

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI ROMA TRE



FACOLTÀ DI INGEGNERIA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA ELETTRONICA

**DOTTORATO DI RICERCA IN
INGEGNERIA ELETTRONICA DALLE NANOSTRUTTURE AI SISTEMI
XX CICLO**

Tesi di Dottorato

*Array di Trasduttori Capacitivi Micro-Lavorati (CMUT)
per Immagini Ecografiche Tridimensionali*

Candidato:

Ing. Vito Bavaro

Docente Guida:

Chiar.mo Prof. Massimo Pappalardo

Coordinatore del dottorato:

Chiar.mo Prof. Gennaro Conte

Triennio Accademico: 2004/2005 – 2006/2007

SINTESI (ABSTRACT)

Al fine di ottenere immagini ecografiche tridimensionali (3-D) in tempo reale è necessario utilizzare array bidimensionali (2-D) completamente popolati (*full 2-D array*), la cui realizzazione presenta numerose difficoltà a causa dell'elevato numero di elementi necessari. Infatti, al fine di evitare l'insorgenza dei lobi di diffrazione nel diagramma di radiazione, è necessario assicurare che la distanza tra i centri degli elementi sia minore di metà lunghezza d'onda ($\lambda/2$). Tuttavia, negli ultimi anni, la recente tecnologia CMUT (*Micro Machined Ultrasound Transducer*) ha reso possibile la realizzazione di sonde ad ultrasuoni con una maggiore flessibilità nella scelta della forma degli elementi rispetto alla convenzionale tecnologia PZT (Titanato-Zirconato di Piombo). Nella presente tesi, questa proprietà caratteristica della tecnologia CMUT è analizzata nel dettaglio al fine di progettare array 2-D caratterizzati da un numero limitato di elementi. In particolare, sono proposte due configurazioni di array. La prima soluzione, denominata *array ad elementi compenetranti*, si basa su di una particolare geometria degli elementi, che permettendo l'interpenetrazione degli stessi, consente di sottocampionare l'apertura. Per mezzo di simulazioni al computer, è stato dimostrato che è possibile ridurre il numero di elementi di un fattore 9, nelle applicazioni di scansione rettilinea, e di un fattore 4, in caso di deflessione del fascio acustico di angoli minori di 15° . La seconda configurazione (*array criss-cross*) prevede l'intreccio di due array lineari e l'utilizzo di una particolare tecnica di formazione del fascio acustico (*beamforming*), basata sulla trasmissione di due spari consecutivi. In questo modo è possibile ridurre, nelle applicazioni di scansione rettilinea, il numero di elementi da N^2 (array completamente popolato) a $2N$.

INDICE

<u>SINTESI (ABSTRACT)</u>	<u>I</u>
<u>INDICE</u>	<u>II</u>
<u>LISTA DEGLI ACRONIMI</u>	<u>IV</u>
<u>INTRODUZIONE</u>	<u>1</u>
<u>1. LO STATO DELL'ARTE</u>	<u>5</u>
1.1 INTRODUZIONE.	5
1.2 ARRAY 1-D.	6
1.3 TRASDUTTORI PER ECOGRAFIA 3-D E 4-D.	12
<u>2. TRASDUTTORI CAPACITIVI MICRO-FABBRICATI</u>	<u>23</u>
2.1 INTRODUZIONE.	23
2.2 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO.	24
2.3 PROCESSO DI FABBRICAZIONE.	26
2.4 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CMUT.	27
2.5 CARATTERISTICHE DEI CMUT.	29
2.6 CONCLUSIONI.	33
<u>3. LA METODOLOGIA DI LAVORO</u>	<u>34</u>
3.1 LA SIMULAZIONE.	34
3.2 FIELD II.	35
3.3 IPOTESI SEMPLIFICATIVE.	37
<u>4. ARRAY AD ELEMENTI COMPENETRANTI</u>	<u>41</u>
4.1 PREMessa.	41
4.2 DESCRIZIONE DELLA GEOMETRIA PROPOSTA.	41
4.3 PROPRIETÀ DELLA GEOMETRIA PROPOSTA.	48
4.3.1 ELEMENTO SOVRADIMENSIONATO.	48
4.3.2 ELEMENTO VIRTUALE.	53
4.4 RISULTATI.	55
4.4.1 SIMULAZIONI IN ASSENZA DI DEFLESSIONE (<i>RECTILINEAR SCANNING</i>).	55

4.4.2	SIMULAZIONI IN CASO DI STEERING (<i>PYRAMIDAL SCANNING</i>).	59
4.4.3	SINTESI DEI RISULTATI DELLE SIMULAZIONI.	62
4.5	RISULTATI DEL PROCESSO DI OTTIMIZZAZIONE.	64
4.6	CONCLUSIONI	71
5.	<u>ARRAY CRISS-CROSS</u>	<u>72</u>
5.1	DESCRIZIONE DELL'ARRAY <i>CRISS-CROSS</i>.	72
5.2	PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO	79
5.2.1	APODIZZAZIONE INTRA-ELEMENTO.	80
5.2.2	DOPPIO SPARO.	88
5.3	CONFRONTO CON ARRAY 2-D NON COMPLETAMENTE POPOLATI.	93
5.4	IMMAGINI SINTETICHE.	101
5.4.1	CONFIGURAZIONE BASE.	102
5.4.2	CONFIGURAZIONE CON APODIZZAZIONE INTRA-ELEMENTO.	107
5.4.3	APPLICAZIONI MULTI-FREQUENZA.	111
5.5	CONCLUSIONI.	113
BIBLIOGRAFIA		115
RINGRAZIAMENTI		123

LISTA DEGLI ACRONIMI

1-D	Monodimensionale
2-D	Bidimensionale
3-D	Tridimensionale
4-D	Quadridimensionale
A/D	Analogico-Digitale
AF	Array Factor
A-mode	Amplitude Mode
B-mode	Brightness Mode
BP	Beam Pattern
CAD	Computer Aided Design
C-mode	Cross Mode
CMUT	Capacitive Micro-Machined Transducers
CR	Contrast Ratio
DOF	Depth of Focus
EF	Element Factor
FEM	Finite Element Method
FWHM	Full Width at Half Maximum,
GL	Grating Lobe
IVUS	Intra-vascular ultrasound
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
ML	Main Lobe
MMI	Man-Machine Interface
Mux	Multiplexer
PECVD	Plasma Enhanced Chemical Vapour Depositing
PRR	Pulse Repetition Rate
psf	point-spread-function

PZT	Titanato-Zirconato di Piombo
RMS	Root Mean Square
SA	Simulated Annealing
SNR	Signal to Noise Ratio (Rapporto Segnale-Rumore)

INTRODUZIONE

L'ecografia è una tecnica di diagnostica medica molto utile ed efficace, largamente utilizzata nella pratica ospedaliera. Il successo di tale tecnica è dovuto all'impiego di una radiazione non ionizzante non nociva per il paziente, alla buona risoluzione dell'immagine ecografica, all'immediatezza dell'informazione fornita (applicazione in tempo reale) ed al costo relativamente contenuto delle apparecchiature. L'ecografia si basa sulla trasmissione, per mezzo di un opportuno trasduttore, di un'onda acustica alla frequenza degli ultrasuoni (1-20 MHz), che interagisce con i tessuti del paziente generando una serie di echi rilevati dal medesimo trasduttore. I primi sistemi *A-mode* (acronimo di *Amplitude Mode*) fornivano l'ampiezza del segnale riflesso lungo una determinata direzione in funzione del tempo (informazione monodimensionale): l'istante di arrivo degli echi (t) era utilizzato per calcolare la profondità dei riflettori (z) mediante la nota equazione del *range*, $z=c \cdot t/2$, dove c è la velocità del suono nei tessuti (1540 m/s). Gli attuali e più familiari sistemi *B-mode* (*Brightness Mode*) effettuano più trasmissioni lungo diverse linee di vista per creare un'immagine bidimensionale (2-D) di un piano di scansione. L'ampiezza delle riflessioni determina la luminosità, generalmente visualizzata con una scala di grigi, dei punti dello schermo, le cui coordinate sono individuate dall'equazione del *range* e dall'angolo di vista. Nonostante la provata efficacia diagnostica degli attuali sistemi, che forniscono immagini planari di elevata qualità, l'evoluzione "dimensionale" dei sistemi ecografici non si è fermata, grazie soprattutto ai progressi nel campo dell'elaborazione digitale dei segnali. Infatti, nell'ultimo decennio è stata rivolta un'attenzione crescente allo sviluppo di macchine e sonde in grado di generare immagini 3-D in tempo reale (dette anche 4-D), che forniscono la capacità di identificare parti del corpo umano difficilmente

riconoscibili per mezzo della normale visualizzazione planare, di osservare la medesima struttura da diverse angolazioni, oltre che di analizzare in dettaglio il funzionamento di parti in movimento (quali, ad esempio, le valvole cardiache). Un ulteriore settore di applicazione è rappresentato dalle tecniche di diagnostica invasiva, nelle quali una sonda a catetere fornita di trasduttore ad ultrasuoni è guidata nelle cavità del corpo umano: la visualizzazione 3-D permette una migliore valutazione della posizione della sonda soprattutto durante interventi chirurgici invasivi come biopsie o ablazioni [1],[2]. Oltre ai già provati benefici diagnostici, le applicazioni ostetriche (visualizzazione 3-D del feto durante la gravidanza [3]) rappresentano un importante *market driver*, basato sul “fattore emotivo” dei futuri genitori che per mezzo di questa tecnica possono osservare la crescita del feto, avendo una percezione più diretta del suo stato di salute (ad esempio, assenza di malformazioni).

Nonostante alcuni sistemi siano già commercialmente disponibili, l’ecografia 3-D non può essere ancora considerata una tecnologia matura, specialmente per quanto concerne le applicazioni in tempo reale: numerose problematiche devono essere ancora affrontate e risolte. Come descritto nel primo capitolo della presente tesi, l’elemento più critico è rappresentato dalla sonda: per ottenere immagini volumetriche di elevata qualità in tempo reale è necessario utilizzare array 2-D, caratterizzati da un numero elevato di elementi che influenza significativamente il costo e la complessità della elettronica necessaria per il controllo ed il funzionamento della sonda, nonché la velocità di elaborazione delle immagini stesse. I trasduttori oggi in commercio sono tipicamente fabbricati utilizzando materiali piezoelettrici; tuttavia, l’avvento delle tecniche di micro-fabbricazione ha reso possibile la realizzazione di sistemi elettromeccanici su scala micrometrica, detti *Micro-Electro-Mechanical Systems* (MEMS): in particolare, nel campo dei trasduttori ultrasonici, sono stati realizzati i *Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer* (CMUT). Gli studi condotti nell’ultimo decennio sui CMUT hanno evidenziato come questi trasduttori rappresentino una valida alternativa ai

trasduttori piezoelettrici, poiché sono realizzati mediante tecniche fotolitografiche (altamente ripetibili), presentano una banda più larga e sono realizzati con la stessa tecnologia dei circuiti integrati al silicio, permettendo un elevato grado di integrazione [4],[5].

Oltre a queste ben note proprietà, i CMUT offrono una maggiore flessibilità nella scelta della forma degli elementi degli array, superando i vincoli imposti dalle tecniche di taglio utilizzate nei convenzionali processi di fabbricazione dei trasduttori piezoelettrici.

Scopo del lavoro di ricerca, oggetto della presente tesi, è stato quello di verificare se sia possibile sfruttare la flessibilità nella scelta della geometria degli elementi per realizzare array CMUT caratterizzati da un numero ridotto di elementi, idonei per applicazioni ecografiche 3-D e 4-D. Lo studio, effettuato mediante simulazioni al computer, si è svolto nell'ambito delle attività di ricerca del Laboratorio di Acustoelettronica (ACULAB) del Dipartimento di Ingegneria Elettronica dell'Università "Roma Tre", dove da diversi anni si progettano, realizzano e testano sonde ecografiche basate sulla tecnologia CMUT.

Dopo l'analisi dello stato dell'arte nella realizzazione delle sonde 2-D (capitolo 1) e l'introduzione alla tecnologia CMUT (capitolo 2), nel terzo capitolo è descritta la metodologia di lavoro impiegata. Nei successivi capitoli 4 e 5 sono descritte ed analizzate nel dettaglio le due configurazioni di array proposte, denominate rispettivamente *array ad elementi compenetranti* ed *array criss-cross*.

I risultati del lavoro descritto nella presente tesi hanno condotto alla pubblicazione di articoli su rivista, nonché al deposito di brevetti nazionali ed internazionali come elencato di seguito:

[L1] **V. Bavaro**, G. Caliano, and M. Pappalardo, "Element Shape Design of 2-D CMUT Arrays for Reducing Grating Lobes", *IEEE Transactions on*

Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 55, no. 2, pp 308-318, 2008.

- [L2] A. Savoia, **V. Bavaro**, G. Caliano, A. Caronti, R. Carotenuto, P. Gatta, C. Longo, and M. Pappalardo, “Crisscross 2D cMUT Array: Beamforming Strategy and Synthetic 3D Imaging Results”, *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 1514-1517, Oct 2007.
- [L3] A. Savoia, G. Caliano, A. Caronti, R. Carotenuto, P. Gatta, C. Longo, **V. Bavaro**, and M. Pappalardo, “Multilayer cMUT Structure for Improved sensitivity and Bandwidth,” *5th International Workshop on Micromachined Ultrasonic Transducers*, Munich, 2006.
- [L4] **V. Bavaro**, M. Pappalardo, A. Savoia, G. Caliano, A. Caronti, P. Gatta, and C. Longo, “Bidimensional Ultrasonic Array for Volumetric Imaging”, European Patent, 2007.
- [L5] **V. Bavaro**, M. Pappalardo, A. Savoia, , G. Caliano, A. Caronti, P. Gatta e C. Longo, “Trasduttore ultracustico capacitivo micro-lavorato (CMUT) avente elementi a schiera (array) bidimensionale (2-D)”, Brevetto No. RM2007A000572, 29 ottobre 2007.

Il secondo componente principale è la sonda, composta dal trasduttore acustico e dall'elettronica associata, le cui caratteristiche principali sono analizzate nel presente capitolo. Il compito del trasduttore è quello di convertire l'energia elettrica in energia acustica (trasmissione) e viceversa (ricezione). La maggior parte dei trasduttori oggi in commercio si basano sull'effetto piezoelettrico, che può essere definito come quel fenomeno per cui un materiale, sottoposto ad un campo elettrico, cambia le proprie dimensioni fisiche, e viceversa [6]. La piezoelettricità si manifesta nei cristalli non dotati di centri di simmetria nei quali il momento di dipolo è diverso da zero. Il materiale più diffuso è una ceramica policristallina, il Titanato-Zirconato di Piombo (PZT), che presenta delle forti caratteristiche piezoelettriche che si manifestano a seguito del processo di polarizzazione.

Nel corso degli anni sono stati sviluppati diversi tipi di trasduttori: si è passati dalle sonde a singolo elemento agli array lineari (1-D) ed, in seguito, agli array multidimensionali. I primi trasduttori erano composti da un singolo pistone circolare che veniva traslato meccanicamente. Al trasduttore era applicata una lente meccanica per focalizzare il fascio acustico in un punto di interesse. A causa della bassa qualità dell'immagine prodotta (dovuta al fuoco fisso in ricezione ed a fenomeni di riverberazione tra il trasduttore ed il contenitore nel quale era alloggiato per permetterne la scansione meccanica), queste sonde sono state progressivamente sostituite, a partire dagli anni '70, dagli array 1-D, tuttora utilizzati per la generazione di immagini ecografiche planari.

1.2 Array 1-D.

Gli array 1-D sono composti da una schiera di trasduttori indipendenti (detti *elementi*), generalmente di forma rettangolare, disposti lungo una linea come schematizzato in Fig. 1-2. Gli array 1-D si suddividono in due categorie, a seconda della tecnica di scansione del piano di interesse.

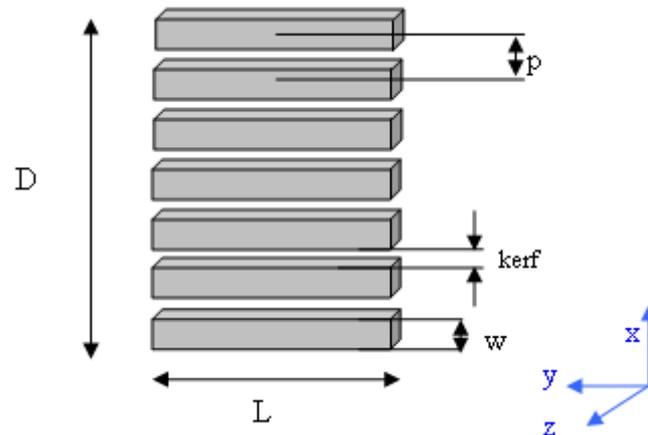


Fig. 1-2. Esempio di array lineare.

Negli array lineari (*stepped linear array*) solo un sottogruppo di elementi è attivo ad ogni trasmissione: tutti gli elementi attivi sono eccitati con lo stesso impulso, ma con una distribuzione di ritardi elettrici che segue una legge di tipo quadratico, in modo da focalizzare il fascio acustico in un punto posto sull'asse centrale della sottoapertura attiva (linea di vista), come schematizzato in Fig. 1-3. Il sottogruppo di elementi attivi viene traslato ad ogni trasmissione, in modo da simulare elettronicamente la scansione meccanica del trasduttore a singolo elemento.

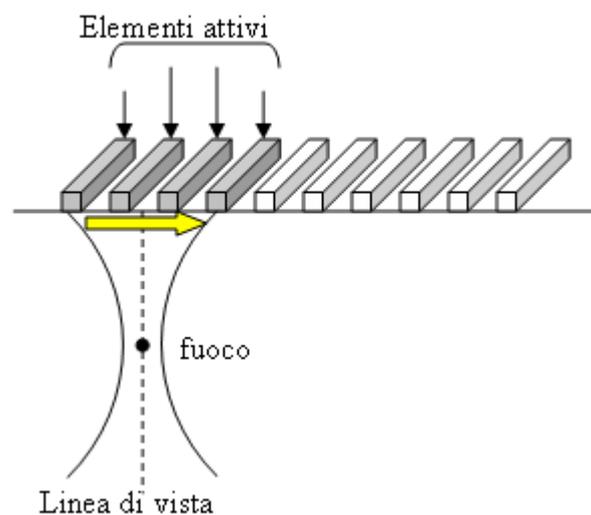


Fig. 1-3. Principio di funzionamento di un array lineare. La lunghezza delle frecce indica il ritardo elettronico associato al singolo elemento.

Gli array lineari sono costituiti da un numero di elementi variabile tra 128 e 256 (di cui 32 o 64 attivi contemporaneamente), la cui lunghezza è usualmente pari a circa 1-2 cm [7]. La distanza tra gli elementi è compresa tra $\lambda/2$ e $3\lambda/2$, dove λ è la lunghezza d'onda alla frequenza di lavoro: pertanto, la larghezza dell'apertura (D) varia generalmente tra 10 e 15 cm.

Gli array fasati (*phased arrays*) sono usualmente più piccoli ($L=1$ cm, $D=1-3$ cm) di quelli lineari e sono composti da un numero di elementi compreso tra 64 e 192. Tutti gli elementi sono attivi contemporaneamente; la distribuzione dei ritardi elettrici segue una legge lineare (per la deflessione nella direzione desiderata) alla quale si somma una variazione quadratica (per ottenere la focalizzazione alla distanza prescelta). In questo modo si ottiene la scansione elettronica di un settore angolare come riportato in Fig. 1-4.

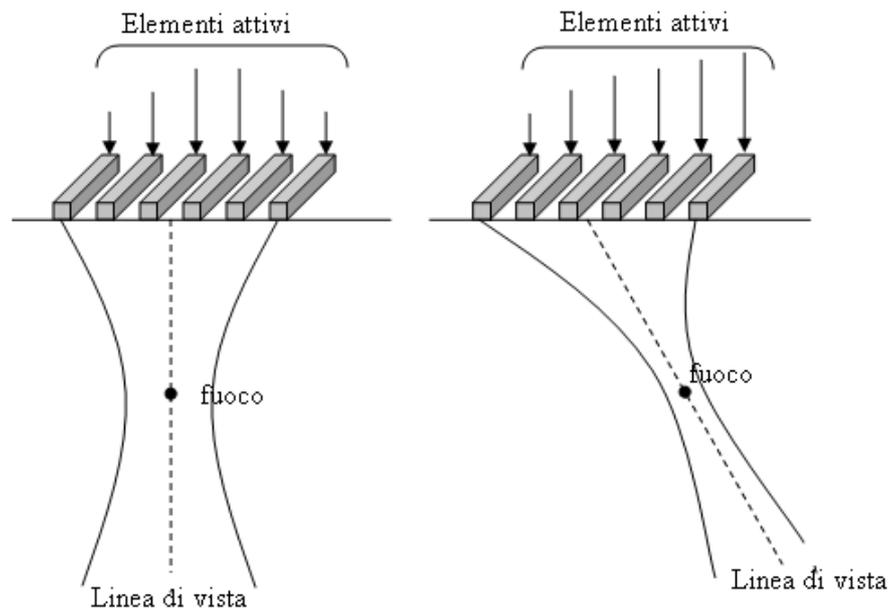


Fig. 1-4. Principio di funzionamento di un array fasato. La lunghezza delle frecce indica il ritardo elettronico associato al singolo elemento.

Poiché gli echi provenienti da differenti regioni dello spazio giungono al trasduttore in tempi diversi a seconda della distanza radiale, è possibile focalizzare il fascio acustico dinamicamente in più punti, applicando in

ricezione ritardi elettronici variabili nel tempo. Al contrario, la focalizzazione in più punti in trasmissione è possibile solo per mezzo di spari multipli, che, però, rallentano la velocità di acquisizione dell'immagine (*frame rate*), limitando le applicazioni in tempo reale.

Gli array 1-D dispongono di una lente meccanica per focalizzare il fascio acustico in elevazione ad una distanza fissa, determinata dal raggio di curvatura e dal materiale della lente stessa: lo spessore del piano di scansione è, quindi, sottile solo nelle vicinanze del fuoco e degrada sensibilmente man mano che ci si allontana. Lo spessore finito del piano può produrre artefatti nell'immagine ecografia ed una sensibile riduzione del contrasto. Per superare queste limitazioni, negli anni '90 sono state sviluppate varianti dell'array 1-D classico [8]. In particolare, con riferimento alla Fig. 1-5, sono stati introdotti gli array:

- *1.25-D*, nei quali l'apertura attiva è variabile in elevazione, mentre il fuoco rimane fisso (*apodizzazione* lungo le colonne di elementi);
- *1.5-D*, nei quali è possibile focalizzare in elevazione, ma non deflettere il fascio (gli elementi della medesima colonna, disposti lungo le righe equidistanti all'asse orizzontale, sono collegati in parallelo; ad esempio, riga 1 e riga 5);
- *1.75-D*, nei quali è possibile sia focalizzare che deflettere in elevazione, ma solo per angoli molto piccoli, in quanto la distanza tra le righe è molto maggiore di λ (gli elementi delle righe sono indipendenti).

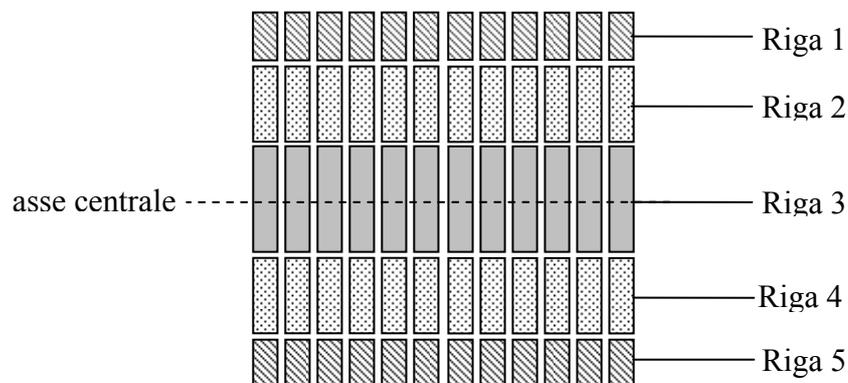


Fig. 1-5. Schematizzazione di un array 1.25-D, 1.5-D o 1.75-D a seconda dei collegamenti tra le righe.

La caratteristica fondamentale di un trasduttore è il suo diagramma di radiazione monodirezionale (*one-way*), che descrive l'andamento spaziale del campo di pressione trasmesso. In condizioni ideali, i singoli elementi sono completamente disaccoppiati; assumendo che gli stessi vibrino come pistoni su un supporto rigido, dalla teoria della diffrazione si ottiene che il diagramma di radiazione, in campo lontano ed in condizioni di onda continua, è dato dal prodotto di un fattore di elemento $EF(\theta)$ e di un fattore di array $AF(\theta)$:

$$P(\theta) = EF(\theta) \cdot AF(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{\pi w}{\lambda} \sin(\theta)\right)}{\frac{\pi w}{\lambda} \sin(\theta)} \cdot \frac{\sin\left(N \frac{\pi p}{\lambda} (\sin(\theta) - \sin(\theta_s))\right)}{\sin\left(\frac{\pi p}{\lambda} (\sin(\theta) - \sin(\theta_s))\right)}, \quad \text{eq. 1-1}$$

dove θ è l'angolo di azimut nel piano della immagine (pari a $\tan^{-1}(x/z)$) e θ_s è l'angolo di deflessione del fascio acustico, ferme restando le notazioni introdotte in Fig. 1-2 [9]. L'andamento del diagramma di radiazione normalizzato, riportato in Fig. 1-6, è relativo ad un array composto da 16 elementi con rapporto $w/\lambda=2$ e $w/p=0.8$, in caso di assenza di *steering*.

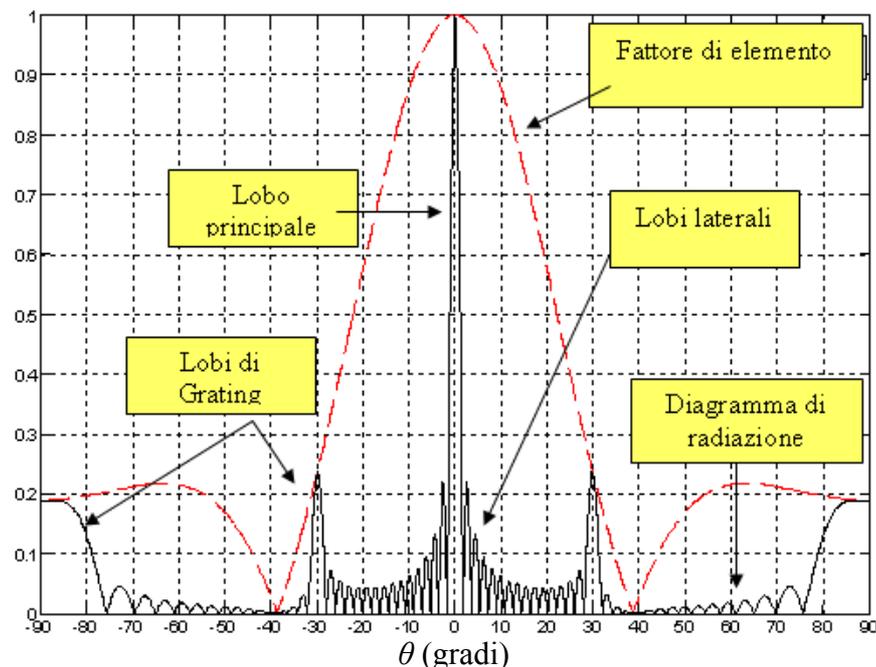


Fig. 1-6. Diagramma di radiazione (*one-way*) normalizzato relativo ad un array a 16 elementi con rapporto $w/\lambda=2$ e $w/p=0.8$. Steering=0°.

Dall'eq. 1-1 si ricava che la risoluzione laterale del trasduttore è legata alla frequenza di lavoro ed alla dimensione laterale dell'apertura $D=N \cdot p$ (i nulli del lobo principale si hanno per $\theta = \sin^{-1}[\lambda/D]$). La risoluzione angolare può, pertanto, essere migliorata agendo in due modi.

Il primo consiste nel diminuire la lunghezza d'onda, ma questa soluzione non è sempre fattibile perché, al crescere della frequenza, aumenta l'attenuazione del mezzo di propagazione e diminuisce la profondità di focalizzazione (*DOF*), che è proporzionale alla lunghezza d'onda secondo l'equazione:

$$DOF \approx f_n^2 \cdot \lambda, \quad \text{eq. 1-2}$$

dove f_n è il numero focale, definito come il rapporto tra la distanza focale e la dimensione laterale dell'apertura. La profondità di focalizzazione è definita come la distanza radiale all'interno della quale l'intensità del campo è superiore a -1.5 dB (o -3 dB) rispetto al valore massimo che si ottiene nel fuoco.

La seconda soluzione è quella di aumentare la dimensione laterale dell'array: non potendo agire sul *pitch*, il cui valore massimo è limitato dal criterio del campionamento spaziale di *Nyquist*, è necessario aumentare il numero di elementi dell'array. Infatti, come evidenziato in Fig. 1-6, il lobo principale è replicato, sebbene con ampiezza minore a causa della modulazione del fattore di elemento. Queste repliche, chiamate lobi di diffrazione (o *grating lobes*), sono dovute ad interferenze costruttive. Tali lobi costituiscono una seria limitazione all'intelligibilità dell'immagine perché creano una sua replica in una differente posizione spaziale. La posizione dei lobi di *grating* può essere calcolata mediante l'eq. 1-1, trovando i punti di massimo della funzione *AF*:

$$\theta_g = \sin^{-1}(\sin \theta_s + m\lambda / p), \quad \text{eq. 1-3}$$

dove m è un numero relativo qualsiasi diverso dallo zero.

I lobi di diffrazione limitano non solo la frequenza di lavoro, ma anche l'angolo di deflessione massimo del fascio acustico. Infatti, l'ampiezza dei lobi

di *grating* aumenta al crescere della frequenza e dell'angolo di *steering*, a causa della modulazione del fattore di elemento (si veda Fig. 1-7).

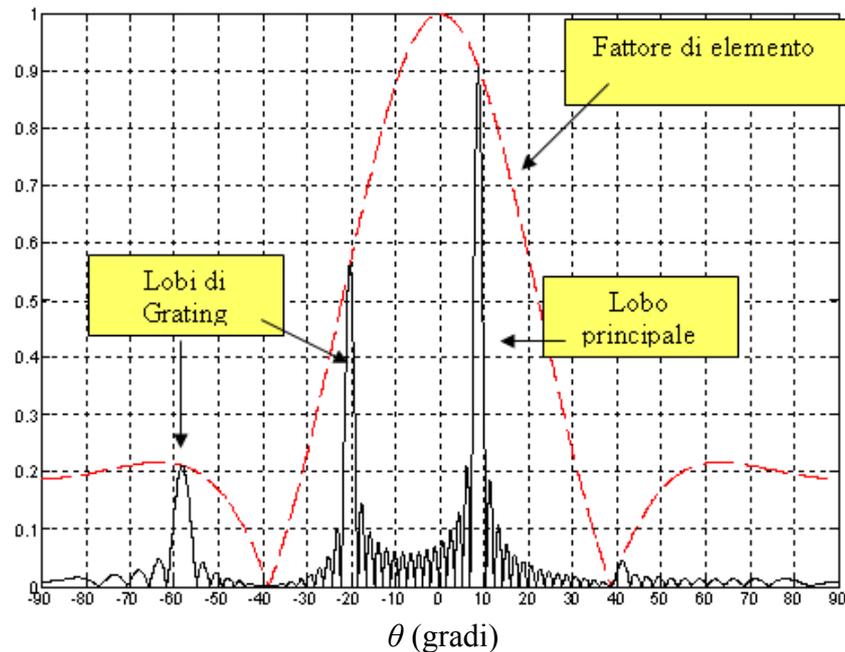


Fig. 1-7. Diagramma di radiazione (*one-way*) normalizzato relativo ad un array a 16 elementi con rapporto $w/\lambda=2$ e $w/p=0.8$. Steering= 8° .

Dall'eq. 1-3 si ricava che è possibile evitare l'insorgenza dei lobi di diffrazione, per qualsiasi angolo di deflessione compreso nell'intervallo $[-90^\circ, 90^\circ]$, se è soddisfatta la condizione $p < \lambda/2$, la quale assicura che il modulo dell'argomento di $\sin^{-1}()$ sia sempre maggiore di 1. Nel caso in cui non vi sia deflessione del fascio ($\sin \theta_s = 0$), il suddetto criterio può essere rilassato, utilizzando valori di *pitch* uguali alla lunghezza d'onda.

1.3 Trasduttori per ecografia 3-D e 4-D.

La maggior parte dei sistemi ultrasonici 3-D realizzati finora impiega array lineari [10]-[11]: l'immagine tridimensionale si ottiene componendo una serie di immagini planari, acquisite mediante la scansione fisica (traslazione o rotazione) del sensore, come rappresentato schematicamente in Fig. 1-8.

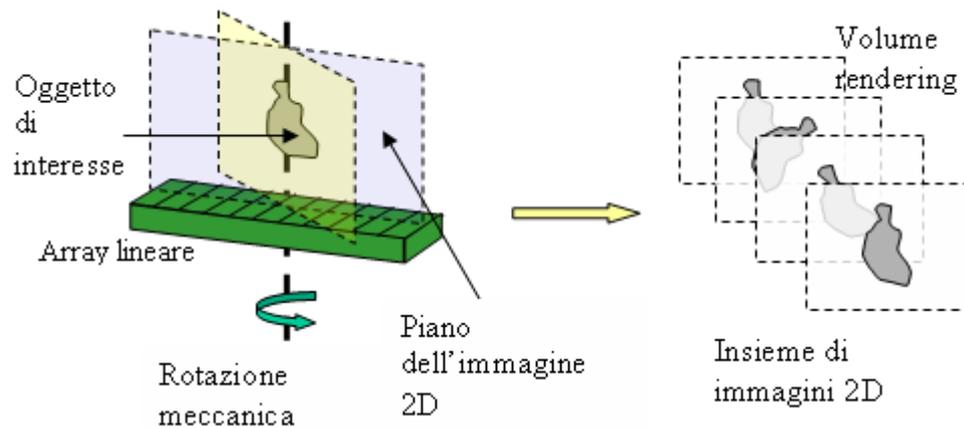


Fig. 1-8. Principio di funzionamento di una sonda a scansione meccanica per immagini volumetriche.

I sistemi realizzati differiscono per il tipo di scansione fisica implementata (meccanica o manuale), per le tecniche di stima della posizione e della orientazione delle immagini planari acquisite (per mezzo di sensori ottici, magnetici ad acustici) ed, infine, per gli algoritmi di elaborazione delle immagini (*volume rendering*). I sistemi meccanici presentano tre principali svantaggi. Il primo è rappresentato dalla limitata velocità di acquisizione delle immagini, dovuta alla scansione meccanica del trasduttore, che non consente la visualizzazione in tempo reale di oggetti in movimento come, ad esempio, il cuore. Il secondo svantaggio è rappresentato dalla limitata risoluzione in elevazione (o più in generale nella direzione in cui si esegue la scansione meccanica), in quanto, lungo tale direzione, la focalizzazione è ottenuta mediante lenti meccaniche. La scarsa risoluzione in una delle due direzioni causa la presenza di artefatti nell'immagine volumetrica e ne limita il contrasto. Il terzo svantaggio è intrinseco nei sistemi meccanici che, per loro natura, sono generalmente ingombranti, difficilmente maneggevoli e costosi. Nonostante tali limitazioni, i sistemi a scansione meccanica, ottimizzati utilizzando sensori di posizione sempre più precisi ed implementando tecniche innovative di compensazione degli artefatti dovuti al movimento della sonda, sono ancora oggi ampiamente utilizzati in numerose applicazioni nelle quali il tempo reale

non è un requisito essenziale (ad esempio, per la visualizzazione del feto durante la gravidanza).

Immagini volumetriche di elevata qualità possono essere ottenute per mezzo di array 2-D completamente popolati (*full 2-D*), nei quali gli elementi sono disposti secondo una distribuzione a matrice (Fig. 1-9), in modo da permettere la deflessione e la focalizzazione elettronica del fascio sia in azimuth che in elevazione [12]. La scansione elettronica dell'intero volume d'interesse permette di diminuire considerevolmente il tempo di acquisizione delle immagini e, al contempo, di ottenere una buona risoluzione in entrambe le direzioni di scansione.

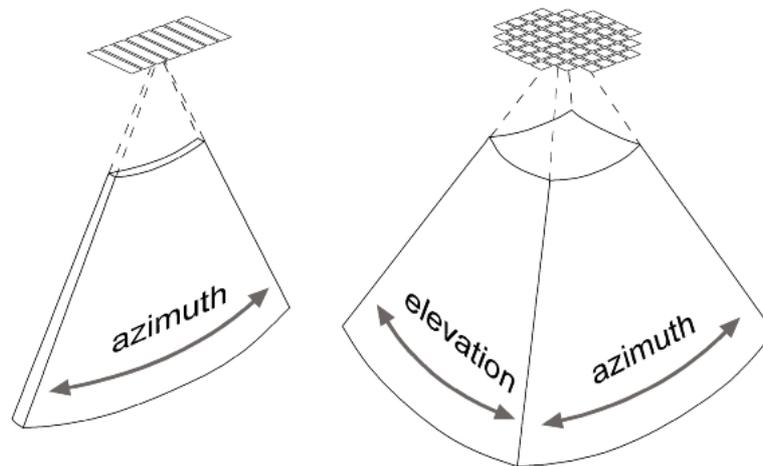
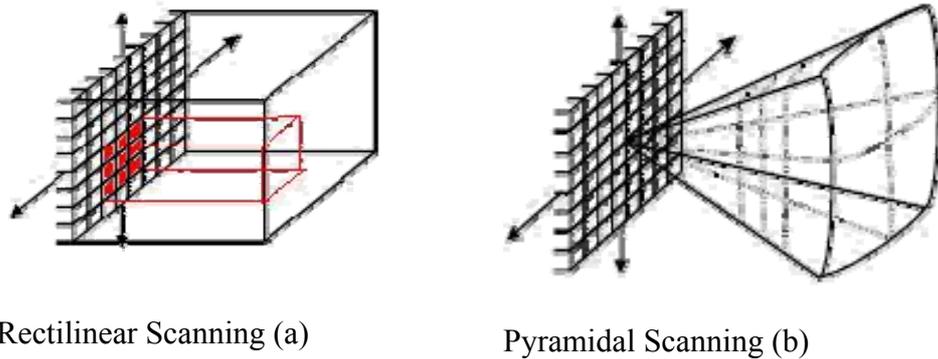


Fig. 1-9. Confronto tra un array 1-D ed un array 2-D.

Analogamente agli array 1-D che operano in modalità lineare o fasata, esistono due tipi di scansione del volume di interesse. Nella scansione rettilinea (*rectilinear scanning*), solo un gruppo di elementi è utilizzato per focalizzare il fascio nel punto di interesse, senza alcuna deflessione dello stesso (Fig. 1-10a). Nella scansione di tipo piramidale (*pyramidal scanning*), invece, tutti gli elementi sono utilizzati sia per focalizzare che per deflettere il fascio in azimuth ed in elevazione, in genere in settori di $\pm 30^\circ$ (Fig. 1-10b).



Rectilinear Scanning (a)

Pyramidal Scanning (b)

Fig. 1-10. Scansioni 3-D del volume di interesse.

La realizzazione di un array 2-D completamente popolato presenta, però, diverse difficoltà tecnologiche a causa dell'elevato numero di elementi necessari per ottenere immagini di qualità idonea alle varie applicazioni. Il numero di elementi (quindi, di canali elettronici indipendenti e di interconnessioni elettriche) influenza significativamente il costo e la complessità dell'elettronica necessaria per il controllo ed il funzionamento di un sensore 2-D, nonché la velocità di elaborazione delle immagini stesse. Analogamente al caso degli array lineari analizzati nel paragrafo precedente, il numero di elementi è determinato dalla contemporanea necessità di aumentare le dimensioni dell'apertura, al fine di ridurre la larghezza del lobo principale del diagramma di radiazione, e di soddisfare il criterio di *Nyquist* spaziale.

