



**Università di Pisa**

---

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE  
Corso Di Laurea Magistrale In Ingegneria Delle Telecomunicazioni

**TESI DI LAUREA MAGISTRALE**

**CRITERI DI PROGETTO DI UN *PHASED ARRAY*  
PER APPLICAZIONI RADAR IN BANDA S**

Candidato:

**STV (AN) Gabriella Nastasia**

Relatori:

**Prof. Ing. Agostino Monorchio**

**Ing. Davide Bianchi**

**CC (AN) Rocco Soletti**

---

**Anno Accademico 2012-2013**

## INDICE

Indice .....	2
Scopo .....	3
Abstract.....	4
Abstract (English version).....	5
Ringraziamenti .....	7
Introduzione.....	9
1 Radar A <i>Phased Array</i> : Un Nuovo Protagonista .....	12
1.1 Il problema.....	12
1.2 La tecnologia .....	13
1.3 L'evoluzione: AESA .....	18
1.4 L'architettura del sistema .....	20
1.5 Subarrays .....	22
1.6 Tecnica monopulse .....	22
1.7 Digital beamforming .....	27
2 Stato Dell'Arte Della Tecnologia In Banda S.....	31
2.1 AN/SPY-1 (USA).....	31
2.2 SAMPSON (UK).....	34
3 Concetti Fondamentali .....	37
3.1 Teoria classica degli array .....	37
3.1.1 Array factor.....	39
3.1.2 Scanning .....	41
3.1.3 Mutual Coupling.....	46
4 Progettazione Dell'Array .....	48
4.1 Antenne a microstriscia .....	48
4.2 Progettazione degli elementi radianti .....	50
4.3 Progetto Array .....	54
4.3.1 Geometria dell'array.....	54
4.3.2 Pattern di elemento .....	57
4.4 Simulazioni e risultati.....	59

5	Progettazione feed network (beamformer) .....	65
5.1	Architetture dei <i>phased array</i> passivi.....	65
5.2	Considerazioni preliminari .....	67
5.3	Divisore di Wilkinson.....	68
5.3.1	Calcolo dei parametri S .....	69
5.3.2	Cifre di merito .....	71
5.4	Progettazione del divisore di potenza.....	72
5.5	Simulazioni e risultati.....	73
5.5.1	Divisore di potenza 2:1 .....	73
5.5.2	Divisore di potenza 4:1.....	79
5.6	Phase shifter.....	81
6	Prototipo.....	85
6.1	Misure e risultati .....	85
7	Sviluppo Futuro: <i>Pattern Reconfigurable Antenna</i> .....	93
7.1	Introduzione.....	93
7.2	Geometria dell'antenna e meccanismo di radiazione .....	94
7.3	Simulazioni e risultati.....	95
7.4	Uso di <i>Pattern Reconfigurable Antenna</i> nei <i>phased array</i> .....	97
	Conclusioni.....	100
	Bibliografia.....	103
	Appendice A – MATLAB script .....	105

## SCOPO

Il presente documento si propone di illustrare i risultati derivati dallo studio di un *phased-array* analogico operante in banda S (2-4 GHz), analizzandone sia l'antenna stessa che la rete di beamforming necessaria a formare il fascio. Le ottimizzazioni di entrambi i design sono state eseguite in ambiente Ansoft HFSS. Successivamente, a partire dalle simulazioni è stato costruito un primo prototipo di antenna, sul quale è stata effettuata una campagna di misura; i valori sperimentati sono stati quindi messi a confronto con quelli simulati e qui commentati.

## ABSTRACT

In questo lavoro di tesi, sotto la guida del *Microwave & Radiation Laboratory* del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Pisa e la supervisione dell'Istituto per le Telecomunicazioni e l'Elettronica (ITE) della Marina Militare "G. Vallauri" di Livorno, si sono affrontate le varie problematiche legate alla progettazione di un'antenna *phased array*.

L'interesse verso questa tipologia di antenne nasce dalla difficoltà per i sistemi radar imbarcati per la sorveglianza e la difesa aerea di nuova generazione di operare in un contesto in cui lo scenario operativo assume un profilo articolato e complesso, grazie anche alla presenza di target con proprietà *stealth* e velocità supersoniche non efficacemente rivelabili dai convenzionali radar imbarcati allo stato attuale. Una serie di studi svolti ha fatto evincere che si può trarre beneficio, in termini di scoperta e di tracciamento, proprio dall'impiego di sistemi radar a *phased array*. Questa emergente tecnologia offre infatti numerosi vantaggi: eliminazione degli errori e dei guasti associati allo spostamento meccanico dell'antenna; aumento del guadagno con conseguente miglioramento della scoperta; posizionamento pressoché immediato del fascio radar nella direzione voluta; generazione simultanea di fasci multipli e indipendenti, permettendo l'inseguimento contemporaneo di più bersagli; incremento netto della flessibilità di utilizzo del sistema, che può svolgere diverse funzioni allo stesso tempo, quali la sorveglianza, il tracciamento e l'illuminazione del bersaglio.

L'obiettivo del progetto si è focalizzato sul design, sulla fabbricazione e sul test di un'antenna array lineare operante in banda S, leggera, sottile, a basso profilo e che abbia una discreta capacità di scansione attraverso un *beamforming* di tipo analogico. Tale sistema radiante potrà essere utilizzato come *building-block* elementare (subarray) di un più complesso sistema radar planare 3D, combinando eventualmente uno step secondario di *digital beamforming*.

Particolare attenzione è stata data alle problematiche di adattamento e capacità di scansione. In un primo momento si è studiata l'antenna relativamente alla sola parte radiante, approfondendo dapprima il solo fattore d'array e proseguendo poi con l'analisi del fattore d'elemento specifico della tipologia di radiatore scelta. In seguito si è passati al

progetto della rete di alimentazione. Si è scelta una tipologia di alimentazione in parallelo utilizzando una serie di divisori di Wilkinson in microstriscia. Il design è stato poi ottimizzato in modo da essere adattato in ingresso e uscita, tenendo conto del successivo inserimento di *phase shifter* realizzati in tecnologia integrata (IC) tra alimentazione ed elemento d'antenna. Per la progettazione e ottimizzazione dell'antenna è stato usato il software commerciale Ansys HFSS.

A questo punto un primo prototipo d'antenna è stata realizzato e successivamente misurato. La campagna di misura ha visto dapprima coinvolta la sola antenna, poi il circuito di alimentazione con gli sfasatori, verificandone il corretto funzionamento dei chip al variare della tensione di controllo, e in ultimo la struttura totale del *phased array*. Sulla base dei risultati simulati, quelli ottenuti sperimentalmente sono stati confrontati e valutati.

Ulteriori sviluppi riguardanti il singolo elemento radiante, hanno infine dimostrato la possibilità di un aumento della capacità di scansione angolare e guadagno dell'intero sistema array: grazie al particolare design di antenna a microstriscia analizzato, si è raggiunta una scansione di oltre 45° sul piano direttivo dell'array. I risultati preliminari si mostrano promettenti nell'ottica futura di un ulteriore fase di sviluppo e ottimizzazione prestazionale del sistema.

## **ABSTRACT (ENGLISH VERSION)**

In this thesis, under the guidance of the *Microwave & Radiation Laboratory* (Information Engineering Department) of the University of Pisa and the Italian Navy's Institute for Telecommunications and Electronics (ITE) "G. Vallauri" in Livorno, I've addressed issues related to the design of a *phased array* antenna.

Interest in this antenna arises from the difficulty, for newly developed shipborne radar systems for surveillance and air defense, of operating in an articulate and complex scenario, due also to the presence of the target with stealth and supersonic speeds property, which at the moment cannot be detected effectively by conventional on board radars. A series of studies has showed that, in terms of detection and tracking, benefit can be obtained from the employment of phased array radar systems. In fact, this technology affords numerous advantages: the elimination of errors and subsequent failures due to the mechanical movements of the antenna; a gain increase within the beam, which leads to

improved detection; rapid beam-steering; generation of multiple beams independent and simultaneous of one another, and therefore the possibility of tracking multiple targets; a stark increase in the flexibility of the system, which at the same time can perform several functions such as surveillance, tracking and illumination of the targets.

The project focused on the design, the building of and tests on a low-weight, low profile, thin, S-band linear array antenna equipped with an analogical beamforming component of scanning capabilities. Such beaming apparatus may also be used as the elementary building-block (subarray) of a more complex 3D planar radar system, by adding one further, digital beamforming step.

Particular attention was paid to issues regarding the matching and scanning capabilities of the antenna. At first I studied the radiant element, analyzing the array factor, and then the element factor specific to the examined antenna. Successively, the focus shifted to the design of the feeding network. This is of the corporate-fed type that employs equal-split, multiple-stepped sections of the conventional Wilkinson microstrip power divider. The design then was optimized in order to match input with outputs, taking into account the insertion between the power network and the antenna of chip phase shifters. The antenna was designed and optimized using the commercial software Ansys HFSS.

A prototype of the antenna was built and later measured and tested out. The antenna was measured first; then the feeding network with the chip phase shifters, checking that the chips operate properly at variations in the control voltage; the whole array system was measured last. Experimental results were compared with and evaluated on the basis of theoretical simulations.

Future developments concerning the radiant element showed that it is possible to increase the array's gain and its angular scan capacity: indeed, the antenna reached a maximum angle of scan range of over 45 degrees. The results obtained seem promising in terms of a future development and optimization of the system's performance.

## **RINGRAZIAMENTI**

Si ringraziano l'Ing. Davide Bianchi per la collaborazione e per il prezioso e indispensabile contributo fornito a questo lavoro, il professor Monorchio e il C.C.(AN) Rocco Soleti per la supervisione fornita durante tutto il percorso di ricerca. Con loro, ringrazio tutto lo staff degli Istituti. Ringrazio inoltre la Marina Militare Italiana per il supporto finanziario fornitomi. Fondamentale come sempre il sostegno della mia famiglia in ogni momento di questi anni. In ultimo desidero ringraziare Filippo per la pazienza dimostrata nei momenti più grigi: senza di te, nulla sarebbe stato lo stesso.

AL NONNO LUCIO

## INTRODUZIONE

Le antenne *phased array* consistono in un sistema di antenna multipla, in cui la direzione di radiazione può essere governata elettronicamente, ovviando alla necessità di rotazione meccanica, ed il pattern rinforzato in una particolare direzione e soppresso in quelle indesiderate. Queste particolari capacità hanno permesso ai *phased array* di essere impiegati in una vasta gamma di applicazioni fin dal loro avvento. Sebbene le prime antenne array a scansione elettronica furono sviluppate per applicazioni di comunicazione elettronica, sono stati i sistemi radar militari i primi ad averne fatto un largo utilizzo. Alcune caratteristiche dei *phased array*, quali la scansione estremamente rapida, prestazioni a larga banda, la capacità di adattare il fascio per evitare jammer e clutter, costituiscono certamente dei vantaggi per i sistemi radar di nuova generazione installati che devono essere in grado di operare entro scenari con profili sempre più complessi e fronteggiare un attacco di saturazione da una forza ostile.

La formazione elettronica dei fasci rende possibile un utilizzo programmabile, con diverse modalità di illuminazione e di aggiornamento dei dati, dell'energia disponibile del radar *phased array* per lo svolgimento simultaneo delle funzioni di sorveglianza di superficie e aerea, di scoperta e acquisizione, di analisi meteo ed, in prospettiva, anche per applicazioni di difesa elettronica e di comunicazione. “La tecnica *phased array* permette quindi di progettare sistemi con capacità multifunzionali e di auto-adattamento all'ambiente, e apre interessanti prospettive di integrazione in un'unica antenna delle tre funzioni di base: radar, guerra elettronica e comunicazioni (*shared aperture*) e di configurazioni fisiche non più planari ma ‘conformi’ alla struttura della piattaforma.”[1]

Sono stati resi disponibili da parte dei Governi enormi investimenti per lo sviluppo di siffatti sistemi. Un esempio particolarmente significativo di radar *phased array* è rappresentato dal sistema statunitense a banda S AN/SPY-1, associato al sistema di combattimento AEGIS (*Advanced Electronic Guidance Information System*) e installato in origine sugli incrociatori lanciamissili della Marina Militare statunitense, classe Ticonderoga; progressivamente migliorato, è stato installato sui cacciatorpediniere classe Burke, nonché sulle fregate spagnole classe F-100. Fra le realizzazioni europee, si è affermato il radar di origine italiana EMPAR (*European Multifunction Phased Array Radar*), di tipo *phased array* con antenna rotante che opera in banda X: sistema

pienamente multifunzione, costituisce il sensore principale delle unità navali italiane e francesi tipo Orizzonte.

Tali ragioni hanno spinto ad intraprendere lo studio di un siffatto sistema. Benché il design di un *phased array* sia un vasto argomento ed un sistema abbastanza articolato costituito da centinaia o migliaia elementi e da diversi dispositivi, anche un semplice esempio, che includa le componenti più significative, può fornire indicazioni utili in molti dei problemi incontrati.

Con la pleora di pacchetti di progettazione elettromagnetica e documenti teorici disponibili è facile perdersi nella minuzia di un particolare punto di alimentazione, di una microstriscia o semplicemente nella matematica. Tuttavia, sono il dimensionamento dell'array, la spaziatura tra gli elementi, l'eccitazioni di ciascuno ed il loro mutuo accoppiamento, le principali caratteristiche che governano le prestazioni fondamentali di un'array. Guardando come ciascuno di questi aspetti influenza la performance del sistema e come interagiscono tra di essi si può ottenere una buona comprensione di come funziona un sistema *phased array*.

L'obiettivo del progetto si è quindi focalizzato sul design, sulla fabbricazione e sul test di un'antenna *phased array* lineare operante in banda S, leggera, sottile, a basso profilo e che abbia una discreta capacità di scansione. Tale sistema radiante potrà essere utilizzato come *building-block* elementare (subarray) di un più complesso sistema radar planare 3D.

La scelta della banda di funzionamento è avvenuta dopo un'analisi dei dati raccolti condotta dal CSSN-ITE, che ha fatto evincere un gap di produttività nella MMI di sistemi radar *phased array* operativi in banda S.

Viene quindi proposta l'analisi di un semplice design di *phased array* composto da 4 elementi in microstriscia con una frequenza centrale di 3.5 GHz pilotati da una feed network di tipo parallelo che utilizza divisori di Wilkinson e phase shifter analogici realizzati in tecnologia integrata. Dopo aver scelto la tipologia dell'elemento radiante, se n'è simulato e ottimizzato il design utilizzando il software full-wave 3D Ansys HFSS tramite la caratterizzazione della sua matrice di scattering. Analizzando l'array factor, si sono poi studiati i parametri fondamentali dell'antenna array, come la spaziatura tra gli elementi, gli effetti del mutuo accoppiamento e il range di scansione. Conclusa la parte radiante, si è passati alla progetto della rete di alimentazione già predisponendo l'inserimento tra essa e l'antenna di 4 sfasatori analogici necessari per l'operazione di beamforming. Sempre con l'ausilio di HFSS e di semplici codici MATLAB, si sono

verificate le prestazioni del *phased array* finale. Il prototipo è stato poi realizzato mediante tecnica fotolitografica e su di esso è svolta una campagna di misura atta a confermare i risultati ottenuti per via teorica.

L'esposizione degli argomenti è articolata come segue. Il primo capitolo illustra in dettaglio le potenzialità dei sistemi radar *phased array* ed il secondo ne introduce alcuni sistemi esistenti. Il terzo capitolo offre una breve introduzione dei *phased array* antenna e dei concetti fondamentali per l'analisi qui fatta. Il quarto e quinto capitolo sono dedicati alla progettazione della parte radiante e della rete di beamforming rispettivamente. Il sesto espone le fasi realizzative del prototipo d'antenna e presenta i risultati finali ottenuti sperimentalmente e confrontati con quelli simulati. Un ultimo capitolo offre delle valutazioni preliminari su di un eventuale secondo prototipo che, utilizzando una configurazione che sfrutta alcuni elementi parassiti, sembra ottenere un miglioramento prestazionale in termini di guadagno e range di scansione.

# 1 RADAR A *PHASED ARRAY*: UN NUOVO PROTAGONISTA

Il profilo di ingombranti array planari a bordo di UU.NN. è visibile da ben tre decenni ormai, a cominciare dall'introduzione della flotta del sistema AEGIS e più recentemente in espansione con gli attuali programmi di costruzione navale europei. A questo punto, si concorda ormai sul fatto che tali sistemi radar stanno per divenire un punto di riferimento non solo nei programmi di costruzione navale, ma anche nei vari rami militari.

Nella sezione navale, è stato anzitutto posto un primissimo interrogativo sia da parte del semplice osservatore che del contribuente: per oltre mezzo secolo UU.NN. munite di antenne con piattaforme meccaniche rotanti hanno raggiunto delle prestazioni abbastanza soddisfacenti, quale sarebbe perciò il motivo per il quale spender tempo e risorse per sostituirle con queste fisse, enormi e ultracostose? Dato che le forze navali di tutto il mondo devono rispondere a questa domanda scomoda in tempi nei quali gli stanziamenti di bilancio vengono costantemente ridotti, vale la pena dare un'occhiata più da vicino a questo radar *phased-array*: i principi alla base della sua tecnologia, le problematiche che è in grado di superare rispetto ai sistemi operativi del passato, le evoluzioni del presente e del prossimo futuro.

## 1.1 *Il problema*

Per i moderni sistemi di difesa aerea di bordo, il requisito più critico è la capacità di contrastare con successo attacchi che includono numerosi aerei e missili che convergono da più direzioni in stretto coordinamento, con la chiara intenzione di sopraffare la difesa dell'U.N.. La riuscita dell'ingaggio di ciascuno di tali obiettivi da parte del sistema di difesa richiede un tracciamento preciso affinché possa esser fornito al S.d.C. della nave un adeguato controllo del tiro. I convenzionali radar a scansione meccanica 2D o 3D possono raggiungere questo inseguimento correlando successivi echi radar per ogni target. Questa funzione, indicata come "*Track-While-Scan*" (TWS), viene di solito eseguita per più obiettivi allo stesso tempo (potenza di calcolo del sistema permettendo). Ovviamente, maggiore è la velocità di scansione del radar, più fitte saranno le informazioni di *tracking* per ogni bersaglio. Con questi radar, la velocità di rotazione dell'antenna e la frequenza di aggiornamento delle informazioni di *tracking* (data rate) sono ovviamente identici.

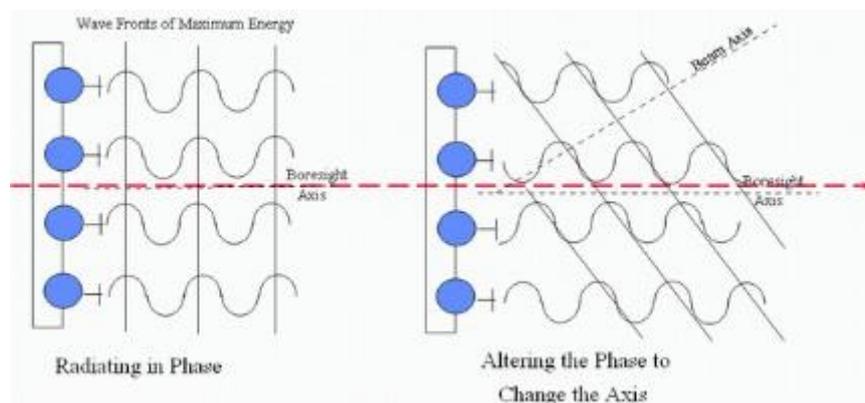
Tuttavia, la qualità dei dati richiesti per il controllo efficace delle armi antiaeree impone data rate molto elevati, di gran lunga superiori alle tipiche velocità di rotazione dell'antenna. Se non si riesce ad aumentare il data rate, obiettivi ad alta velocità e/o agilità sono praticamente impossibili da ingaggiare. La soluzione più ovvia, far ruotare l'antenna radar più veloce, comporta uno svantaggio significativo: nei *pulse-doppler* radar, la capacità di rivelare bersagli a lunga distanza è direttamente correlata all'e.m. complessivamente riflessa verso il ricevitore dal target (in dettaglio, è proporzionale al PRF del trasmettitore e al *dwell time*), perciò una rotazione veloce dell'antenna radar farà diminuire il tempo a disposizione per raccogliere l'energia riflessa che ne comprometterà notevolmente la portata. Questo pone il progettista del sistema davanti ad una scelta: accettare un degrado delle prestazioni a lungo raggio o avere uno scarso controllo del tiro.

Una possibile soluzione al problema, seguita per la maggior parte delle UU.NN. in corso, è quella di avere a bordo dei radar dedicati espressamente alla funzione di *tracking* (i cosiddetti radar del tiro). Questo ovviamente crea una netta separazione dei compiti: il radar di sorveglianza effettua una prima rivelazione dei bersagli e un inseguimento di bassa qualità, per passare poi questi dati al radar del tiro, che esegue un *tracking* ad alta precisione e guida le operazioni di *fire-control*. Mentre questa soluzione sembra adeguata per un attacco a singolo bersaglio, è invece gravemente svantaggiosa in uno scenario di attacco multiplo e su più fronti: poiché la capacità massima di target è uguale al numero di radar del tiro installati a bordo, con un numero limitato di sistemi, tipicamente 2 per fregate e cacciatorpediniere, 2-4 per incrociatori, è abbastanza facile sopraffare le difese della nave con più attacchi simultanei. Servirebbe chiaramente trovare un modo per fornire dati di *tracking* del bersaglio di qualità molto alta e allo stesso tempo essere in grado di fare ciò per un gran numero di bersagli senza sacrificare le prestazioni a lungo raggio. Proprio i radar a *phased array* si dimostreranno assai vantaggiosi a tal scopo (Skolnik, 2001), interallacciando la funzione di *tracking* con una funzione di sorveglianza più generale.

## **1.2 La tecnologia**

Il requisito per l'inseguimento di alta qualità di un gran numero di obiettivi in maniera simultanea impone essenzialmente l'abbandono della scansione meccanica: la necessità di un alto data rate significa che il fascio radar deve poter saltare tra obiettivi distanti fra loro quasi istantaneamente in modo da fornire gli aggiornamenti sul loro stato rapidamente, obiettivo impossibile per un'antenna a rotazione meccanica. Al contrario, ciò

è perfettamente possibile se la direzione del fascio radar è gestita elettronicamente, dove l'antenna è formata da più trasmettitori indipendenti, distanziati a intervalli regolari predefiniti. Per comprendere questo principio, si supponga di avere una antenna radar composta da alcuni trasmettitori regolarmente spaziatati in una certa direzione, con tutti i trasmettitori che emettono lo stesso segnale. Per ogni trasmettitore, il segnale segue il tipico andamento sinusoidale, con un valore minimo e massimo d'ampiezza. Naturalmente, essendo gli elementi trasmettitori vicini tra loro, vi è una forte interferenza ovviamente intenzionale: secondo il principio di interferenza costruttiva, l'energia e.m. ricevuta in un punto nello spazio e trasmessa da due o più elementi radianti ravvicinati è massima quando l'energia di ciascun elemento radiante arriva nel medesimo punto in fase. Questi punti di massimo, se uniti, formano un piano dimensionale apparente. L'asse del lobo principale dell'impulso trasmesso è sempre perpendicolare a tale piano apparente (fronte d'onda) del campo elettromagnetico generato dai trasmettitori.



**Figura 1.1 - Principio di funzionamento phased array.**

Ora, quando tutti gli elementi trasmettono con la stessa fase (come accade per le antenne a scansione meccanica), il piano del campo e.m. è parallelo a quello dell'antenna e il lobo principale punterà in direzione broadside. Alterando però la fase relativa dell'impulso e.m. su ogni trasmettitore, ossia facendo sì che alcuni dei trasmettitori sparino i loro impulsi leggermente in anticipo o in ritardo rispetto agli altri, i piani apparenti dell'onda e.m. si inclinano, permettendo al lobo principale di puntare in direzioni diverse, entro comunque i limiti massimi di scansione dell'antenna. Poiché si tratta di un'operazione elettronica, non meccanica, il puntamento del fascio principale è quasi istantaneo, soddisfacendo così la necessità di aggiornamento rapido delle informazioni dei target.

Inizialmente, il principio è stato applicato ai radar 3D a scansione meccanica. Questi utilizzano un'antenna formata da più guide d'onda fessurate orizzontali, ognuna delle quali costituisce un elemento di trasmissione indipendente. Alterando la fase dell'impulso a RF trasmesso da ogni guida d'onda, il fascio può essere orientato sull'asse verticale in modo da poter fornire i dati di elevazione sui diversi bersagli, lasciando però la scansione orizzontale dipendente dalla rotazione dell'antenna. Questa scansione monodimensionale è stata adottata quale misura intermedia a causa del costo elevato di trasmettitori indipendenti e del limitato stato dell'arte di quel periodo (anni '70-'80). Con la rapida diminuzione dei costi di tali trasmettitori, tuttavia, è diventato possibile realizzare un'antenna con più elementi indipendenti sia orizzontalmente che verticalmente. Ciò ha permesso di guidare il fascio radar su entrambi gli assi, eliminando del tutto la necessità della scansione meccanica.

La capacità di fornire un elevato *data rate* su un gran numero di bersagli ad un range sufficientemente distante non è l'unico vantaggio di un array a scansione elettronica. Altri vantaggi includono:

- **Multifunzionalità** – A causa del reindirizzamento quasi istantaneo del fascio principale, una singola unità radar è in grado di ottemperare a più funzioni contemporaneamente: sorveglianza aerea a lungo raggio, monitoraggio a basso rate di contatti sospetti, inseguimento ad alto rate di bersagli ostili e di illuminazione radar per la guida missilistica sulla forza nemica.

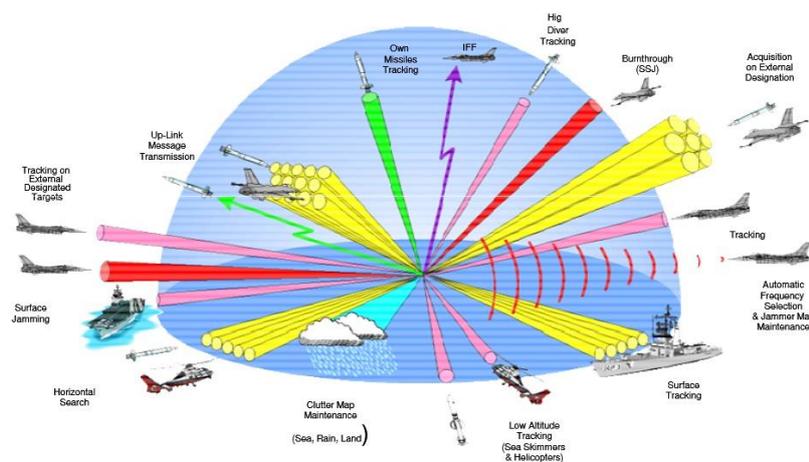


Figura 1.2 - Capacità multifunzionale del *phased array* radar.

Questi compiti richiederebbero tipicamente la cooperazione di vari radar a scansione meccanica. Questo consolidamento delle capacità è particolarmente importante quando sono presenti limiti superiori principali sulle dimensioni e spostamento dell'U.N., limitando così il numero di sensori installati;

- Multiplexing del fascio – Al rilevamento di un potenziale bersaglio, un sistema radar a scansione meccanica attende tipicamente un secondo impulso di ritorno, in modo da correlare i due echi, estrarre la traccia, le informazioni su velocità e accelerazione e avviare un nuovo processo di *tracking*. A seconda della velocità di scansione (in genere non molto veloce per la sorveglianza a lungo raggio), questo fa perdere tempo prezioso contro un aereo nemico o un missile. Inoltre, se per qualsiasi motivo il target non produce alcuna eco in una o più *sweep* durante il *tracking* (quando, ad esempio, l'aereo ingaggiato scende per un lasso temporale sotto l'orizzonte o è coperto anche per pochi secondi dietro un'isola o una catena montuosa), il radar potrebbe cancellare la traccia e inizializzarne una nuova. Questo significa che, un aereo nemico potrebbe far interrompere periodicamente l'inseguimento (perdita della LOS, *jamming*, ecc.) e avere una buona possibilità di avvicinarsi pericolosamente vicino senza essere stato tracciato correttamente e ingaggiato. Un radar a *phased-array*, al contrario, può aprire immediatamente una traccia dopo la rivelazione del bersaglio, poiché può immediatamente riposizionare il fascio su di esso invece di attendere la *sweep* successiva. Inoltre, nonostante anche questo radar possa essere ostacolato dalle stesse tecniche di disturbo, è in grado, al contrario, di contrastarle efficacemente: per esempio, il fascio principale può restare puntato sulla direzione dell'ultima rivelazione della minaccia (a scapito ovviamente della scansione su altri settori), in modo che quando il bersaglio (inevitabilmente) riapparirà, verrà immediatamente rivelato e la traccia riprenderà istantaneamente;
- Soppressione adattativa del clutter – Se, da un lato, il fatto che un radar *phased array* raggiunga un'alta precisione della stima della riflettività utilizzando tempi di osservazione molto brevi è una caratteristica assai vantaggiosa, dall'altro comporta una grande sfida. Come risultato di tempi di permanenza quasi istantanei, infatti, il filtraggio del *clutter* di terra o mare può risultare più problematico rispetto ad un radar convenzionale, in quanto i comuni filtri cancellatori dipendono da differenze

di correlazione temporale tra condizioni climatiche e segnali del *clutter* stesso. Tali differenze sono difficili da determinare con brevi tempi di sosta. Per questo, un radar *phased array* può sfruttare la correlazione spaziale di segnali relativi a "canali ausiliari" dedicati (per esempio progettati appunto per la cancellazione dei lobi secondari) per ridurre la contaminazione del *clutter* attraverso delle tecniche di *beamforming* adattativo. Queste tecniche possono inserire dei nulli nel pattern d'antenna lungo le direzioni dei segnali di *clutter* (Palmer et al., 1998; Cheong et al., 2006);

- SLL contenuto – Tutti i radar a scansione meccanica in genere creano fasci secondari altamente indesiderabili in aggiunta a quello principale prodotto. Array a scansione elettronica producono lobi secondari molto più bassi e quindi un po' meno vulnerabili;
- Stabilità – Come la maggior parte dei dispositivi elettromeccanici, gli array a scansione meccanica sono vulnerabili alla propria vibrazione e possiedono inoltre rigorosi requisiti di manutenzione per l'efficace funzionamento delle loro parti in movimento. Gli array elettronici, non avendo parti mobili, chiaramente non risentono di alcuna vibrazione propria; in più sono anche dotati di una migliore stabilità contro i movimenti della nave: laddove le antenne meccaniche hanno bisogno di sistemi complessi di stabilizzazione multiasse per compensare beccheggio e rollio, gli array elettronici semplicemente puntano il fascio principale tenendo conto dei movimenti;
- Resistenza a danni sub-sistema – I sistemi radar a scansione meccanica hanno in genere diverse deficienze insite nel loro disegno: ad esempio, se i servomotori per la rotazione dell'antenna subiscono un danno, il radar è fuori uso; così quando i servi di stabilizzazione hanno dei guasti, la qualità dei dati di *tracking* si riduce notevolmente. La scansione elettronica, pur non insensibile ai guasti sub-sistema o a danni subiti, è in genere più resistente ad essi. Questo è in parte una conseguenza della struttura modulare dell'antenna stessa e dell'indipendenza dei suoi elementi radianti: se uno di questi subisce danni o si guasta, gli altri possono tranquillamente continuare a operare. Ciò significa che qualora l'antenna perda una parte significativa dei suoi elementi, rimane comunque in grado di funzionare, anche se

ad una capacità ridotta (aspetto che verrà approfondito nel sottoparagrafo successivo);

- *Flessibilità tattica* – Le antenne a scansione meccanica sono progettate con un insieme di ipotesi operative, che a loro volta influenzano le specifiche tecniche: il radar trasmette un impulso ad una certa energia e frequenza, con un dato PRF, formando un fascio di una data larghezza (la dimensione fisica e forma dell'antenna radar vengono appunto decise sulla base di questi requisiti) e che ruota ad una certa velocità impostata (avendo un data rate fissato). Ora, che accade se la forza ostile utilizza una tecnica di *jamming* con caratteristiche diverse da quelli previste? Come si riflette sulle prestazioni il fatto di avere un *clutter* di terra o di mare maggiore del previsto? Che cosa succede se le circostanze tattiche richiedono un data rate superiore a quello standard? E se anni di effettivo impiego operativo dovessero mostrare che le specifiche tecniche desiderate sono diverse rispetto a quelle effettivamente realizzate? In qualsiasi di questi casi, l'hardware deve essere riprogettato e fisicamente ricostruito. I sistemi a scansione elettronica, pur avendo i propri limiti fisici per quanto riguarda potenza trasmessa, portata, ecc., sono molto più flessibili sul loro funzionamento all'interno di questi limiti: le caratteristiche tecniche sono in gran parte guidate dal software di controllo più che dall'hardware. Ciò significa che, modificando il codice del software, lo stesso hardware può essere modificato per adattarsi al nuovo scenario; aumenta così anche la flessibilità dell'impiego operativo, in quanto le caratteristiche del fascio trasmesso possono essere modificate *on-the-fly* per adattarsi alla situazione tattica. Ad esempio, in siti radar con orizzonti irregolari dovuti alla topografia o ad ostruzioni nei dintorni, gli angoli di elevazione del fascio potrebbero essere programmati per seguire il vero orizzonte: questo potrebbe apportare migliorie alla copertura a basso angolo, ridurre l'accecamento causato dal *clutter* di mare o terra e ridurre al minimo il tempo di scansione sprecato.

