

POLITECNICO DI MILANO

Facoltà di ingegneria dell'informazione

Corso di Laurea Specialistica in
Ingegneria delle Telecomunicazioni



Ottimizzazione di schiere di antenne per sistemi radar veicolari

TESI DI LAUREA SPECIALISTICA

Laureanda: Michaela Ferrari
Matricola: 740061

Relatore: Prof. Luca Reggiani

Correlatori: Dott. Stefano Cervini
Prof. Gian Guido Gentili

Anno Accademico 2010-2011

Ottimizzazione di schiere di antenne per sistemi radar veicolari

Michaela Ferrari

Indice

1	Principi di funzionamento di un sistema radar	12
1.1	Modulazione di frequenza lineare (LFM)	13
1.1.1	Metodi “up/down-chirp”	14
1.1.2	Utilizzo della Fast Fourier Trasform	15
1.2	Algoritmi di rilevazione	19
1.2.1	Detector di Neyman-Pearson	20
1.2.2	Modelli delle distribuzioni di probabilità condizionate	21
1.2.3	Constant False Alarm Rate (CFAR)	21
1.3	Antenne nei sistemi radar	23
1.3.1	Parametri fondamentali dell’antenna	23
1.3.2	Equazione del radar	25
1.3.3	Schiere di antenne	26
2	Analisi delle prestazioni	31
2.1	Descrizione generale del sistema	32
2.1.1	Generazione del segnale ed aggiunta del clutter	33
2.1.2	FFT bidimensionale	33
2.1.3	Beam-forming	35
2.1.4	Campionamento	36
2.1.5	Localizzazione dei picchi	37
2.1.6	Rilevazione del bersaglio	38
2.1.7	Mascheramento	39
2.1.8	Cenni sul tracciamento	41
2.2	Probabilità di rilevazione del singolo bersaglio	42
2.3	Metodologia di calcolo della probabilità di rilevazione congiunta	43
2.3.1	Posizionamento dei bersagli rispetto alla griglia di campionamento	44
2.3.2	Distanza di tolleranza	45
2.3.3	Somma al ricevitore dei segnali riflessi dai bersagli	46
2.3.4	Analisi dei risultati	47
2.4	Metodologia per il calcolo del numero di falsi allarmi dovuti ai lobi laterali dell’antenna	49
2.4.1	Calcolo della probabilità di falso allarme dovuta ai disturbi da echi multipli (P_{fa}^c)	49
2.4.2	Calcolo della probabilità di falso allarme dovuta ai disturbi da echi multipli ed ai lobi laterali dell’antenna (P_{fa}^*)	50

2.4.3	Calcolo della P_{fa}^* in presenza di bersagli multipli.	52
2.4.4	Misure della degradazione globale	54
2.4.5	Analisi dei risultati	54
2.4.6	Confronto tra risultati teorici e risultati simulativi	56
3	Schiere non uniformi	58
3.1	Spaziatura non uniforme	58
3.1.1	Formula di Fourier	59
3.1.2	Algoritmo di Gauss-Newton	63
3.1.3	Algoritmo Genetico	66
3.1.4	Analisi dei risultati	69
3.2	Schiere con alimentazioni non uniformi	74
3.2.1	Esempi di funzioni di costo	75
3.3	Confronto tra NUSLA e USLA non equi-alimentate	79
3.3.1	Schiere ibride	83
3.4	Schiere planari	86
3.4.1	Algoritmo genetico applicato alle schiere planari	87
3.4.2	Risultati	88
3.5	Conclusioni	91
4	Criteri di ottimizzazione	95
4.1	Filtro verticale	95
4.2	Filtro azimutale	97
4.2.1	Metodologia per il dimensionamento del sistema	98
4.2.2	Individuazione della finestra ottima	101

Elenco delle figure

1	Dispositivi radar in campo veicolare	8
2	Esempio di sistema radar applicato ad un'autovettura.	9
1.1	Due diverse modulazioni d'onda: (a) modulazione FSK (b) modulazione LFM	12
1.2	Forma d'onda modulata: (a) caso con un bersaglio fermo, (b) caso con un bersaglio in movimento	14
1.3	Esempio di metodo "up/down-chirp" con 4 chirp consecutivi	15
1.4	Rappresentazione grafica dell'equazione 1.5:(a) caso 2 chirp, (b) caso 4 chirp	15
1.5	Schema a blocchi di un ricevitore a radio frequenza.	16
1.6	Forma d'onda suddivisa in intervalli di tempo discreti.	17
1.7	Forma d'onda in ricezione espressa al variare delle frequenze discrete F_R e F_s	18
1.8	FTT bidimensionale del segnale ricevuto	19
1.9	Esempio di distribuzioni di probabilità per determinare P_d e P_{fa} data la soglia S	20
1.10	Esempio di Ordered Statistics (OS) CFAR	22
1.11	Potenza P_T in ingresso ai morsetti a e b dell'antenna e potenza irradiata P_r	24
1.12	Diagramma di radiazione (direttività): (a) visualizzazione in 2D, (b) visualizzazione in 3D	25
1.13	Un'antenna radar ed un bersaglio	26
1.14	Composizione dei diagrammi di radiazione dei singoli elementi isotropici	27
1.15	Fattore di schiera in coordinate polari, $d = \lambda/2$, $N = 12$	28
1.16	Finestra Rettangolare con il relativo fattore di schiera, $N=16$	29
1.17	Fattore di schiera ottenuto utilizzando una finestra binomiale 16 elementi.	29
1.18	Fattore di schiera ottenuto utilizzando 16 elementi: a) Finestra di Chebyshev; b)Finestra di Taylor.	30
2.1	Schema a blocchi del sistema radar	32
2.2	a) Segnale trasmesso nel tempo, b) Frequenza istantanea del segnale.	33
2.3	FFT del segnale ricevuto	34
2.4	Esempio di beam-forming	35
2.5	Interpolazione del valore dei picchi della FFT trovati al variare della direzione di osservazione	37
2.6	Segnale ricevuto dopo le operazioni di beam-forming.	38
2.7	Funzionamento dell'OS-CFAR	39
2.8	Esempio di mascheramento	40
2.9	Rappresentazione del segnale ricevuto dopo il beam-forming rispetto ad un piano Velocità/Azimuth.	41