Data la disposizione a matrice degli elementi, se per un array lineare sono necessari N elementi, per un array *full* 2-D sono necessari N^2 elementi per assicurare la medesima risoluzione sia in azimuth che in elevazione. Ad esempio, una sonda 2-D operante a 5 MHz, la cui dimensione laterale è pari a 15 mm (in modo da avere una risoluzione angolare di 1°) ed il cui *pitch* è pari a $150 \mu\text{m}$ ($\lambda/2$), è composta da $100 \times 100 = 10000$ elementi. Le macchine ecografiche oggi in commercio non sono in grado di gestire un numero così elevato di canali elettronici indipendenti, che in genere non sono più di 256. Non possono trascurarsi neanche le difficoltà derivanti dalle interconnessioni necessarie all'interno della sonda stessa, che richiedono l'implementazione di

architetture multistrato, e dall'assemblaggio di migliaia di linee nel cavo di connessione tra la sonda e la macchina ecografica.

Un ulteriore elemento che rende particolarmente problematica la realizzazione degli array *full 2-D* è costituito dalle dimensioni ridotte del singolo elemento, le quali comportano una bassa capacità (quindi, un'elevata impedenza), creando problemi di disadattamento elettrico e conseguente perdita di segnale utile. Inoltre, elementi con una superficie piccola (se confrontata con quella degli elementi degli array 1-D) presentano un'area efficace ridotta, che limita la sensibilità complessiva del sistema ricevente.

Nell'ultimo decennio, al fine di superare queste difficoltà tecnologiche, sono state sviluppate numerose soluzioni, che possono essere suddivise in due macro categorie. Alla prima appartengono tutti quei trasduttori che, seppur formati da un numero elevato di elementi, sono collegati ad un numero inferiore di canali elettronici, grazie all'introduzione di opportuna "elettronica" nella sonda. Della seconda categoria fanno parte i cosiddetti *sparse array*, caratterizzati da un numero ridotto sia di elementi sia di canali elettronici.

Un esempio di sonda, commercialmente disponibile sul mercato, appartenente alla prima categoria è il trasduttore *X4 xMatrix* realizzato nel 2003 da *Philips Medical System* [14]-[15], che viene utilizzato in combinazione con la macchina ecografica SONOS 7500 per produrre immagini volumetriche con un *frame rate* di circa 20 Hz. Il trasduttore è composto da circa 3000 elementi, i quali sono connessi, tramite un apposito circuito integrato, a 128 canali elettronici indipendenti. Lo schema di interconnessione si basa su una struttura multistrato. Per ridurre il numero di segnali necessari a soli 128 possono essere utilizzati due metodi.

Il primo approccio, definito *array riconfigurabile*, consiste nell'introdurre dei microinterruttori per collegare ogni elemento con gli elementi adiacenti (Fig. 1-11): solo alcuni elementi sono collegati fisicamente ai canali elettronici. Tramite l'azionamento degli interruttori è possibile collegare gli elementi in diverse configurazioni: ogni gruppo di elementi deve contenere almeno un elemento direttamente connesso ai canali elettronici. In genere, gli elementi

sono collegati in modo da creare array lineari con orientazioni diverse per illuminare l'oggetto di interesse da diverse angolazioni.

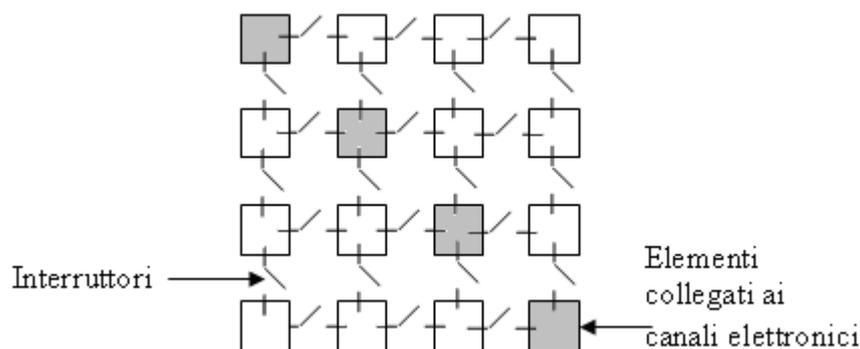


Fig. 1-11. Esempio di array riconfigurabile. Gli elementi in grigio sono direttamente connessi ai canali elettronici.

Nonostante lo schema circuitale sia estremamente semplice, si deve tener conto della degradazione del segnale nel passaggio attraverso diversi interruttori posti in serie. Anche il numero totale di interruttori non è trascurabile: considerando esclusivamente connessioni per riga e colonna, sono necessari $2(N-\sqrt{N})$ interruttori per collegare N elementi (nel caso in esame circa 5900).

Una soluzione simile è stata implementata da *Toshiba Medical System* per la realizzazione di un prototipo operante a 2.5 MHz, costituito da 4096 (64x64) elementi [16]. Una particolare piastra di interconnessione è necessaria per selezionare in maniera casuale 1024 elementi per la trasmissione e 1024 elementi per la ricezione, pari al numero di cavi assemblati nel cavo trasduttore-ecografo. Inoltre, all'interno della sonda sono inseriti dei preamplificatori per ovviare al problema della bassa capacità ed elevata impedenza dei piccoli elementi dell'array.

Il secondo approccio, detto *sub-array beamforming* o sistema a fasi distribuite, consiste nel dividere la formazione del fascio in due fasi, una realizzata nella sonda e l'altra nella macchina ecografia. L'array è diviso in gruppi di elementi (sub-array), ai quali è applicato un *beamforming* di tipo analogico tramite ritardi (invertitori di fase, filtri analogici, memorie analogiche ad accesso casuale, ecc.) e sommatore analogici a bassa potenza (si veda Fig. 1-12, dove,

per semplicità di rappresentazione, è riprodotto un array lineare). Alla macchina ecografica sono inviati solo N segnali (pari al numero di sub-array), ai quali viene applicato un *beamforming* standard di tipo digitale. Il primo *beamforming* viene utilizzato per deflettere il fascio, mentre con il secondo si effettua la focalizzazione e la deflessione fine [17].

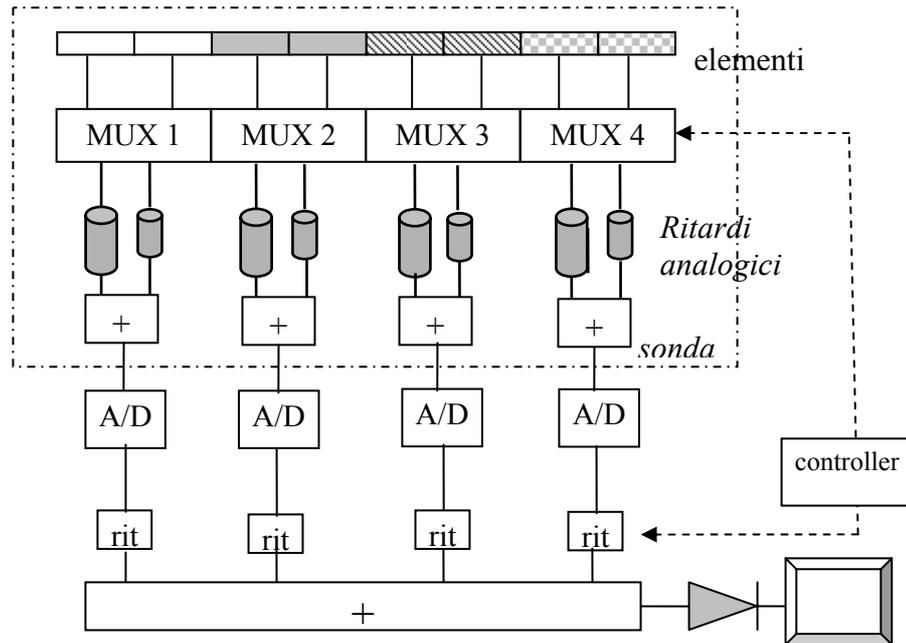


Fig. 1-12. Schema di principio della tecnica di sub-array *beamforming*. I tratteggi degli elementi indicano i differenti sub-array.

Nel corso del lavoro di ricerca sono state effettuate delle simulazioni per verificare l'efficacia di questa tecnica e stimare la complessità dei circuiti elettronici necessari per l'ottimizzazione del diagramma di radiazione; si rimanda al capitolo 3 per i dettagli sulla metodologia di simulazione. In Fig. 1-13 è riportato il confronto tra i diagrammi di radiazione (BP) bidirezionali (*two-way*) di due array al variare dell'angolo di deflessione del fascio. Il *two-way* BP in un punto è definito come il valore massimo dell'involuppo del segnale ricevuto se nello stesso punto è posto uno scatteratore puntiforme:

$$BP(\vec{r}) = \max' [|H(s(\vec{r}, t))|], \quad \text{eq. 1-4}$$

dove s indica il segnale ricevuto, H la trasforma di *Hilbert*, \vec{r} il vettore posizione e t il tempo.

Il primo array simulato è composto da 32x32 (1024) elementi con $p=\lambda/2$, suddivisi in 16x16 sub-array al fine di mantenere il numero di canali elettronici pari a 256. Ogni sub-array è collegato ad un multiplexer (4x6) per collegare i 4 elementi alle 6 linee di ritardo analogiche (in totale 6x256), necessarie per deflettere il fascio in 3 sole direzioni (-20°, 0, +20°). Il secondo array ha la stessa apertura del primo, ma è sottocampionato ($p=\lambda$) ed è composto da 256 (16x16) elementi. Come si osserva nei grafici riportati in figura, la tecnica riduce i lobi di *grating*, sebbene per alcuni angoli deflessione ($st=12^\circ$ e $st=30^\circ$) i risultati non siano ottimali. Per migliorare il diagramma di radiazione è necessario aumentare il numero di ritardi analogici e la complessità dei multiplexer. Come evidente, nonostante questo metodo sia efficace nel ridurre il numero di canali, richiede un'integrazione spinta della elettronica nella sonda (migliaia di multiplexer, ritardi analogici, interruttori veloci, ecc), accrescendone la complessità di realizzazione ed il costo.

La soluzione alternativa all'introduzione di complessi circuiti elettronici all'interno della sonda consiste nel diminuire il numero di elementi, realizzando array di tipo *sparse*.

Gli *sparse array* di tipo *aperiodico* basano il loro funzionamento sul fatto che i lobi di diffrazione sono dovuti alla discretizzazione dell'apertura in un numero finito di elementi. Se si distrugge la periodicità della distribuzione degli elementi, è possibile sottocampionare l'apertura, diminuendo il numero di elementi necessari. Il sottocampionamento è pagato con un incremento dei lobi laterali, che peggiorano la qualità dell'immagine ecografia, soprattutto in termini di contrasto. L'ampiezza dei lobi laterali (detti anche *pedetral sidelobes*) nel diagramma di radiazione (*two-way*) è inversamente proporzionale al numero di elementi effettivamente attivi [18].

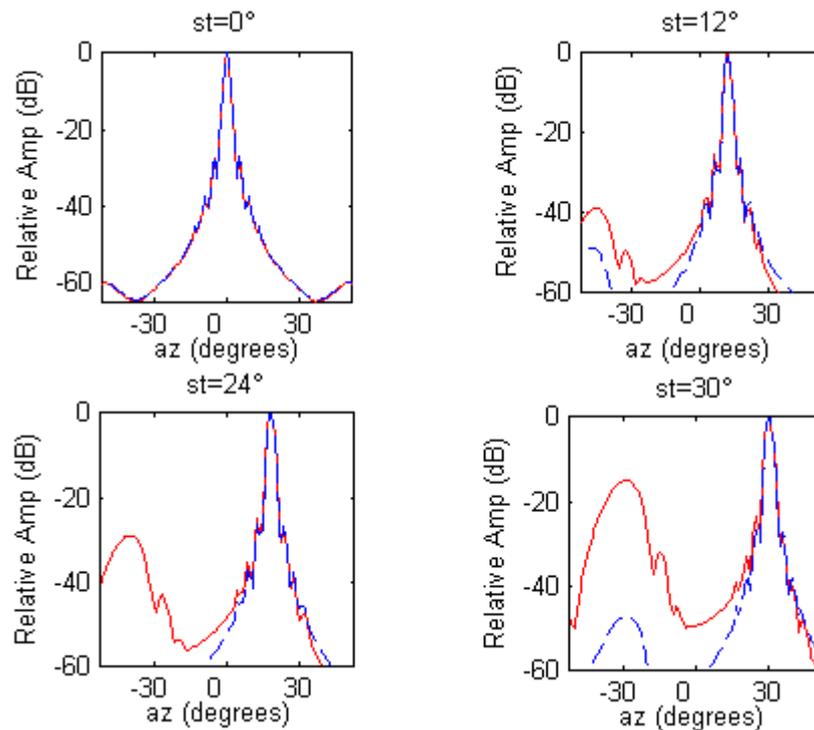


Fig. 1-13. Confronto tra i diagrammi di radiazione di due array 2-D per diversi angoli di *steering* (*st*). Linea continua: array 2-D composto da 32x32 elementi raggruppati in 16x16 sub-array. Linea tratteggiata: array 2-D composto da 16x16 elementi.

Numerosi algoritmi di ottimizzazione sono stati proposti in letteratura per trovare il migliore compromesso tra la riduzione del numero degli elementi ed il livello dei lobi laterali [19]-[24]. Questi algoritmi si basano essenzialmente su tecniche di ottimizzazione, quali il *simulated annealing* ed il *genetic algorithm*. Le variabili indipendenti utilizzate nel processo di ottimizzazione sono il numero, la posizione ed il peso (*apodizzazione*) degli elementi. La geometria non è inclusa nel processo di ottimizzazione, preferendo modellare i singoli elementi come sorgenti puntiformi, al fine di velocizzare il tempo di esecuzione dell'algoritmo, che può risultare molto lungo. Nonostante i tentativi di miglioramento, Steinberg ha dimostrato che gli algoritmi di ottimizzazione non producono diagrammi di radiazione migliori, in termini di livello medio dei lobi secondari, di quelli ottenuti con gli *sparse array* a distribuzione casuale degli elementi, sebbene minimizzino i valori di picco [25].

Un approccio differente si basa sull'utilizzo di *sparse array* periodici. I lobi di *grating* sono controllati distribuendo gli elementi in maniera periodica ($p > \lambda/2$), ma con passo differente per gli elementi trasmettenti e riceventi [26]. Questo approccio si basa sul concetto di apertura effettiva (*effective aperture*) di un array, definita come l'apertura che, in ricezione, produrrebbe lo stesso diagramma di radiazione dell'array, se l'apertura trasmettente fosse una sorgente puntiforme. L'apertura effettiva è pertanto la convoluzione dell'apertura trasmettente e di quella ricevente: il problema dell'ottimizzazione si riduce, quindi, alla ricerca delle aperture trasmettenti e riceventi che producono l'apertura effettiva desiderata. Una strategia molto efficace consiste nell'utilizzare una scala di *vernier*: se la distanza tra gli elementi trasmettenti è pari a $(m-1) \cdot p$, dove m è un numero intero qualsiasi, mentre la distanza tra gli elementi riceventi è pari a $m \cdot p$, la convoluzione della due aperture produce una apertura effettiva caratterizzata da un *pitch* pari proprio a p . Se, quindi, si sceglie $p = \lambda/2$, l'apertura risultante è propriamente campionata. E' stato dimostrato che un array *sparse* di *vernier*, costituito da 609 elementi ($m=4$), presenta una risoluzione laterale di 2.1° (a -6 dB) e lobi laterali inferiori a -68 dB. Lo stesso risultato è ottenibile con un *sparse array* casuale costituito da 2500 elementi e con un array 2-D denso (completamente popolato) formato da più di 7000 elementi [27]. Tuttavia, queste prestazioni sono ottenute solo nel piano focale (o in campo lontano); lontano dal fuoco, sia la larghezza del fascio che l'ampiezza dei lobi laterali degrada rapidamente. Per ovviare a tali problemi, è possibile utilizzare una strategia basata su più spari successivi (fuochi multipli in trasmissione), che però limita le applicazioni in tempo reale. E', infine, solo il caso di citare altri tipi di *sparse array* periodici, che utilizzano diverse distribuzioni di elementi trasmettenti e riceventi per sopprimere i lobi di *grating* nel diagramma di trasmissione per mezzo degli zeri del diagramma di radiazione in ricezione (o viceversa) [28].

E' possibile concludere questa panoramica, sottolineando che tutte le soluzioni proposte presentano lo svantaggio di una dinamica ridotta e di un limitato

rapporto segnale rumore (SNR), a causa del basso numero di elementi che trasmettono e ricevono. In generale, per mantenere buone prestazioni non è possibile ridurre più del 30-40% il numero degli elementi. Tale riduzione, sebbene sia consistente, non è sufficiente a rendere il numero dei canali elettronici compatibili con quelli delle macchine ecografiche attualmente sul mercato. Questo spiega la ragione per la quale gli *sparse array* non hanno ancora visto una produzione industriale per il mercato, nonostante siano stati prodotti numerosi prototipi nei laboratori di ricerca.

2. TRASDUTTORI CAPACITIVI MICRO-FABBRICATI

2.1 Introduzione.

I primi trasduttori capacitivi, composti di una sottile membrana dielettrica metallizzata sospesa su un substrato conduttivo, sono stati realizzati negli anni '50 del secolo scorso per applicazioni in aria [29], mentre si è dovuto attendere il 1979 per i primi dispositivi operanti nei liquidi [30]. Il funzionamento di questi dispositivi si basa sull'attrazione elettrostatica tra il substrato conduttivo e la membrana metallizzata. In trasmissione, la membrana vibra quando viene applicata una tensione variabile alla struttura capacitiva; in ricezione, l'incidenza di un'onda di pressione causa la vibrazione della membrana e la conseguente modulazione della capacità tra i due elettrodi. Nel 1994 fu presentato un trasduttore elettrostatico agli ultrasuoni operante in aria, realizzato mediante la tecnologia planare al silicio utilizzata per i MEMS [31]. Il trasduttore era costituito da una matrice di celle elettrostatiche connesse elettricamente in parallelo, avente ciascuna dimensioni laterali dell'ordine delle decine di μm e spessori dell'ordine del μm . Le dimensioni così ridotte consentivano di raggiungere frequenze di funzionamento dell'ordine dei MHz con una buona efficienza di trasduzione. Questo dispositivo fu chiamato *Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducer* (CMUT). Negli anni successivi furono presentati trasduttori CMUT, operanti in aria ed in acqua, e ne fu illustrato il processo di fabbricazione [32],[33]. I primi promettenti risultati, insieme ai vantaggi derivanti dalla tecnica di realizzazione, hanno spinto lo sviluppo di tali dispositivi in numerosi laboratori di ricerca. L'applicazione principale dei CMUT è nel campo della diagnostica medica agli ultrasuoni: recentemente sono state sviluppate sonde che hanno permesso di

ottenere immagini ecografiche di qualità comparabile con quella delle sonde commerciali realizzate in tecnologia PZT.

2.2 Principio di funzionamento.

I CMUT sono trasduttori formati da una schiera di micro-celle elettricamente e meccanicamente attive. L'area meccanicamente attiva è costituita da un gran numero di membrane, normalmente di forma circolare o esagonale, operanti in parallelo. In Fig. 2-1 è riportato lo schema di una micro-cella capacitiva, che può essere schematizzata come un condensatore, i cui due elettrodi sono separati da una cavità. Uno dei due elettrodi è totalmente vincolato ad un substrato rigido, mentre il secondo è vincolato in alcune zone al substrato mediante opportuni supporti, rimanendo parzialmente libero di muoversi. Se una tensione costante V_{DC} è applicata ai capi dei due elettrodi, la membrana mobile è attratta verso quella fissa dalla forza elettrostatica, che si genera a causa della distribuzione di cariche dovuta alla tensione applicata. La forza elettrostatica, che è sempre di tipo attrattivo indipendente dal segno della tensione di polarizzazione applicata, causa la deflessione della membrana mobile che si avvicina al substrato. Se la tensione applicata è inferiore ad un determinato valore di *collasso*, la forza elettrostatica è bilanciata dalla forza di richiamo elastica generata dalla membrana a seguito della deflessione. Se si applica alla cella polarizzata un segnale elettrico variabile nel tempo, la modulazione della forza elettrostatica, dovuta alla variazione della distribuzione di cariche sulle armature del condensatore, provoca una vibrazione della membrana mobile, la quale produce, a sua volta, un'onda di pressione nel mezzo a contatto. Viceversa, se un'onda acustica incide sulla cella polarizzata, la membrana mobile vibra causando la modulazione della capacità tra gli elettrodi, con la generazione di un segnale elettrico variabile nel tempo proporzionale all'intensità dell'onda incidente. La frequenza di risonanza del trasduttore è determinata principalmente dallo spessore, dalle dimensioni laterali e dalle proprietà meccaniche della membrana mobile.

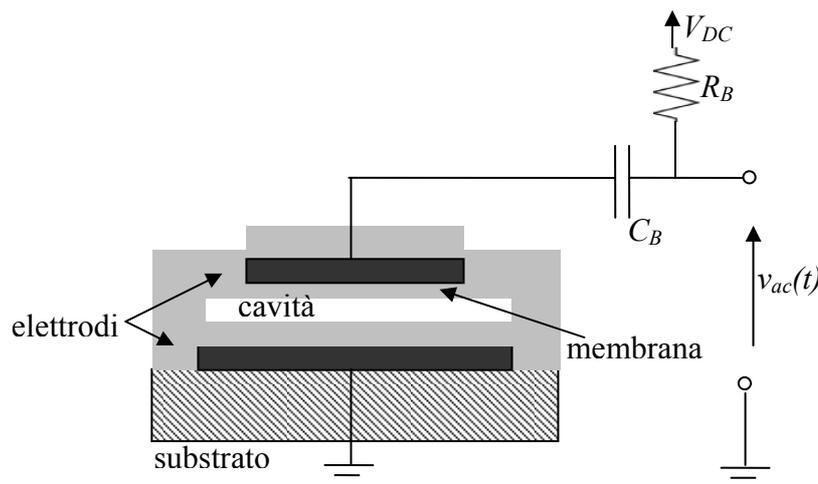


Fig. 2-1. Schema di una cella capacitiva (con circuito di polarizzazione).

E' importante sottolineare che la polarizzazione della cella è fondamentale per il funzionamento del trasduttore (si veda circuito di polarizzazione in Fig. 2-1). Infatti, nel caso di assenza di polarizzazione, in ricezione non si rivelerebbe alcun segnale, non essendovi carica tra gli elettrodi del condensatore. In trasmissione, se si applica un segnale variabile senza polarizzazione, si ottiene la generazione di un'onda acustica a frequenza doppia rispetto a quella del segnale di eccitazione, a causa della relazione quadratica che sussiste tra tensione e forza elettrostatica. E', infatti, facilmente dimostrabile, utilizzando il modello del condensatore a piatti paralleli che si muove come un pistone, che la forza elettrostatica F_E è in prima approssimazione pari a:

$$F_E = -\frac{1}{2} \varepsilon_o \frac{(V_{DC} + v_{ac})^2}{(d_{DC} + x_{ac})^2}, \quad \text{eq. 2-1}$$

dove ε_o è la costante dielettrica nel vuoto ($\varepsilon_o = 8.86 \cdot 10^{12}$ F/m), d_{DC} è la distanza tra gli elettrodi quando è applicata una tensione di polarizzazione V_{DC} , x_{ac} è lo spostamento della membrana dovuta al segnale variabile v_{ac} . In caso di assenza di tensione di polarizzazione, la forza elettrostatica sarebbe proporzionale al quadrato del segnale di eccitazione. Per ottenere un funzionamento lineare del

trasduttore è necessario applicare una tensione variabile $V(t)=V_{DC}+v_{ac}(t)$, con $V_{DC} \gg v_{ac}(t)$. In questo caso, poiché $x_{ac} \ll d_{DC}$, l'eq. 2.1 diventa:

$$F_E = -\frac{1}{2} S \varepsilon_o \frac{V_{DC}^2}{d_{DC}^2} - S \varepsilon_o \frac{V_{DC} \cdot v_{ac}}{d_{DC}^2}. \quad \text{eq. 2-2}$$

L'eq. 2-2 dimostra che la forza elettrostatica può essere scomposta in due termini: il primo individua il punto di funzionamento (o di lavoro) statico del trasduttore; il secondo indica che, per piccoli segnali, l'andamento della forza elettrostatica intorno al punto di lavoro è direttamente proporzionale al segnale di eccitazione v_{ac} .

2.3 Processo di fabbricazione.

La tecnologia di micro-lavorazione al silicio è utilizzata per produrre array di celle elettrostatiche con dimensioni nell'ordine dei micrometri con un'elevata accuratezza nella definizione della geometria [34]-[36]. In genere, si utilizza un substrato di silicio fortemente drogato, sul quale si fa crescere dell'ossido di silicio (Fig. 2-2a), che funge da isolante tra il substrato e l'elettrodo inferiore, costituito da uno strato di metallo (usualmente alluminio). La definizione dell'elettrodo inferiore di ogni cella è ottenuta mediante processo litografico e di *wet etching* (Fig. 2-2b). La metallizzazione è protetta con un sottile strato di nitruro di silicio (Fig. 2-2c), depositato mediante tecnica PECVD (*Plasma Enhanced Chemical Vapour Depositing*), separando l'elettrodo inferiore dal successivo strato sacrificale (Fig. 2-2d), il cui spessore determina la distanza tra i due elettrodi. L'area attiva, sulla quale viene sospesa la membrana, è definita sullo strato sacrificale mediante processo litografico e di *wet etching* (Fig. 2-2e). Si deposita, quindi, un ulteriore strato di nitruro di silicio, che serve per realizzare le membrane ed i relativi supporti (Fig. 2-2f). Si operano dei fori lungo il perimetro della membrana (Fig. 2-2g), attraverso i quali è possibile rimuovere lo strato sacrificale mediante *wet etching*, realizzando la cavità desiderata (Fig. 2-2h). L'ultimo passo consiste nel chiudere i fori mediante un

ulteriore strato di nitrato di silicio e nel realizzare gli elettrodi superiori (Fig. 2-2i).

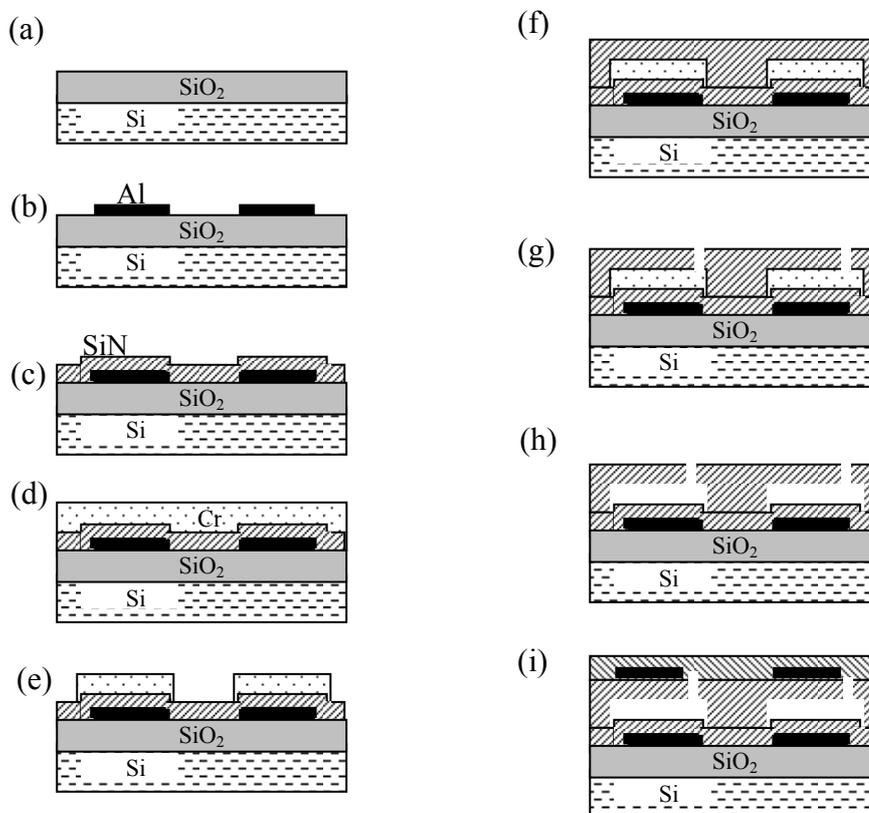


Fig. 2-2. Processo base per la realizzazione di CMUT.

Nel corso degli anni, sono stati proposti diversi miglioramenti al processo base di fabbricazione fin qui descritto. Presso il laboratorio di ACULAB è stato sviluppato un processo, denominato *Dual Frequency PECVD (DF-PECVD)* per controllare le proprietà meccaniche dei film di nitrato di silicio [37]-[38], ed una tecnica, denominata *Reverse Technology*, per migliorare le prestazioni dei trasduttori soprattutto ad alta frequenza [39].

2.4 Circuito equivalente del CMUT.

Si introduce brevemente il modello circuitale del CMUT, al fine di sottolinearne alcune caratteristiche che saranno riprese nei successivi capitoli. Come detto precedentemente, il trasduttore CMUT può essere considerato

lineare intorno al punto di lavoro statico; pertanto, può essere rappresentato mediante la schematizzazione di un sistema lineare a due porte, di cui una esclusivamente elettrica e l'altra meccanica, come evidenziato in Fig. 2-3.

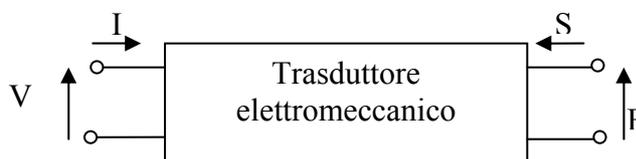


Fig. 2-3. Schema a due porte del trasduttore capacitivo.

Nell'ipotesi di onda continua (CW) è possibile utilizzare la notazione dei fasori, riscrivendo le equazioni del trasduttore elettromeccanico nella forma:

$$\begin{cases} V = Z_{EB} I + \phi_{em} S \\ F = \phi_{me} I + Z_{mo} S \end{cases} \quad \text{eq. 2-3}$$

dove V è la tensione variabile ai capi del trasduttore, I è la corrente entrante, F è la forza di reazione del mezzo di propagazione e S è la velocità media sulla superficie del trasduttore. Gli elementi della matrice di trasformazione sono l'impedenza elettrica a membrana bloccata (Z_{EB}), l'impedenza meccanica a circuito aperto (Z_{mo}) ed i coefficienti ϕ_{em} e ϕ_{me} di trasduzione elettro-meccanica e meccanico-elettrica. Nell'ipotesi semplificata di modello a piatti paralleli e vibrazione come un pistone, i due coefficienti sono uguali e pari a:

$$\phi = \frac{C_0 V_{DC}}{d_{DC}}, \quad \text{eq. 2-4}$$

dove C_0 è la capacità tra i due elettrodi. Utilizzando il circuito equivalente di *Mason* [40], in cui l'interazione elettromeccanica è descritta mediante un trasformatore posto tra la parte elettrica e quella meccanica, il cui numero di spire è proprio uguale al coefficiente di traduzione, si possono ricavare i circuiti equivalenti in trasmissione ed in ricezione del CMUT, come riportato in Fig. 2-4. Alla porta meccanica è collegata un'impedenza, detta di radiazione (Z_{rad}), che rappresenta l'effetto del carico del fluido sulla cella capacitiva e che si somma a quella della membrana (Z_m). L'impedenza di radiazione è data dal

rapporto tra la pressione di reazione del fluido a contatto con la superficie del trasduttore e la velocità della superficie stessa. La pressione P_{rad} ai capi di questa impedenza è la pressione acustica irradiata nel fluido dal trasduttore. Nel circuito in ricezione è utilizzato un generatore di forza per rappresentare il campo di pressione incidente: P rappresenta la pressione media sulla superficie del trasduttore e S_a l'area attiva. Infine, nei circuiti di Fig. 2-4, R_S e Z_L indicano, rispettivamente, la resistenza interna del generatore di segnale e l'impedenza del circuito di ricezione.

Anche in questo caso si rimanda alla letteratura per l'analisi dettagliata dei parametri circuitali introdotti e della loro derivazione analitica, nonché delle limitazioni del circuito proposto. Ciò che è importante sottolineare è la presenza del trasformatore tra i due circuiti, da cui si ricava che è possibile, a parità degli altri parametri costruttivi, variare l'ampiezza della pressione acustica irradiata modificando il valore della tensione di polarizzazione.

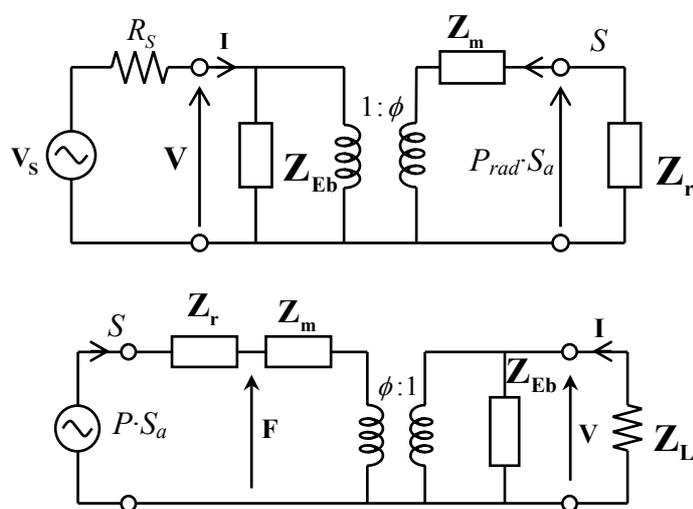


Fig. 2-4. Circuiti equivalenti di *Mason* in trasmissione e ricezione.

2.5 Caratteristiche dei CMUT.

Il progressivo miglioramento dei CMUT è proceduto di pari passo con lo sviluppo delle tecniche di *micro-machining*, che impiegano le tecniche

dell'industria dei circuiti integrati per la realizzazione di MEMS. La compatibilità di questa tecnologia con la fabbricazione di dispositivi elettronici permette un'integrazione spinta dei componenti meccanici ed elettronici, con conseguenti benefici soprattutto in termini di SNR, grazie alla minimizzazione delle interconnessioni elettriche ed alla possibilità di integrare microamplificatori sullo stesso chip. I tipici processi di fabbricazione dei trasduttori piezoelettrici, alcune fasi dei quali sono addirittura di tipo artigianale, sono limitati dalla precisione meccanica e dalla possibilità di automazione. Al contrario, le tecniche fotolitografiche sono più flessibili e possono portare alla riduzione dei tempi e dei costi di produzione, facendo uso delle metodologie largamente sperimentate nel campo dei semiconduttori.

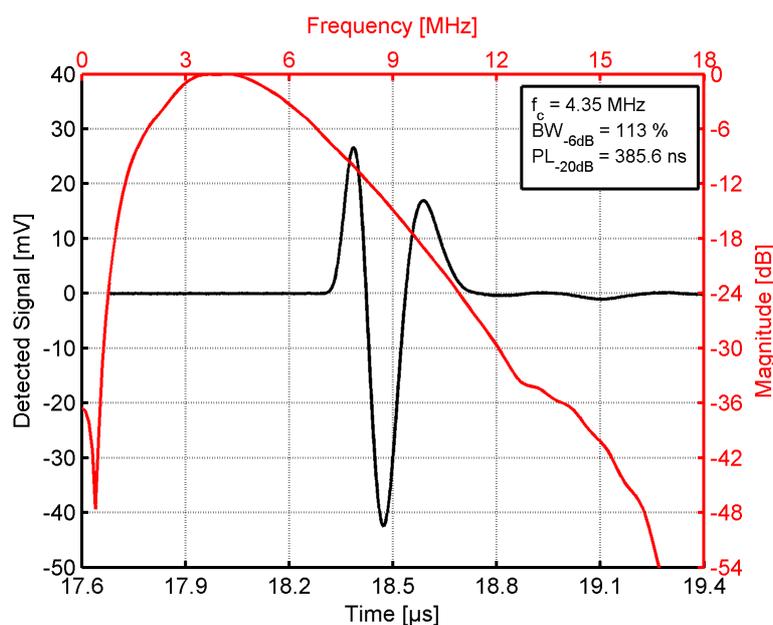


Fig. 2-5. Misure di *pulse-echo* e banda normalizzata per un CMUT.

Un'altra caratteristica dei CMUT è la maggiore larghezza di banda rispetto ai PZT (banda frazionale percentuale maggiore del 100%), che permette di esplorare nuove modalità di operazione, oltre che di migliorare la risoluzione

assiale dell'immagine ecografia (Fig. 2-5). Un esempio sono le sonde multi-frequenza, che possono sostituire più sonde operanti a differenti frequenze in diverse applicazioni. Un altro campo di applicazione è costituito dalle tecniche di *harmonic imaging*, nelle quali si trasmette ad una frequenza fondamentale e si riceve alla frequenza di seconda armonica, superando i limiti dei sistemi basati sui trasduttori PZT (la cui banda frazionale percentuale, in genere, non eccede il 60-70%). Un ulteriore settore di utilizzo dei CMUT sono le applicazioni ad alta frequenza, come nel caso dei sensori intravascolari (IVUS), per i quali lunghezze d'onda piccole sono necessarie per la miniaturizzazione delle sonde. Trasduttori CMUT per IVUS operanti ad alta frequenza sono stati già sviluppati e testati con successo [41],[42].

A tutte queste ben note proprietà dei trasduttori CMUT se ne aggiunge un'altra, finora poco analizzata in letteratura. Se si osserva un singolo elemento di un array CMUT, si nota che l'area meccanicamente attiva è costituita da un gran numero di membrane, normalmente di forma circolare o esagonale, operanti in parallelo (Fig. 2-6). La geometria degli elementi, definita dai *pattern* di metallizzazione degli elettrodi superiori delle celle, è in genere rettangolare per gli array 1-D e quadrata per gli array 2-D. Poiché la dimensione laterale delle celle è sempre minore della lunghezza d'onda della radiazione emessa, è possibile pensare di utilizzare la micro-cella capacitiva come l'unità spaziale di base per la definizione di elementi di geometria arbitraria. E' sufficiente, a tal fine, modificare il pattern di connessione di uno dei due elettrodi della micro-cella, senza introdurre alcun passo tecnologico aggiuntivo rispetto al processo di fabbricazione analizzato nel paragrafo 2.3, come schematizzato in Fig. 2-7. La tecnologia CMUT permette, quindi, un'elevata flessibilità nella scelta della geometria dell'elemento: tale proprietà è stata analizzata in dettaglio nella presente tesi per verificare se sia possibile migliorare le caratteristiche di radiazione dell'array, agendo anche sulla forma degli elementi, oltre che sulla posizione e sul peso (apodizzazione) come effettuato nei processi di ottimizzazione presentati in letteratura (si rimanda al paragrafo 1.3).

E' importante sottolineare come questa sia una caratteristica peculiare dei CMUT, che li differenzia ulteriormente dai PZT. Infatti, gli elementi dei trasduttori piezoelettrici sono realizzati con la tecnica denominata “*dice and fill*”: una lastra di materiale piezoelettrico viene separata mediante taglio meccanico ed un polimero viene infiltrato e vulcanizzato all'interno dei tagli. Tale tecnica di taglio impone, pertanto, vincoli molto stringenti nella scelta della geometria dei singoli elementi.

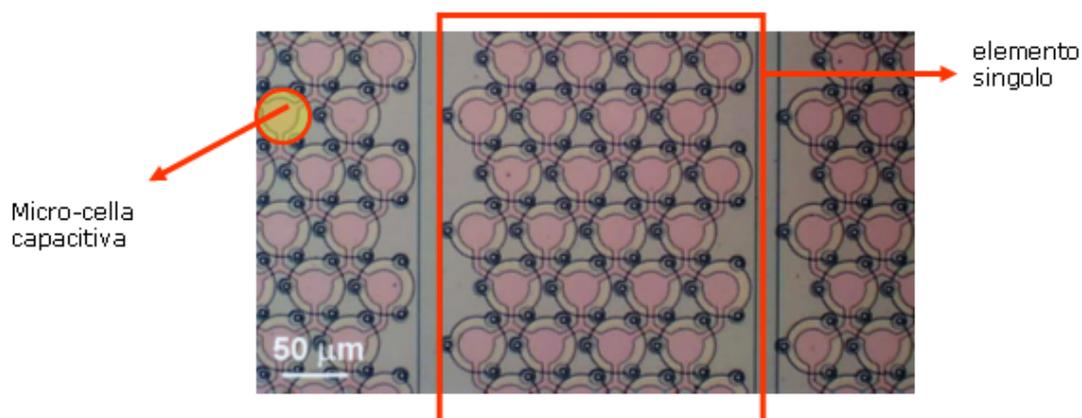


Fig. 2-6. Immagine di un elemento CMUT (solo una porzione dell'elemento è visualizzata).