### ***1.3 L'evoluzione: AESA***

La tecnologia descritta finora presuppone un sistema composto da una serie di moduli trasmettenti, ma solo un modulo ricevitore, formando un unico fascio principale. Tali antenne sono spesso descritte come array a scansione elettronica passivi (*passive*

*phased-array*). Il passo successivo in questa tecnica è quello di rendere ciascuno dei trasmettitori un ricevitore a sé stante e quindi, in sostanza, costruire un'antenna formata da migliaia di indipendenti, benché coordinati, moduli trasmettitore-ricevitore (TRM). Tali sistemi sono denominati array a scansione elettronica attiva (AESA - *Active Electronic-Scan Array*). Questa tecnica richiede ovviamente un livello molto più elevato di integrazione elettronica ed è più costoso da sviluppare rispetto alla soluzione precedente. Tuttavia, i vantaggi giustificano pienamente i costi aggiuntivi e la complessità: invece di formare un singolo fascio principale, la presenza di più TRM permette la formazione di fasci multipli principali indipendenti, a cui, ad esempio, possono essere assegnati diversi angoli solidi da scansionare. Così, anziché avere un unico fascio principale condiviso tra le varie funzioni (sorveglianza, *tracking*, controllo del tiro, ecc.) e i vari bersagli, si è in grado di assegnare a ciascuno dei fasci una specifica funzione o far seguire permanentemente un target specifico, lasciando gli altri compiti e obiettivi dagli altri fasci. Questa capacità multifunzione apre ad altri potenziali utilizzi: per esempio, dal momento che è possibile trasmettere due o più segnali con caratteristiche completamente diverse in maniera simultanea, è perfettamente possibile sfruttare l'antenna radar anche come un potente *jammer*.

I sistemi attivi richiedono anche una minor potenza: ciascuno dei TRM può trasmettere un impulso a bassa potenza e.m., poiché i fasci vengono formati proprio dall'intersezione di questi impulsi, al contrario del potente impulso e.m. che deve essere invece trasmesso dal sistema passivo.

Questo sistema attivo gode anche di un'importante proprietà, conosciuta come *graceful degradation*. Poiché ogni elemento dell'array ha un proprio TRM e l'intero array è costituito da migliaia di tali moduli, ipotetici danni subiti su parte di essi non inciderebbero significativamente sulle prestazioni del radar. Un esempio teorico della degradazione prevista nel guadagno d'antenna per guasti ai TRM ubicati in maniera randomica è illustrato in figura. Le immagini superiori forniscono tre scenari con tre livelli di guasto (0 moduli guasti, 20% e 40% dei moduli guasti). Il grafo inferiore mostra il guadagno d'antenna nei tre casi, assunto peso uniforme tra tutti i moduli. Aumentando il numero di danni, il lobo principale chiaramente si abbassa, ma i nulli restano a livello accettabile e il SLL è conservato.[4]

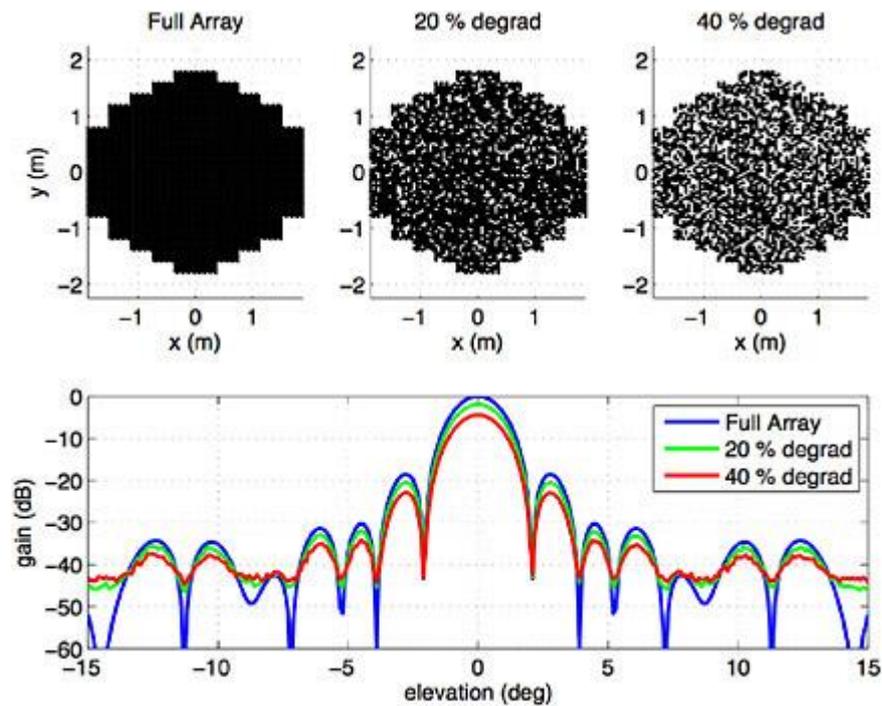


Figura 1.3 - Prestazione sistema in relazione al numero di TRM guasti. [4]

Eventuali guasti ai TRM potrebbero avere ulteriori e gravi effetti sulla capacità di polarizzazione, tuttavia, la forma generale del pattern è mantenuta. Danni a moduli in posizioni non casuali, o danni completi a interi *subarrays*, potrebbero però avere un effetto più significativo di quanto illustrato.

#### 1.4 L'architettura del sistema

Esistono differenti modi di configurare un sistema radar a *phased array*. Un metodo tradizionale consiste nell'usare un *phase shifter* ad alta potenza per ogni elemento dell'array, con un unico trasmettitore ad alta potenza ed un ricevitore per l'intero radar. Questo sistema è chiamato *array passivo*, in contrasto con quello conosciuto come *array attivo*.

Un *array attivo* ha un trasmettitore a bassa potenza per ogni suo elemento; vi è anche incluso, sempre per ogni elemento, un ricevitore, uno sfasatore, un duplexer ed un controllo, così come una sorgente di potenza a RF. In altre parole, il sistema a *phased array* attivo implica che esistono tanti sistemi radar in miniatura quanti sono gli elementi radianti. La costruzione dell'elettronica ad ogni elemento del radar può essere altamente integrata come modulo o usando la tecnologia MMIC (Monolithic Microwave Integrated

Circuitry). Questo sub-sistema è conosciuto come modulo ricetrasmittente (modulo T/R o TRM).

L'array passivo gode il vantaggio di essere generalmente meno costoso del sistema attivo; certo è che il costo non è l'unico criterio usato per decidere una particolare architettura. Vi sono fattori in favore dell'approccio passivo e fattori in favore di quello attivo, la scelta sul quale utilizzare dipenderà quindi da come si equilibrano i pro e i contro per la particolare applicazione.

Relativamente al costo, è stato osservato che spesso sia meno costoso raggiungere una potenza media utilizzando un trasmettitore ad alta potenza piuttosto che ottenere la stessa potenza combinando più sorgenti a bassa potenza. Inoltre, alle più alte frequenze delle microonde, i tubi a vuoto ad alta potenza in linea di massima sono più efficienti dei trasmettitori allo stato solido, utilizzati negli array attivi. Questi vantaggi di un singolo trasmettitore possono essere bilanciati dal fatto che in un array attivo la potenza in uscita dalle singole sorgenti è combinata nello spazio così da non averci alcuna perdita per la distribuzione di potenza al contrario di ciò che accade nel caso passivo. È chiaro perciò che gli sfasatori di un array passivo devono essere in grado di gestire potenze molto più alte, problema inesistente dall'altra parte. Le loro perdite sono dell'ordine di qualche frazione di dB, inferiori, tuttavia, alle perdite degli sfasatori usati nel caso attivo, dato che qui, lavorando a bassi livelli di potenza, è necessario aggiungere tra il phase shifter ed il radiatore degli amplificatori. Allo stesso modo in ricezione, le perdite introdotte dagli sfasatori nell'array passivo possono degradare la cifra di rumore del ricevitore; le stesse perdite per un array attivo sono meno rilevanti poiché i phase shifter sono preceduti da un LNA (low noise amplifier), determinante per la cifra di rumore.

Esistono varie architetture di reti di alimentazione che possono essere usate con gli array attivi, a seconda che il tapering d'ampiezza sia applicato nel beamformer o nel TRM, del grado di affidabilità richiesta e che l'array sia a banda larga o meno. Si sostiene che un'architettura distribuita in un array attivo può equalizzare l'effetto delle variazioni *pulse-to-pulse* di ampiezza e fase prodotte dai generatori di potenza a RF e pertanto incrementare l'*improvement factor* del MTI, migliorando la rivelazione dei target in movimento in presenza di clutter.

I fautori dell'array attivo dichiarano che una delle sue principali qualità sta nel fatto che la potenza totale del trasmettitore, di gran lunga inferiore a quella del caso passivo, è

tale da annullare le perdite dei phase shifter ad alta potenza e del sistema di alimentazione. Questo potrebbe rendere questo tipo di radar meno costoso dell'altro, se non fosse così considerevole il costo del TRM. I fattori dell'array passivo, d'altro canto, risponderebbero che l'alto costo dei TRM, specialmente alle frequenze più alte, e la bassa efficienza dei trasmettitori allo stato solido bilanciano le maggiori perdite del sistema passivo, rendendo in definitiva il radar a phased array attivo più dispensioso. Si potrebbe discutere a lungo su quale sia la tipologia migliore, ma la scelta, come già detto, dipenderà dalla particolare applicazione e dalle specifiche richieste dal sistema radar.

### **1.5 Subarrays**

Risulta talvolta conveniente suddividere l'array in subarray. Ciò può semplificare la fabbricazione e l'assemblaggio dell'array, fornire una banda del segnale più ampia e consentire l'uso di più trasmettitori, ottenendo in tal modo una maggiore potenza. Ciascun subarray può avere un proprio trasmettitore e ricevitore; oppure potrebbe essere altrettanto utile dare gli stessi comandi di orientamento del fascio ai corrispettivi elementi di ogni subarray. Data la loro natura discreta, la distribuzione della fase segue un andamento a gradini, con un livello per ogni blocco e ciò può dar luogo ai cosiddetti lobi di quantizzazione. Questi lobi possono essere ridotti sovrapponendo parzialmente i vari subarray o inserendo una piccola percentuale di randomizzazione alle fasi dei segnali.

L'ampia larghezza del fascio ottenuta grazie alla divisione in subarray si ottiene impiegando un elemento di ritardo variabile ad ognuno di essi. Nonostante tanti elementi di ritardo consentirebbero il funzionamento a larga banda, non sarebbe economicamente fattibile averne uno per ogni elemento radiante, specialmente se di un grande phased array; per cui, come compromesso, si preferisce associarli ai subarray.

Il termine subarray è stato applicato in passato, oltre che agli elementi d'antenna, anche alla rete di alimentazione di tipo parallelo (*constrained feed system*) per produrre i fasci somma e differenza in sistemi che utilizzavano la tecnica *monopulse*.

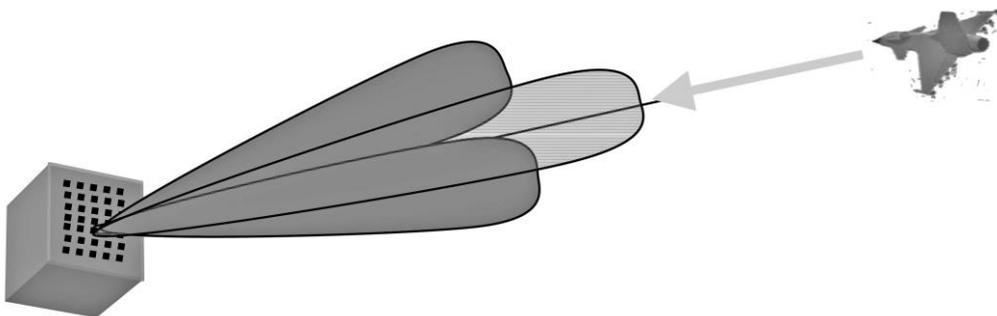
### **1.6 Tecnica monopulse**

Il *monopulse* è una tecnica radar ormai consolidata per la stima della posizione angolare di un bersaglio e si basa su un'approssimazione generale della stima a massima verosimiglianza (ML). Questa afferma che la stima angolare ottima è ottenuta scansionando l'antenna sul target e prendendo il massimo del segnale di questa scansione

come stima. Questa procedura richiede abbastanza tempo ed energia soprattutto se utilizzata con una fitta griglia di scansione e può essere anche imprecisa a causa delle fluttuazioni del bersaglio e del rumore. Per questi inconvenienti, nacque quindi un interesse verso quelle misurazioni accurate che richiedevano solo pochi impulsi di trasmissione. Un primo tentativo fu raggiunto con la scansione conica, una particolare tecnica di acquisizione che permetteva una semplice determinazione del massimo. Poi sono state inventate le tecniche monopulse che utilizzano un unico *snapshot* dei dati sfruttando diverse forme del fascio.

La tecnica monopulse è stata introdotta euristicamente creando tensioni di errore o angoli di fase da un sistema a due antenne. È stata investita una grande mole di lavoro per studiare diversi sistemi a due antenne (monopulse di ampiezza e fase, fascio somma e differenza, antenna monopulse a quattro quadranti, ecc.), sistemi comunque realizzati in hardware analogico. Il principio di funzionamento di tale tecnica viene riassunto di seguito.

Un sistema monopulse consiste tipicamente di due antenne identiche, separate da una certa distanza  $2d$  (monopulse di fase) oppure con lo stesso centro di fase ma con un angolo di squint  $\Delta$  tra i fasci (monopulse d'ampiezza), le cui uscite sono sommate per produrre un fascio somma e sono sottratte ottenendo un fascio differenza come mostrato in Figura 1.4.



**Figura 1.4 - Fascio monopulse.**

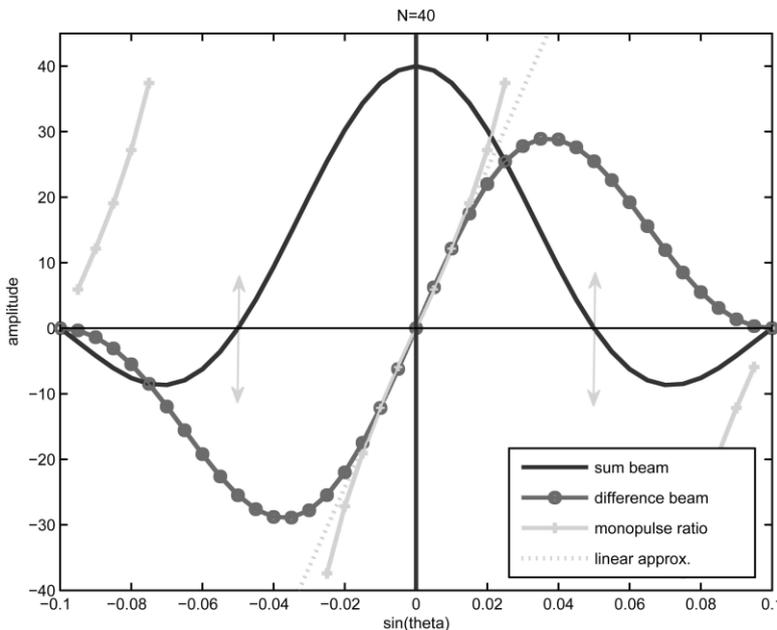
Se questa antenna esegue la scansione su un bersaglio, il fascio somma sarà massimo quando il bersaglio si trova esattamente nella direzione di puntamento  $u_0$ , mentre il fascio differenza avrà un nullo. Se il bersaglio ha un piccolo angolo di offset rispetto alla direzione  $u_0$ , il rispettivo valore del fascio differenza, detto tensione di errore, viene utilizzato per stimare la posizione angolare del target. La tecnica monopulse consiste

proprio nell'utilizzare il rapporto tra il fascio somma e il fascio differenza come tensione d'errore. Questo renderà l'andamento della funzione errore lineare e approssimativamente indipendente dall'ampiezza dell'eco del bersaglio ricevuta. Si può facilmente dimostrare la seguente relazione base per il monopulse d'ampiezza con angolo di squint  $\Delta$  (usando lo sviluppo di Taylor per la piccola deviazione  $\varepsilon = u - u_0$  e supponendo che il pattern elementare dell'antenna  $f$  sia simmetrico)

$$\frac{f(u - u_0 - \Delta) - f(u - u_0 + \Delta)}{f(u - u_0 - \Delta) + f(u - u_0 + \Delta)} \approx -\frac{f'(\Delta)}{f(\Delta)} \cdot (u - u_0) \quad (1.1)$$

Poiché l'angolo  $\Delta$  è fisso, il rapporto  $f'(\Delta)/f(\Delta) = \gamma(\Delta)$  ha una pendenza costante che dipende esclusivamente dal pattern elementare. Nel caso di monopulse di fase con due antenne separate da una distanza  $2d$ , le due uscite hanno la forma  $bf(u - u_0)e^{j2\pi d(u - u_0)}$  e  $bf(u - u_0)e^{-j2\pi d(u - u_0)}$  (trascurando il rumore ricevuto), dove  $b$  indica l'ampiezza complessa del segnale proveniente dal bersaglio. Pertanto il rapporto monopulse prende la forma

$$\frac{D}{S} = \frac{(e^{j2\pi d(u - u_0)} - e^{-j2\pi d(u - u_0)})}{(e^{j2\pi d(u - u_0)} + e^{-j2\pi d(u - u_0)})} = j \cdot \tan 2\pi d(u - u_0) \quad (1.2)$$

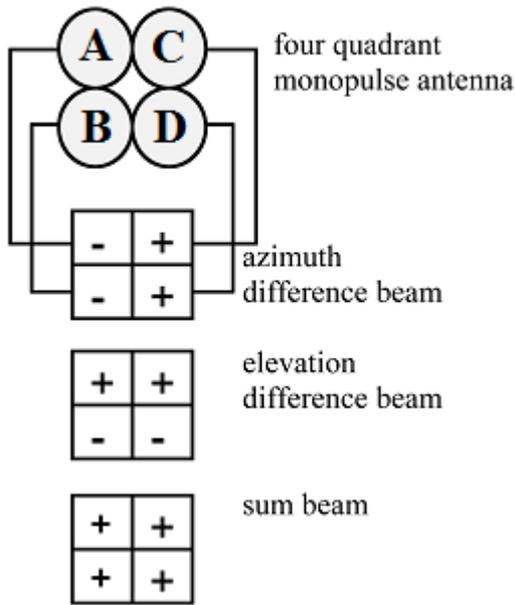


**Figura 1.5 - Fascio somma e differenza e rapporto monopulse risultante.**

che è ancora una funzione piuttosto lineare nell'intorno della direzione di scansione. Si prenda ora la parte immaginaria del rapporto monopulse per calcolare l'angolo. Per convenienza di notazione usiamo qui le componenti dei coseni direttori  $u$  e  $v$  invece degli angoli reali.

In Figura 1.5 sono mostrati i tipici fasci somma e differenza e il rapporto

monopulse risultante. In questo caso la pendenza del rapporto monopulse è stata scalata per essere comparabile alla pendenza del fascio differenza e confrontarne quindi il grado di linearità. Per riferimento viene anche indicata l'approssimazione lineare da una linea tratteggiata. Agli zeri del fascio somma corrispondono ovviamente i poli del rapporto monopulse.

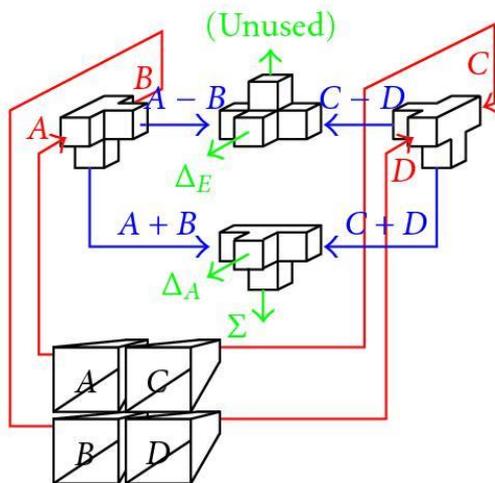


**Figura 1.6 - I quattro quadranti del sistema monopulse.**

Per la stima degli angoli di azimut ed elevazione, viene applicata questa procedura indipendentemente in entrambe le direzioni (in sequenza o simultaneamente). Ciò si traduce in un sistema monopulse costituito da quattro antenne identiche, i cui fasci sottratti a coppie, producono i fasci differenza in azimut ed elevazione e danno quindi una misura angolare lungo entrambi i piani. Questa è la classica antenna monopulse a quattro quadranti, indicata in Figura 1.6. Il sottosistema di ricezione a RF è

dotato di una rete di ibride. All'uscita di tale rete si può disporre dei tre segnali  $S$ ,  $D_{az}$ ,  $D_{el}$ , combinazioni lineari dei 4 segnali provenienti

dai 4 fasci, come mostrato in Figura 1.7



**Figura 1.7 - Combinazione fasci di ingresso per la stima della posizione.**

$$S = \frac{1}{2}(A + B + C + D)$$

$$D_{az} = \frac{1}{2}((A + B) - (C + D))$$

$$D_{el} = \frac{1}{2}((A + C) - (B + D))$$

La direzione stimata del target lungo il piano azimutale  $u$  e lungo quello di elevazione  $v$ , quando l'antenna punta verso  $(u_0, v_0)$ , è data da

$$\begin{aligned}
 u &= u_0 - \gamma_{az} \operatorname{Im} \left\{ \frac{D_{az}}{S} \right\} \\
 v &= v_0 - \gamma_{el} \operatorname{Im} \left\{ \frac{D_{el}}{S} \right\}
 \end{aligned}$$

(1.3)

dove  $\gamma_{az}$  e  $\gamma_{el}$  sono costanti determinate dai parametri d'antenna.

Il fatto che ora il rapporto monopulse non sia più puramente immaginario è stato utilizzato come indicatore di bersagli multipli. Spesso i coefficienti dei segnali differenza di azimut e elevazione  $(1,1,-1,-1)^T$  e  $(-1,1,-1,1)^T$  per i quattro quadranti sono stati combinati in un unico peso complesso  $(1-j, 1+j, 1-j, -1+j)^T$ , che come risultante producono un rapporto monopulse complesso, chiamato monopulse circolare. Ciò consente di risparmiare una rete di beamforming, purtroppo molto sensibile al rumore del ricevitore, e alle perdite da esso derivate, e ai bersagli multipli.

Nell'antenna monopulse classica i fasci somma e differenza (e talvolta il rapporto monopulse) vengono generati in maniera analogica. Qui i principali problemi pratici sono la realizzazione di due antenne uguali (parabole o strutture multi horn), tali che il fascio differenza ha esattamente il suo nullo nella direzione di puntamento dell'antenna, e la loro calibrazione, determinante per la pendenza del rapporto monopulse e quindi per la conversione della tensione d'errore nella misura angolare. Per una antenna rotante, i diversi angoli di scansione forniscono già di per sé questi fasci disassati, tuttavia misurati in modo sequenziale. Si può per questo caso derivare una procedura tipo monopulse di stima dell'angolo in base ai valori del pattern campionato.

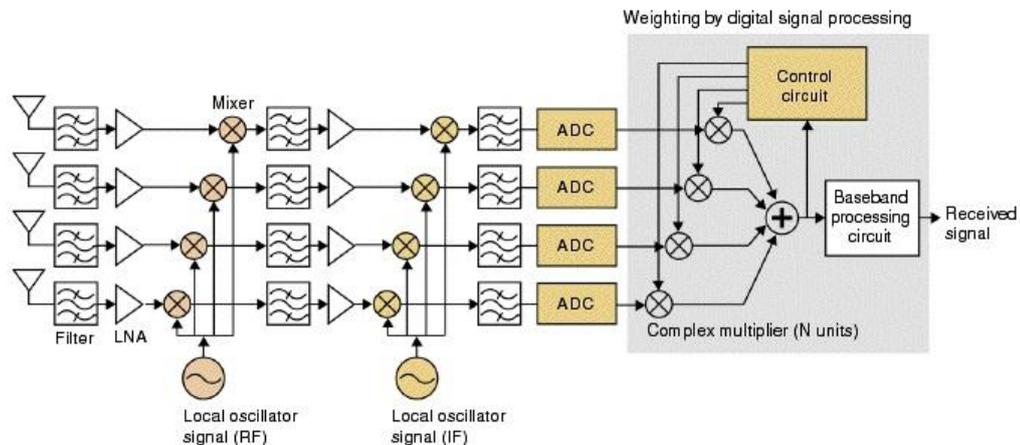
Con l'avvento delle antenne phased array, si possono ora elaborare forme d'onda campionate nello spazio e nel tempo. Se tutti i dati fossero disponibili in digitale, si potrebbe implementare la stima ottima ML grazie ad una massimizzazione numerica non lineare tramite software. Tuttavia, le antenne radar spesso devono avere un elevato guadagno e questo lo raggiungono con array costituiti da migliaia di elementi. Tra le tante ragioni, soprattutto l'enorme costo impedisce la realizzazione di un'array con i segnali di output di ogni suo elemento immediatamente digitalizzati. Così, con i phased array è interessante l'utilizzo di metodi sub-ottimi di stima angolare abbastanza radipi, come il monopulse, basati su un'opportuna ottimizzazione del sistema in subarray. Molti sistemi

radar *phased array* di oggi, per lo più, adattano le tecniche monopulse classiche (ad esempio, l'antenna monopulse a quattro quadranti) direttamente alla topologia delle antenne a schiera.

### ***1.7 Digital beamforming***

Pressoché tutti i moderni sistemi radar a *phased array* utilizzano una sorta di spostamento digitale della fase del segnale per formare un fascio; ma il termine *digital beam-forming* (DBF) generalmente sta ad indicare qualcosa di diverso, ossia la formazione di fasci multipli in ricezione digitalizzando le uscite da tutti gli elementi d'array riceventi e combinandole mediante un processore digitale. Sebbene un singolo fascio può formarsi in questa maniera, il *digital beamforming* viene preso in considerazione quando si richiedono fasci multipli, simultanei e direttivi. Quando il DBF è impiegato per generare dei fasci multipli in ricezione, l'antenna trasmittente deve avere una banda ampia da coprire la stessa regione angolare dei fasci totali con cui si può ricevere. Gli output dai fasci ricevuti possono essere processati in parallelo dal sistema.

La configurazione base di un'antenna array con DBF è impostata come segue. Dietro ogni elemento radiante è posto un ricevitore il cui segnale analogico viene digitalizzato da un convertitore A/D. Questo è il componente critico di tutta la catena, in quanto da lui dipendono i limiti sulla banda del sistema e il *dynamic range*. Più bassa è la frequenza in cui il convertitore opera, maggiore sarà la sua dinamica e la sua banda. Per tal ragione, il segnale d'ingresso al ricevitore è generalmente scalato ad una frequenza più bassa, filtrato e amplificato ad un livello di potenza adatto al convertitore. I ricevitori devono essere strettamente adattati fra loro in modo che sia mantenuta l'ampiezza e la fase relativa dei segnali di ciascun elemento. Se si vuol utilizzare un'illuminazione non uniforme (per ridurre, ad esempio, il SLL), possono essere applicati all'uscita (digitale) di ciascun elemento dei pesi d'ampiezza ed i nuovi segnali saranno combinati nel processore per formare il fascio d'antenna. Se viene applicato un peso di fase lineare, il fascio appare come se fosse stato orientato in una direzione angolare diversa. In questo modo il processore digitale può produrre una pluralità di fasci riceventi, orientato ciascuno verso una direzione diversa. È beninteso che il processore non riesce (attualmente) a formare il fascio d'antenna in aria; il pattern è chiaramente ottenuto come variazione della risposta in uscita del processore in funzione dell'angolo.



**Figura 1.8 - Architettura del DBF.**

Dato che il rapporto segnale-rumore dipende strettamente dall'uscita di ogni ricevitore, non vi è alcuna perdita nel SNR quando si manipolano le uscite digitalizzate per formare i fasci. Il DBF quindi non soffre delle stesse degradazioni di cui risente invece l'*analog beamforming*.

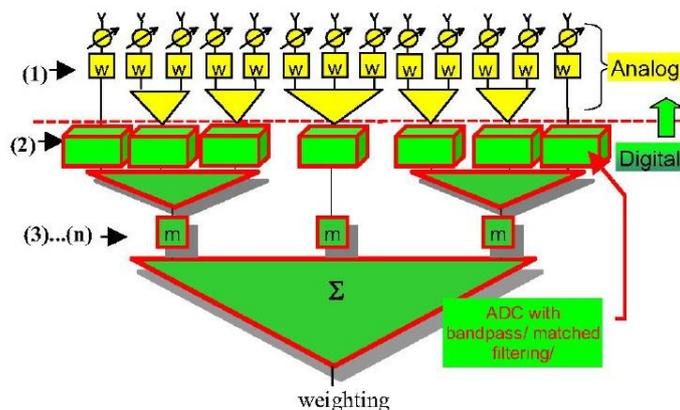
L'operazione eseguita consiste in sostanza nel prendere gli output di ogni elemento, applicar loro un peso complesso (ampiezza e/o fase) e quindi sommarli per ottenere il segnale d'uscita, la cui forma è simile ad una trasformata di Fourier digitale. Quando i pesi di fase sono espressi come angoli di puntamento del fascio  $\theta_0$ , il segnale in uscita dal *beam former* di un array di N elementi in funzione di  $\theta$  è rappresentato da

$$g(\theta, \theta_0) = \sum_{n=1}^N a_n s_n \exp \left[ j2\pi n \left( \frac{d}{\lambda} \right) (\sin \theta - \sin \theta_0) \right] \quad (1.4)$$

dove  $a_n$  rappresentano i pesi (di ampiezza per il controllo dei fasci secondari),  $s_n$  è l'uscita dell'elemento n-esimo. In tal modo, possono esser formati  $M (\leq N)$  fasci multipli. A ciascuno di questi fasci, corrisponde una sequenza temporale di numeri digitali a cui corrisponde il segnale temporale ricevuto per ogni puntamento del fascio.

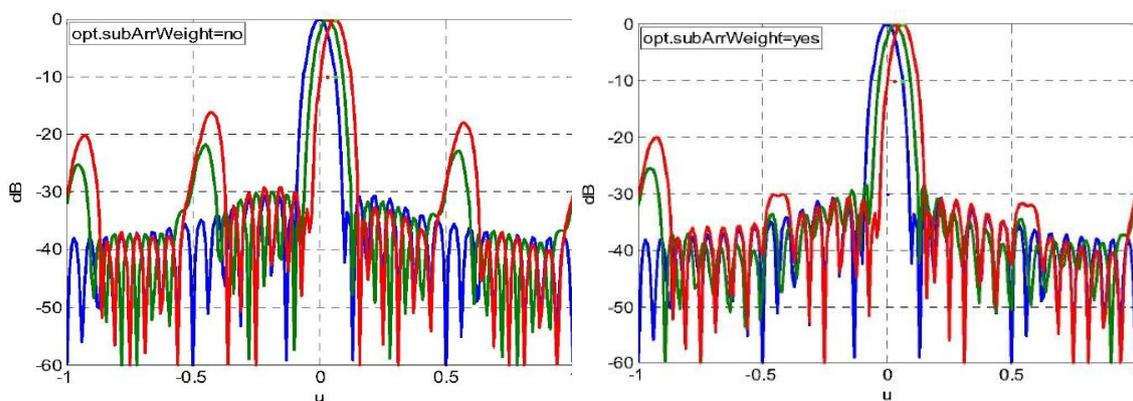
Per assicurare l'assenza di *grating lobes* all'interno del settore di copertura, occorrono molti canali riceventi: al limite tanti quanti sono gli elementi radianti. Nelle realizzazioni pratiche il numero di elementi radianti è molto elevato (tipicamente dell'ordine delle migliaia), per cui il costo e gli ingombri di tanti canali impediscono la realizzazione di soluzioni di *beamforming* completo. Per la riduzione del numero dei canali

riceventi, interessante è la tecnica di combinazione degli elementi secondo subarray.



**Figura 1.9 – DBF con subarray.**

La tecnica consente la scansione di settori limitati e l'illuminazione viene perciò concentrata nel settore angolare di interesse. In particolare, durante la ricezione vengono sommati gli elementi radianti facenti parte del subarray  $k$ -esimo, il cui fascio contenga quel particolare settore di scansione. Successivamente il segnale di ogni subarray è quindi combinato con gli altri per formare i fasci stretti lungo tutto il settore di illuminazione. Nasce però un problema: questi subarray si possono considerare come gli elementi di un nuovo array, i cui centri di fase sono però distanziati più di mezza lunghezza d'onda. Ciò sembrerebbe riportare agli effetti di grating lobes appena discussi. Essendo che l'efficienza del processo digitale di formazione del fascio è strettamente legata alla configurazione dei subarray, la soluzione al problema potrebbe provenire da una sua ottimizzazione. Infatti è dimostrato che la sovrapposizione parziale dei subarray è in grado di migliorare le prestazioni (in termini di grating lobes) rispetto a quelle ottenute con assenza di



**Figura 1.10 Prestazione DBF con (a) subarray non sovrapposti, (b) subarray parzialmente sovrapposti.**

sovrapposizione ovvero sovrapposizione totale dei subarray, come i grafici di Figura 1.10 evidenziano.

