cdot t \quad (55)$$

- 3) la fase di Amplification ha durata variabile a seconda della compensazione desiderata rispetto all'attenuazione tissutale subita dal segnale in ingresso e prevede la chiusura del solo switch SW_{AMP}. Durante questa fase il segnale d'input subisce un'amplificazione esponenziale, grazie al carico R di figura 36 che permette di ottenere una forte retroazione positiva, che segue la legge 56:

$$V_C = \left(V_{IN} \cdot \frac{g_m}{C} \cdot t_{SMP} \right) \cdot e^{\frac{g_m}{C} \cdot t} \quad (56)$$

Esiste un tempo di amplificazione minimo pari a 1 ns.

4) la fase di Hold ha durata variabile dipendente dalla durata della fase di Amplification, poiché essa corrisponde alla relazione 57:

$$t_{HOLD} = 10ns - t_{RES} - t_{SMP} - t_{AMP} \quad (57)$$

Essa non prevede la chiusura di alcuno switch e il segnale precedentemente amplificato viene mantenuto tale, secondo la legge 58:

$$V_C = \left(V_{IN} \cdot \frac{gm}{C} \cdot t_{SMP} \right) \cdot e^{\frac{gm}{C} \cdot t_{AMP}} \quad (58)$$

In figura 37 è rappresentato l'andamento dell'output del VGLNA.

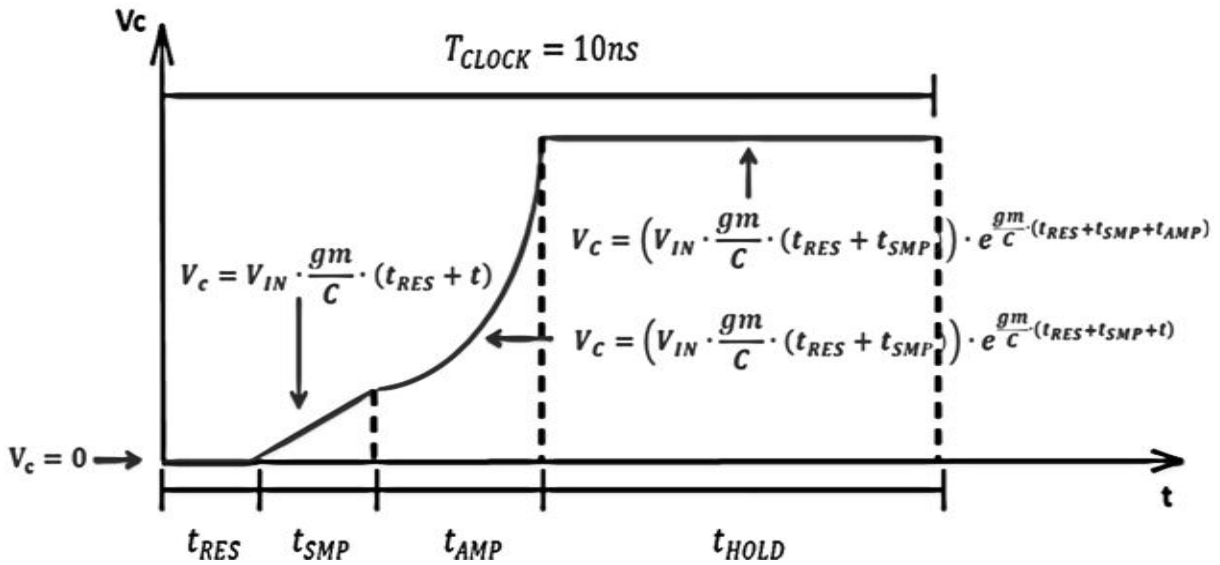


Fig.37 Funzionamento del Variable-Gain-Low-Noise-Amplifier

Il segnale sinusoidale d'ingresso ha un'estensione temporale di [3,8961 μ s-0,1168 ms], dipendente dalla minima e dalla massima profondità indagabile, rispettivamente 3 mm e 9 cm, poiché, secondo la relazione 9:

$$t_{min} = \frac{2 \cdot 3mm}{1540 \frac{m}{s}} = 3.8961\mu s$$

$$t_{max} = \frac{2 \cdot 9cm}{1540 \frac{m}{s}} = 0.1168ms$$

Il modello implementato in Matlab[®] prevede comunque una parametrizzazione della minima e massima profondità indagabile che possono essere stabilite dall'utente; anche la stessa frequenza di funzionamento del dispositivo, e di conseguenza la durata della fase di Hold, può essere modificata mentre la durata della fase di Amplificazione è funzione della profondità d'interesse. Ciascun campione del segnale d'ingresso V_{IN} è sottoposto alle quattro fasi di amplificazione.

3.3 Modellizzazione del sistema di microbeamforming

3.3.1 Analisi dei ritardi di focalizzazione

Allo stato dell'arte, le sonde per ecografia 3D prevedono l'impiego di array bidimensionali di trasduttori, in cui la focalizzazione e lo steering sono ottenuti elettronicamente, e non più meccanicamente, grazie a un sistema di beamforming. Le sfide attuali risiedono principalmente nell'interconnessione dei trasduttori, nell'integrazione del blocco di ricezione caratterizzato da un rumore minimo all'interno della sonda, nella limitazione dei consumi, nella necessità di un ampio range dinamico e un elevato frame rate per le applicazioni real time, nell'incremento del SNR. In questa parte della tesi è svolta un'analisi di sistema in un ambiente versatile, Matlab[®], relativa al beamforming in ricezione, per studiare le performance di tale blocco funzionale al fine di migliorare il design elettronico del sistema.

La funzione del blocco Rx Beamformer è di rifasare e sommare i segnali amplificati in modo che siano processati correttamente per ricostruire l'immagine finale.

Il primo script Matlab[®] sviluppato è in grado di simulare la tecnica denominata "delay and sum", comunemente implementata dal Rx Beamformer, che prevede un primo rifasamento dei segnali grazie all'attribuzione di un ritardo temporale a ciascuno di essi, in funzione della distanza tra il punto di focalizzazione preso in considerazione ed il centro del trasduttore dal quale il segnale viene ricevuto, per poi procedere alla somma dei segnali rifasati.

La sonda descritta in questo primo modello, consiste in un array lineare il cui numero di elementi può essere definito dall'utente e le cui coordinate dei centri sono ricavate conseguentemente, in modo automatico. La distanza tra i centri di due elementi adiacenti, definita "pitch", e quindi la lunghezza totale dell'array, denominata "footprint", nonché le coordinate planari del punto focale (x_F , y_F) (Fig.36) sono anch'essi parametri che possono essere modificati dall'utente. In questo script si circoscrive l'analisi a un singolo punto di riflessione.

Gli echi provenienti dal fuoco che raggiungono il centro dei singoli elementi del trasduttore sono modellizzati come dei segnali sinusoidali: sebbene ciò non corrisponda al segnale reale tale approssimazione è assunta al fine di valutarne meglio in un'analisi in frequenza eventuali scostamenti dal caso ideale. La frequenza di questi segnali è impostabile dall'utente, ma deve essere comunque adeguata alle applicazioni ultrasound (1-20 MHz). In figura 38 è riportato in forma schematica il sistema modellizzato.

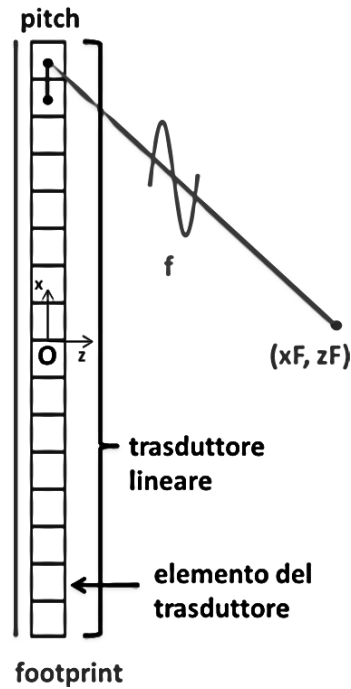


Fig.38 Geometria di un array lineare

Le sinusoidi ricevute dal singolo elemento dell'array sono sfasate in base alla distanza tra il centro del trasduttore i -esimo, N_i , e il punto focale: tale valore è sottratto alla distanza tra il fuoco, F , e l'origine degli assi, O , posta nel centro dell'array lineare, assunta come riferimento, come mostra la relazione 59:

$$spazio_i = \overline{OF} - \overline{NF_i} \quad (59)$$

La differenza è divisa per il valore della velocità di propagazione del suono nei tessuti umani, 1540 m/s, per ottenere il ritardo, o l'anticipo, in termini temporali, del segnale rispetto alla sinusoidi di riferimento, come esplicitato nella 60:

$$delay_i = \frac{spazio_i}{1540} \quad (60)$$

Il segnale risulta sfasato secondo la relazione 61:

$$segnale_i = \sin(2\pi f(t - delay_i)) \quad (61)$$

Nel caso di studio preso in considerazione, è stato implementato un array lineare costituito da 16 elementi, caratterizzati da un pitch di 200 μm e quindi footprint pari a 3,2 mm.

Le coordinate del punto focale nell'esempio riportato di seguito sono $x_F=700 \mu\text{m}$ e $z_F=3 \text{ mm}$: la prima è stata scelta per simulare il caso di un profilo asimmetrico dei ritardi e la seconda rappresenta la minima distanza indagabile dalla sonda ecografica che verrà progettata in DeNeCor. La frequenza delle sinusoidi d'input è stata fissata a 5 MHz. Si ottengono così i segnali sfasati riportati in figura 39.

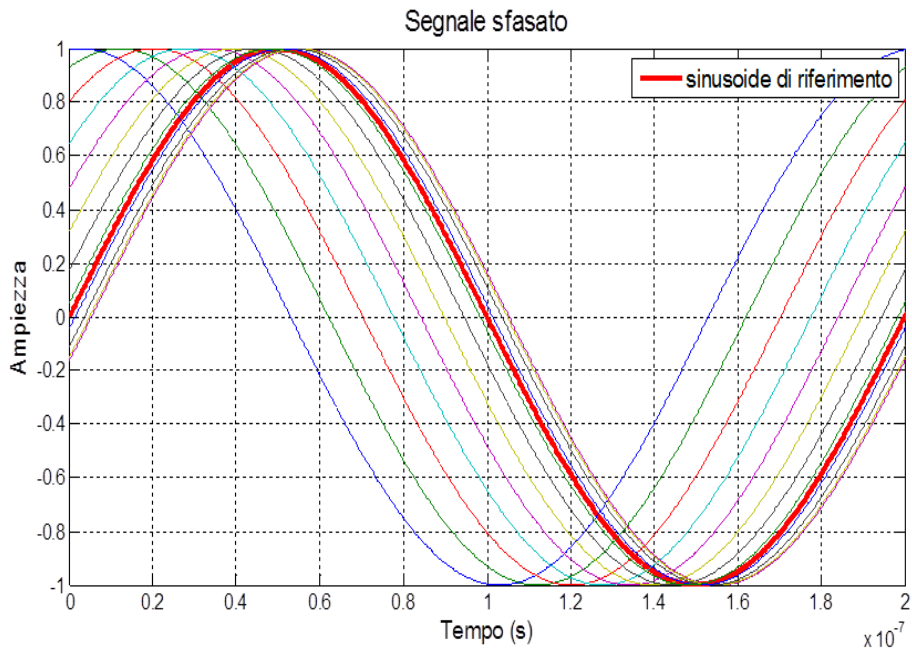


Fig.39 Sinusoidi di input

Al fine di realizzare la funzione del Rx Beamformer è necessario compensare i ritardi temporali che determinano lo sfasamento dei segnali. In una prima analisi nel caso ideale si assume come ipotesi la possibilità da parte del sistema di poter rappresentare qualsiasi valore dei ritardi, e quindi di ottenere la sovrapposizione perfetta dei segnali rifasati, come riportato in figura 40.

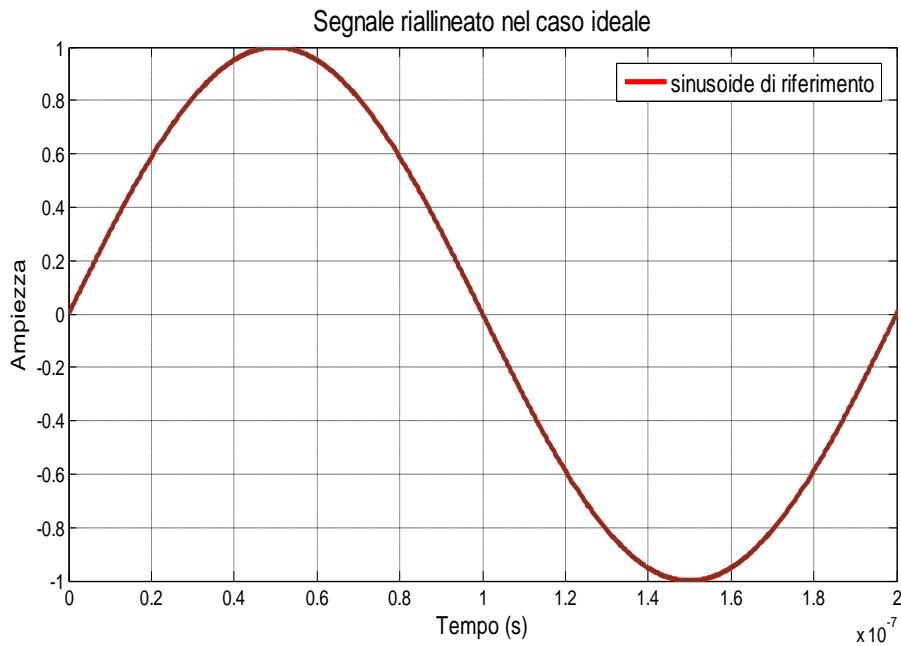


Fig.40 Segnale riallineato nel caso ideale

Nel caso reale, tuttavia, i ritardi sono quantizzati secondo la frequenza di clock del dispositivo, e ciò è implementato in Matlab[®] secondo la relazione 62:

$$delay\ quantizzato_i = \frac{\text{round}(delay_i \cdot f_{clock})}{f_{clock}} \quad (62)$$

Assunta come frequenza di clock 50 MHz, si ottengono i segnali riportati in figura 41:

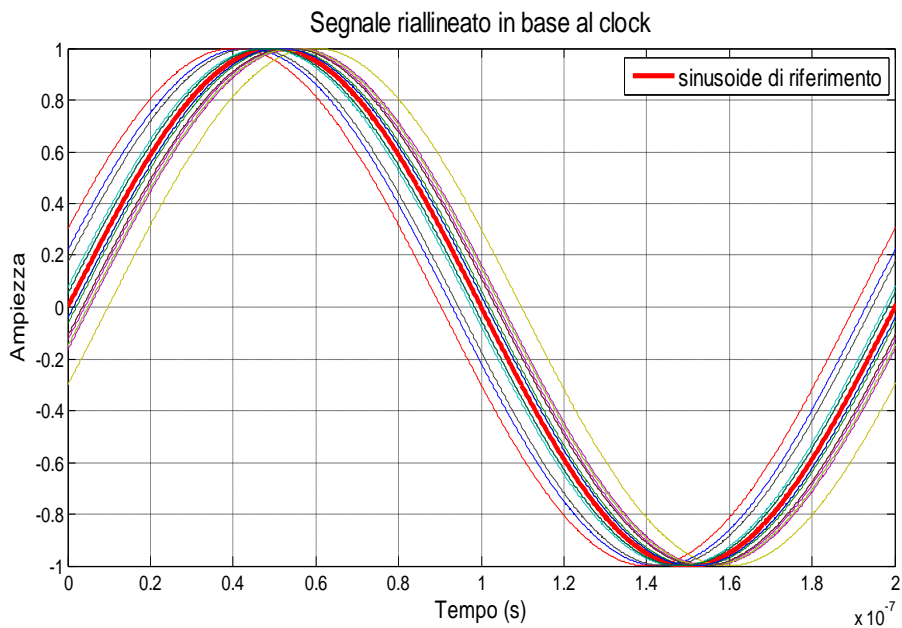


Fig.41 Segnale riallineato nel caso non ideale

I segnali riallineati secondo i delays quantizzati sono quindi sommati, e la somma viene poi campionata a una frequenza di 50 MHz, completando il processo di “delay and sum” come mostrato in figura 42.

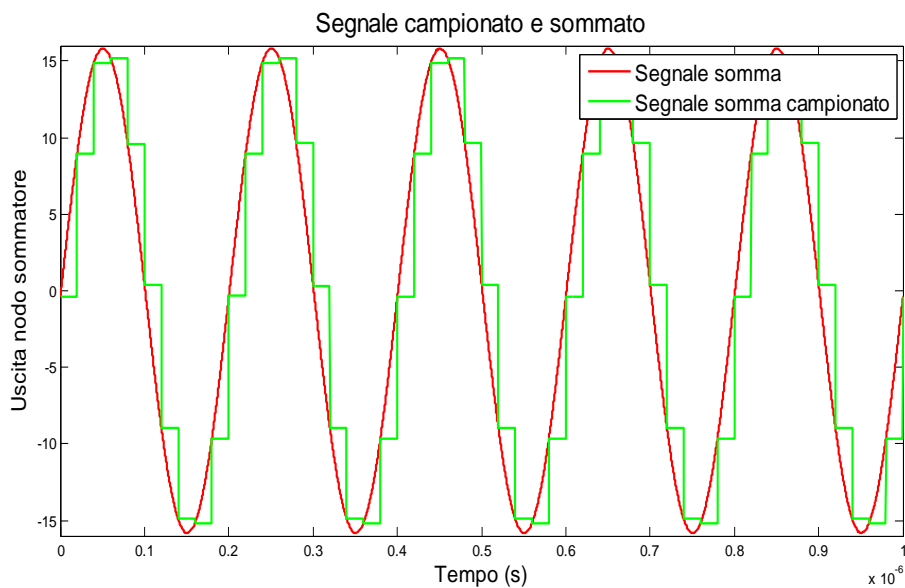


Fig.42 Output del blocco di campionamento e somma

Al fine di approfondire l'analisi riguardante i ritardi, in particolare per stabilire quale sia il loro range e come essi possano essere rappresentati, è stato implementato un secondo modello più accurato.

Il trasduttore simulato è ora bidimensionale ma il numero di elementi e il pitch sono parametri ancora impostabili dall'utente: come nel modello precedente i centri dei singoli elementi del trasduttore sono ricavati automaticamente. Il piano focale considerato in questa simulazione è ottenuto in base all'apertura angolare rispetto al centro dell'array 2D e alla profondità d'interesse selezionate dall'utente.

Nel caso di studio in esame, l'array di trasduttori è costituito da 32x32 elementi di pitch 200 μm , quindi footprint di 6,4 mm; il raggio del piano focale, di forma circolare, è ottenuto tramite la relazione 63, fissando un'apertura angolare rispetto al centro dell'array di $\alpha=30^\circ$, valore adeguato per l'applicazione prevista dal progetto DeNeCor, e una profondità d'indagine minima di 3 mm e massima di 9 cm.

$$raggio_{piano\ focale} = depth \cdot \tan \alpha \quad (63)$$

dove *depth* indica la profondità del piano focale d'interesse.

L'array e il piano focale a 3 mm descritti in Matlab[®] sono rappresentati in figura 43.

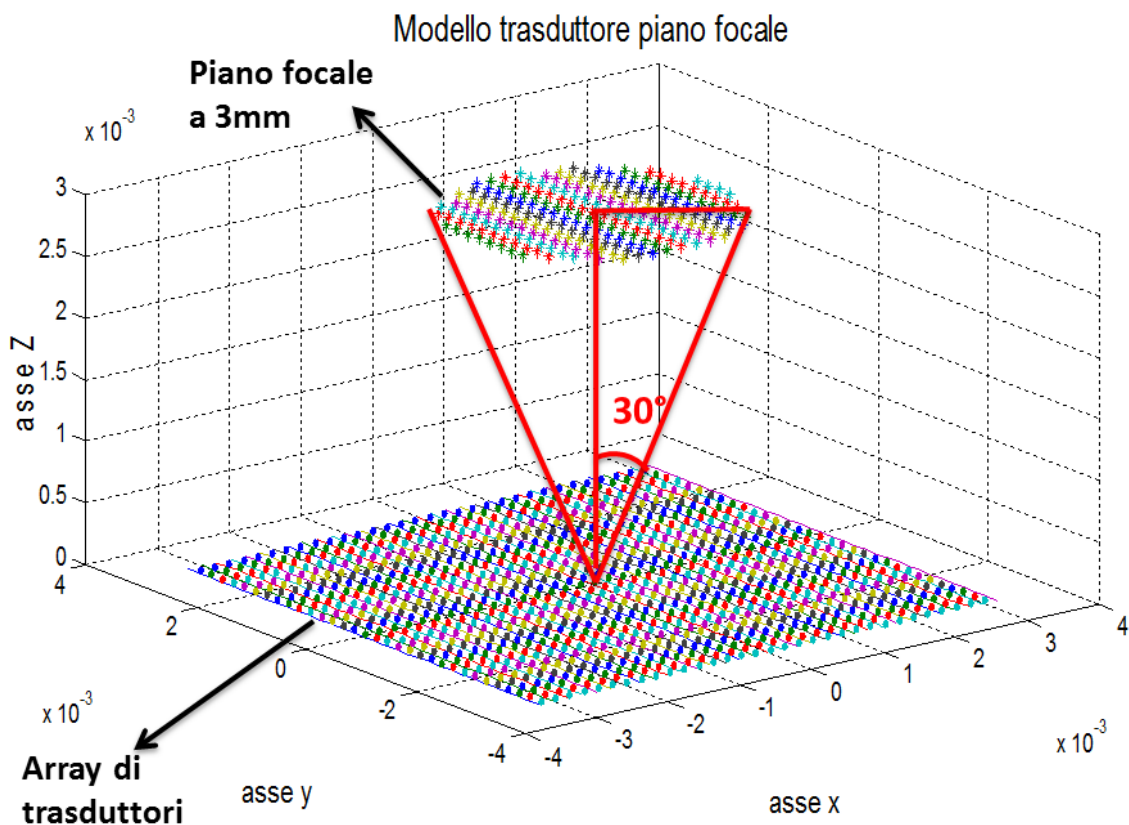


Fig.43 Modello dell'array 2D e del piano focale alla minima profondità indagabile

La granularità con cui è rappresentato il piano focale prevede un pitch pari a quello fissato per l'array di trasduttori: questo per ottenere un trade off accettabile tra velocità di elaborazione e dettaglio dell'informazione.