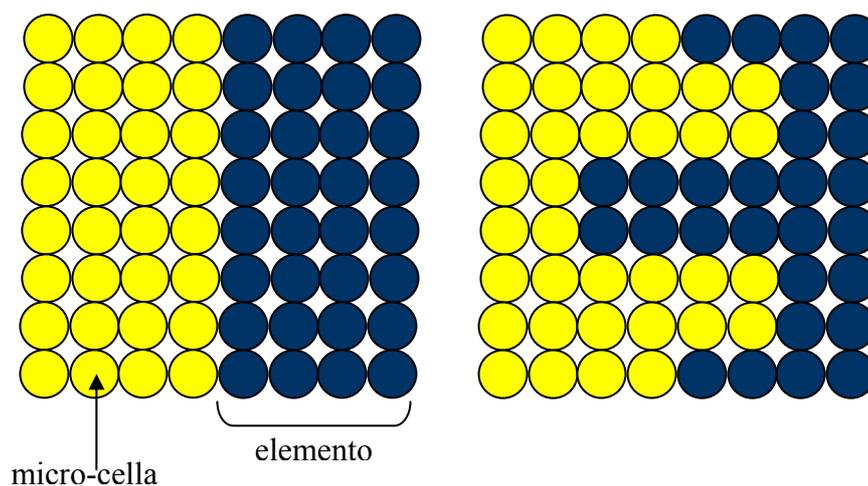


Fig. 2-7. Elementi di forma rettangolare ed irregolare (i colori indicano i pattern di metallizzazione).

2.6 Conclusioni.

In questo capitolo sono stati introdotti i CMUT, analizzandone brevemente le tecniche di realizzazione, il modello circuitale e le principali proprietà. In particolare, è stato evidenziato che è possibile realizzare array CMUT con elementi di forma qualsiasi. Tale flessibilità nella scelta della geometria dei dispositivi, che supera i vincoli imposti dalle tecniche di taglio utilizzate nella realizzazione dei trasduttori piezoelettrici convenzionali, è alla base delle configurazioni innovative di array proposte nei capitoli 4 e 5.

3. LA METODOLOGIA DI LAVORO

3.1 La simulazione.

Lo scopo del lavoro di ricerca è stato quello di verificare le caratteristiche di radiazione di array bidimensionali realizzati in tecnologia CMUT, utilizzando geometrie diverse da quelle usualmente impiegate nei trasduttori convenzionali. Soluzioni analitiche del campo radiato sono disponibili solo per trasduttori di geometria regolare nell'ipotesi di onda continua, che non è rappresentativa delle condizioni di lavoro dei moderni ecografi. Si è dovuto, quindi, ricorrere a simulazioni al computer.

I CMUT sono usualmente modellati mediante il metodo agli elementi finiti (FEM), consistente nella creazione di un modello geometrico della struttura in esame, suddiviso in tanti piccoli domini (elementi finiti). A seconda del fenomeno fisico in esame, può essere risolta un'equazione differenziale per ogni elemento finito. Mediante opportuni modelli (elettrostatici, strutturali ed acustici) è possibile calcolare la pressione trasmessa a seguito di un'eccitazione elettrica oppure la tensione generata a seguito della deformazione meccanica delle membrane. Nonostante questa metodologia fornisca risultati accurati in accordo con quelli sperimentali, sono richiesti lunghi tempi di elaborazione, che possono risultare proibitivi quando si voglia simulare il campo di pressione nel piano focale generato da un intero array 2-D, composto da un numero elevato di elementi, a loro volta costituiti da molte celle collegate in parallelo.

Per ovviare a tali limitazioni, si è deciso di utilizzare il programma Field II [43], uno strumento di simulazione versatile che permette di dividere ogni elemento di un array in sottoaperture matematiche, in modo tale da simulare qualsiasi geometria. Nei successivi paragrafi sono descritti sinteticamente

l'ambiente di simulazione e le ipotesi semplificative alla base dei risultati delle simulazioni presentate nei capitoli 4 e 5.

3.2 Field II.

Il software Field II, sviluppato da Jensen in ambiente Matlab [MathWorks Inc., Massachusetts, USA], si basa sul principio di *Tupholme-Stepanishen* per il calcolo della risposta impulsiva spaziale di un'apertura, permettendo di calcolare il campo di pressione generato da un trasduttore di forma ed apodizzazione qualsiasi [44],[45]. L'ipotesi alla base è la linearità dell'intero sistema (trasduttore e mezzo di propagazione). In Fig. 3-1 è riportato lo schema a blocchi riassuntivo del principio di funzionamento di Field II.

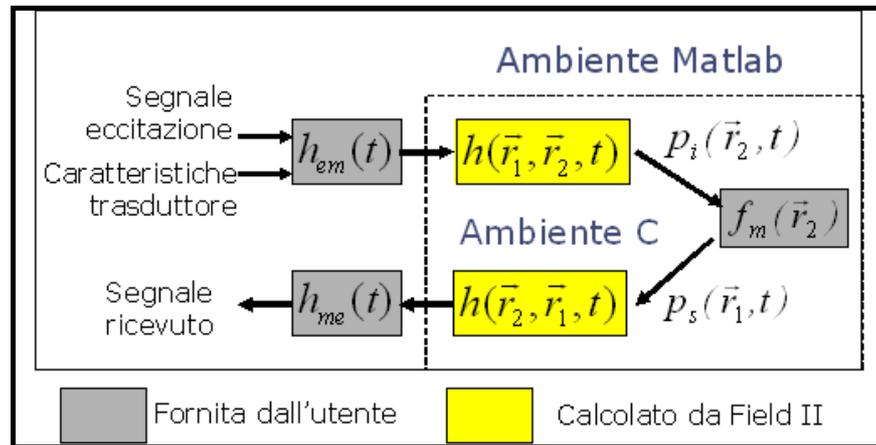


Fig. 3-1. Schema a blocchi del software Field II.

Facendo riferimento al sistema di riferimento di Fig. 3-2, la pressione generata in \vec{r}_2 da una superficie S che vibri con velocità normale $v_n(t)$, uniforme su tutta S , è data dalla seguente relazione:

$$p(\vec{r}_2, t) = \rho \cdot \frac{\partial v_m}{\partial t} * h(\vec{r}_2, t), \quad \text{eq. 3-1}$$

dove ρ è la densità del mezzo di propagazione, h è la risposta impulsiva spaziale del trasduttore in trasmissione (in m/s) ed il simbolo $*$ indica l'operazione di convoluzione spaziale. La risposta impulsiva spaziale è determinata dall'integrale di *Rayleigh*, dipendente soltanto dalla geometria

della superficie vibrante e della mutua posizione del punto di calcolo rispetto al trasduttore. Il calcolo di h può essere ottenuto applicando il principio di *Huyghens*, per cui ogni sorgente può essere scomposta nell'integrale di sorgenti puntiformi, ed il principio di reciprocità, per cui la sorgente ed il ricevitore possono essere scambiati.

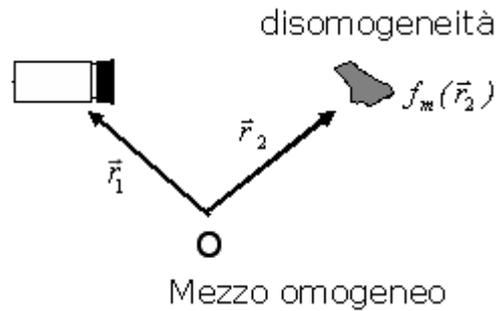


Fig. 3-2. Sistema di riferimento utilizzato in Field II.

Si noti l'approssimazione per cui la velocità su S deve essere uniforme (vibrazione come un pistone). Per ottenere una diversa distribuzione della vibrazione è necessario dividere la superficie in elementi matematici (rettangoli o triangoli) ed associare un'opportuna funzione di apodizzazione. Assumendo che la geometria del trasduttore e la funzione di eccitazione siano separabili, si può calcolare la vibrazione della superficie a partire da una qualsiasi tensione di eccitazione $V(t)$. In particolare:

$$\frac{\partial v_n(t)}{\partial t} = V(t) * E_{em}(t), \quad \text{eq. 3-2}$$

dove E_{em} rappresenta la risposta elettromeccanica impulsiva in trasmissione del trasduttore. Il campo *scatterato* e riflesso, a causa delle disomogeneità di densità presenti nel mezzo di propagazione (ipotizzato omogeneo), può essere espresso come la convoluzione del campo incidente e della funzione f_m , che descrive i tessuti in termini di variazioni di densità e di velocità del mezzo:

$$f_m(\vec{r}_2) = \frac{\Delta\rho(\vec{r}_2)}{\rho_o} - \frac{2\Delta c(\vec{r}_2)}{c_o}. \quad \text{eq. 3-3}$$

In sintesi, il segnale $s(t)$ ricevuto dal trasduttore è dato dalla convoluzione di 4 fattori:

$$s(t) = \int v_{pe}(t) *_{t} h_t(\vec{r}_2, t) *_{r} f_m(\vec{r}_2) *_{t} h_r(\vec{r}_2, t) dr_2, \quad \text{eq. 3-4}$$

dove i pedici t e r indicano, rispettivamente, l'apertura in trasmissione e in ricezione ed il termine $v_{pe}(t)$ include il segnale di eccitazione e la risposta elettromeccanica in trasmissione e ricezione del trasduttore. Si rimanda alle note a riferimento [46] per ulteriori dettagli sulla derivazione dell'equazioni 3-3 e 3-4, nonché sugli algoritmi di calcolo implementati.

3.3 Ipotesi semplificative.

Vibrazione della membrana. E' possibile simulare il comportamento di un trasduttore CMUT dividendo ogni elemento fisico in elementi matematici, i quali possono essere raggruppati per simulare il comportamento di una singola cella. Come visto in precedenza, le superfici elementari possono vibrare solo come pistoni; bisogna, quindi, applicare un peso diverso ai singoli elementi matematici, in modo da modularne la vibrazione. Come funzione di apodizzazione si è utilizzata la seguente espressione:

$$Apo(d_j) = \frac{J_0(kd_j) - J_0(kd)}{J_0(kd)}, \quad \text{eq. 3-5}$$

derivante dalla soluzione dell'equazione d'onda che descrive le vibrazioni forzate di una membrana circolare bloccata ai bordi [47]. $J_0()$ è una funzione di Bessel di prima specie e di ordine 0, d è il raggio della cella, d_j è la distanza dell'elemento matematico j -esimo dal centro della cella e $k = \omega / \sqrt{\tau / \rho_s}$ (ω è la pulsazione della pressione forzante applicata alla membrana, τ la tensione specifica per unità di lunghezza e ρ_s la densità di massa superficiale). Ipotizzando che la frequenza di eccitazione sia sempre minore della frequenza fondamentale naturale, si ottiene un andamento della funzione di apodizzazione normalizzata come quello riportato in Fig. 3-3.

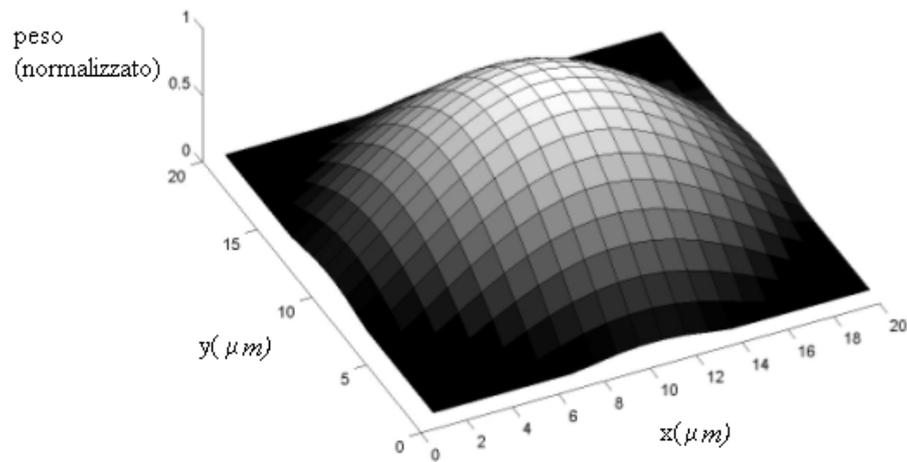


Fig. 3-3. Andamento normalizzato della funzione di apodizzazione di una cella.

Il numero minimo di elementi matematici necessari per ottenere risultati accurati e convergenti è dato dalla seguente relazione:

$$l \ll \sqrt{\frac{4rc_o}{f}}, \quad \text{eq. 3-6}$$

dove l è la larghezza dell'elemento matematico, r è la distanza alla quale si vuole calcolare il campo di pressione e f è la frequenza massima del segnale di eccitazione. L'eq. 3-6 assicura di lavorare in condizioni di campo lontano riferito al singolo elemento matematico.

Risposta Elettromeccanica. La risposta elettromeccanica definisce la banda passante del trasduttore. Supponendo di lavorare sempre a centro banda, si è utilizzato un impulso di 1 o 2 cicli sinusoidali alla frequenza di eccitazione, pesato con una finestra di *Hanning*, come risposta elettromeccanica sia in trasmissione che in ricezione. In questo modo è possibile simulare bande passanti frazionali percentuali a -6 dB pari a $B=70\%$ (nel caso di 2 cicli sinusoidali) e $B=100\%$ (nel caso di ciclo singolo), come indicato in Fig. 3-4.

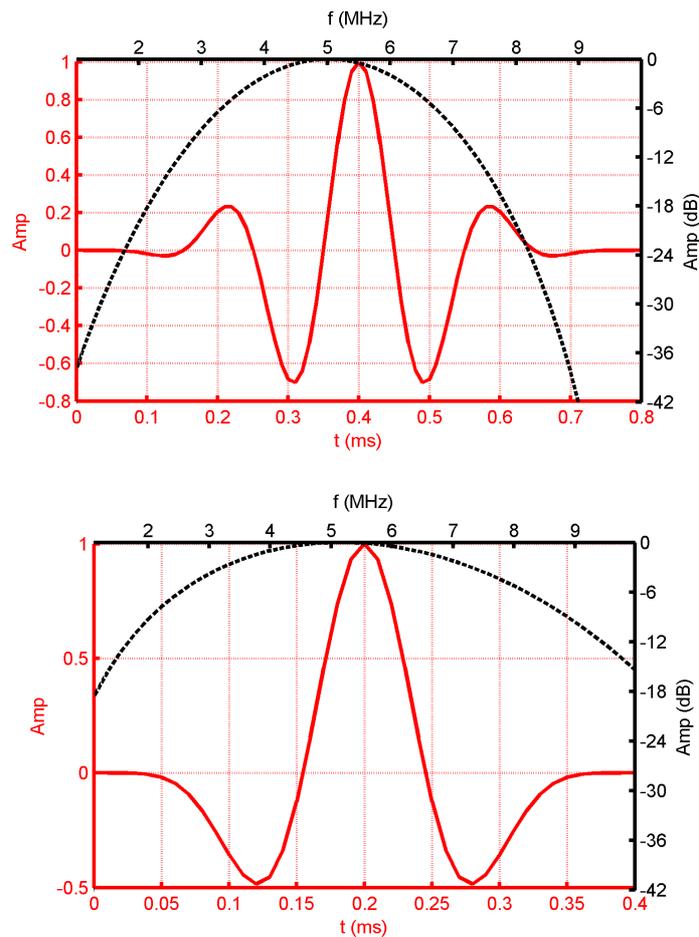


Fig. 3-4. Risposta impulsiva. In alto: $B_{rel}(-6dB)=70\%$. In basso: $B_{rel}(-6dB)=100\%$. Linea continua: impulso; tratteggiata: spettro.

Cross-coupling. Nelle simulazioni si è fatta l'ipotesi che le membrane vibrino in maniera indipendente, cioè che non vi sia accoppiamento tra le celle adiacenti. Tuttavia, i dati sperimentali dimostrano che, soprattutto nelle applicazioni per immersione in un liquido, l'andamento medio dello spostamento delle membrane è distorto rispetto al segnale di eccitazione applicato, a causa dell'interazione meccanica tra le celle (*cross-coupling*). In trasmissione, la distorsione del campo di pressione, ben evidente nelle zone prossime al trasduttore, si riduce significativamente in campo lontano, a causa di un fenomeno di ricomposizione nel mezzo di propagazione [48]-[49]. In ricezione, il *cross-coupling* è meno rilevante che in trasmissione. Un effetto

non trascurabile è l'aumento della direttività del singolo elemento, che limita la possibilità di deflettere il fascio, come si è visto nel capitolo 1. Un elemento troppo direttivo provoca una risposta non uniforme dell'array nel settore di scansione. Tuttavia, nei successivi capitoli sono state considerate soprattutto applicazioni nelle quali la deflessione del fascio è limitata ad angoli minori di 15° . In queste condizioni, trascurare l'effetto del *cross-coupling* equivale ad assumere una condizione di *worst-case*, in quanto non si considera l'attenuazione dei lobi di diffrazione, dovuti ad un elemento altamente direttivo.

Mezzo di propagazione. Il mezzo è stato ipotizzato lineare, omogeneo, senza perdite e caratterizzato da una velocità del suono pari a quella dell'acqua (1540 m/s). I tessuti umani possono essere modellati mediante una serie di scatteratori puntiformi, immersi in acqua. Tali scatteratori sono distribuiti in maniera casuale nel volume di interesse, mentre l'ampiezza dello *scattering* segue una distribuzione di *Gauss* a media nulla e varianza dipendente dal tipo di tessuto.

Baffle. Si è ipotizzata una condizione di *baffle* rigido, che è stato dimostrato essere più rappresentativa della condizione di funzionamento dei CMUT rispetto alla ipotesi di *soft baffle*, che invece descrive meglio il funzionamento dei trasduttori piezoelettrici convenzionali [50].

4. ARRAY AD ELEMENTI COMPENETRANTI

4.1 Premessa.

Nel presente capitolo viene proposta una particolare configurazione di array, che sfruttando la flessibilità dei CMUT nella scelta della geometria degli elementi descritta nel capitolo 2, permette di realizzare array 2-D completamente popolati, caratterizzati da un numero ridotto di elementi. Sulla base delle ricerche effettuate, ad eccezione di una pubblicazione riguardante gli array di tipo *sparse* [51], in letteratura esiste un solo lavoro che esplora la possibilità di ridurre il numero di elementi di un array completamente popolato modificando la forma degli stessi elementi. Questo studio dimostra che, utilizzando elementi di forma opportuna disposti a zig-zag (*staggered*), è possibile rilassare il criterio del campionamento di *Nyquist*, mantenendo il livello dei lobi di *grating* ad un livello accettabile [52]. Tuttavia, questo studio è puramente analitico ed è valido solo in condizioni di onda continua per array 1-D che deflettono il fascio acustico solo in una direzione; inoltre, non è proposta alcuna soluzione tecnologica per la realizzazione delle geometrie analizzate. Lo studio riportato nei paragrafi successivi è stato condotto, al contrario, per mezzo di simulazioni in condizioni di banda larga, che sono maggiormente rappresentative delle modalità di funzionamento dei moderni sistemi ecografici, ed è rivolto ad array 2-D, per i quali il requisito di diminuire il numero di elementi è più stringente. Inoltre, la tecnologia CMUT è indicata per la realizzazione delle geometrie analizzate.

4.2 Descrizione della geometria proposta.

La geometria standard di un trasduttore CMUT bidimensionale (*full 2-D*) è rappresentata in Fig. 4-1 (vista dall'alto), dove le micro-celle capacitive sono

schematizzate con dei cerchi [53]. Per chiarezza e semplicità sono riportati solo quattro elementi. Come è evidenziato in figura, le celle sono disposte in accordo ad una distribuzione a griglia regolare e sono collegate elettricamente in modo da formare elementi di forma quadrata (più in generale, di forma rettangolare o esagonale). In questa configurazione la larghezza del singolo elemento (w) è limitata dalla distanza tra gli elementi (p), che, come noto, deve essere tale da soddisfare il criterio di *Nyquist* del campionamento spaziale. Supponendo che lo spazio tra elementi (*kerf*) sia nullo, o comunque trascurabile rispetto alle altre dimensioni (w e p), come rappresentato in Fig. 4-1, la larghezza massima del singolo elemento è pari a $w_{max} = \lambda/2$, quando è necessario deflettere il fascio acustico (ipotesi di *pyramidal scanning*), e a $w_{max} = \lambda$, quando non è richiesta la deflessione del fascio acustico (ipotesi di *rectilinear scanning*).

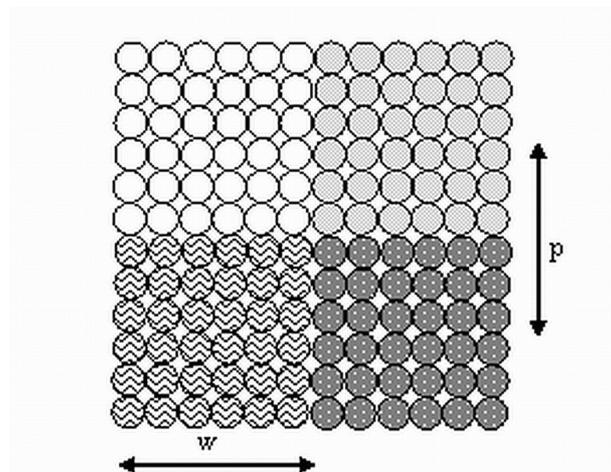


Fig. 4-1. Geometria di un array CMUT standard 2-D. I cerchi rappresentano le celle capacitivie, mentre i diversi tratteggi differenziano gli elementi.

L'array proposto è basato su di una configurazione innovativa delle microcelle, che permette di aumentare le dimensioni laterali del singolo elemento, senza dover necessariamente aumentare la distanza tra gli elementi. Utilizzando la singola cella capacitiva come unità spaziale base, è possibile ottenere un layout che permette l'interpenetrazione spaziale degli elementi adiacenti, come rappresentato in Fig. 4-2. Come si vede dallo schema, le

micro-celle del singolo elemento sono disposte all'interno di un'area di forma romboidale caratterizzata da regioni libere di spazio, che possono essere occupate dalle celle di elementi adiacenti. L'interpenetrazione tra elementi è ottenuta dislocando le celle secondo una distribuzione intervallata. È importante sottolineare che la soluzione proposta non implica alcuna modifica del processo di fabbricazione. Infatti, non è richiesto alcun ulteriore passo tecnologico, in quanto la forma desiderata è ottenuta semplicemente modificando il percorso di metallizzazione di uno dei due elettrodi della singola cella dell'array.

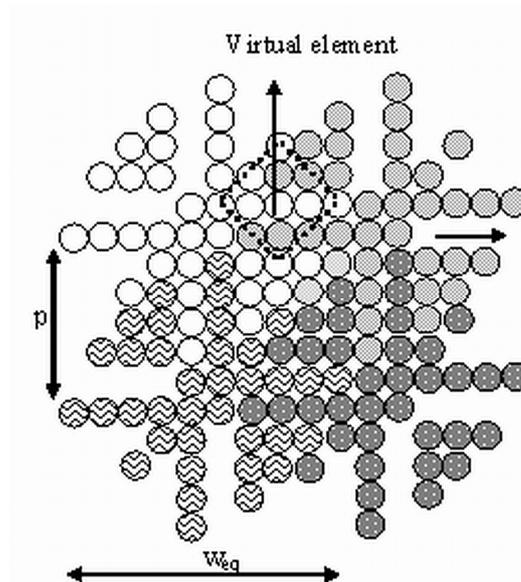


Fig. 4-2. Geometria dell'array CMUT proposto. I cerchi rappresentano le celle capacitive, mentre i diversi tratteggi differenziano gli elementi.

Il particolare layout di Fig. 4-2 è ottenuto considerando solo distribuzioni uniformi e periodiche degli elementi. Configurazioni con distribuzioni casuali non sono state analizzate, in quanto non sono ottimizzate per applicazioni di scansione rettilinea del volume di interesse. La ragione della scarsa efficacia di tali distribuzioni nelle applicazioni di *rectilinear scanning*, analizzate in [54], può essere sintetizzata facendo riferimento alla Fig. 4-3. Come si evince dallo schema, nella scansione rettilinea solo un sottoinsieme di elementi è utilizzato

per la generica linea di vista j -esima. Pertanto, a causa della distribuzione randomica (o pseudo-randomica) degli elementi, ogni linea di vista è ottenuta con un numero differente di elementi (trasmettenti e riceventi); tale disuniformità implica che ogni linea di vista ha delle caratteristiche differenti in termini di sensibilità e di risoluzione laterale, per cui si ottengono immagini con caratteristiche non uniformi nella regione di interesse. Distribuzioni casuali degli elementi sono, invece, più idonee in applicazioni dove è richiesta una scansione piramidale e, pertanto, tutti gli elementi dell'array sono utilizzati per generare le differenti linee di vista.

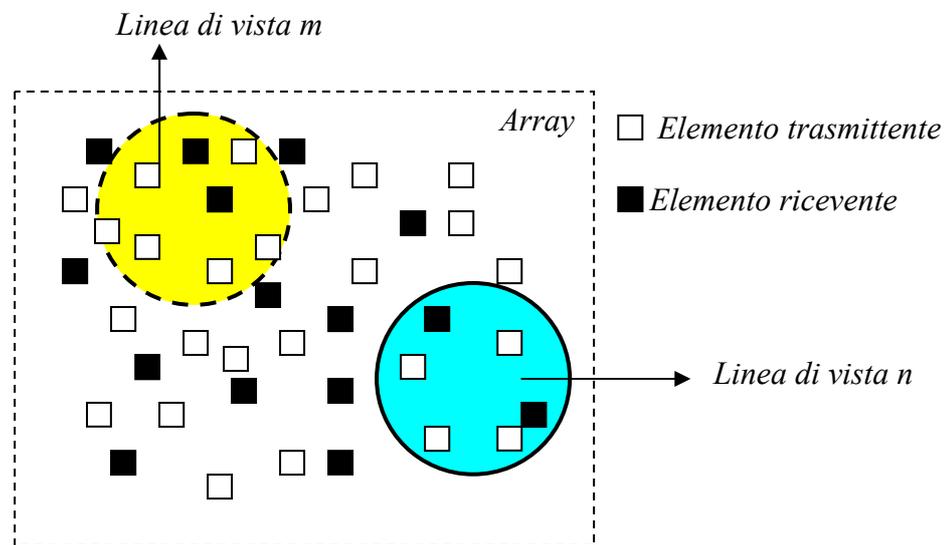


Fig. 4-3. Schematizzazione di un array con distribuzione casuale degli elementi.

Avendo tralasciato le distribuzioni casuali, tutti gli elementi devono avere necessariamente la stessa forma. Il perimetro dell'area, all'interno della quale le celle appartenenti allo stesso elemento devono essere distribuite, è stato scelto basandosi su considerazioni essenzialmente di tipo geometrico. Infatti, al fine di interpenetrare nello stesso modo ogni elemento con quello posizionato sopra, sotto, a destra e a sinistra (nella vista dall'alto di Fig. 4-2), l'area perimetrale dell'elemento deve essere suddivisibile in quattro sottozone aventi la stessa forma, ruotate di 90° tra di loro e simmetriche sia rispetto all'asse x

che all'asse y . Con questi vincoli, la scelta delle possibili forme idonee si riduce al cerchio ed ai poligoni regolari, il cui numero di lati è multiplo di 4 (quadrato, ottagono, ecc). La forma romboidale (più precisamente quadrato ruotato di 45° rispetto agli assi cartesiani) è stata preferita a tutte le altre possibili, in quanto ottimizza l'interpenetrazione delle celle adiacenti e massimizza sia la larghezza del singolo elemento sia l'area di sovrapposizione tra gli elementi. Quanto appena descritto è dimostrato schematicamente in Fig. 4-4, nella quale il layout ottenuto con aree circolari è confrontato con quello relativo ad aree romboidali (per semplicità e chiarezza di rappresentazione sono riportati solo i contorni delle aree, tralasciando l'indicazione della posizione delle celle). Dalla figura si evince che, nel caso di cerchi, la larghezza equivalente dell'elemento è pari a $\sqrt{2}p$, mentre, utilizzando i rombi, si ottiene il valore massimo di $2p$. Poiché i poligoni regolari con numero di lati multipli di 4 possono pensarsi come delle approssimazioni successive del cerchio, è facile dimostrare che, con tali poligoni, si possono ottenere valori della larghezza equivalente compresi nell'intervallo di valori $[\sqrt{2}p, 2p]$. Si sottolinea come il valore di $2p$ sia il massimo ottenibile, in quanto, se la larghezza equivalente fosse superiore a questo valore, si otterrebbero compenetrazioni anche con elementi non adiacenti, che sono più complesse da realizzare, poiché richiedono strutture di metallizzazione multistrato.

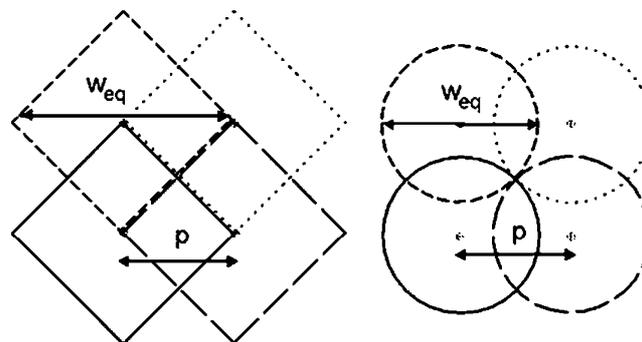


Fig. 4-4. Confronto dei layout ottenuti utilizzando un'area circolare ed un'area romboidale per la distribuzione delle celle del singolo elemento. I differenti tratteggi indicano elementi diversi.

Una volta definito il perimetro del singolo elemento, la distribuzione delle celle è il risultato di un processo a passi successivi, descritto con l'ausilio della schematizzazione di Fig. 4-5. Un elemento di forma piramidale completamente popolato di celle è diviso in 4 sottozone caratterizzate dai requisiti di simmetria precedentemente descritti (a). Le colonne di celle (indicate in figura con il colore nero) sono rimosse dalla zona superiore e da quella inferiore in accordo con una distribuzione alternata di colonne piene e vuote (b). Seguendo questo criterio, la distribuzione delle celle nella sottoregione superiore è esattamente l'inversa di quella inferiore, in modo tale che l'interpenetrazione desiderata possa essere realizzata lungo la direzione verticale. Lo stesso procedimento viene ripetuto per le sottoregioni destra e sinistra, sebbene, questa volta, la cancellazione avvenga per righe e non per colonne, in modo che si possa avere la compenetrazione di elementi adiacenti lungo la direzione orizzontale (c). Si ottiene, quindi, il layout finale (d). Il processo qui descritto è realizzato in fase di progetto, prima di definire i pattern di metallizzazione che individuano i singoli elementi.

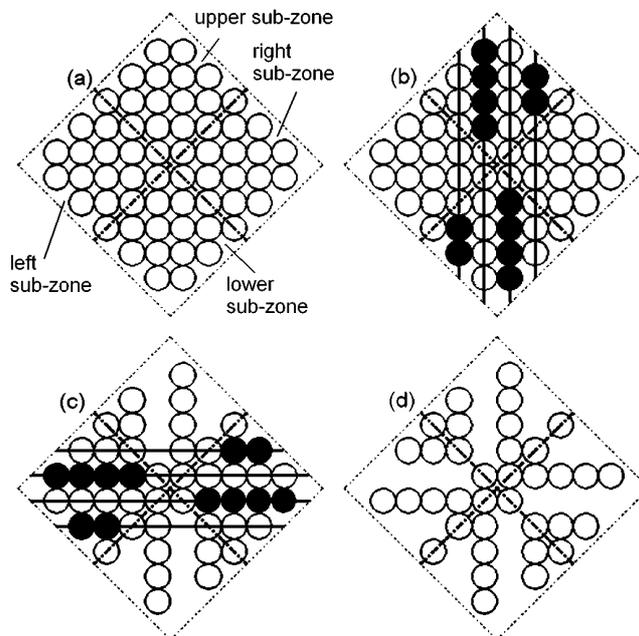


Fig. 4-5. Processo a passi successivi per la scelta della distribuzione delle celle. Le celle nere sono rimosse al passo successivo. (a) distribuzione iniziale. (b) eliminazione delle celle dalla sottozona superiore ed inferiore. (c) eliminazione delle celle dalle sottozone destra e sinistra. (d) configurazione finale.

Come evidente, il processo descritto non è dipendente né dal numero di celle per elemento, né dal diametro delle celle. Ciò implica che questi due parametri di progetto, che influenzano sensibilmente le caratteristiche di radiazione dei CMUT, possono essere scelte dal progettista senza vincoli aggiuntivi. Si pensi, solo a titolo esemplificativo, che il diametro della singola cella è una delle variabili che determina la frequenza di risonanza e la larghezza di banda. Al fine di esemplificare quanto affermato, la Fig. 4-6 mostra la configurazione finale di un elemento quando la larghezza dello stesso è raddoppiata rispetto a quella utilizzata in Fig. 4-5, senza però modificare il diametro delle singole micro-celle.

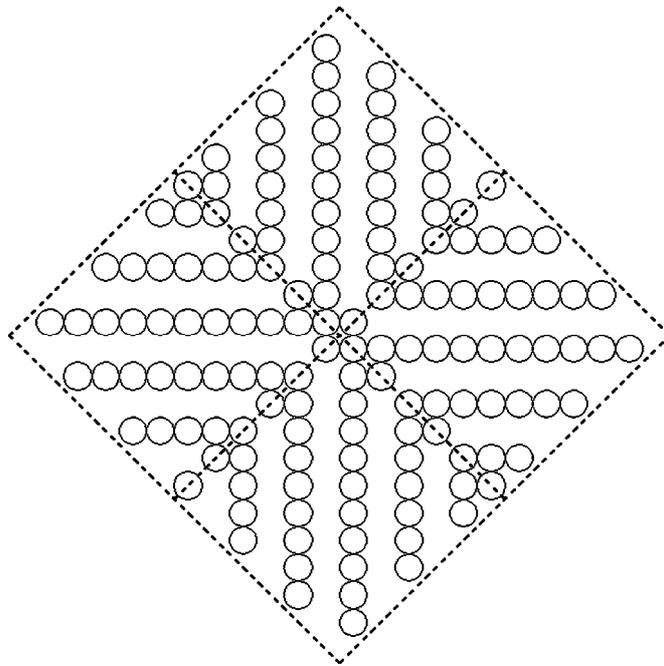


Fig. 4-6. Layout finale del singolo elemento la cui larghezza dello stesso è raddoppiata rispetto a quella della Fig. 4-5, senza modificare il diametro delle celle.

Inoltre, è importante evidenziare che il processo qui proposto assicura che le micro-celle appartenenti al medesimo elemento possono essere interconnesse utilizzando un solo pattern di metallizzazione, in quanto le celle sono distribuite senza soluzione di continuità. In caso contrario (discontinuità spaziale nella distribuzione delle celle all'interno del singolo elemento), sono

necessari pattern di metallizzazione multipli, disposti su diversi livelli per assicurare il necessario isolamento elettrico, al fine di connettere gruppi di celle dello stesso elemento che non sono contigui tra di loro.

4.3 Proprietà della geometria proposta.

Come evidenziato in Fig. 4-2, la configurazione proposta presenta due particolari proprietà. La prima consiste nel fatto che ogni elemento presenta una larghezza equivalente w_{eq} doppia rispetto al *pitch*, ottenendo un elemento sovradimensionato. La seconda è la creazione di un elemento virtuale. La combinazione di queste proprietà causa il miglioramento delle caratteristiche di radiazione dell'array, come descritto nelle due sezioni che seguono.

4.3.1 Elemento sovradimensionato.

E' ben noto che, in condizioni di campo lontano e di onda continua, il campo di pressione P generato da un array generico è dato dal prodotto di un fattore di array (AF) e di uno di elemento (EF). Se consideriamo un sistema di riferimento come quello indicato in Fig. 4-7, dove l'array giace nel piano xy ($z=0$) e l'onda acustica si propaga nello semispazio $z>0$, il campo di pressione generato dall'array può essere espresso in termini di coordinate sferiche come:

$$P(r, \theta, \varphi) \propto \frac{D^2 p^2}{2\pi r} AF(\theta, \varphi) EF(\theta, \varphi), \quad \text{eq. 4-1}$$

dove $D=N \cdot p$ indica la dimensione laterale dell'intera apertura [55].

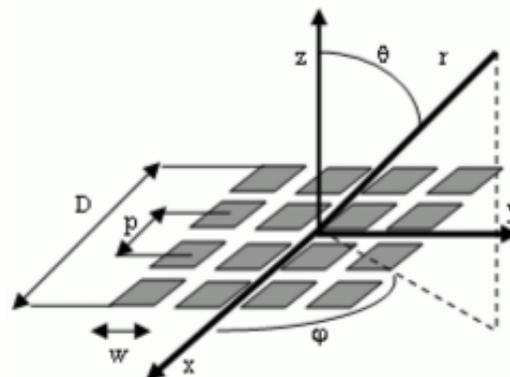


Fig. 4-7. Sistema di riferimento.

In condizioni di onda continua, il fattore di elemento è pari alla trasformata di *Fourier* spaziale della apertura del singolo elemento, moltiplicata per un fattore di obliquità, che è costante, dato che si considera un *baffle* infinito e rigido:

$$EF(\varphi, \theta) = \text{sinc}(wu/\lambda) \cdot \text{sinc}(wv/\lambda) \quad \text{eq. 4-2}$$

Qui u e v rappresentano i coseni direttori definiti come:

$$\begin{cases} u = \sin(\theta) \cos(\varphi) \\ v = \sin(\theta) \sin(\varphi) \end{cases} \quad \text{eq. 4-3}$$

Il fattore di elemento è legato alla periodicità della distribuzione degli elementi. Per un array bidimensionale composto da un numero $N \times N$ di elementi, il fattore di elemento può essere espresso come segue:

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_n \text{sinc}[(u - n\lambda/p - u_s)D/\lambda] \cdot \sum_m \text{sinc}[(v - m\lambda/p - v_s)D/\lambda], \quad \text{eq. 4-4}$$

dove u_s e v_s rappresentano, in termini di coseni direttori, le direzioni di *steering* del fascio acustico, rispettivamente, lungo u e v . Dalla eq. 4-4 si possono facilmente calcolare le direzioni nelle quali insorgono i lobi di *grating* (GL), trovando i valori di u e v che rendono nulli gli argomenti delle due funzioni *sinc*:

$$\begin{cases} u_g = u_s \pm n\lambda/p \\ v_g = v_s \pm m\lambda/p \end{cases} \quad \text{eq. 4-5}$$

Come evidente dalle eq. 4-3 ed eq. 4-5, il fattore di elemento dipende dal rapporto w/λ , mentre la posizione dei lobi di diffrazione dipende dal rapporto λ/p . Poiché il fattore di elemento modula il fattore di array, l'ampiezza dei lobi di *grating* può essere efficacemente ridotta aumentando il rapporto w/λ e migliorando, di conseguenza, la direttività del singolo elemento. Questo è valido se la posizione degli stessi lobi non viene alterata o, in altre parole, se il rapporto λ/p viene mantenuto costante. La configurazione utilizzata per l'array ad elementi compenetranti, caratterizzata da elementi sovradimensionati rispetto alla configurazione standard, presenta un valore di w/λ maggiore

rispetto a quello degli elementi standard disegnati con la stessa distanza tra gli elementi. Ne consegue che le posizioni dei lobi di *grating* (u_g, v_g) sono identiche per i due array, mentre le loro ampiezze differiscono a causa della differente direttività dei singoli elementi:

$$|EF_{prop}(u_g, v_g)| < |EF_{std}(u_g, v_g)|, \quad \text{eq. 4-6}$$

dove i pedici *prop* e *std* indicano, rispettivamente, l'array proposto e quello standard.