2.10	Curve della probabilità di rilevazione del singolo bersaglio: a) Curve espresse al variare del SIR in ingresso al bemaforming, b) Curve espresse al variare del SIR in uscita al bemaforming.	42
2.11	Curve della probabilità di rilevazione del singolo bersaglio utilizzando il modello di Swerling: a) Curve espresse al variare del SIR in ingresso, b) Curve espresse al variare del SIR in uscita.	43
2.12	Posizione iniziale del bersaglio	44
2.13	Distanza di tolleranza	45
2.14	a) Differenza di percorso del segnale riflesso dai due bersaglio, b) Errore commesso nella rilevazione del bersaglio B.	47
2.15	Probabilità di rilevazione congiunta per $N=32$	47
2.16	Probabilità di rilevazione congiunta per $N=16$	48
2.17	Valore delle celle perturbate dalle caratteristiche dell'antenna lungo i piani azimutali.	53
2.18	Fattore di schiera di 16 elementi a cui è stata applicata una finestra di Chebyshev con $MSLL=30dB$: a) Caso $SIR < MSLL$, b) Caso $SIR \approx MSLL - G$, c) Caso $SIR > MSLL$	55
2.19	P_{fa}^{eff} per la finestra di Chebyshev con $MSLL=20dB$ al variare del SIR	56
2.20	Andamento della probabilità di falso allarme ottenuta tramite simulazioni a confronto con le curve ricavate con la formula teorica.	57
3.1	Schiera di antenne come campionatura discreta di una distribuzione continua: a) elementi non equi-alimentati, b) elementi non equi-spaziati	59
3.2	Configurazione geometrica di una schiera simmetrica sia nel caso di numero di elementi pari che dispari.	60
3.3	Configurazione geometrica di una schiera simmetrica perturbata della quantità e_n	60
3.4	Andamento delle funzioni p^{1D} e p_{nu}^{1D} : a) Andamento reale, b) Andamento approssimato	61
3.5	Il fattore di schiera ottimizzato tramite la tecnica di Fourier a confronto con il caso di una schiera eqispaziata: a) Caso $\theta_o = 90^0$, b) Caso $\theta_o = 120^0$	62
3.6	Fattore di schiera ottimizzato per $\theta_0 = 90^0$,	64
3.7	Fattore di schiera ottimizzato per $\theta_0 = 120^0$	65
3.8	Creazione delle nuove generazioni	67
3.9	Fattore di schiera di schiera da 16 elementi le cui spaziature sono state calcolate con l'algoritmo genetico: a) Fattore di schiera puntato a $\theta_0 = 90^0$, b) Fattore di schiera puntato a $\theta_0 = 120^0$	68
3.10	Spazio delle soluzioni	70
3.11	Esempio di soluzione dominante	71
3.12	Spazio delle soluzioni dell'algoritmo di Gauss-Newton, ottimizzato per $\theta_0 = 90^0$, al variare di A e $MSLL$	72
3.13	Spazio delle soluzioni dell'algoritmo genetico	73
3.14	Istogramma della perturbazione della posizione degli elementi: a) Metodo di Gauss-Newton, b) Algoritmo genetico.	73
3.15	Spazio delle soluzioni della funzione di costo (3.19)	75
3.16	Spazio delle soluzioni della funzione di costo (3.20) con $\alpha = 1$	76
3.17	Spazio delle soluzioni della funzione di costo (3.20) con $\alpha = 2$	77
3.18	Fattore di schiera ottimi: a) Funzione di costo con $\alpha = 1$, b) Funzione di costo con $\alpha = 2$	78
3.19	Fattore di schiera ottimi al variare di α	79