L'analisi dei ritardi prevede, in primo luogo, che per ogni j-esimo elemento dell'array si calcoli la distanza dal suo centro rispetto a ogni punto i-esimo del piano focale e la si divida per la velocità di propagazione del suono nel mezzo (figura 44), ottenendo così i tempi di propagazione grazie alla relazione 64:

$$\forall j, \quad t_{ij} = \frac{d_{ij}}{1540} \quad (64)$$

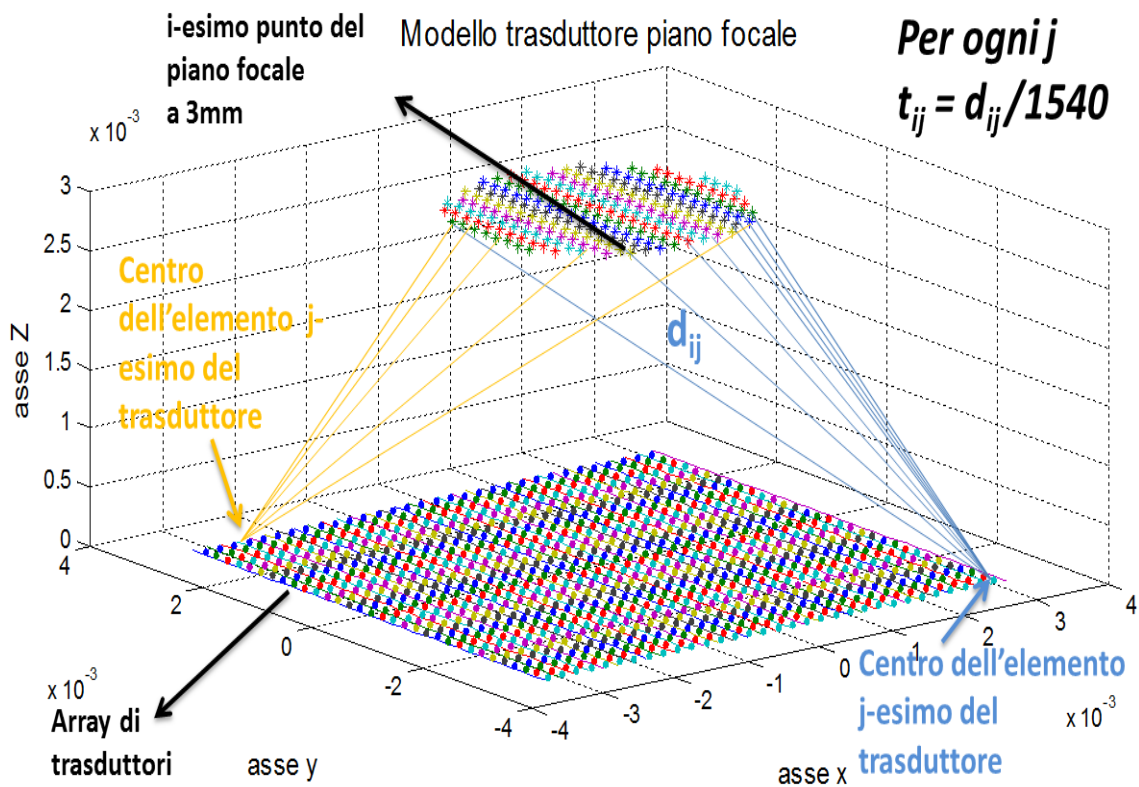


Fig.44 Calcolo dei tempi di propagazione per ogni elemento dell'array di trasduttori rispetto a tutti i punti del piano focale

In seguito, per ogni punto del piano focale, si calcola il tempo di propagazione minimo rispetto ai centri dell'array e lo si sottrae a tutti gli altri tempi di percorrenza, per ottenere i ritardi in termini di tempo per ciascuno dei punti di fuoco rispetto ai centri dei trasduttori (figura 45), grazie alla relazione 65:

$$\forall i, \quad \text{ritardo}_{ij} = t_{ij} - \min_i(t_{ij}) \quad (65)$$

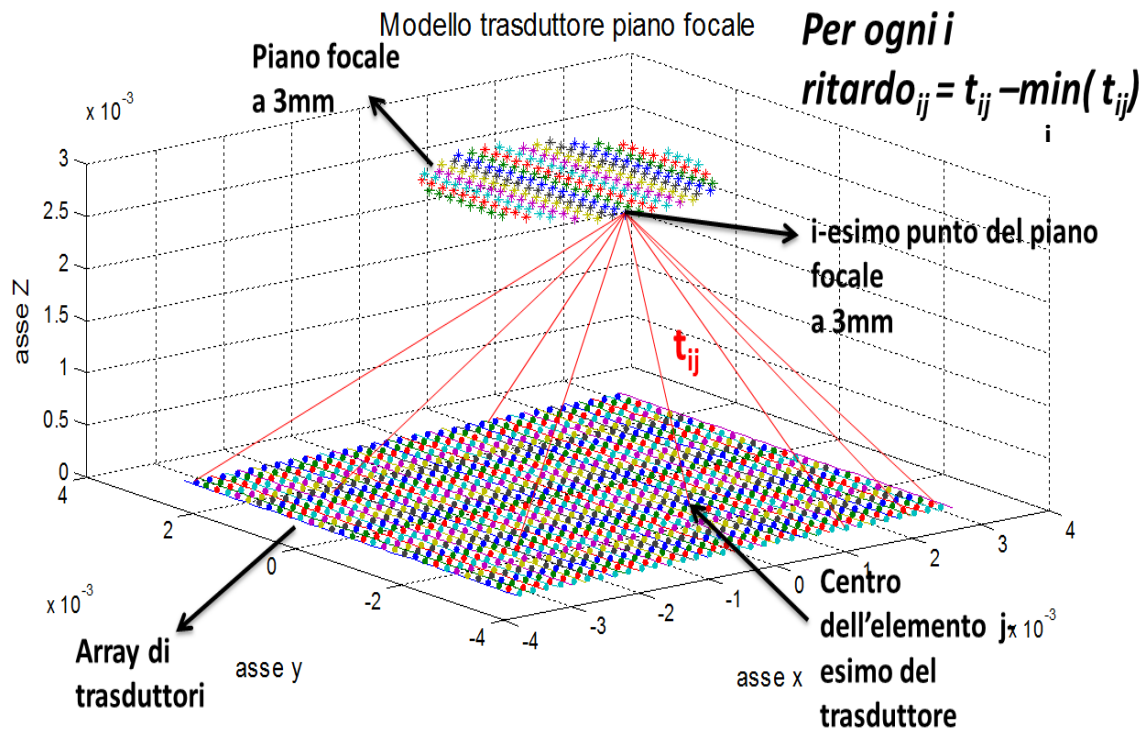


Fig.45 Calcolo dei ritardi per ogni punto di riflessione rispetto ai centri dell'array di trasduttori

Infine, per ogni punto dell'array, si calcolano i ritardi minimi e massimi e si ricava il numero di bit necessari al sistema al fine di rappresentare adeguatamente il range d'interesse tramite la relazione 66:

$$\#bit = \log_2 \frac{\max(\text{ritardi massimi}) - \min(\text{ritardi minimi})}{T_{clock}} \quad (66)$$

dove $T_{clock} = \frac{1}{200 \text{ MHz}}$, in base alle specifiche del progetto DeNeCor.

Il medesimo algoritmo è ripetuto per la massima profondità indagabile, 9 cm, per cui il modello appare come rappresentato in figura 46.

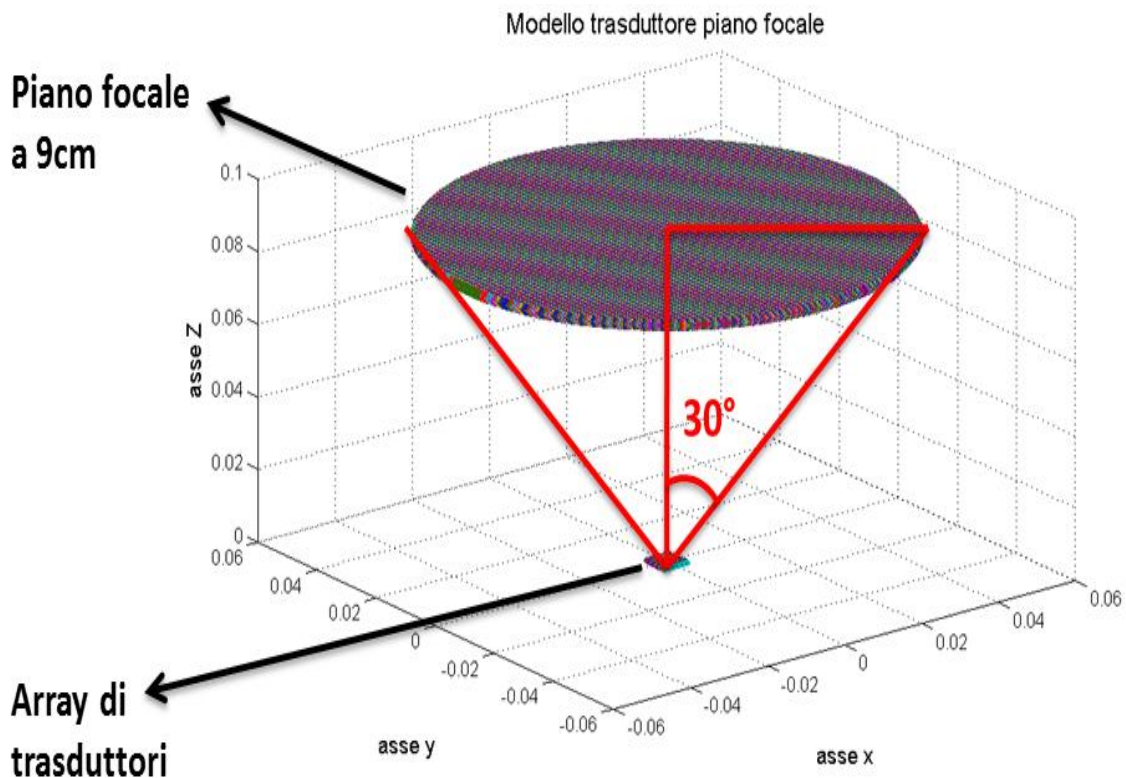


Fig.46 Modello dell'array 2D e del piano focale alla massima profondità indagabile

3.3.2 Studio di un'architettura specifica: Frequency Independent Phase Shifter

Il design del blocco in grado di garantire il rifasamento (cui corrispondono i ritardi in termini di tempo), dei segnali trasmessi o ricevuti, da ogni elemento della sonda rappresenta un punto critico. Il numero elevato di elementi sensibili e la necessità di un'elaborazione veloce fanno sì che la scelta dell'architettura cada su circuiti costituiti da pochi componenti elettronici, caratterizzati da consumi ridotti e a basso costo. Per questo motivo, sono state scartate le architetture che prevedevano un beamforming di tipo digitale, poiché la presenza di un numero elevato di ADC, comporta un costo in termini di area dell'ASIC.

La validazione di architetture hardware specifiche applicabili al progetto DeNeCor si è concentrata, in un primo momento, sull'analisi di circuiti basati su Analog Random Access Memory, definiti ARAM, sviluppati per sonde transesofagee, in cui il rifasamento dei segnali è ottenuto memorizzando, grazie ad una serie di condensatori, l'informazione che viene poi trasmessa, grazie alla chiusura dello switch corrispondente, alla linea di uscita, dopo un tempo necessario a fare sì che tutti i segnali registrati siano in fase [9, 10, 11]. In figura 47 si riporta il circuito alla base di quest'architettura:

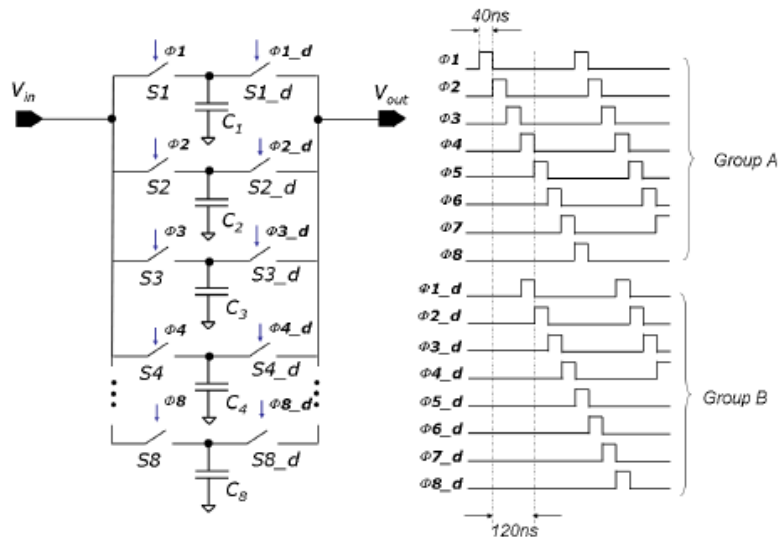


Fig.47 Circuito basato su Analog Random Access Memory per il beamforming^[9]

In letteratura è presente una soluzione alternativa che, rispetto all'architettura descritta in precedenza, consentirebbe un controllo più fine della fase (perché in tempo continuo) e un risparmio dell'area occupata dai componenti che, pur essendo attivi e caratterizzati da consumi maggiori, sono in numero inferiore.

Il progetto di tesi si concentra sulla validazione di tale architettura, proposta da Munir A. Al-Absi del dipartimento d'ingegneria elettronica della King Fahd University of Petroleum and Minerals di Dhahran in Arabia Saudita, per frequenze superiori ai 10 kHz, al fine di verificarne la possibilità d'impiego all'interno del progetto DeNeCor [12].

Il sistema proposto consiste in un Frequency Independent Phase Shifter in grado compensare le differenti frequenze dei segnali di input, varianti tra i 100 Hz e 10 kHz, costituito da un resistore e da un condensatore programmabili e da un convertitore frequenza-tensione con un circuito di scaling della tensione, come mostrato in figura 48.

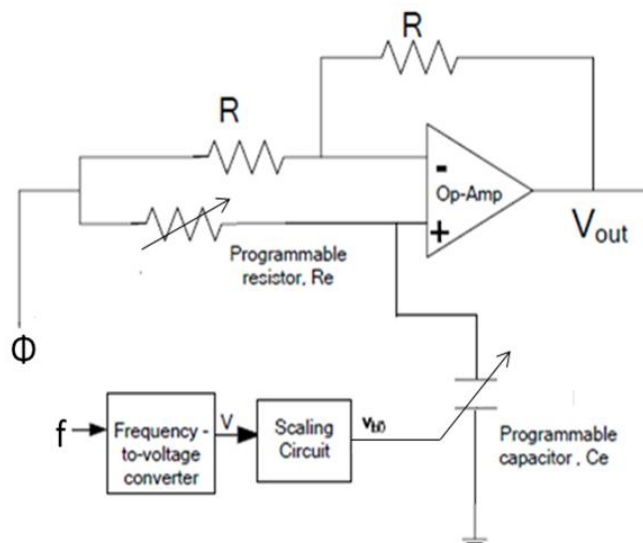


Fig.48 Frequency Independent Phase Shifter^[12]

Il resistore programmabile R_e ha il compito di controllare la fase del segnale d'input mentre il condensatore programmabile C_e , il cui valore è modificato dal convertitore frequenza-tensione, compensa la variazione in frequenza; se la frequenza cambia, l'output del convertitore frequenza-tensione, V , varia ed è scalato dal circuito di scaling al fine di ottenere la tensione V_{b0} che controlla la corrente di bias dell'Operational Transconductance Amplifier (OTA) cosicché il valore di C_e si modifichi e possa compensare la variazione in frequenza.

Il diagramma circuitale del condensatore programmabile è mostrato in figura 49:

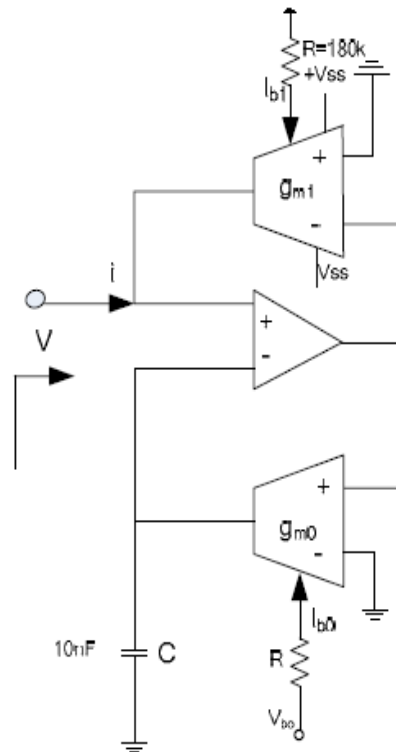


Fig.49 Capacità programmabile^[12]

Il valore di C_e è dato dalla relazione 67:

$$C_e = C \frac{g_{m1}}{g_{m0}} \quad (67)$$

con g_{m1} e g_{m0} transconduttanze dell'OTA, dipendenti rispettivamente dalle correnti di bias I_{b1} e I_{b0} , secondo le relazioni 68 e 69:

$$g_{m1} = \frac{I_{b1}}{2V_t} \quad (68)$$

$$g_{m0} = \frac{I_{b0}}{2V_t} \quad (69)$$

valide per gli OTA realizzati usando la tecnologia dei transistori bipolari, dove V_t è la tensione termica, pari a 26 mV a temperatura ambiente.

Il resistore programmabile presenta invece la struttura in figura 50:

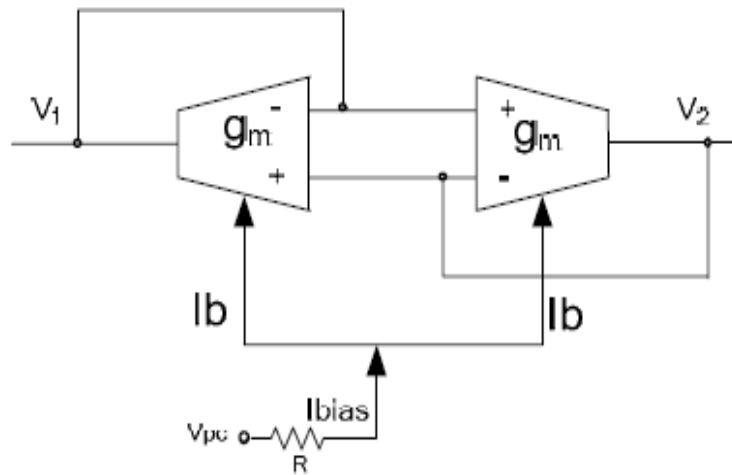


Fig.50 Resistore programmabile^[12]

La resistenza equivalente tra V_1 e V_2 è ricavata grazie alla relazione 70:

$$R_e = \frac{1}{g_m} \quad (70)$$

dove la transconduttanza g_m dipende dalla corrente di bias degli OTA e risulta, dalla relazione 71:

$$g_m = \frac{I_b}{2V_t} \quad (71)$$

Si utilizza un segnale di controllo di fase per modificare la corrente di bias che a sua volta varierà il valore del resistore programmabile.

La variazione di fase tra l'input e l'output di un generico phase shifter è espresso dalla relazione 72:

$$\phi = -2 \tan^{-1} \omega R_e C_e \quad (72)$$

Combinando le equazioni precedenti, si ottiene la relazione 73:

$$\phi = 2 \tan^{-1} \frac{2\pi C f g_{m1}}{g_m g_{m0}} \quad (73)$$

La fase necessaria al rifasamento dei segnali è legata ai ritardi in termini temporali secondo la relazione 74:

$$t = \frac{\Phi}{2\pi f} \quad (74)$$

dove f indica la frequenza del segnale.