Al fine di verificare la validità dell'analisi fin qui condotta anche in condizioni di segnali di eccitazione a banda larga, si è proceduto a calcolare il BP bidirezionale del singolo elemento. I due BP di Fig. 4-8 sono relativi a due singoli elementi, il primo disegnato con la geometria standard ed il secondo con la geometria proposta. La larghezza dell'elemento è pari a $w = 0.9p$, che rappresenta un valore usuale, con $p = 3\lambda$. Come segnale di eccitazione si è scelto un impulso composto da 4 cicli sinusoidali alla frequenza $f_0 = c/\lambda$, dove c è la velocità del suono nel mezzo, che è stato assunto omogeneo. Poiché i moderni sistemi ecografici lavorano, in genere, con impulsi di 1, 2 o 4 cicli sinusoidali, l'eccitazione proposta rappresenta il caso peggiore per quanto concerne i lobi di *grating*, la cui ampiezza, come noto, aumenta proporzionalmente al numero di cicli dell'impulso [56].

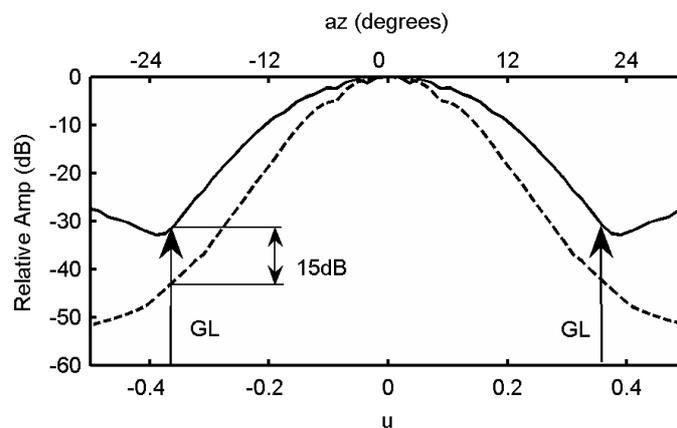


Fig. 4-8. Confronto dei diagrammi di radiazione di un singolo elemento nel piano $v=0$, con $w=0.9p$ e $p=3\lambda$. La linea continua è relativa alla geometria standard, mentre quella tratteggiata indica la geometria proposta.

La risposta impulsiva del sistema è tale da simulare una banda relativa del 70% a -6 dB. I due BP sono rappresentati anche in funzione della coppia di angoli azimut (az) ed elevazione (el), che sono usualmente utilizzati nel campo della ecografia tridimensionale e che rendono di più immediata lettura i diagrammi.

$$\begin{cases} az = \text{atan}(x/z) \\ el = \text{atan}\left(\frac{y}{\sqrt{x^2 + z^2}}\right) \end{cases} \quad \text{eq. 4-7}$$

Le due frecce in Fig. 4-8 indicano la posizione, in condizioni di CW, dei lobi di *grating* di un array disegnato con $p = 3\lambda$. Dal grafico si evince immediatamente che l'ampiezza di tali lobi è ridotta di circa 15 dB nel caso in cui si utilizzino elementi aventi la geometria proposta. In condizioni di banda larga, come quella esaminata, i lobi di diffrazione non appaiono stretti come nel caso di onda continua, ma si spalmano nello spazio intorno alla posizione centrale a causa del contributo dovuto alle frequenze diverse da quella centrale di lavoro. Quindi, la riduzione dei lobi di *grating* è maggiore di 15 dB per angoli grandi ($|az| > |az_g|$), mentre è minore per angoli più piccoli ($|az| < |az_g|$), dove si evidenzia il contributo delle frequenze più alte.

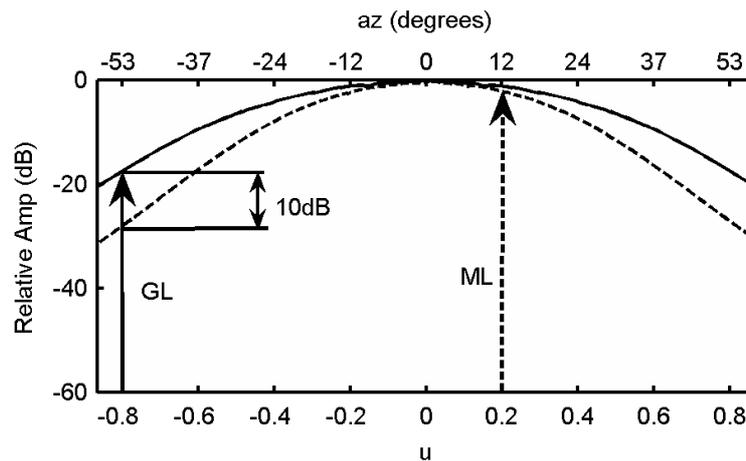


Fig. 4-9. Confronto dei diagrammi di radiazione di un singolo elemento nel piano $v=0$, con $w=0.9p$ e $p=\lambda$. La linea continua è relativa alla geometria standard, mentre quella tratteggiata indica la geometria proposta.

In Fig. 4-9 è riportato lo stesso grafico di Fig. 4-8, con l'unica differenza che $p = \lambda$. In questo caso, le due frecce indicano, rispettivamente, il lobo principale (ML, linea tratteggiata) e il primo lobo di diffrazione (GL, linea continua), quando si deflette il fascio per $(u_s, v_s) = (0.2, 0)$, equivalente a $(az_s, el_s) = (12^\circ, 0^\circ)$. Poiché per angoli piccoli ($|u| < 0.2$) la differenza tra i due diagrammi di radiazione è trascurabile, la riduzione nella ampiezza dei lobi di *grating* può essere calcolata direttamente come la differenza dei due BP. Si ottiene una riduzione massima di circa 10 dB alla frequenza di lavoro. Dal grafico si evince che è possibile migliorare il rapporto tra il lobo principale e quello di *grating* (ML/GL) solo per piccoli angoli di deflessione del fascio ($|u_s| < 0.2$ o $|az_s| < 12^\circ$). Per angoli di *steering* maggiori, la geometria proposta riduce sensibilmente l'ampiezza dei GL, ma, al contempo, riduce anche l'ampiezza del lobo principale rispetto al caso standard, vanificando il beneficio introdotto dal sovradimensionamento dei singoli elementi.

E' stato calcolato anche il diagramma di radiazione del singolo elemento in campo vicino, al fine di verificare se la distribuzione irregolare di celle influenzi la qualità del fascio acustico generato dall'intero array. Infatti, come si evince dalla Fig. 4-2, nonostante la configurazione delle celle proposta sia simmetrica rispetto al centro dell'elemento stesso, non lo è rispetto agli assi cartesiani. Il diagramma di radiazione è stato calcolato a due distanze focali ($fn = 1$ e $fn = 2$), supponendo che l'array sia composto da 256 (16x16) elementi disposti con $p = 2\lambda$. I due diagrammi di radiazione in Fig. 4-10 (rappresentati in termini di linee di contorno a -6 dB, -20 dB e -40 dB) dimostrano che la distribuzione asimmetrica delle celle nell'elemento non peggiora la qualità del campo di pressione radiato dall'elemento stesso. Infatti, il campo di pressione risulta simmetrico sia rispetto all'origine del sistema di riferimento (centro dell'elemento) che rispetto agli assi x e y , come si evince dai due grafici nei quali non si individuano differenze tra i 4 quadranti del sistema di riferimento. Ciò dimostra, inoltre, che, anche in campo vicino, le caratteristiche del fascio acustico dipendono essenzialmente dalla forma esterna (perimetrale)

dell'elemento (nel caso specifico un rombo), piuttosto che dalla distribuzione delle celle all'interno dell'elemento stesso, poiché il diametro delle celle è minore della lunghezza d'onda.

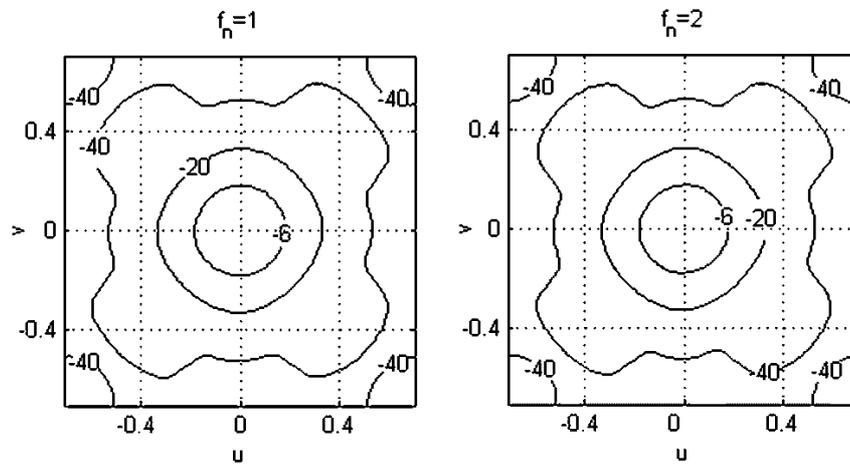


Fig. 4-10. Diagramma di radiazione in campo vicino nel piano focale di un singolo elemento realizzato con la geometria proposta ($w=0.9\lambda$ e $p=2\lambda$).

4.3.2 Elemento virtuale.

In Fig. 4-2 è evidenziato che l'interpenetrazione degli elementi provoca la generazione di un elemento virtuale, composto dalle micro-celle di due elementi adiacenti. Questa caratteristica della geometria proposta può essere considerata un ulteriore fattore che contribuisce a ridurre i lobi di *grating*. Infatti, il campo di pressione generato nel mezzo di propagazione da due celle adiacenti, può essere espresso, a meno di un fattore di proporzionalità, come segue:

$$p(r) = \cos[2\pi f_o(t + \Delta t_1) + kr_1] + \cos[2\pi f_o(t + \Delta t_2) + kr_2], \quad \text{eq. 4-8}$$

dove $k=2\pi/\lambda$ è il numero d'onda, Δt_1 e Δt_2 sono i ritardi applicati agli elementi dell'array a cui le celle appartengono, r_1 e r_2 sono le distanze tra le due celle ed il punto del campo considerato, come indicato in Fig. 4-11.

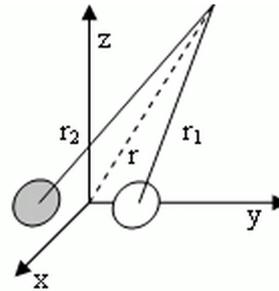


Fig. 4-11. Sistema di riferimento per il calcolo del campo di pressione generato da due celle adiacenti. I due colori delle celle evidenziano l'appartenenza a due elementi diversi.

Poiché la distanza tra due micro-celle adiacenti è molto più piccola del *pitch*, la differenza di fase, dovuta al diverso percorso dell'onda acustica, può essere considerata trascurabile rispetto alla differenza di fase tra i due elementi, realizzata elettronicamente per focalizzare e deflettere il fascio. Pertanto, r_1 e r_2 possono essere sostituiti con r e $p(r)$ può essere espressa come:

$$p(r) \propto \cos[2\pi f_0(t + (\Delta t_1 + \Delta t_2)/2) + kr]. \quad \text{eq. 4-9}$$

E' importante notare che la semplificazione $r_1 = r_2 = r$ è valida solo in campo lontano. Nel caso specifico, poiché il campo lontano è relativo al singolo elemento ($z > w^2/\lambda$), l'espressione è valida anche in campo vicino riferito all'intero array ($z > D^2/\lambda$), essendo $D \gg w$.

L'eq. 4-9 dimostra che l'elemento virtuale può essere considerato un elemento aggiuntivo intermedio che si crea nell'array, la cui fase è pari al valor medio delle fasi dei due elementi adiacenti. In questo modo, il numero di elementi è stato artificialmente incrementato, mantenendo invariato il numero effettivo di canali elettronici indipendenti. La creazione di un elemento virtuale, ma senza la completa interpenetrazione degli elementi adiacenti come nel caso proposto, era stata già precedentemente investigata dal laboratorio di ACULAB, relativamente ad array 1-D [57].

4.4 Risultati.

Nel presente paragrafo sono riportati i risultati delle simulazioni effettuate per confrontare i diagrammi di radiazione di due array bidimensionali formati da 256 elementi ($N \times N = 16 \times 16$), disegnati rispettivamente con la geometria standard (elementi quadrati) e la geometria proposta. Entrambi gli array sono sottocampionati spazialmente. Tutti i parametri geometrici (coordinate del fuoco, dimensioni dell'elemento, dimensioni dell'array, distanza tra elementi, ecc.) sono espressi in termini di lunghezza d'onda, in modo da ottenere risultati che siano indipendenti dalla frequenza utilizzata. La larghezza dell'elemento è stata scelta essere sempre pari a $0.9p$, al fine di includere nelle simulazioni un valore di *kerf* realistico. I diagrammi di radiazione sono calcolati su di una calotta emisferica di raggio uguale alla distanza focale. La dinamica utilizzata per la visualizzazione dei diagrammi di radiazione è di 60 dB. Il segnale di eccitazione è un impulso di 4 cicli per le ragioni enunciate nel paragrafo 4.2.1.

4.4.1 Simulazioni in assenza di deflessione (*rectilinear scanning*).

La prima simulazione è stata effettuata in caso di assenza di deflessione del fascio di interesse, al fine di considerare una scansione rettilinea del volume di interesse (*rectilinear scanning*). Il *pitch* è $p = 2\lambda$ e la distanza focale è pari a $4D$. I risultati della simulazione sono riportati in Fig. 4-12, dove la figura (a) rappresenta il BP nel piano focale dell'array ad elementi compenetranti, la figura (b) il BP dell'array standard, i grafici (c) e (d) riportano il confronto dei BP nei piani $v=0$ (azimut) ed $u=0$ (elevazione). Come si evidenzia dai grafici, i lobi di *grating* non sono presenti nel diagramma di radiazione dell'array ad elementi compenetranti, mentre sono ben visibili in quello dell'array standard. Il confronto nei piani di azimut ed elevazione evidenzia una riduzione dei GL di circa 20 dB, portandoli al di sotto della soglia di visualizzazione (a -60 dB). E' fondamentale rilevare che, utilizzando la geometria standard, sarebbe stato necessario campionare correttamente l'apertura al fine di ottenere la soppressione dei lobi di *grating*. In altre parole, sono necessari 1024 (32×32)

elementi per avere la stessa dimensione laterale dell'array, necessaria per assicurare la medesima risoluzione laterale. Nelle condizioni descritte dalla simulazione, la geometria proposta permette, quindi, una riduzione del numero di elementi di un fattore 4 (1024/256).

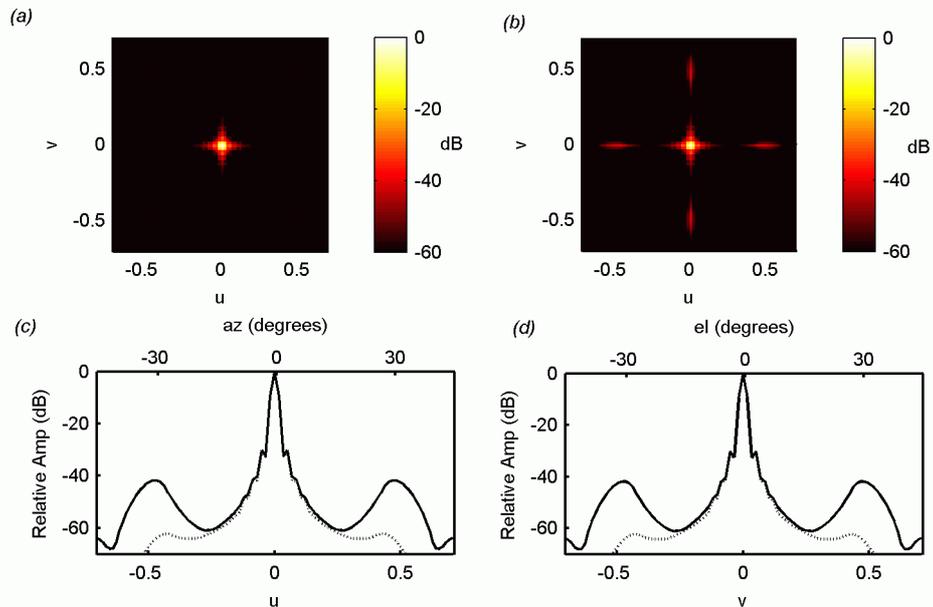


Fig. 4-12. Diagramma di radiazione calcolato alla distanza $4D$. $p=2\lambda$, senza deflessione del fascio. (a) geometria proposta. (b) array standard. (c) confronto dei BP nel piano $v=0$. (d) confronto dei BP nel piano $u=0$. Linea continua: array standard. Linea tratteggiata: geometria proposta.

La seconda simulazione è stata effettuata nelle medesime condizioni della prima, ma sottocampionando ulteriormente l'apertura ($p = 3\lambda$). I risultati sono sintetizzati in Fig. 4-13. In questo caso i lobi di diffrazione sorgono ad angoli più piccoli e con una maggiore ampiezza. La geometria proposta è ancora in grado di diminuire i lobi indesiderati di circa 20 dB, sebbene, a causa della maggiore ampiezza, essi appaiano a circa -56 dB, cioè al di sopra della soglia di visualizzazione. Se, però, è possibile accettare una riduzione della dinamica di visualizzazione (55 dB in luogo di 60 dB), si ottiene nuovamente una soppressione completa dei lobi di *grating*. Si evidenzia che, con la geometria standard, tale risultato è ottenibile utilizzando 2304 (48x48) elementi. Si evince

che, utilizzando una dinamica di visualizzazione di 55 dB, è possibile ridurre di un fattore 9 (quasi un ordine di grandezza) il numero di canali elettronici indipendenti.

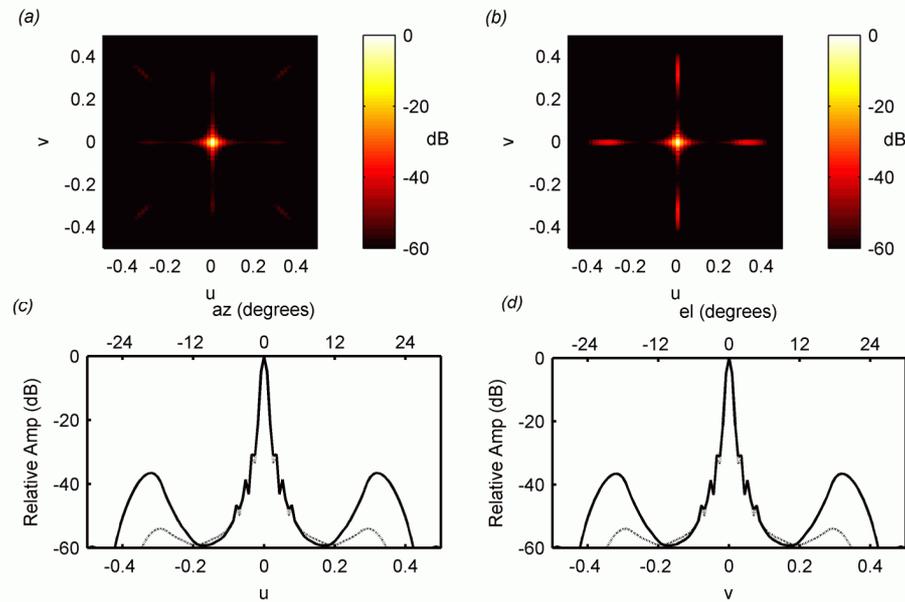


Fig. 4-13. Diagramma di radiazione alla distanza $4D$. $p=3\lambda$, senza deflessione del fascio. (a) geometria proposta. (b) array standard. (c) confronto dei BP nel piano $v=0$. (d) confronto dei BP nel piano $u=0$. Linea continua: array standard. Linea tratteggiata: geometria proposta.

Se il *pitch* viene incrementato ulteriormente ($p = 4\lambda$), si ottiene ancora una riduzione significativa (circa 15 dB) dei lobi di diffrazione del primo ordine (vedasi Fig. 4-14). Tuttavia, si evidenzia l'insorgenza di lobi di *grating* aggiuntivi nel diagramma di radiazione dell'array ad elementi compenetranti (Fig. 4-14a). I lobi di *grating* del secondo ordine sono causati dalla periodicità della distribuzione degli elementi lungo la direzione diagonale. La geometria proposta è meno efficace di quella standard nel diminuire tali lobi, a causa della presenza di lobi laterali elevati nel diagramma di radiazione del singolo elemento dovuti alla forma romboidale, come evidenziato in Fig. 4-15. In conclusione, la geometria proposta consente di lavorare con un *pitch* di 4λ , ma con dinamiche più ridotte (40 dB), in modo da cancellare sia i lobi di *grating* del primo ordine che quelli del secondo.

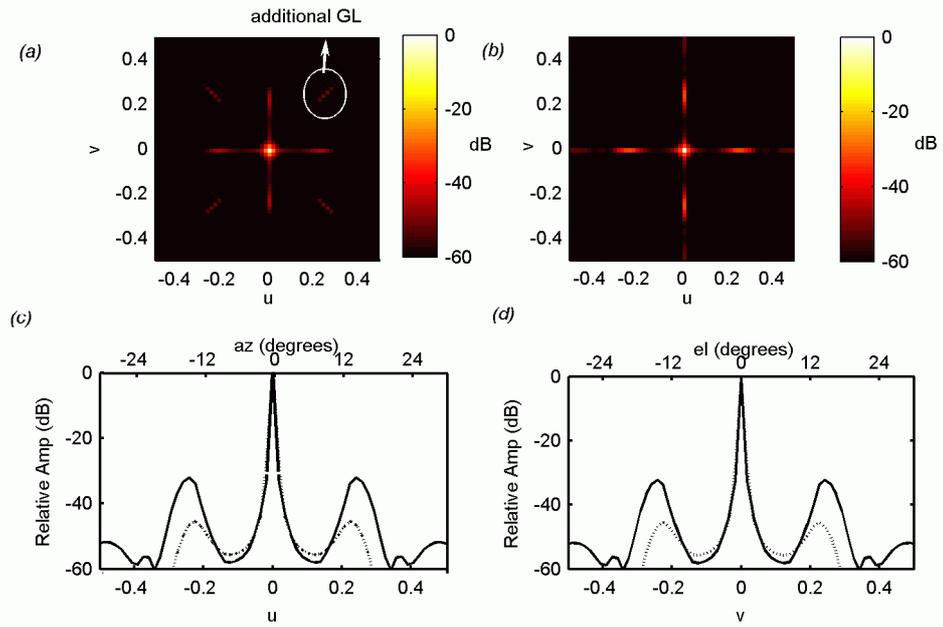


Fig. 4-14. BP calcolato alla distanza $4D$. $p=4\lambda$, senza deflessione del fascio. (a) geometria proposta. (b) array standard. (c) confronto dei BP nel piano $v=0$. (d) confronto dei BP nel piano $u=0$. Linea Continua: array standard. Linea tratteggiata: geometria proposta.

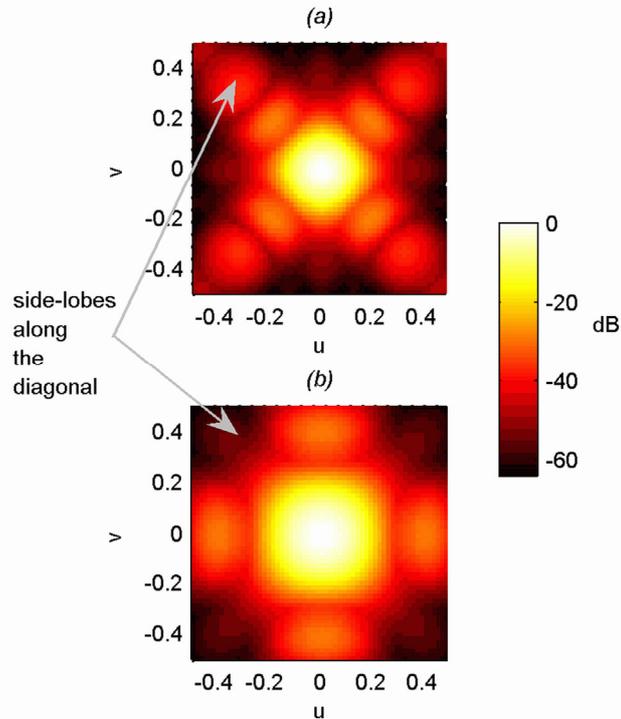


Fig. 4-15. BP in campo lontano del singolo elemento avente $w=0.9p$ e $p=4\lambda$. (a) geometria proposta. (b) geometria standard.

4.4.2 Simulazioni in caso di steering (*pyramidal scanning*).

La Fig. 4-16 riporta il confronto tra i digrammi di radiazione dei due array presi in esame, quando questi sono utilizzati per una scansione piramidale del volume di interesse. La distanza focale è sempre pari a $4D$, mentre il *pitch* è pari a λ . A titolo esemplificativo, un array progettato con questo parametro, che lavora alla frequenza centrale di 2.5 MHz, è largo circa 10 mm e focalizza ad una distanza di 40 mm: questo è il caso tipico di sonde utilizzate per le immagini ecografiche del cuore, nelle quali la dimensione massima della sonda è limitata dallo spazio intercostale.

Nel caso specifico si è deciso di deflettere il fascio nella direzione $(u_s, v_s) = (0.2, 0.1)$, equivalente ad uno *steering* di 12° in azimuth e di 6° in elevazione. I due lobi di *grating*, ben visibili nel grafico relativo all'array standard, presentano due valori di picco diverso, in conseguenza dei differenti valori degli angoli di deflessione in azimuth ed in elevazione. Il primo, presente nella direzione $(az_g, el_g) = (-45^\circ, 6^\circ)$, risulta ridotto di circa 15 dB, mentre il secondo, presente nella direzione $(az_g, el_g) = (12^\circ, -60^\circ)$, è ridotto di più di 20 dB, così da non risultare visibile con la consueta dinamica di visualizzazione di 60 dB.

In queste condizioni di lavoro, gli indesiderati lobi di diffrazione sono completamente eliminati se si accetta di lavorare con una dinamica di circa 40 dB e con angoli di deflessione ridotti. Infatti, come anticipato nel paragrafo 4.3.1, quando la deflessione del fascio supera i 15° (in valore assoluto), la geometria proposta risulta poco efficace, poiché la riduzione dei GL è compensata da una indesiderata contemporanea riduzione del lobo principale rispetto al caso standard. In Fig. 4-16 sono riportati tre grafici con il confronto dei diagrammi di radiazione nel piano di azimuth ($el = 0^\circ$) per tre differenti angoli di *steering* ($az_s = 18^\circ$, $az_s = 24^\circ$ e $az_s = 30^\circ$). E' possibile notare che il beneficio apportato dalla geometria proposta scompare del tutto quando l'angolo di deflessione è pari a 30° .

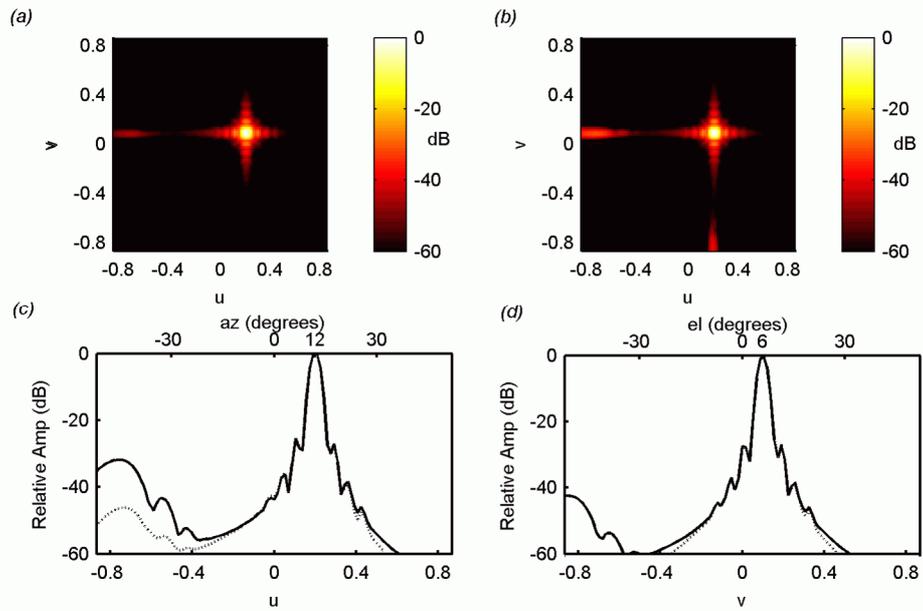


Fig. 4-16. Diagramma di radiazione alla distanza $4D$. $p=\lambda$. $(az_s, el)=(12^\circ, 6^\circ)$. (a) geometria proposta. (b) array standard. (c) BP nel piano $v=0$. (d) BP nel piano $u=0$. Linea continua: array standard. Linea tratteggiata: geometria proposta.

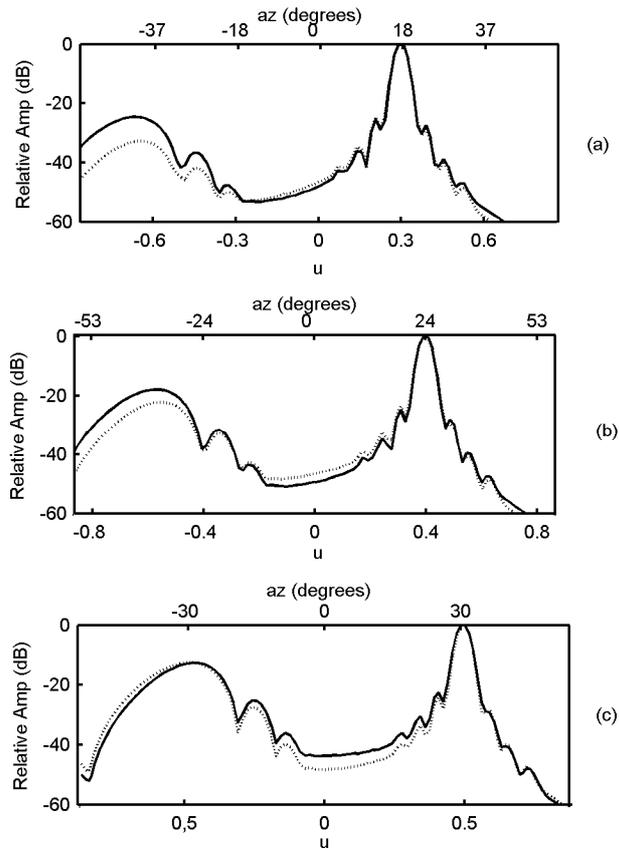


Fig. 4-17. Confronto dei diagrammi di radiazione per differenti angoli di deflessione. (a) $az_s=18^\circ$; (b) $az_s=24^\circ$; (c) $az_s=30^\circ$. Linea continua: standard array. Linea tratteggiata: array proposto.

Al fine di verificare l'efficacia della geometria proposta anche lontano dal piano focale, sono state effettuate delle simulazioni mediante l'ausilio di un *phantom* artificiale, composto da una serie di scatteratori puntiformi disposti lungo l'asse z e lungo la direzione del lobo di diffrazione, relativo ad una deflessione massima del fascio di 15° in azimuth (supponendo di non applicare alcuna deflessione in elevazione). La distanza assiale tra i punti è uguale alla dimensione laterale dell'apertura D (Fig. 4-17). Questo tipo di *phantom* è particolarmente idoneo ad evidenziare gli artefatti introdotti dai lobi di diffrazione nella *point-spread-function* (*psf*) a differenti distanze focali. Il fascio è deflesso tra -15° e 15° al fine di ottenere un'immagine bidimensionale di tipo *B-mode* nel piano xz , visualizzata con una dinamica di 40 dB. Il fuoco fisso in trasmissione è posto ad una distanza di $4D$ ($f_n = 4$), mentre in ricezione è applicata la focalizzazione dinamica (fuochi multipli). Dal confronto tra le due immagini *B-mode* di Fig. 4-19, si evidenzia come la geometria proposta sia efficace nell'intera regione di interesse, in quanto sono visibili soltanto gli scatteratori puntiformi che si trovano nel settore di scansione del trasduttore. Al contrario, l'immagine ottenuta con l'array standard sottocampionato è affetta dalla presenza di echi falsi dovuti alla presenza dei lobi di *grating* nel diagramma di radiazione.

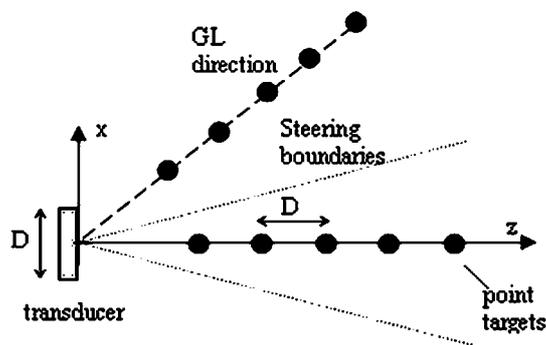


Fig. 4-18. *Phantom* sintetico composto di scatteratori puntiformi.

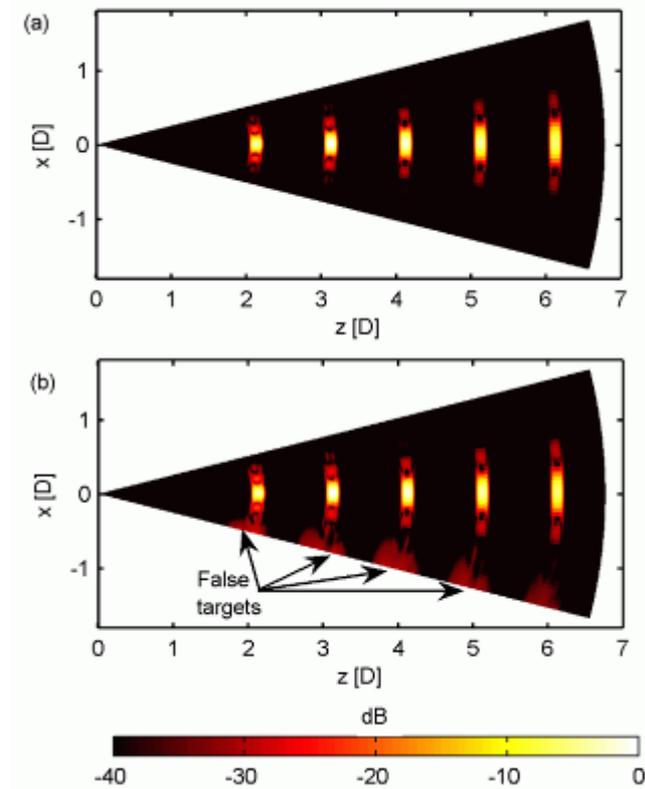


Fig. 4-19. Confronto tra le *psf* generate dai due array. (a) array proposto. (b) array standard. Le coordinate sono espresse in funzione della dimensione laterale del trasduttore (D).

4.4.3 Sintesi dei risultati delle simulazioni.

I risultati di tutte le simulazioni effettuate sono sintetizzate nella Tabella 4-1. Oltre all'array proposto ed all'array *full* 2-D sottocampionato avente lo stesso numero di elementi, nell'ultima colonna è stato introdotto, come trasduttore di riferimento, un array *full* 2-D propriamente campionato di difficile realizzazione pratica. Come già osservato, il diagramma di radiazione di quest'ultimo array è quello ottimo, in quanto presenta la risoluzione laterale desiderata, senza, però, essere affetto dalla presenza dei lobi di diffrazione. Il confronto in Tabella 4-1 è effettuato in termini di numero di elementi, di *pitch*, di livello del lobo principale, di livello del lobo di *grating* e della sensibilità del singolo elemento. Questo ultimo parametro è stato definito come il valore

quadratico medio (RMS, *root mean square*) del segnale di *pulse-echo* ricevuto dall'elemento che si trova al centro dell'array. Tale parametro fornisce una indicazione della capacità del singolo elemento di rilevare l'onda di pressione incidente su di esso. L'analisi della tabella mostra che la geometria proposta, oltre a ridurre i lobi di *grating*, ha il vantaggio di aumentare la potenza del segnale ricevuto dal singolo elemento. Infatti, sebbene la differenza nel livello di picco dei tre array sia trascurabile (qualche dB), la potenza ricevuta dal singolo elemento dell'array proposto è notevolmente maggiore (tra i 9 e i 15 dB, a seconda dei casi). Infatti, la geometria ad elementi compenetranti, permettendo di sottocampionare l'apertura, consente di lavorare con elementi di dimensioni superiori a quelle normalmente previste e, quindi, di massimizzare l'area efficace del singolo elemento. Tale proprietà si traduce in un incremento del rapporto segnale rumore, che, come è stato evidenziato nel capitolo 1, rappresenta uno dei maggiori problemi da risolvere nella progettazione di sonde per immagini 3-D e 4-D.

	Array proposto	Array <i>full 2-D</i> (sottocampionato)	Array <i>full 2-D</i>
<u>$az_s=0^\circ, el_s=0^\circ$</u>			
Numero elementi	256	256	1024
Pitch	2λ	2λ	λ
Lobo principale	-1.6 dB	-0.9 dB	0 dB
Lobo di <i>grating</i>	-63.5 dB	-42.7 dB	//
Sensibilità	+9.6 dB	+10.8 dB	0 dB
<u>$az_s=0^\circ, el_s=0^\circ$</u>			
Numero elementi	256	256	2304
Pitch	3λ	3λ	λ
Lobo principale	-3.7 dB	-2.3 dB	0 dB
Lobo di <i>grating</i>	-56.5 dB	-39.9 dB	//
Sensibilità	+13.5 dB	+15.5 dB	0 dB
<u>$az_s=12^\circ, el_s=6^\circ$</u>			
Numero elementi	256	256	1024
Pitch	λ	λ	$\lambda/2$
Lobo principale	-2.4 dB	-1.4 dB	0 dB
Lobo di <i>grating</i>	-48.6 dB (<i>u</i>)	-33.1 dB (<i>u</i>)	//
	-69.1 dB (<i>v</i>)	-44.0 dB (<i>v</i>)	
Sensibilità	+10.2 dB	+11.0 dB	0 dB

Tabella 4-1. Sintesi dei risultati delle simulazioni. Tutti i valori sono normalizzati con riferimento all'array standard propriamente campionato.

4.5 Risultati del processo di ottimizzazione.

Nei paragrafi precedenti si è evidenziato come, con la configurazione proposta, si ottengono buoni risultati se l'angolo di deflessione del fascio acustico è limitato a valori non superiori a 15° . La scelta del layout si è basata su considerazioni essenzialmente geometriche. Si è ritenuto, pertanto, necessario accertare se sia possibile con un opportuno processo di ottimizzazione trovare un layout che permetta di lavorare con angoli di deflessione maggiori (fino a 45°). Poiché, come si è detto in precedenza, nel caso di array 2-D vi sono numerosi vincoli di simmetria da rispettare, l'efficacia del processo di ottimizzazione è stato analizzato inizialmente nel caso più semplice di un array 1-D, per il quale si dispone di un grado di libertà in più, dato che ogni elemento deve compenetrarsi solo con il suo contiguo a destra ed a sinistra: la distribuzione delle micro-celle lungo l'asse y è, pertanto, libera da vincoli di simmetria.