3.20	Analisi delle prestazioni di una NUSLA ottimizzata per $\overline{\theta_0} = 90^0$: a) Spazio delle soluzioni in funzione della banda a 3dB e del MSL, b) MSL al variare di θ_0	79
3.21	Analisi delle prestazioni di una NUSLA ottimizzata per $\overline{\theta_0} = 90^0$: a) Potenza al variare di θ_0 , b) Banda a 3dB al variare di θ_0	80
3.22	Analisi delle prestazioni delle soluzioni dell' algoritmo genetico applicato ad una USLA: a) Spazio delle soluzioni, b) MSL al variare di θ_0 , c) Potenza al variare di θ_0 , d) Banda a 3dB al variare di θ_0	81
3.23	Analisi delle prestazioni di una NUSLA ottimizzata per $\overline{\theta_0} = 50^0$: a) Spazio delle soluzioni relativo all' algoritmo genetico applicato ad una USLA, b) MSL al variare di θ_0 , c) Potenza al variare di θ_0 , d) Banda a 3dB al variare di θ_0	82
3.24	Grafico delle prestazioni delle schiere ibride, caso	84
3.25	Grafico delle prestazioni delle schiere ibride, caso $w_1 \gg w_2$	85
3.26	Schiera planare	86
3.27	Operatore di cross-over bidimensionale.	87
3.28	Fattore di schiera di un elemento della popolazione	88
3.29	Misura della banda a 3dB: a) Fattore di schiera planare sezionato in θ_0 e ϕ_0 , b) Calcolo della banda a 3dB sulle sezioni del fattore di schiera planare in θ_0 e ϕ_0	88
3.30	Schiere planari non equi-spaziate: a) Schiera planare equi-alimentata a spaziatura variabile, b) Posizione degli elementi della schiera.	89
3.31	Schiere planari equi-spaziate ma non equi-alimentate: a) Caso 1, $w_1 > w_2$, b) Caso 2, $w_1 \simeq w_2$, c) Caso 3, $w_1 < w_2$	90
3.32	Schiera a spaziatura ed alimentazione variabile	91
4.1	Riflessioni ricevute dal radar	96
4.2	Spettro di potenza della soluzioni per la funzione di costo C_E	97
4.3	Ottimi delle funzioni di costo	98
4.4	Probabilità di rilevazione al variare del SIR in ingresso al beamforming	99
4.5	Probabilità di falso allarme al variare del SIR in ingresso al beam-forming.	100
4.6	Andamento della probabilità di falso allarme al variare del guadagno d' antenna per SIR=30dB	101
4.7	Guadagno d' antenna al variare della banda a 3dB per una finestra di Taylor ed una di Chebyshev con SIR=30dB	102
4.8	Andamento del guadagno al variare del SIR	103
4.9	Soluzioni dell' algoritmo genetico espresse al variare di P_{fa}^{eff} e del guadagno d' antenna per SIR=30dB	104

Elenco delle tabelle

3.1	Posizioni degli elementi della schiera ottimizzata in figura 3.5	63
3.2	Posizioni degli elementi di una schiera ottimizzata tramite algoritmo genetico	69
4.1	Caratteristiche riassuntive delle varie tipologie di schiera data $P_{fa}^c = 10^{-6}$	100
4.2	Tabella riassuntiva delle grandezze che determinano i valori di SIR_{Pd} e SIR_{Pfa}	101

Introduzione

Nelle ultime due decadi si è assistito ad un rapido sviluppo dei sistemi di sicurezza in campo veicolare. Il motivo che ha alimentato questo crescente interesse nei confronti di questa tecnologia è il tentativo di rendere più sicura la percorrenza sulle strade per milioni di persone.

I sistemi di sicurezza passivi (air-bags, cinture di sicurezza, ecc...) hanno come obiettivo quello di minimizzare le conseguenze di un incidente dopo che questo sia avvenuto. Al contrario, i sistemi di sicurezza attivi cercano di prevenire che l'incidente abbia luogo. L'enorme progresso a cui si è assistito in quest'area è evidenziato dalle statistiche sugli incidenti stradali [6]. Per esempio, il numero di vittime in Svezia ha iniziato a diminuire improvvisamente intorno al 1990. Secondo questo resoconto infatti, i veicoli sono diventati più sicuri ogni anno e tendenzialmente il rischio che avvenga una fatalità utilizzando un'auto di nuova generazione è ridotto del 5% annualmente.

Sebbene l'uso sistemi di sicurezza passivi si sia dimostrato efficace, il maggiore potenziale per la riduzione del numero di incidenti stradali risiede nello sviluppo di sistemi di sicurezza attivi. Nel Libro Bianco della Commissione Europea, presentato il 12 settembre 2001, i sistemi radar vengono identificati come una tecnologia in grado di incrementare significativamente la sicurezza sulle strade in Europa.

Di seguito è riportato un elenco di alcuni dispositivi basati sulla tecnologia radar attualmente disponibili in commercio:

ACC (Adaptive Cruise Control): Questo dispositivo mantiene automaticamente il veicolo ad una velocità costante predeterminata. Permette sia l'accelerazione che la frenata, ma la frenata è limitata ad 1/3 del massimo potere frenante.

Stop & Go: Lo Stop & Go rappresenta un miglioramento delle funzionalità dell'ACC. Infatti questo dispositivo è in grado di mantenere la distanza dagli altri veicoli in modo automatico e, se necessario, adattare la velocità.

Parking Aid: Lo scopo di questo dispositivo è di aiutare il guidatore durante le manovre di parcheggio. Il guidatore è informato da un segnale ottico o acustico della presenza di ostacoli nella parte posteriore o anteriore del veicolo.

Blind Spot Surveillance / Lane Change Assistant: Questo dispositivo è pensato per avvertire il guidatore se, durante una svolta o un cambio di corsia, un altro veicolo si sta avvicinando pericolosamente. Infatti, quando il guidatore esegue questo tipo di manovre, gli altri veicoli presenti sulla strada potrebbero trovarsi all'esterno del campo visivo.