L'architettura proposta è vincolata alle specifiche di progetto riguardanti DeNeCor:

- 1) le correnti di bias variano tra $1 \mu\text{A}$, valore al di sotto del quale si valuterebbe solo rumore e non si avrebbe il controllo del sistema e $100 \mu\text{A}$, partizione dei consumi accettabile per l'applicazione;

- 2) le frequenze d'interesse variano tra 1 MHz e 10 MHz, compatibili con le applicazioni ultrasound;
- 3) il valore di C è compreso tra 500 fF, valore al di sotto del quale non sarebbe garantito il controllo da parte del sistema, prevarrebbe il rumore e verrebbe meno la linearità e 1 pF, limitazione imposta dalle dimensioni ridotte del dispositivo;

In conformità a queste necessità, si ricava che il valore del fattore $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$, costante che permette che il filtro sia frequenza indipendente, varia nell'intervallo $[10^4 - 10^9]$ e consente di coprire il range di angoli di sfasamento, e quindi di ritardi temporali, rappresentato in figura 51:

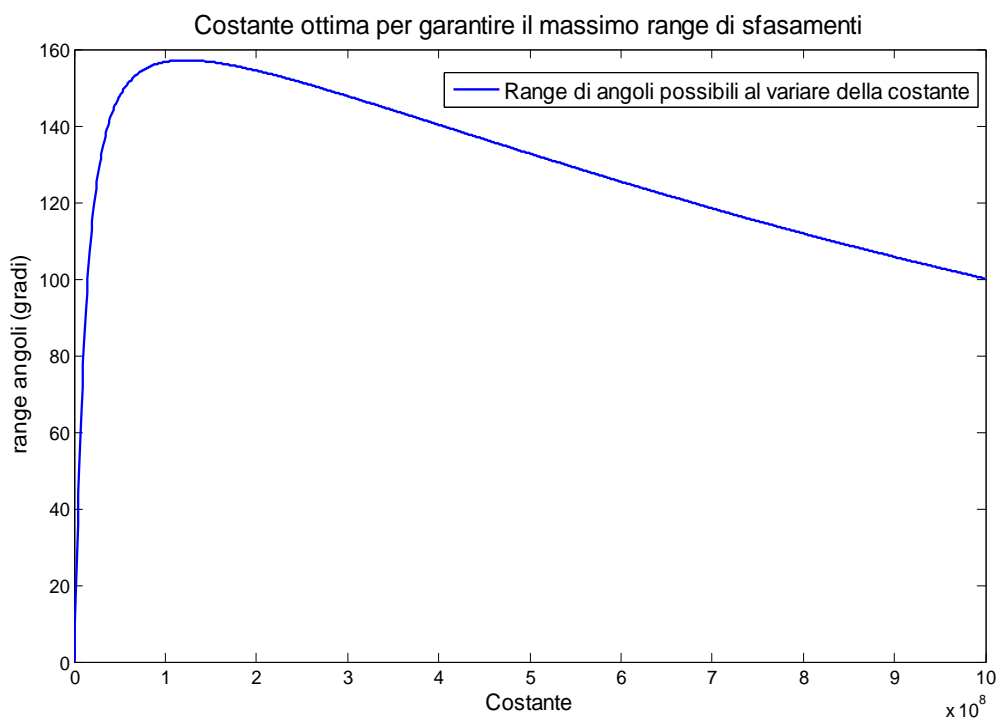


Fig.51 Range dei possibili angoli di sfasamento al variare della costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$

Considerando la costante che garantisce il range dei possibili angoli di sfasamento più ampio, ossia quella legata al massimo della curva in figura, è possibile ricavare l'andamento di I_{b1}/I_{b0} in funzione della frequenza, come riportato in figura 52.

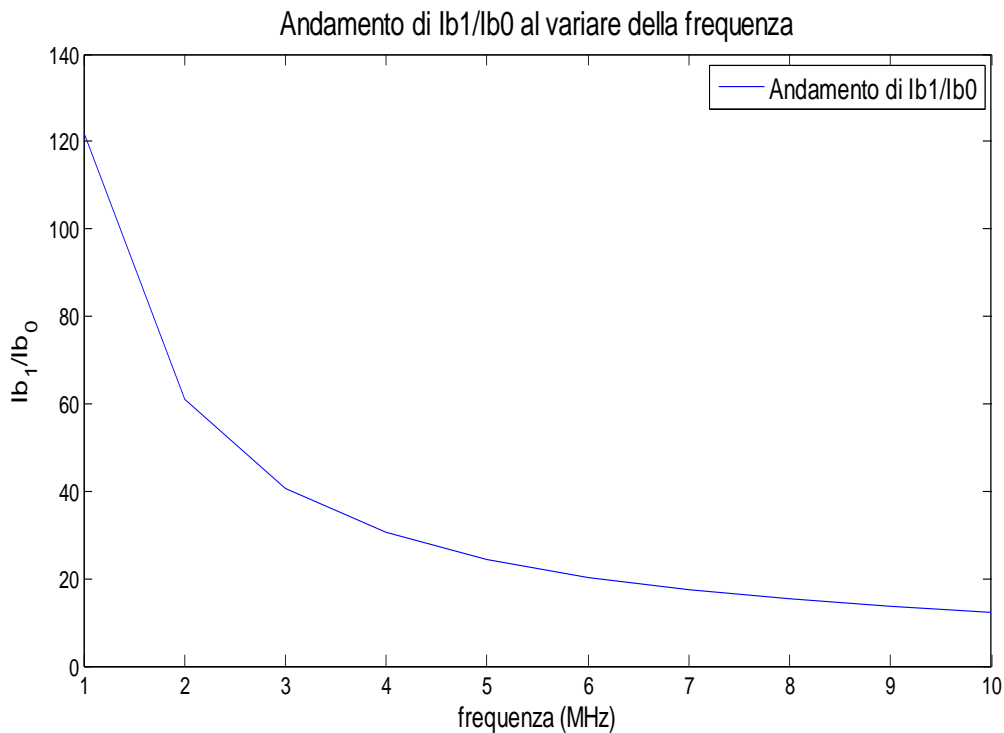


Fig.52 Andamento di I_{b1}/I_{b0} al variare della frequenza

Al fine di valutare l'adeguatezza del Frequency Independent Phase Shifter per progetto DeNeCor, è stata condotta un'analisi di sensitività per il condensatore C, assumendo un valore nominale di 500 fF, per comprendere quanto sia significativa per l'output del sistema una variazione di questa grandezza. Nello script si attribuisce al parametro I_b il valore in grado di garantire la maggiore variazione sugli angoli di sfasamento, a f quello che determina l'errore maggiore sui ritardi (caso peggiore) e alla costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$, in un primo studio quella che comporta il range degli angoli di sfasamento più ampio e, in seguito, quella legata agli angoli di sfasamento più piccoli.

Successivamente, imponendo un errore percentuale variabile tra lo 0,5% e il 10% su I_b , valore correlato all'efficienza del resistore programmabile, si valuta il conseguente errore sui ritardi temporali.

Analogamente, s'impone un errore variabile nel medesimo range su I_{b1}/I_{b0} al fine di valutare l'accettabilità dell'errore sui ritardi temporali, determinato da un'imprecisione a livello di controllo del condensatore programmabile.

Si propone, infine, una soluzione volta a migliorare l'efficienza e il controllo del Frequency Independent Phase Shifter e per valutarne l'accettabilità è eseguita un'analisi relativa ai ritardi che prevede la suddivisione dell'array di 32x32 trasduttori in sotto-aperture di 4x4 elementi ciascuna, indicizzate come mostrato in figura 53.

01	09	17	25	33	41	49	57
02	10	18	26	34	42	50	58
03	11	19	27	35	43	51	59
04	12	20	28	36	44	52	60
05	13	21	29	37	45	53	61
06	14	22	30	38	46	54	62
07	15	23	31	39	47	55	63
08	16	24	32	40	48	56	64

57	57	57	57
57	57	57	57
57	57	57	57
57	57	57	57

Fig. 53 Divisione dell'array di 32x32 trasduttori in sotto-aperture di 4x4 elementi ciascuna

Per ciascun sub-array sono calcolati i tempi di percorrenza di ciascun elemento rispetto a tutti i punti del piano focale, secondo la relazione 64 e il ritardo rispetto al tempo di percorrenza minimo, all'interno della sotto-apertura, grazie alla 65. Considerando il ritardo massimo e minimo per l'*i*-esimo sub-array, è possibile individuare il range entro cui variano i ritardi grazie alla relazione 74:

$$range_i = \max(ritardi_{ij}) - \min(ritardi_{ij}) \quad (74)$$

Nel caso di studio specifico, si considera il caso peggiore in cui si ottengono i ritardi maggiori all'interno della singola sotto-apertura: ciò corrisponde alla simulazione di un piano focale posto alla minima distanza indagabile, 3 mm, dall'array di trasduttori. Questo perché nel near field, e in particolare riferendosi al più vicino piano focale che può essere indagato, sono maggiori le differenze tra i tempi di propagazione in quanto le distanze tra le gli elementi facenti parte della sub-unità e i fuochi sono significativamente diverse, condizione che non si verifica nel far field.

Capitolo 4. Risultati

4.1 Modello del CMUT

L'analisi di sensitività, sviluppata a partire dal modello linearizzato di Mason implementato nello script Matlab[®] elaborato presso ACULAB e relativa ai valori dell'impedenza meccanica specifica, ha portato ai risultati rappresentati nella figura 54, in cui si mostra come si modifica tale parametro rispetto al caso ideale, indicato da una linea rossa più marcata, a seguito di una variazione del $\pm 30\%$ imposta al raggio dell'elettrodo, a quello della membrana, alla distanza iniziale tra gli elettrodi e allo spessore della membrana. Questi parametri fisici sono legati a quelli del modello come evidenziato nel paragrafo 3.1.1.

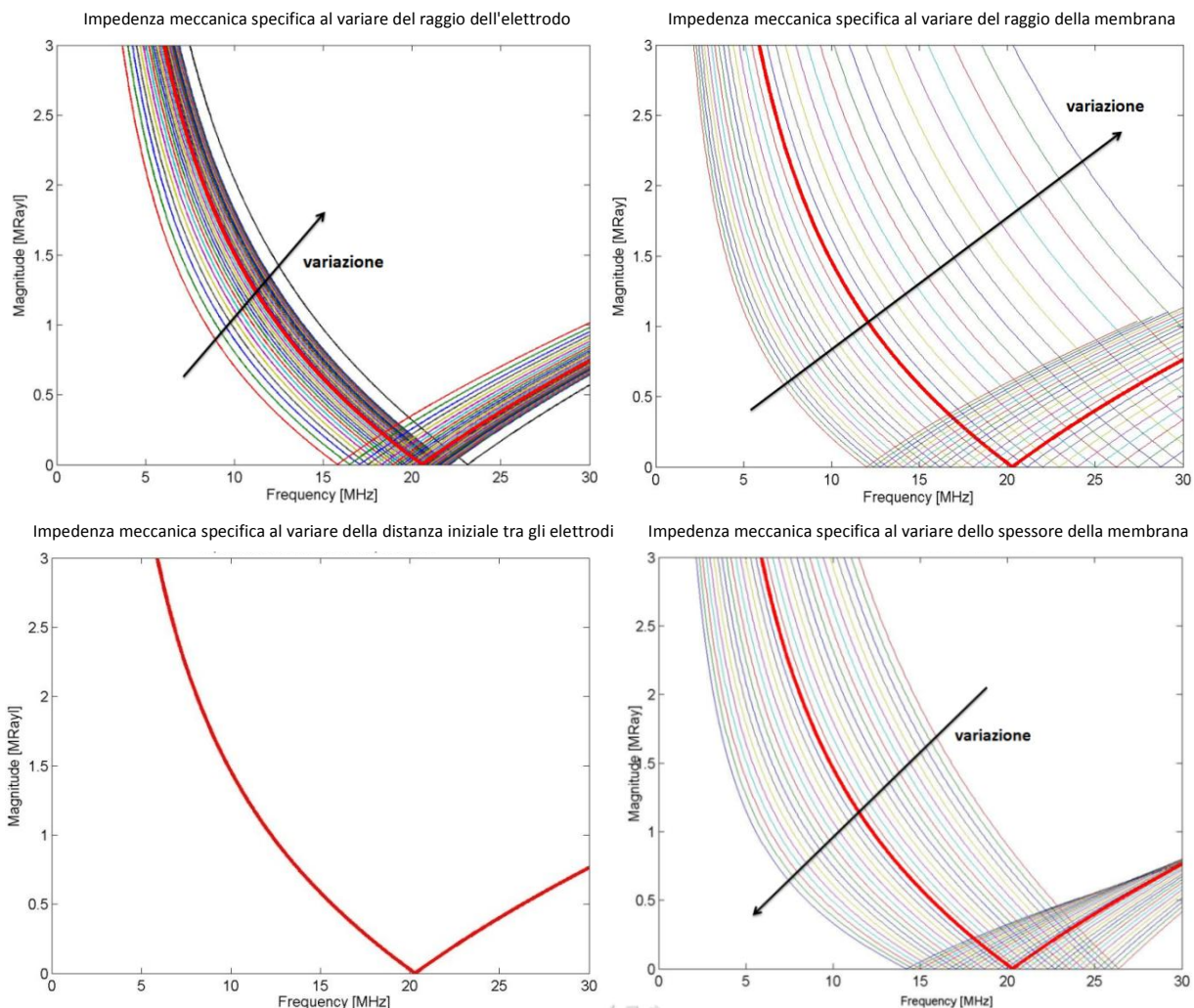


Fig.54 Modifica dell'impedenza meccanica specifica in funzione della variazione del $\pm 30\%$ imposta al raggio dell'elettrodo (in alto a sinistra), a quello della membrana (in alto a destra), alla distanza iniziale tra gli elettrodi (in basso a sinistra) e allo spessore della membrana (in basso a destra)

La modifica maggiore del valore dell' impedenza meccanica specifica, in funzione della frequenza, si ha al variare del raggio della membrana: tale parametro, infatti, influisce su tre delle variabili della 51:

$$Z_{mec} = \frac{1}{N \cdot A_{mem} \cdot \left(s \cdot L_m + \frac{1}{s \cdot C_m} \right)} \quad (51)$$

ovvero A_{mem} , L_m e C_m e ciò implica una grande sensitività rispetto ad esso. Lo spessore della membrana, pur influenzando solo su L_m , determina una variazione importante del valore dell'impedenza meccanica specifica mentre ciò non accade per il raggio dell'elettrodo e la distanza iniziale tra gli elettrodi, che comportano variazioni del solo parametro C_m . In particolare, la sensitività rispetto alla distanza iniziale tra gli elettrodi è molto bassa in quanto una variazione del $\pm 30\%$ relativa a tale valore ne comporta una percentuale massima sul valore dell'impedenza meccanica specifica dell'ordine 10^{-17} . In figura 55 si riporta, in funzione della frequenza i -esima, come varia l'errore percentuale massimo, nei quattro casi d'interesse, secondo la relazione 75:

$$errore\ percentuale_{massimo\ i} = \max \left(\left(\frac{valore\ variato_i - valore\ vero_i}{valore\ vero_i} \right) \cdot 100 \right) \quad (75)$$

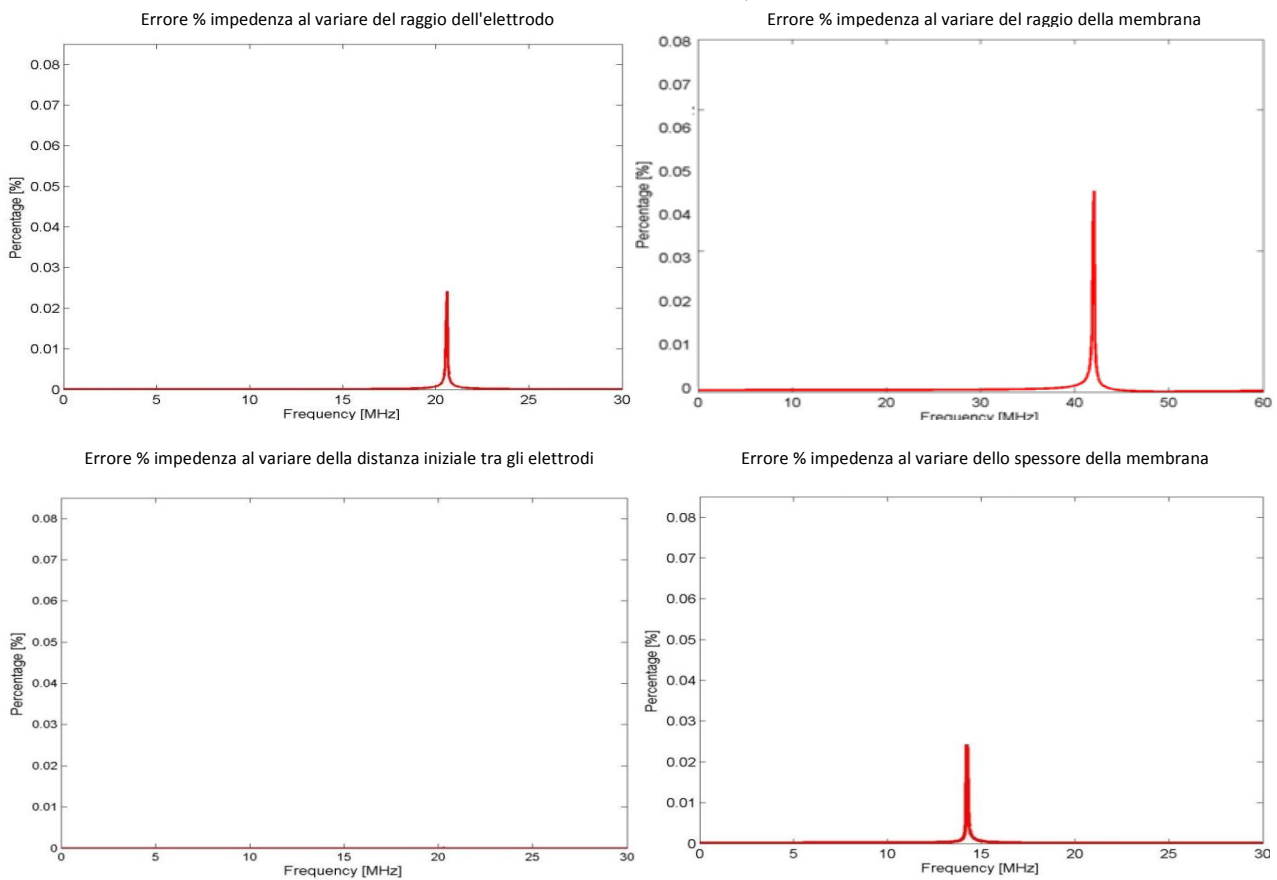


Fig.55 Errore percentuale massimo in funzione della frequenza in seguito alla variazione del $\pm 30\%$ imposta al raggio dell'elettrodo (in alto a sinistra), a quello della membrana (in alto a destra), alla distanza iniziale tra gli elettrodi (in basso a sinistra) e allo spessore della membrana (in basso a destra)

Coerentemente con quanto detto sopra, l'errore maggiore si ha a seguito della variazione imposta al raggio della membrana mentre la distanza iniziale tra gli elettrodi introduce un errore quasi nullo. I grafici in figura 55 risultano utili per identificare la frequenza in cui si ha il massimo errore percentuale e ciò permette di determinare la frequenza a cui il funzionamento del CMUT non è performante a fronte della possibilità di avere una variazione del $\pm 30\%$ sui parametri fisici dello stesso, su cui si è concentrata l'analisi.

Nelle figure 56 e 57, si riportano invece i risultati relativi alla sensitività della funzione di trasferimento in ricezione rispetto ai parametri fisici, sia in termini di modulo sia in termini di fase.

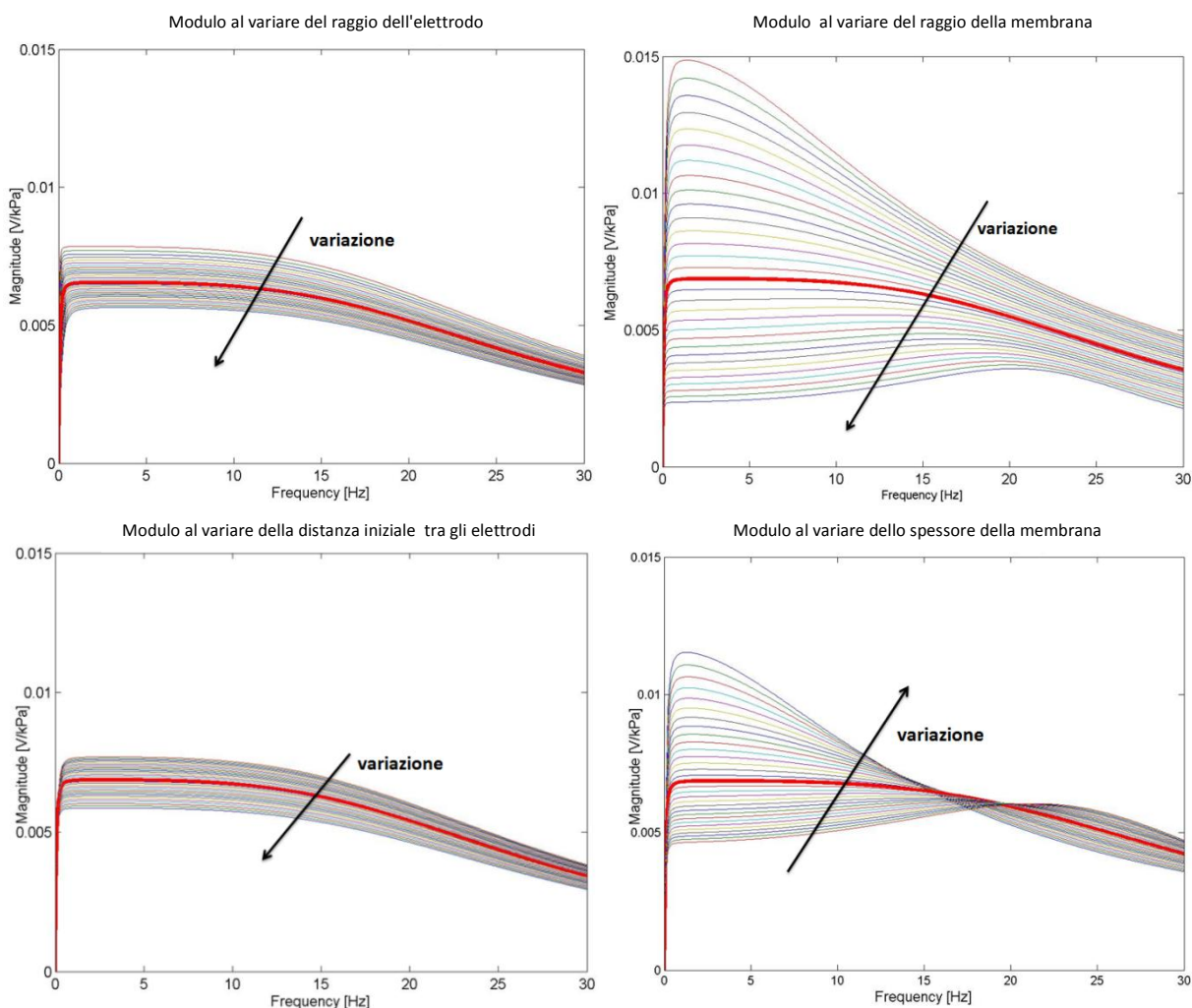


Fig.56 Modifica del modulo della funzione di trasferimento in ricezione in funzione della variazione del $\pm 30\%$ imposta al raggio dell'elettrodo (in alto a sinistra), a quello della membrana (in alto a destra), alla distanza iniziale tra gli elettrodi (in basso a sinistra) e allo spessore della membrana (in basso a destra)