Ai fini del processo di ottimizzazione si è deciso di utilizzare l'algoritmo di *simulated annealing* (SA), ben noto in letteratura per la risoluzione di problemi di natura combinatoria simili al processo di *annealing* dei solidi (comportamento delle molecole di una sostanza pura durante il lento raffreddamento necessario per la formazione di un cristallo perfetto, che rappresenta lo stato a minima energia). Il processo di SA permette di minimizzare il valore di una funzione $E(Y)$, detta funzione energia o costo, dove Y è un opportuno vettore di variabili indipendenti che identifica uno stato del sistema. Il vantaggio di tale algoritmo è quello di riuscire a sfuggire dai minimi locali della funzione $E(Y)$, sebbene il raggiungimento del valore di minimo assoluto non possa essere provato o garantito. Il SA è spesso utilizzato per l'ottimizzazione della posizione ed apodizzazione degli elementi degli array di tipo *sparse*. In Fig. 4-20 è riportato il digramma di flusso del processo di SA, che è di tipo iterativo: ad ogni iterazione è introdotta una piccola perturbazione (Y^*) allo stato del sistema. Se la funzione energia $E(Y^*)$, risultante dalla nuova configurazione, è minore della energia $E(Y)$ dello stato

imperturbato, la perturbazione è accettata e lo stato Y^* diventa il nuovo candidato come stato ad energia minima. In caso contrario, la perturbazione è accettata con una legge di probabilità che segue una distribuzione di *Boltzmann* espressa dall'esponenziale in Fig. 4-20, dove T rappresenta la funzione temperatura del sistema, K la costante di Boltzmann e R il valore di soglia [58].

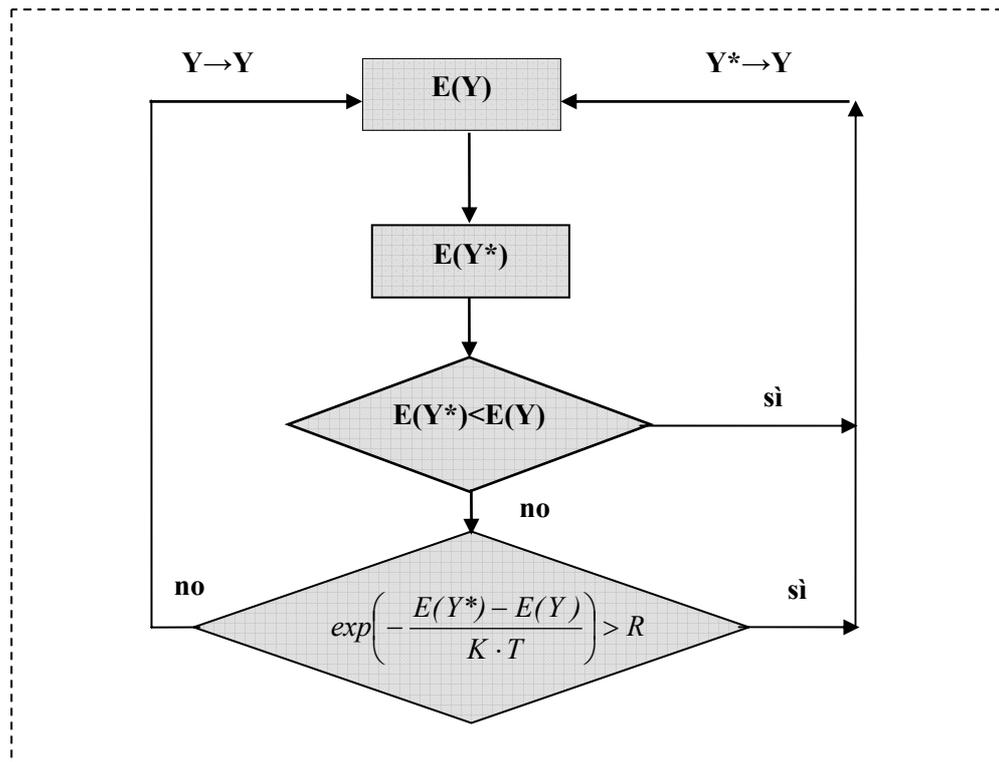


Fig. 4-20. Diagramma di flusso del processo di *simulated annealing*. E : funzione energia, T : funzione temperatura, Y : stato non perturbato, Y^* : stato perturbato, R : soglia.

La funzione T decresce man mano che aumenta il numero j di iterazioni. In Fig. 4-21 è riportato l'andamento normalizzato della funzione temperatura per 4 diverse espressioni. I valori di T e K devono essere scelti in modo che nei primi passi si abbia una elevata probabilità di accettazione della perturbazione Y^* anche nel caso in cui $E(Y^*) > E(Y)$, in modo da sfuggire dai minimi locali.

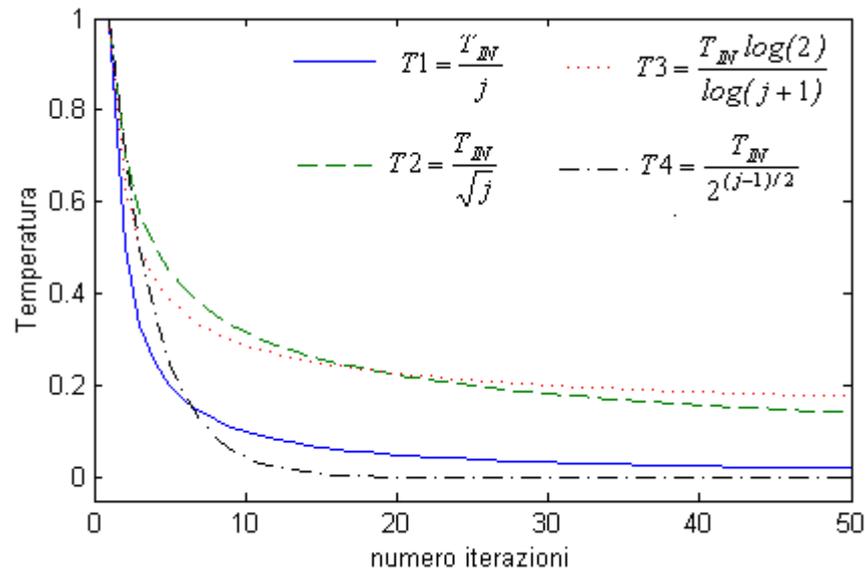


Fig. 4-21. Andamento della funzione temperatura al variare del numero di iterazioni.

Il processo di SA, fin qui sinteticamente descritto, è stato adattato al caso in esame per trovare la distribuzione delle celle di un array 1-D tale da minimizzare il livello dei lobi di *grating*. La funzione di stato è costituita dalla matrice Y , i cui elementi sono i ritardi elettronici associati alle singole micro-celle dell'array; pertanto, per un array costituito da N elementi, ognuno composto da n (asse x) per m (asse y) micro-celle, Y è un matrice di m righe e $N \cdot n$ colonne:

$$Y = \begin{bmatrix} t_{1,1} & t_{1,2} & \dots & t_{1,n} \\ t_{2,1} & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ t_{m,1} & \dots & \dots & t_{m,n} \end{bmatrix}; t_{j,k} \in [t_1, \dots, t_N] \quad \text{eq. 4-10}$$

La perturbazione della matrice di stato Y consiste nel selezionare in maniera casuale una micro-cella, cioè l'elemento generico $t_{k,h}$ di Y , assegnando allo stesso il valore del ritardo elettronico della micro-cella posta a destra o a sinistra:

$$t_{k,h-1} \rightarrow t_{k,h} \text{ o } t_{k,h+1} \rightarrow t_{k,h}. \quad \text{eq. 4-11}$$

Come funzione energia si è utilizzata la combinazione lineare di due funzioni W e Q :

$$E(Y) = k_1 Q + k_2 W . \quad \text{eq. 4-12}$$

La funzione W rappresenta il valore massimo del diagramma di radiazione nell'intorno U dell'angolo di azimut, in cui è presente il primo lobo di *grating* nella configurazione sottocampionata non ottimizzata:

$$W = \max_{az \in U} \text{BP}(az) . \quad \text{eq. 4-13}$$

La seconda funzione Q può considerarsi un indice di qualità, in quanto rappresenta lo scostamento del BP ottenuto dal diagramma di radiazione dell'array propriamente campionato (BP_{des}):

$$Q = \sum_{u \in U'} [\text{BP}(u) - \text{BP}_{des}(u)]^2 . \quad \text{eq. 4-14}$$

Se si utilizzasse solo la funzione W , che minimizza il lobi di diffrazione, si otterrebbe una maggiore riduzione di tali lobi, ma a spese di un peggioramento del BP in termini di larghezza del lobo principale (risoluzione) e di innalzamento dei lobi laterali (contrasto).

La funzione di stato è visitata casualmente per un numero di volte pari al numero di micro-celle dell'array: ogni visita completa dell'array è considerata una iterazione, al termine della quale si varia il valore della funzione temperatura $T(j)$.

Il processo sopra descritto è stato applicato ad un array formato da 32 elementi, ognuno dei quali a sua volta composto da 4 (asse x) per 100 (asse y) micro-celle connesse in parallelo; l'array è sottocampionato con passo $p=\lambda$. In Fig. 4-22 è riportato il layout che ottimizza la funzione $E(Y)$ nel caso in cui si operi una deflessione del fascio acustico di 30° . Come si vede, la configurazione ottenuta presenta una distribuzione delle celle fortemente irregolare. Ripetendo più volte il processo di ottimizzazione, si ottengono soluzioni diverse, ma sempre caratterizzate da un elevato livello di irregolarità.

Come si osserva nel grafico di Fig. 4-23, si ottiene una discreta riduzione dei lobi di *grating*, pari a circa 10 dB, per un angolo di *steering* di 30° , in corrispondenza del quale la configurazione proposta nei paragrafi precedenti per un array 2-D è completamente inefficace. Poiché il processo di ottimizzazione converge verso soluzioni fortemente irregolari, la riduzione dei lobi di *grating* è da imputarsi alla rottura della periodicità della distribuzione delle celle, piuttosto che alla variazione della direttività del singolo elemento.

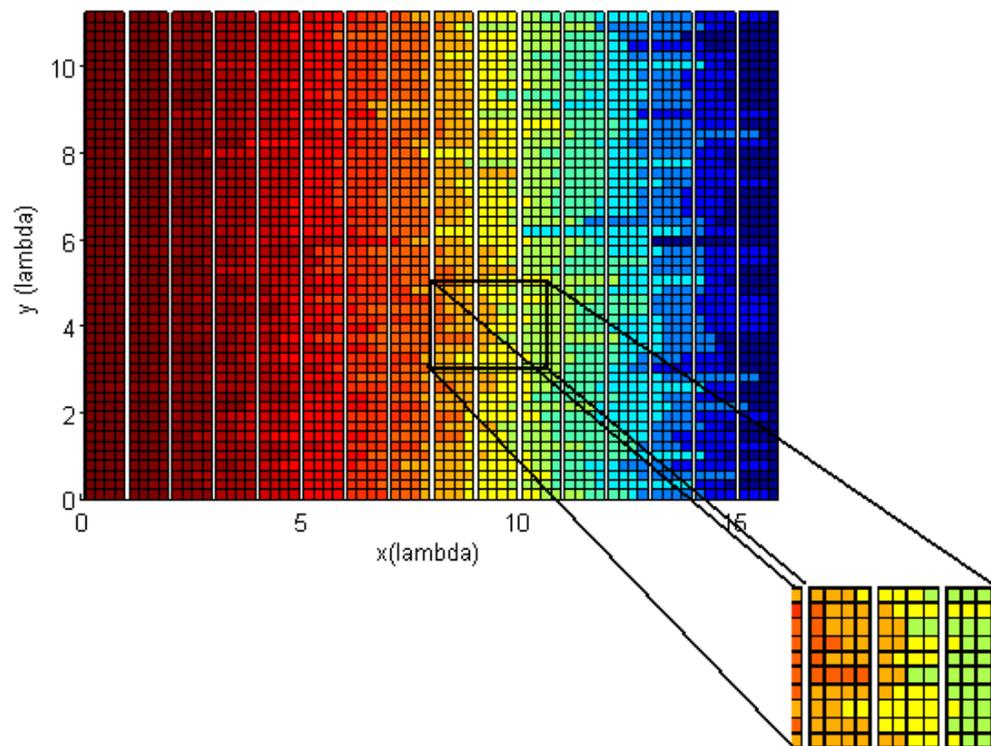


Fig. 4-22. Layout dell'array 1-D ottimizzato. $N=32$, $m=100$, $n=4$, $p=\lambda$, Steering= 30° . Data la simmetria dell'array rispetto agli assi x e y è riportato un solo quadrante dell'array.

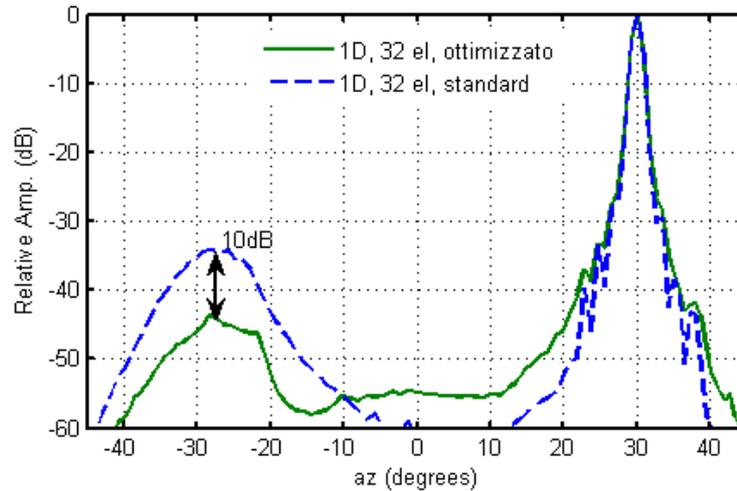


Fig. 4-23. Confronto del BP dell'array 1-D ottimizzato e dell'array 1-D standard.
 $p=\lambda$, $N=32$, $m=100$, $n=4$. $Steering=30^\circ$.

Utilizzando un angolo di *steering* di 45° si ottiene una struttura meno irregolare (Fig. 4-24), ma una riduzione più modesta dei lobi di diffrazione pari a 5 dB (Fig. 4-25).

Il limite principale del processo analizzato è quello di fornire soluzioni ottimizzate per singolo angolo di deflessione del fascio: pertanto, layout, che minimizzano i lobi di diffrazione per angoli di *steering* di 30° , possono produrre lobi di *grating* più elevati rispetto alla configurazione standard per angoli di deflessione superiori a 30° (ad esempio 45° , come atteso), ma anche per angoli più piccoli (ad esempio 15°). Inoltre, i risultati ottenuti (riduzioni massime di 10 dB e strutture molto irregolari) nel caso 1-D, dove si dispone di un grado di libertà maggiore, non sono stati considerati sufficientemente promettenti per estendere il processo di ottimizzazione anche al caso 2-D, dove i vincoli sono maggiori ed i tempi di computazione sono molto più lunghi; si è concluso, quindi, che il layout di Fig. 4-2 è il migliore ottenibile, in quanto massimizza la larghezza equivalente.

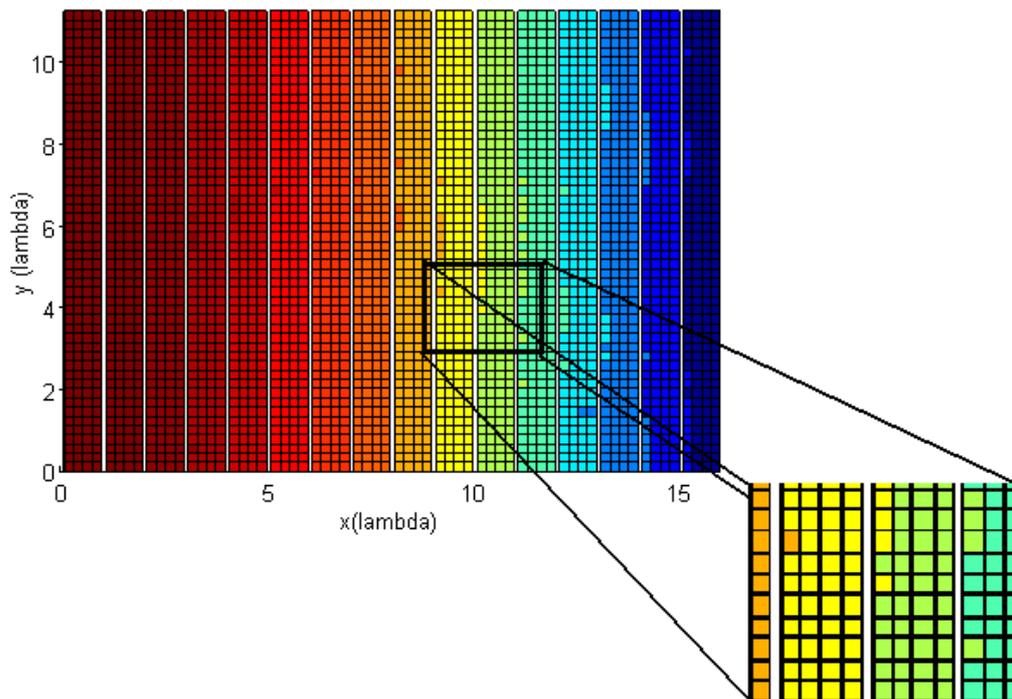


Fig. 4-24. Layout dell'array 1-D ottimizzato. $N=32$, $m=100$, $n=4$, $p=\lambda$, steering= 45° . Data la simmetria dell'array rispetto agli assi x e y è riportato un solo quadrante.

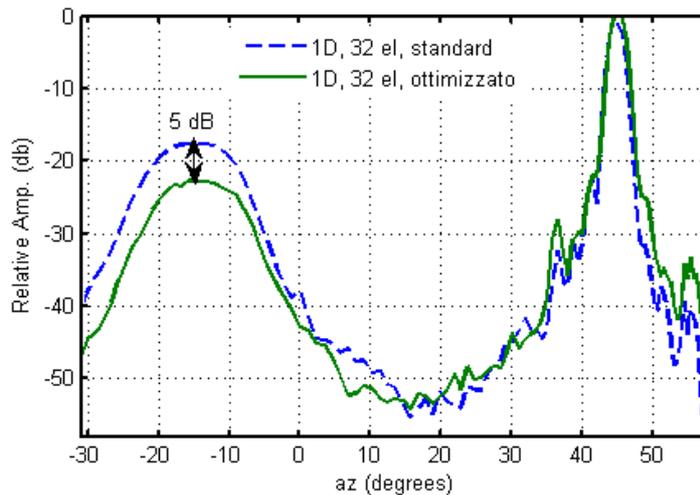


Fig. 4-25. Confronto del BP dell'array 1-D ottimizzato e dell'array 1-D standard. $p=\lambda$, $N=32$, $m=100$, $n=4$. Steering= 45° .

4.6 Conclusioni

In questo capitolo è stata presentata una nuova geometria di elementi di un array 2-D CMUT, che può essere utilizzata efficacemente per ridurre il numero di elementi. Attraverso l'utilizzo di simulazioni è stato dimostrato che array per *rectilinear scanning*, progettati con la configurazione proposta, presentano lobi di diffrazione nettamente inferiori (fino a 20 dB) rispetto ad array 2-D sottocampionati, disegnati con la geometria convenzionale. In particolare, il numero di elementi può essere ridotto di un fattore 9 ottenendo, comunque, diagrammi di radiazione idonei per le applicazioni di ecografia 3-D e 4-D ed aumentando, allo stesso tempo, il SNR del singolo elemento. Inoltre, è stato dimostrato che è possibile diminuire il numero di elementi di un fattore 4 per array a scansione piramidale se l'angolo massimo di *steering* è minore di 15° .

Ne consegue che la geometria proposta è particolarmente idonea per la realizzazione di array che effettuano una scansione rettilinea del volume di interesse, consentendo, al contempo, una piccola deflessione del fascio (minore di 15°) per aumentare la visione delle zone laterali, come esemplificato in Fig. 4-26.

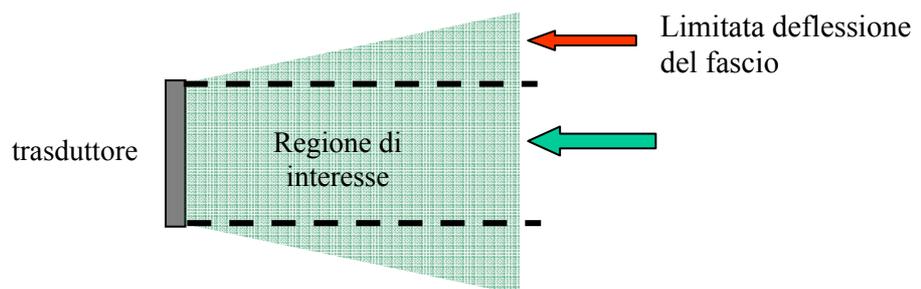


Fig. 4-26. Esempio di scansione ibrida (*rectilinear/pyramidal scanning*).

5. ARRAY CRISS-CROSS

5.1 Descrizione dell'array *criss-cross*.

La geometria analizzata in questo capitolo permette di collocare nella stessa regione dello spazio due array lineari ortogonali, come schematicamente riportato in Fig. 5-1. I due array giacciono entrambi nel piano xy ed il campo di pressione generato dagli stessi si propaga nell'emisfero $z > 0$ del sistema di riferimento considerato.

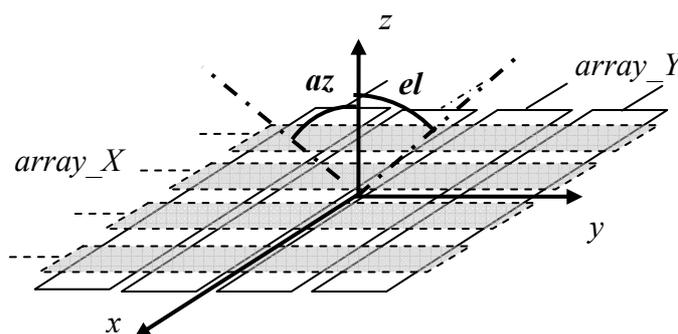


Fig. 5-1. Schematizzazione della sovrapposizione di due array 1D nel piano xy .

Il primo array (denominato *array_X*) ha i centri degli elementi che lo compongono disposti lungo l'asse x . Tramite questo array è, pertanto, possibile deflettere e focalizzare il fascio acustico nel piano xz (o piano di azimuth). In maniera duale, il secondo array (denominato *array_Y*) è formato da elementi i cui centri sono disposti lungo l'asse y ed è in grado di focalizzare e deflettere il fascio nel piano yz (piano di elevazione). Lo schema di Fig. 5-1 evidenzia che, se i due array lineari fossero realizzati in maniera convenzionale, gli elementi di forma rettangolare si sovrapporrebbero rendendo impossibile la loro realizzazione. Come anticipato nel capitolo 2, gli elementi realizzati mediante

materiali piezoelettrici hanno generalmente forma rettangolare a causa delle tecniche di taglio necessarie per fabbricare i trasduttori. Tuttavia, la flessibilità progettuale della tecnologia CMUT permette di disegnare gli elementi con layout arbitrari. In tal modo è possibile pensare a delle geometrie in cui gli elementi dei due array ortogonali si intrecciano senza sovrapporsi.

Nella configurazione qui presentata, ogni elemento dell'array è formato da diversi sottogruppi elementari di micro-celle connesse elettricamente in parallelo in modo da ottenere qualsiasi forma. Questi sottogruppi sono ripetuti più volte lungo l'asse principale dell'elemento in modo tale da riempire parzialmente un'area rettangolare ideale, la cui dimensione maggiore definisce la direzione principale dell'elemento stesso. I sottogruppi elementari possono presentare la semplice forma di quadrilateri, come, ad esempio, rombi (Fig. 5-2a) o quadrati (Fig. 5-2b). E' importante sottolineare che il numero di micro-celle disegnate in Fig. 5-2 è puramente indicativo, in quanto dipende dalle dimensioni dell'elemento e dalla frequenza di lavoro del trasduttore. I vari sottogruppi sono interconnessi tra di loro mediante un vertice comune, in modo tale che le regioni di spazio libere all'interno dell'area rettangolare possano essere occupate dai sottogruppi complementari del secondo array. I sottogruppi di celle del secondo array sono sempre connessi mediante un vertice comune lungo la direzione parallela al lato corto dell'area rettangolare che definisce gli elementi del primo array.

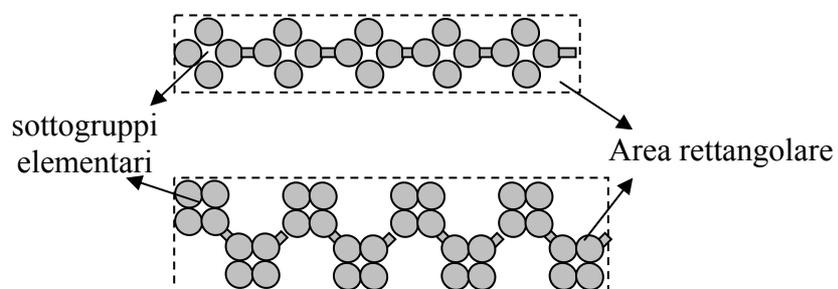


Fig. 5-2. Due possibili configurazioni dell'elemento. (a) i sottogruppi elementari hanno la forma di rombi. (b) i sottogruppi elementari sono quadrati.

Al fine di ottenere il layout desiderato sono necessari almeno due livelli di metallizzazione, che devono essere isolati elettricamente in modo da permettere l'incrocio dei canali elettronici dei due array (*pattern* di metallizzazione). L'array bidimensionale risultante, denominato *criss-cross* in virtù della geometria intrecciata degli elementi, è la combinazione di due array lineari, identici, ortogonali tra di loro ed aventi il centro in comune, come indicato in Fig. 5-3.

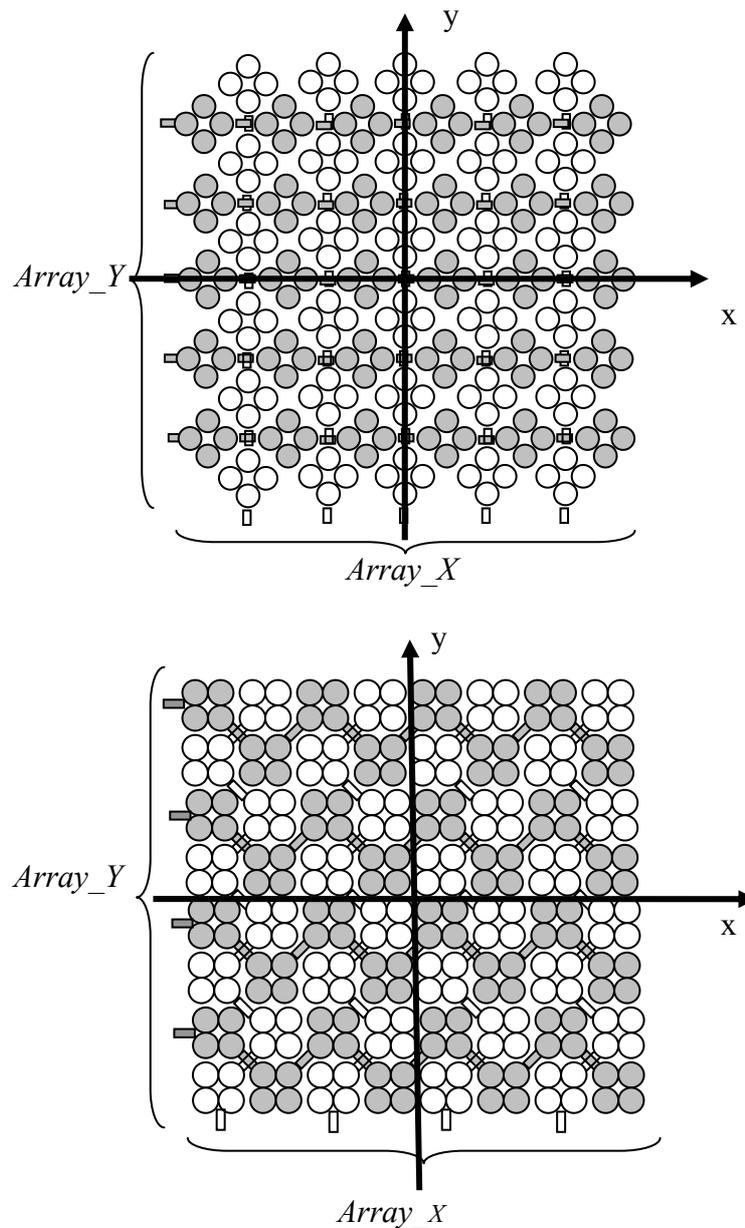


Fig. 5-3. Configurazioni dell'array *criss-cross*. I colori indicano l'array lineare di appartenenza.

Si sottolinea che, ad eccezione dei due livelli di metallizzazione, il processo di fabbricazione del trasduttore non richiede alcun passo tecnologico ulteriore a quelli normalmente necessari per la fabbricazione dei CMUT descritti nel capitolo 2.

L'array bidimensionale così ottenuto può essere collegato ad una macchina ecografica convenzionale, simile a quelle commercialmente disponibili per l'ecografia bidimensionale. Lo schema di connessione è riportato in Fig. 5-4, nella quale gli elementi dell'*array_X* sono collegati ad un primo circuito (*beam former X*), costituito da n canali (dove n è il numero di elementi dell'*array_X*), mentre gli m elementi dell'*array_Y* sono collegati ad un secondo circuito (*beam former Y*). Si noti che in Fig. 5-4 è riportato per semplicità soltanto lo schema circuitale in ricezione, composto da un amplificatore, un banco di convertitori analogico-digitale (A/D), una serie di linee di ritardo digitali (buffer), dei sommatore digitali ed un processore.

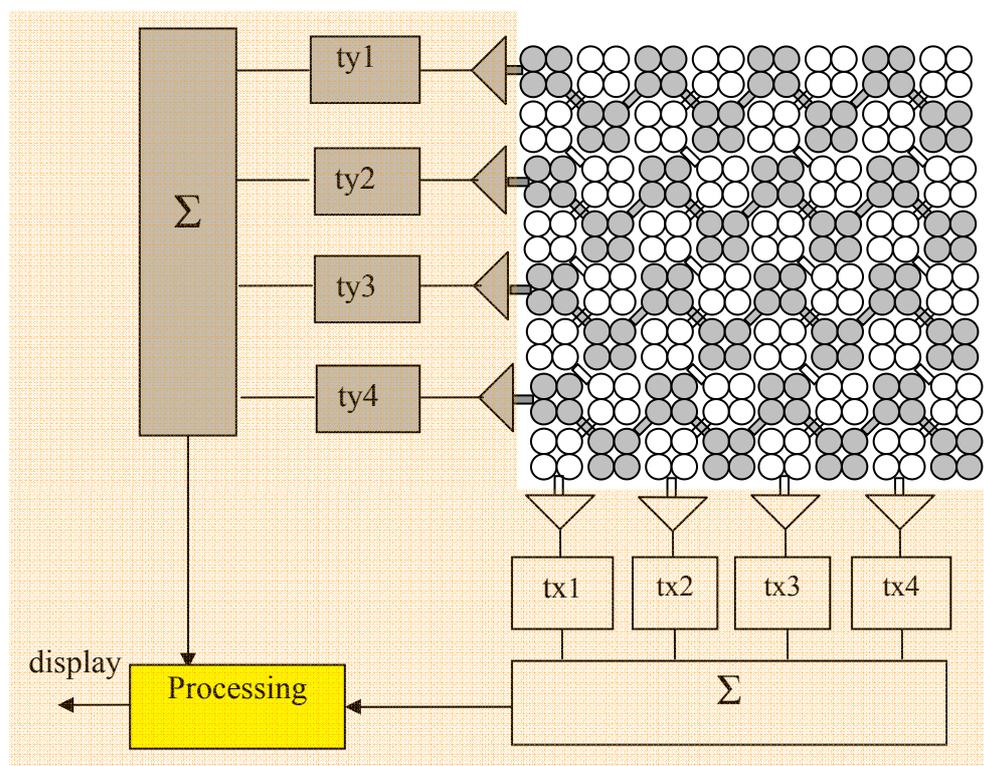


Fig. 5-4. Schema a blocchi della sonda contenente l'array *criss-cross* e della macchina ecografica.

Quella descritta fino a questo punto può considerarsi la versione base dell'array *criss-cross*. Sono, però, possibili diverse varianti, come descritto di seguito.

Normalmente, quando si realizza un array CMUT lineare, un pattern di metallizzazione è utilizzato da un lato del trasduttore per collegare uno dei due elettrodi delle celle appartenenti allo stesso elemento al medesimo canale. Dall'altro lato del trasduttore si utilizza un elettrodo comune a tutte le microcelle, collegato a massa o ad un livello di polarizzazione di riferimento (Fig. 5-5). E' stato dimostrato che su questo secondo lato è possibile realizzare dei *pattern* di metallizzazione ortogonali ai canali elettronici in modo da collegare parti diverse dello stesso elemento a tensioni di polarizzazioni differenti, come indicato in Fig. 5-6 [59].

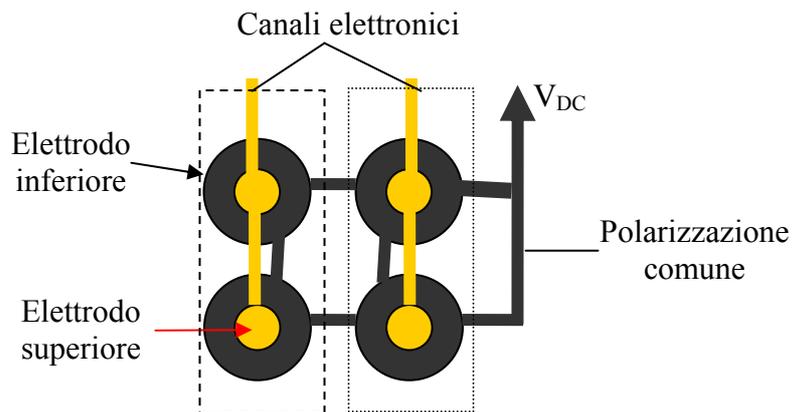


Fig. 5-5. Schematizzazione della connessione standard con elettrodo inferiore comune a tutte le celle.

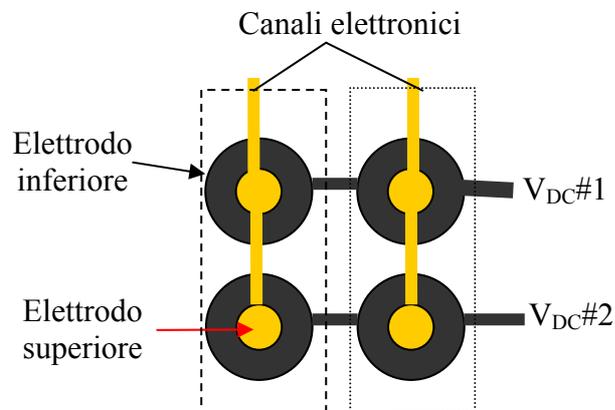


Fig. 5-6. Schematizzazione della connessione con pattern di metallizzazione ortogonali ai canali elettronici.

Facendo riferimento al circuito equivalente di *Mason* per i CMUT (capitolo 2), si può notare la presenza di un trasformatore che converte la tensione elettrica nella forza elettromeccanica, che genera la vibrazione della membrana. Il trasformatore ha un fattore di conversione ϕ , proporzionale alla tensione di polarizzazione (eq. 2-4). Ne consegue che, polarizzando in maniera differente parti dell'elemento (gruppi di celle), è possibile creare un profilo di apodizzazione lungo la dimensione maggiore dell'elemento (apodizzazione intra-elemento).

Questo tipo di configurazione è stato implementato da *Siemens Medical Solution*, che ha sviluppato array lineari 1-D, in grado di focalizzare anche in elevazione, applicando polarizzazioni di segno opposto lungo l'asse verticale dell'elemento: ciò equivale ad invertire la fase dell'onda acustica generata, creando una lente di *Fresnel* [60]. Infatti, il segno del fattore di traduzione ϕ dipende dal segno della tensione di polarizzazione (eq. 2-4). Nel caso del trasduttore *criss-cross*, la connessione di Fig. 5-6 può essere applicata ad entrambi gli array lineari, al fine di applicare una funzione di apodizzazione intra-elemento lungo entrambi gli assi cartesiani. Nel paragrafo successivo si dimostra che, in tal modo, è possibile diminuire i lobi laterali del diagramma di radiazione relativo al trasduttore *criss-cross*. Lo schema dei collegamenti dell'array *criss-cross* in tale configurazione è riportato in Fig. 5-7, dove, per chiarezza di rappresentazione, i due array lineari sono disegnati separatamente. Come schematizzato in figura, è necessario introdurre due *multiplexer* ($n \times m$), dove n è il numero di tensioni di polarizzazioni ed m è il numero di linee di polarizzazione (*bias pattern*).

Una ulteriore variante alla configurazione planare di Fig. 5-3 consiste nel rendere convesso uno dei due array, ad esempio quello orizzontale, al fine di aumentarne l'angolo di vista. E' stato dimostrato sperimentalmente, con la produzione di alcuni prototipi, che è possibile curvare un array CMUT lineare senza modificare sostanzialmente le caratteristiche di risonanza della membrana rispetto alla versione planare equivalente. In particolare, è stata

realizzata una sonda composta da 128 elementi con un raggio di curvatura di 40 mm, dimensionata per lavorare alla frequenza centrale di 3.5 MHz [61]. In Fig. 5-8 è rappresentato il layout dell'array_X (composto per semplicità da soli 8 elementi) quando curvato per renderlo convesso. E' evidente che, potendo curvare in una sola direzione, solo uno dei due array intrecciati può diventare convesso.

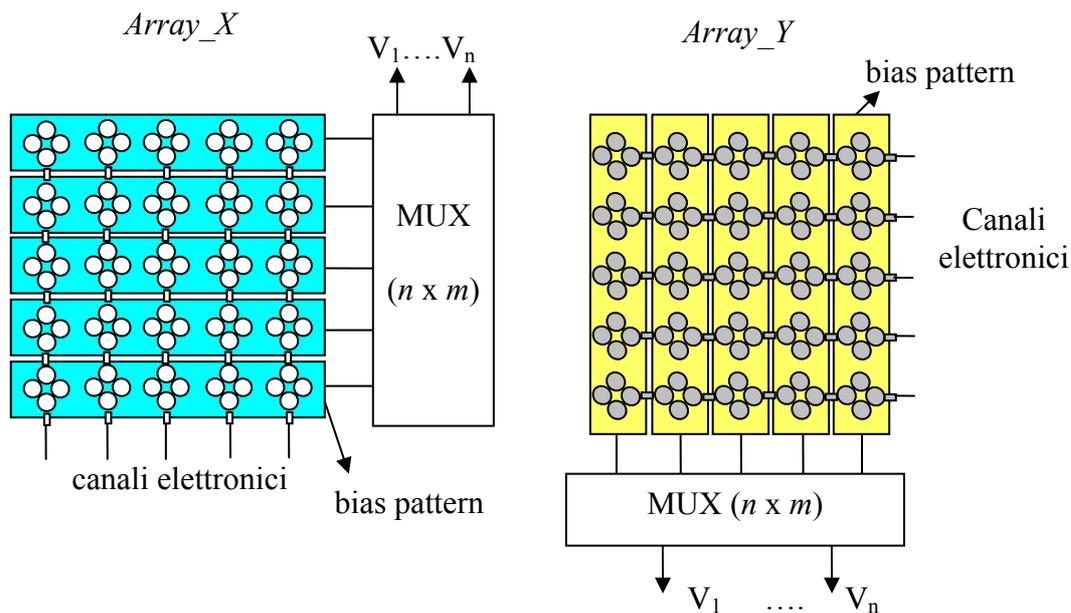


Fig. 5-7. Schema array criss-cross con polarizzazioni multiple.

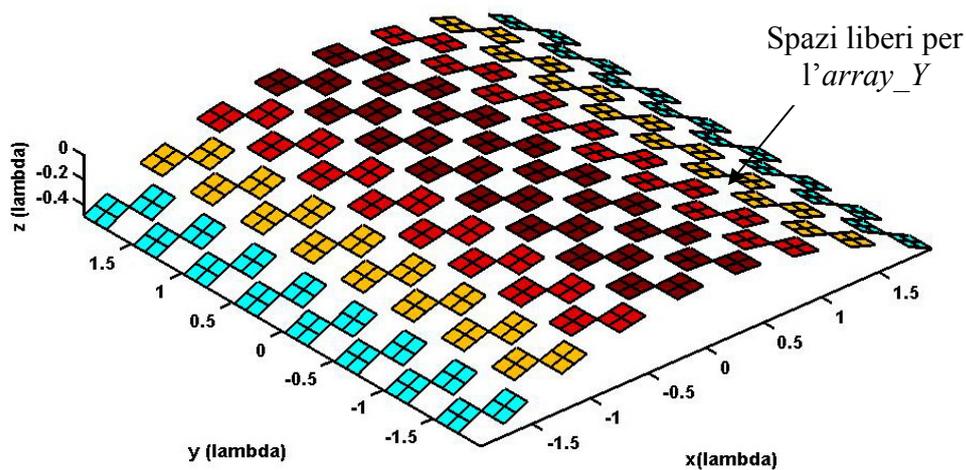


Fig. 5-8. Array_X curvato. Le micro-celle sono raffigurate come quadrati. I colori individuano gli elementi.