I principali vantaggi di sistemi radar che utilizzano un DBF sono:

- *auto-calibrazione e correzione degli errori* – Gli errori di ampiezza e fase che possono aversi nella parte analogica del ricevitore del DBF sono facilmente compensati in quella digitale, inserendo un preciso segnale a RF sul *front-end* di ogni ricevitore che funge da riferimento per correggere fase ampiezza di ciascun elemento.
- *lobi secondari bassi* – La possibilità di auto-calibrare digitalmente l'array consente di ottenere lobi laterali bassi dopo il processo digitale e, tra l'altro, compensare gli effetti del mutuo accoppiamento.
- *nulli adattabili* – La flessibilità del DBF permette di posizionare dei nulli nel pattern d'antenna lungo, ad esempio, le direzioni in cui è presente una sorgente di rumore, di clutter o un disturbo intenzionale. I valori nulli sono ottenuti utilizzando uno o più fasci dedicati specificatamente a questo scopo.
- *correzioni a seguito di elementi danneggiati* – Il guasto completo di un numero sufficientemente grande di elementi d'antenna può seriamente degradare le prestazioni del sistema. Tuttavia, il DBF può compensare la perdita degli elementi operando, con delle semplici operazioni lineari, sulle uscite di un gruppo di elementi integri.
- *multifunzionalità simultanea* – Grazie al DBF, un radar *phased array* riesce a svolgere diverse funzioni allo stesso tempo piuttosto che in maniera sequenziale.
- *data rate flessibili* – Essendo appunto un radar multifunzionale, ha bisogno di data rate variabili a seconda della situazione in cui opera; a grandi distanze, un data rate elevato non è necessario per la sorveglianza, al contrario, è fondamentale per piccole distanze quando si sta inseguendo un bersaglio o un'arma.
- *minore probabilità di intercettazione* – Per ridurre la rilevabilità del radar da parte di un'intercettazione nemica, la sua potenza di picco dovrebbe essere più bassa possibile e l'energia radiata dovrebbe essere diffusa su un ampio settore angolare, su un'ampia banda frequenziale e per un intervallo di tempo abbastanza lungo. Il DBF riesce in tutto questo, per lo meno quando non è richiesto un fascio altamente direttivo in trasmissione.

## 2 STATO DELL'ARTE DELLA TECNOLOGIA IN BANDA S

### 2.1 AN/SPY-1 (USA)

Il radar AN/SPY-1 fa parte del sistema di combattimento Aegis installato in origine sugli incrociatori lanciamissili della Marina Militare statunitense, classe Ticonderoga; nelle sue versioni migliorate, è stato installato sui cacciatorpediniere classe Burke, nonché sulle fregate spagnole classe F-100. Originariamente concepito come un sistema di difesa aerea, il sistema Aegis su molte navi della marina militare è stata o sta per essere aggiornato per includere una capacità di difesa antimissile balistico (BMD). Quattro diverse versioni del Aegis SPY-1 radar sono attualmente dispiegate sulle navi americane. Lo SPY-1 era una versione di prova del radar che non fu mai distribuito. Il SPY-1A è attualmente distribuito su due incrociatori più antichi ancora in servizio (cinque incrociatori precedenti sono già stati ritirati). Queste due navi non sono tra i sette previsti per la pensione nei prossimi anni, né hanno ricevuto aggiornamenti BMD. Il SPY-1B viene distribuito sui quindici successivi incrociatori. La versione 1B ha una nuova antenna, con molto migliori caratteristiche sidelobe, che è importante quando si opera in un ambiente con clutter, come i radar Aegis devono spesso fare. Il SPY-1B ha anche circa il doppio della potenza media della versione 1A e altri miglioramenti. L'aumento di potenza è stato ottenuto aumentando il fattore di utilizzazione del radar senza cambiare la sua potenza di picco.



**Figura 2.1 - Cacciatorpediniere DDG-74, U.S.S. McFaul con visibili due facce dell'antenna.**

Ogni SPY-1 radar ha quattro facce di antenna, ogni coprono poco più del 90° in azimut. Nel 1A e 1B versioni su incrociatori, ci sono due trasmettitori, ciascuno multiplati tra le due facce di antenna su ciascuno dei due tughe.

Il SPY-1D viene distribuito sui primi 40 distruttori. E' molto simile alla versione 1B, tranne che un trasmettitore è usato per guidare tutte e quattro facce radar, tutti situati su una tuga. Tutti i sistemi US Aegis che sono state adattati per l'uso della capacità BMD hanno la versione 1B o 1D.

Il SPY-1D (V) versione (il radar "littoral warfare") viene distribuito sui successivi cacciatorpediniere Aegis, iniziando con DDG-91 nel 2005. Questo aggiornamento aggiunge una serie di forme d'onda per una migliore reiezione del clutter e spostando il rilevamento obiettivo di migliorare la capacità del radar Aegis in ambienti con terreno e clutter in prossimità della superficie. La potenza media del trasmettitore è aumentat (di almeno il 33%) e ha anche aggiunto una funzionalità a doppio raggio che le ha consentito di mettere fuori due fasci contemporaneamente (su facce opposte).

### **Frequenza e larghezza di banda**

Il sistema Aegis opera in banda S, da circa 3,1-3,5 GHz ( $\lambda = 8,6-9,7$  cm). Le prime descrizioni hanno indicato che il sistema riferito ha avuto una "sostenuta larghezza di banda coerente" di 10 MHz e larghezza di banda istantanea di 40 MHz. Lo SPY-1 radar raccoglie i dati tre sotto-bande, F L, F C e F H, ogni 40 MHz ampia, nel contesto di misurare il guadagno dell'antenna. La larghezza di banda del sistema Aegis sembra essere apparentemente aumentata in seguito, fino alla sua estensione massima di 400 MHz. La versione 4.0.1 del sistema Aegis Ballistic Missile Defense, che sta entrando in servizio, ha aggiunto un complemento al processore BMD che, tra le altre cose, permette la formazione di immagini ISAR bidimensionali con una migliore risoluzione rispetto al passato, che implica una capacità di banda larga.

### **Antenna e lobi**

Ogni sistema radar Aegis ha quattro facce antenna radar. A partire dalla SPY-1B, una nuova antenna è stata introdotta, che anche se esteriormente simile in apparenza all'antenna del SPY-1A, costituita da significativi miglioramenti. In particolare, ha migliorato il livello dei lobi laterali relativi alla versione 1A ed ha eliminato i grating lobe all'interno delle

aperture di scansione dell'antenna. Questi miglioramenti sono stati compiuti suddividendo l'antenna in molti altri subarrays (2175, ciascuno con due elementi, per un totale di 4.350 elementi) rispetto l'antenna 1A (68 sottoarray di 64 elementi ciascuno, per un totale di 4.352 elementi) e implementando una migliore tolleranza e delle tecniche di allineamento. La struttura fisica antenna faccia è ottagonale, con un'altezza di 4,06 m ed una larghezza di 3,94 m. Nella versione 1A, gli stessi elementi di antenna sono contenuti all'interno di una forma esagonale simile con dimensioni di circa 3,84 m di altezza e 3.67 m di larghezza. L'area popolata dagli elementi di antenna sembra essere di circa 12 m<sup>2</sup>. Nella versione 1B/D, la faccia dell'antenna stessa (l'area occupata dagli elementi) è più quasi circolare rispetto l'antenna 1A, ma poiché il numero di elementi è essenzialmente lo stesso, è probabile che la sua area di apertura è circa la stessa. Il radar Aegis ha riferito un guadagno di  $G = 42$  dB (= 15.800) e una larghezza di fascio di  $1,7^\circ \times 1,7^\circ$ . Questa cifra guadagno è coerente con  $G = \rho (4\pi A / \lambda^2)$  con  $A = 12$  m<sup>2</sup> e  $\lambda = 9,1$  cm, solo se  $\rho = 0,87$  (che sembra troppo alto). Inoltre, un guadagno di 42 dB appare incoerente con la apertura del fascio dichiarato di  $1,7^\circ$ , che indica un guadagno inferiore di circa  $G = 9.000$ .

### **Potenza emessa**

Come notato sopra, le versioni 1B e 1D sono quasi identiche tranne che la versione 1B utilizza due trasmettitori per ogni coppia di due facce di antenna, mentre la versione 1D ha un trasmettitore per tutte e quattro le facce. Tuttavia, poiché un trasmettitore può evidentemente essere utilizzato con una sola faccia alla volta, la potenza massima che può essere messo su qualsiasi faccia d'antenna deve essere uguale per entrambe le versioni. La versione originale SPY-1A ha riferito una potenza di picco fino a 5 MW e una potenza media di 32 kW. L'uscita del trasmettitore dello SPY-A è fornito a 32 crossed field amplifier (CFA), ciascuno con potenza di picco di 132 kW, che darebbe una potenza di picco combinata di 4,2 MW. Il SPY-1B ha riferito una potenza media di 58 kW con una potenza di picco di 4-6 MW.

### **Lunghezza dell'impulso**

Il radar Aegis (versione 1B) può produrre impulsi con lunghezze di 6,4, 12,7, 25 e 51 microsecondi, con un rapporto di compressione di impulso di 128. Questo valore massimo di 51 ms è coerente con uno studio del 1997 che afferma che l'interferenza

elettromagnetica prodotta da un impulso radar Aegis sarebbe durata per un massimo di 52 microsecondi. Tuttavia, visti i numerosi aggiornamenti al sistema Aegis, compresi gli aggiornamenti BMD, queste lunghezze di impulso possono essere cambiate in modo significativo. Un documento del 1978 dichiara che la cifra di rumore per il ricevitore SPY-1A Aegis era di circa  $4,25 \text{ dB} = 2.66$ .

### **Lo SPY-1D (V)**

La versione del radar AEGIS attualmente in costruzione, lo SPY-1D (V) è stato distribuito sul cacciatorpediniere della marina statunitense nel 2005, iniziando con DDG-91. Questo aggiornamento non sembra comportare cambiamenti significativi all'antenna. Un aumento del 33% nel duty cycle è stato apparentemente fissato come requisito per l'SPY-1D (V). Un aumento di "oltre il 33%" nel duty cycle dell'amplificatore rispetto al SFD-262 CFA è stata raggiunto con il SFD -268 CFA, destinato all'uso nel D (V) radar, in parte utilizzando tecniche di raffreddamento migliorate. Questo darebbe una potenza media del trasmettitore di almeno 77 kW, basato su una potenza media del trasmettitore di 58 kW per la versione 1B/D.

### **Gamma di rilevamento**

L'unico dato numerico pubblico sul range di detection dell'Aegis contro un obiettivo specifico è che l'SPY-1D "può seguire gli obiettivi grossi come palline da golf a distanze superiori di 165 chilometri". La sfera di una pallina da golf (diametro 1.68 pollici) corrisponde alla sezione radar di circa  $0,0025 \text{ m}^2$  a 3.3 Ghz. Scalando per una RCS più tipica, tipo una testata missilistica balistica ( $0,03 \text{ m}^2$  a 3,3 GHz) offre una distanza di almeno 310 km.

## **2.2 SAMPSON (UK)**

Quando la Royal Navy si ritirò dal programma Orizzonte, in modo da personalizzare liberamente i suoi requisiti e le specifiche per la nuova classe di cacciatorpediniere AAW (tipo 45), non significò rinunciare a tutti i vantaggi ottenuti dallo sforzo comune già intrapreso in ambito di Orizzonte. Il cuore del cacciatorpediniere classe Audace è di tipo PAAMS, e utilizza le stesse sottocomponenti come le specifiche originali Orizzonte, ma con una importante differenza: il radar EMPAR è sostituito dal sistema-phased array attivo SAMPSON.



**Figura 2.2 - Radar SAMPSON su un cacciatorpediere della Royal Navy.**

Si può ragionevolmente sostenere che l'insoddisfazione della RN con gli obiettivi di performance per l'EMPAR è stato uno dei motivi principali per l'eventuale ritiro dal progetto Orizzonte. Resta inteso che la RN ha requisiti di prestazioni molto superiori per quanto riguarda la capacità del sistema di fornire continuamente una copertura di 360°. Così non è sorprendente che il SAMPSON impiega due antenne AESA montate dorso a dorso su una posizione comune in rotazione. Una tipica rotazione di 30 rpm fornisce quindi un tasso di dati molto superiore del EMPAR, in quanto il disegno di due antenne si traduce in un effettivo 60-rpm equivalente. L'adozione di array AESA piuttosto che quelli passivi del EMPAR permette anche l'impiego di fasci multipli indipendenti, migliorando ulteriormente il potenziale multi tracciamento del sistema e portando anche altri vantaggi, quali il rilevamento a lungo raggio contro bersagli con bassa RCS, un tasso di falsi allarmi inferiore e una complessiva accuratezza con caratteristiche superiori di tracking. Merita menzionare anche la capacità della gestione software del fascio per fornire tali abilità come modalità precise di valutazione, stima della dimensione fisica di un bersaglio e riconoscimento di un bersaglio non-cooperante (NCTR), anche se questo pare non sia stato ancora confermato in modo indipendente.

Ciascuna delle due antenne comprende 640 moduli TRM, ciascuno collegato a quattro elementi di antenna, in modo da formare un array di 2.560 elementi e che emette ad una potenza di picco di soli 25KW, operante nella banda S. I TRM stessi sono controllati

via software e ricevono il loro input da cavi in fibra ottica attraverso il montaggio delle principali antenne rotanti montaggio. Il fascio principale può essere orientato lungo un arco di  $60^\circ$  in azimuth e non ha alcun limite pratico imposto per l'elevazione. Il basso consumo energetico consente un semplice raffreddamento ad aria delle due antenne.

Specifiche ufficiali della performance del sistema radar non sono state pubblicate. Fonti non ufficiali affermano che il sistema è efficace per fornire l'inseguimento oltre i 400 km, tracciare tra i 500 e i 1000 obiettivi e ingaggiarne 12 di questi in concomitanza con il sistema missilistico ASTER.

Queste prestazioni hanno portato all'integrazione del sistema (BAe Systems) per sostenere che il radar complementare S1850M non è affatto necessario su navi dotate di sistema SAMPSON, dal momento che le prestazioni a lungo raggio del radar (principalmente è stato usato il risultato della banda S) sono sufficienti per il ruolo di allerta precoce, rendendo così superfluo il radar supplementare. BAe argomenta contro la più "tradizionale" soluzione fissa a 4 antenne impiegata da SPY-1 e APAR, sostenendo che una tale installazione è più costosa e pesante nella parte superiore, costringendo il suo montaggio su una posizione più bassa della nave e quindi limitando il suo orizzonte radar.

### 3 CONCETTI FONDAMENTALI

Un array è costituito da più elementi radianti raggruppati insieme per formare un'unica antenna. Raggruppare più elementi d'antenna porta ad avere diverse proprietà vantaggiose, come la maggiore direttività rispetto al singolo elemento, consente la scansione elettronica del fascio, e il controllo sul diagramma di radiazione ( ad esempio sul controllo sul livello dei lobi laterali e sui suoi nulli). Queste proprietà sono principalmente dovute all'interferenza positiva e negativa che si verificano quando i campi di ogni elemento d'antenna si combinano a vicenda. Gli elementi non devono necessariamente essere identici, ma trattare con elementi uguali rende l'analisi più semplice ed è più pratica nella maggior parte delle applicazioni. Le proprietà di radiazione di un array dipendono dalla tipologia dell'elemento con cui è formato, dalla sua geometria, dall'ampiezza e dalla fase dell'eccitazione di ciascun elemento. In questa sezione si discuterà in maniera rapida della teoria base degli array e di quei argomenti, importanti per questo progetto, quali il mutuo accoppiamento, la scansione e i *grating lobes*.

#### 3.1 Teoria classica degli array

L'analisi classica degli array utilizza il principio di sovrapposizione in cui il campo totale si ottiene sommando i campi vettore prodotti da ciascuno degli elementi. La Figura 3.1(a) mostra un array lineare di N elementi identici. Il campo elettrico irradiato da un unico elemento in un punto di osservazione  $(r, \theta, \varphi)$  può essere espresso come

$$E_{se} = A \frac{e^{-jk_0 r}}{r} E_{ep}(\theta, \varphi) \quad (3.1)$$

dove  $A$  è l'ampiezza del segnale d'ingresso,  $r$  è la distanza tra elemento e punto di osservazione e  $E_{ep}(\theta, \varphi)$  è il diagramma di radiazione dell'elemento.

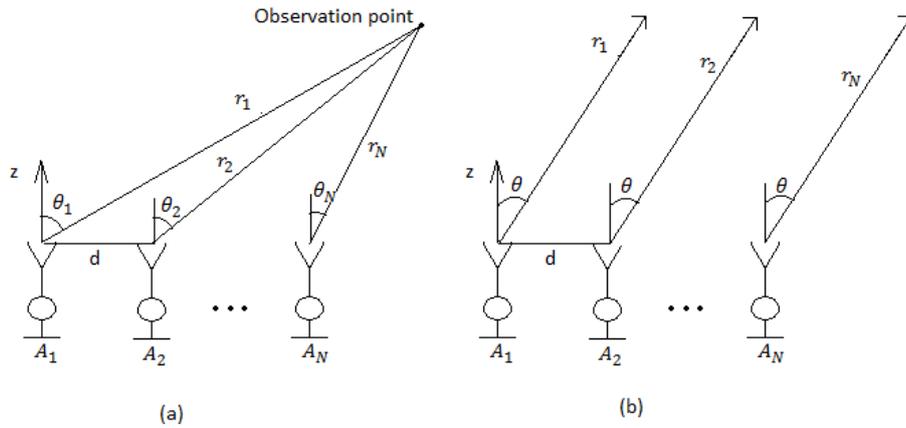


Figura 3.1 - (a) Array lineare. (b) Array lineare con punto di osservazione in campo lontano

Il campo totale dell'array è la somma vettoriale dei campi prodotti dai singoli elementi

$$E_t = A_1 \frac{e^{-j(k_0 r_1)}}{r_1} E_{ep}(\theta_1, \varphi_1) + A_2 \frac{e^{-j(k_0 r_2 - \beta)}}{r_2} E_{ep}(\theta_2, \varphi_2) + \dots + A_N \frac{e^{-j(k_0 r_N - (N-1)\beta)}}{r_N} E_{ep}(\theta_N, \varphi_N) \quad (3.2)$$

Qui  $\beta$  rappresenta la differenza di fase tra gli elementi. Supponendo che il punto di osservazione si trovi in campo lontano, possono essere effettuate alcune semplificazioni come mostrato in Figura 3.1(b)

$$\begin{aligned} \theta_1 &\square \theta_2 \square \dots \square \theta_N \\ \varphi_1 &\square \varphi_2 \square \dots \square \varphi_N \\ r_n &\square r_1 - (n-1)d \cdot \sin \theta \cos \varphi \\ r_n &\square r_1 \square \dots \square r_N \end{aligned} \quad (3.3)$$

dove  $d$  è la distanza tra gli elementi. Un'approssimazione meno rigida di  $r_n$  può essere utilizzata per l'espressione dell'ampiezza dato che il termine  $1/r$  cambia lentamente. Per il termine di fase invece occorre utilizzare un'approssimazione più rigorosa dal momento che l'esponenziale cambia rapidamente. L'inserimento di queste approssimazioni nella (3.2) determina la nuova espressione

$$E_t = A_1 \frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} E_{ep}(\theta_1, \varphi_1) + A_2 \frac{e^{-j(k_0(r_1 - d \sin \theta \cos \varphi) - \beta)}}{r_1} E_{ep}(\theta_1, \varphi_1) + \dots + A_N \frac{e^{-j(k_0(r_1 - (N-1)d \sin \theta \cos \varphi) - (N-1)\beta)}}{r_1} E_{ep}(\theta_1, \varphi_1) \quad (3.4)$$

che può esser scritta come

$$E_t = \frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} E_{ep}(\theta_1, \varphi_1) (A_1 + A_2 e^{-j(k_0(r_1 - d \sin \theta \cos \varphi) - \beta)} + \dots + A_N e^{-j(k_0(r_1 - (N-1)d \sin \theta \cos \varphi) - (N-1)\beta)}) \quad (3.5)$$

Questa espressione può essere scomposta in due parti

$$E_t = EF \times AF \quad (3.6)$$

dove *EF* (*element factor*) rappresenta il campo prodotto dal singolo elemento come dato in (3.1) e *AF* (*array factor*) è un fattore che dipende dalla geometria dell'array e da ampiezza e fase di ogni singola eccitazione.

$$AF = \sum_{n=1}^N A_n e^{j(n-1)(k_0 d \sin \theta \cos \varphi + \beta)} \quad (3.7)$$

L'espressione (3.6) segue il principio di moltiplicazione dei diagrammi di irradiazione, valido quando l'array è composto da elementi uguali tra loro.

Questa prima analisi ovviamente non tiene conto del mutuo accoppiamento tra gli elementi, a causa del quale occorrerebbe considerare diversi i pattern d'elemento a seconda della posizione di ciascuno all'interno dell'array e pertanto rende non valida la relazione appena descritta.

### 3.1.1 Array factor

Per ottenere una più profonda comprensione del fattore di array (3.7), si applichi ad un array uniforme lineare lungo l'asse x. L'array factor diventa

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{jk_0(n-1)(d \sin \theta + \beta)} \quad (3.8)$$

che può esser scritto come

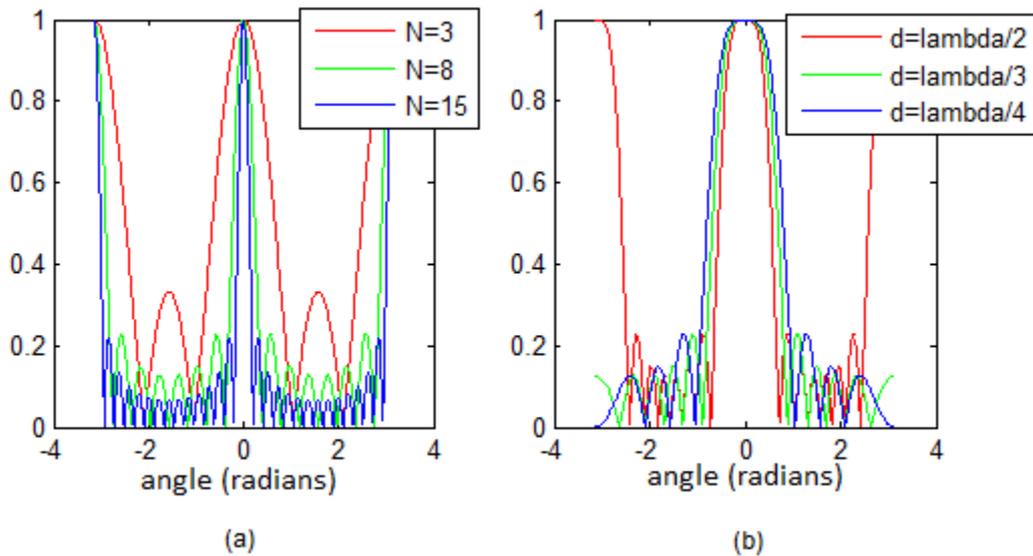
$$AF = \frac{1}{N} \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\frac{1}{2}\psi} \right] \quad (3.9)$$

dove

$$\psi = k_0 d \sin \theta + \beta \quad (3.10)$$

L'equazione (3.9) rappresenta l'AF normalizzato di un array situato sull'asse x. La Figura 3.2 mostra la funzione in (3.9) al variare di N e della spaziatura *d*. Occorre notare che

aumentando il numero di elementi che compone l'antenna si avrà un lobo più stretto e dei lobi secondari ridotti; anche una spaziatura maggiore ha l'effetto di restringere il lobo principale. Ciò significa che la direttività di un array può essere incrementata o aumentando il numero di elementi o la spaziatura tra essi.



**Figura 3.2 - Array factor normalizzato per differenti numeri di elementi (a), e al variare della distanza tra elementi (b).**

Data la natura periodica della funzione seno, l'equazione (3.9) ha un numero infinito di massimi, che posso essere individuati usando la relazione

$$\frac{1}{2}(k_0 d \sin \theta + \beta) = \pm m\pi \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.11)$$

che corrispondono agli angoli tali che

$$\theta = \sin^{-1} \left[ \frac{-\beta \pm 2m\pi}{k_0 d} \right] \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.12)$$

Il primo massimo definisce il lobo principale del diagramma d'irradiazione e si ha quando

$$k_0 d \sin \theta + \beta = 0 \quad (3.13)$$

Gli altri massimi presenti sono detti *grating lobes*; essendo della stessa grandezza del lobo principale, sono ovviamente indesiderabili in quanto possono causare ambiguità ed essere scambiati per l'eco di un bersaglio nel fascio principale. I *grating lobes* si verificano quando la spaziatura tra gli elementi è abbastanza grande da permettere l'aggiunta in fase di campi irradiati in più di una direzione. Per evitare ciò l'array deve essere progettato in modo che  $|k_0 d \sin \theta + \beta| < 2\pi$ , che risolvendo rispetto a  $d$  darà

$$d_{\max} < \left| \frac{\lambda_0 - \beta_{\max}}{\sin \theta_{\max}} \right| \quad (3.14)$$

dove  $k_0 = 2\pi/\lambda$ .  $\beta_{\max}$  rappresenta lo sfasamento massimo e si trova usando la (3.16), che inserita nella precedente, fa diventare questa

$$d_{\max} < \left| \frac{\lambda_0}{\sin \theta_{\max} - \sin \theta_{S \max}} \right| \quad (3.15)$$

$\theta_{\max}$ , angolo in cui si verifica il primo grating lobe, viene scelto in modo da minimizzare  $d_{\max}$ .  $\theta_{S \max}$  è l'angolo di scansione che massimizza  $\beta$ . Il valore più grande che il denominatore dell'equazione (3.15) può raggiungere è 2, questo accade quando  $\theta_{S \max} = \pm 90^\circ$ . Avere una spaziatura inferiore a  $\lambda_0/2$  garantisce pertanto che non si verifichino grating lobes per qualsiasi angolo di scansione. L'equazione (3.15) può essere utilizzata per ottimizzare la distanza degli elementi per un dato angolo di scansione.

### 3.1.2 Scanning

Variando  $\beta$  in (3.13) la direzione del lobo principale può essere guidata. Questo è chiamato *beam steering* e consente di cambiare la direzione del lobo principale senza spostare l'antenna meccanicamente. Per determinare quale differenza di fase bisogna utilizzare per un certo angolo di scansione  $\theta_S$ , si risolve la (3.13) rispetto a  $\beta$

$$\beta = -k_0 d \sin \theta_S \quad (3.16)$$

Per una scansione da  $0^\circ$  a  $180^\circ$ , occorre che  $\beta$  vari da  $-k_0 d$  a  $k_0 d$ . Quando il lobo principale è puntato nella direzione perpendicolare all'array, questo è chiamato array *broadside* ( $\beta=0$ ); quando è invece puntato parallelamente è detto array *end fire* ( $\beta = \pm k_0 d$ ). Il pattern di un array di questo tipo è mostrato in Figura 3.3.

Per evitare i grating lobes durante la scansione di un array, può essere utilizzata l'equazione (3.15). Essa fornisce un limite superiore alla spaziatura tra gli elementi. Scegliere la distanza appena inferiore a  $d_{\max}$  farà in modo che, sebbene presente, il grating lobe non raggiunga l'ampiezza massima. Ciò può essere visto in Figura 3.3(b), in cui è analizzato l'AF di un array con spaziatura pari a  $\lambda_0/2.1$ . Per ridurre ulteriormente il lobo indesiderato occorre ridurre la spaziatura.

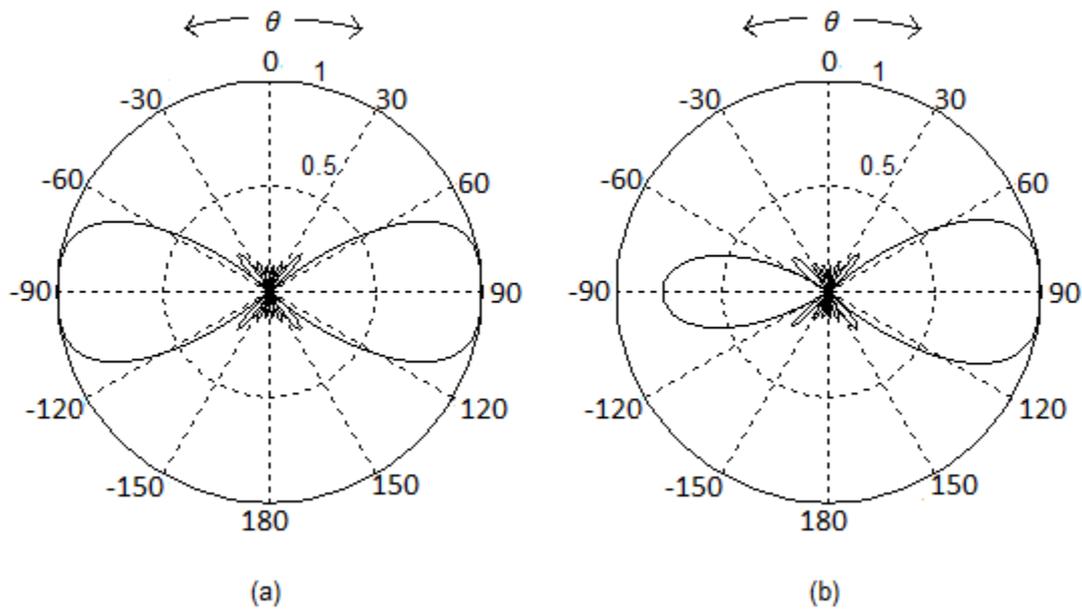


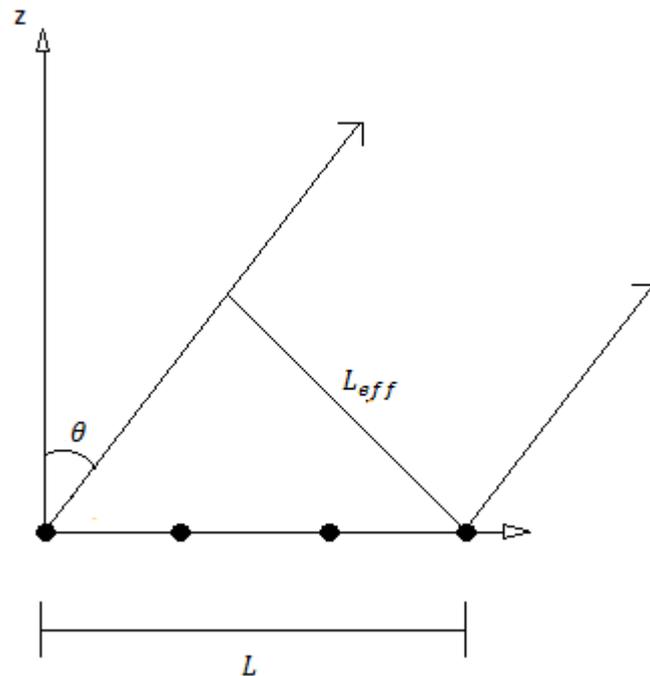
Figura 3.3 - Fattore d'array di una schiera end fire con  $d = \lambda_0/2$  (a),  $d = \lambda_0/2.1$  (b)

Durante la scansione di un array, si verifica un fenomeno chiamato *beam broadening*, che consiste nell'allargamento del lobo principale quando si effettua una scansione lontana dal *broadside*. Questo effetto può essere visto dall'espressione della direttività per un array broadside

$$D_0 \approx 2 \left( 1 + \frac{L}{d} \right) \left( \frac{d}{\lambda_0} \right) \quad (3.17)$$

$D_0$  rappresenta la direttività massima dell'array, misura indicativa della larghezza del fascio principale, e  $L$  sta per la sua lunghezza totale. Come si vede in Figura 3.4 la lunghezza effettiva dell'antenna viene ridotta quando il fascio è scansionato lontano dal *broadside*. La lunghezza effettiva è definita come la lunghezza dell'array vista dal punto di osservazione

$$L_{eff} = L \cos \theta \quad (3.18)$$



**Figura 3.4 - Lunghezza effettiva di un phased array.**

Per determinare il beam broadening factor, bisogna dividere la direttività per un dato angolo di scansione  $\theta_S$  per la direttività massima

$$\frac{D(\theta_S)}{D_0} = \frac{2 \left(1 + \frac{L_{eff}}{d}\right) \left(\frac{d}{\lambda_0}\right)}{2 \left(1 + \frac{L}{d}\right) \left(\frac{d}{\lambda_0}\right)} = \frac{\left(1 + \frac{L \cos \theta_S}{d}\right)}{\left(1 + \frac{L}{d}\right)} \approx \cos \theta_S \quad (3.19)$$

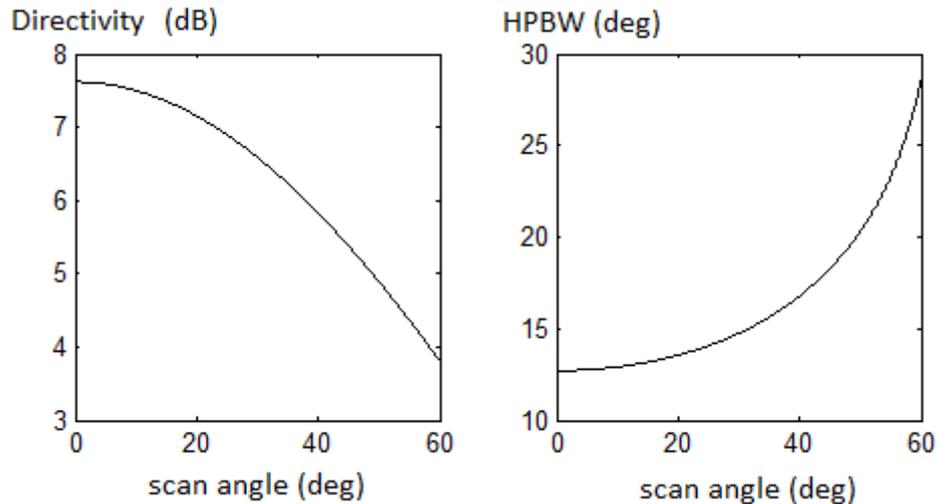
Questa espressione mette in evidenza come la massima direttività di un array per un dato angolo di scansione  $\theta_S$  è equivalente alla direttività massima di un array broadside scalato di un fattore  $\cos \theta_S$

$$D(\theta_S) = D_0 \cos \theta_S \quad (3.20)$$

dove  $D_0$  è determinato dall'eq. (3.17). Questa ovviamente è solo un'approssimazione del primo ordine per far comprendere l'effetto appena illustrato. In un modello più preciso, la larghezza del fascio a metà potenza è data in funzione dell'angolo di scansione

$$\Theta_h = \cos^{-1} \left[ \sin \theta_S - 0.443 \frac{\lambda_0}{L+d} \right] - \cos^{-1} \left[ \sin \theta_S + 0.443 \frac{\lambda_0}{L+d} \right] \quad (3.21)$$

L'equazione (3.21) è precisa intorno al *broadside* e diventa meno accurata per angoli di scansione più vicini alla direzione *end fire*. Per confrontare questi due metodi entrambe le equazioni (3.20) e (3.21) vengono riportate in Figura 3.5.