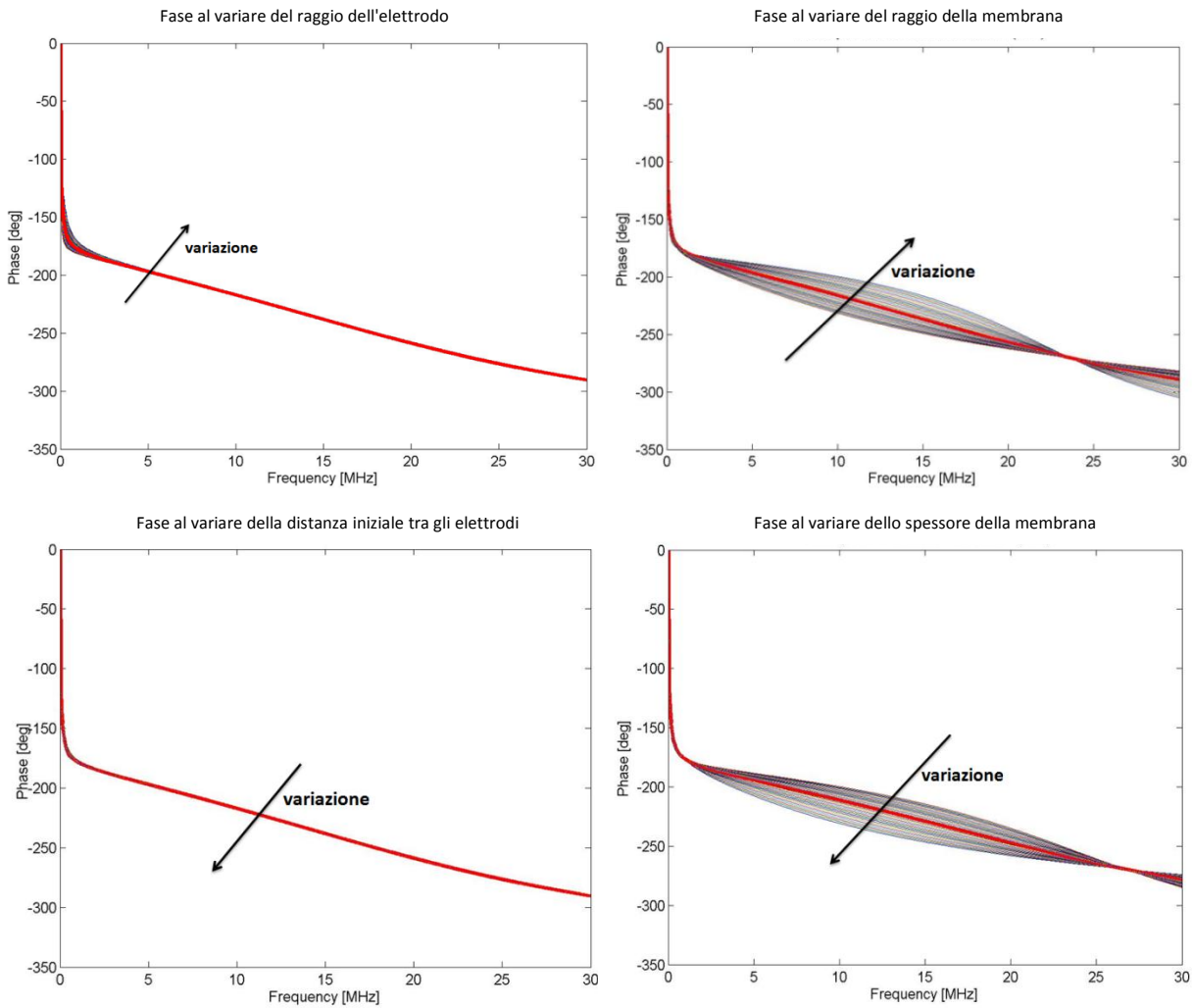


Fig.57 Modifica della fase della funzione di trasferimento in ricezione in funzione della variazione del $\pm 30\%$ imposta al raggio dell'elettrodo (in alto a sinistra), a quello della membrana (in alto a destra), alla distanza iniziale tra gli elettrodi (in basso a sinistra) e allo spessore della membrana (in basso a destra)

Per quanto riguarda il modulo della funzione di trasferimento in ricezione, la variazione del $\pm 30\%$ influente sul raggio dell'elettrodo e sulla distanza iniziale tra gli elettrodi mantiene la piatezza in banda nel medesimo intervallo di frequenze, modificando solo il valore del modulo stesso che viene incrementato o decrementato. Il raggio della membrana e lo spessore della stessa, invece, riducono notevolmente l'intervallo di frequenze in cui è garantita una piatezza di banda per variazioni percentuali negative nel primo caso e positive nel secondo, e ciò comporta differenze significative nel comportamento del CMUT in ricezione in funzione della frequenza di lavoro.

La fase della funzione di trasferimento in ricezione, che nel caso ideale è descritta in funzione della frequenza da una curva quasi lineare, indica come il modello del CMUT sia un sistema completamente sovra-smorzato, differente da quelli di secondo ordine, in cui la fase diminuisce dolcemente. Tale caratteristica è mantenuta anche a fronte della variazione del $\pm 30\%$ relativa ai

parametri fisici d'interesse, sebbene discostandosi dal caso ideale, in particolare per quanto riguarda il raggio della membrana e lo spessore della stessa.

4.2 Modello e simulazione dello stadio di amplificazione

Il segnale in ingresso al VGLNA oggetto di studio di questa tesi è riportato in figura 58.

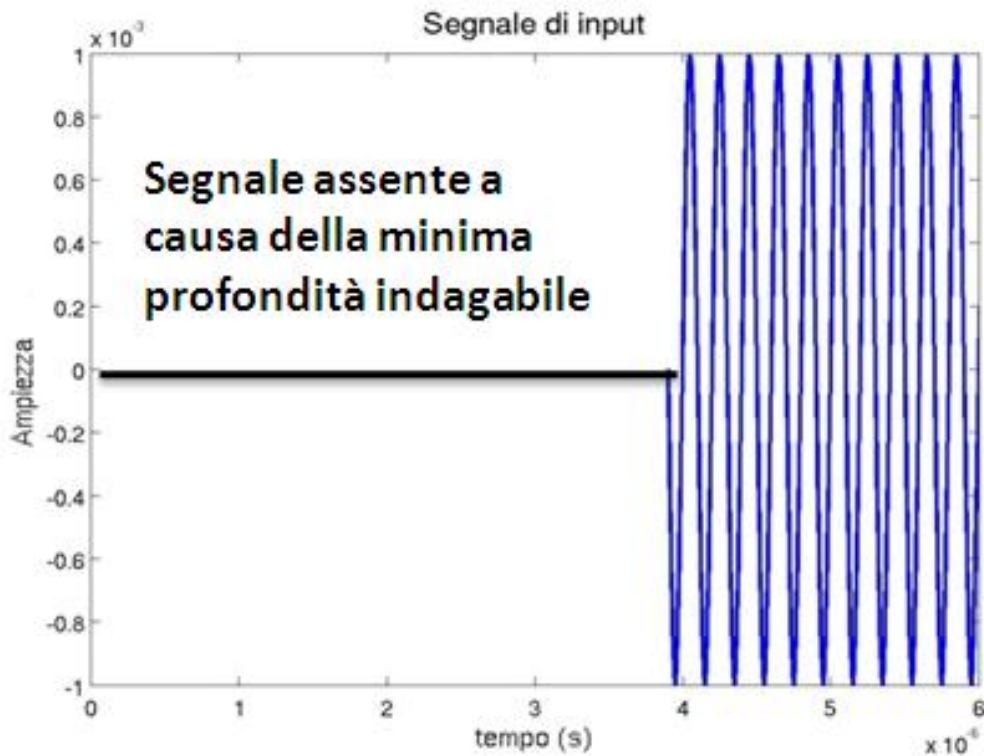


Fig.58 Segnale d'ingresso al VGLNA

Esso è costituito da una sinusoide il cui istante iniziale dipende dalla minima profondità indagabile dalla sonda, assunta essere 3 mm: prima di tale valore il sistema non rileva alcun segnale.

Il tempo di amplificazione, variabile, può essere modulato con un dettaglio minimo (passo) pari a 100 ps: ciò indica che il guadagno iniziale della fase di amplificazione, necessario a compensare l'attenuazione ad una profondità pari a 3 mm, è 36,66 dB. Analogamente si può determinare il guadagno necessario a compensare l'attenuazione alla profondità d'interesse massima, 9 cm, pari a 119,08 dB grazie alla relazione 76:

$$G = 20 \cdot \log \left(\frac{g_m}{C} \cdot (t_{SMP} - t_{RES}) \right) \cdot e^{\frac{g_m}{C} \cdot (t_{AMP})} \quad (76)$$

dove l'intervallo di amplificazione t_{AMP} è funzione dell'attenuazione, ricavata dalla relazione 15, in quanto, secondo la relazione 77:

$$t_{AMP}(i) = t_{SMP} + \frac{\log \frac{10^{\frac{attenuazione(i)+G_0}{20}} \cdot \frac{g_m}{C} \cdot (t_{SMP} - t_{RES})}{\frac{g_m}{C} \cdot passo_t}}{\frac{g_m}{C} \cdot passo_t} \quad (77)$$

dove G_0 indica il guadagno iniziale.

I risultati relativi al range di profondità [3 mm-9 cm] mostrano che l'ampiezza dell'intervallo di amplificazione può variare tra 100 ps e 1,178 ns: le specifiche di sistema si dimostrano adeguate a garantire un range di compensazione dell'attenuazione sufficiente, in quanto l'estensione dell'intervallo di amplificazione del circuito proposto può raggiungere un massimo di 5,5 ns, supposta una fase di Hold della durata di 1 ns.

Il segnale di output del modello implementato in Matlab[®] appare come in figura 59:

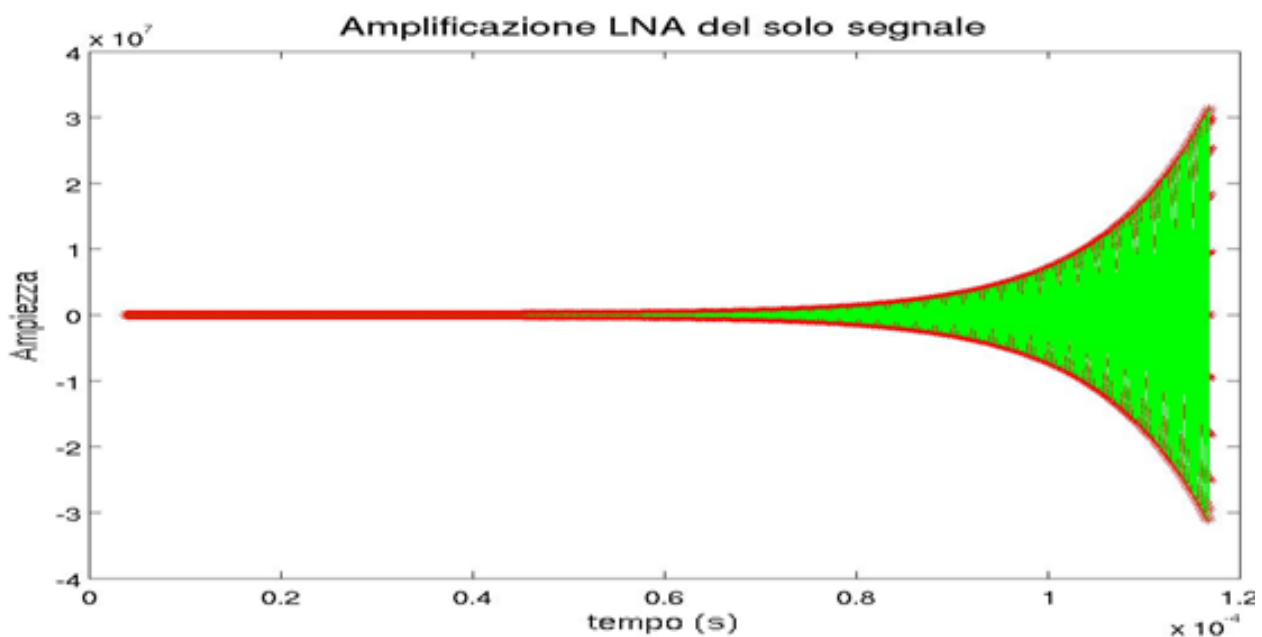


Fig.59 Segnale di output del VGLNA

La caratteristica forma del segnale in uscita dal LNA evidenzia il comportamento a guadagno variabile del componente, in funzione della profondità da cui proviene l'eco.

Focalizzando l'attenzione su un numero limitato di cicli di amplificazione del segnale in ingresso al VGLNA è possibile identificare le quattro fasi che la caratterizzano. In figura 60 si possono individuare una prima fase di Reset in cui l'output è pari a zero, un breve tratto di amplificazione lineare, un secondo intervallo caratterizzato da un'amplificazione esponenziale, la cui durata aumenta all'incrementare della profondità di provenienza dell'onda, e la fase finale di Hold in cui il

segnale ottenuto alla fine dell'elaborazione precedente è mantenuto per un periodo di tempo dipendente dalla durata della fase di Amplificazione. Sono inoltre rappresentati i punti (asterischi rossi) in cui avviene il campionamento in fase di Hold, dai quali si ricava l'involuppo del segnale amplificato (curva verde).

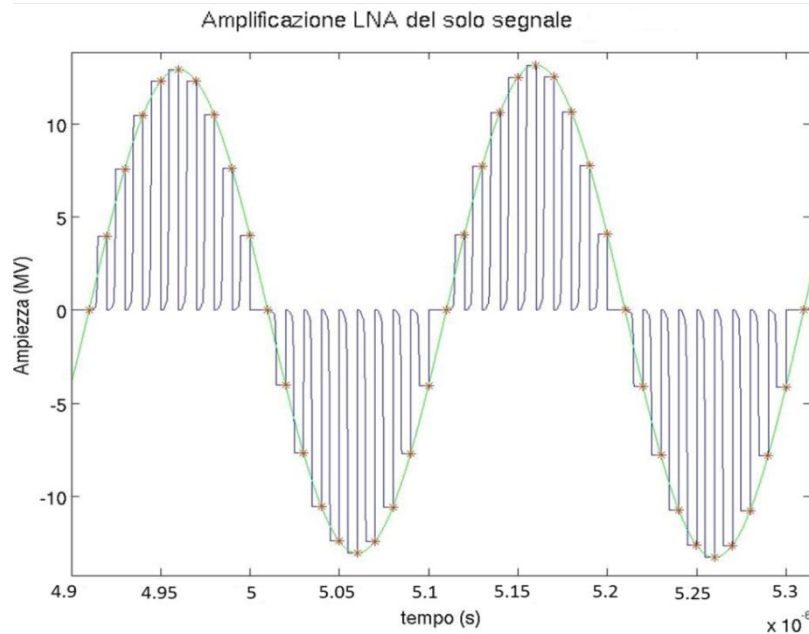


Fig.60 Segnale di output del VGLNA ottenuto in Matlab®

In figura 61 si mostra la validazione del modello derivata da simulazioni miste: il segnale ottenuto grazie a Matlab® viene paragonato ai risultati del tool ELDO, un simulatore circuitale analogico utilizzato nel design elettronico, prendendo in considerazione il medesimo intervallo di tempo [4,9 μ s - 5,3 μ s].

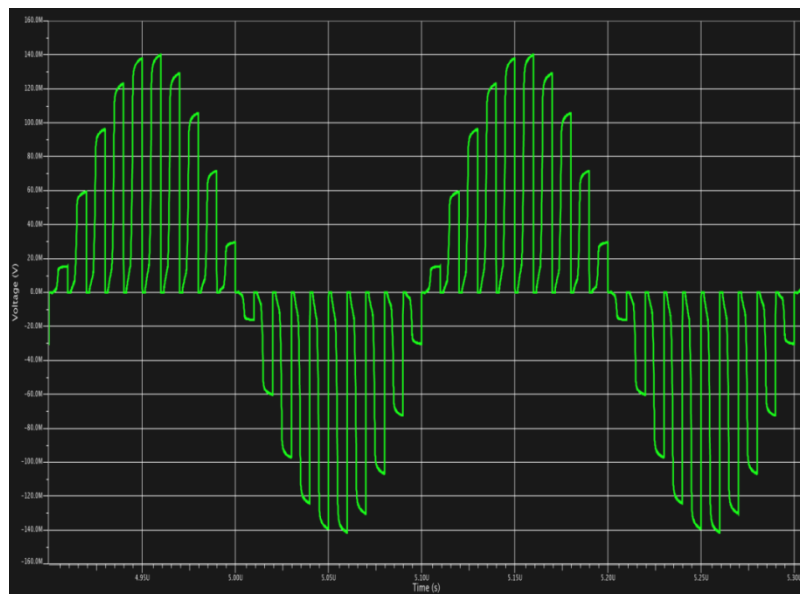


Fig.61 Segnale di output del VGLNA ottenuto in ELDO

Lo studio condotto sino ad ora è relativo al caso ideale: al fine di avvicinare la simulazione a ciò che realmente accade a livello del dispositivo reale, si è deciso di introdurre un rumore in ingresso ed un jitter sulle fasi di funzionamento del VGLNA modellizzato.

Per quanto riguarda il rumore in ingresso lo si assume di tipo gaussiano caratterizzato da una media nulla e da una varianza pari a 200 μV (valore determinato grazie a misure di rumore svolte presso l'Università degli studi di Pavia): esso viene definito nel modello grazie alla funzione Matlab® “randn”, in quanto rappresenta una variabile casuale gaussiana.

Il calcolo del SNR in ingresso si ottiene grazie alla relazione 78:

$$SNR_{IN} = 10 \log_{10} \frac{\frac{\sum(\text{campioni segnale})^2}{N}}{\sigma_{IN}^2} \quad (78)$$

dove a numeratore si calcola la potenza del segnale d'ingresso e a denominatore la potenza del solo rumore, pari alla varianza dello stesso.

Il SNR in uscita segue invece la relazione 79:

$$SNR_{OUT} = 20 \log_{10} \frac{\text{rms}(\text{segnale out})}{\sigma_{OUT}^2} \quad (79)$$

dove, secondo la 80:

$$\sigma_{OUT}^2 = \text{rms}((\text{segnale out} + \text{rumore out}) - \text{segnale out}) \quad (80)$$

Anche per la relazione 79, si prende in considerazione il rapporto tra la potenza del segnale e quella del rumore.

Per quanto riguarda il jitter esso viene definito, in base a simulazioni svolte presso l'Università degli studi di Pavia, dalla relazione 81:

$$50 \text{ dB} = 20 \log \frac{\mu}{\sigma} \quad (81)$$

dove μ indica l'ampiezza dell'intervallo di tempo proprio di ciascuna fase di amplificazione e σ la varianza del jitter stesso, assunto come variabile casuale, che si ricava nella 82 dalla relazione precedente:

$$\sigma = \frac{\mu}{10^{\frac{50}{20}}} \quad (82)$$

I risultati della simulazione mostrano come, sia in assenza sia in presenza di jitter, il SNR in uscita saturi all'aumentare dell'ampiezza del segnale in ingresso nel range [0,1 mV-100 mV]. Il jitter sulle fasi di funzionamento del LNA ed il rumore sommato al segnale non influiscono sul funzionamento del dispositivo che si dimostra quindi robusto rispetto a questo tipo di variazioni. In figura 62 si riporta, l'andamento del SNR in ingresso paragonato a quelli in uscita in assenza e presenza di jitter: i risultati sono relativi ad un ingresso di ampiezza 200 μV , 1 mV, 10 mV, 100 mV, 500 mV, 1 V.