5.2 Principio di funzionamento.

La modalità base di funzionamento del trasduttore è la modalità di tipo *cross*, in accordo alla quale solo l'*array_X* trasmette e solo l'*array_Y* riceve (o viceversa). Questo tipo di *beamforming* è ben noto in letteratura, in quanto utilizzato dai *cross array*, costituiti da due array perpendicolari, che però non sono sovrapposti come nel caso dello array *criss-cross*, ma condividono un elemento centrale [62]-[64]. Poiché il fascio in trasmissione e quello in ricezione sono focalizzati in piani ortogonali, il diagramma di radiazione *two-way* dell'array *criss-cross* in modalità *cross* è pari al diagramma di radiazione (*one-way*) di un array bidimensionale avente le stesse dimensioni. Quanto affermato è dimostrato in Fig. 5-9, nella quale sono confrontati nel piano *yz* (azimut) i digrammi di radiazione di due array, rispettivamente *criss-cross* e *full 2-D*, aventi le stesse dimensioni, ma diverso numero di elementi. I parametri caratteristici dei due trasduttori sono riportati in Tabella 5-1. E', quindi, evidente che la riduzione considerevole (di un fattore $N^2/2N=N/2$) del numero di elementi dell'array *criss-cross*, solo 64 in luogo di 1024, è pagata con un peggioramento della risoluzione laterale, ma soprattutto con l'aumento dei lobi laterali (riduzione della dinamica).

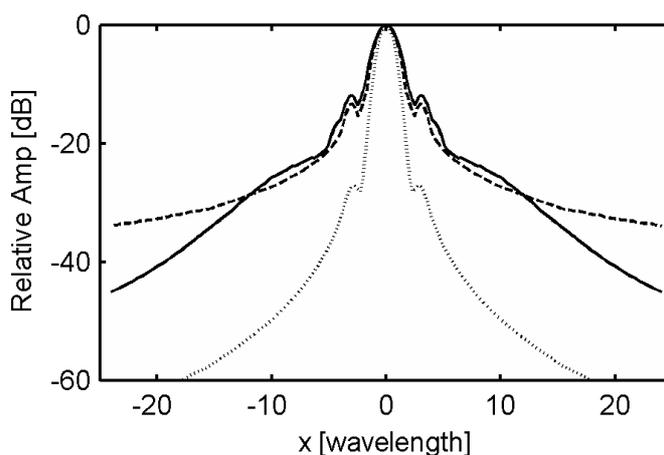


Fig. 5-9. Linea continua: *two-way* BP di un array *criss-cross* (modalità *cross*). Linea tratteggiata: *one-way* BP di un *full* array. Linea a punti: *two-way* BP di un *full* array.

	Array <i>Criss-Cross</i>	Full 2-D Array
Dimensione laterale (D)	$32\lambda \times 32\lambda$	$32\lambda \times 32\lambda$
Numero di elementi (N)	$64 (32 + 32)$	$1024 (32 \times 32)$
Pitch (p)	λ	λ
Larghezza elemento (w)	0.9λ	0.9λ
Altezza dell'elemento	32λ	0.9λ
Segnale di eccitazione	2 cicli a f_0	2 cicli a f_0
Fuoco tx (x_f, y_f, z_f)	$(0, 0, 2D)$	$(0, 0, 2D)$

Tabella 5-1. Parametri dell'array *criss-cross* e dell'array *full 2-D* simulati.

Morton e Loockwood [65], nella loro trattazione teorica di un array *cross* avente gli elementi sovrapposti, suggeriscono di aumentare le dimensioni laterali dell'array, raddoppiandone il numero di elementi ($D=2N\lambda$). In questo modo si ottiene una risoluzione laterale simile a quella di un *full 2-D* array, a scapito di una riduzione minore del numero di elementi, pari cioè a $N/4$. Tuttavia, la soluzione proposta non è sempre attuabile, in quanto le dimensioni della sonda sono limitate da altri vincoli progettuali (si pensi, ad esempio, alle sonde per utilizzo cardiaco). Mantenendo immutate le dimensioni dell'array *criss-cross* è possibile migliorarne le prestazioni con le due modalità descritte nei paragrafi successivi.

5.2.1 Apodizzazione intra-elemento.

Per migliorare le prestazioni dell'array *criss-cross* in modalità *cross* è possibile pensare di utilizzare la configurazione a polarizzazioni multiple (descritta in precedenza) introducendo, di fatto, un'apodizzazione lungo la dimensione principale di ogni elemento (apodizzazione intra-elemento). La modalità di funzionamento più semplice prevede di connettere i diversi *pattern* di metallizzazione o alla tensione di polarizzazione o a massa, in modo da rendere inattive le porzioni degli elementi che non si desidera che trasmettano o ricevano. Il principio di funzionamento è schematizzato in Fig. 5-10, dove sono riportati separatamente i layout dell'*array_X* (trasmittente) e dell'*array_Y*

(ricevente), costituiti per chiarezza da 8 elementi ciascuno, di cui solo 4 attivi ad ogni sparo (scansione rettilinea). Si è supposto che lungo la direzione perpendicolare ai canali elettronici siano stati realizzati 4 pattern di metallizzazione differenti, che possono essere collegati (mediante interruttori veloci) o a massa o alla tensione di polarizzazione V_{DC} . In Fig. 5-10 l'*array_X* ha le metallizzazioni (1) e (2) collegate a massa, mentre le metallizzazioni (3) e (4) sono collegate alla tensione di polarizzazione. In questo modo le celle appartenenti alla metà superiore (tratteggiata in figura) dei 4 elementi attivi non vibrano e non generano un'onda di pressione nel mezzo circostante. Analogamente, l'*array_Y* ha le metallizzazioni (1) e (2) collegate alla tensione di polarizzazione, mentre le rimanenti (3) e (4) sono collegate a massa: ne consegue che le celle appartenenti alla metà destra (tratteggiata in figura) dei 4 elementi attivi non vibrano quando su di esse incide l'onda di pressione. In conclusione, con la configurazione di collegamenti descritta si evita di trasmettere inutilmente energia con l'*array_X* nelle regioni dello spazio che non devono essere illuminate nello specifico sparo (quadrante in alto a sinistra); analogamente, l'*array_Y* non riceve gli echi da zone non di interesse (nel caso in esame, quadrante in basso a destra).

La distribuzione delle polarizzazioni viene modificata in accordo alla scansione rettilinea, in modo da ottimizzare le aree effettivamente trasmettenti e riceventi. Se si indica con M il numero di pattern di metallizzazione ortogonali per ogni array e con M_V il numero di metallizzazioni connesse alla tensione di polarizzazione, è necessario modificare $(M-M_V+1)^2$ volte la distribuzione delle polarizzazioni per una scansione completa del volume di interesse.

Il numero di pattern di metallizzazione influenza anche il tempo di scansione (T_{SCAN}) del volume di interesse. Infatti, nella modalità con una sola metallizzazione sono necessari solo N spari per ogni scansione, dove N è il numero di elementi di uno dei due array (*array_X* o *array_Y*). In ricezione, è possibile generare fasci multipli, memorizzando i segnali ricevuti dai singoli elementi ed applicando ritardi diversi a seconda della posizione del fuoco. In

questo modo un'immagine planare è ottenuta con un solo sparo (*multiple simultaneous receive beams*, [65]).

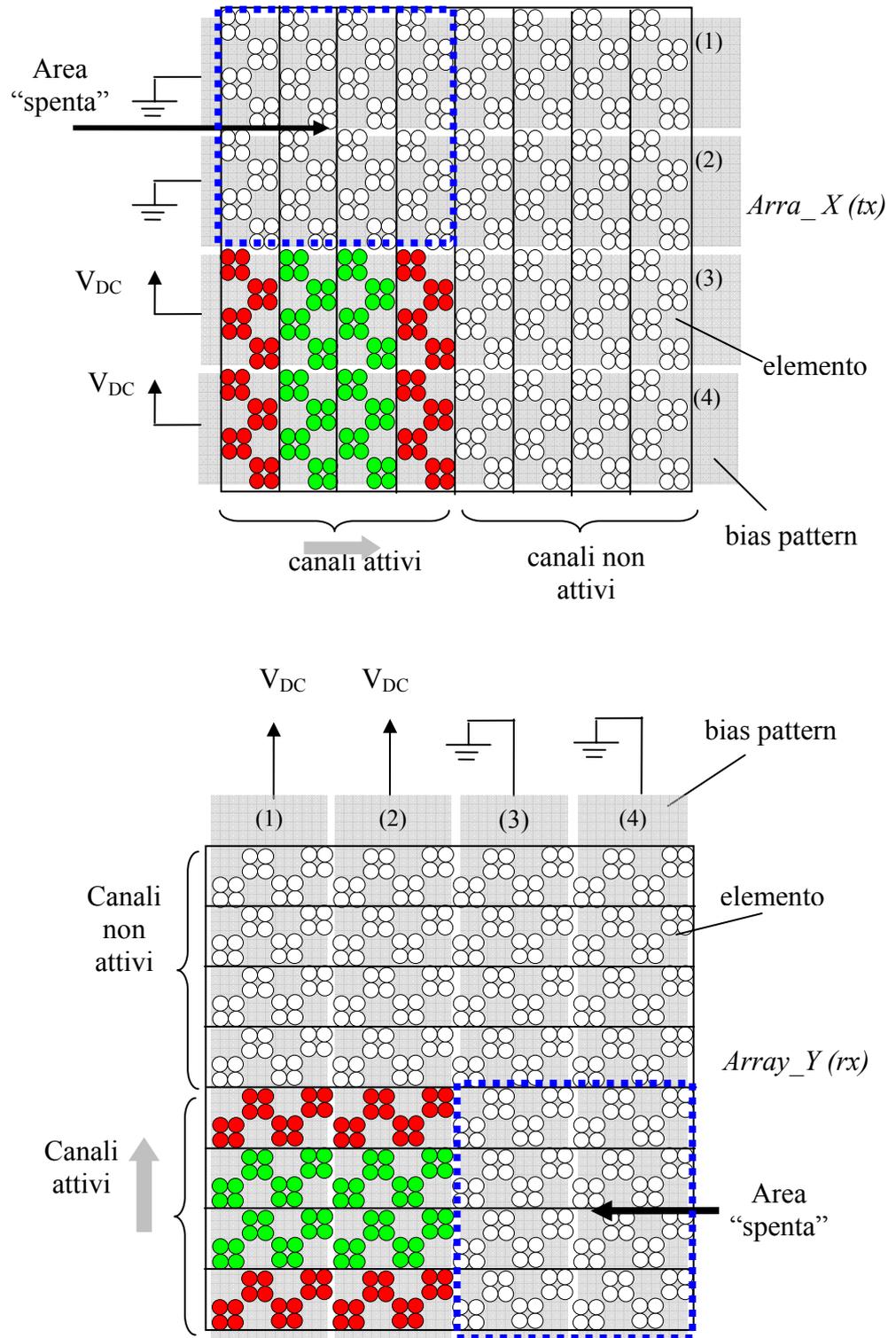


Fig. 5-10. Scansione rettilinea con apodizzazione intra-elemento. Le celle bianche non sono attive. I colori indicano i ritardi elettrici.

Nella configurazione a metallizzazione multiple, invece, il tempo di scansione è dipendente anche da M e M_V :

$$T_{SCAN} = N \cdot (M - M_V + 1) / PRR. \quad \text{eq. 5-1}$$

dove PRR (*Pulse Repetition Rate*) è la frequenza degli spari. La validità della equazione può essere verificata considerando che, in caso di singola metallizzazione, $M=M_V=1$ e $T_{SCAN}=N/PRR$, come atteso. Dall'eq. 5-1 si evince che non è possibile introdurre un numero M elevato di pattern di metallizzazione per non rallentare eccessivamente il tempo di acquisizione di un'immagine completa.

In Fig. 5-11 sono riportati i diagrammi di radiazione dell'array *criss-cross* (si veda Tabella 5-1), operante in modalità *cross* al variare della percentuale di area attiva di ogni elemento. A titolo esemplificativo, un'area attiva del 50% significa che sono stati introdotti 8 pattern di metallizzazione di cui 4 collegati alla tensione di polarizzazione e 4 a massa. Come riferimento è riportato anche il BP di un array *full* 2-D di pari dimensioni. In Fig. 5-12, il confronto di Fig. 5-11 è effettuato nel piano focale $fn=2$ (BP bidimensionale). Dal grafico si evince che, dimezzando l'area attiva di ogni elemento, si ottiene una riduzione significativa dei lobi laterali (di circa 10 dB) rispetto al caso in cui sia presente un solo pattern di metallizzazione (100%). Al contempo, si osserva che, riducendo ulteriormente l'area attiva al 25% (ossia incrementando M), non si ottiene alcun miglioramento sostanziale del BP e che, quando è utilizzata una frazione ulteriormente ridotta (12.5%), si ottengono risultati addirittura peggiori. Infatti, diminuendo molto l'area attiva del singolo elemento, non si lavora più in regione di campo vicino, nella quale il campo di pressione è confinato lungo la proiezione della dimensione maggiore dell'elemento, ma in campo lontano dove il fascio acustico diverge all'aumentare della distanza dal trasduttore (si veda in Fig. 5-13 il confronto dei diagrammi di radiazione del singolo elemento lungo l'asse y). Inoltre, diminuire l'area attiva significa, a

parità di M , diminuire il valore di M_V e, quindi, aumentare il tempo di scansione, come si evince dalla eq. 5-1.

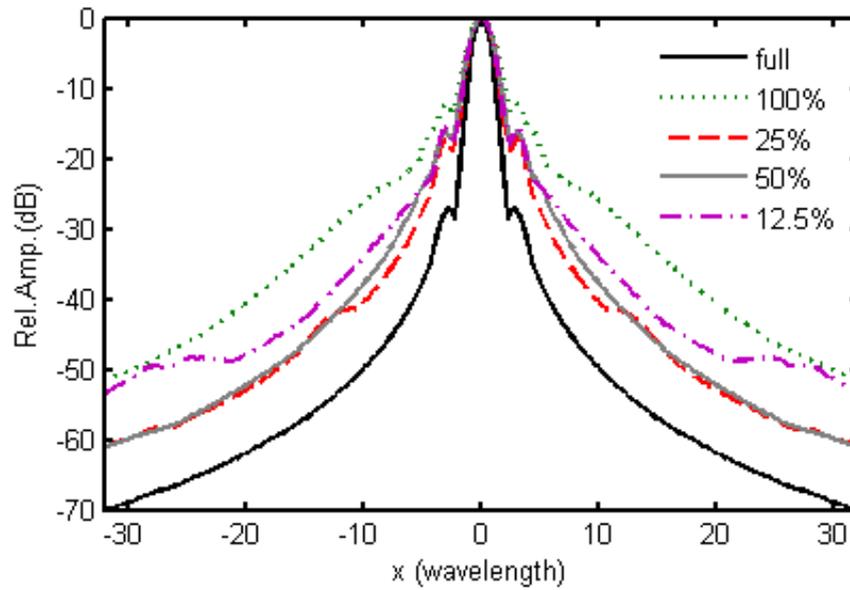


Fig. 5-11. Confronto dei BP *two-way* dell'array criss-cross al variare della percentuale di area attiva di ogni elemento. Come riferimento è riportato il BP di un array *full 2-D*.

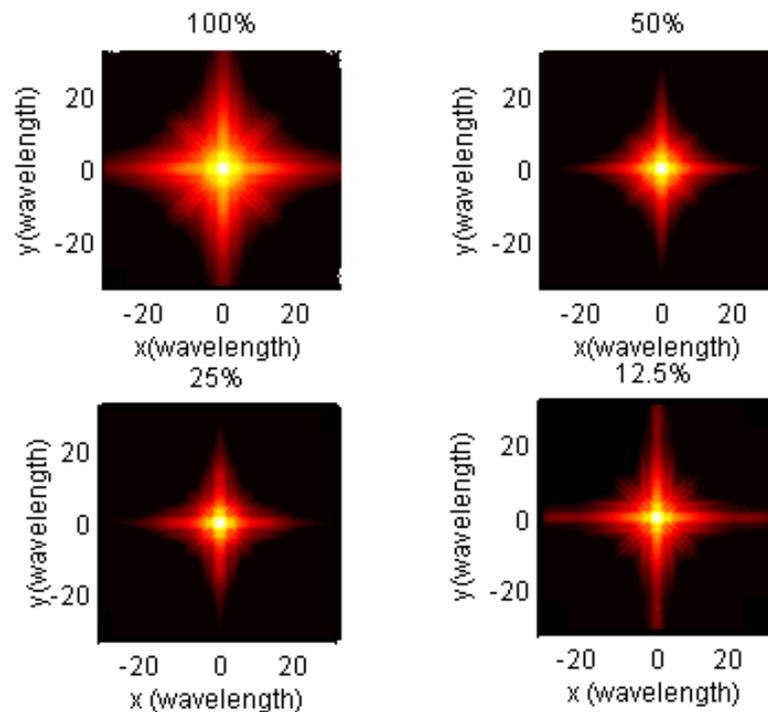


Fig. 5-12. Confronto dei BP (*two-way*) nel piano focale ($fn=2$) dell'array *criss-cross* al variare della percentuale di area attiva di ogni elemento.

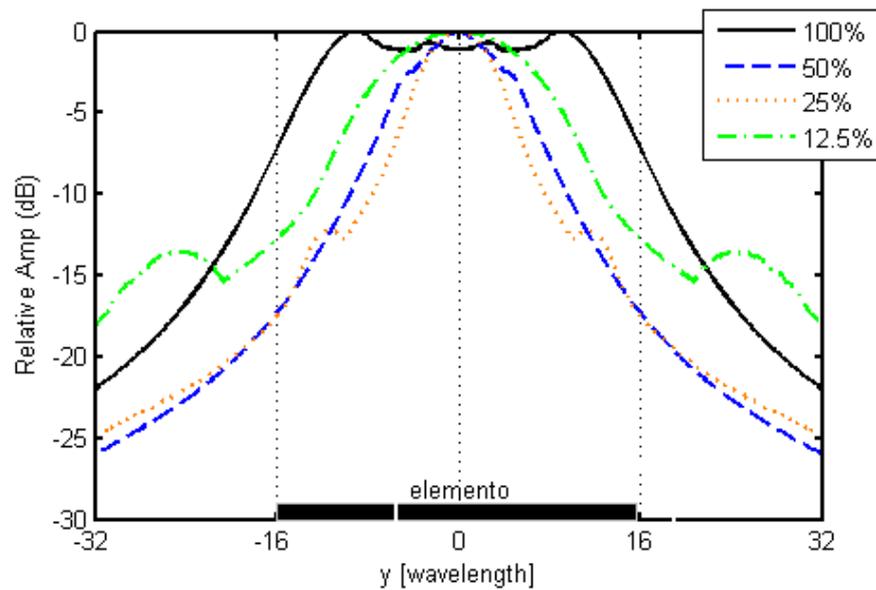


Fig. 5-13. Confronto dei diagrammi di radiazione (*one-way*) del singolo elemento dell'*array_X* lungo l'asse *y*, al variare della percentuale di area attiva.

Il diagramma di radiazione dell'*array criss-cross* può essere ulteriormente migliorato se si utilizzano tensioni di polarizzazione multiple, in modo da creare un profilo di apodizzazione intra-elemento (cioè lungo la dimensione maggiore dell'elemento), diverso dalla semplice finestra rettangolare ottenibile con una sola tensione di polarizzazione. L'effetto dell'apodizzazione di un array in campo lontano (o nel piano focale) è ben noto in letteratura: si ottiene una consistente diminuzione dei lobi laterali (aumento del contrasto della immagine), che viene pagato con un lieve allargamento del lobo principale (diminuzione della risoluzione). Al contrario, nel caso in esame, l'effetto della apodizzazione deve essere valutato in campo vicino, poiché riferito alla dimensione maggiore dell'elemento, lungo la quale non è applicata la focalizzazione. In Fig. 5-14 è riportato il diagramma di radiazione in trasmissione (*one-way*) del singolo elemento dell'*array_X* lungo l'asse *y* in caso di finestra rettangolare e di *Hamming*, quando è attivo il 100% dell'area dell'elemento (questo BP è identico a quello relativo al singolo elemento dell'*array_Y* lungo l'asse *x*). Nel caso di finestra rettangolare, il diagramma di

radiazione è pressoché uniforme nell'intervallo $[-10\lambda, +10\lambda]$, degradando lentamente al di fuori di questo intervallo. L'effetto dell'apodizzazione con finestra di *Hamming* è quello di aumentare la direttività del singolo elemento lungo l'asse y , concentrando il campo di pressione generato. Poiché il diagramma di radiazione in trasmissione del singolo elemento dell'*array_X* modula lungo l'asse y il BP in ricezione dell'*array_Y*, il risultato finale è la diminuzione dei lobi laterali dell'*array criss-cross* lungo l'asse y . In maniera duale, poiché il BP in ricezione del singolo elemento dell'*array_Y* modula lungo l'asse x il BP in trasmissione dell'*array_X*, l'effetto della apodizzazione con finestra di *Hamming* è la riduzione dei lobi laterali dell'*array criss-cross* lungo l'asse x .

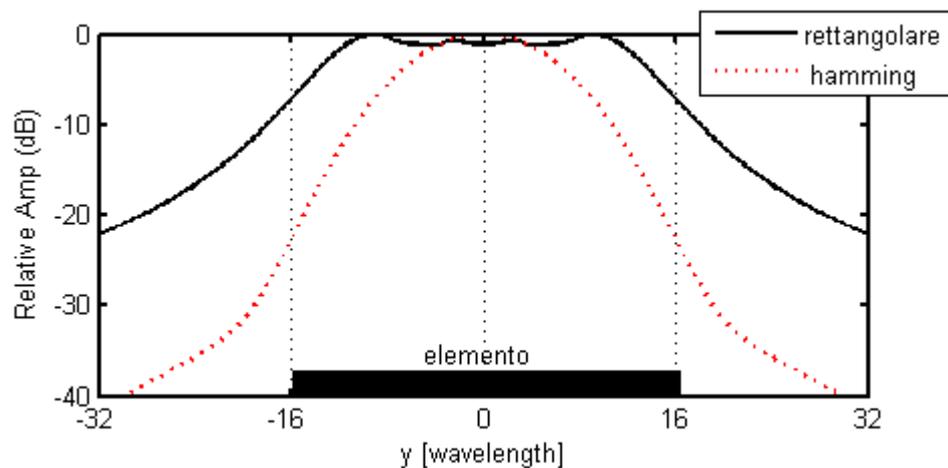


Fig. 5-14. Confronto dei diagrammi di radiazione (*one-way*) del singolo elemento dell'*array_X* lungo l'asse y , al variare della finestra di apodizzazione intra-elemento.

In Fig. 5-15 è riportato il confronto tra i diagrammi di radiazione relativi all'*array criss-cross* avente il 50% dell'area del singolo elemento attivo: nel primo caso (grafico in alto a sinistra), le 8 tensioni di polarizzazione sono scelte in modo da apodizzare la parte attiva dell'elemento con una finestra di *Hamming*; nel secondo caso (grafico in basso a sinistra), si è utilizzata una sola tensione di polarizzazione (finestra rettangolare). Come al solito, è riportato il BP di un *array full 2-D* come riferimento per il confronto. Dalla proiezione dei BP sull'asse x si osserva che l'effetto dell'apodizzazione è quello di diminuire

ulteriormente l'ampiezza dei lobi laterali (linea continua); si nota, inoltre, che la larghezza del lobo principale a -60 dB dell'array *criss-cross* (con finestra di *Hamming*) è praticamente uguale a quella dell'array *full 2-D*, nonostante si utilizzino, nel primo caso, solo 64 elementi e, nel secondo, 1032 elementi. Questo ulteriore miglioramento dell'immagine ecografica è pagato con un incremento della complessità circuitale (si veda il multiplexer di Fig. 5-7) e, soprattutto, con un aumento del tempo di scansione. Infatti, a parità di area attiva del singolo elemento, nel caso in cui si utilizzi una funzione di apodizzazione diversa da quella rettangolare, è necessario utilizzare un numero maggiore di pattern di metallizzazione (M) per ricreare in maniera sufficientemente campionata la finestra prescelta, allungando il tempo di scansione che, come visto in precedenza, è proporzionale ad M (si veda l'eq. 5-1).

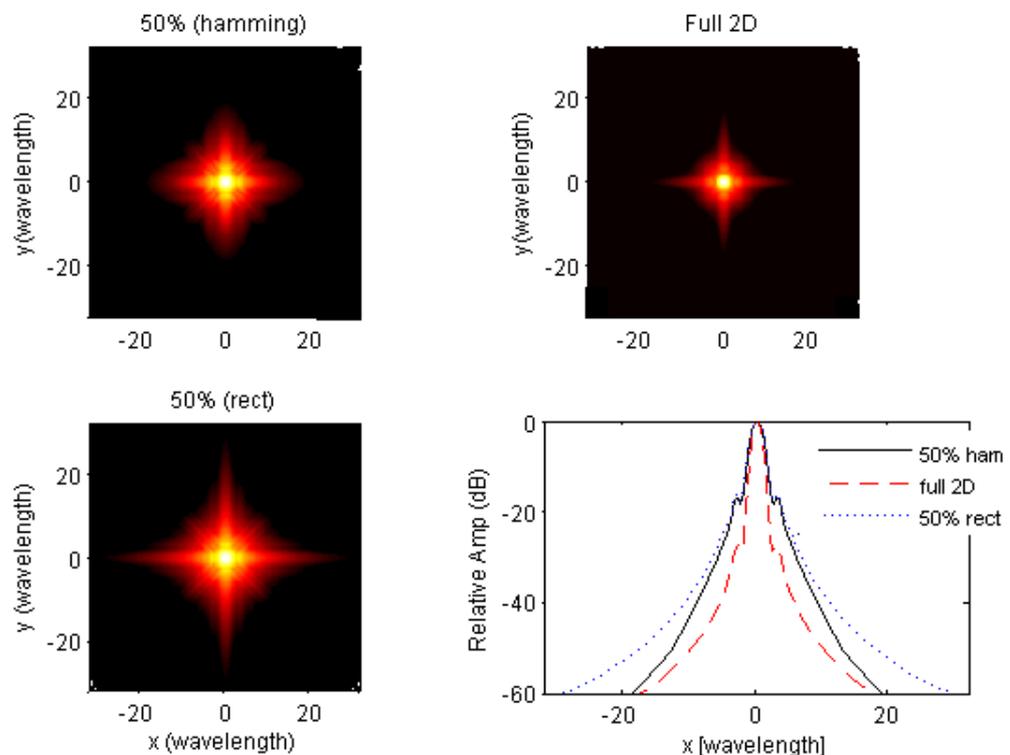


Fig. 5-15. Confronto tra i BP (*two-way*) nel piano focale ($f_n=2$) dell'array *criss-cross* al variare della finestra di apodizzazione intra-elemento. Come riferimento è riportato il BP di un array *full 2-D*.

5.2.2 Doppio sparo.

Per migliorare ulteriormente le prestazioni dell'array *criss-cross* è necessario considerare delle strategie differenti di *beamforming*. Sono state, quindi, analizzate due ulteriori modalità di trasmissione e ricezione dell'onda acustica:

- *In-fase*: l'*array_X* e l'*array_Y* trasmettono contemporaneamente lo stesso impulso; i segnali ricevuti dai due array sono sommati in fase;
- *in contro-fase*: l'*array_X* e l'*array_Y* trasmettono contemporaneamente lo stesso impulso, ma in contro-fase; i segnali ricevuti dai due array sono sommati in contro-fase.

L'inversione di fase si ottiene semplicemente utilizzando tensioni di polarizzazione di segno opposto.

Nella trasmissione *in-fase*, il diagramma di radiazione (*two-way*) è dato dalla somma dei diagrammi di radiazione dei singoli array e del diagramma di radiazione dell'array in modalità *cross*. Infatti, data la linearità del sistema, utilizzando le risposte impulsive spaziali introdotte nel capitolo 3, è possibile scrivere che:

$$h_{in_phase}(\vec{r}, t) = h_X(\vec{r}, t) * h_X(\vec{r}, t) + 2h_X(\vec{r}, t) * h_Y(\vec{r}, t) + h_Y(\vec{r}, t) * h_Y(\vec{r}, t), \quad \text{eq. 5-2}$$

dove h rappresenta la risposta impulsiva spaziale, i pedici X e Y individuano gli array, \vec{r} indica un generico punto dello spazio, t il tempo ed il simbolo $*$ la convoluzione nel dominio dello spazio. La Fig. 5-16 riporta il diagramma di radiazione, nel piano focale, dell'array *criss-cross* operante in modalità *in-fase* (i parametri dell'array sono gli stessi indicati in Tabella 5-1). E' evidente dal grafico che questa modalità da sola non è idonea alla generazione di immagini a causa dei lobi laterali (a circa -12 dB) che si estendono lungo gli assi x ed y del sistema di riferimento per tutta la larghezza dell'apertura ($D=32\lambda$).

Il diagramma di radiazione della modalità *in contro-fase* è molto simile al BP del modo *in-fase*, con la sola eccezione dei punti dello spazio nei quali le

risposte impulsive spaziali dei due array sono uguali. Ciò avviene lungo l'asse z di focalizzazione e, data la simmetria della struttura proposta, lungo le bisettrici dei quadranti del piano focale, definite dalle rette $x=y$ e $x=-y$, come visualizzato in Fig. 5-17. Il segnale ricevuto in questi punti è praticamente nullo a causa della interferenza distruttiva che si crea nelle regioni dello spazio (\vec{r}') dove i campi di pressione generati dai due array giungono nello stesso istante con la medesima ampiezza, ma con fase invertita:

$$h_{in_phase}(\vec{r}', t) = h_x(\vec{r}', t) * h_x(\vec{r}', t) +$$

$$-2h_x(\vec{r}', t) * h_y(\vec{r}', t) + h_y(\vec{r}', t) * h_y(\vec{r}', t) = 0 \quad \text{eq. 5-3}$$

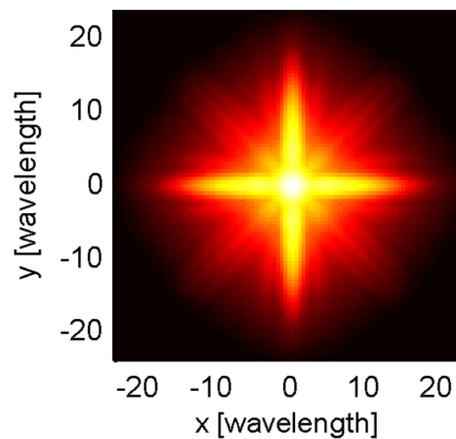


Fig. 5-16. Diagramma di radiazione (*two-way*) nel piano focale ($z=2D$) dell'array *criss-cross* in modalità in fase. Dinamica = 60 dB.

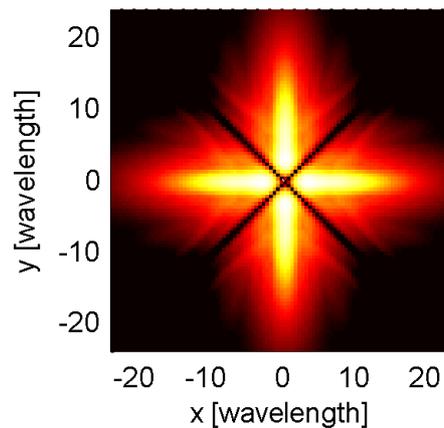


Fig. 5-17 Diagramma di radiazione (*two-way*) nel piano focale ($z=2D$) dell'array *criss-cross* in modalità in contro-fase. Dinamica = 60 dB.

La similarità dei due BP ha suggerito l'idea di utilizzare un *beamforming* basato su due spari consecutivi. La formazione del fascio acustico basata su due spari non è una novità, in quanto già utilizzata nella tecnica di *Harmonic Imaging*, accennata nel capitolo 2, nella quale si hanno due trasmissioni consecutive dello stesso impulso, ma con fase invertita; i segnali ricevuti dai due spari sono sommati per ottenere la cancellazione della frequenza fondamentale ed aumentare l'ampiezza della risposta alla frequenza doppia (si cancellano le armoniche dispari) [66],[67].

Nel presente lavoro il multi sparo è utilizzato per ottimizzare il diagramma di radiazione, supponendo che il movimento dei tessuti sia sufficientemente lento, quando confrontato con il tempo necessario ad effettuare due spari consecutivi. Secondo il *beamforming* proposto, nel primo sparo l'array *criss-cross* è operato *in-fase*, mentre nel secondo sparo è operato nella modalità *contro-fase*. I segnali ricevuti a seguito dei due spari, indicati rispettivamente con $s_1(t)$ e $s_2(t)$, sono elaborati separatamente, al fine di estrapolare i relativi involuppi, e quindi sottratti. Il segnale utile che viene visualizzato sullo schermo della macchina ecografia è definito come:

$$s(t) = |env(s_1(t)) - env(s_2(t))|, \quad \text{eq. 5-4}$$

dove l'operatore *env* indica l'operazione di demodulazione dell'involuppo. L'effetto finale è la cancellazione parziale dei lobi laterali presenti nel diagramma di radiazione relativo al funzionamento *in-fase*. È importante notare che se i due segnali, $s_1(t)$ e $s_2(t)$, fossero sottratti prima della rilevazione dell'involuppo, la tecnica diventerebbe completamente inutile, in quanto il segnale risultante sarebbe uguale nel piano focale a quello ottenibile nella modalità *cross*. Infatti, data la linearità del processo di elaborazione del segnale prima della rilevazione dell'involuppo, la risposta impulsiva spaziale del sistema può essere espressa come la differenza delle risposte impulsive del primo e del secondo sparo:

$$h_{2\text{ fires}}(\vec{r}, t) = h_{in\text{-}phase}(\vec{r}, t) - h_{out\text{-}phase}(\vec{r}, t) = 4h_x(\vec{r}, t) * h_y(\vec{r}, t), \quad \text{eq. 5-5,}$$

che, a meno di un fattore 4, è uguale alla risposta impulsiva spaziale (*two-way*) dell'array *criss-cross* in modalità *cross*.

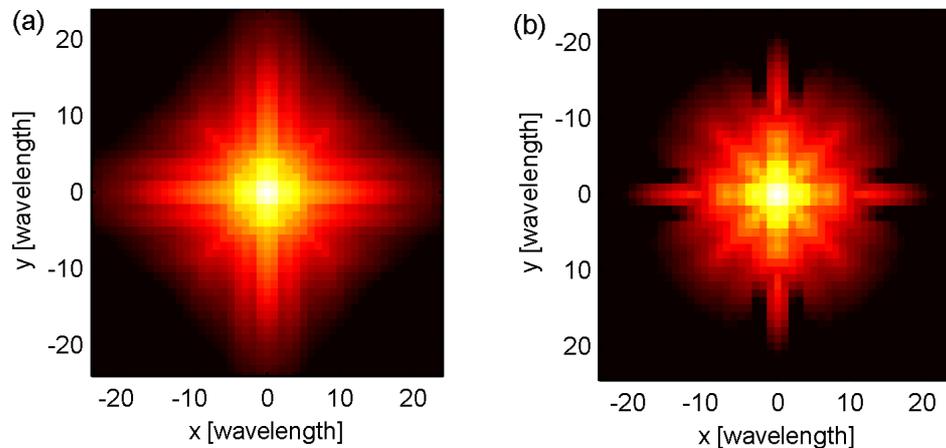


Fig. 5-18. Psf relative al modo *cross* (a) e al doppio sparo (b) calcolate nel piano focale (*C-mode*).

La Fig. 5-18 riporta il confronto nel piano focale $z_f=2D$ tra le *point spread function* (*psf*) dell'array *criss-cross* operante in modo *cross* e nella modalità a doppio sparo. È importante sottolineare che la *psf* relativa al doppio sparo non può essere considerata la vera *psf* del trasduttore, poiché il segnale visualizzato è ottenuto a seguito di una operazione non lineare successivamente al rilevamento dell'involuppo del segnale; per questa ragione, non è possibile considerare l'immagine come il risultato di un meccanismo di convoluzione lineare. È, pertanto, più proprio definire il diagramma di Fig. 5-18b come l'immagine *C-mode* di uno scatteratore puntiforme posto nel centro del piano focale. Il confronto in termini di linee di livello tra le due *psf* (Fig. 5-19) evidenzia come la tecnica a doppio sparo permetta di ridurre i lobi laterali (*plaffond*) nella regione di interesse (si osservino le linee di contorno a -60 dB). Tale vantaggio si concretizza in un miglioramento del contrasto.

Per quanto riguarda, invece, la risoluzione laterale, non si ha alcun miglioramento, poiché le linee di livello a -6 dB (equivalenti alla larghezza del lobo principale a metà della potenza) si sovrappongono. Tuttavia, la Fig. 5-20 indica i vantaggi del doppio sparo in termini di risoluzione laterale lontano dal piano focale. In questo caso, il fuoco fisso in trasmissione è posto nel punto di

coordinate $(0,0,2D)$, mentre lo scatteratore puntiforme è nel punto $(0,0,3D)$ e la *psf* è stata calcolata nel piano $z=3D$. In ricezione si utilizza la focalizzazione dinamica per entrambe le modalità (*cross* e doppio sparo). L'immagine *C-mode* ottenuta con il modo *cross* non è simmetrica rispetto al centro del piano, perché la focalizzazione dinamica è possibile solo in elevazione mediante l'*array_Y*. Al contrario, nella modalità a doppio sparo, il campo di pressione è focalizzato dinamicamente in ricezione sia in azimuth sia in elevazione, ottenendo una immagine simmetrica.

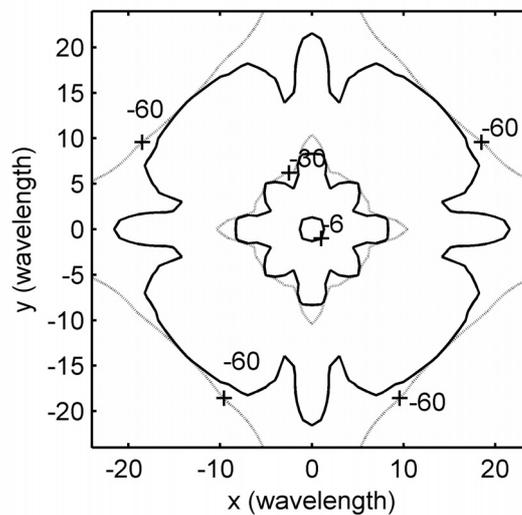


Fig. 5-19. Linee isolivello della *psf* (*C-mode*) nel piano focale. Linea continua: doppio sparo; linea tratteggiata: modo *cross*.

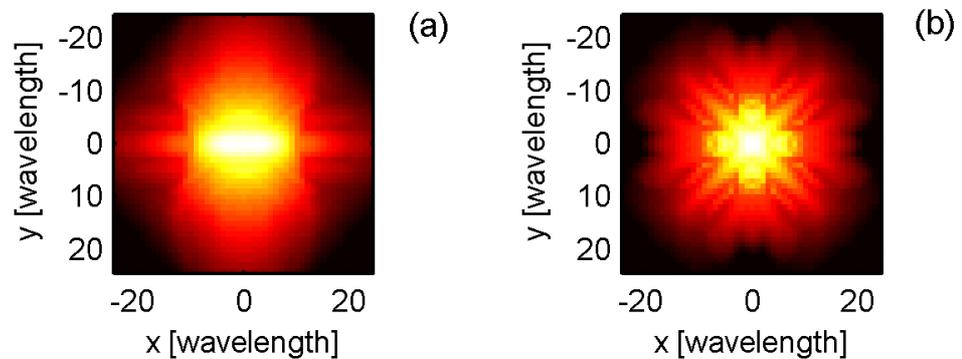


Fig. 5-20. *psf* relative al modo *cross* (a) e al doppio sparo (b) calcolate nel piano $z=3D$ (*C-mode*). Fuoco = $(0,0,2D)$. Dinamica = 60dB.