**Figura 3.5 - (a) Andamento della funzione  $D_0 \cos\theta_s$ . (b) HPBW al variare dell'angolo di puntamento.**

Quando si confrontano i due grafici in Figura 3.5 occorre ricordare che la direttività e la larghezza del fascio a metà potenza hanno caratteristiche opposte (quando la direttività aumenta la HPBW diminuisce), per cui si può vedere chiaramente che i due modelli hanno caratteristiche simili, anche se inversi.

Il *beam broadening* è un fattore limitante nelle antenne *phased array* per applicazioni radar: la risoluzione angolare di un radar è proprio determinata dalla larghezza di fascio a metà potenza. Una grande apertura del fascio si riflette in una scarsa risoluzione angolare; per cui un'ampia scansione abbasserà la risoluzione angolare. Per rispettare il requisito di risoluzione angolare, occorre che l'antenna sia progettata in modo che la risoluzione angolare richiesta sia comunque soddisfatta con l'angolo massimo di scansione.

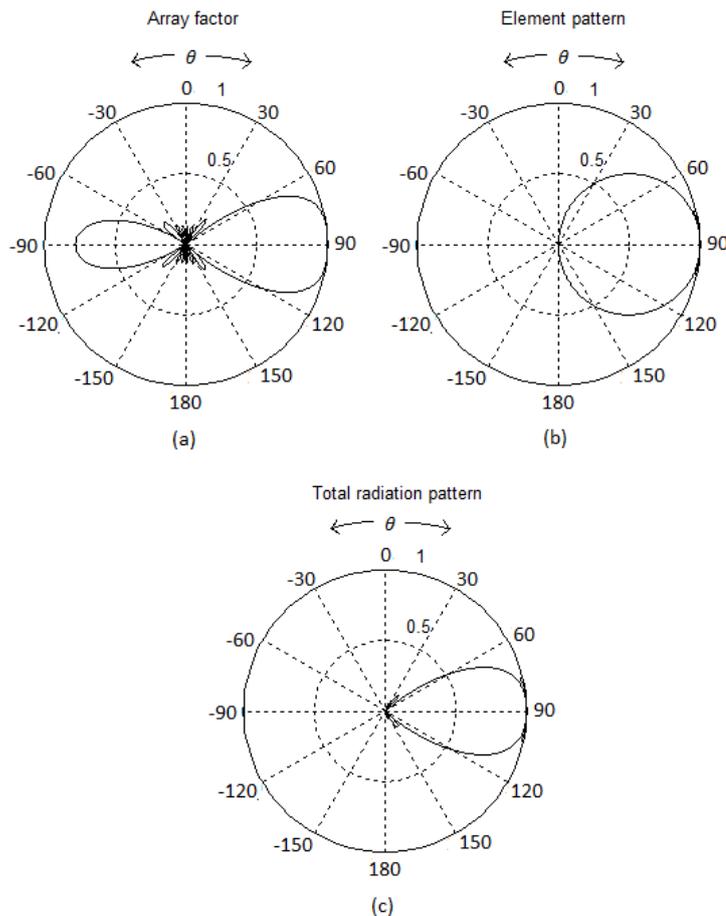
Non è solo l'array factor che determina le prestazioni di un *phased array*. Risulta evidente dal modello di moltiplicazione (3.6) che il pattern d'elemento può ugualmente influenzare il pattern totale dell'array. È quindi importante considerare anche quest'altro fattore quando si progetta un array. La Figura 3.6 mostra l'effetto del pattern d'elemento sul modello di radiazione totale.

Il pattern d'elemento introdurrà sopra ogni altro effetto una perdita di scansione. Ciò si verifica quando il guadagno dell'elemento d'antenna non è costante su tutto l'intervallo di

scansione. Questo porta ad un fascio principale con guadagno differente a seconda dell'angolo di scansione. La perdita di scansione è data come

$$\text{Scan Loss at } \theta_0 = 20 \log \left| \frac{G_{\max}}{G(\theta_0, 0)} \right| \quad (3.22)$$

dove  $G$  rappresenta il guadagno dell'elemento e  $G_{\max}$  il suo guadagno massimo.



**Figura 3.6 - Esempio di principio di moltiplicazione dei diagrammi di radiazione. (a) Fattore d'array. (b) Fattore d'elemento. (c) Diagrammi di radiazione totale.**

Spesso un elemento ha il più alto guadagno in direzione *broadside* e poi questo diminuisce ai lati. Se questa diminuzione avviene in maniera rapida il fascio principale sarà fortemente attenuato durante la scansione. Se il lobo principale del fattore di array in Figura 3.6 fosse stato scansionato verso  $60^\circ$  anziché in *broadside*, sarebbe stato smorzato dal pattern di elemento. Quindi l'elemento ottimale per applicazioni che necessitano di una buona capacità di scansione dovrebbe essere costituito da un pattern costante su tutto

l'intervallo scendente, ciò porterebbe al fatto che il lobo principale del fattore d'array viene ad essere influenzato in maniera uniforme su tutta la gamma di scansione.

La caratteristica della perdita di scansione non è soltanto negativa. Un pattern di elemento con un guadagno quasi costante sull'intervallo di scansione, ma che poi all'esterno decresca rapidamente, oltre a non influenzare troppo il lobo principale, riuscirebbe a diminuire i lobi laterali e la *back radiation*. Questo si nota sempre nella Figura 3.6 in cui il pattern d'elemento rimuove completamente la radiazione a  $-90^\circ$ .

### 3.1.3 *Mutual Coupling*

Il mutuo accoppiamento è un fenomeno importante e deve essere preso in considerazione durante la progettazione di array. Quando degli elementi d'antenna sono messi in prossimità l'un l'altro, come in un'array, i loro campi si accoppiano insieme e modificano le loro stesse proprietà. Questo aspetto influenza sia l'impedenza di ingresso degli elementi che i loro diagrammi di radiazione. I parametri che controllano il livello di mutuo accoppiamento interessano principalmente: la spaziatura tra gli elementi, la posizione relativa e il diagramma di radiazione dell'elemento.

Per spiegare i meccanismi base del mutuo accoppiamento è presentato un semplice esempio. Due antenne sono poste in prossimità l'una dall'altra. Una sola antenna viene alimentata e quindi irradia; parte dell'energia raggiungerà la seconda antenna, che sarà eccitata da una corrente. La seconda antenna inizierà ad irradiare e una parte dell'energia raggiungerà la prima antenna. Ciò modificherà la distribuzione di corrente sulla prima antenna ed andrà ad alterare la sua impedenza di ingresso. In sintesi, un'antenna collocata in prossimità di un altro oggetto subirà un cambiamento nella distribuzione di corrente che porterà ad una variazione dell'impedenza di ingresso.

In un array il mutuo accoppiamento può essere causato da diversi tipi di campi. Per i *patch array* l'accoppiamento è causato principalmente da onde e.m. che hanno una variazione radiale di  $1/r$ , onde di ordine superiore che ha una variazione radiale di  $1/r^2$  e onde di superficie con una variazione radiale di  $1/r^{1/2}$ . A causa dei diversi termini di variazione radiale, ogni campo dominerà l'accoppiamento reciproco a diverse distanze. Le prime due domineranno alle piccole distanze, mentre le onde di superficie domineranno a distanze più grandi.

Nelle antenne a patch gran parte del mutuo accoppiamento è causato da onde superficiali che viaggiano lungo le interfacce tra i mezzi con costanti dielettriche diverse.



**Figura 3.7 - Lastra di dielettrico con piano di massa.**

Quando ci si sposta lontano dall'interfaccia tra due mezzi, le onde superficiali decadono in maniera esponenziale. Entrambi i modi TM e TE possono esistere. La frequenza di cut-off di un modo  $TM_n$  che viaggia su di una lastra di dielettrico metallizzata è data da

$$f_c = \frac{nc}{2d\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.23)$$

dove  $d$  è l'altezza della lastra di dielettrico,  $\epsilon_r$  la costante dielettrica e  $c$  la velocità della luce nel vuoto. Da questa equazione si può vedere che per minimizzare il numero di modi TM eccitati occorre rendere lo strato dielettrico sottile e utilizzare un mezzo con una bassa costante dielettrica. Lo stesso vale per i modi TE.

In array di patch rettangolari il livello di accoppiamento tra elementi dipende dalla posizione relativa degli elementi; questo perché il modo dominante di un'onda superficiale è il  $TM_0$  (modo fondamentale con cut-off nullo), modo che si accoppia più fortemente sul piano E. Il fatto che l'impedenza di ingresso di un'array cambi in funzione dell'angolo di scansione è conseguenza anch'esso del mutuo accoppiamento tra gli elementi, che cambia per angoli di scansione differenti.

## 4 PROGETTAZIONE DELL'ARRAY

In questo capitolo si mostrerà il procedimento con il quale sono stati progettati l'elemento di antenna e l'array finale. I singoli elementi radianti sono stati caratterizzati tramite le loro matrici di scattering. Una volta determinati gli elementi, l'array finale è stato realizzato secondo le specifiche illustrate precedentemente.

### 4.1 Antenne a microstriscia

Il disegno è stato basato sulle antenne patch a microstriscia. Questa tipologia di antenne, particolarmente nella configurazione a patch rettangolare, qui analizzata, sono attualmente molto utilizzate per le loro interessanti caratteristiche: è opportuno notarne il basso profilo, la leggerezza, la robustezza meccanica e la compatibilità con i circuiti integrati, è relativamente economica e facile da fabbricare, consente anche il montaggio di dispositivi elettronici sul lato posteriore, ma più importante l'antenna patch permette la progettazione di array compatti e leggeri. Al variare della geometria i patch risultano molto versatili in termini di frequenza di risonanza, polarizzazione, pattern di irradiazione e valori di impedenza di ingresso. Tuttavia, oltre a queste caratteristiche positive, sono anche presenti diversi svantaggi, tra i quali la bassa efficienza e la larghezza di banda ridotta (la tipologia di antenna raffigurata in figura ha una banda del 1-3%). Quest'ultimo fattore è probabilmente il più critico. Solitamente si cerca di limitare aumentando lo spessore del substrato dielettrico posto sotto al patch, questa soluzione può però causare una diminuzione dell'efficienza dell'antenna per effetto dell'innescò delle onde superficiali.

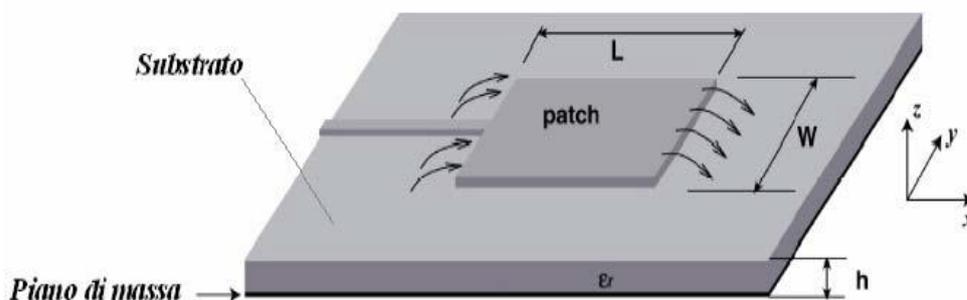


Figura 4.1 - Antenna a microstriscia.

Esistono altri modi per aumentare la banda delle antenne a microstriscia che richiedono però una struttura un po' più complessa di questa, ma essendoci focalizzati più sulla

capacità di scansione che sulla banda, si rimanda a sviluppi futuri l'approfondimento dell'incremento di banda.

Esistono alcune linee guida per la progettazione di antenne a microstriscia, questa procedura, che alla base segue il modello delle linee di trasmissione, è brevemente spiegata di seguito.

Prima occorre scegliere la forma del patch, come rettangolare, circolare o altre, perché in funzione della forma, la procedura di progettazione varia. Determinata la forma, il passo successivo del disegno è specificare la frequenza desiderata ( $f_0$ ), l'altezza ( $h$ ) del substrato e la sua costante dielettrica ( $\epsilon_r$ ). La scelta di  $\epsilon_r$  e  $h$  è importante per le prestazioni dell'antenna.  $\epsilon_r$  normalmente si trova nell'intervallo  $2.2 < \epsilon_r < 12$  e l'altezza dovrebbe essere compresa tra  $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$ , dove  $\lambda_0$  è la lunghezza dell'onda di propagazione alla frequenza di risonanza  $f_0$ . Substrati spessi con bassi valori di  $\epsilon_r$  sono preferibili per quanto riguarda le prestazioni delle antenne perché consentono di ottenere efficienze superiori con bande più larghe, occupando però più spazio. Substrati sottili con elevati valori di costante dielettrica sono invece più indicati per l'utilizzo nei circuiti a microonde perché in questo caso i campi risultano maggiormente confinati (minimizzando radiazioni e accoppiamenti indesiderati); l'efficienza è però inferiore per le elevate perdite che questa soluzione comporta, ed in genere si ottiene anche una larghezza di banda minore. Poiché le antenne a microstriscia sono spesso integrate con dispositivi a microonde, è necessario trovare delle soluzioni di compromesso.

Come regola generale il valore iniziale per la larghezza del patch, che normalmente determina le sue caratteristiche radianti, può essere calcolato da

$$W = \frac{C_0}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4.1)$$

A causa della dimensione finita del patch, i campi elettromagnetici lungo i bordi sono affetti dal cosiddetto *fringing effect*, che sostanzialmente significa che l'antenna sembra più lunga dal punto di vista elettromagnetico. Questo influenza la frequenza di risonanza del patch. L'entità di questo fenomeno dipende dal rapporto  $W/h$  unitamente alla costante dielettrica del substrato  $\epsilon_r$ , dove  $W$  è la larghezza del patch. Poiché  $W/h$  è grande per le

antenne a microstriscia, il *fringing* dipende principalmente dalla costante dielettrica.

Quando  $W/h > 1$  la costante dielettrica efficace è

$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{(\varepsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\varepsilon_r - 1)}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (4.2)$$

Note  $W$  e  $\varepsilon_r$ , è possibile calcolare l'aumento della lunghezza del patch dovuta al *fringing effect*

$$\Delta L = h \times 0.412 \frac{(\varepsilon_{r,eff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{r,eff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (4.3)$$

essendo  $L_{eff} = L + 2\Delta L$ , la lunghezza del patch è data da:

$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} - 2\Delta L \quad (4.3)$$

Occorre sottolineare che il modello delle linee di trasmissione non è molto preciso; dimensionando infatti il patch solo secondo questo modello, la frequenza di risonanza ottenuta potrebbe probabilmente discostarsi da quella di progetto. È bene quindi utilizzato per calcolare i valori iniziali che andranno poi ottimizzati nel programma di simulazione elettromagnetica.

## 4.2 Progettazione degli elementi radianti

Nella progettazione delle antenne full phased array di radar multifunzionali, l'elemento radiante rappresenta un aspetto decisivo di tutto il progetto, poiché influenza la capacità dell'array di puntare efficacemente i fasci in una regione di copertura angolare molto vasta. Infatti, a causa dell'accoppiamento mutuo tra gli elementi radianti questa efficacia in generale non è garantita e la perdita in trasmissione dipende sia dalla loro configurazione (materiali, geometria, ecc.) che da quella dell'intero array (reticolo, cover). Si possono addirittura verificare fenomeni di risonanza per cui la perdita in trasmissione in determinate direzioni è molto alta, quindi l'array risulta "cieco" in tali direzioni.

Per cominciare si è dovuto caratterizzare la linea di alimentazione in microstriscia. Per realizzare il progetto si è scelto il substrato commerciale *FR-4*, comunemente utilizzato nella fabbricazione di circuiti stampati e a basso costo. Questo substrato ha una costante dielettrica  $\varepsilon_r = 4.4$  non molto bassa, per cui è affetto da perdite rilevanti che causano un

basso guadagno ed una bassa efficienza di radiazione. Si è scelto lo spessore di  $H = 0.93\text{mm}$  per cercare di ottimizzare per quanto possibile l'efficienza. Utilizzando questo substrato la linea in microstriscia in figura ha i seguenti parametri:

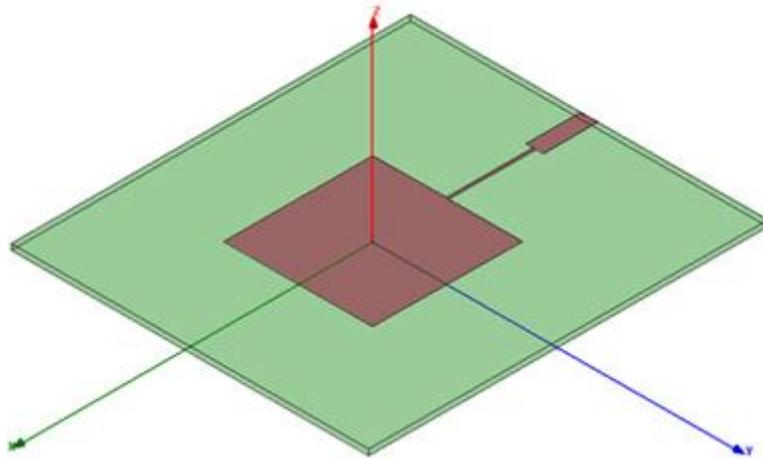
- $Z_0 = 50\Omega$  Impedenza caratteristica
- $h = 0.93\text{mm}$  Altezza substrato
- $W = 1.62\text{mm}$  Larghezza microstriscia
- $t = 35\mu\text{m}$  Spessore microstriscia
- $\varepsilon_{r,eff} = 3.288$  Costante dielettrica effettiva
- $\lambda_g = 47.23\text{mm}$  Lunghezza d'onde nel dielettrico alla frequenza di centro banda ( $f_0 = 3.5\text{GHz}$ )

Per gli elementi radianti si è scelto una struttura a patch rettangolare alimentata a microstriscia. Dal momento che si vuole realizzare un'array di antenne a microstriscia, è stata scartata l'ipotesi di un'alimentazione in cavo coassiale a causa degli evidenti problemi di realizzabilità costruttiva che si sarebbero posti.

Il progetto preliminare di un patch operante alla frequenza di 3.5 GHz è stato fatto utilizzando la procedura descritta nel paragrafo precedente con i parametri del substrato *FR-4*. Quindi, l'antenna è stata simulata utilizzando Ansoft HFSS e, sulla base dei risultati della simulazione, le dimensioni sono state ottimizzate per ottenere la frequenza di risonanza corretta. Mediante l'operazione di *de-embedding*, è stata calcolata l'impedenza d'ingresso sul bordo del patch; essendo questa pari a  $125\Omega$  è stato interposto tra antenna e microstriscia un trasformatore in quarto d'onda per adattare l'impedenza d'ingresso del patch alla linea di alimentazione a  $50\Omega$ . L'antenna è mostrata in Figura 4.2 e le sue dimensioni finali in Tabella 4.1.

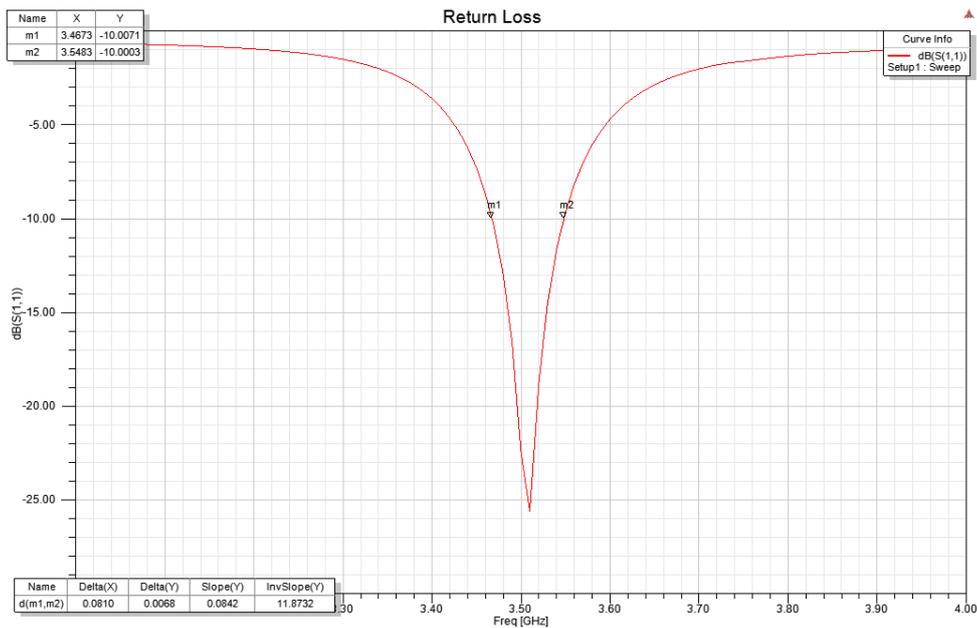
**Tabella 4.1 - Dimensioni antenna.**

W	30mm
L	19.6mm
$W_{qw}$	0.737mm
$L_{qw}$	12.5mm
$W_{50}$	1.62mm
$L_{50}$	10mm



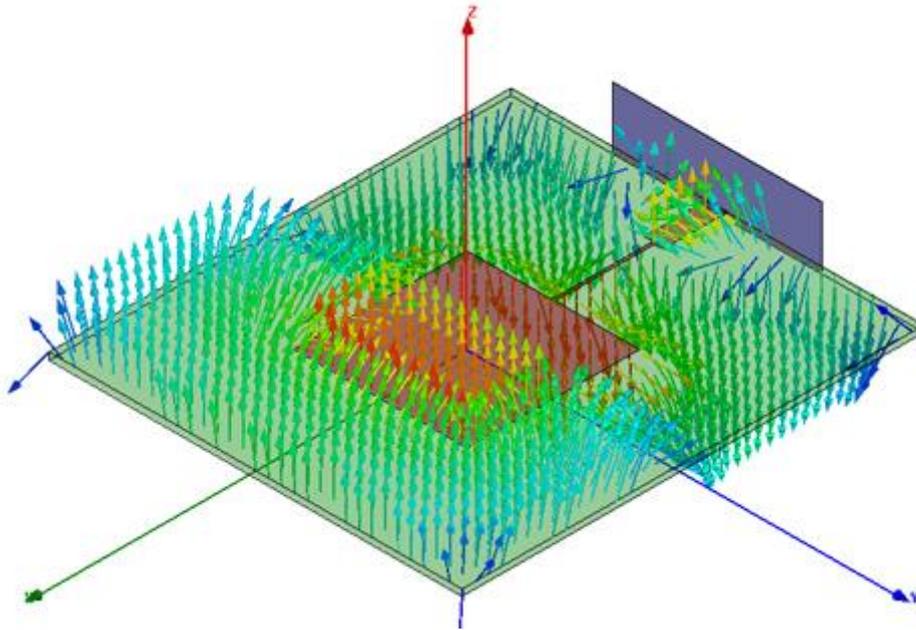
**Figura 4.2 - Layout antenna patch.**

Dall'andamento del *Return Loss* dell'antenna, mostrato in Figura 4.3, si evince una risonanza a 3.51 GHz con un valore di -25.64 dB e una banda a -10 dB di approssimativamente 81 MHz (23%) alla frequenza centrale di 3.5 GHz.



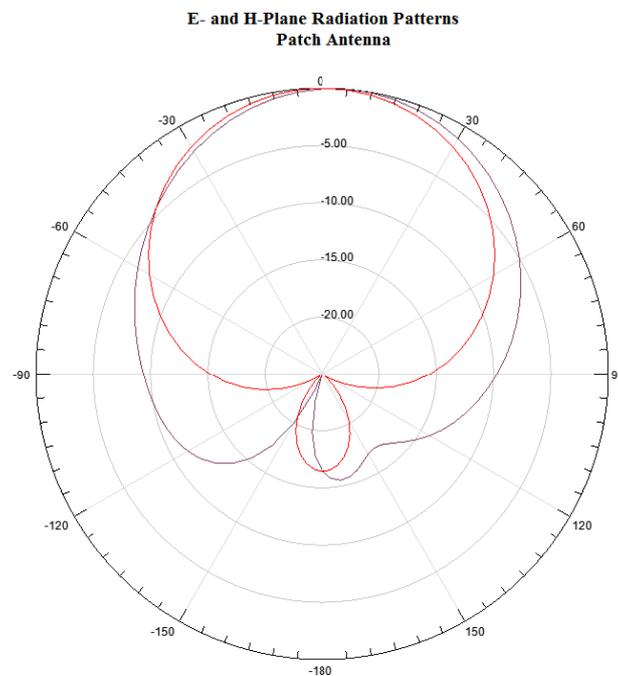
**Figura 4.3 - Coefficiente di riflessione (S11) simulato in funzione della frequenza.**

Successivamente, è stato tracciato il vettore campo elettrico a 3.51 GHz sulla faccia superiore del substrato.



**Figura 4.4 - Distribuzione del campo elettrico sull'antenna a 3.51 GHz.**

In ultimo, il pattern di radiazione simulato è mostrato in Figura 4.5. Il guadagno nella direzione di massima irradiazione è pari a 3.38 dBi, 4.2 dB meno della direttività nella stessa direzione a causa delle perdite derivate dal substrato.



**Figura 4.5 - Pattern in campo lontano del piano H (rosso) e del piano E (nero).**

### 4.3 Progetto Array

In questo capitolo viene presentata la progettazione dell'antenna array, descritta l'intera procedura di progettazione e spiegate tutte le scelte fatte durante questa fase.

Le specifiche di progetto sono elencate più sotto.

Tabella 4.2 - Specifiche array

Specifica	Valore
<b>Dimensione</b>	4
<b>Banda di frequenza</b>	2-4 GHz
<b>Polarizzazione</b>	Lineare
<b>Direzione della scansione</b>	Verticale
<b>Range di scansione</b>	-30° a 30°
<b>Coefficiente di riflessione massimo</b>	-10 dB

Dalla Tabella 4.2 la prima cosa che si può notare è che la dimensione dell'array è fissata a 4 elementi. Ciò pone un limite alla direttività massima ottenibile dell'antenna, come si può vedere dall'equazione (3.17). Non è stata data alcuna specifica al massimo livello dei lobi secondari, perché il livello dei lobi laterali può essere diminuito dai singoli pesi d'ampiezza utilizzati dai canali radar e ciò non è parte del progetto. Va ricordato comunque che l'uso di un'array lineare a 4 elementi pone di per sé un limite al livello minimo dei lobi secondari ottenibile per un'array uniforme. Per determinare la distanza massima dell'elemento senza che si presentino grating lobes, occorre impostare un range di scansione massima. In letteratura si riportano esempi di array lineari siffatti che raggiungono uno scan range da -30° a +30° sul piano verticale. L'intervallo di scansione massima è stato quindi impostato per essere tale. Per il progetto dell'array sono stati impiegati dei modelli matematici, come presentato nel Capitolo 3, utili per prevederne le sue proprietà. Un modello dell'array è stato costruito e simulato in ambiente HFSS. Le simulazioni sono state usate per regolare l'impedenza di ingresso dell'antenna in modo da ottenere un coefficiente di riflessione a -10 dB sul range di scansione possibile.

#### 4.3.1 Geometria dell'array

La geometria dell'array, che viene definita dal numero degli elementi e dalla distanza tra essi, ha un gran effetto sulle proprietà dell'antenna, soprattutto sul suo radiation pattern

come espresso dall'Eq. (3.9). La geometria dell'array è anche influenzata in misura minore dal pattern d'elemento. La ragione è che il livello di mutuo accoppiamento tra elementi dipende dalla distanza e sulla posizione relativa di questi elementi.

Importanti proprietà di un'antenna radar sono la larghezza del fascio a metà potenza (HPBW), il livello massimo dei lobi secondari ed i grating lobes. Nelle applicazioni radar è importante avere un fascio principale stretto per ottenere una risoluzione angolare elevata ed un basso SLL per eliminare le riflessioni attraverso i lobi laterali. I grating lobes non sono auspicabili dal momento che grandi quantità di energia verranno trasmesse e ricevute in direzioni indesiderate, il che porterà alla rivelazione di bersagli in direzioni diverse rispetto al fascio principale. Le proprietà di cui sopra sono tutti controllate dalla geometria dell'array.

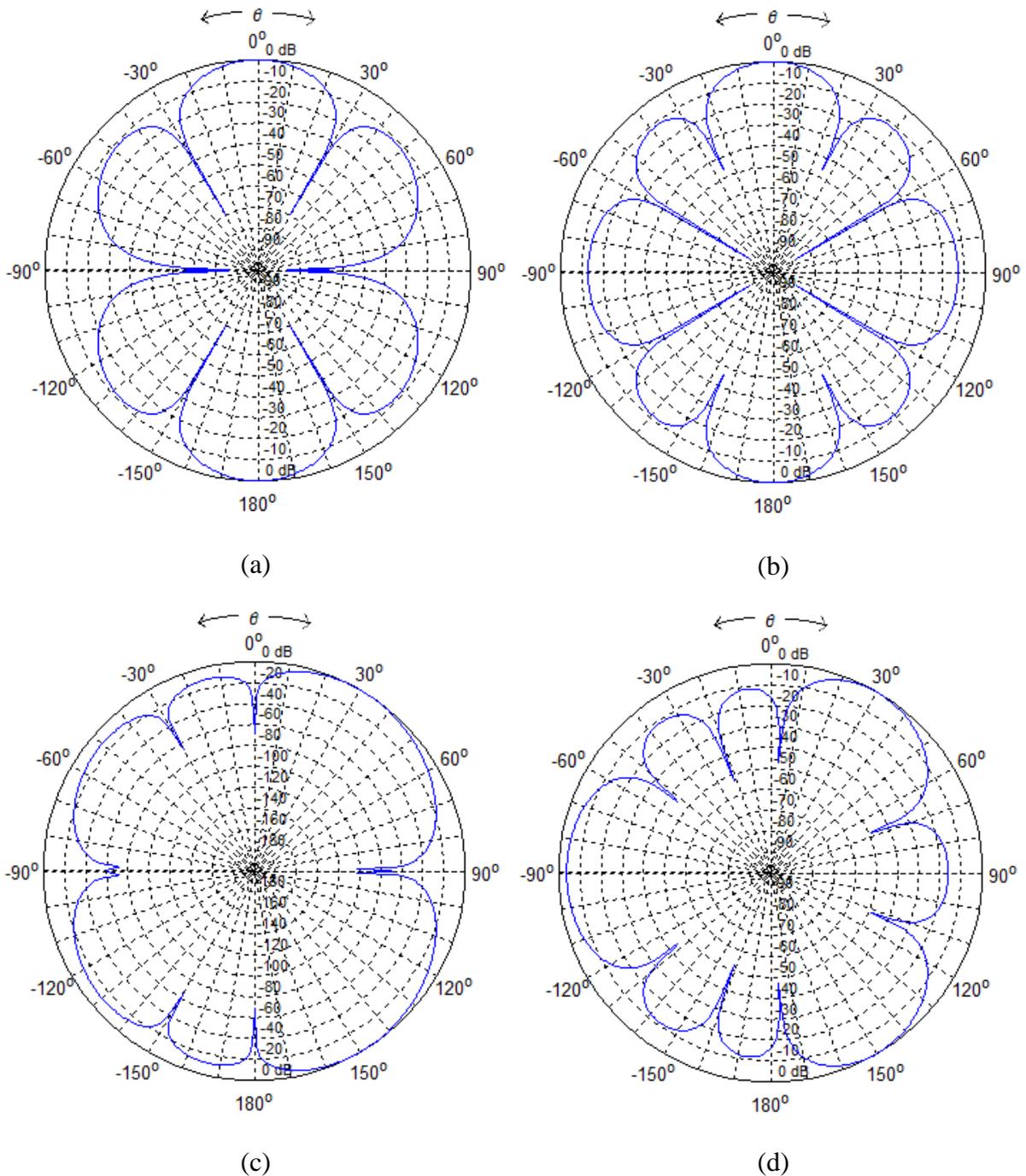
Come mostrato nel Capitolo 3, la larghezza del fascio principale è controllata dal numero di elementi e dalla spaziatura tra questi. Dato il numero esiguo di elementi da cui è composto l'antenna qui progettata, l'unico parametro da far variare resta la distanza. Per la stessa ragione e per il fatto che non è stato impiegato nessun tapering d'ampiezza, si ci aspetta un SLL sui -13 dB. Per il problema dei grating lobes, la spaziatura degli elementi dovrà essere maggiore o uguale alla metà della lunghezza d'onda, in modo che questi si presentino solo per grandi angoli di scansione. Ciò ovviamente pone un limite al valore di questa distanza, il quale dovrà essere il più grande possibile senza che si presentino lobi indesiderati, in modo che la direttività sia massimizzata e il mutuo accoppiamento minimo.