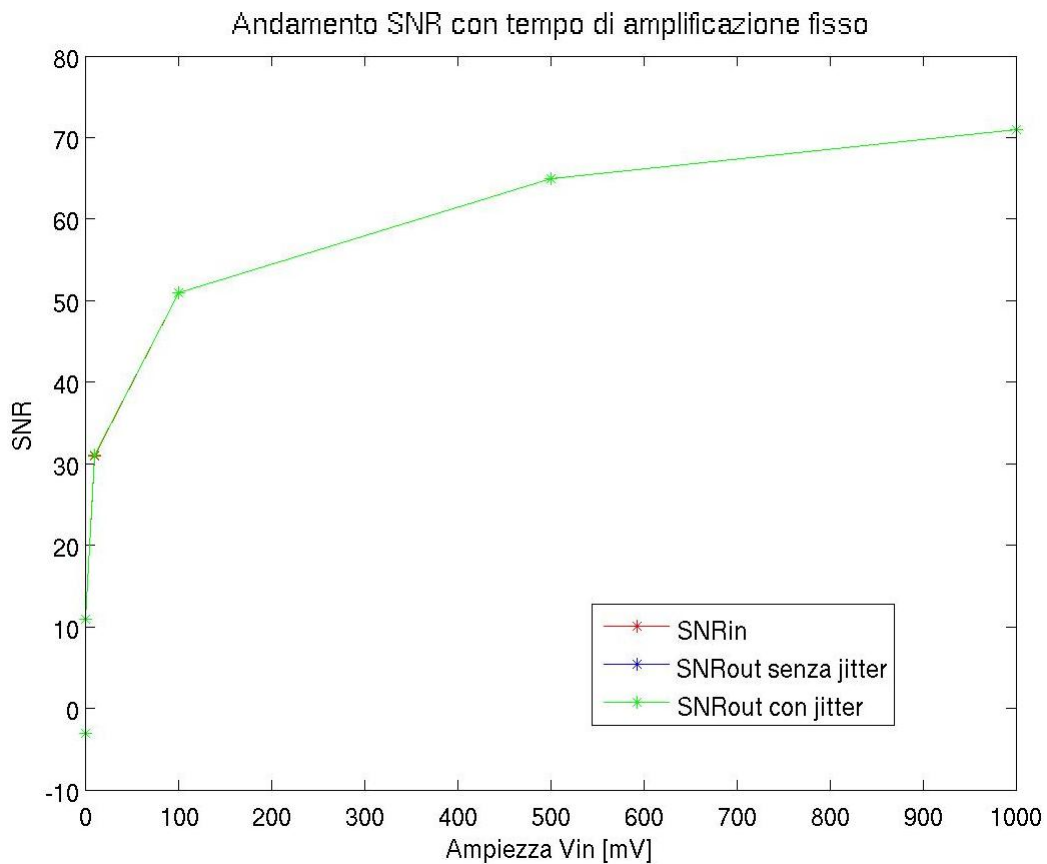


Fig.62 SNR in uscita al variare del segnale in ingresso in assenza e presenza di jitter

4.3 Modello e simulazione dello stadio di beamforming

Applicando l'algoritmo di "delay and sum" a sub-unità dell'array di trasduttori si effettua un primo stadio di micro-beamforming in modo da ridurre il numero di cavi coassiali dalla sonda alla macchina principale. Infatti, dividendo l'array di trasduttori in cluster, costituiti da un numero ottimizzato di elementi, è possibile applicare, grazie all'elettronica contenuta nella sonda, un primo fine delay, specifico per ogni trasduttore appartenente alla sub-unità, e in seguito, nella macchina principale, un coarse delay comune a essi. Ciò implica che i cavi coassiali in uscita dalla sonda saranno pari al numero di cluster in cui l'array è stato suddiviso: un numero inferiore, quindi, rispetto al caso in cui ogni trasduttore fosse connesso direttamente alla macchina principale.

Al fine di analizzare quale architettura sia maggiormente adatta a realizzare uno stadio di beamforming è necessario attuare un'analisi dei ritardi in modo tale da comprendere quale sia il loro range e come esso si modifichi al variare dell'elemento del trasduttore e della distanza dal piano focale.

Si riporta in figura 63 la rappresentazione dei ritardi massimi al variare dell'elemento del trasduttore, considerando le distanze relative ad un piano di focalizzazione nel near field, a 3 mm.

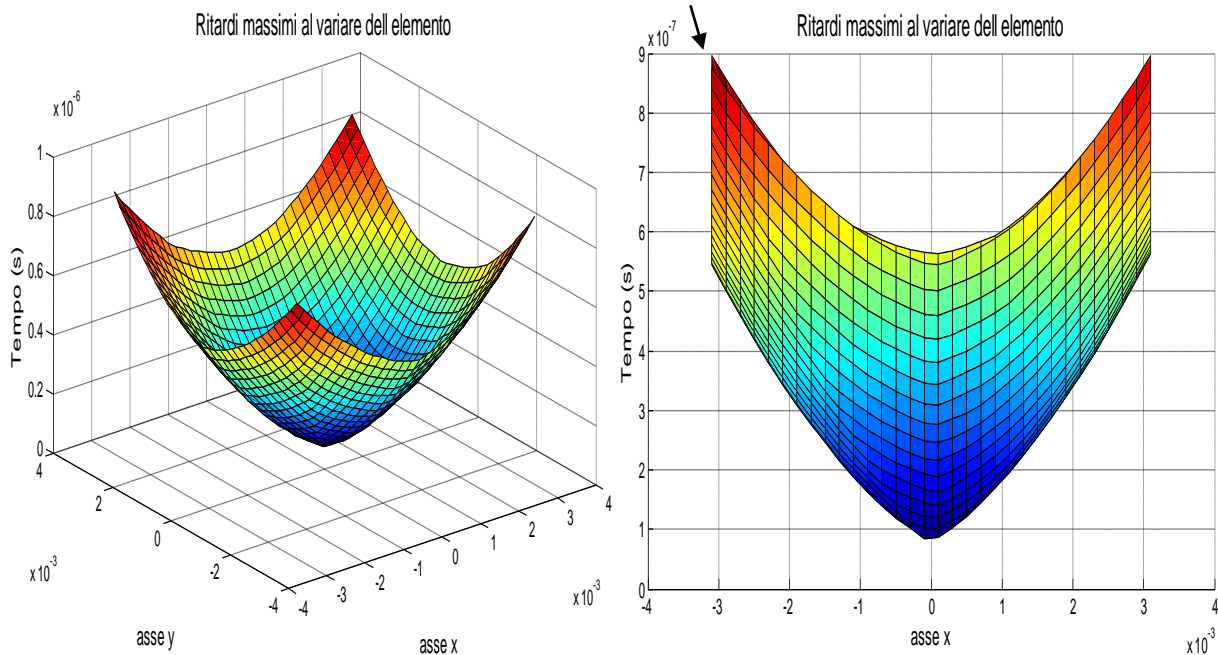


Fig.63 Rappresentazione dei ritardi massimi al variare dell'elemento della matrice di trasduttori alla profondità di 3mm

I ritardi maggiori sono presenti agli angoli del trasduttore mentre diminuiscono man mano che ci si avvicina al suo centro poiché la distanza rispetto al piano focale diminuisce procedendo dall'esterno all'interno della matrice bidimensionale. Per quanto riguarda i ritardi minimi si ottiene la rappresentazione riportata in figura 64.

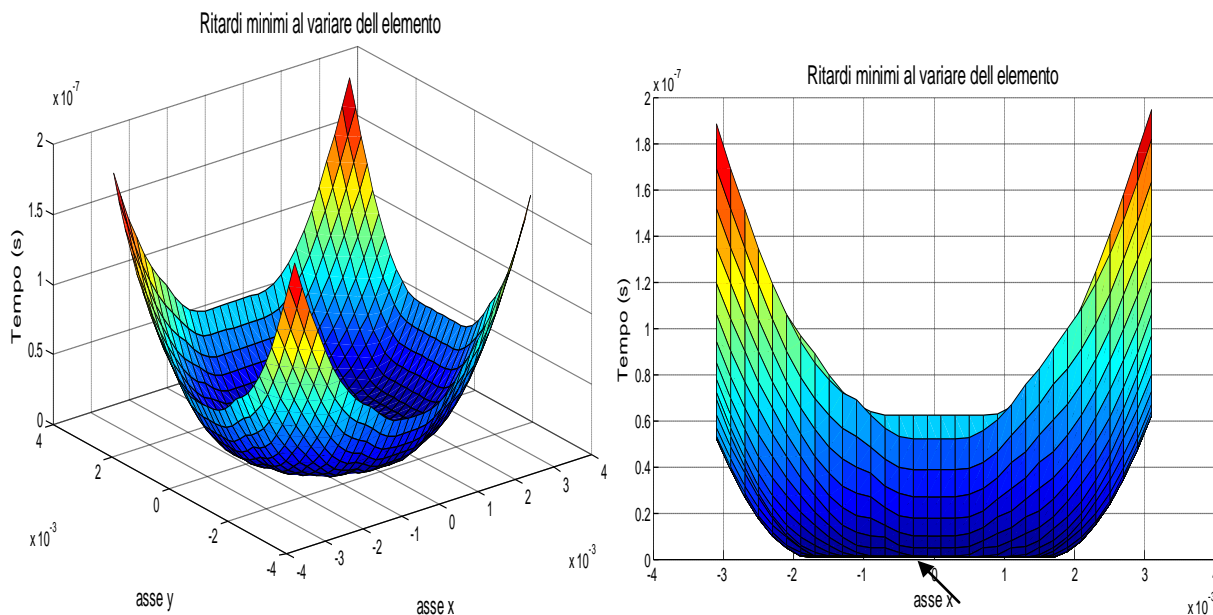


Fig.64 Rappresentazione dei ritardi minimi al variare dell'elemento della matrice di trasduttori alla profondità di 3mm

Analogamente al caso precedente, i ritardi più elevati sono quelli relativi agli angoli del trasduttore mentre i valori centrali sono inferiori e assimilabili ad un unico valore. Questo perchè, per i trasduttori centrali, la distanza rispetto ai fuochi è paragonabile alla minima distanza esistente tra l'array e il piano focale, pari a 3 mm. Di conseguenza anche i tempi di percorrenza saranno simili e il loro ritardo relativo sarà quindi nullo. La medesima analisi condotta per il far field a 9 cm porta ad ottenere la figura 65 per quanto riguarda i ritardi massimi.

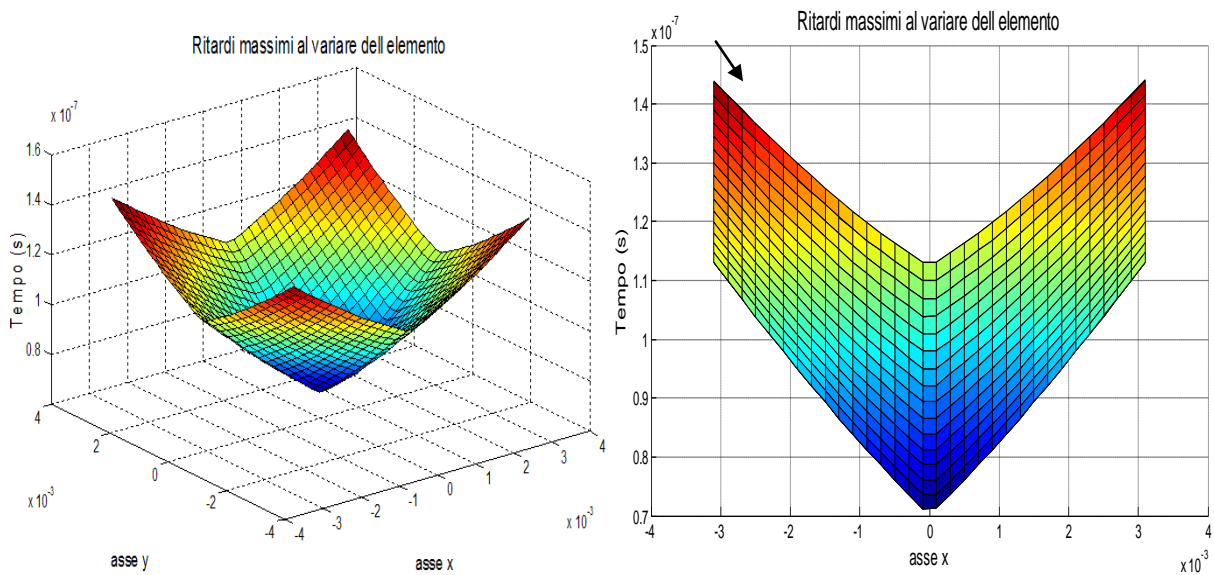


Fig.65 Rappresentazione dei ritardi massimi al variare dell'elemento della matrice di trasduttori alla profondità di 9cm

Ancora una volta i ritardi maggiori si misurano agli angoli della matrice di trasduttori e si riducono procedendo verso il centro della stessa. I ritardi minimi sono invece riportati in figura 66.

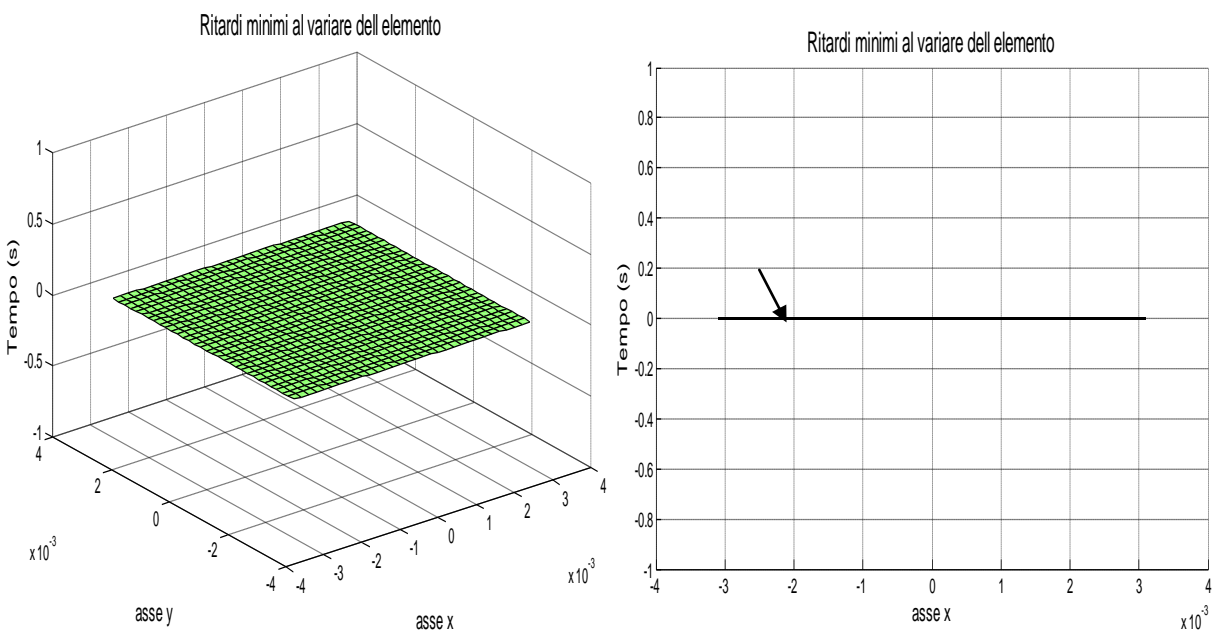


Fig.66 Rappresentazione dei ritardi minimi al variare dell'elemento della matrice di trasduttori alla profondità di 9cm

I risultati ottenuti in questa analisi si discostano da quelli precedenti poiché i ritardi rappresentati risultano equivalenti fra loro. Questo accade perché a 9 cm la distanza tra il singolo centro del trasduttore e tutti i punti del piano focale sono simili alla distanza minima ovvero quella perpendicolare all'insieme dei fuochi. Ne consegue che anche i tempi di percorrenza saranno simili e le lievi differenze tra loro sono rese trascurabili quantizzando i ritardi alla frequenza di clock del sistema, cioè 200 MHz. Se si potesse aumentare tale valore, imposto tuttavia da limiti tecnologici, sarebbe possibile ottenere un dettaglio maggiore ed evidenziare anche i ritardi di minore entità, e quindi le differenze tra i diversi trasduttori.

Grazie ai risultati ottenuti è possibile dimensionare il registro, ovvero determinare lo spazio di memoria necessario alla corretta rappresentazione dei ritardi, che verrà incluso nell'architettura volta a realizzare lo stadio di beamforming. Per fare ciò si procede con il calcolo dei bit necessari alla corretta rappresentazione degli stessi, i quali determineranno l'ampiezza del registro. I risultati ottenuti per il far field determinano la necessità di almeno 8 bit mentre il near field riduce la medesima quantità a 5. I bit in eccesso necessari nel far field possono essere trascurati a patto di non considerare le informazioni provenienti dagli elementi posti agli angoli del trasduttore. Ciò significa adottare una geometria circolare per il design della sonda, la quale può essere ottenuta anche realizzando una matrice quadrata in cui si rendono inattivi gli elementi esterni al cerchio desiderato, ad esempio non connettendoli alla macchina principale. A parità di prestazioni, si riduce il numero di elementi attivi, evitando la presenza di connessioni ed elaborazioni non necessarie. In figura 67 è rappresentata l'ottimizzazione geometrica proposta.

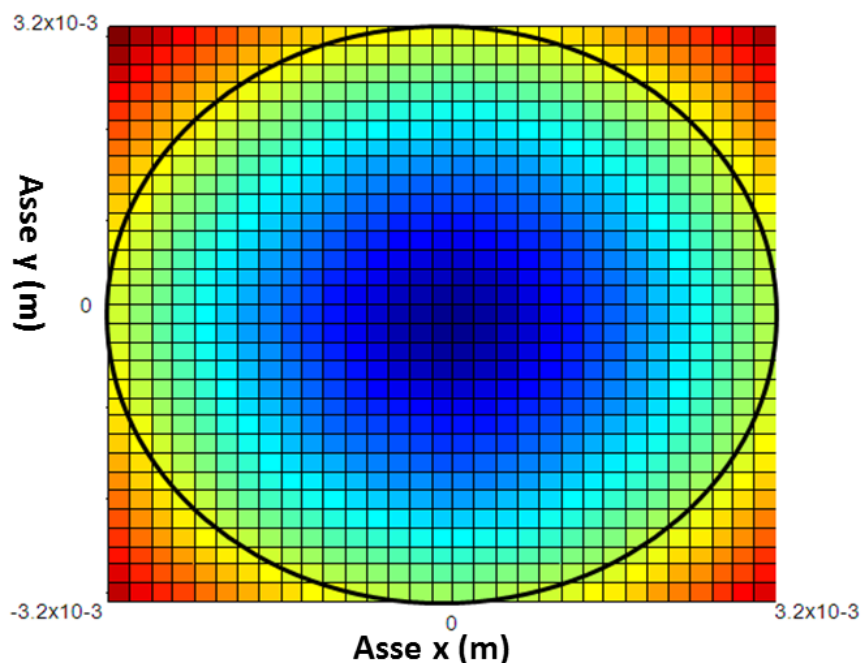


Fig.67 Ottimizzazione della geometria della matrice di trasduttori

Il risultato raggiunto è confermato da ulteriori analisi presenti nello stato dell'arte per cui l'inattività degli elementi agli angoli del trasduttore comporta una riduzione dei lobi laterali del beampattern incrementando così la risoluzione del sistema. Il risultato di tali studi è riportato in figura 68 dove si nota come la linea rossa, relativa al beampattern two-way, in trasmissione e ricezione, risultante da una geometria dell'array di trasduttori circolare, riduca la banda laterale a parità di quella centrale paragonata al beampattern relativo ad un'apertura quadrata, rappresentato con una linea blu.

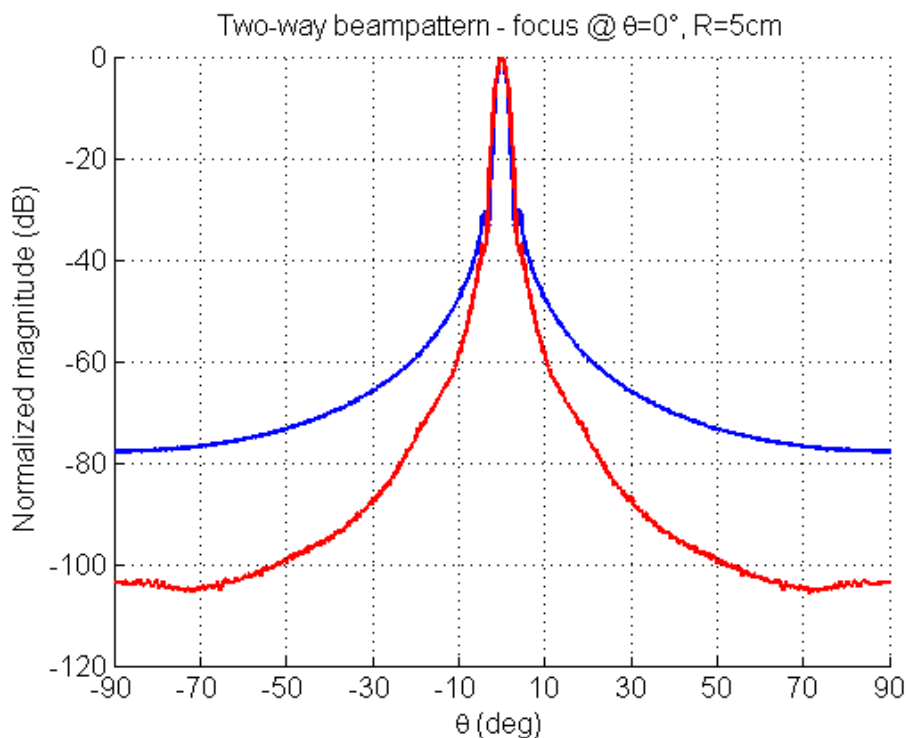


Fig.68 Beampattern simulato con angolo di steering nullo e piano focale a 5 cm per un array bidimensionale quadrato (linea blu) e uno circolare (linea rossa) di diametro 6,4 mm, entrambi costituiti da 32x32 elementi di pitch 200 μ m. Supposto un segnale d'ingresso costituito da due cicli di sinusoide a 5 MHz, la banda frazionaria risultante è compresa tra il 50% e il 60 %

Inoltre, la geometria circolare comporta uno steering omogeneo e dagli elementi ai bordi dell'array di trasduttori quadrato non si ricava alcun valore aggiunto in termini d'informazione utile. Infine, dal punto di vista meccanico, gli angoli di un materiale sono quelli sottoposti allo stress maggiore. L'analisi dei ritardi è funzionale a determinare l'accettabilità o meno di un'architettura specifica in grado di realizzare degli sfasamenti in termini temporali: si riporta di seguito lo studio volto a verificare l'adeguatezza del Frequency Independent Phase Shifter, al progetto DeNeCor, al fine di ottenere un sistema di beamforming efficace.