5.3 Confronto con array 2-D non completamente popolati.

In questo paragrafo le prestazioni dell'array *criss-cross*, le cui caratteristiche sono sintetizzate nella colonna 1 della Tabella 5-1, sono confrontate, in termini di diagramma di radiazione, con quelle di vari array bidimensionali non completamente popolati, caratterizzati da un numero di elementi minore di N^2 . Tali array sono stati modellati al meglio delle informazioni acquisite dallo studio dei lavori e dei brevetti pubblicati in letteratura.

Il primo trasduttore considerato è un *array periodico di vernier* [27], caratterizzato da uno *sparse factor* pari a m ; la distanza tra gli elementi dell'array ricevente è pari a $m \cdot d$, mentre per l'array trasmittente è pari a $(m-1) \cdot d$, dove $d = \lambda$ è pari al *pitch* dell'array *criss-cross*. A titolo esemplificativo, in Fig. 5-21 sono riportati il lay-out dell'array trasmittente ($m=2$) e quello dell'array ricevente ($m=3$). Il confronto con l'array *criss-cross* è stato effettuato, a parità di dimensione laterale dell'apertura, per diversi valori dello *sparse factor*, a cui corrispondono differenti numeri di elementi, come sintetizzato in Tabella 5-2.

Nel grafico di Fig. 5-22 è riportato il confronto tra i diagrammi di radiazione (*two-way*) nel piano di azimut. Come si può osservare, nonostante i tre array periodici di *vernier* abbiano un numero di elementi sempre superiore a quello (64) dell'array *criss-cross*, i relativi BP presentano dei lobi secondari (*platfond*) molto elevati, che limitano fortemente la dinamica del sistema (-40 dB, nel caso migliore in cui il numero di elementi è quasi 6 volte quello dell'array *criss-cross*). Al contempo, si deve sottolineare che la larghezza del lobo principale a -30 dB dei tre array di *vernier* è sempre minore di quella dell'array *criss-cross*.

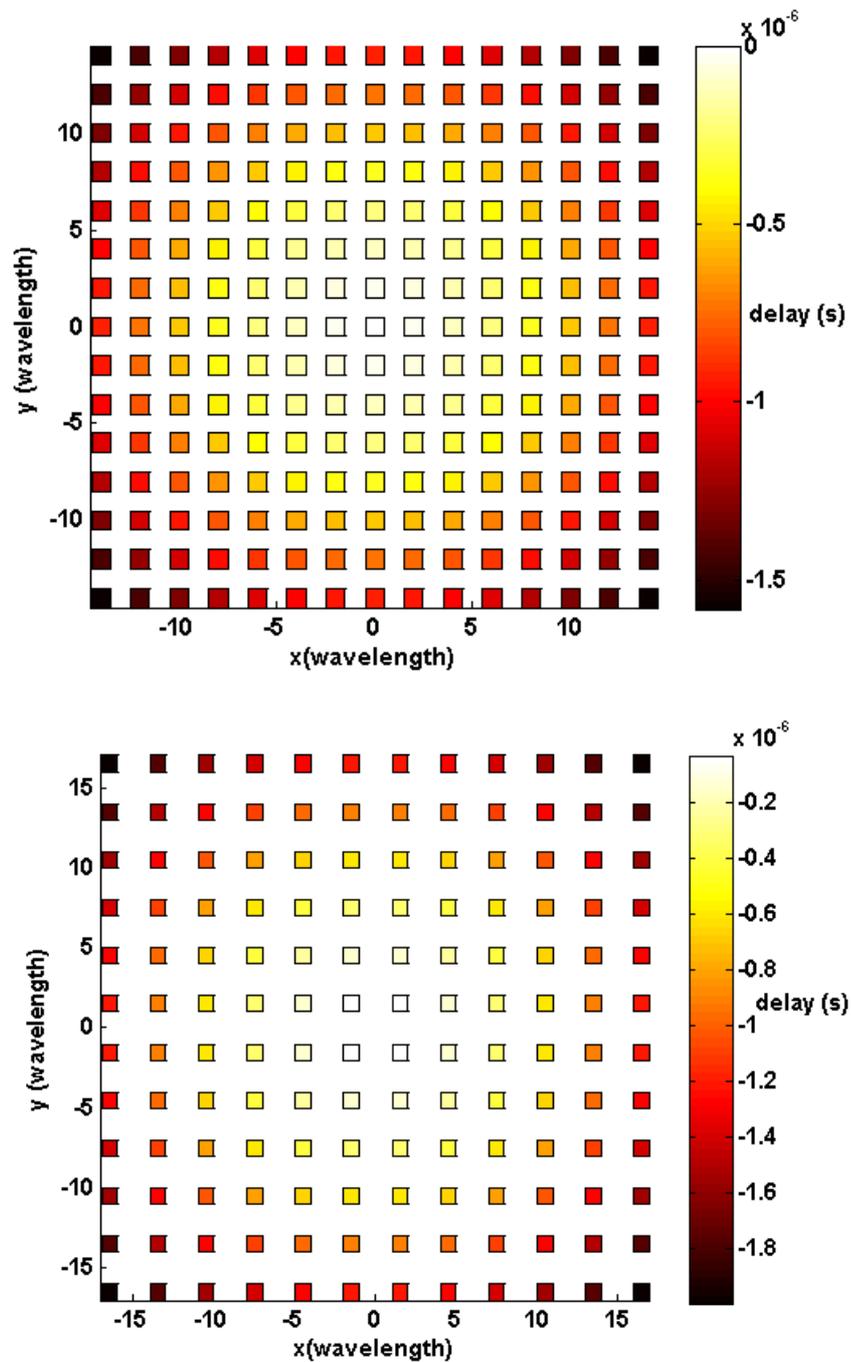


Fig. 5-21. Array *sparse periodico di vernier*. In alto: array trasmettente ($m=2$). In basso: array ricevente ($m=2$). I colori indicano i ritardi elettrici.

<i>Sparse Factor (m)</i>	Num. El. Trasmettenti	Num. El. Riceventi	Num.El. Totale
3	256	121	377
4	121	64	185
5	49	36	85

Tabella 5-2. Numero di elementi dell'array di *vernier* al variare dello *sparse factor* ($D=32\lambda$).

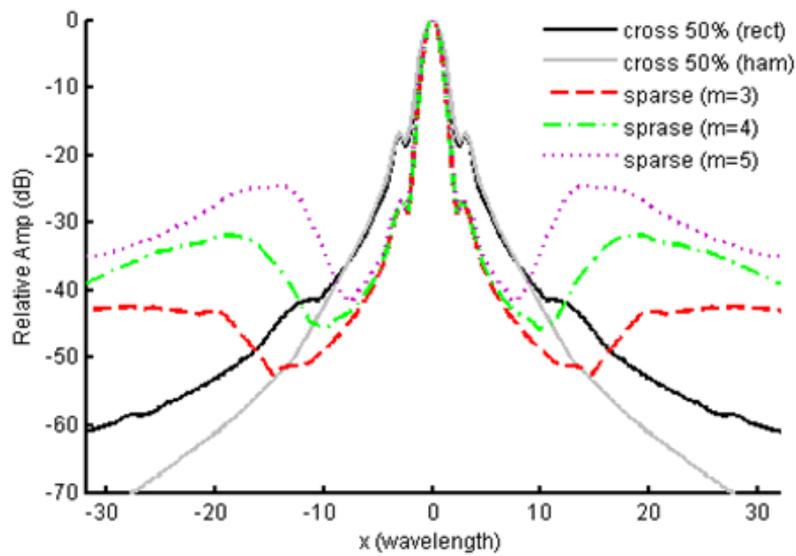


Fig. 5-22. BP (*two-way*) dell'array *cross* (50% di area attiva dell'elemento con finestra rettangolare e di *Hamming*) e dell'array *sparse* di *vernier* con diversi valori dello *sparse factor* (*m*).

Il secondo trasduttore esaminato è un *Mills cross array* [68], costituito da due array lineari, ognuno dei quali formato da due righe di elementi disposte a croce, in modo da condividere i 4 elementi posti al centro dell'apertura: l'array orizzontale è utilizzato per trasmettere, mentre quello verticale è impiegato in ricezione (Fig. 5-23).

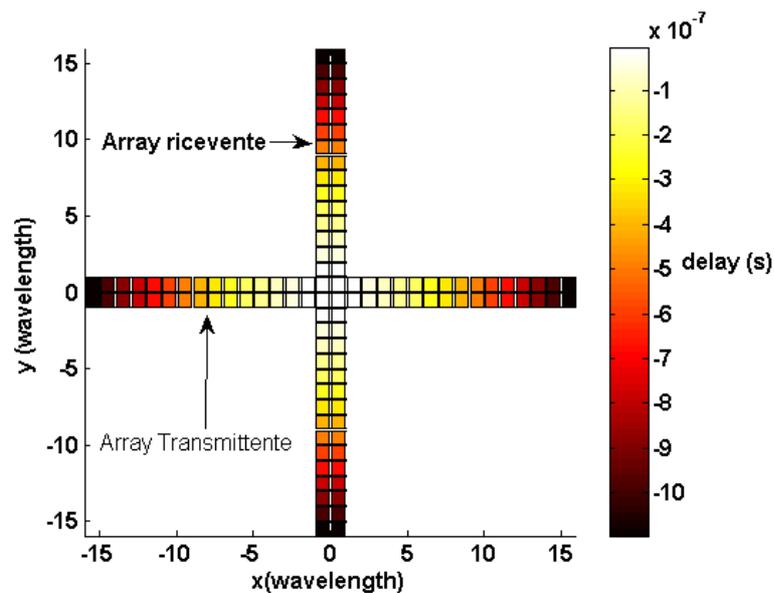


Fig. 5-23. Layout di un *Mills cross array* (32x2 elementi trasmittenti e 32x2 elementi riceventi).

Il confronto dei diagrammi di radiazione è effettuato sia nel piano focale che lungo il solo asse x (Fig. 5-24). Le prestazioni dell'array *criss-cross* sono migliori sia in termini di risoluzione laterale (larghezza del lobo principale a -30 dB), che in termini di contrasto (livello dei lobi laterali di *platfond*). Il miglioramento delle prestazioni è ancora più netto quando si considerano metallizzazioni e polarizzazioni multiple (finestra di apodizzazione di *Hamming*).

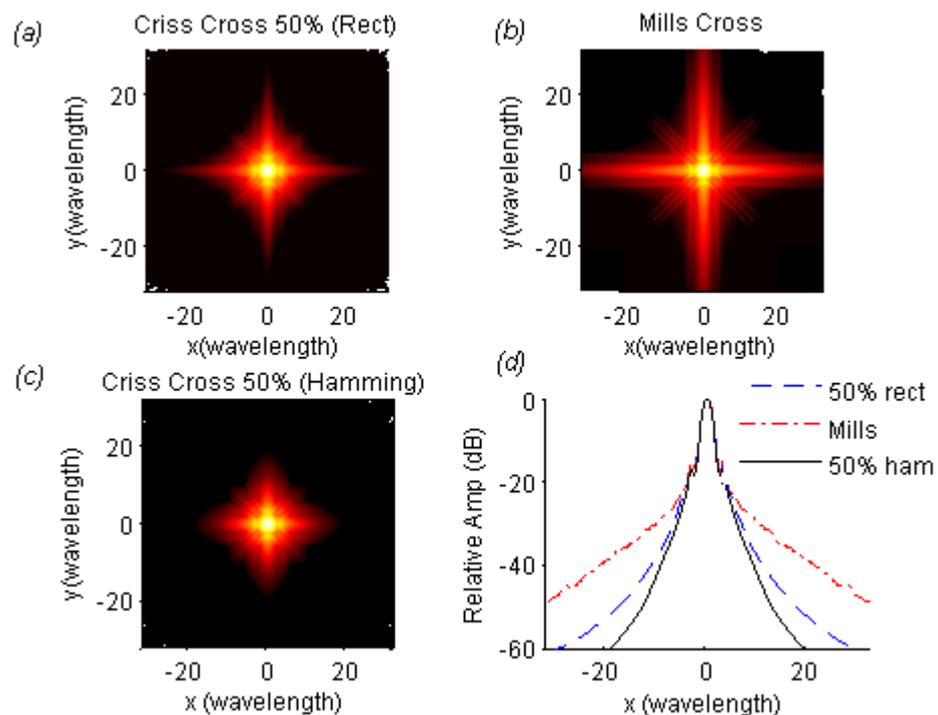


Fig. 5-24. BP dell'array *criss-cross* (64 elementi, 50% di area attiva dell'elemento con finestra rettangolare e di *Hamming*) e del *Mills cross* array di pari dimensioni (128 elementi).

Il terzo trasduttore simulato è uno *sparse* array con distribuzione casuale degli elementi [69], come indicato in Fig. 5-25, dove per chiarezza sono visualizzati solo gli elementi trasmettenti. Il confronto è effettuato nel piano focale al variare del numero totale di elementi. Analogamente a quanto visto con gli array di *vernier*, il livello del *platfond* del diagramma di radiazione è più elevato rispetto all'array *criss-cross* anche nel caso in cui si utilizzino molti più elementi (fino a 4 volte). Allo stesso modo si deve sottolineare che la larghezza

del lobo principale a -30 dB dei tre sparse array è sempre minore di quella dell'array *criss-cross*.

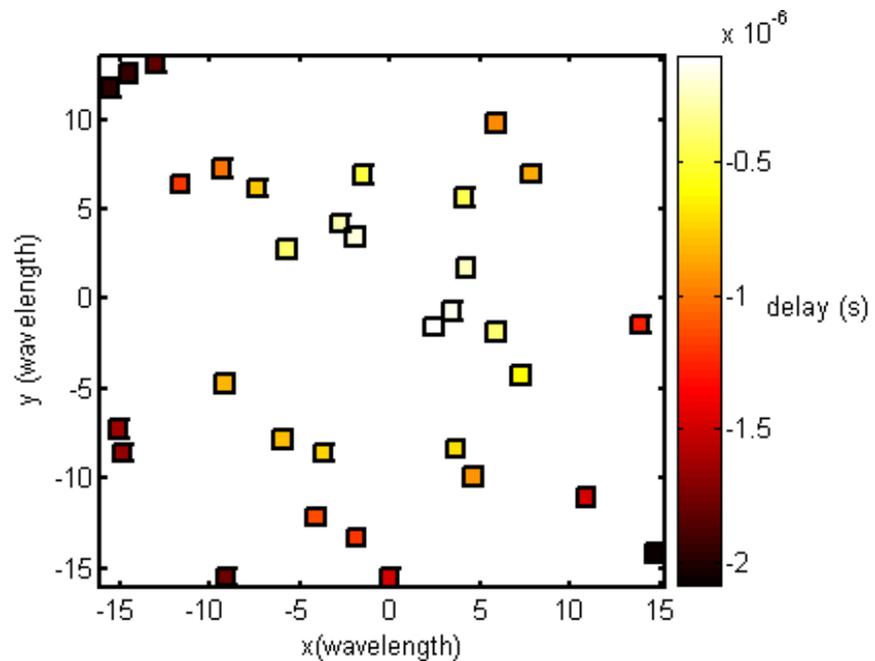


Fig. 5-25. Esempio di layout di un *sparse array random*.

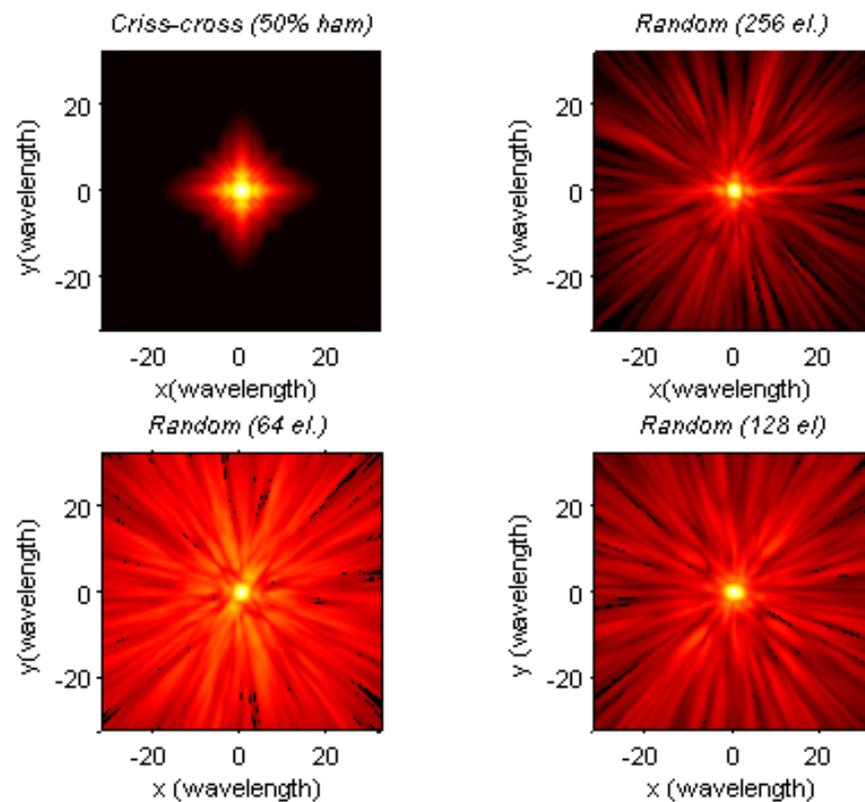


Fig. 5-26. BP dell'array *criss-cross* (64 elementi, 50% di area attiva dell'elemento con finestra di *Hamming*) e di array *sparse* casuali di pari dimensioni al variare del numero di elementi. Dinamica: 60 dB.

Infine, è stato effettuato il confronto con un array CMUT composto da 32 elementi con 32 pattern di metallizzazione multipli (*Fresnel Bias Pattern*, [70]), come descritto nel paragrafo 5.1. L'array *criss-cross* simulato ha un numero di elementi doppio (64), ma un numero di pattern di metallizzazione inferiore (16), la metà dei quali è collegata a massa (50% di area attiva dell'elemento). Il confronto dei diagrammi di radiazione è effettuato nel piano focale nel caso sia implementata una finestra di *Hamming* per l'apodizzazione intra-elemento dell'array *criss-cross* (Fig. 5-27 a e b). Nei grafici lungo l'asse x è riportato, come ulteriore riferimento, anche il BP nel caso si utilizzi una finestra rettangolare per l'apodizzazione intra-elemento dell'array *criss-cross* (Fig. 5-27 c e d).

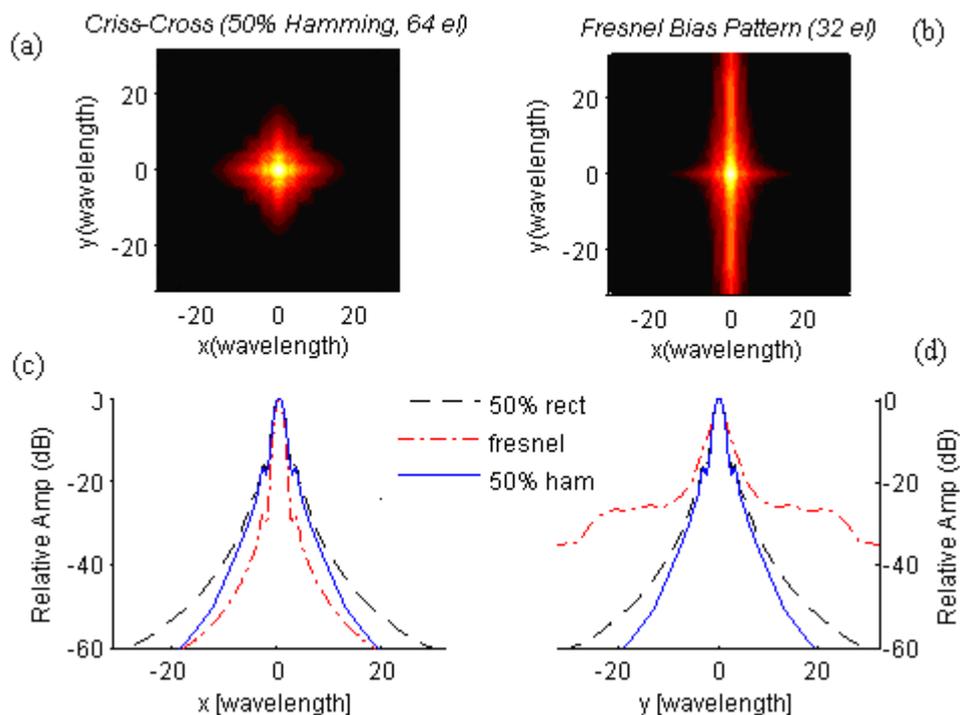


Fig. 5-27. BP dell'array *criss-cross* (64 elementi, 50% di area attiva dell'elemento con finestra di *Hamming*) e di un *Fresnel Bias Pattern* CMUT array di pari dimensioni (32 elementi e 32 livelli di metallizzazione).

Come prevedibile, il diagramma di radiazione del *Fresnel Bias Pattern* CMUT array è asimmetrico, perché la focalizzazione in azimuth è ottenuta per mezzo

dei ritardi elettronici, mentre in elevazione è conseguita per mezzo della distribuzione delle fasi lungo l'asse verticale, che approssima una lente di *Fresnel*. Ne consegue che, lungo l'asse x , il BP dell'array esaminato è nettamente migliore di quello dell'array *criss-cross*, a causa dell'effetto moltiplicativo dei BP che si ottiene utilizzando la medesima apertura in trasmissione ed in ricezione. Al contrario, il BP in elevazione è nettamente peggiore di quello del *criss-cross* a causa del tipo di focalizzazione utilizzata (lente di *Fresnel* discretizzata): in particolare il livello del *platfond* è -30 dB in accordo a quanto riportato in [59] per la modalità a singolo sparo.

Prima di concludere, si evidenzia come, in questo paragrafo, non sia stata confrontata la modalità di funzionamento a doppio sparo. Il motivo è stato già introdotto nel paragrafo precedente, quando si è evidenziato che, a causa delle non linearità introdotte nella elaborazione del segnale (rilevazione dell'involuppo e di modulo del segnale differenza), né il BP né la *psf* sono strumenti idonei a caratterizzare le prestazioni della modalità a doppio sparo. Tuttavia, nel paragrafo 5.2.2 si è dimostrato che il doppio sparo ha il vantaggio di aumentare il contrasto e la dinamica della immagine ecografica rispetto alla modalità di funzionamento *cross*, la quale, a sua volta, presenta prestazioni migliori di tutti gli array non completamente popolati presi in esame, proprio in termini di contrasto e dinamica. A dimostrazione di quanto appena affermato, nelle Fig. 5-28, Fig. 5-29 e Fig. 5-30 sono riportate le immagini *C-mode* nel piano focale ($f_n=2$) di uno scatteratore puntiforme posto al centro del piano, ottenute, rispettivamente, con un array *criss-cross* operante in modalità *cross*, con un array *criss-cross* in modalità doppio sparo e con un array *sparse random* costituito da 128 elementi. Dalle figure si può osservare che, nel caso di array *sparse*, la presenza dei lobi laterali elevati (*platfond*) si traduce nella presenza di *background* non desiderato in tutto il piano focale; nel caso dell'array *criss-cross*, soprattutto nella modalità con doppio sparo, le zone a maggiore luminosità sono concentrate intorno al centro del piano focale dove è presente lo scatteratore puntiforme.

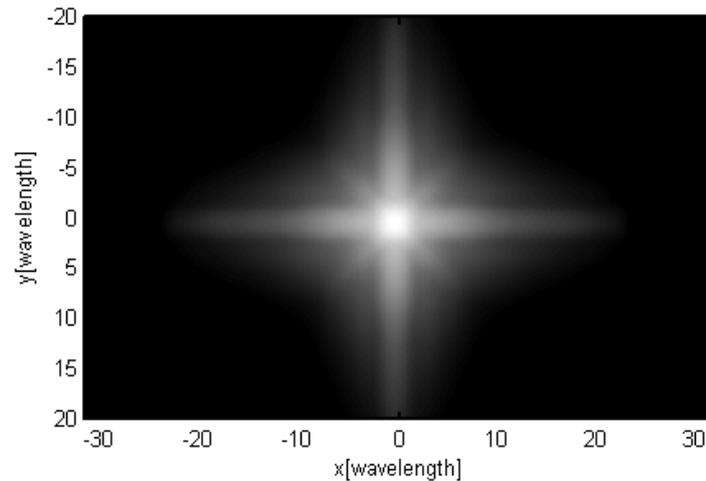


Fig. 5-28. Immagine *C-mode* di uno scatteratore puntiforme posto al centro del piano focale ($f_n=2$), ottenuta con l'array *criss-cross* in modalità *cross* (50% area dell'elemento attiva, finestra rettangolare).

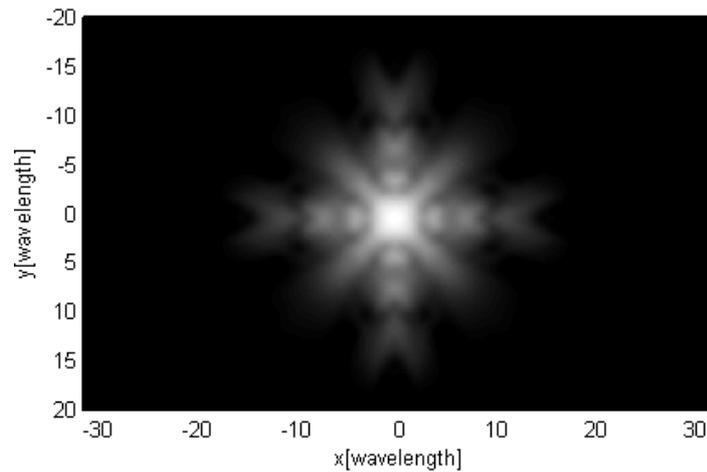


Fig. 5-29 Immagine *C-mode* di uno scatteratore puntiforme posto al centro del piano focale ($f_n=2$), ottenuta con l'array *criss-cross* in modalità doppio sparo (50% area dell'elemento attiva, finestra rettangolare).

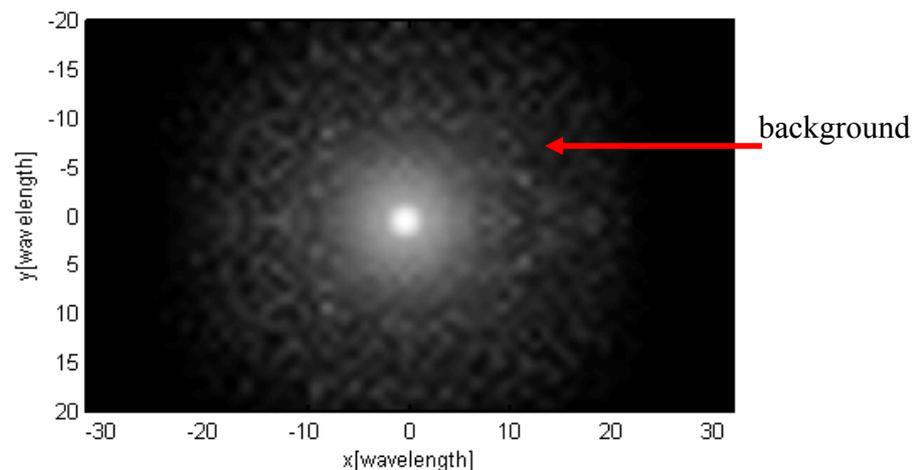


Fig. 5-30 Immagine *C-mode* di uno scatteratore puntiforme posto al centro del piano focale ($f_n=2$), ottenuta con l'array *sparse random* (128 elementi).

5.4 Immagini sintetiche.

Al fine di valutare in maniera esaustiva le prestazioni del sistema proposto, in particolare nella modalità doppio sparo, la semplice analisi dei diagrammi di radiazione, in termini di larghezza del lobo principale a metà della potenza (*Full Width at Half Maximum*, FWHM), e delle *psf* può non essere sufficiente. Inoltre, è stato dimostrato che il criterio FWHM, molto utile nella valutazione dei radar, fornisce, a volte, informazioni contraddittorie circa le prestazioni dei sistemi ultrasonici, a causa delle differenze dei mezzi di propagazione [71]. Nella ecografia, gli oggetti da scoprire sono in genere tessuti debolmente riflettenti immersi in un mezzo scatteratore, mentre i target dei radar sono oggetti metallici altamente riflettenti che si muovono nell'atmosfera, che è trasparente alla radiazione elettromagnetica. Per questo motivo, è stato creato in Field II un *phantom* sintetico con le modalità descritte nel capitolo 3. Poiché un problema classico nell'*imaging* ecografico è quello di riuscire a quantificare la capacità di definire un oggetto contro lo *speckle* che rappresenta il *background*, il *phantom* sintetico è costituito da due oggetti sferici di raggio pari a 10λ . Il primo è una cisti completamente assorbente; il secondo è una sfera molto riflettente (20 volte più dei tessuti che la circondano). Le due sfere sono poste in maniera simmetrica rispetto all'asse z del sistema dei riferimenti, in modo tale che la distanza minima sia pari a 20λ . L'intero *phantom* è un parallelepipedo ($64\lambda \times 40\lambda \times 40\lambda$) composto di più di 2000 scatteratori puntiformi (Fig. 5-31). Il *phantom* può essere traslato a diverse distanze dalla superficie del trasduttore, al fine di valutare le immagini sia nel piano focale che lontano da questo. Tale *phantom* è idoneo ad ottenere immagini sia *B-mode* sia *C-mode*, simulando una scansione rettilinea.

Sono stati, quindi, analizzati due diversi tipi di array. Il primo è l'array *criss-cross* operante sia in modalità *cross* (32 elementi attivi in trasmissione e 32 in ricezione) che in modalità doppio sparo (64 elementi attivi sia in trasmissione che in ricezione); il secondo è un array *full 2-D*, operante con 1024 (32×32) elementi attivi contemporaneamente, pari a 16 volte il numero degli elementi

attivi del *criss-cross*. I rimanenti parametri progettuali sono identici a quelli riportati in Tabella 5-1. Il segnale ricevuto, dopo la rilevazione dell'involuppo, è stato sottocampionato con un fattore di decimazione 10 rispetto alla frequenza utilizzata nel calcolo del campo di pressione (200 MHz), per ottenere un campionamento più prossimo a quello reale. Quindi, il segnale è stato compresso secondo una legge logaritmica, per visualizzare una dinamica di 60 dB, ed interpolato, al fine di ottenere un numero di *pixel* coerente con quello dei display ecografici. Per visualizzare l'immagine si è utilizzata una scala di grigi, al fine di simulare un display bianco e nero.

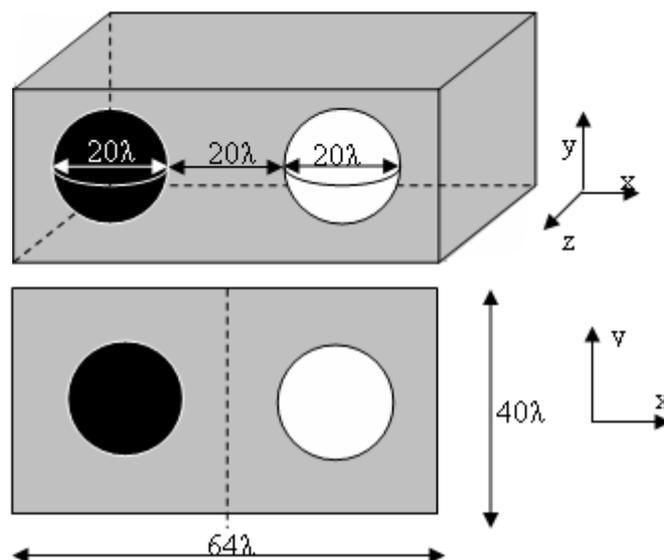


Fig. 5-31. Phantom sintetico. Il nero indica le zone assorbenti, mentre il bianco indica gli oggetti molto riflettenti. Il background è grigio. In alto: vista 3-D. In basso: vista 2-D nel piano xy .

5.4.1 Configurazione base.

In una prima fase, l'array *criss-cross* è stato simulato nella sua versione base (un solo pattern di metallizzazione comune per uno degli elettrodi). La Fig. 5-32 riporta l'immagine *B-mode* nel piano $y = 0$, ottenuta con l'array *criss-cross*, sia in modalità *cross* (a) sia in modalità doppio sparo (b), e con l'array *full 2-D* (c). Il *phantom* sintetico è centrato nel fuoco $(0,0,2D)$ e l'apertura attiva è traslata nel piano orizzontale. Come è evidente, le prestazioni

dell'array *criss-cross* sono inferiori a quelle dell'array *full 2-D*, il cui numero di elementi è 16 volte maggiore. Tuttavia, l'array *criss-cross* fornisce informazioni utili sugli oggetti illuminati soprattutto nella modalità a doppio sparo: infatti, in questa modalità, si ottengono immagini (b) migliori che nel modo *cross* (a), poiché il contorno delle due sfere, soprattutto quella riflettente, è definito meglio e lo *speckle* assomiglia maggiormente a quello visualizzato mediante l'impiego dell'array *full 2-D* (c).

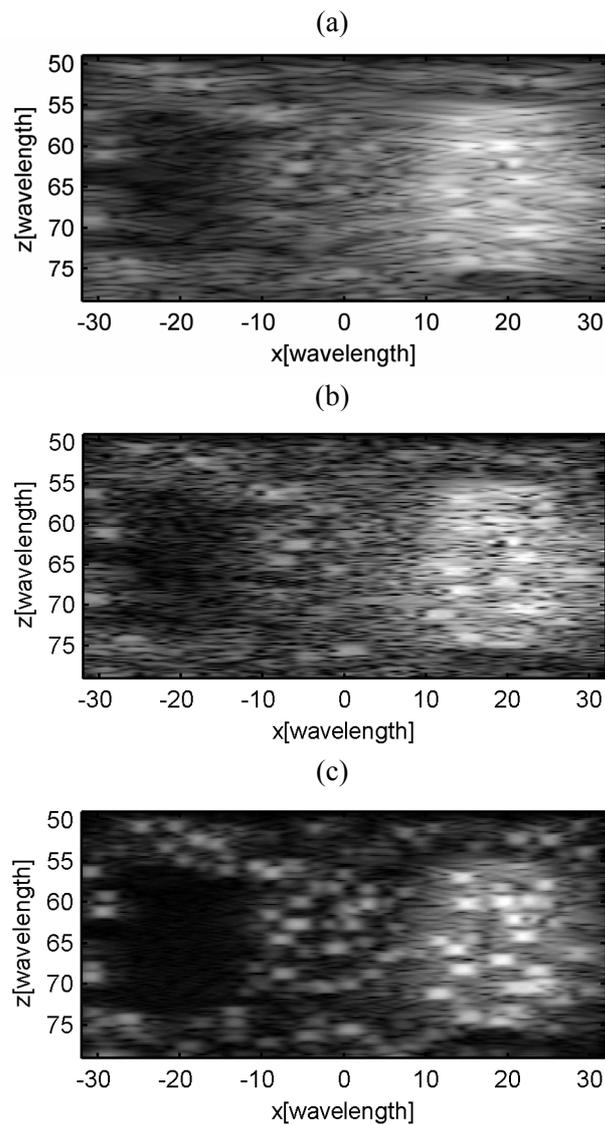


Fig. 5-32. Immagini *B-mode* nel piano $y=0$. (a) *criss-cross* array in modalità *cross*. (b) *criss-cross* array con doppio sparo. (c) *full 2-D* array. Il *phantom* è centrato nel piano in focale. La dinamica è pari a 60 dB.

Le immagini in Fig. 5-33 sono ottenute centrando il *phantom* nel punto $(0,0,3D)$, lontano dal piano focale $z_f=2D$, ed applicando la focalizzazione dinamica in ricezione. La qualità delle immagini generate dall'array *criss-cross* in modalità *cross* lontano dal piano focale peggiora sensibilmente (la sfera anecoica è quasi completamente scomparsa), a causa della assenza della focalizzazione dinamica lungo l'asse x . Al contrario, la strategia basata sul doppio sparo continua a fornire immagini discrete, nelle quali tutti gli oggetti presenti sono facilmente identificabili.

Al fine di quantificare la qualità delle immagini ottenute, si è provveduto a calcolare un indice di qualità. Il rapporto di contrasto (*contrast ratio*, CR) è definito come la luminosità media all'interno della cisti comparata con quella dei tessuti adiacenti:

$$CR = \frac{|\hat{A}_{out} - \hat{A}_{in}|}{|\hat{A}_{out} + \hat{A}_{in}|}, \quad \text{eq. 5-6}$$

dove \hat{A}_{in} è il segnale medio nella ciste e \hat{A}_{out} è il segnale medio dei tessuti circostanti. Ciò implica che valori di CR prossimi a 1 indicano un buon contrasto, mentre valori piccoli indicano un pessimo contrasto [72]. Per ognuna delle immagini riportate in Fig. 5-32 e in Fig. 5-33, sono stati calcolati due valori di CR . Il primo (CR_A) è relativo alla ciste anecoica e fornisce informazioni sulla capacità del sistema di discriminare oggetti assorbenti: in questo caso \hat{A}_{out} è definito come la luminosità media del *background* nella metà del *phantom* che contiene la ciste anecoica ($x < 0$). Il secondo (CR_R) si riferisce alla sfera riflettente: \hat{A}_{out} è la luminosità media del *background* nella metà del *phantom* che contiene la sfera riflettente ($x > 0$). La Tabella 5-3 indica i valori di CR_A e CR_R per le sei immagini di Fig. 5-32 e Fig. 5-33. I valori calcolati con la metrica prescelta confermano che, nel piano focale, l'immagine ottenuta con il doppio sparo ($CR_A = 0.52$ e $CR_R = 0.49$) è migliore di quella con un singolo sparo ($CR_A = 0.49$ e $CR_R = 0.45$). Lontano dal piano focale, il *beam-forming* a doppio sparo è nettamente migliore ($CR_A = 0.41$ e $CR_R = 0.45$) della

modalità *cross* ($CR_A = 0.32$ e $CR_R = 0.40$), soprattutto nella capacità di risolvere l'oggetto molto assorbente.

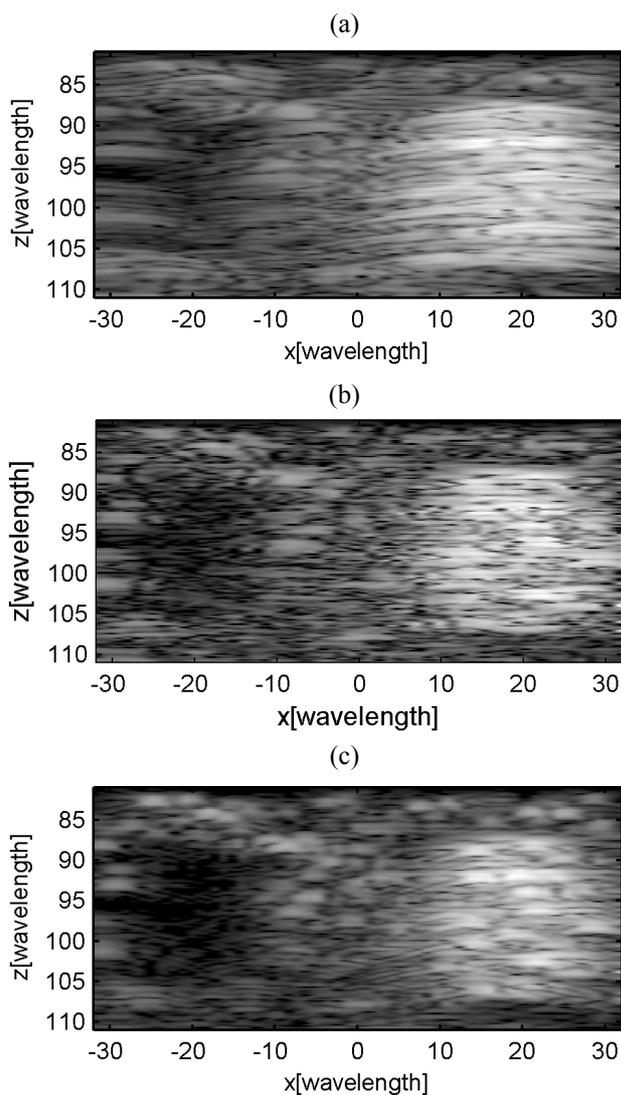


Fig. 5-33. Immagini *B-mode* nel piano $y=0$. (a) *criss-cross* array in modalità *cross*. (b) *criss-cross* array con doppio sparo. (c) *full 2-D* array. Il *phantom* è centrato in $(0,0,3D)$ mentre il piano in focale è $z_f=2D$. La dinamica è pari a 60 dB.