Per determinare la distanza tra gli elementi si prenda l'equazione (3.15) (qui ripetuta per comodità) usata per stabilire un limite superiore alla spaziatura.

$$d_{max} < \left| \frac{\lambda_0}{\sin \theta_{max} - \sin \theta_{Smax}} \right| \quad (4.4)$$

Utilizzando la lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza di funzionamento (3,5 GHz) e  $\theta_{Smax} = 30^\circ$ . Per un'antenna che scansiona a  $30^\circ$ , il primo grating lobe si avrà a  $-90^\circ$ , quindi  $\theta_{max} = -90^\circ$ . Questo dà una spaziatura massima di 57,14 mm. Una distanza tra gli elementi minore di 57,14 mm garantisce che nessun grating lobe raggiungerà il suo livello massimo per tutto il range di scansione. Tuttavia, gran parte del primo lobo indesiderato sarà visibile se la spaziatura non è abbastanza piccola. Di seguito sono mostrati alcuni fattori di array al variare della spaziatura tra gli elementi e per due angoli di puntamento. I

grafici sono stati ottenuti usando un semplice script Matlab (riportato in Appendice) che utilizza l'eq. 3.8. Partendo dalla canonica distanza a  $\lambda/2$ , si sono indagate anche altre distanze di poco superiori per cercare di aumentare la direttività e avere un HPBW più stretto, restando sempre entro la  $d_{max}$  pari a  $0.66\lambda$ .



**Figura 4.6 - Fattore d'array normalizzato per diverse spaziatura tra gli elementi e per diversi angoli di scansione: broadside con  $d = 0.5\lambda_0$  (a) e  $d = 0.58\lambda_0$  (b);  $\theta_s, \phi_s = 30^\circ, 90^\circ$  con  $d = 0.5\lambda_0$  (c) e  $d = 0.58\lambda_0$  (d).**

Tabella 4.3 - Proprietà dei fattori d'array

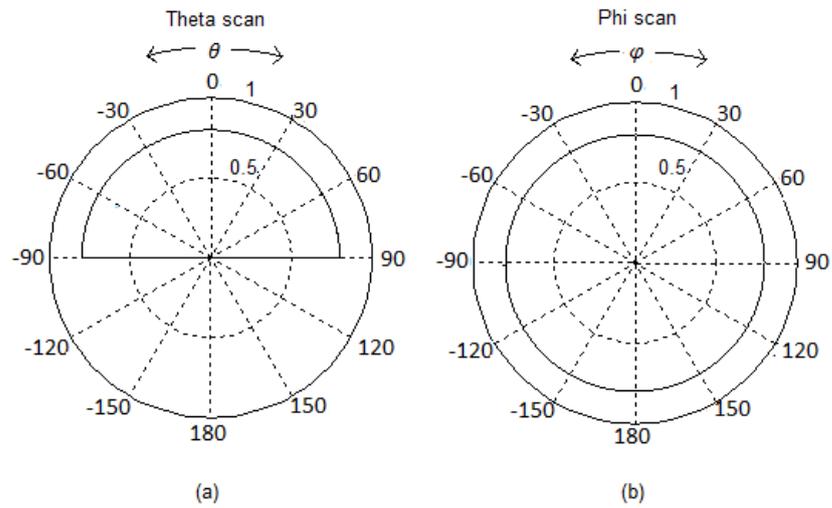
Distanza elementi	Angolo di Puntamento	Direttività (dBi)	SLL (dB)	HPBW	Grating Lobes (dB)
$0.5 \lambda$	$\theta_s = 0^\circ$ ; $\varphi_s = 90^\circ$	9.0176	-11.303	$26.2^\circ$	-
$0.58 \lambda$	$\theta_s = 0^\circ$ ; $\varphi_s = 90^\circ$	9.632	-11.303	$22.4^\circ$	-12.99
$0.5 \lambda$	$\theta_s = 30^\circ$ ; $\varphi_s = 90^\circ$	9.0126	-11.303	$30.9^\circ$	-
$0.58 \lambda$	$\theta_s = 30^\circ$ ; $\varphi_s = 90^\circ$	9.379	-11.303	$26.2^\circ$	-3.698

In Figura 4.6 sono rappresentati gli array factor per una distanza di  $0.5\lambda$  e  $0.58\lambda$  con puntamento in broadside e con  $\theta=30^\circ$ , di cui sono riportate le principali proprietà del pattern in Tabella 4.3. Come si nota, se da una parte la spaziatura maggiore permette un incremento della direttività e un fascio principale più stretto, dall'altra genera un grating lobe a  $-90^\circ$ , il cui livello aumenta con la scansione.

Questi qui riportati, costituiscono però il solo fattore di array; potrebbe infatti accadere che il diagramma di radiazione del patch migliori la situazione. Per vedere l'effetto del pattern d'elemento su quello di array, si è simulato l'intera antenna su HFSS per ottenere il pattern di radiazione totale.

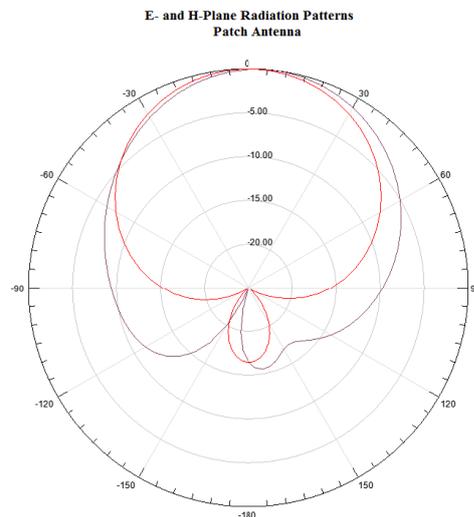
#### 4.3.2 Pattern di elemento

Dal principio di moltiplicazione dei diagrammi di radiazione, è chiaro che il pattern di un array non dipende solo dal fattore di array ma anche da quello di elemento. È quindi importante che l'elemento d'antenna abbia un diagramma di radiazione che si adatta all'applicazione. Per questa, il pattern ottimo di radiazione è illustrato nella Figura 4.7(a)-(b). I due grafici mostrano il pattern di radiazione nel piano  $\theta$  e nel piano  $\varphi$ . Nel piano  $\theta$  il diagramma segue un andamento cosinusoidale perfetto: ciò significa che l'antenna avrebbe guadagno costante su tutta il range di scansione (cosicché il fascio principale non subisca alcuna perdita di scansione) e nessuna *back radiation*. Mentre nel piano  $\varphi$ , il pattern dell'antenna è omnidirezionale. Ovviamente è impossibile realizzare un'antenna con questo pattern, ma una buona approssimazione può essere proprio fornita dalle antenne patch.



**Figura 4.7 - Pattern di radiazione dell'elemento ottimo d'array.**

Il diagramma di radiazione dell'elemento d'antenna analizzato precedentemente è riportato in Figura 4.8. Confrontando questo diagramma di radiazione al pattern ottimale in Figura 4.7(a), si vede che l'antenna analizzata non ha un pattern di radiazione ottimale: ha una back radiation di poco superiore a -20 dB ed il guadagno diminuisce rapidamente dalla fiancata. Per il nostro range di scansione diciamo che quest'ultimo non costituirebbe un problema, in quanto a  $\pm 30^\circ$  il guadagno perde soli 2 dB.



**Figura 4.8 - Guadagno normalizzato in dB dell'elemento d'antenna simulato.**

Va comunque considerato che questo è il pattern del patch isolato, inserendolo in una configurazione array, ci si aspetta che il mutuo accoppiamento migliori queste performance.

#### 4.4 Simulazioni e risultati

In questo paragrafo sono presentati i risultati principali ottenuti dalle simulazioni dell'array definitivo progettato in ambiente HFSS, messi poi a confronto con i valori misurati sull'antenna realizzata e mostrati nei capitoli successivi.

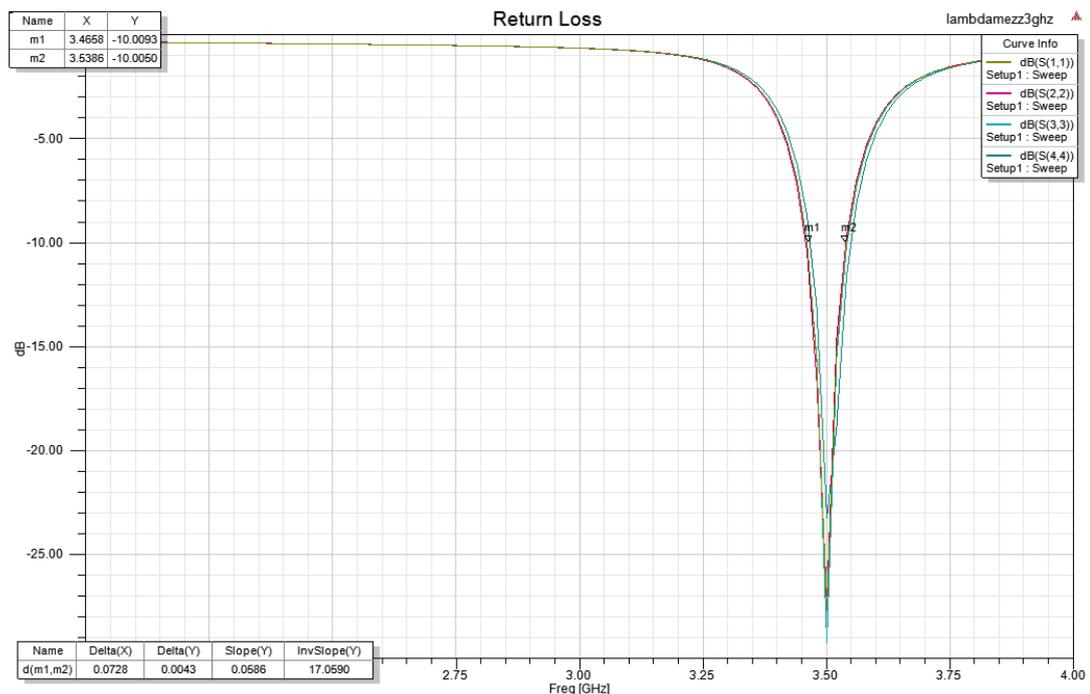


Figura 4.9 - S11 in dB dell'array simulato in funzione della frequenza.

In più sopra, è rappresentato il *Return Loss* dell'array simulato avente una distanza fra elementi di  $0.58\lambda_0$ , corrispondente a 50 mm. L'aspetto che si nota da subito è che questa configurazione di array non risente granché del mutuo accoppiamento, infatti i coefficienti di riflessione degli elementi sono abbastanza simili al coefficiente che avrebbe un elemento isolato; anche la banda a -3dB pari a 72.8 MHz (2%), è rimasta essenzialmente invariata a quella del singolo elemento. Ciò si può spiegare dal fatto che i diagrammi di radiazione sul piano direttivo di semplici patch rettangolari posti in una struttura a schiera, come mostra la Figura 4.10, si intersecano con quelli adiacenti a valori molto bassi del loro guadagno e perciò risultano poco influenzati a vicenda.

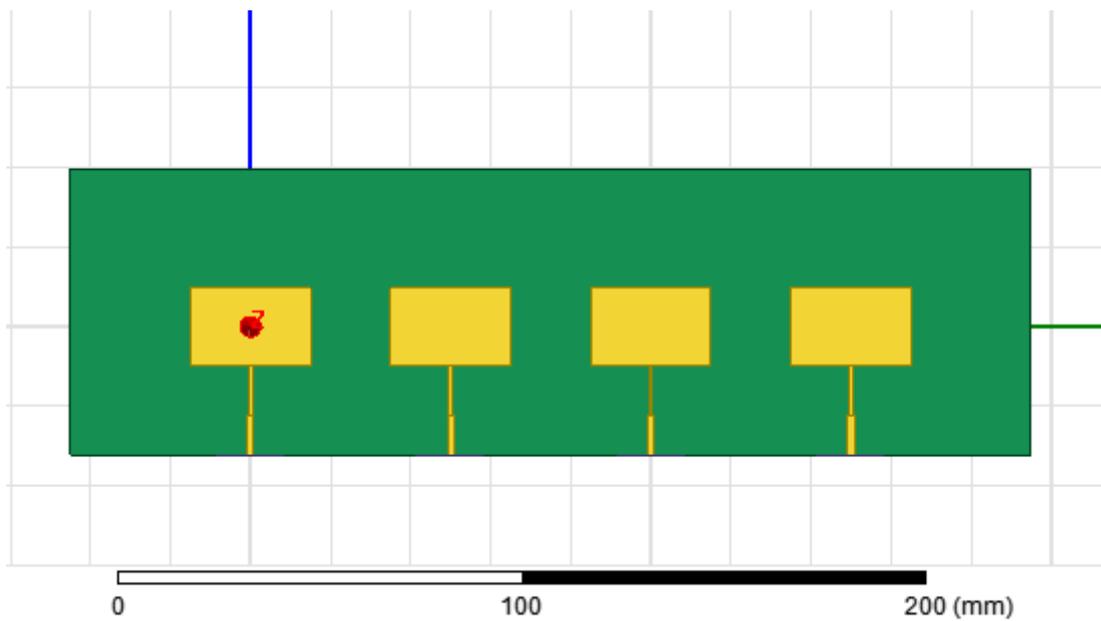


Figura 4.10 - Layout array

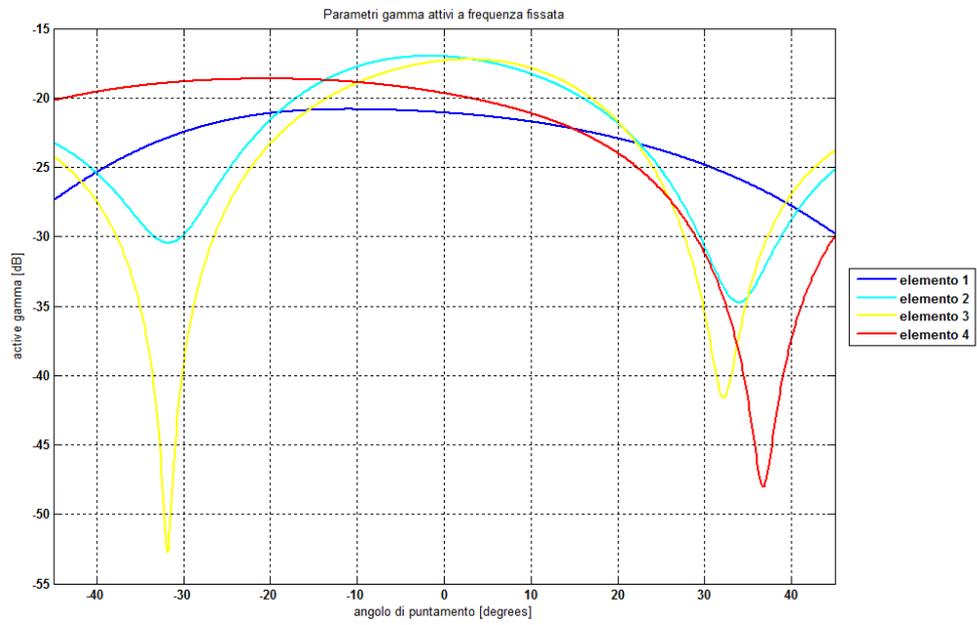
Una prova ulteriore dello scarso accoppiamento tra gli elementi scaturisce dai bassi valori di *mutual coupling* risultati dalla matrice di scattering dell'array: di seguito si riportano i valori alla frequenza di risonanza 3.5 GHz, dove l'elemento 1 (a sinistra in figura) è stato preso come riferimento:

Tabella 4.4 - Mutuo accoppiamento degli elementi

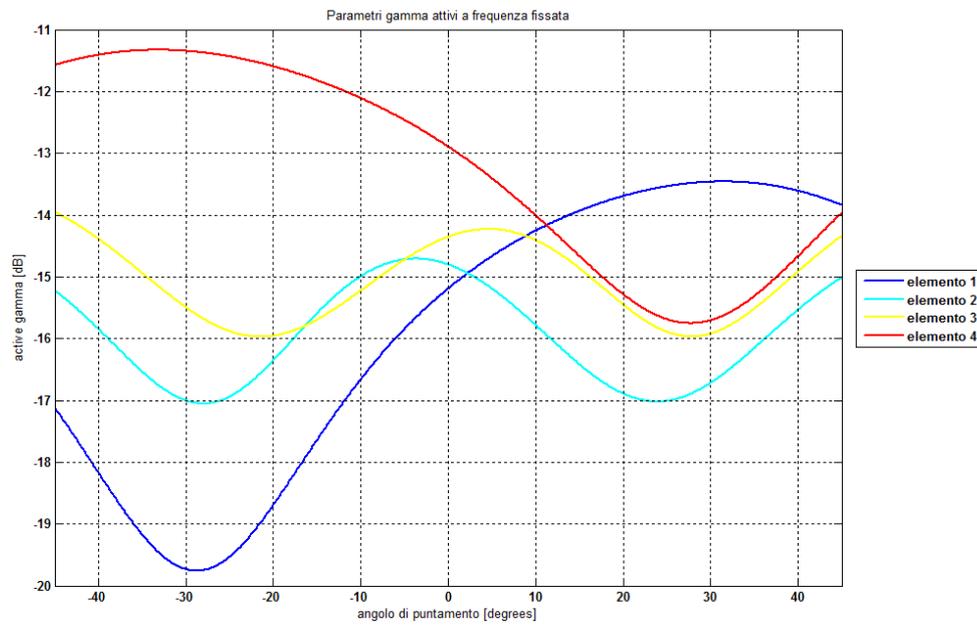
Coefficiente di riflessione	Valore in dB
<b>S21</b>	-33.986
<b>S31</b>	-34.555
<b>S41</b>	-34.572

Per un array, l'impedenza di ingresso varia in funzione dell'angolo di puntamento; si è perciò analizzato il coefficiente di riflessione attivo di tutti gli elementi su un intervallo di scansione grazie ad uno script Matlab (riportato in App.) che, dalla matrice di scattering ottenuta con HFSS e data in input, calcola i parametri attivi dell'array utilizzando l'espressione fornita da D.M. Pozar a frequenza fissa:

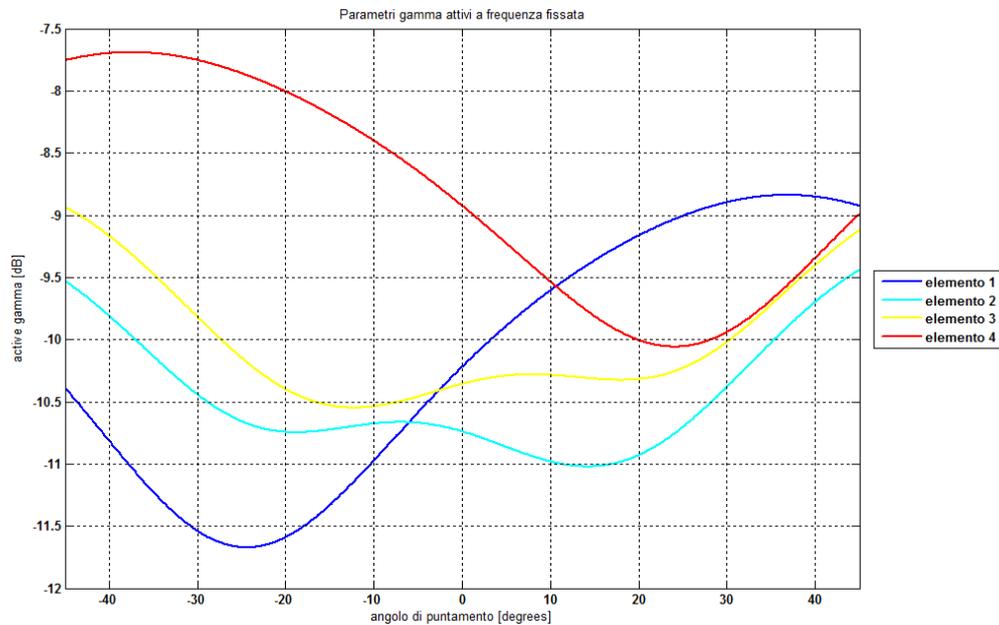
$$\Gamma_m(\theta_0, \lambda) = e^{-jknd \sin \theta_0} \sum_{n=1}^N S_{mn} e^{-jknd \sin \theta_0} \quad (4.5)$$



(a)



(b)

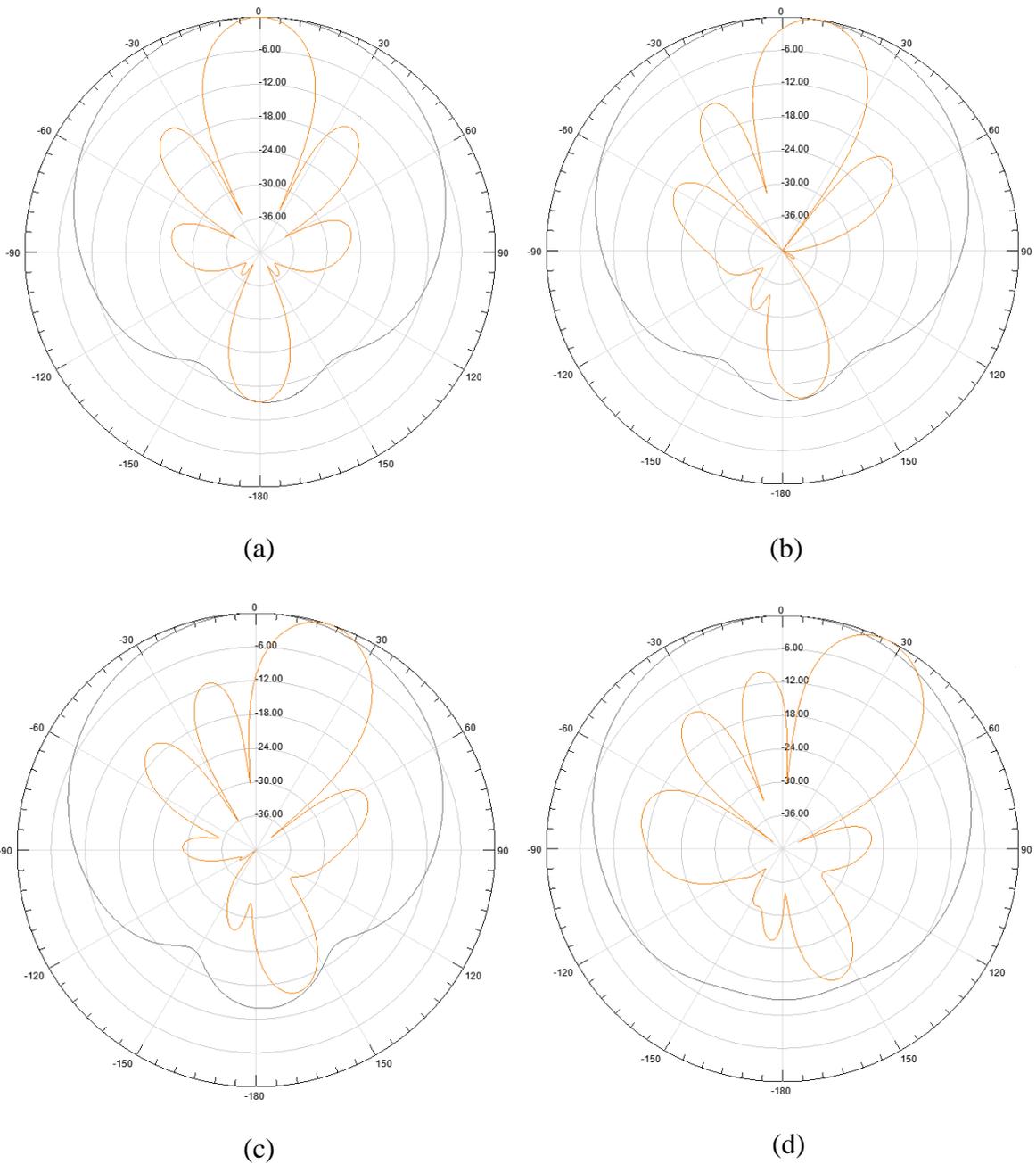


(c)

**Figura 4.11 - Coefficiente di riflessione in funzione dell'angolo di scansione a frequenza fissata: 3.5 GHz (a), 3.48 GHz (b), 3.46 GHz (c).**

Alla frequenza di risonanza, i parametri attivi di riflessione sono sotto i -10 dB per oltre il range di scansione e restano tali in una banda di 50-60 MHz centrata in 3.5 GHz; ma già spostandoci in basso o in alto di 40 MHz i risultati non sono più così ottimali (Figura 4.11(c)).

In Figura 4.12 viene quindi rappresentato il radiation pattern totale dell'array ottenuto in ambiente HFSS per alcuni angoli di puntamento.



**Figura 4.12 - Guadagno d'array normalizzato in dB sul piano H (rosso) e sul piano E (nero) a frequenza 3.5 GHz per (a) l'array in broadside, (b) l'array puntato in  $\theta_s = 10^\circ$ , (c) l'array puntato in  $\theta_s = 20^\circ$ , (d) l'array puntato in  $\theta_s = 30^\circ$ .**

Alcune delle principale proprietà dei diagrammi di radiazione sono riassunte in Tabella 4.5.

Tabella 4.5 - Caratteristiche dei diagrammi di radiazione simulati.

Angolo di puntamento	Guadagno max (dBi)	SLL (dB)	HPBW	Angolo di puntamento reale
$\theta_s = 0^\circ$ ; $\varphi_s = 90^\circ$	9.02	-14.53	21°	0°
$\theta_s = 10^\circ$ ; $\varphi_s = 90^\circ$	8.95	-12.73	21°	9°
$\theta_s = 20^\circ$ ; $\varphi_s = 90^\circ$	8.51	-11.2	22°	18°
$\theta_s = 30^\circ$ ; $\varphi_s = 90^\circ$	7.65	-9.8	23°	26°

I valori di guadagno, larghezza del fascio e ampiezza dei lobi secondari ottenuti sono in linea con quanto previsto dalla teoria; le prestazioni non sono altamente performanti, ma è pur chiaro che si tratta di un array lineare a soli 4 elementi senza alcun tapering d'ampiezza nelle eccitazioni di ciascun elemento. Già solo aumentando il numero degli elementi che compongono l'array, porterebbe ad un miglioramento di tutti questi aspetti.

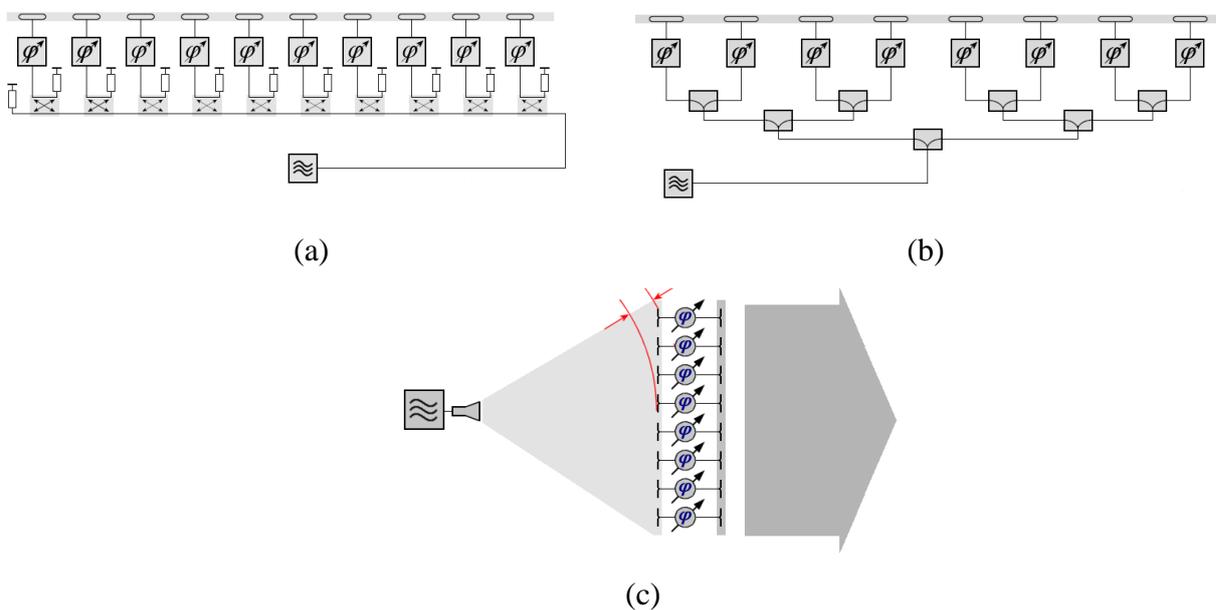
Inoltre, in questi pattern trovano riscontro le perplessità riguardo alla presenza di grating lobes utilizzando una spaziatura di poco maggiore a  $\lambda/2$ : infatti il lobo a  $\theta = -90^\circ$  presente nel fattore di array in Figura 4.6(b) – (d), che per angoli di scansione grandi raggiungeva anche i -3 dB rispetto al fascio principale, qui è ampiamente ridotto grazie all'effetto del pattern d'elemento e il suo livello varia dai -30 dB per scansioni vicine al broadside ad assumere, al massimo, lo stesso livello dei lobi secondari per scansioni più lontane.

## 5 PROGETTAZIONE FEED NETWORK (BEAMFORMER)

Ultimata la progettazione dell'antenna, si è passati alla parte centrale di un phased array, ossia alla rete di beamforming. Introdotta brevemente le tipologie di reti di alimentazione e scelta quella più idonea al nostro progetto, questo capitolo si occuperà di determinare il design opportuno del beamformer, analizzando e ottimizzando la struttura con HFSS. La rete sarà centrata su 3.5 GHz e potrà essere usata con qualunque tipo di antenna in microstriscia in configurazione di array lineare a 4 (o multipli) elementi che risuoni entro la sua banda di frequenza.

### 5.1 Architetture dei *phased array* passivi

I *phased array* passivi sono generalmente composti da una rete di alimentazione ed una pluralità di sfasatori. Le reti di alimentazione vengono chiaramente utilizzate per



**Figura 5.1 - (a) Alimentazione serie. (b) Alimentazione parallela. (c) Space feed.**

distribuire il segnale di uscita del trasmettitore agli elementi radianti e i phase shifter controllano la fase dei segnali di ciascun elemento adatta a formare un fascio nella direzione desiderata. Esistono svariati modi per alimentare gli array, ma in generale, le reti possono essere classificate in tre categorie fondamentali: alimentazione serie,

alimentazione parallela e alimentazione di spazio. In una rete di alimentazione di spazio, l'array è solitamente illuminato da una horn alimentata separatamente situata ad una distanza appropriata dall'array. A causa dello spazio libero esistente tra l'alimentazione e gli elementi radianti, questo tipo di rete di alimentazione non è un buon candidato per gli array planari. Le prime due tipologie, che sicuramente restano il metodo più semplice di alimentare un array, sono costituite da una rete che prende l'alimentazione da una sorgente e lo distribuisce agli elementi d'antenna con una linea di alimentazione e dei dispositivi passivi.

Nel caso di alimentazione serie il segnale di ingresso, alimentato da una estremità della rete, è accoppiato in serie agli elementi d'antenna come mostrato nella Figura 5.1(a). Questo tipo di alimentazione è sensibile alle variazioni di frequenza e ciò porta a restrizioni di banda. Quando si modifica la frequenza, la fase degli elementi radianti cambia proporzionalmente alla lunghezza della linea di alimentazione in modo che la fase dell'array tilta linearmente ed il fascio viene scansionato. Questo effetto può essere utile per gli array a scansione di frequenza, ma normalmente non è auspicabile. La maggiore lunghezza del percorso elettrico di ciascun elemento radiante deve essere calcolata in funzione della frequenza e tenuta in considerazione durante la regolazione degli sfasatori. In caso di variazione di frequenza il calcolatore deve essere in grado di ricalcolare la fase di ogni phase shifter in maniera rapida.

Nel caso di alimentazione parallela, detta *corporate feed*, si interpongono invece tra generatore e le antenne una serie di divisori di potenza (Figura 5.1(b)). La distanza elettrica tra le sorgenti e gli elementi radianti è facilmente controllabile ed è progettata uguale per ciascun elemento radiante in modo che il segnale sia fornito esattamente in fase. Al contrario del precedente, l'alimentazione parallela non è sensibile alle variazioni di frequenza, in quanto esse non influiscono sulle differenze di fase. Questo ha il vantaggio che il calcolatore può ignorare la lunghezza reale delle linee di alimentazione per il calcolo dello spostamento di fase; ciò costituirebbe, ad esempio, un vantaggio per l'agilità di frequenza di un sistema radar o nel qual caso questo voglia operare in diversità in frequenza o utilizzare la compressione d'impulso.

L'uso di divisori di potenza a tre porte è particolarmente importante per i sistemi di array di antenne che utilizzano una rete di alimentazione parallela. Questo sistema è semplicemente un dispositivo che divide la potenza tra le  $n$  porte di uscita con una certa

distribuzione, pur mantenendo la lunghezza dei percorsi uguali tra ingresso e porte di uscita. I divisori di potenza a tre porte sono quelli più comunemente utilizzati. La flessibilità di questi divisori bidirezionali permette l'uso di molteplici sezioni a gradini per raggiungere la divisione di potenza con capacità di funzionamento a larga banda. Una limitazione di un array alimentato in parallelo è lo spazio che questa rete richiede. Esistono varie topologie per il divisore a due uscite che si differenziano per la dimensione totale della rete di alimentazione e per l'accoppiamento tra le uscite.