L'analisi di sensitività relativa al discostamento dal valore nominale della capacità programmabile ha previsto lo studio di due casi particolari: il primo, assumendo come valore della costante

$A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$ quello in grado di garantire il range degli angoli di sfasamento maggiori, porta ai risultati evidenziati in figura 69.

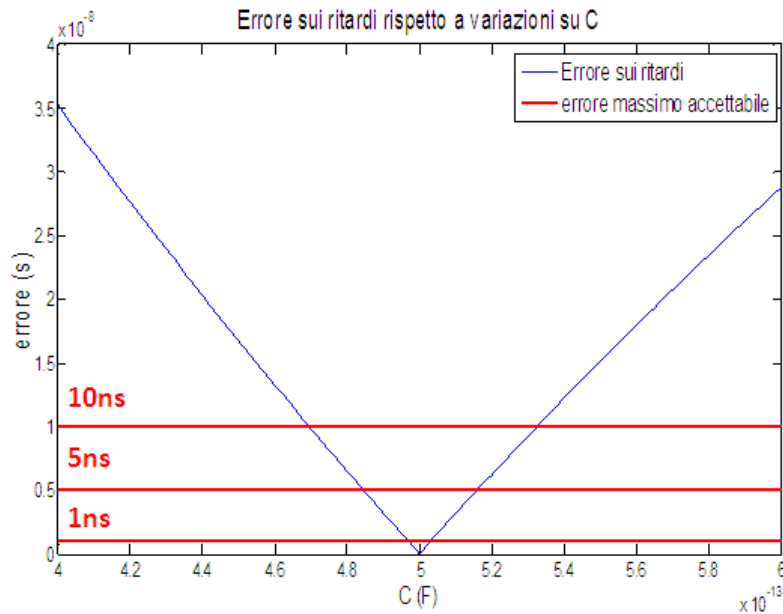


Fig.69 Errore sui ritardi rispetto a una variazione del $\pm 20\%$ sul valore nominale di C nel caso in cui la costante

$$A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}} \text{ sia quella in grado di garantire il range di angoli di sfasamento più ampio}$$

Una variazione percentuale sul valore nominale di C, assunto pari a 500 fF, si traduce in un errore in termini di controllo di fase e, quindi, di ritardi temporali. La sua accettabilità dipende dalle specifiche del sistema: poiché non sono state ancora fissate delle limitazioni definitive, in figura 69 si riporta una soglia di accettabilità dell'errore variabile a 1 ns, 5 ns e 10 ns.

Il secondo caso di studio prevede di utilizzare come valore della costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$ quello in grado di garantire gli angoli di sfasamento più piccoli: in figura 70 si riporta l' errore in termini di ritardi temporali al variare del valore di C, come nel caso di studio precedente.

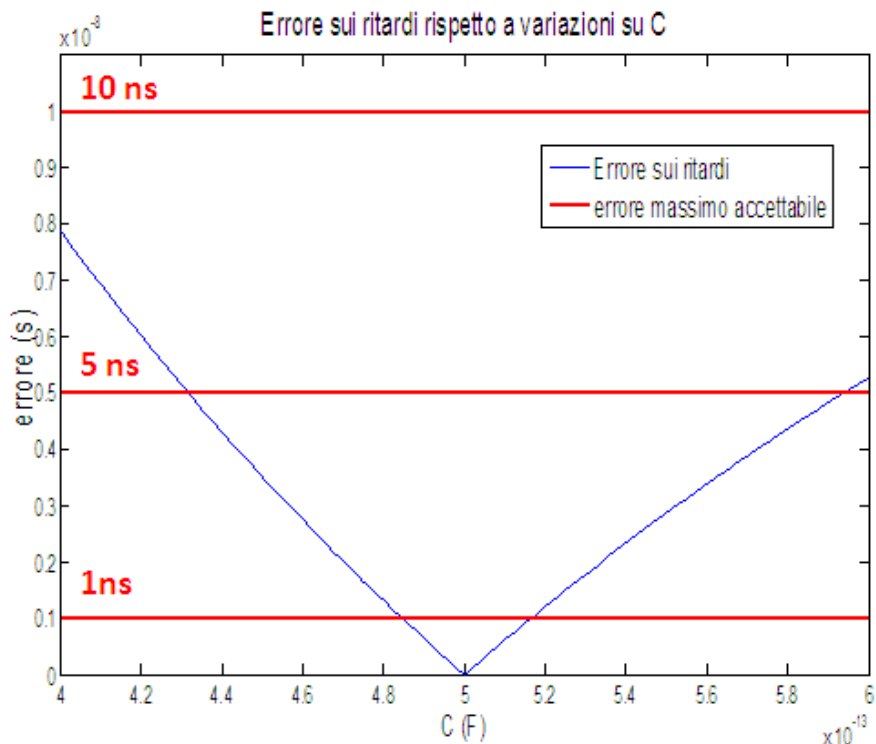


Fig.70 Errore sui ritardi rispetto a una variazione del $\pm 20\%$ sul valore nominale di C nel caso in cui la costante

$$A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$$

sia quella in grado di garantire gli angoli di sfasamento più piccoli

I risultati ottenuti mostrano che, anche per variazioni molto piccole rispetto al valore nominale di C , gli errori sui ritardi superano facilmente le tre soglie di accettabilità: nel caso in cui la costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$ garantisca gli angoli di sfasamento più piccoli, tuttavia, gli errori sono inferiori e il range di accettabilità delle variazioni risulta più ampio. Il mantenimento del valore nominale del condensatore è quindi fondamentale per il contenimento dell'errore sui ritardi entro un range di tollerabilità e ciò implica un grosso limite per l'architettura, poiché fenomeni quali la fluttuazione della temperatura possono determinare il funzionamento corretto o meno del dispositivo.

Poiché la corrente di bias gioca un ruolo fondamentale nel controllo del Frequency Independent Phase Shifter, è stata condotta un'analisi relativa agli effetti dell'imposizione di un errore variabile tra lo 0,5% e il 10% sul valore di I_b . In figura 71 sono rappresentate le curve che descrivono l'andamento dell'errore assoluto relativo allo sfasamento al variare di I_b , all'aumentare dell'errore percentuale imposto sul valore di quest'ultima.

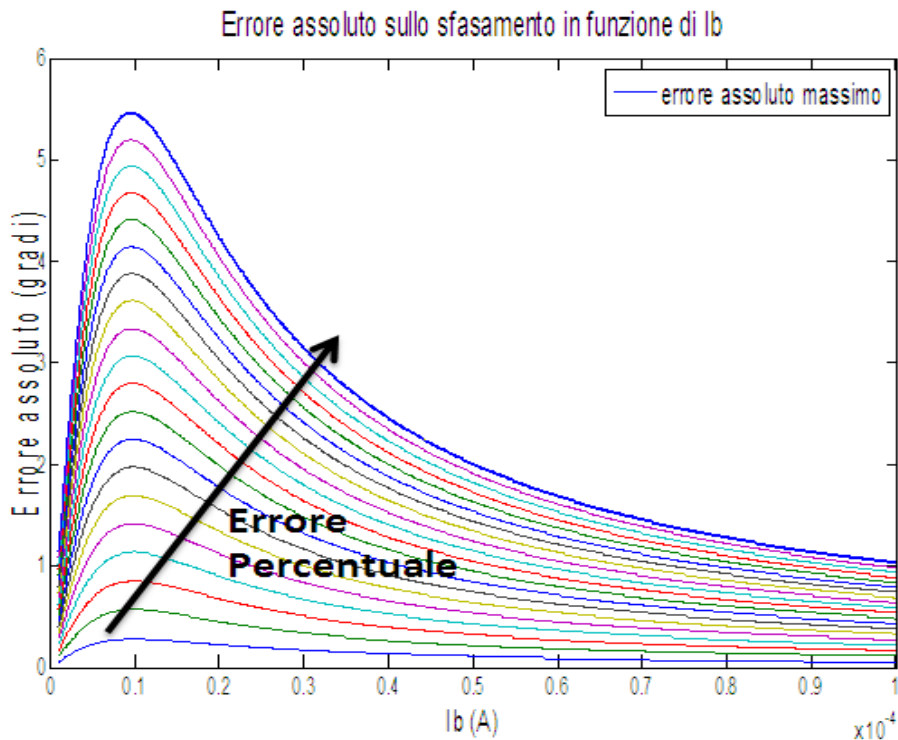


Fig.71 Errore assoluto sugli angoli di sfasamento al variare di I_b

L'informazione più rilevante è tuttavia quella relativa ai ritardi in termini di tempo, ottenibile grazie alla relazione 74. In figura 72 si riportano i risultati ottenuti con l'errore percentuale minore e con quello maggiore, e la loro accettabilità a seconda delle tre soglie, individuate anche nell'analisi precedente.

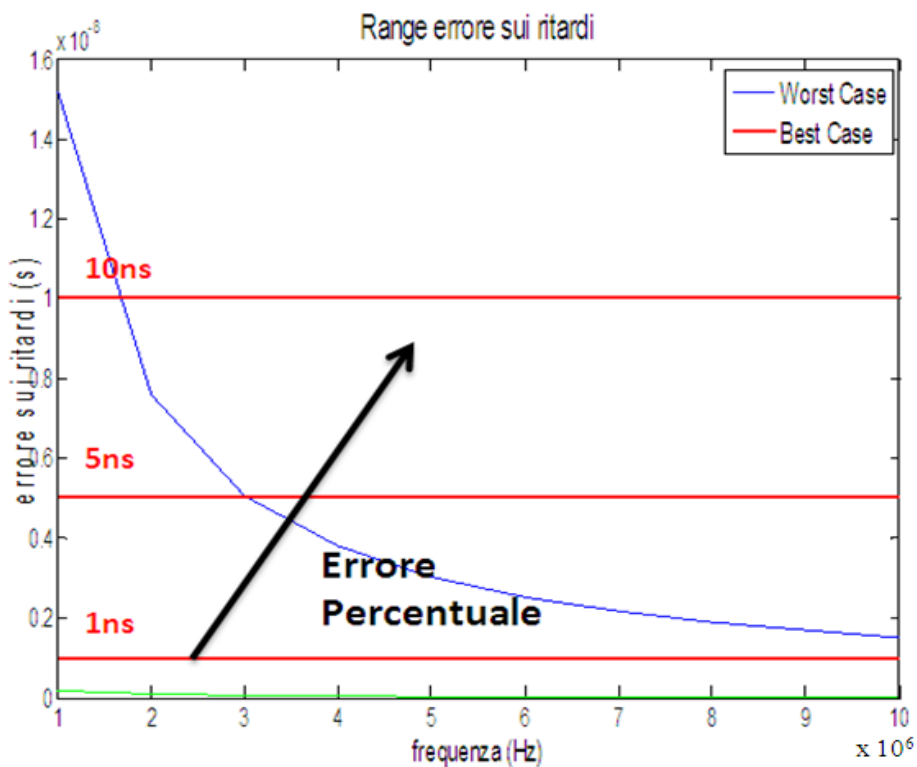


Fig.72 Errore assoluto sui ritardi al variare della frequenza

Si evidenzia come per la soglia inferiore, a 1 ns, solo i risultati vicini al caso migliore (errore = 0,5%) siano accettabili mentre per la soglie superiori, 5 ns e 10 ns anche i risultati relativi al caso peggiore (errore = 10%) siano tollerabili per frequenze di lavoro rispettivamente maggiori di 3 MHz e 2 MHz.

Analogamente, è stata condotta un'analisi relativa all'effetto di una variazione sul rapporto I_{b1}/I_{b0} , fondamentale per la compensazione della frequenza da parte del condensatore programmabile, sui ritardi temporali calcolati per tutte le correnti di bias e le frequenze consentite dalle specifiche di sistema, applicando a I_{b1}/I_{b0} un errore percentuale anch'esso compreso tra lo 0,5% e il 10%.

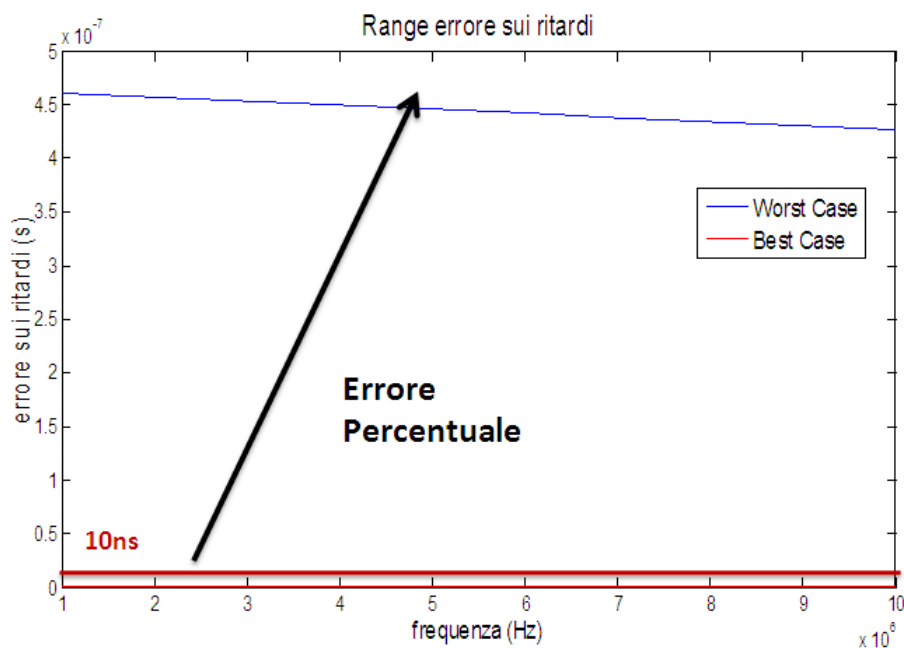


Fig.73 Range dell'errore sui ritardi al variare della frequenza conseguenza di un errore percentuale imposto sul rapporto I_{b1}/I_{b0}

L'errore in termini di ritardi temporali, riportato in figura 73, risulta accettabile solo nel caso migliore (errore = 0,5%) mentre il caso peggiore (errore = 10%) è caratterizzato da errori sui ritardi troppo elevati per garantire il corretto funzionamento del sistema, anche imponendo la soglia di accettabilità maggiore, a 10 ns. Il controllo delle correnti di bias risulta determinante per il corretto rifasamento dei segnali trasmessi e ricevuti e per la temporizzazione dei ritardi: ciò implica che valori scorretti di queste grandezze inficiano la qualità e la coerenza dell'informazione in uscita dal sistema.

Un parametro altrettanto rilevante per la determinazione dello sfasamento applicato ai segnali d'interesse è la costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$: le specifiche di sistema fanno sì che essa individui un numero molto elevato di curve che rappresentano gli sfasamenti possibili al variare di I_b . Al fine di garantire

l'efficienza e il controllo del sistema è necessario individuare un numero limitato di curve su cui lavorare, che sia in grado di coprire l'intero range di sfasamenti possibili. Tale necessità è determinata dall'impossibilità di coprire l'intero intervallo di angoli di sfasamento con una sola curva di lavoro. In figura 74 si riportano due ipotesi di linearizzazione per due curve, ovvero quella in grado di garantire il range di angoli di sfasamento più ampio e quella in grado di rappresentare anche i più piccoli valori di questi ultimi.

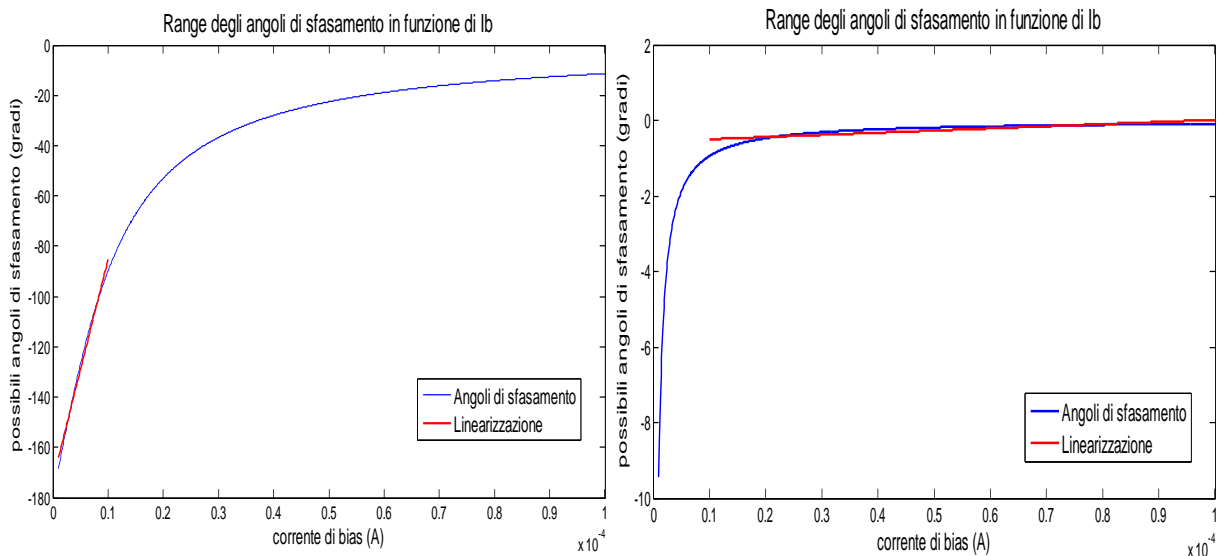


Fig.74 Range degli angoli di sfasamento al variare di I_b per due valori della costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$

Nel primo caso, la linearizzazione della curva consente di coprire un ampio intervallo di angoli di sfasamento ma non permette di raggiungere gli angoli inferiori ai 90° a meno di commettere un errore molto elevato. Nel secondo caso, di contro, la curva raggiunge angoli molto piccoli ma la linearizzazione è valida solo per un range angolare estremamente limitato.

La soluzione proposta in questa tesi, prevede l'utilizzo di un convertitore virtuale, costituito dagli switch rappresentati in figura 75, in grado di garantire la discretizzazione e il controllo dei valori di I_b e I_{b0} in modo tale che essi varino monotonamente, al fine di limitare i consumi, e determinino una variazione delle transconduttanze g_{m1} e g_{m0} secondo le relazioni 68 e 69, in modo tale che possano essere selezionate solo alcune curve di lavoro grazie alla costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$.

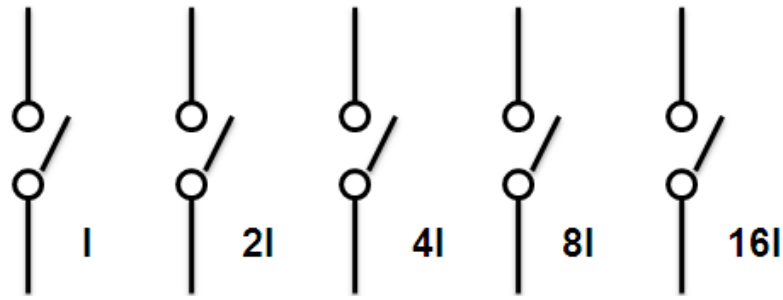


Fig.75 Switch che determinano le correnti I_b e I_{b0}

I rappresenta il passo di discretizzazione delle correnti di bias e il numero degli switch è tale da garantire un numero di curve, identificate dalla costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$, in grado di coprire l'intero range degli sfasamenti desiderati senza disomogeneità evidenti. I_b e I_{b0} sono discretizzati in un numero di intervalli, individuato secondo la relazione 83, pari a:

$$\text{intervalli} = 2^{\text{numero di switch}} - 1 \quad (83)$$

all'interno del range determinato dalle specifiche.

Si ottiene così un numero finito di valori di I_b e I_{b0} : ciascuno di quelli relativi alla prima corrente di bias è associato a ciascuno di quelli relativi alla seconda in modo tale che identifichino grazie alla relazione 73, un insieme limitato di punti appartenenti ad un numero finito di curve, rappresentanti gli sfasamenti possibili al variare di I_b , come mostrano le curve di diverso colore in figura 76.

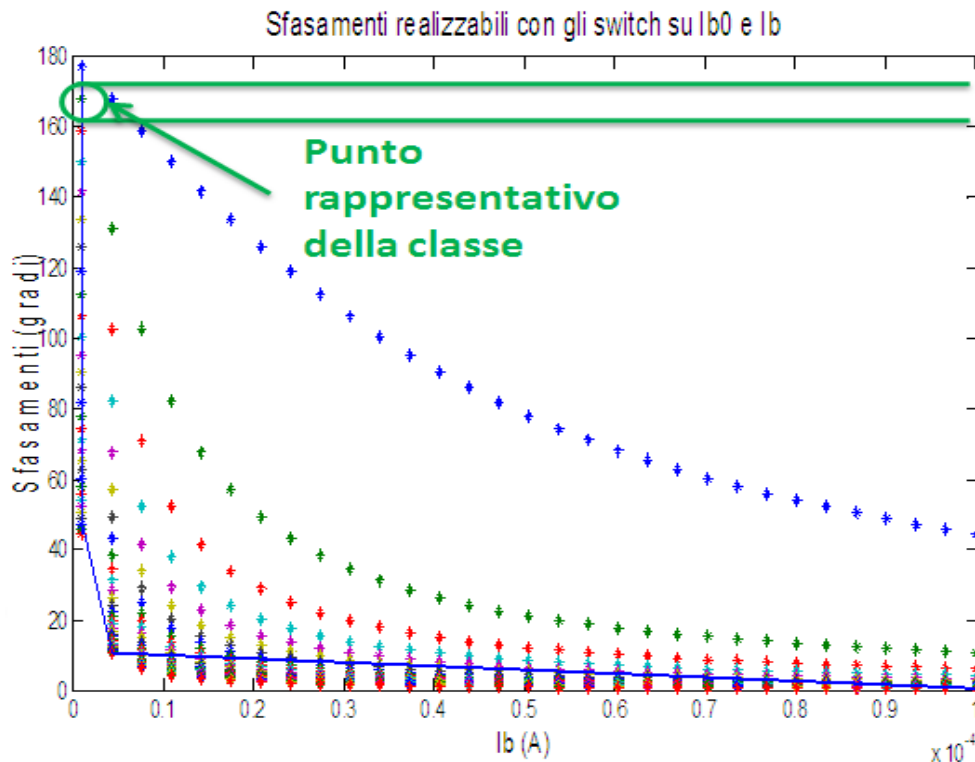


Fig.76 Sfasamenti realizzabili con gli switch per I_{b0} e I_b e quantizzazione in classi

L'insieme di punti individuato, pur essendo finito, è comunque molto numeroso e, al fine di incrementare l'efficienza del sistema, è necessario ridurlo ulteriormente. Per raggiungere tale obiettivo si è deciso di suddividere gli sfasamenti possibili in classi composte da più punti e di scegliere, tra questi, quello più rappresentativo.