Questi dispositivi però sono utilizzati per rendere la guida del veicolo più comoda e agevole e non come veri e propri dispositivi di sicurezza. L'attenzione della ricerca si è recentemente spostata verso obiettivi

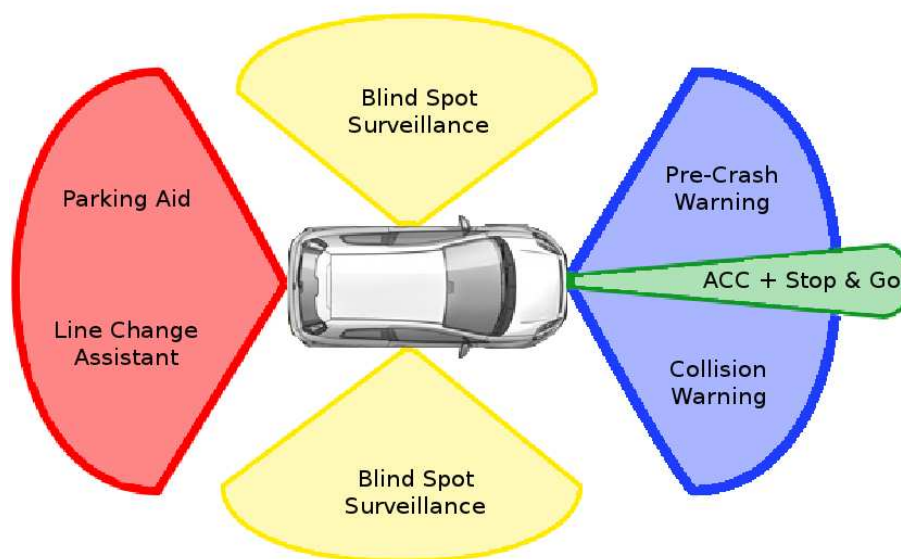


Figura 1: Dispositivi radar in campo veicolare

più ambiziosi, ovvero dispositivi radar complessi capaci di identificare i diversi scenari di traffico e fare previsioni sul percorso degli altri veicoli presenti sulla strada. Le applicazioni che attualmente rappresentano il fulcro dell'attività di ricerca sono:

Pre-crash warning: Sistemi come l'air-bag o le cinture di sicurezza sono sistemi di sicurezza molto efficaci, ma non riescono ad entrare in azione immediatamente. I sistemi di pre-crash hanno lo scopo di riconoscere un possibile pericolo e guadagnare dei millisecondi preziosi per l'apertura dell'air-bag o per il pretensionamento della cintura di sicurezza.

Collision Avoidance: Questo dispositivo rappresenta l'ultimo stadio dell'evoluzione dei sistema radar veicolari. Il dispositivo infatti deve essere capace non solo di riconoscere una situazione di pericolo, ma anche di effettuare le manovre necessarie ad evitare la collisione.

Obiettivi

Nei dispositivi di *Pre-crash Warning* e *Collision Avoidance* il dispositivo radar deve essere capace di rilevare correttamente sia i veicoli che i possibili ostacoli presenti in un determinato campo visivo. Il radar è un dispositivo di localizzazione che determina la presenza di bersagli analizzando gli echi delle onde elettromagnetiche trasmesse e ricevute da un'antenna. Un'antenna è un oggetto capace di trasdurre il campo elettromagnetico ricevuto in un segnale elettrico, oppure, viceversa, può irradiare il segnale elettrico ricevuto in ingresso ai morsetti dell'alimentazione nello spazio libero sotto forma di onda elettromagnetica.

Per permettere al sistema radar di rilevare la posizione dei bersagli presenti nel campo visivo è possibile utilizzare molteplici tecniche e in particolare, in questa tesi, è stato utilizzato il beam-forming digitale in ricezione. Il beam-forming è una tecnica che sfrutta l'interferenza costruttiva e distruttiva tra i segnali

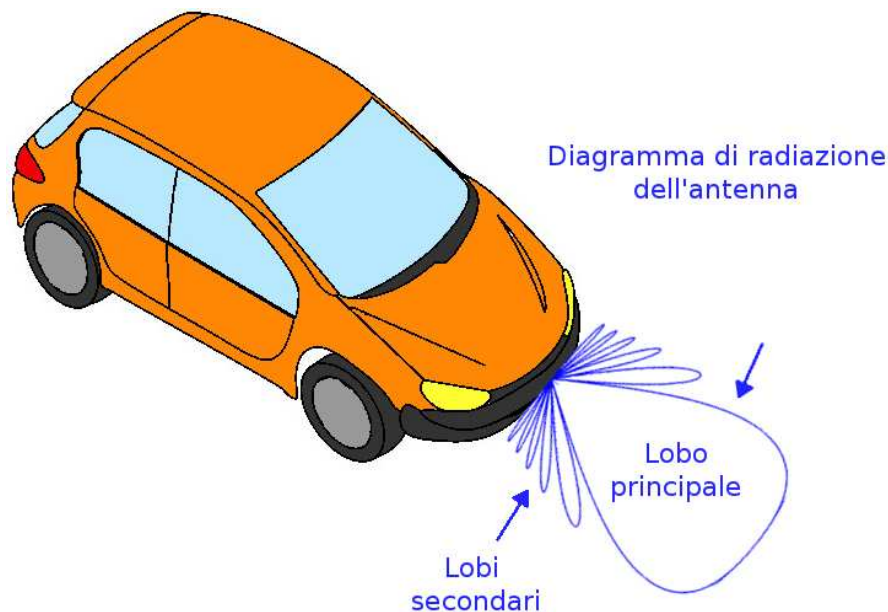


Figura 2: Esempio di sistema radar applicato ad un'autovettura.

trasmessi o ricevuti da una schiera di antenne per cambiare la direzione verso la quale l'antenna stessa è puntata. Per realizzare il beam-forming digitalmente sul segnale ricevuto dalla schiera di antenne, si converte il segnale a radiofrequenza ricevuto dal singolo elemento della schiera in due flussi di dati binari in banda base, uno per il canale in fase e l'altro per il canale in quadratura. I due segnali in banda base rappresentano l'ampiezza e la fase del segnale ricevuto da ogni elemento della schiera. Pesando opportunamente l'ampiezza e la fase dei segnali in banda base è possibile orientare la schiera nella direzione voluta, amplificando quindi gli eco dei segnali provenienti dalla direzione in cui è puntata l'antenna. Cambiando la direzione di puntamento della schiera e identificando la direzione dalla quale il segnale è riflesso con maggiore potenza è possibile individuare la posizione del bersaglio. Inoltre amplificare la potenza del segnale proveniente da una determinata direzione angolare permette di ottenere due importanti benefici: aumenta la probabilità di rilevazione del radar e la risoluzione.