## 5.2 Considerazioni preliminari

Per il nostro progetto è stata scelta l'alimentazione in parallelo, più semplice e immediata per lo scopo di ottenere una distribuzione perfettamente in fase tra gli elementi. Il primo step è stato decidere quale divisore di potenza utilizzare per la rete di alimentazione. Esistono tre tipi di divisori passivi a tre porte: il divisore a T, il divisore resistivo e il divisore di Wilkinson. I principali vantaggi e svantaggi di questi dispositivi sono riassunti nella tabella più sotto:

**Tabella 5.1 - Confronto tra divisori passivi di potenza.**

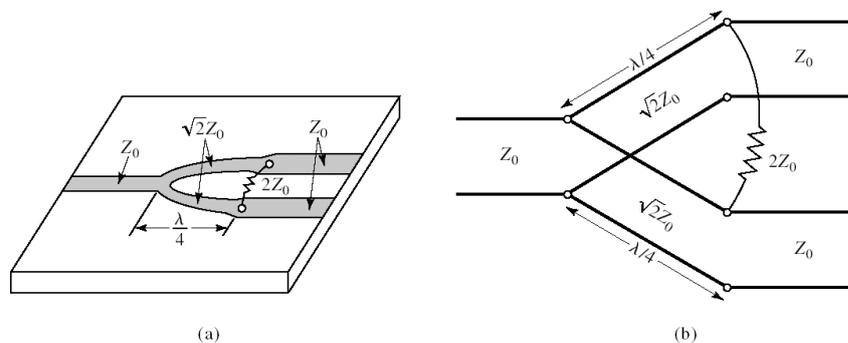
<i>Divisore di potenza</i>	<i>Vantaggi</i>	<i>Svantaggi</i>
<b>Giunzione a T</b>	- nessuna perdita	- porte non tutte adattate - porte di uscita non isolate
<b>Resistivo</b>	- porte adattate	- porte di uscita non isolate - potenza limitata dai resistori - perdite non ridotte
<b>Wilkinson</b>	- nessuna perdita (con porte tutte adattate) - porte ampiamente isolate	- potenza riflessa dissipata nel resistore se è presente un disadattamento

Il divisore di Wilkinson è in grado di soddisfare, almeno in linea teorica, le condizioni ideali dei dispositivi a tre porte (se tutte le porte sono state opportunamente

adattate): assenza di perdite, reciprocità, adattamento. Pertanto, il divisore di Wilkinson è la scelta migliore nel confronto di cui sopra e verrà utilizzato nel disegno ottimizzato della rete di alimentazione dell'array.

### 5.3 *Divisore di Wilkinson*

Il divisore di potenza Wilkinson è un dispositivo a tre porte senza perdita (quando le porte di uscita sono adattate), che permette di dividere la potenza in ingresso alla porta 1 quando si considerano le porte 2 e 3 come porte di uscita, sia di combinare la potenza in ingresso alle porte 2 e 3 quando la porta di uscita è la porta 1. Di solito, quando si usa come divisore, la potenza in uscita dalle porte 2 e 3 è pari alla metà della potenza in ingresso, sebbene si possa realizzare una divisione di potenza arbitraria. Per un divisore di Wilkinson bidirezionale si può ottenere un elevato isolamento tra le porte di uscita utilizzando un trasformatore in quarto d'onda avente impedenza caratteristica pari a  $\sqrt{2}Z_0$  ed una resistenza di isolamento di  $2Z_0$ , sempre assunto che tutte e tre le porte siano adattate. Con la rete priva di perdite, la funzione della resistenza è quella di dissipare la sola potenza riflessa. La progettazione del divisore è stata fatta, come per l'antenna, in microstriscia, come illustrato di seguito in Figura 5.2(a). Il circuito di linea di trasmissione equivalente è mostrato in Figura 5.2(b).



**Figura 5.2 - (a) Divisore di Wilkinson in microstriscia. (b) Circuito equivalente.**

Il design del divisore con frequenza centrale a 3.5 GHz e  $Z_0 = 50\Omega$  richiede una resistenza di  $2Z_0 = 100\Omega$  ed un trasformatore a lambda-quarti con impedenza pari a  $\sqrt{2}Z_0 = 70.71\Omega$ .

### 5.3.1 Calcolo dei parametri S

Possiamo caratterizzare il divisore di potenza Wilkinson con la matrice di scattering  $S$  ottenuta dallo studio del dispositivo con la tecnica dei modi pari e dispari, che sfrutta la simmetria del circuito e utilizza il principio di sovrapposizione degli effetti. Come primo passo, il circuito in Figura 5.2(b) viene ridisegnato con tutte le impedenze normalizzate sull'impedenza caratteristica  $Z_0$  e con i generatori di tensione alle porte di uscita come mostrato in Fig.2. I due resistori in ingresso di valore 2 combinati in parallelo danno un resistore di valore 1; le linee a  $\lambda/4$  hanno impedenza caratteristica normalizzata  $Z$ , mentre il resistore normalizzato ha valore  $r$ . Per una ugual divisione di potenza deve essere appunto  $Z = \sqrt{2}$  e  $r = 2$ .

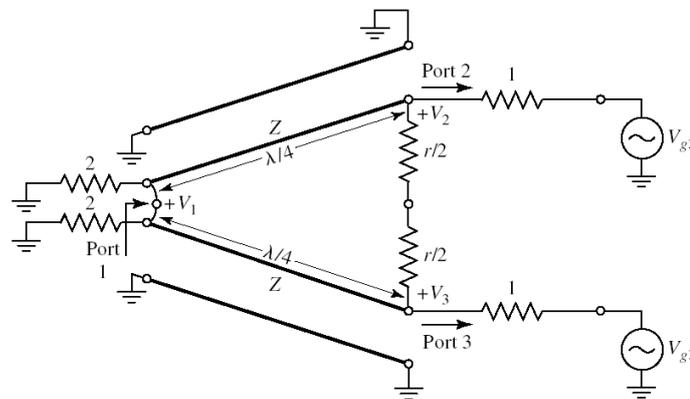


Figura 5.3 - Divisore di Wilkinson in forma normalizzata e simmetrica.

Usando la tecnica dei modi pari, si pone  $V_{g2} = V_{g3}$  nel circuito di Figura 5.3, si ottiene  $V_2^e = V_3^e$  e corrente nulla nei resistori  $r/2$ . Il circuito si riduce a quello mostrato in

Figura 5.4(a). Inoltre, guardando dalla porta 2, si vede un'impedenza

$$Z_{in}^e = \frac{Z^2}{2} \quad (5.1)$$

per la presenza del trasformatore a  $\lambda/4$ . Quindi, se  $Z = \sqrt{2}$ , la porta 2 è adattata per l'eccitazione di modo pari e  $V_2^e = V$  perché  $Z_{in}^e = 1$ . La resistenza  $r/2$  è superflua in questo caso, dato che c'è un circuito aperto alla porta 1. Si calcola, poi,  $V_1^e$  con le equazioni delle

linee di trasmissione. Se si pone  $x = 0$  alla porta 1 e  $x = -\lambda/4$  alla porta 2, la tensione alla generica sezione  $x$  della linea di trasmissione si può scrivere come:

$$V(x) = V^+ \left( e^{-jkx} + \Gamma e^{jkx} \right) \quad (5.2)$$

e quindi le tensioni  $V_1^e$  e  $V_2^e$  assumono la seguente forma:

$$V_2^e = V \left( -\frac{\lambda}{4} \right) = jV^+ (1 - \Gamma) = V \quad (5.3)$$

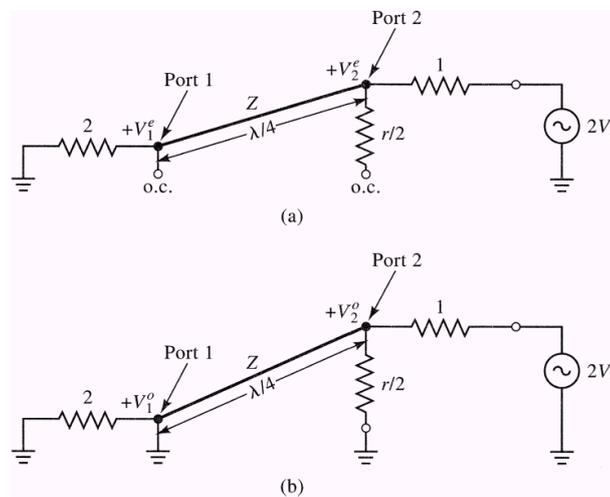
$$V_1^e = V(0) = V^+ (1 + \Gamma) = jV \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1}$$

dove  $\Gamma$  è il coefficiente di riflessione visto dalla porta 1 guardando verso il resistore normalizzato:

$$\Gamma = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}} \quad (5.4)$$

e

$$V_1^e = -jV\sqrt{2} \quad (5.5)$$



**Figura 5.4 - Bisezione del circuito in fig. (5.3) per l'eccitazione con modi pari (a) e con modi dispari (b).**

Usando la tecnica dei modi dispari, invece, si impone  $V_{g2} = V_{g3}$  e si ottiene  $V_2^o = V_3^o$  ed una tensione nulla sulla linea di mezzeria del circuito in Figura 5.3. In tal caso possiamo considerare il circuito mostrato in

Figura 5.4(b) dove guardando dalla porta 2 si vede un'impedenza di  $r/2$ . Per la presenza del trasformatore  $\lambda/4$ , il corto circuito alla porta 1 è visto come un circuito aperto alla porta 2. Così  $V_2^o = V$  e  $V_1^o = 0$  e tutta la potenza passa attraverso la resistenza del circuito. Infine, l'impedenza di ingresso alla porta 1 quando le porte 2 e 3 sono chiuse su carichi adattati, è pari a uno, per la presenza dei due trasformatori  $\lambda/4$  connessi in parallelo e chiusi su carichi unitari.

L'impedenza d'ingresso risulta

$$Z_{in} = \frac{\sqrt{2}^2}{2} = 1 \quad (5.6)$$

Riassumendo, i parametri S di un divisore di potenza Wilkinson sono i seguenti:

$$S_{11} = 0 \quad Z_{in} = 1 \text{ alla porta 1} \quad (5.7)$$

$$S_{22} = S_{33} = 0 \quad \text{uscite adattate per modi pari/dispari} \quad (5.8)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_1^e + V_1^o}{V_2^e + V_2^o} = -\frac{j}{\sqrt{2}} \quad \text{simmetria dovuta alla reciprocità} \quad (5.9)$$

$$S_{13} = S_{31} = -\frac{j}{\sqrt{2}} \quad \text{simmetria delle porte 2 e 3} \quad (5.10)$$

$$S_{23} = S_{32} = 0 \quad \text{per il circuito aperto o cortocircuito nella bisezione} \quad (5.11)$$

Pertanto, la matrice S può esser scritta come

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

### 5.3.2 Cifre di merito

Le prestazioni di un divisore/accoppiatore di Wilkinson sono comunemente valutate secondo le seguenti cifre di merito:

$$RL_1 [dB] = -20 \log |S_{11}| \quad e \quad RL_2 [dB] = -20 \log |S_{22}| \quad \text{return loss alle porte 1 e 2} \quad (5.13)$$

$$CP_{12} [dB] = -20 \log |S_{12}| \quad \text{accoppiamento tra la porta 1 e 2} \quad (5.14)$$

$$IL_{23} [dB] = -20 \log |S_{23}| \quad \text{isolamento tra la porta 2 e 3} \quad (5.15)$$

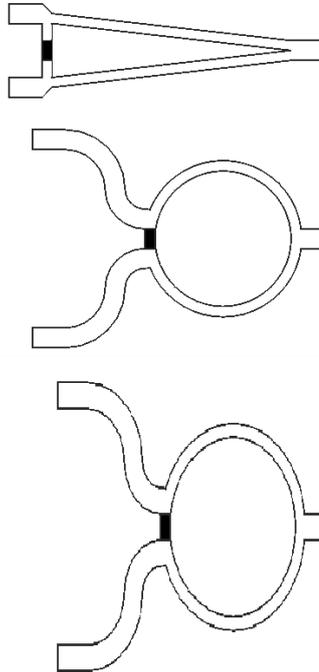
Per progettare un buon divisore di Wilkinson, bisogna che vengano rispettate le seguenti condizioni:

- $RL_i < 25$  dB;
- $IL_{23} < 20$  dB;
- $CP_{12} = CP_{13} = 3$  dB.

#### 5.4 Progettazione del divisore di potenza

Per dispositivi di questo tipo realizzati in microstriscia, una scelta importante riguarda il dielettrico del substrato. A differenza dell'antenna, che prevede un substrato di FR-4, qui è stato utilizzato il dielettrico Arlon® 25FR con costante dielettrica  $\epsilon_r = 3.58$ . La sua bassa costante dielettrica, la buona proprietà di perdita, il basso coefficiente termico della costante dielettrica ed le eccellenti caratteristiche di stabilità fisica si sono dimostrate nettamente superiori alle proprietà del precedente dielettrico.

Si è poi indagato sulle varie topologie per i trasformatori in quarto d'onda del divisore di Wilkinson, a linea di trasmissione rettilinea, curvilinea e ellittica.



**Figura 5.5 - Topologie dei trasformatori a  $\lambda/4$ .**

È stata scelta la configurazione ellittica perché è quella che riduce maggiormente la dimensione del substrato, come si vede dalla Figura 5.5, permette ai due trasformatori un

sufficiente disaccoppiamento rispetto la topologia rettilinea e le sue simulazioni impiegano un tempo ridotto rispetto quella circolare.

## **5.5 Simulazioni e risultati**

Anche qui Ansoft HFSS è stato utilizzato per le simulazioni dei divisori di Wilkinson prima a 2 e poi a 4 uscite. La configurazione finale simulata prevede anche l'adattamento delle 4 uscite per i chip di phase shifter che saranno poi inseriti nel design della rete. Questi dispositivi non andranno a contribuire alla simulazione del beamformer completo, data la mancanza di una completa caratterizzazione dei parametri S all'interno dei *datasheet* forniti dal produttore, il quale suggerisce di considerare ciascuno di essi come un carico adattato a 50  $\Omega$ .

### **5.5.1 Divisore di potenza 2:1**

Dopo che le prime simulazioni hanno permesso di ottimizzare la larghezza della microstriscia a 50  $\Omega$  per il substrato di Arlon 25FR spesso 0.8 mm, si è iniziata la progettazione del divisore a tre porte. Il dispositivo, come abbiamo visto nei paragrafi precedenti, prevede l'utilizzo di trasformatori a  $\lambda_g/4$ , dove  $\lambda_g$  si riferisce alla lunghezza d'onda nel dielettrico, con impedenza caratteristica pari a 70.7  $\Omega$ ; per cui anche la larghezza di questa microstriscia è stata simulata e ottimizzata. Ottenuti gli unici valori che la teoria fornisce, si è andati avanti nel design ottenendo una prima configurazione che è stata quindi simulata affinché le dimensioni di tutte le microstrisce fossero adeguate a raggiungere le proprietà cercate. Il modello in HSF è mostrato più sotto e il suo dimensionamento in Tabella 5.2

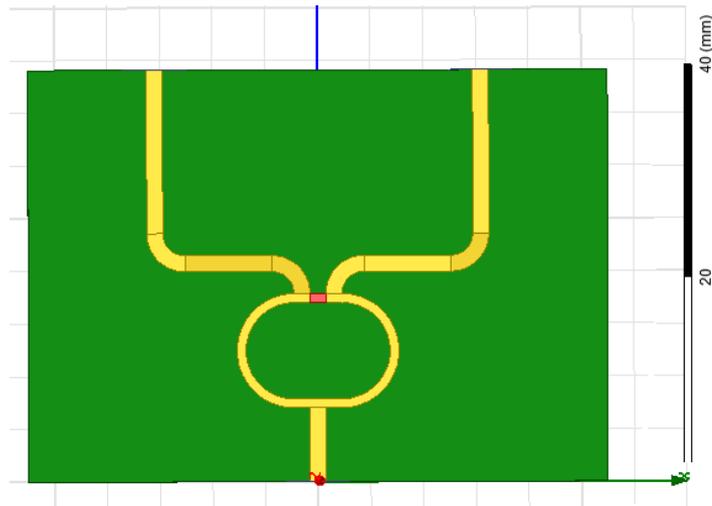
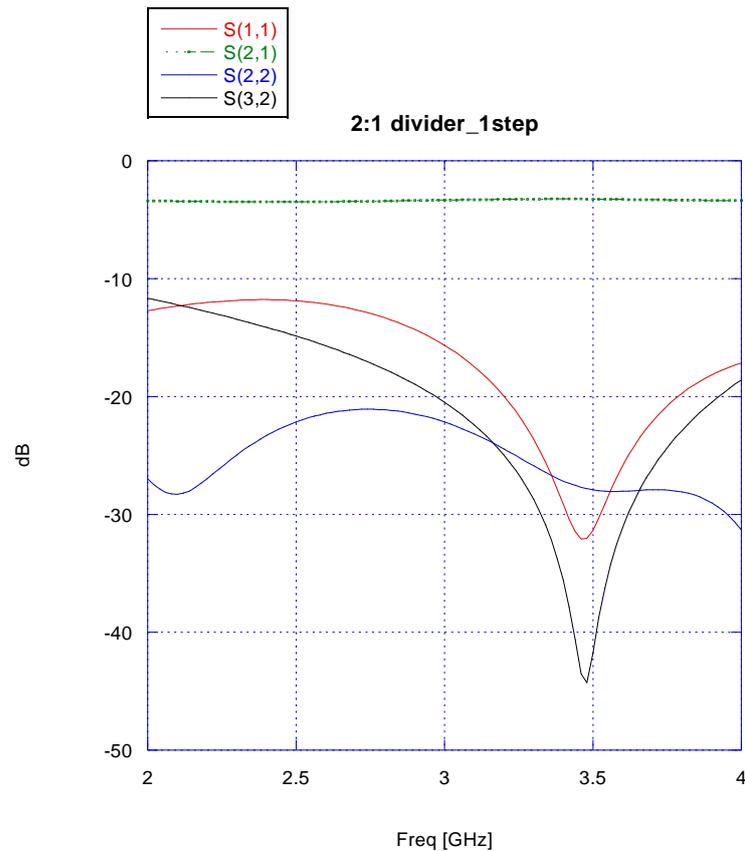


Figura 5.6 – Layout del divisore di Wilkinson 2:1 (1° livello).

Tabella 5.2 – Dimensionamento divisore 1° livello.

$W_{50}$	1.52 mm
$W_{qw}$	0.84 mm
$L_{qw}$	19.5 mm
$R$	2.1 mm
$L_{in}$	9 mm
$L_{mid}$	8.25 mm
$L_{out}$	15.5 mm

dove  $W_{50}$  rappresenta la larghezza della microstriscia a  $50 \Omega$ ,  $W_{qw}$  e  $L_{qw}$  sono le dimensioni del trasformatore in quarto d'onda,  $R$  indica il raggio esterno delle sezioni circolari di uscita dal divisore ed infine  $L_{in}$ ,  $L_{mid}$  e  $L_{out}$  sono le lunghezze delle varie microstrisce. Il rettangolo rosso rappresenta una resistenza concentrata di  $100 \Omega$ , come da teoria. Il risultato finale delle simulazioni è mostrato in figura



**Figura 5.7 - Risposta in frequenza del divisore di Wilkinson 2:1 con HFSS.**

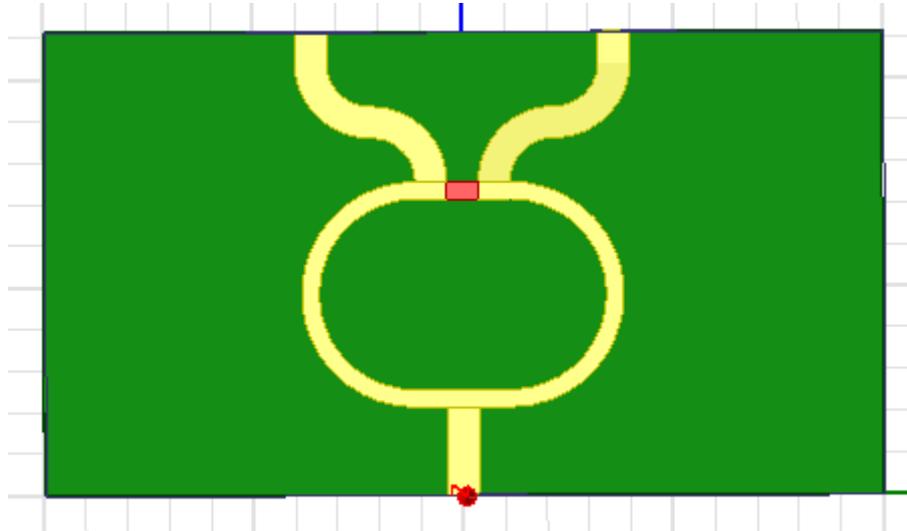
Come si evince dal grafico, il divisore ha una buona risposta su tutta la banda di interesse. Dato che la rete dovrà alimentare il nostro array risonante a 3.5 GHz, vediamo le principali cifre di merito, descritte nel paragrafo 5.3.2, a questa frequenza:

**Tabella 5.3 - Cifre di merito a 3.5 GHz del divisore 2:1 (1° step).**

Proprietà	Valore in dB
<b>RT<sub>1</sub></b>	-31.35
<b>RT<sub>2</sub></b>	-29.91
<b>IL<sub>23</sub></b>	-41.73
<b>CP<sub>12</sub></b>	-3.25

Il design simulato rientra ampiamente nelle specifiche di progetto. Terminato il primo livello di divisione della potenza, si è passato alla progettazione di un ulteriore divisore a

tre porte, molto simile al precedente, che andrà a occupare il secondo livello della rete, a monte dell'inserimento dei phase shifter.



**Figura 5.8 - Layout del divisore di Wilkinson 2:1 (2° step).**

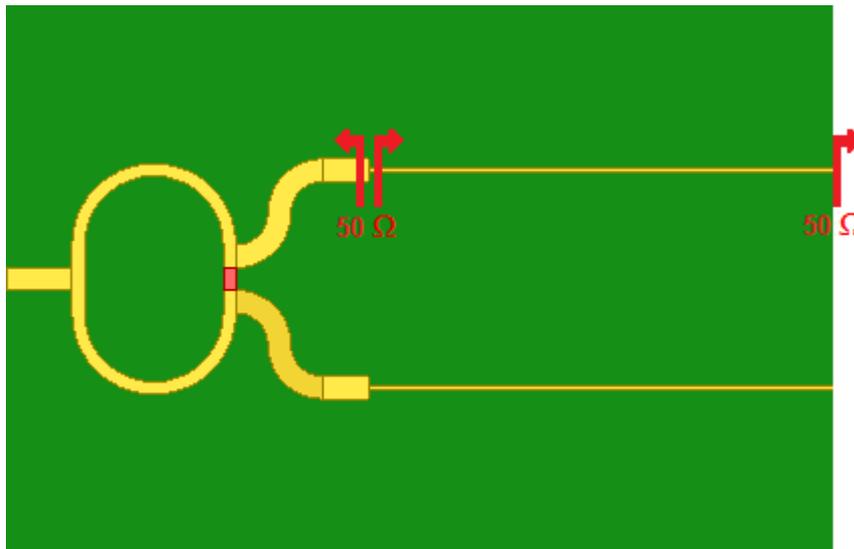
Come si vede dalla figura, il divisore in sé ha ovviamente le stesse dimensioni del primo divisore simulato, le differenze di questo secondo design consistono nella mancanza della microstriscia rettilinea tra le due sezioni circolari di uscita, le quali servivano a creare la giusta e uguale distanza tra tutte e 4 le uscite. Anche per questo divisore le specifiche per la frequenza centrale di 3.5 GHz sono state raggiunte:

**Tabella 5.4 - Cifre di merito a 3.5 GHz del divisore 2:1 (2° step).**

Proprietà	Valore in dB
<b>RT<sub>1</sub></b>	-32.01
<b>RT<sub>2</sub></b>	-27.96
<b>IL<sub>23</sub></b>	-42.17
<b>CP<sub>12</sub></b>	-3.25

Dato che ciascuna uscita di questo divisore andrà poi collegata allo sfasatore, ovvero, più precisamente, ad uno dei pin dello sfasatore, è stato necessario modificare l'impedenza caratteristica della microstriscia di uscita in modo che abbia la stessa larghezza del pin del chip, pari a 0.254 mm, assai più sottile della microstriscia a 50 Ω larga 1.62 mm, per

permettere una corretta saldatura durante la fase realizzativa. L'ipotesi di utilizzare un trasformatore  $\lambda/4$  è stata subito scartata per la seguente ragione: una larghezza di 0.254 mm sul substrato scelto corrisponderebbe ad una microstriscia di impedenza caratteristica di  $93.76 \Omega$ , alla quale, per essere adattata ad una di  $50 \Omega$ , servirebbe un trasformatore con impedenza talmente alta da non poter essere neppure realizzato in microstriscia. Si è perciò optato per la seguente soluzione: supposto che la linea in microstriscia saldata al pin del chip veda un carico adattato a  $50 \Omega$ , inserendo tra pin e microstriscia di uscita del divisore di Wilkinson un tratto di microstriscia larga 0.254 mm e lunga  $\lambda_g/2$  (pari a 30.8 mm), la testa di quest'ultima vedrebbe ancora un carico adattato; collegando questa microstriscia al divisore di potenza con tutte le porte perfettamente adattate, anche la struttura totale risulterebbe adattata. Modificato il design in Figura 5.8 come mostrato di seguito, la configurazione complessiva è stata simulata e ottimizzata affinché le specifiche siano comunque adeguate. Si riporta la risposta in frequenza delle cifre di merito ed i valori puntuali alla frequenza di 3.5 GHz.



**Figura 5.9 - Layout modificato del divisore di Wilkinson 2:1 (2°step) con microstriscia per l'adattamento dei phase shifter.**

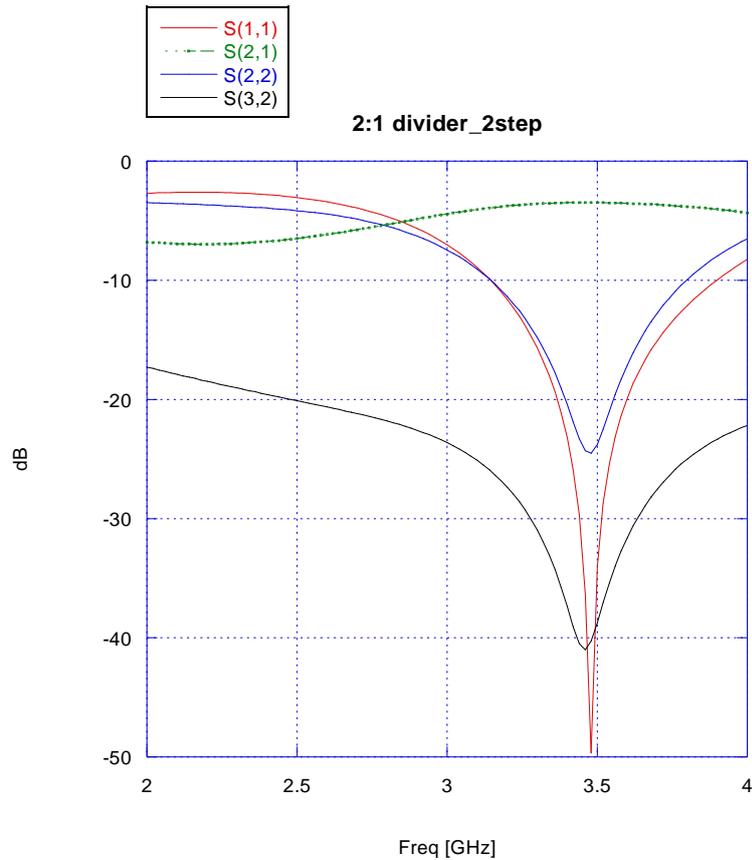


Figura 5.10 - Risposta in frequenza del layout modificato di Figura 5.9 con HFSS.

Tabella 5.5 . Cifre di merito a 3.5 GHz del divisore 2:1 modificato.

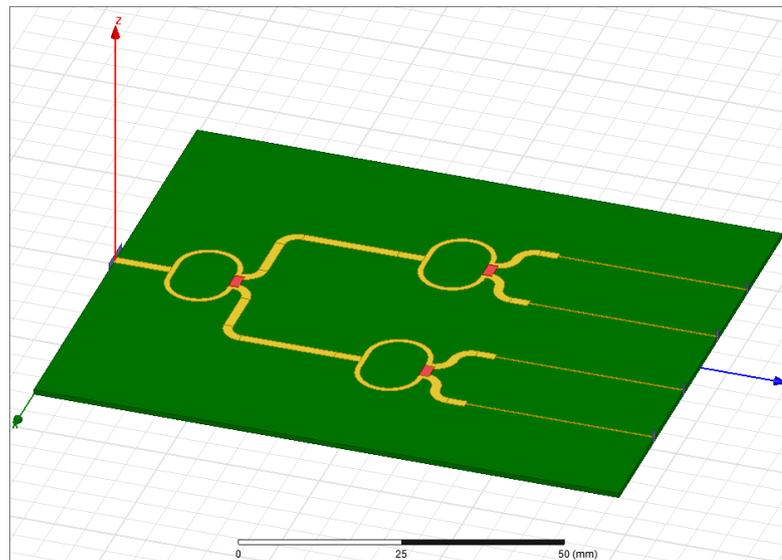
Proprietà	Valore in dB
<b>RT<sub>1</sub></b>	-49.69
<b>RT<sub>2</sub></b>	-24.51
<b>IL<sub>23</sub></b>	-40.26
<b>CP<sub>12</sub></b>	-3.47

Nonostante i parametri S abbiano mantenuto un buon livello alla frequenza di interesse, ciò che ha risentito maggiormente della modifica apportata è stata la banda di funzionamento del divisore, che si è drasticamente ridotta a 647 MHz (18.4% @3.5 GHz) rispetto alla banda che aveva il divisore al primo livello. Ciò è dovuto principalmente agli effetti di riflessione causati dalla brusca discontinuità che subisce la microstriscia quando passa da

un'impedenza caratteristica di  $50 \Omega$  ad un'impedenza che è quasi il doppio della precedente.

### 5.5.2 *Divisore di potenza 4:1*

Il design del divisore a quattro uscite è stato ottenuto mettendo in cascata i due livelli di divisori 2:1 progettati precedentemente. Il modello ottimizzato del divisore di potenza Wilkinson 4:1 su HFSS ed i risultati della simulazione sono presentati in Figura 5.11, Figura 5.12 e in Tabella 5.6.



**Figura 5.11 - Layout del divisore di Wilkinson 4:1 su HFSS.**

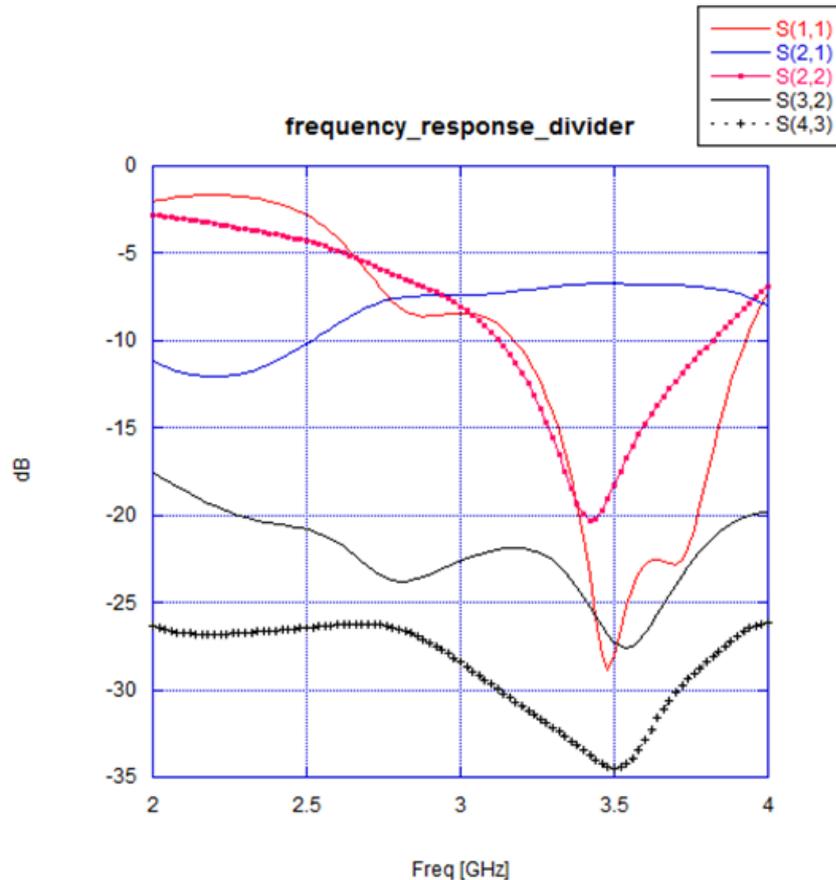


Figura 5.12 - Risposta in frequenza del divisore di Wilkinson 4:1 con HFSS.

Tabella 5.6 - Cifre di merito a 3.5 GHz del divisore 4:1.

Proprietà	Valore in dB
<b>RT<sub>1</sub></b>	-28.06
<b>RT<sub>2</sub></b>	-20.31
<b>IL<sub>23</sub></b>	-27.27
<b>IL<sub>34</sub></b>	-34.47
<b>CP<sub>12</sub></b>	-6.73

Dalla Figura 5.12, una banda percentuale a -10 dB di 18.2% (3.18 – 3.82 GHz) centrata su 3.5 GHz è stata ottenuta. Nel complesso, la risposta in frequenza ha mostrato basse return loss, un basso accoppiamento ed alto isolamento: le cifre di merito sono state quindi soddisfatte come da specifica. Tuttavia, c'è da osservare che l'uso di una

microstriscia ad alta impedenza ha sicuramente peggiorato le prestazioni e diminuito la banda operativa, come si può notare dal *return loss* della porta 2 che non supera i -20 dB. Inoltre, la potenza di uscita per ciascuna sezione del divisore deve risultare la metà della potenza di ingresso:  $S_{12} = -3$  dB per il divisore a due uscite e  $S_{12} = -6$  dB per questo a 4; questo è stato raggiunto con buona approssimazione, infatti, come dimostrano i valori riportati in tabella, la perdita indotta dal dielettrico per ogni divisore a 3.5 GHz fa sì che la potenza misurata in uscita si discosti di circa 0.2-0.4 dB per il 2:1 e di 0.7 dB per il 4:1 dal valore teorico.