In base alla frequenza di clock del sistema, si ricava l'ampiezza delle classi determinanti un certo sfasamento angolare, grazie alla relazione 84:

$$\text{ampiezza classe} = \frac{2\pi f}{f_{\text{clock}}} \quad (84)$$

poiché sarebbe inutile rappresentare un numero di punti superiori al dettaglio che può essere raggiunto grazie alla frequenza di clock. Nel caso di studio, quando f vale 5 MHz e f_{clock} è pari 200 MHz, l'ampiezza di ciascuna classe è pari a 9° : ciò significa che gli sfasamenti, e quindi i ritardi temporali corrispondenti, saranno quantizzati secondo questo valore.

Successivamente, per ciascuna delle classi, viene scelto un punto rappresentativo, individuato dai valori I_b e I_{b0} minori, al fine di minimizzare i consumi. In figura 76, i punti caratterizzanti ogni cluster sono evidenziati e collegati tra loro da una linea blu. Al fine di verificare la bontà dell'approssimazione determinata dalla frequenza di clock del sistema, assunta essere 200 MHz, si valuta l'errore commesso rispetto ad una eventuale suddivisione più fine in classi di ampiezza 1° . I risultati ottenuti sono riportati in figura 77:

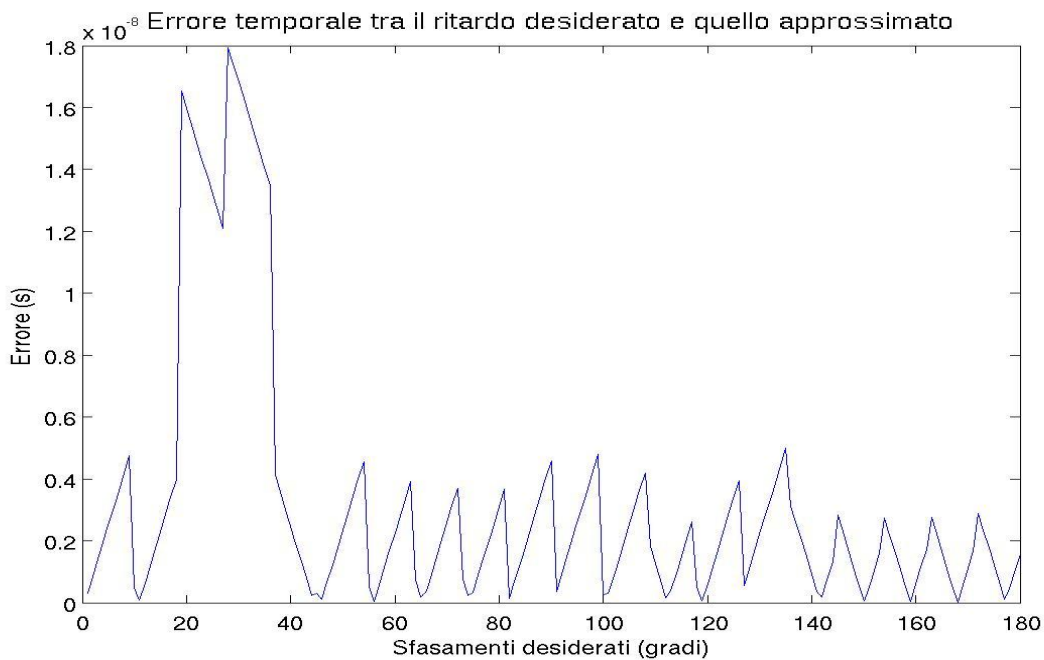


Fig.77 Errore in termini di tempo tra il ritardo desiderato e quello approssimato

Si nota come i valori degli errori si mantengano sempre entro il range [0 ns-4 ns], fatta eccezione per l'intervallo compreso tra i 20° e i 40° in cui sono superiori. La variazione sui ritardi potrebbe essere accettabile per il near field mentre risulterebbe critica lavorando nel far field.

I limiti di applicabilità della soluzione proposta sono confermati dall'analisi dei ritardi relativa alle sotto-aperture dell'array di trasduttori, per il caso peggiore in cui il piano focale è posto a 3 mm, che permette di stabilire che i range dei ritardi ottenuti per i 64 sub-array variano da un minimo di $6,4885e^{-7}s$ a un massimo di $2,1169e^{-6}s$: supponendo di utilizzare onde ultrasonore ad una frequenza di 5MHz, caratterizzate quindi da un periodo di 200 ns, ricavato grazie alla 1, sarebbero necessarie circa 10 lunghezze d'onda per rappresentare il ritardo massimo, infatti:

$$\text{numero di lunghezze d'onda} = \frac{2.1169e^{-6}s}{\frac{1}{5 \text{ MHz}}} = 10.5843$$

Ciò, tuttavia, risulta inaccettabile considerando l'intervallo di linearità possibile per ciascuna delle curve individuate dalla costante $A = \frac{f g_{m1}}{g_{m0}}$, che può raggiungere un massimo di 90°, ovvero un quarto della lunghezza d'onda.

Considerando la figura 78, in cui è rappresentata la singola sub-unità e uno dei fuochi, è possibile ricavare alcune considerazioni.

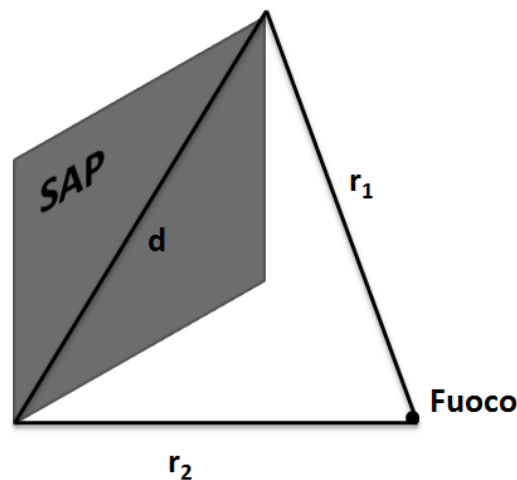


Fig. 78 Rappresentazione della distanza massima, d, all'interno della sub-apertura dell'array di trasduttori

La massima distanza all'interno del sub-array è individuata dal segmento d, corrispondente alla differenza tra i moduli dei raggi focali r_1 e r_2 : questa può essere legata al valore del pitch, caratterizzante gli elementi dell'array di trasduttori, e alla dimensione della sub-apertura (n), nel caso d'interesse pari a 4, attraverso la relazione 85:

$$d = n \cdot \sqrt{2} \cdot \text{pitch} \quad (85)$$

Dalla distanza massima è possibile ricavare il valore del massimo ritardo relativo alla sotto-apertura, attraverso la relazione 64, e questo deve essere inferiore al range di ritardi rappresentabile

dal circuito con un intervallo di linearità (intervallo) massimo di 90° . Quindi, è valida la relazione 86:

$$\frac{d}{c} \leq range_{ritardi} \quad (86)$$

il range dei ritardi possibili corrisponde alla relazione 87:

$$range_{ritardi} = \frac{intervallo}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{f} \quad (87)$$

grazie alla relazione 2, si effettua la sostituzione per ottenere la relazione 88:

$$range_{ritardi} = \frac{intervallo}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\lambda}{c} \quad (88)$$

considerando che, secondo la 89:

$$pitch = \frac{\lambda}{2} \quad (89)$$

si ricava la relazione 90:

$$\frac{n \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\lambda}{2}}{c} \leq \frac{intervallo}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\lambda}{c} \quad (90)$$

semplificando, si ottiene la 91:

$$n \leq \frac{intervallo}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{2} \quad (91)$$

Nel caso d'interesse, in cui l'intervallo di linearità è pari a 90° , ovvero $\frac{\pi}{2}$, si ha:

$$n \leq \frac{\sqrt{2}}{4} \approx 0.35$$

Ciò non è realizzabile, poiché l'ampiezza della sub-unità sarebbe inferiore alla grandezza dell'elemento stesso dell'array dei trasduttori. Anche considerando l'intervallo di linearità pari a 180° , commettendo un errore di linearizzazione significativo, si avrebbe:

$$n \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.71$$

ottenendo i medesimi risultati. Il Frequency Independent Phase Shifter risulta quindi in grado di rifasare i segnali ma il rifasamento non può essere realizzato all'interno dell'intervallo di linearità e ciò comporta l'inefficacia del sistema di controllo basato sulla discretizzazione delle correnti di bias al fine di aumentare l'efficienza del circuito.

Capitolo 5. Discussione e conclusioni

L'analisi di sensitività, condotta rispetto ai parametri fisici del CMUT oggetto d'indagine, ha permesso di confermare la bontà dell'approssimazione, secondo il modello di Mason, del comportamento del trasduttore e la possibilità di utilizzare quest'ultimo per tale indagine. Dai risultati emersi, è possibile affermare che le grandezze geometriche che influiscono maggiormente sul valore dell'impedenza meccanica specifica e sulla funzione di trasferimento in ricezione, che consente il passaggio da un segnale pressorio ad uno elettrico, sono il raggio e lo spessore della membrana del CMUT. E' quindi necessario fare in modo che i loro valori nominali ottimi, determinati grazie ad un'analisi agli elementi finiti, subiscano variazioni molto limitate. Ciò può essere garantito dall' accuratezza che caratterizza la produzione del CMUT, attraverso il processo di micro-fabbricazione.

Prendendo in considerazione le simulazioni relative allo stadio di amplificazione del segnale, il VGLNA su cui si basa il modello sviluppato risulta adeguato alle applicazioni necessarie al progetto DeNeCor poiché grazie ad un unico blocco funzionale è in grado di realizzare un'amplificazione a guadagno fisso, necessaria ad adeguare il debole segnale ricevuto dalla sonda alle elaborazioni successive, ed una a guadagno variabile, volta a compensare l'attenuazione tissutale. Quest'ultima funzionalità è garantita dalla variabilità della durata della fase di amplificazione e il circuito si rivela in grado di realizzare tutti gli intervalli di tempo necessari a compensare l'attenuazione tissutale per tutte le profondità d'interesse. La bontà del modello sviluppato è confermata dal paragone tra le simulazioni eseguite in Matlab[®] e l'output di quelle realizzate tramite ELDO presso l'Università degli studi di Pavia.

Lo studio e la simulazione relativi al sistema di micro-beamforming hanno permesso di confermare la validità del metodo "delay and sum", sostenuta in diversi documenti presenti in letteratura, come soluzione volta a ridurre il numero di cavi coassiali connettenti la sonda alla macchina principale, in modo tale da diminuire l'area necessaria all'ASIC e l'effetto del rumore. L'analisi dei ritardi si è rivelata fondamentale per dimensionare l'ampiezza dello spazio di memoria necessario alla corretta rappresentazione dei ritardi e confermare la preferibilità di un array di trasduttori circolare rispetto alla geometria quadrata.

L'analisi del Frequency Independent Phase Shifter quale architettura specifica per la realizzazione dello stadio di micro-beamforming ha determinato l'inaccettabilità della stessa rispetto alle specifiche del progetto DeNeCor. Infatti, sebbene si riveli un sistema efficiente per frequenze dell'ordine dei kHz, per applicazioni in ambito ultrasound anche piccole variazioni relative al valore nominale della capacità e alla regolazione delle correnti di bias comportano uno scorretto

rifasamento dei segnali trasmessi e ricevuti e un errore inaccettabile sulla temporizzazione dei ritardi. Ciò implica un decremento della qualità del sistema e l'incoerenza dell'informazione in uscita dallo stesso. Anche il convertitore virtuale, utilizzato per incrementare l'efficienza dell'architettura stessa, si rivela inadeguato alla corretta rappresentazione dei ritardi nel near field in quanto l'errore in quel range non permette una regolazione fine dell'ordine dei nanosecondi. Inoltre, lo studio sui ritardi relativi alle sub-aperture ha determinato l'impossibilità di gestire il controllo del Frequency Independent Phase Shifter attraverso la discretizzazione delle correnti di bias I_b e I_{b0} , in quanto l'intervallo di linearità necessario dovrebbe essere superiore ai 180° . Sarà quindi opportuno rivalutare le architetture di tipo RAM al fine di trovare un espediente che permetta di limitare i consumi, mantenendo la corretta temporizzazione dei ritardi, o elaborare una nuova soluzione che possa eliminare la necessità di un numero elevato di condensatori.

Gli sviluppi futuri previsti in relazione a questo lavoro di tesi consistono quindi nel proseguire la ricerca di architetture di beamforming adeguate alle specifiche del progetto DeNeCor, in modo tale da poter garantire la realizzabilità del sistema di neuronavigazione ad ultrasuoni. E' previsto inoltre un approfondimento relativo allo studio del VGLNA sviluppato presso l'Università degli studi di Pavia in termini di vantaggi di quest'ultimo, derivanti da un paragone con le architetture presenti in letteratura [3], ed in termini di rumore, valutato nel caso in cui la durata della fase di amplificazione sia variabile.

BIBLIOGRAFIA

- [1] **Thomas L. Szabo** Diagnostic ultrasound imaging: inside out, *Academic Press* [September, 2004]
- [2] **Haim Azhari** Basics of Biomedical Ultrasound for Engineers, *John Wiley & Sons* [March, 2010]
- [3] **Marco Sautto** Studio comparativo e progettazione di un LNA per sensori CMUT in applicazioni ecografiche [A.A.2011/2012]
- [4] **William E. Brant** Ultrasound, *Lippincott Williams & Wilkins* [2011]
- [5] **J. Powers, F. Kremkau** Medical Ultrasound System, *Interface Focus*, 1(4): 477-489 [August, 2011]
- [6] **Alessandro Stuart Savoia, Giosuè Caliano, Massimo Pappalardo** A CMUT Probe for Medical Ultrasonography: from Microfabrication to System Integration , *IEEE Transaction on Ultrasonic, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol.59, no.6 [June, 2012]
- [7] **A.C. Dhanantwari, S. Stergiopoulos, L. Song, C. Parodi, F. Bertora, P. Pellegritti, A. Questa** An efficient 3D beamformer implementation for real-time 4D ultrasound systems deploying planar array probes, *Ultrasonics Symposium* [September, 2004]
- [8] **A.C. Dhanantwari, S. Stergiopoulos** Adaptive 3D Beamforming for Ultrasound System Deploying Linear and Planar Phased Array Probes, *Ultrasonics Symposium* [October, 2003]
- [9] **S. Blaak, Z. Yu, G.C.M. Meijer, C. Prins, C.T. Lancèe, J.G. Bosch, N. de Jong** Design of a Microbeamformer for a 2D Piezoelectric Ultrasound Transducer, *IEEE Ultrasound Symposium Proceedings* [September, 2009]

- [10] **S. Blaak, Z. Yu, Z.Y. Chang, J. Yao, J.G. Bosch, G.C.M. Meijer, C. Prins, C.T. Lancèe, J.G. Bosch, N. de Jong, M.A.P. Pertijs** Front-End Receiver Electronics for a Matrix Transducer for 3D Transesophageal Echocardiography, *IEEE Transaction on Ultrasonic, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol.59, no.7 [July, 2012]
- [11] **Z. Yu, M.A.P. Pertijs, G.C.M. Meijer** Ultrasound beamformer using pipeline-operated S/H delay stages and charge mode summation, *Electronics Letters*, vol.47, no.18 [September, 2011]
- [12] **Munir A. Al Absi** A simple low cost frequency-independent phase shifter, *The Arabian Journal for Science and Engineering*, vol.34, no.1B [February, 2008]

APPENDICE

```
%% Implementazione in MATLAB del modello bidimensionale per
l'analisi dei ritardi di focalizzazione
clc
clear all
close all
%% MODELLO DELL'ARRAY DI TRASDUTTORI
n=32;% dimensione dell'array di trasduttori
pitch=200e-6;
x=-pitch*n/2:pitch:pitch*n/2; % coordinate x dei trasduttori
y=-pitch*n/2:pitch:pitch*n/2; % coordinate y dei trasduttori
[xx,yy]=meshgrid(x,y);
zz=zeros(length(x),length(y)); % coordinate z dei trasduttori
% Calcolo delle coordinate dei centri dei trasduttori
for i=1:n
for k=1:n
if k>(n/2)
ycentro(k)=- (pitch/2) -pitch*(k-(n/2+1));
else
ycentro(k)=(pitch/2)+pitch*((n/2)-k);
end
end
if i>(n/2)
xcentro(i)=(pitch/2)+pitch*(i-(n/2+1));
else
xcentro(i)=- (pitch/2) -pitch*((n/2)-i);
end
end
% Plot dei centri dei trasduttori
plot3(xx,yy,zz)
title('Modello trasduttore piano focale')
xlabel('asse x')
ylabel('asse y')
zlabel('asse Z')
```

```

hold on
for i=1:length(xcentro)
plot(xcentro(i),ycentro(i),'*')
end
%% MODELLO DEL PIANO FOCALE
angolo=pi/6;% angolo di apertura dal centro dell'array
bidimensionale scelto in base alle applicazioni d'interesse
zC=3e-3;% distanza del piano focale
% Calcolo delle coordinate dei fuochi
raggio_piano_focale=(zC*tan(angolo));
xF=-raggio_piano_focale:pitch:raggio_piano_focale;% coordinate x
dei fuochi
yF=-raggio_piano_focale:pitch:raggio_piano_focale;% coordinate y
dei fuochi
[xxF,yyF]=meshgrid(xF,yF);
zzF=zC*ones(length(xF),length(yF));% coordinate z dei fuochi
% Eliminazione dei punti esterni alla circonferenza di raggio pari
a raggio_piano_focale
for i=1:length(xF)
for k=1:length(yF)
d(i,k)=sqrt((xF(i))^2+(yF(k))^2);
if d(i,k)>raggio_piano_focale
xxF(i,k)=NaN;
yyF(i,k)=NaN;
end
end
end
% Plot dei punti appartenenti al piano focale
hold on
grid on
plot3(xxF,yyF,zzF,'*')
%% ANALISI DEI RITARDI
tempo=zeros(length(xcentro),length(ycentro),length(xF),length(yF))
;% preallocazione della matrice 4D
c=1540;% velocità del suono nei tessuti umani

```

```

% Calcolo dei tempi di propagazione relativi a ciascuno dei centri
dei trasduttori rispetto a tutti i punti del piano focale
for i=1:length(xcentro)
for j=1:length(ycentro)
tempo(i,j, :, :)=(sqrt((xcentro(i)-xxF).^2+(ycentro(j)-
yyF).^2+(zzF)^2))/c;
end
end
% Calcolo dei ritardi relativi a ciascuno dei fuochi rispetto a
tutti i centri dei trasduttori
ritardo=zeros(length(xcentro),length(ycentro),length(xF),length(yF
)); % preallocazione della matrice 4D
for h=1:length(xF)
for k=1:length(yF)
ritardo(:, :, h, k)= tempo(:, :, h, k)-min(min(tempo(:, :, h, k)));
end
end
ritardo_new=ritardo;
ritardo_new(ritardo_new==0)=inf;% eliminazione dei ritardi nulli
derivanti dalla sottrazione precedente necessaria al calcolo del
ritardo minimo
% Calcolo dei ritardi minimi e massimi per ciascun elemento
dell'array di trasduttori
for i=1:length(xcentro)
for j=1:length(ycentro)
ritardo_min(i,j)=min(min(ritardo_new(i,j, :, :)));
ritardo_max(i,j)=max(max(ritardo(i,j, :, :)));
end
end
% Plot dei ritardi minimi e massimi al variare del trasduttore
figure
surf(xcentro,ycentro,ritardo_max)
title('Ritardi massimi al variare dell elemento')
xlabel('asse x')
ylabel('asse y')

```

```

xlabel('Tempo (s)')
figure
surf(xcentro,ycentro,ritardo_min)
title('Ritardi minimi al variare dell elemento')
xlabel('asse x')
ylabel('asse y')
xlabel('Tempo (s)')
%% CALCOLO DEL NUMERO DI BIT
ritardo_max_sup=max(max(ritardo_max));% calcolo del massimo
assoluto dei ritardi
ritardo_max_inf=min(min(ritardo_min));% calcolo del minimo
assoluto dei ritardi
fclock=200e6;% frequenza di clock del sistema
tclock=1/fclock;% periodo di clock del sistema
escursione=ritardo_max_sup-ritardo_max_inf;% range dei ritardi
possibili
bit=log2(escursione/tclock);% numero di bit necessari al
dimensionamento del registro