Rapporto di Contrasto Posizione del <i>phantom</i>	CR_A		CR_R	
	$z=2D$	$z=3D$	$z=2D$	$z=3D$
Modo <i>Cross</i> (32+32 elementi)	0.49	0.32	0.45	0.40
Doppio Sparo (32+32 elementi)	0.52	0.41	0.49	0.45
<i>Full 2-D</i> Array (1024 elementi)	0.77	0.56	0.60	0.49

Tabella 5-3. CR delle immagini *B-mode* di Fig. 5-32 e Fig. 5-33.

Sono state simulate anche immagini *C-mode*, traslando l'area attiva del trasduttore lungo i due assi cartesiani e visualizzando per ogni linea di vista solo la frazione dell'involuppo di segnale relativa al piano di interesse (*cross-section*). In altre parole, per ogni linea di vista si elabora solo il segnale nell'intervallo temporale $[2f_n D/c, 2f_n D/c + 2/fo]$, dove $2f_n D/c$ rappresenta il tempo necessario all'impulso per raggiungere il piano focale e tornare indietro e $2c/fo$ indica la risoluzione assiale dovuta ai due cicli dell'impulso di eccitazione.

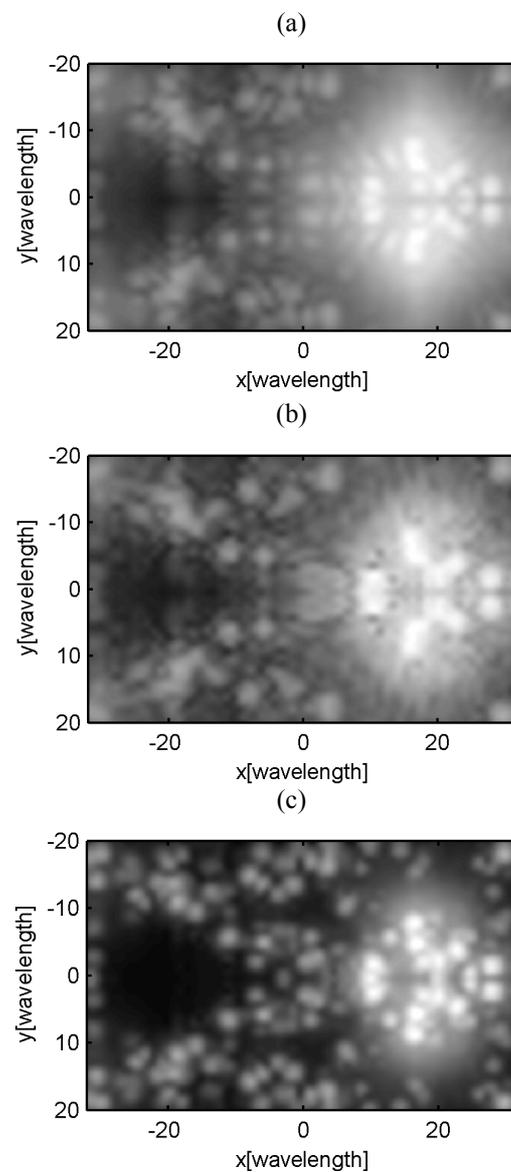


Fig. 5-34. Immagini *C-mode* nel piano focale $z_f=2D$. (a) *criss-cross* array in modo *cross*. (b) *criss-cross* array con doppio sparo. (c) *full 2-D* array. Il phantom è centrato nel piano in focale. La dinamica è pari a 60 dB.

La Fig. 5-34 riporta le immagini *C-mode* nel piano focale, quando il *phantom* è centrato nel piano $z_f = 2D$. Come evidente, la qualità complessiva delle tre immagini è degradata rispetto a quella delle immagini di Fig. 5-32. Infatti, la qualità delle immagini *C-mode* dipende dalla sola risoluzione laterale del trasduttore, che è generalmente peggiore di quella assiale, dipendente dalla banda ed dalla lunghezza dell'impulso trasmesso, la quale influenza le immagini *B-mode*. E' possibile nuovamente notare che la strategia a doppio sparo produce immagini migliori di quella a singolo sparo (modo *cross*), in accordo a quanto atteso sulla base dei confronti delle *psf* (Fig. 5-19). Infatti, i contorni degli oggetti appaiono meno definiti nella immagine (a) che in quella (b). Questa impressione qualitativa è confermata dal calcolo dei valori dei rapporti di contrasto (CR_A and CR_R), riportati in Tabella 5-4.

Rapporto di Contrasto	CR_A	CR_R
Modo <i>Cross</i> (32+32 elementi)	0.46	0.31
Doppio sparo (32+32 elementi)	0.50	0.36
<i>Full 2-D Array</i> (32x32 elementi)	0.81	0.55

Tabella 5-4. CR delle immagini *C-mode* di Fig. 5-34.

5.4.2 Configurazione con apodizzazione intra-elemento.

In una seconda fase, si è simulato l'array *criss-cross* nella modalità con 8 livelli di metallizzazione e singola polarizzazione in modo da apodizzare l'elemento con una finestra rettangolare (50% dell'intera area attiva). Le immagini risultanti sono riportate in Fig. 5-35 e Fig. 5-36, rispettivamente per il caso in cui il *phantom* è centrato nel piano focale ($z_f = 2D$) e per il caso in cui è lontano dal fuoco ($z = 3D$). Conformemente a quanto previsto, il restringimento del lobo principale a -30 dB e -60 dB, che si ottiene grazie al profilo di apodizzazione intra-elemento, permette di ottenere delle immagini altamente

definite anche con l'array *criss-cross*: in particolare, si può evidenziare come la cisti anecoica, che nelle immagini (a) e (b) delle Fig. 5-32 e Fig. 5-33 è distinguibile a fatica dallo *speckle*, è ora facilmente individuabile. E', inoltre, possibile evidenziare come la qualità della immagine ottenuta con l'array *criss-cross* in modalità doppio sparo sia addirittura migliore di quella fornita dall'array *full 2-D*, quando si visualizzano oggetti lontani dal piano focale (Fig. 5-36 (b) e (c)).

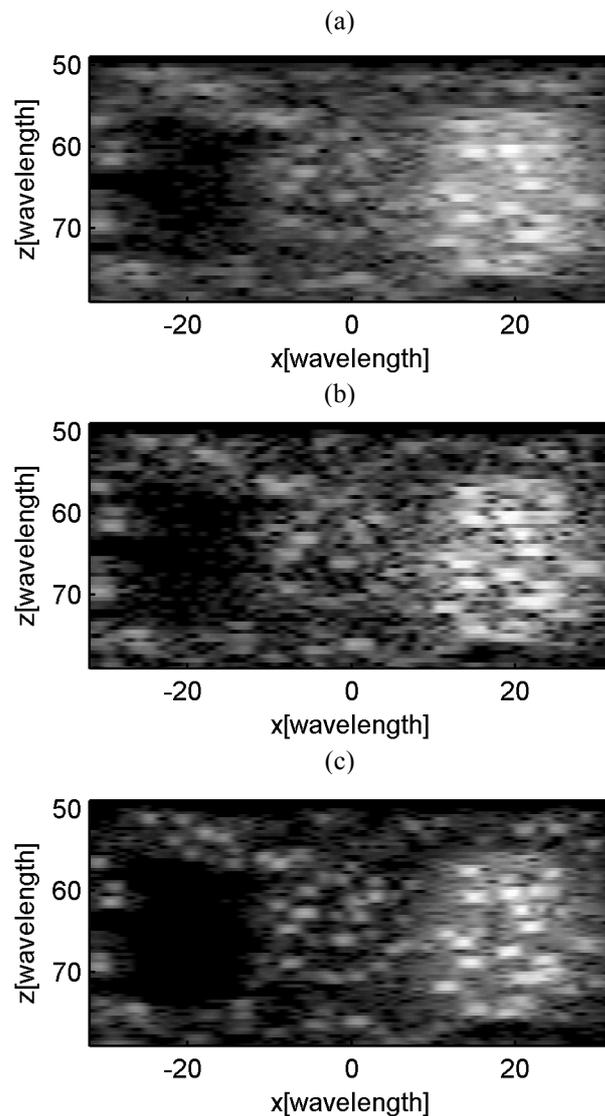


Fig. 5-35. Immagini *B-mode* nel piano $y=0$. (a) *criss-cross* array (50%) in modalità *criss*. (b) *criss-cross* array (50%) con doppio sparo. (c) *full 2-D* array. Il *phantom* è nel piano in focale è $z_f=2D$. La dinamica è pari a 60dB.

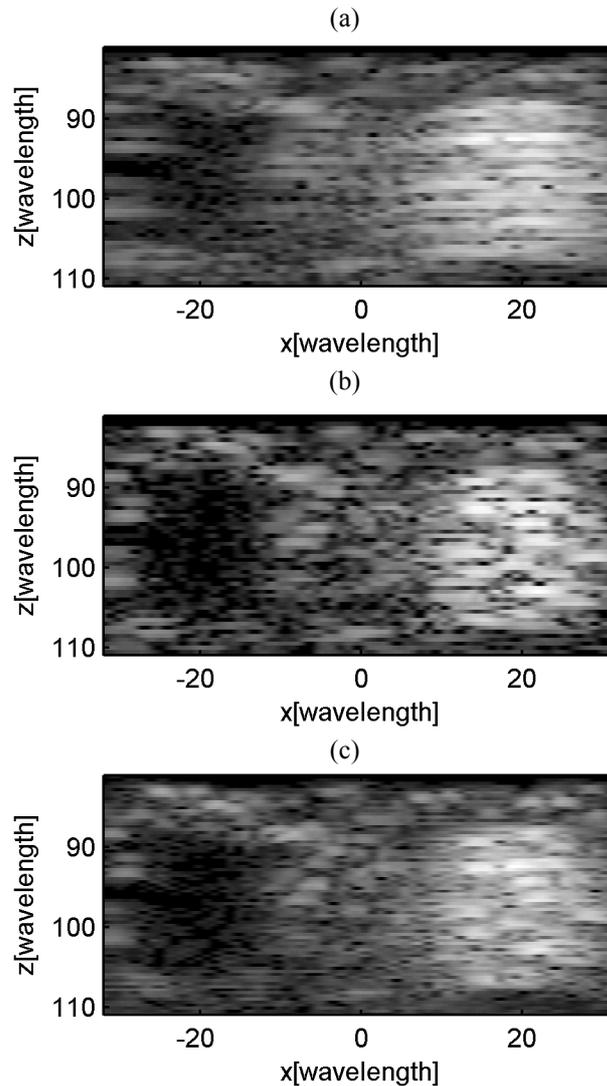


Fig. 5-36. Immagini *B-mode* nel piano $y=0$. (a) *criss-cross* array (50%) in modalità *criss*. (b) *criss-cross* array (50%) con doppio sparo. (c) *full 2-D* array. Il *phantom* è centrato in $(0,0,3D)$ mentre il piano in focale è $z_f=2D$. La dinamica è pari a 60dB.

Anche nel caso in esame l'impressione visiva è confermata dalla valutazione quantitativa della metrica calcolata (Tabella 5-5). In particolare, tutti i valori sono nettamente migliori rispetto al caso senza apodizzazione (riportati per riferimento tra parentesi). Inoltre, nella modalità a doppio sparo i coefficienti non solo sono prossimi a quelli dell'array *full 2-D* quando l'immagine è relativa al piano focale, ma sono uguali (sfera riflettente) o migliori (cisti anecoica) lontano dal fuoco.

Rapporto di contrasto	CR _A		CR _R	
	$z=2D$	$z=3D$	$z=2D$	$z=3D$
Posizione del <i>phantom</i>				
Modo <i>Cross</i> (50%) (32+32 elementi)	0.62 (0.49)	0.42 (0.32)	0.50 (0.45)	0.44 (0.40)
Doppio sparo (50%) (32+32 elementi)	0.70 (0.52)	0.59 (0.41)	0.55 (0.49)	0.49 (0.45)
<i>Full 2-D Array</i> (1024 elementi)	0.77	0.56	0.60	0.49

Tabella 5-5. CR delle immagini *B-mode* di Fig. 5-35 ($z=2D$) e Fig. 5-36 ($z=3D$).

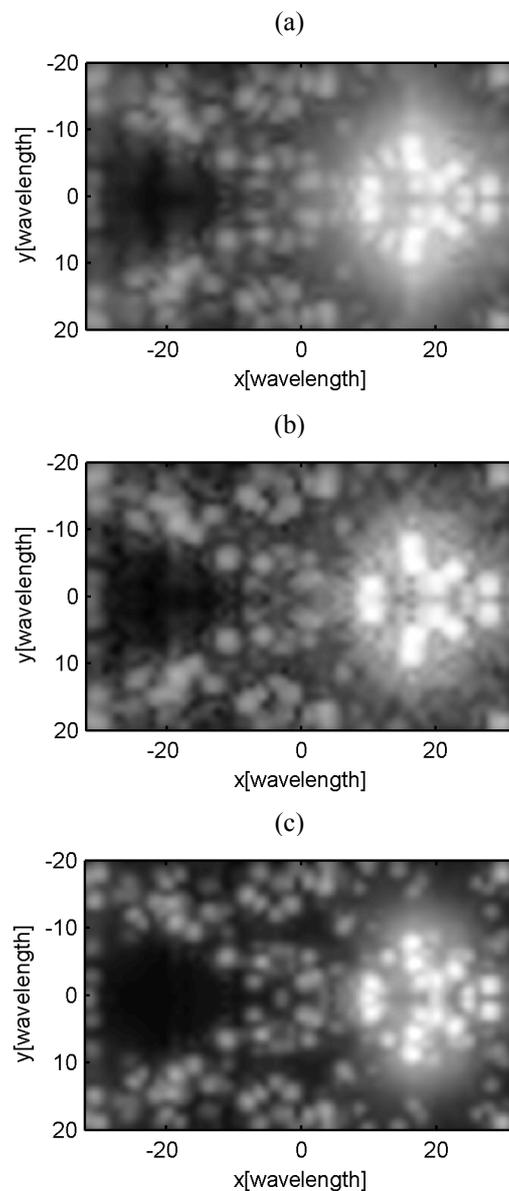


Fig. 5-37. Confronto delle immagini *C-mode* nel piano focale $z_f=2D$. (a) *criss-cross* array in modalità *cross*. (b) *criss-cross* array con doppio sparo. (c) *full 2-D* array. Il *phantom* è centrato nel piano in focale. La dinamica è pari a 60dB.

Per completezza sono state simulate le immagini *C-mode* nel piano focale (Fig. 5-37) e sono stati calcolati i relativi indici di contrasto (Tabella 5-6). Anche in queste condizioni si possono notare i miglioramenti, sia qualitativi che quantitativi, apportati dall'apodizzazione intra-elemento.

Rapporto di Contrasto	CR _A	CR _R
Modo <i>Cross</i> (50%) (32+32 elementi)	0.60 (0.46)	0.40 (0.31)
Doppio sparo (50%) (32+32 elementi)	0.68 (0.50)	0.47 (0.36)
<i>Full 2-D Array</i> (1024 elementi)	0.81	0.55

Tabella 5-6. CR delle immagini *C-mode* di Fig. 5-37.

5.4.3 Applicazioni multi-frequenza.

Attualmente, le sonde lineari per applicazioni *B-mode* utilizzano o frequenze di lavoro relativamente basse (tipicamente 3.5 MHz), con elevata capacità di penetrazione (6-10 cm), o frequenze di lavoro relativamente elevate (tipicamente 7 MHz), capaci di minore penetrazione (1-4 cm), ma di una migliore risoluzione assiale. Entrambi i tipi di trasduttori sono dotati di una lente acustica a fuoco fisso, ovviamente ottimizzata per le rispettive profondità di esplorazione. Un array *criss-cross* CMUT avente un centro-banda a 5 MHz ed una banda frazionale del 100% consente di operare sia a 3.5 MHz che a 7 MHz e di variare, al contempo, il fuoco anche in elevazione, ottimizzando, pertanto, il fascio acustico a qualsiasi profondità.

A titolo esemplificativo, in Fig. 5-38 sono riportati i risultati del confronto delle immagini sintetiche, ottenute simulando il funzionamento di una sonda lineare a 96 canali, dotata di lente acustica per focalizzare in elevazione alla distanza fissa $2D$ ($f\#=2$), e quello di un array *criss-cross*, dotato di 96 elementi lungo l'asse orizzontale (x) e di 32 elementi lungo l'asse verticale (y). Il *phantom* di prova è costituito da tre sfere riflettenti di raggio pari a 10λ , una

sola delle quali ha il centro sul piano di scansione orizzontale (xz). La distanza tra le superfici delle sfere fuori dal piano di scansione è di 20λ (Fig. 5-39). Il *phantom* è stato prima posto alla distanza $2D$ per ottenere le immagini (a) e (b) di Fig. 5-38; è stato poi traslato alla distanza doppia per confrontare il comportamento dei due array quando si focalizza lontano dal fuoco fisso determinato dalle lenti lineare meccanica. La scansione impiegata è di tipo lineare per entrambi gli array: 32 dei 96 elementi lungo l'asse x sono attivi contemporaneamente.

Come si evince dalla Fig. 5-38, l'*array* intrecciato presenta una risoluzione in elevazione pressoché costante alle varie profondità in quanto le sfere sulla sinistra non sono visibili; al contrario, la risoluzione dell'*array* lineare si degrada allontanandosi dal fuoco fisso determinato dalla lente acustica. In particolare, nella immagine (d) è evidenziato il contorno di un cerchio non desiderato (artefatto), dovuto al contributo delle due sfere fuori dal piano di scansione.

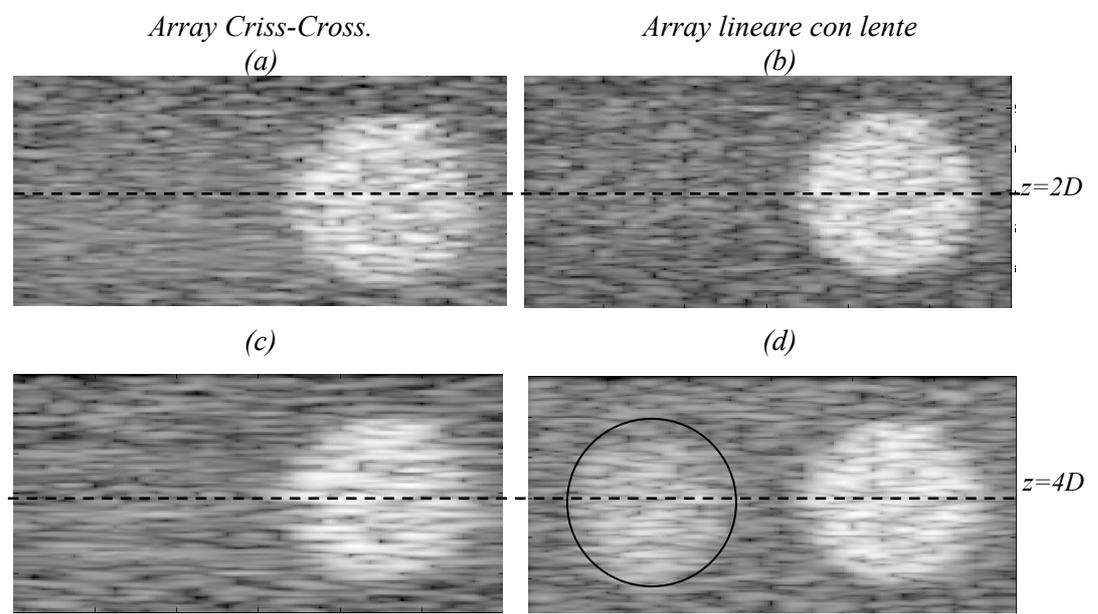


Fig. 5-38. Immagini B-mode. (a) e (b): *phantom* centrato nel punto $(0,0,2D)$. (c) e (d): *phantom* centrato nel punto $(0,0,4D)$. L'*array* lineare ha una lente per focalizzare in elevazione alla distanza $2D$.

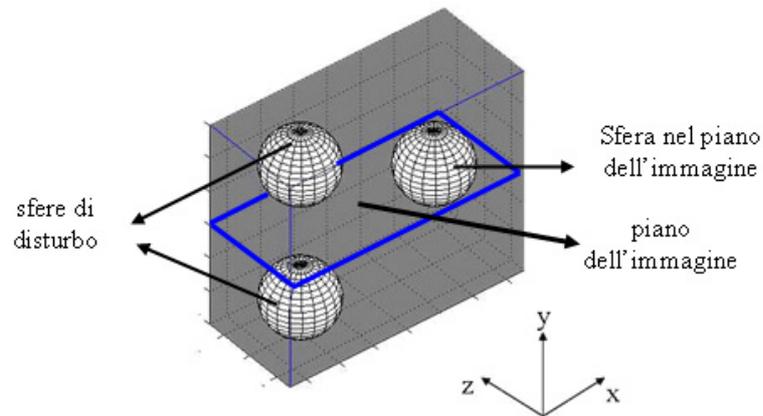


Fig. 5-39. *Phantom* sintetico utilizzato per valutare la sonda multi-frequenza. Le sfere bianche sono altamente riflettenti (20 volte lo *speckle*).

5.5 Conclusioni.

In questo capitolo, è stato dimostrato che, utilizzando una configurazione di due array lineari ad elementi incrociati (*criss-cross*), è possibile diminuire il numero di elementi di un array bidimensionale da N^2 a $2N$: in particolare, sono state ottenute immagini volumetriche di buona qualità, quando è stata utilizzata la configurazione a metallizzazioni e polarizzazioni multiple, che permette di definire un profilo di apodizzazione lungo la direzione principale dell'elemento (apodizzazione intra-elemento).

L'array *criss-cross* è particolarmente adatto per applicazioni in cui è richiesta una scansione rettilinea del volume di interesse: sono possibili due modalità di *beamforming*.

La prima strategia detta *cross* prevede di trasmettere con un array e di ricevere con l'altro. Il vantaggio principale di questa modalità è l'elevata velocità di acquisizione delle immagini, poiché è possibile applicare una strategia a ricezione multipla (*multi beams receiving mode*): in questo modo, l'intero volume di interesse può essere osservato con soli N spari. Lo svantaggio principale è la scarsa qualità della immagine ecografica lontana dal piano

focale, perché la focalizzazione dinamica in ricezione è possibile solo in elevazione.

La seconda modalità si basa su una strategia a doppio sparo che, riducendo i lobi laterali, permette di aumentare il contrasto e di migliorare la risoluzione anche lontano dal piano focale, grazie all'utilizzo di entrambi gli array lineari in ricezione. Lo svantaggio è legato al numero elevato ($2N^2$) di spari necessari per una scansione completa del volume di interesse.

Una possibile implementazione dell'array *criss-cross* dovrebbe prevedere entrambe le modalità di funzionamento: il modo *cross* può essere utilizzato per la generazione rapida di immagini volumetriche a bassa risoluzione, mentre la strategia a doppio sparo può essere selezionata dall'operatore quando è necessario incrementare la qualità della visualizzazione di una particolare regione di interesse.

In conclusione, la configurazione proposta rappresenta una valida soluzione per la realizzazione di sonde per sistemi ecografici tridimensionali a basso costo, grazie soprattutto alla semplicità del processo tecnologico di realizzazione ed alla minimizzazione della elettronica associata.

BIBLIOGRAFIA

- [1] T. Hayes, “Why Live 3D Echo?”, Philips Medical Systems, Doc. N. 4522 962 16101/795, online: <http://www.medical.philips.com/main/products>.
- [2] I. W. Lee, P. D. Wolf, and S.W. Smith, “A miniaturized catheter 2-D array for real-time 3-D intra-cardiac echocardiography”, *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 51, no.10, pp. 1334-1346, Oct. 2004.
- [3] D. Pretorius, N. N. Borok, M. S. Coffler, and T. R. Nelson, “Three-dimensional ultrasound in obstetrics and gynaecology”, *Radiol. Clin. N. Amer.*, vol. 39, no. 3, pp. 499–521, May 2001.
- [4] O. Oralkan, A. S. Ergun, J. A. Johnson., M. Karaman, U. Demirci, K. Kaviani, T. H. Lee, and B.T. Khuri-Yakub, “Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers: next generations array for acoustic imaging?”, *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 49, no. 11, pp.1596-1610, 2002.
- [5] S. Panda, C. Daft, P. Wagner, I. Ladabaum, P. Pellegritti, and F. Bertora, “Microfabricated Ultrasonic Transducer (cMUT) Probes: Imaging Advantages over PZT Probes,” in *Proc. WFUMB (hosted by AIUM) Conference*, Montreal, Canada, 2003.
- [6] G.S. Kino, “Acoustic Waves”, Englewood Cliffs, NJ Prentice Hall, 1987.
- [7] K. Kirk Shung, “Diagnostic Ultrasound: Imaging and Blood Flow Measurements”, Taylor & Francis Group, Boca Raton FL (USA), pp. 68-77, 2006.
- [8] K.E. Thomeniuos, “Evolution of Ultrasound Beamformer”, *IEEE Ultrasonic Symposium*, 1996.

- [9] R.N. Thurston and A.D. Pierce, "Ultrasonic Instrument and Devices-I", *Physical Acoustics*, Vol. XXIII, Academic Press, p.114, 1999.
- [10] J. Liu, N. Pagoulatos, and Y. Kim, "Ultrasound Spatial Coumpanding via Registration of 2D slices in 3D Volume", *2004 International UFFC Joint 50th Anniversary Conference*, pp 2189-2192, 2004.
- [11] R. Canals, G. Lamarque, and P. Chatain, "Volumetric Ultrasound System for Left Ventricle Motion Imaging", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 46. no. 6, pp.1527-1538, 1999.
- [12] H. Turnbull and F. S. Foster, "Beam Steering with pulsed Two-Dimensional Transducer Arrays", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 38, no. 4, pp.320-333, 1991.
- [13] S. W. Smith, G. E. Trahey, e O. T. Von Ramm, "Two Dimensional Arrays for medical ultrasound", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp-645-638, 1991.
- [14] B. Savord and R. Solomon, "Fully Sampled Matrix Transducer for Real Time 3D Ultrasonic Imaging", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp.945-953, 2003.
- [15] R. B. Peterson and J. Hutchins, "The iE33 intelligent echocardiography system", *Medica Mundi*, 48/3 2004/11, pp. 45-48, 2004.
- [16] S. Tezuka, S. Hashimoto, T. Togasaki, Y. Miyajima, and Y. Seo, "A Two Dimensional Array Probe that has a Huge Number of Active Channels", *IEEE Ultrasonic Symposium*, pp. 960-963, 2003.
- [17] J. D. Larson, "2-D Phased Array Ultrasound Imaging System with Distributed Phasing", US Patent 5229933, 1993.
- [18] B. D. Steinberg, *Principle of Apertures and array Systems Design*, Wiley, New York, 1976.
- [19] G. Cardone, G. Cincotti, and M. Pappalardo, "Design of wide band arrays for low-side lobe level beam patterns by simulated annealing",

-
- Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 49, no. 8, pp.1050-1059, 2002.
- [20] G. Cardone, G. Cincotti, P. Gori, and M. Pappalardo, "Optimization of wide band linear arrays," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 48, no. 4, pp. 943-952, 2001.
- [21] A. Austeng and S. Holm, "Sparse 2-D arrays for 3-D phased array imaging – design methods," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions.*, vol. 49, no. 8, pp.1073-1086, 2002.
- [22] A. Trucco, "Thinning and weighting of large planar arrays by simulated annealing," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions.*, vol. 46, no. 2, pp. 347-355, 1999.
- [23] A. Austeng, S. Holm, P. K. Weber, N. Aakvaag, and K. Iranpour, "1D and 2D algorithmically optimized sparse arrays", *IEEE Ultrason. Symp. Proc.*, vol. 2, 1997, pp. 1683-1686.
- [24] A. Austeng and S. Holm, "Sparse 2D arrays for 3D phased array imaging – experimental validation," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 49, no. 8, pp. 1087-1093, 2002.
- [25] B. D. Steinberg, "Comparison between the peak sidelobe of the random array and algorithmically designed a-periodic arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. AP-21, pp366-369, 1973.
- [26] G. R. Lockwood, Pai-Chi Li, M. O'Donnell, and F.S. Foster, "Optimizing the radiation pattern of sparse periodic linear arrays", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 43, no.1, pp. 7-14, 1996.
- [27] S. S. Brunke and G. R. Lockwood, "Broad-bandwidth radiation patterns of sparse periodic two-dimensional vernier arrays", *IEEE on UFFC*, vol. 44, no. 5, pp.1101-1109, 1997.
- [28] S. W. Smith, J. Henry, and G. Pavy, "High-speed ultrasound volumetric imaging system - Part I: Transducer design and beam steering",
-

Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions vol. 38 n.2, pp. 100-108, 1991.

- [29] W. Kuhl, G. Schodder, and F. Schroder, "Condenser transmitters and microphones with solid dielectric diaphragms for airborne ultrasonics", *Acustica*, vol. 4, pp. 520-532, 1954.
- [30] J. H. Cantrell, J. Heyman, W. Yost, M. Torbett, and M. Breazeale, "Broadband electrostatic acoustic transducer for ultrasonic measurements in liquids", *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 50, pp 31-33, 1979.
- [31] M. Haller and B.T. Khuri-Yakub, "A Surface Micromachined Electrostatic Ultrasonic Air Transducer", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 1241-1244, 1994.
- [32] P. Eccardt, K. Niederer, T. Scheiter, and C. Hierold, "Surface micromachined ultrasound transducers in CMOS technology", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 959-962, 1996.
- [33] I. Ladabaum, X. Jin, H. T. Soh, A. Atalar, and B.T. Khuri-Yakub, "Surface micromachined capacitive ultrasonic transducers", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 45, no. 3, pp. 678-690, 1998.
- [34] G. Caliano, R. Carotenuto, A. Caronti, M. Pappalardo, V. Foglietti, E. Cianci, L. Visigalli, and I. Persi, "CMUT Echographic Probes: Design and Fabrication Process", *IEEE Ultrasonic Symposium*, pp. 1067-11070, 2002.
- [35] G. Caliano, R. Carotenuto, E. Cianci, V. Foglietti, A. Caronti, A. Iula, and M. Pappalardo, "Design, fabrication and characterization of a capacitive micromachined ultrasonic probe for medical imaging", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 52, pp. 2259-2269, 2005.
- [36] G. Caliano, V. Foglietti, F. Galanello, A. Caronti, N. Lamberti, R. Carotenuto, and M. Pappalardo, "Micromachined ultrasonics transducers using silicon nitride membrane fabricated in PECVD technology", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 963-967, 2000.

-
- [37] E. Cianci, A. Schina, A. Minotti, S. Quaresima, and V. Foglietti, "Dual frequency PECVD silicon nitride for fabrication of CMUTs membranes", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 127, no. 1, pp. 80-97, 2006.
- [38] A. Savoia, G. Caliano, R. Carotenuto, C. Longo, P. Gatta, A. Caronti, E. Cianci, V. Foglietti, and M. Pappalardo, "Enhanced echographic images obtained improving the membrane structural layer of the CMUT probe", *Proc. IEEE Ultrasonic Symposium*, vol. 4, pp. 1960-1963, 2005.
- [39] G. Caliano, M. Pappalardo, A. Caronti, A. Minotti, V. Foglietti, E. Cianci, and A. Nencioni, "Surface Micromechanical Process for Manufacturing Micromachined Capacitive Ultrasonic Transducers and Relevant Micromachined Ultrasonic Transducer", Patent N° RM2005A93, PCT/IT2006/000126, 2005.
- [40] W.P. Mason, "Electromechanical Transducers and Wave Filters". Van Nostrand Company, New York, 1948.
- [41] D.T. Yeh, O. Oralkan, I. O. Wygant, M. O'Donnell, B.T. Khuri-Yakub, "3-D ultrasound imaging using a forward-looking CMUT ring array for intravascular/intra-cardiac applications", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 53, no. 6, pp.1202-1211, June 2006.
- [42] I. O. Wygant, D. T. Yeh, X. Zhuang, S. Vaithilingam, A. Nikoozadeh, O. Oralkan, A. Sanli Ergun, G.G. Yaralioglu, and B.T. Khuri-Yakub, "Integrated ultrasound imaging systems based on capacitive micromachined ultrasonic transducer arrays", *Sensors IEEE*, 30 Oct.-3 Nov. 2005.
- [43] J. A. Jensen, "Users' guide for the Field II program", Release 2.86/2001, disponibile online: <http://www.es.oersted.dtu.dk/staff/jaj/field>.
- [44] J.A Jensen, "Simulation of Advanced Ultrasound System Using Field II", *IEEE Intern. Symp. on Biomedical Imaging: macro to nano*, vol. 1, pp.636-639, 2004.

-
- [45] J. A. Jensen, "A model for the propagation and scattering of ultrasound in tissue", *J. Acoustic Soc. Am.*, vol. 89, pp. 182-191, 1991.
- [46] J. A. Jensen, "Linear Description on Ultrasound Imaging System", Notes for The International Summer School on Advanced Ultrasound Imaging, Technical University of Denmark, Release 1.01, July 1999.
- [47] A. Caronti, "Modellizzazione di trasduttori capacitivi microfabbricati per applicazioni ad ultrasuoni", Tesi di Laurea, Università di Roma Tre, 1999.
- [48] A. Caronti, D. Fiasca, G. Caliano, M. Pappalardo, and E. Cianci, "Experimental Study of Acoustic Coupling in CMUT Arrays by Optical Interferometry", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp.1960-1964, 2003.
- [49] A. Caronti, "Modeling, Design and Characterization of Capacitive Micromachined Ultrasonic Transducers (CMUTs)", Tesi di Dottorato, Università Roma Tre, 2003.
- [50] A. Caronti, R. Carotenuto, G. Caliano, and M. Pappalardo, "A finite element study of cross-coupling in 1-D CMUT arrays", on *IEEE Ultrasonics symposium*, pp.1059-1062, 2002.
- [51] A. Austeng, J.E. Kirkebo, and S. Holm, "A flexible Algorithm for Layout-Optimized Sparse cMUT Arrays," *IEEE Ultrason. Symp. Proc.*, vol. 2, 2004, pp.1266-1269.
- [52] F. J. Pompei. and E S. Wooh, "Phased array element shapes for suppressing grating lobes," *J. Acoustic Soc. Am.*, vol. 111, no. 5, pt.1, 2002.
- [53] O. Oralkan, A. S. Ergun, C. H. Cheng, J. A. Hohanson, M. Karaman, T. H. Lee, and B.T. Khuri-Yakub, "Volumetric Imaging Using 2-D CMUT Arrays", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 50, no.11, pp. 1581-1592, 2003.
- [54] J. T. Yen, J. P. Steinberg, and S. W. Smith, "Sparse 2-D Array Design for Real Time Rectilinear Volumetric Imaging", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 47, no. 1, pp. 93-110, January 2000.

- [55] T. L. Szabo, "Diagnostic ultrasound imaging: inside out", Elsevier Academic Press, 2004, pp. 178-198.
- [56] A. Macosvski, "Ultrasonic imaging using arrays", *IEEE Ultrason. Symp. Proc.*, 1979, pp. 484-496.
- [57] D. Fiasca, G. Caliano, A. Caronti, V. Foglietti, E. Cianci, and M. Pappalardo, "Interdigitated geometry transducer for optimising the irradiated acoustic beam", US Patent 20060007045 A1, Jan 12, 2006.
- [58] V. Murino, A. Trucco e C.S. Regazzoni, "Synthesis of Unequally Spaced Arrays by Simulated Annealing", *IEEE Trans. On Signal Processing*, vol. 44, no.1, 1996.
- [59] C. Daft, P. Wagner, S. Panda, and I. Ladabaum, "Elevation beam profile control with bias patterns applied to cMUT", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. 1578-1581, 2003.
- [60] C. Daft, P. Wagner, B. Bymaster, S. Panda, K. Patel, and I. Ladabaum, "cMUTs and electronics for 2D and 3D imaging: Monolithic integration, in-handle chip sets and system implications", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp.467-477, 2005.
- [61] K. A. Wong, S. Panda, and I. Ladabaum, "Curved Micromachined Ultrasonic Transducers", *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2003.
- [62] T. K Song and S. H. Chang, "Method and apparatus for forming ultrasonic three-dimensional images using cross array," U.S. Patent, 5901708, 1999.
- [63] L. S. Barabash, A.E. LaBarge, and A.T.M. Wang, "Ultrasound Apparatus for Three Dimensional Image Reconstruction", U.S. Patent. 5797845, 1998.
- [64] Kang-Sim Kim and T. K Song, "High Volume Rate 3-D Ultrasound Imaging Using Cross Array Based on Synthetic Transmit Focusing", *IEEE International UFFC Joint 50th Anniversary Conference*, pp.1409-1412, 2004.

- [65] C. E. Morton and G. R. Lockwood, "Theoretical Assessment of a crossed electrode 2-D array for 3-D imaging", *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp.968-971, 2003.
- [66] M. F. Bruce, M. A. Averkiou, D. M. Skyba, and J. E. Powers, "A generalization of Pulse Inversion Doppler", *IEEE Ultrasonic Symposium Proc.*, 1903-1906, 2000.
- [67] J. Kirkhorn, S. Frigstad, and H. Torp, "Comparison of Pulse Inversion and Second Harmonic for Ultrasound Contrast Imaging", *IEEE Ultrasonic Symposium Proc.*, 1897-1901, 2000
- [68] J. T. Yen and S.W. Smith, "Real-time rectilinear volumetric imaging", *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol. 49, no.1, pp.114-124, Jan 2002.
- [69] R. E. Davidsen, J. A. Jensen, and S.W. Smith, "Two dimensional random arrays for real time volumetric imaging," *Ultrasonic Imaging*, vol. 16, pp. 143-163, 1994.
- [70] I. Ladabaum, S. Panda, and C. Daft, "Microfabricated Ultrasonic Transducer Array for 3D Imaging and Method of Operating the Same", US Patent 2005/0119575 A1, 2005
- [71] D. Vilkomerson, J. Greenleaf, and V. Dutt, "Towards a resolution metric for medical ultrasonic imaging", *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, vol.2, pp.1405 – 1410, Nov. 1995
- [72] K. Ranganathan and W.F. Walker, "Cystic resolution: A performance metric for ultrasound imaging systems," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions*, vol.54, no.4, pp.782-792, 2007.

RINGRAZIAMENTI

Il primo doveroso, ma sentito ringraziamento va al prof. Massimo Pappalardo, che tre anni fa ha scommesso su di me permettendomi di partecipare e di contribuire al progetto ACULAB. La fiducia accordata, insieme alla sua cortese disponibilità, mi ha dato l'opportunità di fare un'esperienza unica, che sarà senz'altro utile nel proseguo della mia attività professionale.

Il secondo ringraziamento va agli ingg. Giosuè Caliano, Alessandro Caronti, Philip Gatta, Cristina Longo e Alessandro Savoia, *team storico* di ACULAB, per l'entusiasmo e l'amicizia, con i quali mi hanno accolto, e per il clima di fattiva collaborazione instaurato.

Ringrazio, poi, i miei genitori e mio fratello Christian con cui ho condiviso, seppure a distanza, questa ulteriore prova ed esperienza.

Infine, un ringraziamento speciale va ad Adele, che in questi ultimi tre anni mi ha costantemente supportato ed aiutato, con la sua pazienza, a conciliare gli impegni di lavoro con quelli di dottorato: grazie, soprattutto, per tutti i grigi week-end in casa ai quali ti ho costretto.