La probabilità di rilevazione è una delle grandezze fondamentali che determina le prestazioni di un sistema radar ed è definita come la probabilità di rilevare un bersaglio presente nel campo visivo. Il motivo per cui la capacità del radar di rilevare un bersaglio è espressa tramite una grandezza di natura probabilistica, è che il segnale ricevuto dall'antenna è soggetto alle aleatorietà introdotte dalla propagazione su un canale radio che comporta la presenza di rumore, interferenze e di fading multi-percorso che può causare falsi allarmi o la mancata rilevazione di un bersaglio. Dal momento che la probabilità di rilevazione dipende dal rapporto segnale rumore, amplificando la potenza del segnale ricevuto dall'antenna in una determinata direzione, si aumenta anche la probabilità di rilevare il bersaglio.

La risoluzione è definita come la condizione minima per cui il sistema riesce a separare due oggetti vicini di pari dimensioni. Convenzionalmente il potere risolutivo di un'antenna è identificato con la banda a metà potenza, ovvero l'angolo tra le due direzioni a metà potenza rispetto alla potenza misurata. Quindi aumentando la direzionalità dell'antenna, ossia la capacità dell'antenna di amplificare una specifica direzione angolare, anche il potere risolutivo del radar aumenta.

Da queste considerazioni è chiaro che avere un'antenna direzionale è un requisito che il sistema radar

deve assolutamente possedere. Quando un'antenna trasmette un segnale, una grossa porzione della potenza viene irradiata nella direzione voluta (lobo principale, figura 2), mentre la rimanente parte si distribuisce nelle altre direzioni (lobi secondari, figura 2). In virtù del teorema di reciprocità, il comportamento direzionale di un'antenna utilizzata in ricezione è identico al comportamento radiativo dell'antenna quando questa è impiegata per trasmettere.

La presenza di lobi laterali nel diagramma d'antenna in ricezione è altamente dannosa poiché può dare luogo a dei falsi allarmi. Il falso allarme corrisponde alla rilevazione da parte del radar di un bersaglio che non è realmente presente nella direzione di puntamento dell'antenna. Ad esempio se, puntando l'antenna in una determinata direzione θ_0 , la potenza riflessa da un bersaglio posizionato in una generica direzione θ_1 venisse ricevuta con sufficiente potenza da un lobo laterale dell'antenna puntato nella medesima direzione, il radar dichiarerebbe la presenza di un bersaglio nella direzione θ_0 dando luogo ad un falso allarme.

Avere un basso numero di falsi allarmi è cruciale in un sistema radar per evitare le collisioni, rendendo un basso livello di lobi laterali un altro requisito indispensabile che deve possedere un'antenna per sistemi radar veicolari.

Tra i requisiti dell'antenna bisogna inoltre includere un basso costo, per rendere possibile la diffusione su larga scala di questa nuova tecnologia, e dimensioni contenute, poiché le aziende costruttrici di automobili stabiliscono dei vincoli sulle dimensioni così da rendere minimi i cambiamenti alla struttura dell'automobile.

Le caratteristiche fino ad ora evidenziate rappresentano quindi requisiti indispensabili per la realizzazione di un'antenna applicata ai sistemi radar veicolari. Riassumendo questi requisiti sono:

- Un'alta direttività per avere una buona risoluzione angolare ed un'alta probabilità di rilevazione;
- Lobi laterali bassi per minimizzare il numero di falsi allarmi;
- Dimensioni contenute per facilitare l'installazione del dispositivo radar su un'autovettura.

Queste caratteristiche però sono in contrasto tra loro, infatti un basso livello dei lobi laterali è ottenibile a scapito della direttività e viceversa. Inoltre, le capacità radiative di un'antenna dipendono dalle dimensioni, quindi l'unico modo per aumentare la direttività e al contempo mantenere un livello dei lobi laterali basso consiste nell'aumentare l'ingombro totale dell'antenna stessa.

In conclusione, progettare un'antenna ottimizzata per un sistema radar veicolare è un'operazione molto complessa dal momento che l'antenna deve soddisfare molteplici requisiti in conflitto tra loro. Per di più un corretto dimensionamento di questo componente è fondamentale poiché di forte impatto sulle prestazioni finali del sistema radar. La realizzazione dell'antenna necessita quindi di criteri coi quali raggiungere un compromesso ideale concernente le caratteristiche dell'antenna.

In questa tesi viene presentata una metodologia di progetto che, tramite le conoscenze acquisite sulle interazioni tra i sotto-sistemi che compongono il radar e l'antenna, permette infine di stabilire dei criteri ottimali di dimensionamento di quest'ultima. La metodologia proposta è frutto della combinazione di studi esaustivi eseguiti sia sulle interdipendenze tra le prestazioni finali del sistema radar e le caratteristiche dell'antenna sia sulle metodologie di progettazione di schiere di antenne. Per prima cosa sono state ricavate, per via simulativa, delle curve che indicano con un rapporto di causa-effetto come agire sui parametri chiave dell'antenna per ottenere una determinata variazione nelle prestazioni del sistema complessivo. Quindi sono state implementati degli algoritmi di ottimizzazione per il calcolo del diagramma di radiazione dell'antenna che risponda esattamente alla specifica esigenza progettuale. Questa nuova metodologia ha validità generale in quanto i risultati ottenuti non dipendono dalla specifica implementazione del sistema.