## 5.6 Phase shifter

Conclusa la pura distribuzione di potenza, si è passati all'analisi del componente principale che caratterizza la rete di beamforming: il phase shifter.

I phase shifter sono dei circuiti a due porte utilizzati per controllare la fase del segnale all'ingresso. La funzione di un Phase Shifter è quella di variare la fase del segnale al suo ingresso. La funzione di trasferimento può essere definita mediante la matrice di scattering nella forma,

$$S = \begin{bmatrix} 0 & A(\omega)e^{-j\psi(\omega)} \\ A(\omega)e^{-j\psi(\omega)} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

dove  $A$  e  $\psi$  sono il guadagno e la fase del phase shifter, e  $\omega$  la frequenza del segnale. In funzione della dipendenza che la fase  $\psi$  ha con la frequenza del segnale, vi sono due categorie di phase shifters, a fase costante e a ritardo costante, o TTD (*true time delay*).

Nei phase shifter (PS) a fase costante non vi è dipendenza della fase con la frequenza  $\psi(\omega) = \psi_0$ , invece nei quelli a ritardo costante la fase è funzione lineare della frequenza  $\psi(\omega) = \omega\Delta t$ . In entrambe le categorie il guadagno deve essere costante al variare della frequenza  $A(\omega) = A_0$ . Quando si lavora a banda stretta questi due tipi di PS si possono considerare equivalenti essendo  $\psi = \omega\Delta t$ .

Una seconda classificazione viene fatta rispetto al modo in cui viene controllata la fase:

- analogici;
- digitali.

Nei PS analogici la fase del segnale d'ingresso viene regolata con continuità in un certo intervallo  $[\psi_{min}, \psi_{max}]$ , mentre nei PS digitali la fase può assumere solo un numero limitato di valori, dipendenti dal numero di bit.

I principali parametri che caratterizzano i PS sono:

- Range di controllo della fase: normalmente è di  $360^\circ$ ;
- Risoluzione della fase: teoricamente nei PS analogici è  $\infty$ , invece nei PS digitali la risoluzione è limitata dal numero dei bit;
- Perdita di inserzione, *IL*: rappresenta la diminuzione dell'ampiezza del segnale in uscita, nei PS attivi si può avere anche guadagno;
- Variazione del *IL* con la fase: in certe applicazioni si può richiedere anche la compensazione, utilizzando dei amplificatori a guadagno variabile *VGA*, per mantenere costante il livello del segnale al variare della fase;
- Banda Passante: campo di frequenza in cui il PS può funzionare;
- Consumo di potenza: importante specialmente nei dispositivi portatili a batteria;
- Area del Chip: deve essere più piccola possibile per abbassare i costi, specialmente nei sistemi *phased array* dove il numero dei moduli PS è elevatissimo;
- Cifra di rumore, *NF*: rumore additivo introdotto dal PS, importante nei sistemi *array* in ricezione dove i PS sono collegati direttamente alle antenne.

Dopo un'approfondita analisi di mercato sui possibili *phase shifter* analogici funzionanti in banda S, si è scelto, per ragioni di costo e reperibilità, il modello di IC *phase shifter HMC928LP5E - 450° Analog Phase Shifter SMT della HITTITE Microwave Corporation* (il datasheet è riportato in Appendice).

Questo è uno sfasatore analogico controllato tramite una tensione di controllo analogica da 0 a 13 V, che fornisce uno sfasamento continuamente variabile da 0 a 450 gradi nella banda da 2 a 4 GHz, con basse perdite di inserzione rispetto allo sfasamento e alla frequenza. È un dispositivo abbastanza preciso rispetto alla tensione di controllo e dispone di un tipico errore di fase di  $\pm 5^\circ$ . Queste caratteristiche lo rendono ideale per varie applicazioni:

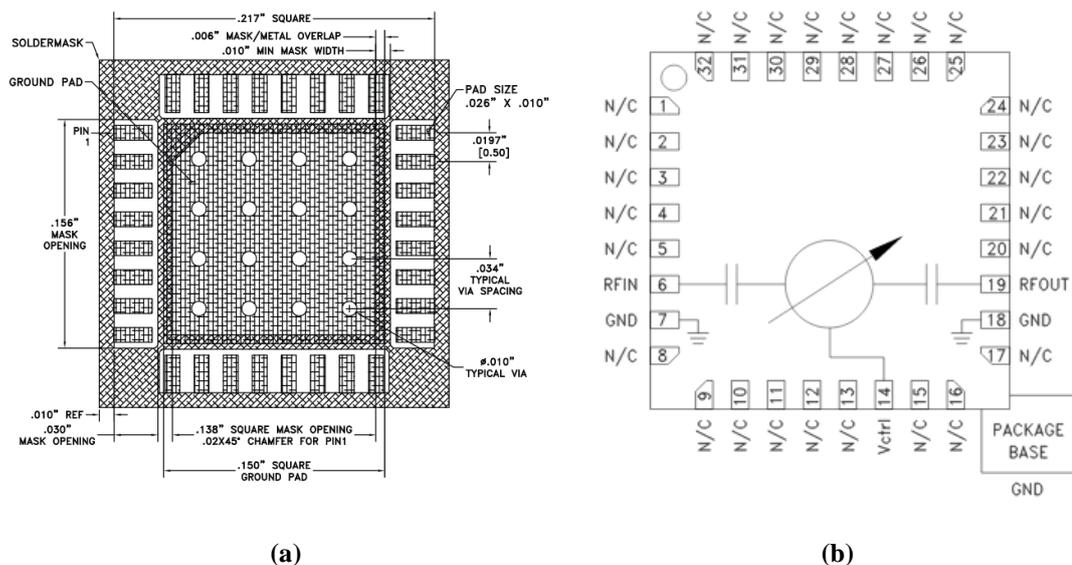
- sistemi radar militari;
- ricevitori per sistemi dedicati alla guerra elettronica;
- strumentazione per test;
- comunicazione satellitari;
- moduli di *beamforming*.

Si riassumono di seguito le sue principali specifiche elettriche:

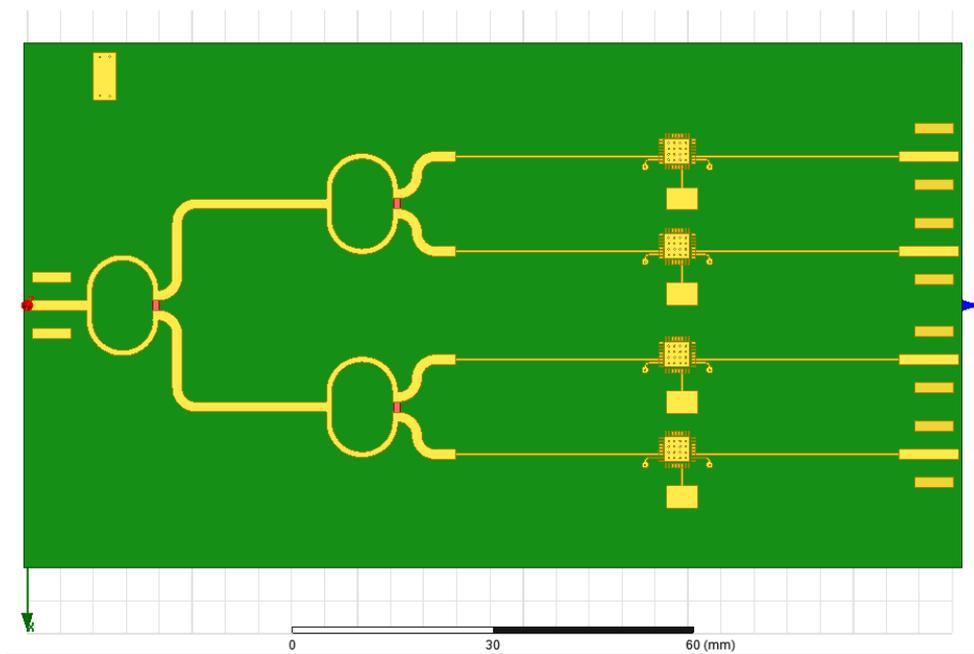
**Tabella 5.7 - Principali caratteristiche del IC phase shifter.**

Parametro	Tip.
<b>Banda</b>	2 – 4 GHz
<b>Range di sfasamento</b>	450°
<b>Perdita di inserzione</b>	3.5 dB
<b>Range tensione di controllo</b>	0 – 13 V
<b>Range corrente di controllo</b>	± 1.0 mA
<b>Potenza max in ingresso</b>	10 dBm
<b>Sensibilità fase su tensione</b>	35 deg/V
<b>Errore di fase</b>	± 5°

Il datasheet del dispositivo non comprende però una sua caratterizzazione in base ai coefficienti di scattering. A causa dello scarso tempo e del costo considerevole, non è stato possibile effettuare preliminarmente una misura su un chip di prova e ricavare così i suoi parametri S per includere il phase shifter nel design simulato in HFSS. Per questo, infatti, lo studio elettromagnetico del beamformer termina con il divisore discusso nel paragrafo precedente e si assume il chip come un carico adattato a 50 Ω, così come suggerito dal produttore. In base al Land Pattern per PCB e al diagramma funzionale fornitoci, raffigurati in Figura 5.13, si è inserito il chip nel design di Figura 5.11, prevedendo le piste per il collegamento a massa e per la tensione di controllo. Il layout completo è mostrato in Figura 5.14



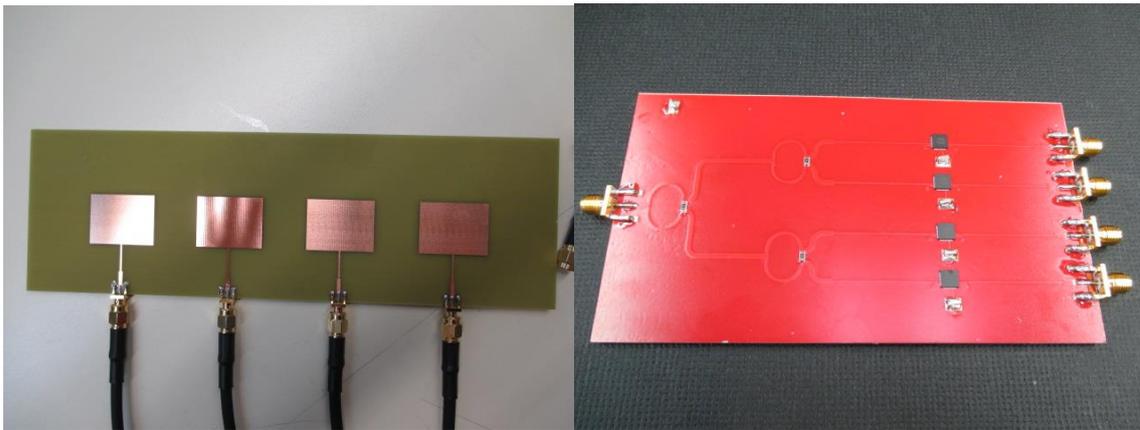
**Figura 5.13 - (a) PCB Land Pattern. (b) Diagramma funzionale.**



**Figura 5.14 - Design finale della rete di beamforming.**

## 6 PROTOTIPO

Il prototipo di phased array a 4 elementi è stato realizzato come mostrato in Figura 6.1. Sia l'array che la rete di alimentazione sono tutti fabbricati con tecnica dei circuiti stampati (tecnologia PCB). Per effettuare un ordine di PCB, è stato fatto un progetto per le due schede con i layer caratterizzanti la struttura.



**Figura 6.1 - Fotografia del prototipo realizzato. Array e beamformer.**

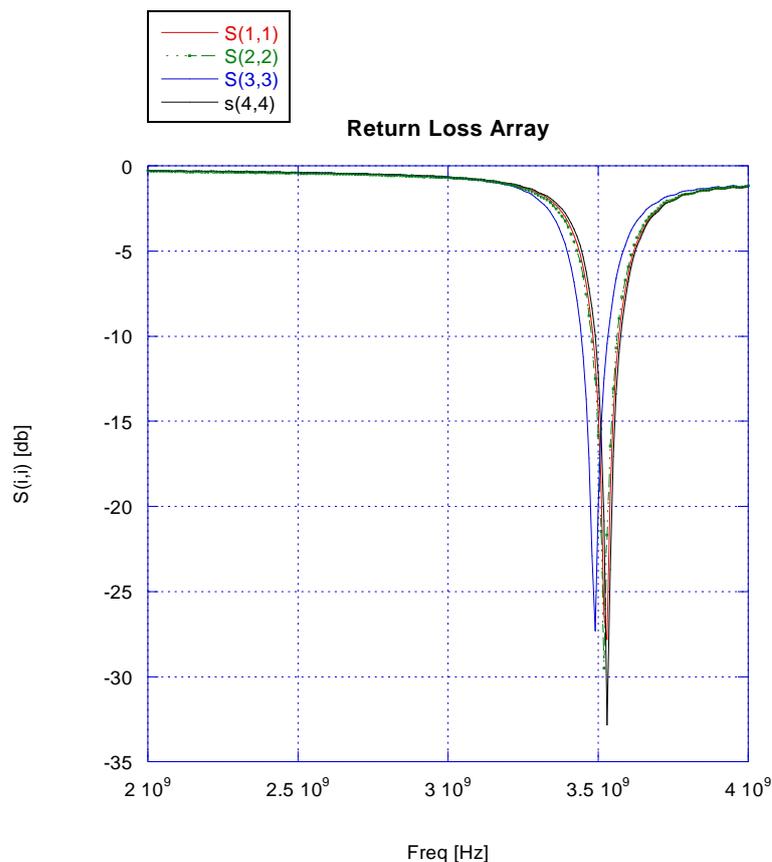
I materiali che sono stati scelti per questo progetto sono FR-4 e Arlon 25FR. Il fatto che questi siano ampiamente utilizzati in campo industriale, ha contribuito a rendere facile e veloce l'ordine e a ricevere celermente le schede stampate. Non si sono incontrati particolari problemi con lo spessore dei materiali, che erano stati in fase preliminare di progetto già discussi con la ditta che ha provveduto alla stampa dei circuiti. Quando i PCB sono stati ottenuti, un esperto saldatore si è occupato dei connettori SMA, delle resistenze dei divisori di Wilkinson e soprattutto dei chip dei phase shifter, che hanno richiesto non poca cura. Alcuni imprevisti si sono verificati in questa fase a causa del troppo calore che ha fatto imbarcare il PCB relativo alla rete di alimentazione e per il fatto che sul PCB è stato rilevato un errore nel design; questi problemi sono stati risolti risaldando tutti i componenti su un secondo PCB, avendo cura di non esporre a temperature troppo elevate la schedina e i suoi componenti.

### 6.1 Misure e risultati

La campagna di misura ha riguardato dapprima il solo array, poi ci si è concentrati sul beamformer e sulla delicata conversione tensione/differenza di fase, in cui abbiamo incontrato non pochi problemi causati principalmente da un effetto che non era stato

assolutamente previsto in fase progettuale, ossia l'influenza reciproca tra i quattro sfasatori. Infine ottenuta una struttura unica, si sono misurati tre differenti pattern che hanno dimostrato le proprietà di scansione del prototipo realizzato.

Il return loss dell'array è stato quindi misurato con un analizzatore di spettro e utilizzando delle terminazioni a  $50\Omega$  per le porte non coinvolte nella misura. Precedentemente, le perdite nel cavo collegato tra antenna e analizzatore di spettro sono state calibrate.

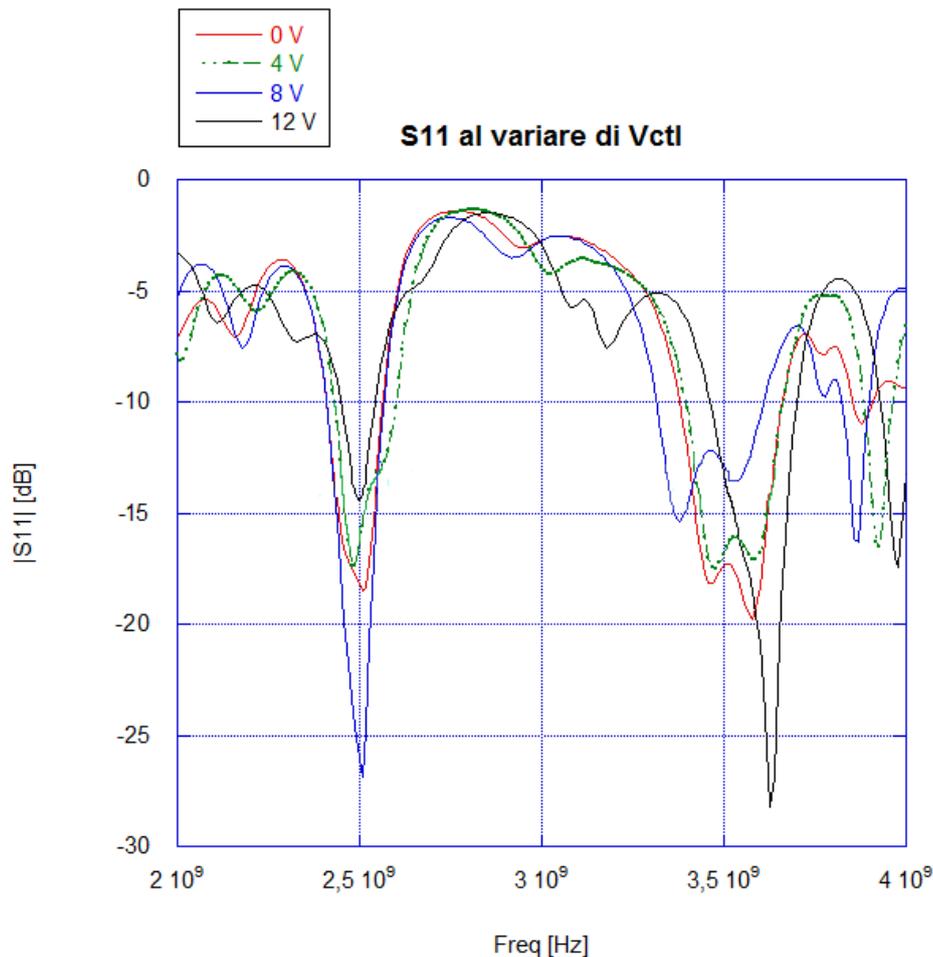


**Figura 6.2 - Return Loss misurato dell'array.**

Dalla Figura 6.2 si evince una corrispondenza con i valori simulati in HFSS, fatta eccezione che per l'elemento 3, il quale ha subito uno shift frequenziale rispetto agli altri di circa 40 MHz, molto probabilmente dovuto ad un errore nella stampa del circuito. A queste lunghezze d'onda, s'è verificato che un errore di 0.1 mm nella lunghezza del lato risonante del patch comporta uno shift di 20 MHz, e un errore di siffatto ordine è sicuramente sotto l'accuratezza della stampa. A causa di questa non perfetta risonanza dell'elemento 3 nella frequenza di progetto, la banda percentuale a -10 dB, che sarebbe risultata del 2.4%

centrata sui 3.53 GHz (riconfermando nuovamente i valori ottenuti in simulazione), si è ristretta fino ad banda di 1.4% centrata su 3.5 GHz.

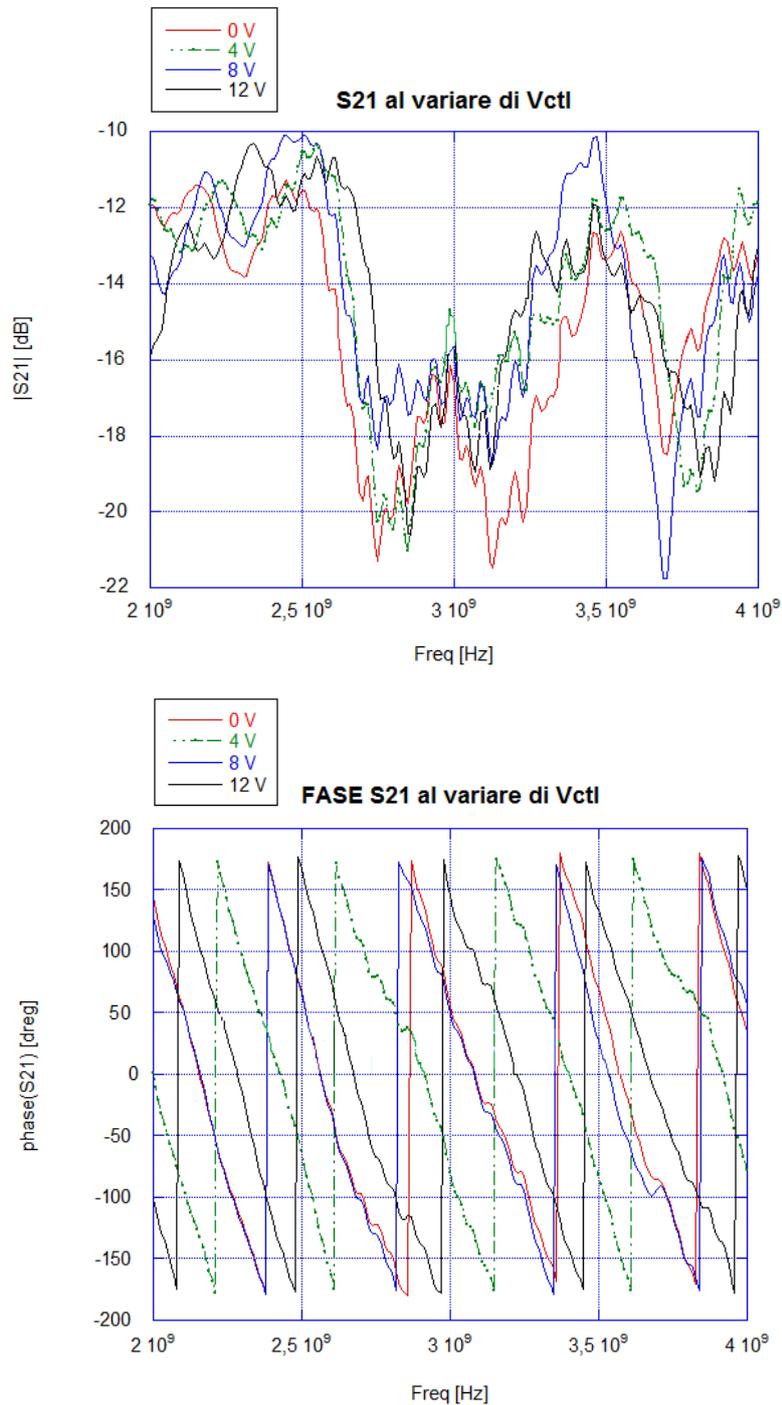
Testata l'antenna, si è passati ad analizzare la rete di alimentazione, misurando  $S_{11}$  al variare della tensione di controllo ( Figura 6.3). L'intervallo da 0 a 12 V è stato ovviamente scelto in base alle specifiche del phase shifter.



**Figura 6.3 - Return Loss Misurato del beamformer al variare della tensione di controllo.**

Inserimento del phase shifter, come si poteva immaginare, ha alterato non di poco il coefficiente di riflessione delle rete. Da un banda percentuale a -10 dB di 640 MHz centrata a 3.5 GHz, siamo passati ad avere due bande nella intervallo di interesse 2-4 GHz: una è sempre centrata sui 3.52 GHz con banda minore di 280 MHz e un'altra banda di 150 MHz centrata a 2.48 GHz. Per le variazioni rispetto la tensione di controllo, si nota che generalmente le prestazioni migliorano con l'aumentare della tensione in ingresso.

Si è analizzato successivamente il trasferimento di potenza che avviene tra ingresso e uscita. Si guardi a tal proposito la figura più sotto

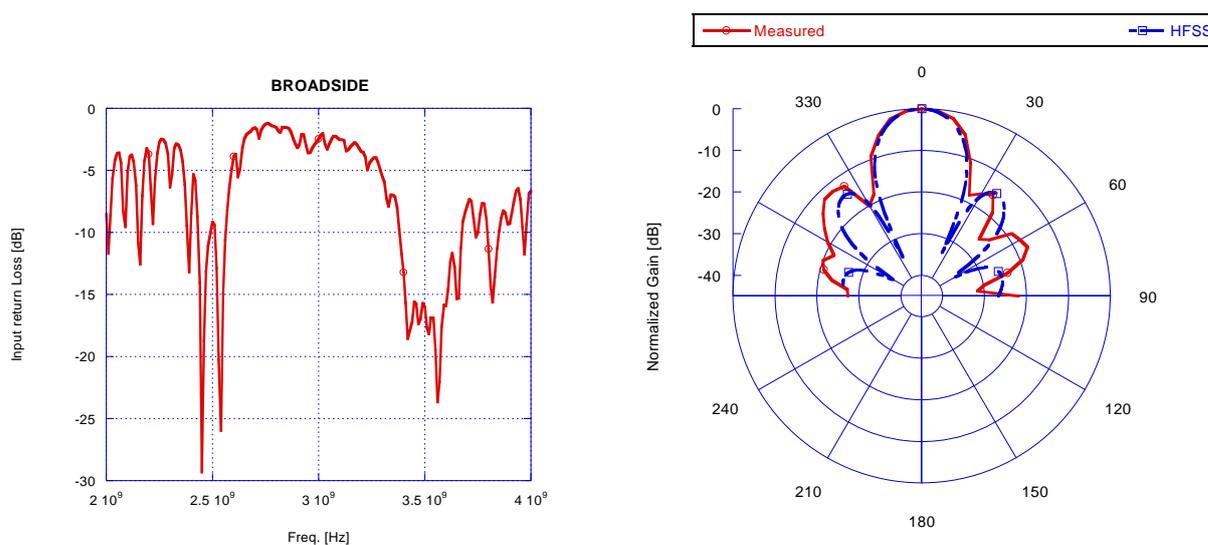


**Figura 6.4 - Power Transfer misurato del beamformer al variare della tensione di controllo.**

Il valore atteso nelle due bande è di 10 - 11 dB: il divisore di potenza Wilkinson 4:1 perde -6 dB, aggiungiamo una perdita di 0.5 dB dovuta al dielettrico, l'*insertion loss* del phase

shifter a 3.5 GHz è di 4.5 dB, ciò vuol dire che in totale si arriva a -11 dB di perdita di potenza. Guardando il modulo di  $S_{21}$ , è chiaro che anche qui la tensione di controllo gioca un ruolo importante. La curva associata ad una tensione di 8 V ottiene, almeno nelle due bande operative, le prestazioni migliori, molto vicine al valore teorico calcolato, infatti a 2.47 e 3.51 GHz vale -10 dB; se confrontiamo questa curva con quella relativa a  $V_{ctl}=0$  V, a certe frequenze arrivano a differire anche di 5 dB. Dal grafico della fase si trova riscontro al principio cardine di un phase shifter: la fase varia a seconda della tensione in ingresso; ciò dà prova del corretto funzionamento dei chip.

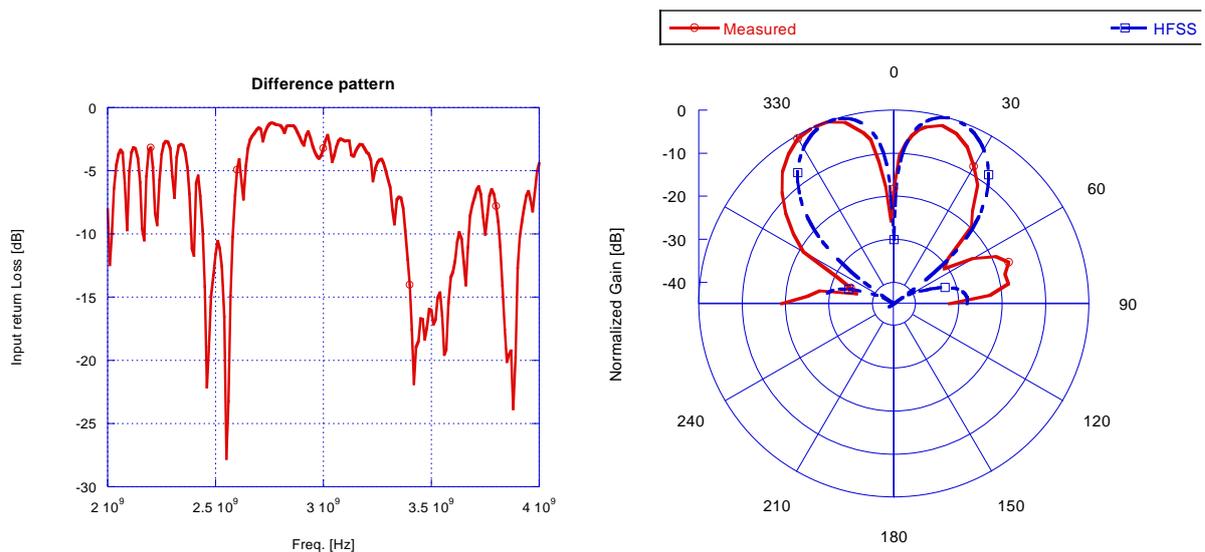
Partendo dai valori indicativi forniti dal datasheet, ci è cercato di trovare quelle giuste tensioni per dare lo sfasamento voluto ad ognuno dei 4 segnali in uscita: L'operazione è stata più complessa del previsto, in quanto è venuto alla luce un problema non facilmente risolvibile, ossia l'influenza che la variazione della tensione di controllo di un determinato phase shifter ha sugli altri chip: infatti, cambiando la fase di uno, anche la fase degli altri subisce uno spostamento non trascurabile. La causa di questo accoppiamento reciproco tra i phase shifter potrebbe probabilmente essere dovuta alla troppa vicinanza dei chip. Provando varie combinazioni di tensioni, si è infine trovato quella opportuna affinché il fascio d'antenna sia orientato lungo la direzione desiderata. È stato quindi possibile misurare i pattern di radiazione su diversi puntamenti. Si seguito sono mostrati la risposta in frequenza dell'antenna e il radiation pattern in direzione broadside:



**Figura 6.5 - Return Loss antenna e Radiation Pattern in Broadside.**

Per ottenere questo pattern, si è scelto di non dare alcuna tensione di controllo agli sfasatori e lasciare quella a vuoto, in modo che i chip non si influenzino vicendevolmente. Una banda a -10 dB di quasi 300 MHz centrata su 3.5 GHz è stata ottenuta. I risultati, mostrati in Figura 6.5, si sono dimostrati essere in linea con quanto si è ottenuto dalle simulazioni in HFSS, almeno per quanto riguarda il fascio principale. Infatti sia quello misurato che il simulato sono caratterizzati dallo stesso HPBW di  $21^\circ$ . I lobi secondari risultano invece più alti di 2.5 dB rispetto a quelli simulati.

Ottenere un *difference pattern* (fare riferimento alla tecnica monopulse) era l'obiettivo della seconda misura. I primi due sfasatori sono stati lasciati ancora senza alcuna tensione di controllo, al terzo e quarto è stata data una tensione di 3.6 V per produrre uno sfasamento di  $180^\circ$ . I risultati sono mostrati in Figura 6.6.



**Figura 6.6 - Return Loss antenna e Difference Pattern.**

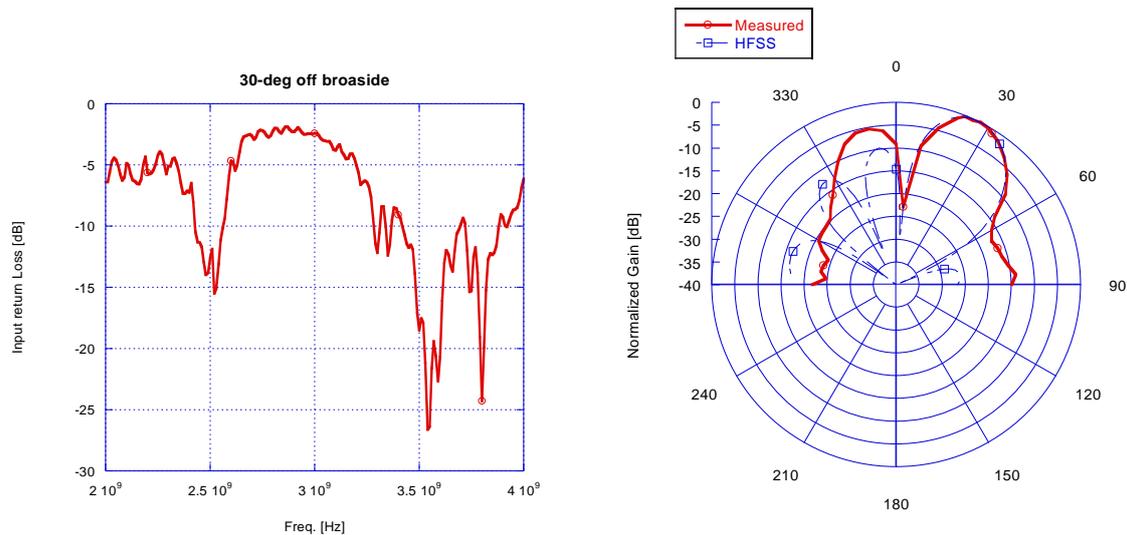
Anche qui s'è riusciti allo scopo di produrre il pattern voluto. Le incongruenze tra misurato e simulato sono dovute principalmente ad errori commessi sul set di misura. Il return loss evidenzia l'allargamento della banda centrata a 2.5 GHz.