```

```

%% Implementazione in MATLAB del modello del VGLNA
clc
clear all
close all
%% SEGNALE D'INGRESSO
depth_max=9e-3;% massima profondità indagabile
depth_min=3e-3;% minima profondità indagabile
c=1540;% velocità del suono nei tessuti umani
alpha=1;% coefficiente di attenuazione
MHz=5;% frequenza della sinusoide in ingresso
f=MHz*1e6;
fs=100e6;% frequenza di campionamento
dt=1/fs;% periodo di campionamento
limsupq=round(((depth_max*2)/c)/dt)*dt;%      limite      temporale
superiore funzione della massima profondità indagabile
liminfq=round((depth_min*2/c)/dt)*dt; % limite temporale inferiore
funzione della minima profondità indagabile
t=liminfq:dt:limsupq-dt;% estensione temporale del segnale
Vin=1e-3*sin(2*pi*f*t);% segnale ideale in ingresso al VGLNA
% Rappresentazione del segnale d'ingresso
plot(t,Vin)
title('Segnale di input')
xlabel('tempo (s)')
ylabel('Ampiezza')
%% VETTORE TEMPO AUSILIARIO
% necessario a sottoporre alle quattro fasi di amplificazione
ciascuno dei campioni del segnale in ingresso
fa=100e9;
Ta=1/fa;
tempo=[0:Ta:1/fs-1/fa];
%% AMPLIFICAZIONE E COMPENSAZIONE DELL'ATTENUAZIONE TISSUTALE DEL
SEGNALE PRIVO DI RUMORE
gm=(117+141)*1e-6;% transconduttanza VGLNA
C=100e-15;% capacità VGLNA
R=-1/gm;% resistenza VGLNA

```



```

t_res=1.5e-9;% durata della fase di Reset
i_smp=2e-9;% durata della fase di Sample
i_amp_min=1e-9;% durata minima della fase di Amplificazione
t_hold=dt;% istante in cui termina la fase di Hold
passo_t=100e-12;% passo amplificazione
t_smp=t_res+i_smp;% istante in cui termina la fase di Sample
t_amp=t_smp+i_amp; % istante in cui termina la fase di
Amplificazione minima
G0=20*log10(gm/C*(i_smp)*exp(gm/C*i_amp_min));% guadagno minimo
% Amplificazione e compensazione dell'attenuazione tissutale
for i=1:length(Vin)
depth(i)=c*t(i);% calcolo della profondità da cui proviene il
segnale
attenuazione(i)=(MHz/0.01)*alpha*depth(i);% calcolo attenuazione
t_amp(i)=t_smp+(log(10^((attenuazione(i)+G0)/20)/(gm/C*(i_smp))))/
(gm/C); % calcolo dell'istante in cui termina la fase di
Amplificazione
i_amp(i)=t_amp(i)-t_smp; % calcolo della durata della fase di
Amplificazione
for j=1:length(tempo)
if tempo(j)>=0 && tempo(j)<=t_res% fase di Reset
Gsv(i,j)=0;
Vsv(i,j)=0;
else if tempo(j)>t_res&& tempo(j)<=t_smp% fase di Sample
Gsv(i,j)=(gm/C)*(tempo(j)-t_res);
Vsv(i,j)=Vin(i)*Gsv(i,j);
else if tempo(j)>t_smp&& tempo(j)<=t_amp(i)%fase di Amplificazione
Gsv(i,j)=((gm/C)*i_smp)*exp((gm/C)*(tempo(j)-t_smp));
Vsv(i,j)=(Vin(i)*Gsv(i,j));
else if tempo(j)>t_amp(i) && tempo(j)<=t_hold% fase di Hold
Gsv(i,j)=((gm/C)*i_smp)*exp((gm/C)*i_amp(i));
Vsv(i,j)=(Vin(i)*Gsv(i,j));
end
end
end

```

```

end
end
end
Vsv_new=Vsv';% preparazione del segnale alla rappresentazione
Vsv_tot=Vsv_new(:);
% Plot del segnale in uscita dal VGLNA
figure
plot(tempo_tot,Vsv_tot)
title('Amplificazione e compensazione dell'attenuazione tissutale
da parte del VGLNA del solo segnale')
xlabel('tempo (s)')
ylabel('Ampiezza')
% Inviluppo del segnale in uscita del VGLNA
margine=10;% numero di campioni che precedono la fine della fase
di hold prima dei quali si considera il campione necessario al
calcolo dell'inviluppo
Vsv_inv=Vsv_tot(length(tempo)-
margine:length(tempo):length(tempo_tot));
xx=liminfq:(Ta/10):limsupq-Ta;
yy=spline(tempo_inv,Vsv_inv,xx);% inviluppo grazie a spline cubica
% Plot dell'inviluppo del segnale in uscita dal VGLNA
hold on
plot(tempo_inv,Vsv_inv,'*r',xx,yy,'g')
%% CALCOLO DEL JITTER
rapporto=50;% valore da simulazioni circuitali
sigma_res=t_res/(10^(rapporto/20));% deviazione standard del
jitter sulla fase di Reset
sigma_smp=(i_smp)/(10^(rapporto/20));% deviazione standard del
jitter sulla fase di Sample
sigma_amp=(i_amp)/(10^(rapporto/20));% deviazione standard del
jitter sulla fase di Amplificazione
%% CALCOLO DEL RUMORE
sigma_n=200e-6;% deviazione standard del rumore da simulazioni
circuitali
mu=0;% media del rumore

```

```

noise=mu+sigma_n*randn(1,length(Vin));% definizione del rumore
Vsn=Vin+noise;% segnale reale in ingresso al VGLNA(segnale e
rumore)
P_Vin=(sum(Vin.^2))/(length(Vin));% potenza del segnale ideale
P_noise=sigma_n^2;% potenza del rumore
SNRin=10*log10((P_Vin)/P_noise);% calcolo del Signal to Noise
Ratio in ingresso
% Amplificazione del segnale reale senza compensazione
dell'attenuazione tissutale in assenza di jitter
for i=1:length(Vsn)
for j=1:length(tempo)
if tempo(j)>=0 && tempo(j)<=t_res% fase di Reset
Gsn(i,j)=0;
Vout(i,j)=0;
Vs(i,j)=0;
else if tempo(j)>t_res&& tempo(j)<=t_smp% fase di Sample
Gsn(i,j)=(gm/C)*(tempo(j)-t_res);
Vout(i,j)=Vsn(i)*Gsn(i,j);
Vs(i,j)=Vin(i)*Gsn(i,j);
else if tempo(j)>t_smp&& tempo(j)<=t_amp% fase di Amplificazione
Gsn(i,j)=((gm/C)*i_smp)*exp((gm/C)*(tempo(j)-t_smp));
Vout(i,j)=Vsn(i)*Gsn(i,j);
Vs(i,j)=Vin(i)*Gsn(i,j);
else if tempo(j)>t_amp&& tempo(j)<=t_hold% fase di Hold
Gsn(i,j)=((gm/C)*i_smp)*exp((gm/C)*i_amp);
Vout(i,j)=Vsn(i)*Gsn(i,j);
Vs(i,j)=Vin(i)*Gsn(i,j);
end
end
end
end
end
end
end
Vout_new=Vout';
Vout_tot=Vout_new(:);

```

```

Vs_new=Vs';
Vs_tot=Vs_new(:);
SNRout=20*log10((rms(Vs_tot))/(rms(Vout_tot-Vs_tot)));%    calcolo
del Signal to Noise Ratio in uscita in assenza di jitter
% Amplificazione del segnale reale senza compensazione
dell'attenuazione tissutale in presenza di jitter
for i=1:length(Vsn)
jitter_res(i)=t_res+sigma_res*randn(1,1);% jitter sulla fase di
Reset
jitter_smp(i)=i_smp+sigma_smp*randn(1,1);% jitter sulla fase di
Sample
jitter_amp(i)=i_amp+sigma_amp*randn(1,1);% jitter sulla fase di
Amplificazione
tj_smp(i)=jitter_smp(i)+jitter_res(i);% variazione sulla durata
della fase di Sample
tj_amp(i)=jitter_amp(i)+jitter_smp(i);% variazione sulla durata
della fase di Amplificazione
for j=1:length(tempo)
if tempo(j)>=0 && tempo(j)<=jitter_res(i)% fase di Reset
Gsnj(i,j)=0;
Voutj(i,j)=0;
Vsj(i,j)=0;
else if tempo(j)>jitter_res(i) && tempo(j)<=tj_smp(i)% fase di
Sample
Gsnj(i,j)=(gm/C)*(tempo(j)-jitter_res(i));
Voutj(i,j)=Vsn(i)*Gsnj(i,j);
Vsj(i,j)=Vin(i)*Gsnj(i,j);
else if tempo(j)>tj_smp(i) && tempo(j)<=tj_amp(i)% fase di
Amplificazione
Gsnj(i,j)=((gm/C)*jitter_smp(i))*exp((gm/C)*(tempo(j)-
jitter_smp(i)));
Voutj(i,j)=(Vsn(i)*Gsnj(i,j));
Vsj(i,j)=Vin(i)*Gsnj(i,j);
else if tempo(j)>tj_amp(i) && tempo(j)<=t_hold % fase di Hold
Gsnj(i,j)=((gm/C)*jitter_smp(i))*exp((gm/C)*jitter_amp(i));

```

```

Voutj(i,j)=(Vsn(i)*Gsnj(i,j));
Vsj(i,j)=Vin(i)*Gsnj(i,j);
end
end
end
end
end
end
end
Voutj_new=Voutj';
Voutj_tot=Voutj_new(:);
Vsj_new=Vsj';
Vsj_tot=Vsj_new(:);
SNRoutj=20*log10((rms(Vsj_tot))/(rms(Voutj_tot-Vsj_tot)));
% calcolo del Signal to Noise Ratio in uscita in presenza di
jitter

```

```

%% Implementazione in MATLAB del convertitore virtuale
clc
clear all
close all
Vt=26e-3;% tensione termica a temperatura ambiente
C=500e-15;% capacità
Ib=[1e-6:0.1e-6:100e-6];% range delle correnti di bias da
specifiche DeNeCor
Ib0=[1e-6:0.1e-6:100e-6];% range delle correnti di bias da
specifiche DeNeCor
vett=[1e4:1e5:1e9];% range dei valori della costante A da
specifiche DeNeCor
%% DISCRETIZZAZIONE
n_switch=5;% numero di switch
% numero di intervalli di discretizzazione
intervalli=((2^n_switch)-1)-1;
% passo di discretizzazione
passo=floor((length(Ib0))/(intervalli));
Ib0_new=Ib0(1:passo:end);% discretizzazione di Ib0
Ib0_new(end)=Ib0(end);
Ib_new=Ib(1:passo:end); % discretizzazione di Ib
Ib_new(end)=Ib(end);
f=5e6;% frequenza di lavoro
Ib1=1e-4*ones(1,(intervalli+1));% Ib1 fissato al valore minore del
range consentito da specifiche DeNeCor
Ib1suIb0=Ib1./Ib0_new;% rapporto discretizzato
vett_new=Ib1suIb0.*f;% costante A discretizzata
% Calcolo degli sfasamenti possibili individuati dalle correnti di
bias discretizzate
for i=1:length(vett_new)
for k=1:length(Ib_new)
teta(i,k)=abs(-2*atan((2*pi*C*Vt./Ib_new(k))*vett_new(i))*180/pi);
end
end

```

```

%% DEFINIZIONE DELLE CLASSI
[m,n]=size(teta);
fclock=200e6;% frequenza di clock del sistema
amp_classe=((f*2*pi)/fclock)*(180/pi);% ampiezza della classe
estremi=[180:-amp_classe:0];% massimo range degli sfasamenti
angolari
% Individuazione del punto rappresentativo di ogni classe
for j=1:length(estremi)
for i=1:m
for k=1:n
if teta(i,k)<=estremi(j) && teta(i,k)>estremi(j+1)
teta_new(i,k)=teta(i,k);
teta_best=min(find(teta_new));
Ib_best(j)=Ib_new(ceil(teta_best/m));
Ib0_best(j)=Ib0_new(teta_best-(ceil(teta_best/m)-1)*m);
end
end
end
end
%% CALCOLO DELL'ERRORE RISPETTO AD UNA DIVISIONE IN CLASSI DI
AMPIEZZA 1°
Ib1=1e-4*ones(1,length(Ib0_best));
Ib1suIb0_best=Ib1./Ib0_best;
vett_best=Ib1suIb0_best.*f;
for i=1:length(vett_best)
teta_best(i,i)=abs(-
2*atan((2*pi*C*Vt./Ib_best(i))*vett_best(i))*180/pi);% punti
rappresentativi di ogni classe
end
sfasamento_in=[1:1:180];% ampiezza delle classi pari a 1°
for h=1:length(sfasamento_in)
for j=1:length(estremi)
if sfasamento_in(h)<=estremi(j) && sfasamento_in(h)>estremi(j+1)
teta_in(h)=teta_best(j,j);
end
end

```

```

end
errore(h)=abs(teta_in(h)-sfasamento_in(h));% errore in termini di
sfasamento angolare
errore_t(h)=((errore(h)*pi)/180)/(2*pi*f);% errore in termini di
ritardo temporale
end
% Plot degli sfasamenti possibili derivanti dalla discretizzazione
delle correnti di bias
teta_diagonale=diag(teta_best)';
figure
plot(Ib_new,teta,'*')
title('Sfasamenti realizzabili con gli switch su Ib0 e Ib')
xlabel('Ib (A)')
ylabel('Sfasamenti (gradi)')
hold on
plot(Ib_best,teta_diagonale,'LineWidth',2)
% Plot dell'errore in termini di ritardo temporale
figure
plot(errore_t)
title('Errore temporale tra lo sfasamento desiderato e quello
approssimato')
xlabel('Sfasamenti desiderati (gradi)')
ylabel('Errore (s)')

```



```

%% Implementazione in MATLAB del Frequency Independent Phase
Shifter e analisi di sensibilità
%% CASO IDEALE
clc
clear all
close all
Vt=26e-3;% tensione termica a temperatura ambiente
C=500e-15;% capacità
Ib=[1e-6:0.1e-6:100e-6];% range delle correnti di bias da
specifiche DeNeCor
vett=[1e4:1e5:1e9];% range dei valori della costante A da
specifiche DeNeCor
f=5e6;% frequenza di lavoro
% Calcolo degli sfasamenti possibili e dei loro range al variare
della costante A nel caso ideale
for i=1:length(vett)
teta(i,:)=-2*atan(2*pi*C*Vt./Ib*vett(i))*180/pi;
delta(i)=max(teta(i,:))-min(teta(i,:));
end
[M,idx]=max(delta);% massimo range di sfasamenti
vett_max_teta = vett(idx);% costante che individua il massimo
range di sfasamenti possibili
%% ANALISI DI SENSIBILITA' PER LA CAPACITA'
variazione=20;% ampiezza variazione percentuale
q=4;
sens=linspace(-variazione,variazione,q*variazione+1);% vettore
variazione percentuale
[vero,idx_vero]=min(abs(sens));% individuazione del vettore vero
C_sens=C+(C*sens)/100;% valori della capacità determinati dalla
variazione percentuale
% Calcolo degli sfasamenti possibili e dei loro range al variare
del valore della capacità
for i=1:length(C_sens)
for k=1:length(Ib)

```

```

teta_sens(i,k)=-
2*atan(2*pi*C_sens(i)*Vt/Ib(k)*vett_max_theta)*180/pi;% sfasamenti
possibili
end
end
for k=1:length(Ib)
delta_t(k)=abs(max(teta_sens(:,k))-min(teta_sens(:,k)));% range
degli sfasamenti possibili
end
delta_wc=max(delta_t);% range massimo
[delta_wc,idx_wc]=max(delta_t);
teta_sens(idx_wc);
% Calcolo del range dei tempi corrispondenti agli sfasamenti
angolari
for i=1:length(C_sens)
for k=1:length(f)
tempo_sens_max(i,k)=(teta_sens(i,idx_wc))*pi/180/(2*pi*f(k));
end
end
% Calcolo dei ritardi temporali rispetto al caso ideale
for i=1:length(C_sens)
for k=1:length(f)
ritardo(i,k)=tempo_sens_max(i,k)-tempo_sens_max(idx_vero,k);
end
end
% Calcolo del ritardo massimo
for i=1:length(C_sens)
ritardo_max(i)=max(abs(ritardo(i,:)));
end
% Plot dei ritardi massimi rispetto al caso ideale al variare del
valore della capacità
figure
plot(C_sens,ritardo_max)
hold on
plot(C_sens,2e-9*ones(length(C_sens)),'r','LineWidth',2)% soglia

```

```

legend('Errore sui ritardi','errore massimo accettabile')
title('Errore sui ritardi rispetto a variazioni su C')
xlabel('C (F)')
ylabel('errore (s)')
%% ANALISI DI SENSIBILITA' PER Ib
liminf=0.5;% variazione minima
limsup=10;% variazione massima
errore=linspace(liminf,limsup,2*limsup);% vettore variazione
% Calcolo dell'errore in termini di sfasamento derivante dalla
variazione su Ib
for i=1:length(errore)
Ib_errore(i,:)=Ib+Ib*errore(i)/100;
teta_errore(i,:)=
2*atan(2*pi*C*Vt./Ib_errore(i,:)*vett_max_teta)*180/pi;
errore_ass(i,:)=abs(teta_errore(i,:)-teta_max);
end
% Plot dell'errore in termini di sfasamento derivante dalla
variazione su Ib
figure
plot(Ib,teta_max,'r','LineWidth',2)
hold on
plot(Ib,teta_errore)
title('Errore sullo sfasamento in funzione di Ib');
xlabel('Ib (A)');
ylabel('Sfasamento (gradi)');
% Calcolo degli errori massimi e minimi al variare di Ib
for i=1:length(Ib)
[errore_max(i),idx(i)]=max(errore_ass(:,i));% Caso peggiore
errore_perc_max(i)=errore(idx(i));
[errore_min(i),idx(i)]=min(errore_ass(:,i));% Caso migliore
errore_perc_min(i)=errore(idx(i));
end
% Plot degli errori massimi e minimi al variare di Ib
figure
plot(Ib,errore_ass)

```

```

title('Errore assoluto sullo sfasamento in funzione di Ib');
xlabel('Ib (A)');
ylabel('Errore assoluto (gradi)');
hold on
plot(Ib,errore_max,'LineWidth',2)
legend('errore assoluto massimo')
% Calcolo degli errori in termini di tempo
fmin=1e6;
fmax=10e6;
f=linspace(fmin,fmax,10);
% Caso peggiore
for i=1:length(f)
for k=1:length(errore_max)
errore_tempo(i,k)=errore_max(k)*pi/180/(2*pi*f(i));
end
end
errore_max_tempo=max(errore_tempo,[],2);
% Caso migliore
for i=1:length(f)
for k=1:length(errore_min)
errore_tempo(i,k)=errore_min(k)*pi/180/(2*pi*f(i));
end
end
% Plot degli errori in termini di tempo nel caso migliore e in
quello peggiore
figure
plot(errore_max_tempo)
hold on
plot(errore_min_tempo,'r')
title('Range errore sui ritardi');
xlabel('frequenza (Hz)');
ylabel('errore sui ritardi (s)');
legend('Worst Case','Best Case')

```

```

%% ANALISI DI SENSITIVITA' PER  $I_{b1}/I_{b0}$ 
tempo4d=
zeros(length(Ib1suIb0),length(errore),length(f),length(Ib));%
preallocazione della matrice 4D dei tempi
% Calcolo dei tempi corrispondenti agli sfasamenti possibili
for i=1:length(errore)
for k=1:length(Ib1suIb0)
for h=1:length(f)
for j=1:length(Ib)
tempo4d(i,k,h,j)=(-
2*atan((2*pi*C*Vt/(Ib(j)))*((Ib1suIb0(k)+Ib1suIb0(k)*errore(i)/100
)*f(h))))/(2*pi*f(h));
tempoEsatto(k,h,j)=(-
2*atan((2*pi*C*Vt/(Ib(j)))*((Ib1suIb0(k)*f(h))))/(2*pi*f(h));
end
end
end
% Calcolo dei ritardi rispetto al caso ideale
ritardo_err=abs(tempoEsatto-tempo4d(i));
end
% Calcolo dei ritardi massimi e minimi
for h=1:length(f)
ritardo_err_max(h)=(max(max(max(abs((ritardo_err(:, :, h, :)))))));
ritardo_err_min(h)=(min(min(min(abs(ritardo_err(:, :, h, :))))));
end
% Plot dei ritardi massimi e minimi
figure
plot(f,(ritardo_err_max))
hold on
plot(f,(ritardo_err_min),'r')
title('Range errore sui ritardi');
xlabel('frequenza (Hz)');
ylabel('errore sui ritardi (s)');
legend('Worst Case','Best Case')

```

Ringraziamenti

Desidero innanzitutto ringraziare l'Ing. Fabio Quaglia per avermi dato la possibilità di arricchire il mio bagaglio di conoscenze affidandomi questo progetto, per il supporto tecnico con cui mi ha accompagnato durante i mesi di stage e per la fiducia riposta in me.

Un ringraziamento particolare va poi all'Ing. Giulia Matrone, cui va tutta la mia riconoscenza per avermi guidata e seguita con grande disponibilità e pazienza durante questi mesi, sostenendomi in ogni momento di difficoltà e risolvendo ogni mia incertezza.

Grazie all'Ing. Giulio Ricotti e a tutto il team del reparto Smart Power & High Voltage - Technology Platform Development, Front-end Technology and Manufacturing, TR&D, di Cornaredo per l'ottima qualità degli insegnamenti, e degli assaggi culinari, che hanno caratterizzato il mio periodo di stage.

Inoltre, voglio ringraziare il professor Bianchessi per aver accettato di essere il mio relatore.

Grazie al Polibavaglino, poiché "non si incontrano ragazze come quelle tutte le dinastie". Grazie ad Andrea, noor dei miei occhi, perché questo è uno dei traguardi di un'avventura insieme. Grazie a Umberto, senza il cui aiuto non avrei mai portato a termine la stesura della tesi. Grazie a mamma e papà che ci sono stati sempre per me, dal primo zaino di Barbie all'ultima riga di questa tesi: siete il mio modello.