Il lavoro di tesi presentato è così composto:

Capitolo 1, *Cenni teorici*: Nel primo capitolo vengono spiegati i principi teorici alla base del funzionamento di un sistema radar. Vengono inoltre esposte le basi teoriche del comportamento elettromagnetico delle antenne a schiera.

Capitolo 2, *Il simulatore*: Per studiare l'impatto delle caratteristiche dell'antenna sulle prestazioni del sistema radar in esame è stato implementato un simulatore di cui, in questo capitolo, viene illustrato il funzionamento.

Capitolo 3, *Tecniche di progettazione*: In questo capitolo sono studiate esaurientemente le potenzialità ed i limiti delle convenzionali tecniche di sintesi delle antenne a schiera. Vengono inoltre presentate delle tecniche di ottimizzazione flessibili, adatte al dimensionamento di antenne capaci di soddisfare requisiti in conflitto tra loro.

Capitolo 4, *Esempi di progetto*: In questo capitolo vengono utilizzati gli strumenti per il dimensionamento di un'antenna, presentati nel capitolo 3, che soddisfino i requisiti del sistema radar determinati nel capitolo 2.

Capitolo 1

Principi di funzionamento di un sistema radar

In generale un radar (RADio Detection And Ranging) è un sistema elettronico che utilizza l'effetto della propagazione delle onde elettromagnetiche per rilevare la posizione di oggetti (bersaglio) e/o la loro velocità. Il principio di funzionamento consiste nella trasmissione di un segnale ad alta frequenza e nella ricezione dell'eco generata tramite il fenomeno fisico dello scattering all'indietro (backscattering della radiazione elettromagnetica). A seconda della forma d'onda utilizzata il radar può essere classificato come radar ad impulsi, se l'onda è di tipo impulsivo, o radar ad onda continua, se l'onda trasmessa e ricevuta è continua.

I radar ad impulsi trasmettono degli impulsi di breve durata e ad alta potenza; l'impulso trasmesso viene riflesso dal bersaglio ed è ricevuto con un ritardo τ . Durante questo intervallo di tempo il radar si comporta esclusivamente da ricevitore e non trasmette ulteriori impulsi. I radar ad onda continua invece trasmettono e ricevono contemporaneamente e quindi, non potendo misurare il ritardo con cui viene ricevuto il segnale, non sono in grado di misurare la distanza del bersaglio ma solo la sua velocità radiale. Tuttavia, utilizzando una forma d'onda modulata, è possibile misurare la posizione del bersaglio anche con radar ad onda continua. I tipi di modulazione comunemente utilizzati per questo tipo di radar sono:

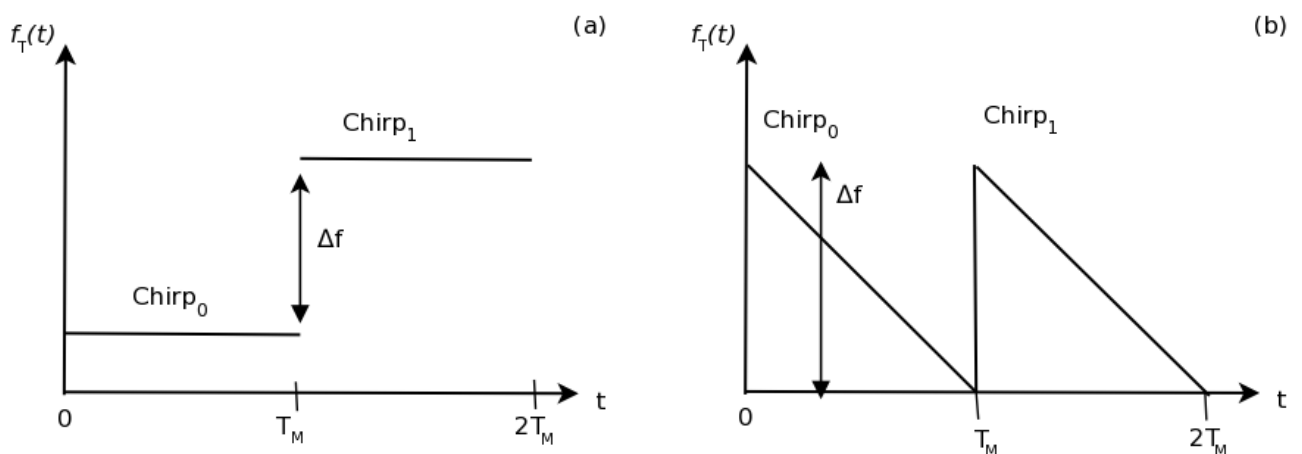


Figura 1.1: Due diverse modulazioni d'onda: (a) modulazione FSK (b) modulazione LFM

- FSK (*Frequency-Shift Keying*): Modulazione frequenza.
- LFM (*Linear Frequency Modulation*): Modulazione di frequenza lineare.

Alcuni dei vantaggi dei radar ad onda continua risiedono nella maggior facilità realizzativa dei componenti (come filtri, amplificatori ecc.) e nella potenza di picco utilizzata relativamente più bassa rispetto ai radar ad impulsi.