Per verificare l'effettiva capacità di scansione dell'antenna, in ultimo è stato misurato il pattern in direzione  $\theta = 30^\circ$ . In base al settaggio delle tensioni di controllo, ovviamente questo si è dimostrato il pattern più complesso da generare, in quanto tutti i phase shifter,

fatta eccezione per il centro di fase, hanno una tensione di controllo diversa dalle altre. Si è arrivati al pattern rappresentato in Figura 6.7, grazie ai settaggi riassunti in Tabella 6.1:

**Tabella 6.1 - Sfasamenti e tensioni di controllo per fascio puntato a  $\theta = 30^\circ$ .**

Elemento	Sfasamento	Tensione
1	$0^\circ$	tensione a vuoto
2	$-105^\circ$	2.227 V
3	$-210^\circ$	4.15 V
4	$-315^\circ$	8.6 V



**Figura 6.7 - Return Loss e Radiation Pattern con puntamento del fascio in  $\theta=30^\circ$ .**

Il fascio è stato effettivamente orientato a  $30^\circ$  e, anche in questo caso, una buona congruenza con i valori simulati si è raggiunta. Lo stesso però non può esser detto dei lobi secondari, che qui raggiungono i -5 dB rispetto a quello principale. Il pattern misurato non presenta alcuni dei nulli che invece caratterizzano il pattern simulato, questo perché l'accuratezza della simulazione è più fine di quella in misura: il primo pattern è stato calcolato in HFSS per ogni grado, mentre quello misurato ogni  $5^\circ$ . La misura di questo pattern mette anch'esso in luce la necessità di utilizzare un tapering d'ampiezza per

abbattere il SLL, che qui è veramente troppo alto e per questa ragione e perché siamo ai limiti del range di scansione, dove in generale le prestazioni dell'antenna degradano in ogni caso.

## 7 SVILUPPO FUTURO: *PATTERN RECONFIGURABLE ANTENNA*

Le misure effettuate sul prototipo d'antenna realizzato hanno dimostrato la sua capacità di scansione nel range  $-30^{\circ}:30^{\circ}$  sul piano direttivo, anche se le prestazioni al limite del range non sono ottimali: il guadagno è di soli 7 dBi, con un HPBW di  $23^{\circ}$  e soprattutto con un alto SLL (di 10 dB sotto il livello del lobo principale). Tralasciando le soluzioni che implicano l'aumento del numero degli elementi d'array o l'impiego di distribuzioni non uniformi d'ampiezza, in questo capitolo si affronterà lo studio di un metodo che aumenti la capacità di scansione rispetto al primo prototipo di patch e incrementi il guadagno fin ora ottenuto.

L'obiettivo è quindi aumentare range di scansione e guadagno sempre con un array lineare a 4 elementi senza alcun tipo di tapering d'ampiezza. Le classiche soluzioni richiamate prima hanno tutte in comune una soluzione che mira ad ottimizzare il fattore d'array. Ma se si andasse ad agire sul fattore di elemento lasciando invariato quello di array, si potrebbe presentare qualche soluzione in grado di raggiungere tali prestazioni?

Una risposta affermativa viene fornita dalle cosiddette *pattern reconfigurable antenna*, ossia antenne capaci di variare loro stesse la direzione di massima irradiazione tramite l'utilizzo di *PIN diode* o di *Varactor*.

Questo ultimo capitolo verterà proprio sull'analisi di una semplice ma efficace configurazione di Pattern RA, la quale utilizza 4 switch per riconfigurare il radiation pattern in tre variazioni, e che vedremo costituisce un potenziale utilizzo nei sistemi phased array.

### 7.1 *Introduzione*

Classicamente la caratteristica di pattern riconfigurabili è stata raggiunto soltanto con i sistemi phased array. Tuttavia, vari studi sulle antenne riconfigurabili hanno dato altre possibilità. In [12] - [13], dei meccanismi di commutazione che modificano i percorsi della corrente riescono a fornire all'antenna proprietà di riconfigurabilità. Analogamente, [14] - [15] utilizzano un carico variabile reattivo per controllare la distribuzione di corrente su un dipolo per fornire un pattern riconfigurabile.

In confronto alle varie antenne proposte sopra, il tipo di antenna che si sta qui proponendo ha un profilo conforme, di piccola dimensione e struttura semplice. L'antenna

è impostata su un substrato dielettrico di FR-4 ed ha una microstriscia centrale alimentata tramite coassiale con due altre microstrisce parassiti su entrambi i lati, ciascuna con due connessioni a commutazione. A differenza di un design basato su un antenna tipo Yagi-Uda che fornisce una riconfigurabilità di frequenza preservando il pattern di radiazione, con quest'antenna la direzione di massima radiazione si sposta tra  $+35^\circ$ ,  $0^\circ$ , e  $-35^\circ$  rispetto al broadside pur mantenendo la stessa frequenza centrale e la stessa larghezza di banda.

## 7.2 Geometria dell'antenna e meccanismo di radiazione

La Figura 7.1 mostra la struttura fisica e i parametri dell'antenna. L'antenna consiste in tre strisce parallele stampate su un substrato dielettrico con massa. La spaziatura tra le strisce è circa un quarto d'onda nello spazio libero. La striscia centrale è circa metà lunghezza d'onda nel dielettrico alla frequenza di risonanza, ed è alimentata con un coassiale di raggio 0.4 mm. L'antenna è stata simulata in HFSS per l'ottimizzazione del punto di alimentazione e ottenere l'impedenza di ingresso desiderata. Le strisce parassiti sui lati dell'elemento centrale possono essere allungate o accorciate, rispettivamente chiudendo o aprendo dei buchi situati sugli elementi parassiti (che stanno a simulare l'effetto ad esempio di un PIN diode posto in corrispondenza dei buchi nello stato ON e OFF).

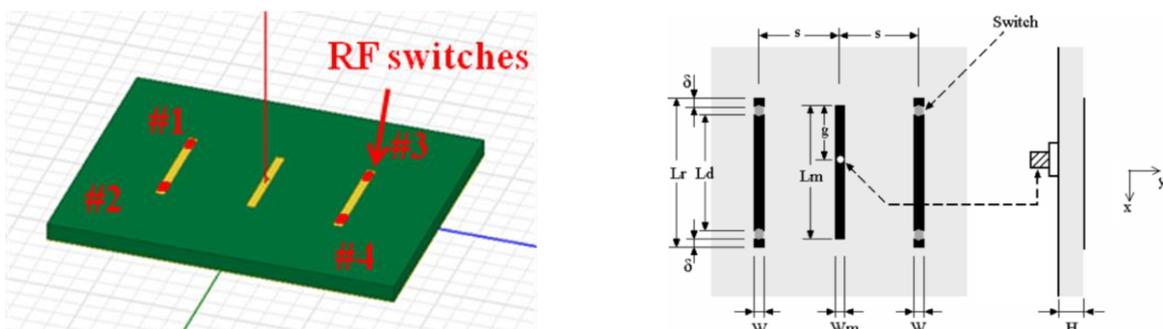


Figura 7.1 - Struttura e geometria della Pattern RA.

A causa della geometria, l'antenna, molto simile ad un dipolo stampato, è polarizzata linearmente e con una bassa componente crosspolare. L'antenna può funzionare in una delle tre modalità con una banda di impedenza comune: modalità RD, DD, e DR, in cui R e D stanno per “riflettore” e “direttore” rispettivamente, con riferimento alle modalità in cui i due elementi parassiti esterni operano. In queste configurazioni, l'accoppiamento tra l'elemento alimentato e i due elementi parassiti determina i diagrammi di radiazione risultanti. Il funzionamento dell'antenna è il seguente.

***Modalità RD***

Gli switch dell'elemento di sinistra sono chiusi e quelli dell'elemento di destra sono aperti. In questo modo, l'elemento a sinistra è più lungo della lunghezza di risonanza e l'elemento di destra più corto. Questa configurazione si comporta come un'antenna Yagi-Uda stampata su un substrato dielettrico e sostenuta da un piano di massa finito. Pertanto, l'elemento parassita sinistro funzionerà come un riflettore e l'elemento parassita destro come direttore. Poiché la presenza di un piano di massa finito dirige la radiazione dell'elemento nella metà superiore dello spazio, il diagramma di radiazione sul piano H tilterà verso l'asse  $y$  positivo.

***Modalità DR***

Simmetrica rispetto la modalità RD, con i due switch di sinistra aperti e quelli di destra chiusi. Il diagramma di radiazione sul piano H tilterà verso l'asse  $y$  negativo.

***Modalità DD***

Tutti e quattro gli switch sono aperti, entrambi gli elementi parassiti operano come direttori rispetto all'elemento centrale. Le correnti indotte sugli elementi parassiti sono molto più deboli rispetto alle correnti che circolano sull'elemento centrale ed hanno quindi poco effetto sul pattern di radiazione. Pertanto risulta che la modalità DD ha un diagramma di radiazione broadside.

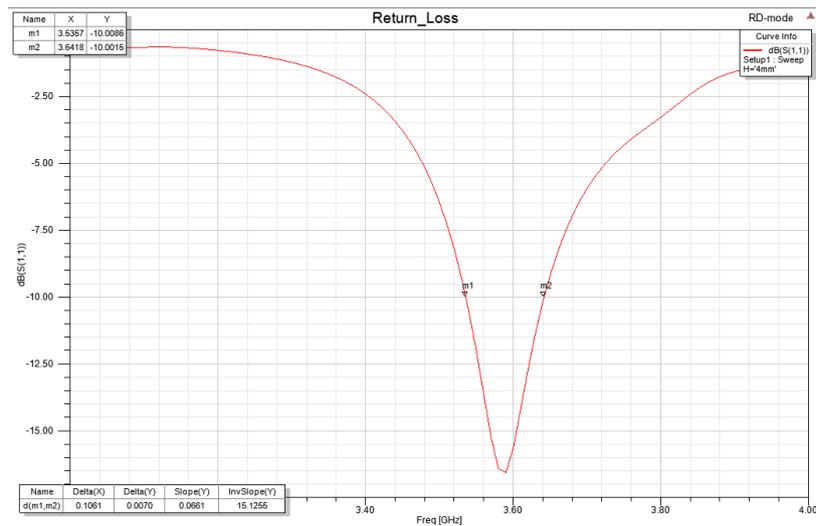
Anche nel caso in cui tutti gli switch sono chiusi, l'antenna ha un diagramma di radiazione broadside simile alla modalità DD, ma al contrario non può essere raggiunto un buon adattamento di impedenza.

**7.3 Simulazioni e risultati**

Per dimostrare la riconfigurabilità del pattern di questo tipo di antenna è stato sviluppato un design risuonante a frequenza 3.6 GHz. Si riportano di seguito i parametri fisici dell'antenna.

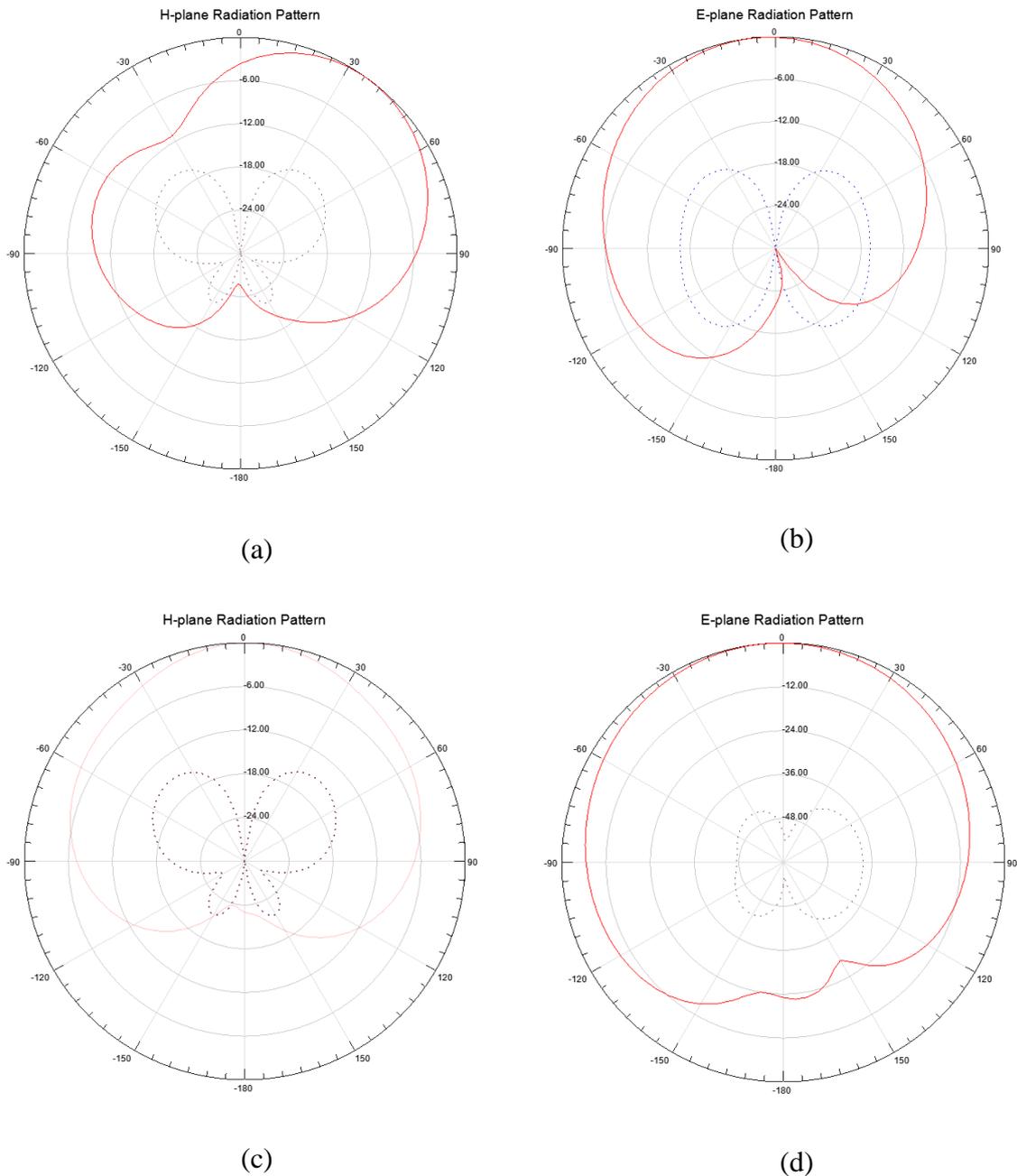
$$\begin{array}{cccc}
 s = 20\text{mm} & W_m = 2\text{ mm} & W = 4\text{ mm} & L_m = 21.27\text{mm} \\
 g = 9.33\text{ mm} & L_d = 19.33\text{mm} & L_r = 23.88 & \delta = 0.975\text{ mm}
 \end{array}$$

Il direttore è circa 9% più corto e il riflettore è 13% più lungo rispetto l'elemento centrale. Questi valori sono stati ottenuti ottimizzando il design in HFSS per cercare il più grande angolo di tilt del diagramma di radiazione in modalità RD e DR. Per modellare gli switch sugli elementi parassiti, sono utilizzate delle microstrisce in rame di dimensioni 1.3x1 mm. La Figura 7.2 mostra l'impedenza di ingresso centrata in 3.59 GHz con una banda di 106 MHz.



**Figura 7.2 . Return Loss Pattern RA con HFSS.**

Simulazioni con HFSS Ansoft mostrano una larghezza di banda condivisa 3,53-3,64 GHz. Come ci si aspetterebbe, le risposte in frequenza dei modi RD e DR sono le stesse. In Figura 7.3 sono mostrati i pattern di radiazione delle modalità RD e DD. Sul piano H, le modalità RD, DD e DR hanno i massimi del fascio a  $+35^\circ$ ,  $0^\circ$ , e  $-35^\circ$ .

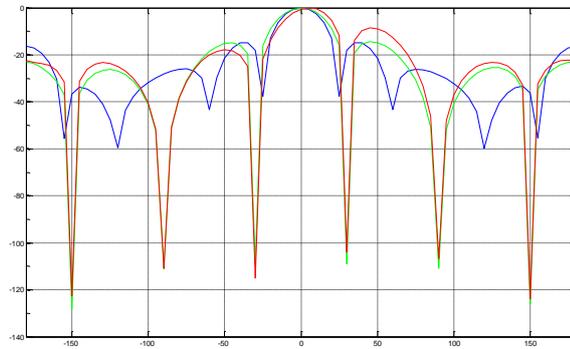


**Figura 7.3 - Radiation Pattern della Pattern RA. RD-mode: (a) piano H, (b) piano E; DD-mode: (c) piano H, (d) piano E.**

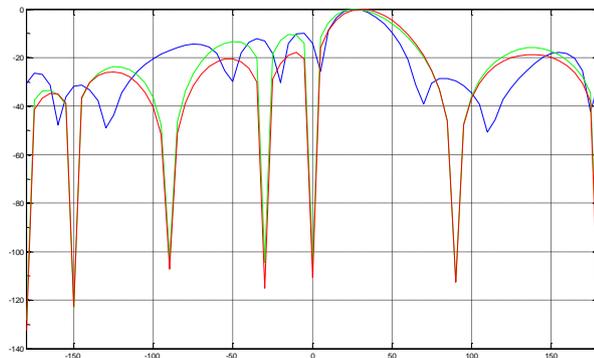
#### **7.4 Uso di Pattern Reconfigurable Antenna nei phased array**

In questo paragrafo, sono illustrati i vantaggi derivanti dall'uso di un'antenna riconfigurabile in una configurazione phased array che saranno messi a confronto con le

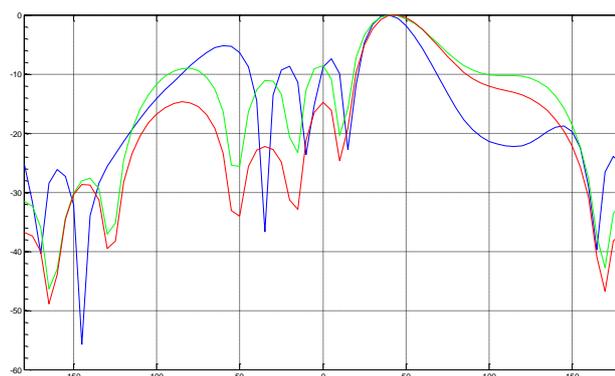
prestazioni dell'array di patch realizzato. Grazie un semplice codice Matlab, sono stati simulati i pattern di radiazione con diversi angoli di scansione.



(a)



(b)



(c)

**Figura 7.4 - Radiation Pattern normalizzati di phased array con patch antenna (blu), DD-mode (verde) e RD-mode (rosso). (a) broadside; (b)  $\theta = 30^\circ$ ; (c)  $\theta = 45^\circ$ .**

Analizzando i seguenti pattern possiamo fare le seguenti osservazioni: l'uso di array di patch è chiaramente da preferire con puntamento in broadside o con angoli vicini al broadside; ma quando si hanno angoli di puntamento lontani dal broadside, sicuramente le prestazioni conseguibili dalle antenne riconfigurabili sono nettamente superiori:

- aumento range di scansione oltre i  $30^\circ$ ;
- aumento del guadagno di 2 dB;
- abbassamento del SLL di circa 10 dB.

Questi vantaggi porterebbero in termini radar ad un maggiore volume di copertura, ma soprattutto ad aumentare la RCS minima rivelabile con conseguente aumento della risoluzione angolare.

## CONCLUSIONI

Un prototipo di subarray in banda S con capacità di scansione per sistemi radar navali è stato progettato, ottimizzato, realizzato ed infine testato. Per la simulazione e ottimizzazione, è stato utilizzato il software Ansys HFSS. Le misure effettuate hanno dimostrato l'effettiva capacità di scansione del fascio nella direzione desiderata, per cui lo scopo del progetto è stato raggiunto. Da un lato, le simulazioni hanno permesso un'analisi contemporanea di più parametri della struttura e una efficace impostazione che ha trovato poi riscontro sulle misure effettuate al prototipo. Dall'altro, la misura ha permesso tanto di validare le simulazioni, quanto di evidenziare quei problemi reali di cui non si era tenuto conto in fase progettuale.

Il progetto inizia con l'analisi dell'elemento radiante: è stato scelto per questo lavoro un patch rettangolare a microstriscia; ottimizzato e simulato, si sono mostrate le sue principali caratteristiche. Successivamente si è passati a definire la geometria dell'array, essenzialmente studiandone il comportamento in base alla distanza tra gli elementi. L'analisi dell'array factor, congiunta poi al pattern di radiazione del patch, ha portato ad impostare la distanza tra gli elementi pari a  $0.58\lambda$ , configurazione che ha dimostrato di possedere caratteristiche migliori in termini di direttività e HPBW, rispetto alla convenzionale distanza a  $\lambda/2$ . L'array realizzato, ha confermato la risonanza dell'antenna a 3.5 GHz con una banda percentuale a -10 dB del 2%. Terminata la parte radiante, il progetto ha visto lo studio della sua rete di alimentazione. Un'architettura di tipo parallelo che utilizza tre divisori di potenza Wilkinson è stata analizzata in ambiente HFSS ed ottimizzata. Affinchè il fascio potesse essere orientato nella direzione voluta, tra la rete di alimentazione e l'antenna si sono posti dei phase shifter analogici realizzati con tecnologia integrata. Nonostante il produttore non abbia reso disponibile una caratterizzazione del chip, il dispositivo è stato comunque utilizzato nel progetto, rendendo completa la struttura di un *phased array* passivo. Anche la schedina contenente la rete di beamforming è stata realizzata con tecnologia PCB; un'accurata saldatura dei quattro sfasatori si è resa necessaria, data la delicatezza dei dispositivi. Le misure effettuate alla solo circuito di alimentazione hanno, da una parte, confermato la risonanza alla frequenza di interesse 3.5 GHz con una banda risultante di quasi 300 MHz, dall'altra hanno indicato una nuova

banda operativa intorno ai 2.5 GHz di 150 MHz con buone prestazioni in termini di accoppiamento tra ingresso e uscita. Le misure effettuate si sono concentrate sul funzionamento dei phase shifter, verificandone il corretto funzionamento al variare della tensione di controllo nel range permesso dai dispositivi (0-13 V). Si è riscontrata il corretto sfasamento della fase del segnale in uscita in funzione della tensione di controllo, quello che non si era previsto che è la variazione della tensione su un dispositivo, influenzasse anche la fase dei segnali controllata dagli sfasatori adiacenti. Per tale ragione, l'operazione di settaggio di tutte le tensioni, per ottenere il puntamento del fascio in una data direzione, ha richiesto un lavoro abbastanza lungo e complesso. L'intero sistema formato da antenna e rete di alimentazione è stato assemblato e testato. I pattern di radiazione misurati si sono dimostrati in linea con i simulati, almeno per quanto riguarda il fascio principale, e la proprietà scandente dell'antenna realizzata è stata confermata con ottimi risultati.

In ultimo, il progetto ha visto anche l'analisi preliminare di un secondo elemento radiante, da usare in sostituzione al patch qui realizzato, con lo scopo di permettere una scansione maggiore rispetto al prototipo. Si tratta di un dipolo alimentato in microstriscia e due elementi parassiti sui lati del primo con due PIN diode ciascuno. Una opportuna combinazione degli stati ON/OFF degli switch ha permesso di ottenere un pattern di radiazione del singolo elemento con un massimo impostabile a  $-35^\circ$ ,  $0^\circ$  e  $+35^\circ$  sul piano direttivo dell'antenna, in base alla modalità dei PIN. Questo tilt sul pattern d'elemento, in una configurazione array, non farà altro che migliorare le prestazioni, rispetto al prototipo realizzato, sia in termini di aumento del range di scansione, che di aumento del guadagno nello stesso.

I possibili futuri sviluppi del progetto possono muoversi in diverse direzioni. Per quanto riguarda lo studio effettuato sulle *pattern reconfigurable* antenna, sarebbe interessante poterne dimostrare le effettive prestazioni realizzando un prototipo di un *phased array* così costituito, dopo averne ottimizzato il design. Se lo studio delle *reconfigurable antenna* è stato avviato per cercare una soluzione più scandente di quella qui realizzata, un altro studio potrebbe essere fatto con lo scopo di incrementare la banda operativa dell'array e conferire allo stesso una maggiore robustezza.

Una possibile prosecuzione del lavoro fin qui analizzato potrebbe prevedere l'introduzione di una catena attiva, che comprenda amplificatori di potenza, LNA e circolatori nella rete di beamforming che permetti l'uso ricetrasmittente del subarray in un

sistema radar tipo AESA, andando a delineare i criteri di progetto di quello che effettivamente è un modulo T/R.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] V. Cantoni, G. Falciasecca, G. Pelosi, *Storia delle Telecomunicazioni*, Firenze University Press, 2011.
- [2] A. K. Bhattacharyya, *Phased Array Antennas*, Wiley, 2006
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, third edition, Wiley, 2005
- [4] aa.vv., *Evaluation of the Multifunction Phased Array Radar Planning Process*, National Academies Press, 14/ago/2008
- [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, fourth edition, Wiley, 2012.
- [6] Pozar, D. M., Schaubert, D., *Microstrip antennas: the analysis and design of microstrip antennas and arrays*, John Wiley & Sons, Inc., 1995, p. 19.
- [7] Howe, H., *Stripline Circuit Design*, Artech House, 1974, pp. 102-110.
- [8] Hansen, R. C., *Phased Array Antennas*, John Wiley & Sons, Inc., 2009, second ed., pp. 194-195.
- [9] W. H. Von Aulock, "Properties of phased arrays," *Proceedings of the IRE*, vol. 48, no. 10, pp. 1715-1727, 1960.
- [10] E. J. Wilkinson, "An n-Way Hybrid Power Divider", *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 8, January 1960, pp. 116–118
- [11] S. Zhang, G. H. Huff, J. Feng, and J. T. Bernhard, A pattern reconfigurable microstrip parasitic array, *IEEE Trans Antennas Propagat AP-52*, pp. 2773-2776, 2004.
- [12] J. C. Maloney, M. P. Kesler, L.M. Lust, L. N. Pringle, T. L. Fountain, and P. H. Harms, "Switched fragmented aperture antennas," in Proc. *IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol. 1, 2000, pp. 310–313.
- [13] G. H. Huff, J. Feng, S. Zhang, and J. T. Bernhard, "A novel radiation pattern and frequency reconfigurable single turn square spiral microstrip antenna," *IEEE Microwave Wireless Components Lett.*, vol. 13, pp. 57–59.
- [14] K. Hirasawa and K. Fujimoto, "On electronically-beam-controllable dipole antenna," in Proc. *IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol.18, 1980, pp. 692–695.

- [15] R. L. Li and V. F. Fusco, “Steerable reactively loaded microstriploop antenna,” in *Proc. IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, vol. 4, 2001, pp. 788–791.

## Appendice A – MATLAB script

### Calcolo teorico Fattore d'array

```

theta=-180:5:180;
num_angle=length(theta);

%distanza lambda mezzi
AF1=zeros(1,num_angle);
f=3.5;
d=0.085741*0.5;
THETA_MAX=0;
for y=1:num_angle
    for n=0:3
        AF1(y)=AF1(y)+exp(-1j*2*pi*f/0.3*n*d*(sind(theta(y))-
sind(THETA_MAX)));
    end
end

%distanza 0.58 lambda
AF2=zeros(1,num_angle);
d2=0.05;
for y=1:num_angle
    for n=0:3
        AF2(y)=AF2(y)+exp(-1j*2*pi*f/0.3*n*d2*(sind(theta(y))-
sind(THETA_MAX)));
    end
end

%distanza 0.6 lambda
AF3=zeros(1,num_angle);
d3=0.085714*0.6;
for y=1:num_angle
    for n=0:3
        AF3(y)=AF3(y)+exp(-1j*2*pi*f/0.3*n*d3*(sind(theta(y))-
sind(THETA_MAX)));
    end
end

%distanza 0.54 lambda
AF4=zeros(1,num_angle);
d3=0.085714*0.55;
for y=1:num_angle
    for n=0:3
        AF4(y)=AF4(y)+exp(-1j*2*pi*f/0.3*n*d3*(sind(theta(y))-
sind(THETA_MAX)));
    end
end

figure(1)
plot(theta,20*log10(abs(AF1)/max(abs(AF1))));
hold on
plot(theta,20*log10(abs(AF2)/max(abs(AF2))), 'r');

```

```

hold on
plot(theta,20*log10(abs(AF3)/max(abs(AF3))), 'k');
hold on
plot(theta,20*log10(abs(AF4)/max(abs(AF4))), 'g');
grid on

figure (2)
dirplot(theta,20*log10(abs(AF1)/max(abs(AF1))));
figure (3)
dirplot(theta,20*log10(abs(AF2)/max(abs(AF2))));
figure (4)
dirplot(theta,20*log10(abs(AF3)/max(abs(AF3))));
figure (5)
dirplot(theta,20*log10(abs(AF4)/max(abs(AF4))));

```

### Calcolo teorico Radiation Pattern

```

theta=-180:5:180;
num_angle=length(theta);
AF=zeros(1,num_angle);
f=3.5;
d=0.05;
THETA_MAX=20;
for y=1:num_angle
    for n=0:3
        AF(y)=AF(y)+exp(-1j*2*pi*f/0.3*n*d*(sind(theta(y))-sind(THETA_MAX)));
    end
end
figure (1)
% plot(theta,20*log10(abs(AF)/max(abs(AF))));
% grid on
% figure (2)
% dirplot(theta,20*log10(abs(AF)/max(abs(AF))));

AF2=zeros(1,num_angle);
f2=3.6;
d2=0.083333*0.5;
%d2=0.05;
for y=1:num_angle
    for n=0:3
        AF2(y)=AF2(y)+exp(-1j*2*pi*f2/0.3*n*d2*(sind(theta(y))-sind(THETA_MAX)));
    end
end
% figure (3)
% plot(theta,20*log10(abs(AF2)/max(abs(AF2))));
% grid on
% figure (4)
% dirplot(theta,20*log10(abs(AF2)/max(abs(AF2))));

fid=fopen('C:\Users\tx2\Desktop\Dropbox\TESI
MAGISTRALE_back_up\MATLAB\EF_patch.tab');
Tline=fgetl(fid);
P=fscanf(fid,'%f');
EF_patch=zeros(1,num_angle);

```

```

for k=1:num_angle
    EF_patch(k)=P(2*k);
end
% figure(5)
% dirplot(theta,20*log10(EF_patch));

fid=fopen('C:\Users\tx2\Desktop\Dropbox\TESI
MAGISTRALE_back_up\MATLAB\EF_DD_mode35.tab');
Tline=fgetl(fid);
DD=fscanf(fid,'%f');
EF_DDmode=zeros(1,num_angle);
for k=1:num_angle
    EF_DDmode(k)=DD(2*k);
end
% figure(7)
% dirplot(theta,20*log10(EF_DDmode))

fid=fopen('C:\Users\tx2\Desktop\Dropbox\TESI
MAGISTRALE_back_up\MATLAB\EF_RD_mode35.tab');
Tline=fgetl(fid);
RD=fscanf(fid,'%f');
EF_RDmode=zeros(1,num_angle);
for k=1:num_angle
    EF_RDmode(k)=RD(2*k);
end
% figure(9)
% dirplot(theta,20*log10(EF_RDmode))

RadiationPattern_Patch=zeros(1,num_angle);
RadiationPattern_DDmode=zeros(1,num_angle);
RadiationPattern_RDmode=zeros(1,num_angle);

RadiationPattern_Patch=AF.*EF_patch;

RadiationPattern_DDmode=AF2.*EF_DDmode;

RadiationPattern_RDmode=AF2.*EF_RDmode;

%
RadiationPattern_Patch_norm=abs(RadiationPattern_Patch)/max(abs(Radiation
Pattern_Patch));
%
RadiationPattern_DDmode_norm=abs(RadiationPattern_DDmode)/max(abs(Radiati
onPattern_DDmode));
%
RadiationPattern_RDmode_norm=abs(RadiationPattern_RDmode)/max(abs(Radiati
onPattern_RDmode));
%

RadiationPattern_Patch_norm=abs(RadiationPattern_Patch);
RadiationPattern_DDmode_norm=abs(RadiationPattern_DDmode);
RadiationPattern_RDmode_norm=abs(RadiationPattern_RDmode);

figure(11)

```



```

    f(i+1)=A(i*33+1,1);
    index(i+1)=i*33+1;
end

%%vettore puntamenti
angle=-45:0.1:45;
num_ang=length(angle);

index=index';
A(index)=[];

%%matrice 3D parametro S
A_complex=zeros(size(A,1)/2,1);
z=1;
for k=1:2:size(A,1)-1
    A_complex(z)=A(k,1)*exp(1j*pi/180*A(k+1,1));
    z=z+1;
end
A_complex=A_complex.';
S=reshape(A_complex,4,4,num_freq);

ACTIVE_GAMMA_fix=zeros(4,num_ang);
n=[0:3];
FREQ=3.5;
d=0.05;

for y=1:num_ang
    amplitude_fix=ones(1,4).*exp(-1j*2*pi*FREQ/0.3*n*d*sind(angle(y)));
    for m=1:4
        for l=1:4

ACTIVE_GAMMA_fix(m,y)=ACTIVE_GAMMA_fix(m,y)+S(m,l,74)*amplitude_fix(l)*am
plitude_fix(m)';
        end
    end
end

numPlot= 4;
colormap(jet(numPlot));
cmp= colormap;
L= length(cmp);
deltaColor= floor(length(cmp)/numPlot);
for n=1:numPlot
    y= 20*log10(abs(ACTIVE_GAMMA_fix(n,:)));
    plot( angle,y,'-
','LineWidth',2,'MarkerFaceColor',cmp(n*deltaColor,:),
'MarkerEdgeColor','k','MarkerSize',9,'Color',cmp(n*deltaColor,:))
    hold on
    M{n}= ['elemento ' num2str(n)];
end
legend(M,'Location','EastOutside');
title('Parametri gamma attivi a frequenza fissata')
xlabel('frequenze [GHz]');
xlabel('angolo di puntamento [degrees]');
ylabel('active gamma [dB]');
set(gca,'Layer','top','FontSize',10,'FontWeight','bold');

```

```
box on  
grid on
```

```
fclose(fid)
```