I radar ad onda continua che utilizzano una modulazione di frequenza lineare sono la tipologia di radar impiegata nel sistema radar che verrà in seguito analizzato.

1.1 Modulazione di frequenza lineare (LFM)

I radar ad onda continua e modulazione di frequenza lineare (LFMCW) misurano contemporaneamente la distanza e la velocità del segnale. Utilizzando un'analisi spettrale è possibile misurare sia la distanza che la velocità radiale di bersagli multipli. Il segnale trasmesso dal radar è una sinusoidale la cui frequenza varia linearmente tra la frequenza operativa f_c e $f_c + \Delta f$; una volta riflesso dal bersaglio il segnale viene ricevuto con un ritardo $\tau = 2R/c$, dove R è la distanza del bersaglio e c la velocità della luce (figura 1.2a). Dal momento che il radar trasmette e riceve simultaneamente, esiste una differenza tra le frequenze istantanee df del segnale trasmesso $f_t(t)$ e del segnale ricevuto $f_r(t)$ al tempo t .

$$df(t) = f_t(t) - f_r(t). \quad (1.1)$$

Se un oggetto non è in movimento la distanza può essere calcolata direttamente dalla differenza di frequenza df .

Se invece il bersaglio è in movimento, al segnale si aggiunge uno spostamento in frequenza f_D dovuto alla velocità radiale v_r del bersaglio che è pari a:

$$f_D = -2 \frac{v_r}{\lambda} \quad (1.2)$$

come mostrato in figura 1.2(b). In questo caso non è più possibile determinare univocamente la distanza in quanto la quantità df ora dipende anche dalla velocità del bersaglio. La sovrapposizione di informazioni sulla distanza e velocità del bersaglio è espressa dalla seguente espressione:

$$df = f_D - f_\tau \quad (1.3)$$

con f_τ definito come:

$$f_\tau = \frac{2\Delta f}{c \cdot T_M} R. \quad (1.4)$$

Dove T_M è il tempo di durata del chirp. I possibili valori di velocità v_r e range R del bersaglio sono determinati dall'equazione:

$$R = \frac{c \cdot T_M}{2\Delta f} \cdot \left(\frac{-2v_r}{\lambda} - df \right) \quad (1.5)$$

L'equazione (1.5) ha molteplici soluzioni. Per eliminare questa ambiguità e determinare univocamente i parametri cercati si possono usare 2 differenti tipologie di metodi:

- Metodi che trasmettono chirp consecutivi con diverso gradiente (metodo up/down-chirp);

- Metodi che utilizzano la Fast Fourier Transform (FFT) in 2 dimensioni per ricavare le informazioni sulla distanza e sulla velocità.

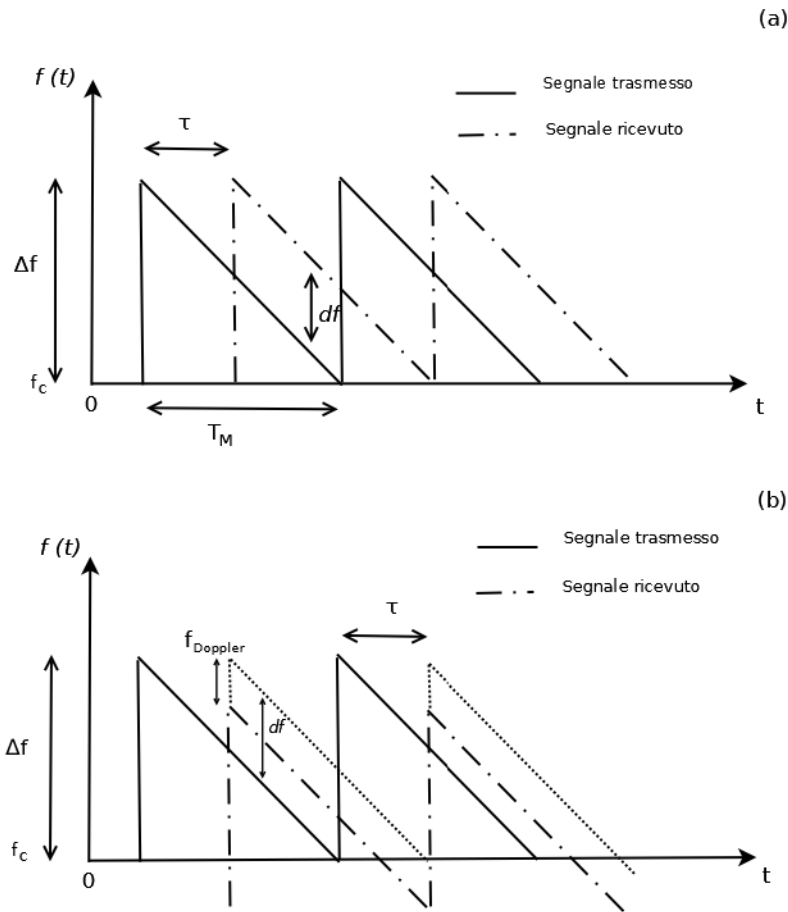


Figura 1.2: Forma d'onda modulata: (a) caso con un bersaglio fermo, (b) caso con un bersaglio in movimento

1.1.1 Metodi “up/down-chirp”

Per risolvere in modo non ambiguo l'equazione (1.5), vengono trasmessi chirp consecutivi con diverso gradiente come mostrato in figura 1.3. Nel caso in cui si utilizza un solo chirp, al ricevitore si rileva un solo spostamento in frequenza df ; trasmettendo invece chirp consecutivi si può rilevare un diverso valore df per ogni chirp trasmesso (df_1, df_2, df_3 e df_4): questo permette di determinare in modo univoco sia R che v_r . La differenza tra le 2 frequenze istantanee può essere rilevata riportando il segnale in banda base con un mixer, e facendone la FFT.

In un sistema in cui è presente solo un singolo bersaglio, sono necessari solo 2 chirp per risolvere le due equazioni lineari che determinano la velocità e la distanza dell'oggetto. In un sistema con bersagli multipli invece, il sistema sarebbe sotto-determinato. Nel caso con 2 bersagli sono necessari almeno 4 chirp con diverso gradiente per estendere il sistema lineare di equazioni, e risolvere così le ambiguità. Se il numero dei bersagli presenti è maggiore di 2 il sistema ha molteplici soluzioni; queste soluzioni spurie danno luogo ai cosiddetti bersagli fantasma. All'aumentare del numero dei bersagli, per risolvere univocamente il sistema, è necessario aumentare il numero dei chirp utilizzati. Normalmente la forma d'onda con 4 chirp a diverso

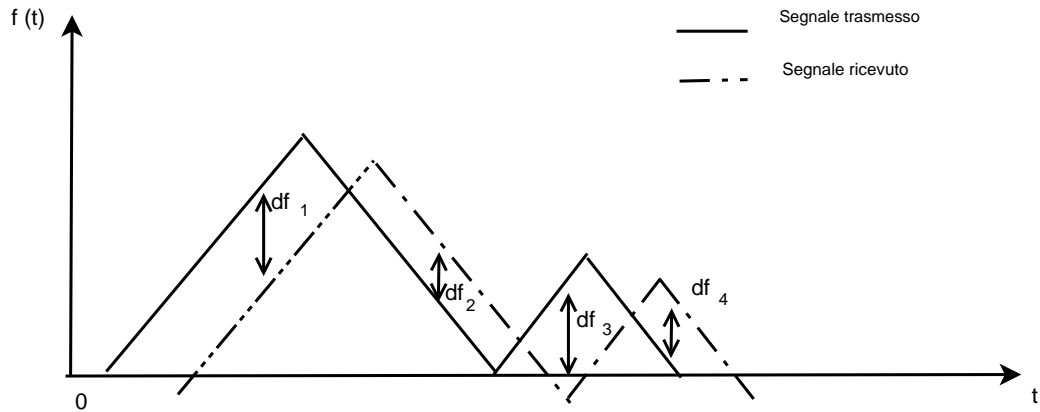


Figura 1.3: Esempio di metodo “up/down-chirp” con 4 chirp consecutivi

gradiente è considerata un buon compromesso tra il tempo di misura e la riduzione del numero dei bersagli fantasma, che si cerca di individuare ed eliminare elaborando i dati a posteriori.

L'equazione (1.5) può essere rappresentata in modo grafico come una linea in un diagramma distanza-velocità come mostrato in figura 1.4.

Ogni riga in figura 1.4 corrisponde alla soluzione dell'equazione per un chirp. In figura 1.4(a) si può vedere come, se sono presenti 2 bersagli, la soluzione non sia univoca, e si vengano a creare 4 punti di intersezione di cui 2 sono reali e 2 fittizi (bersagli fantasma). Nella figura 1.4(b) invece l'ambiguità non è più presente e i 2 bersagli sono rilevati in modo univoco.

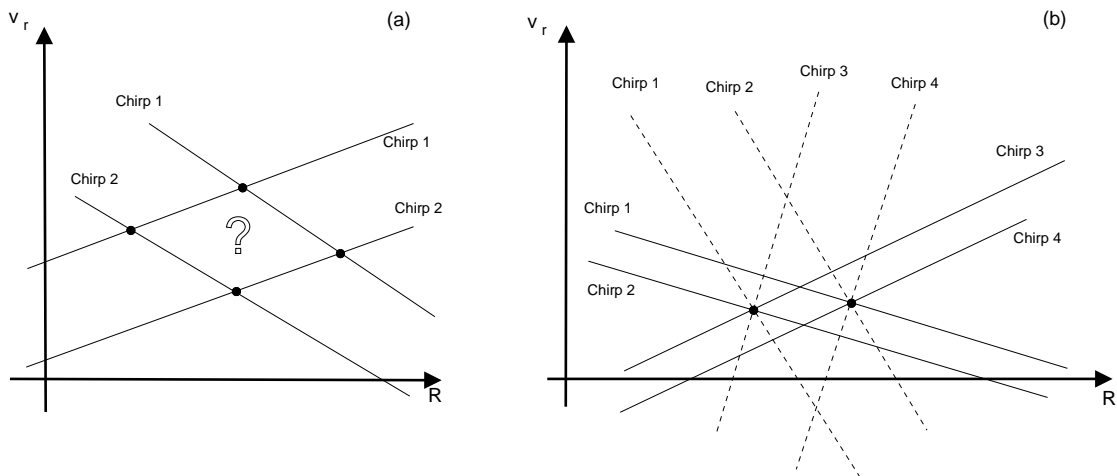


Figura 1.4: Rappresentazione grafica dell'equazione 1.5:(a) caso 2 chirp, (b) caso 4 chirp

1.1.2 Utilizzo della Fast Fourier Trasform

In questa tipologia di metodi viene utilizzata una FFT bidimensionale per estrarre le informazioni sulla distanza (range) e sulla velocità relativa dell'oggetto. Consideriamo lo schema a blocchi in figura:

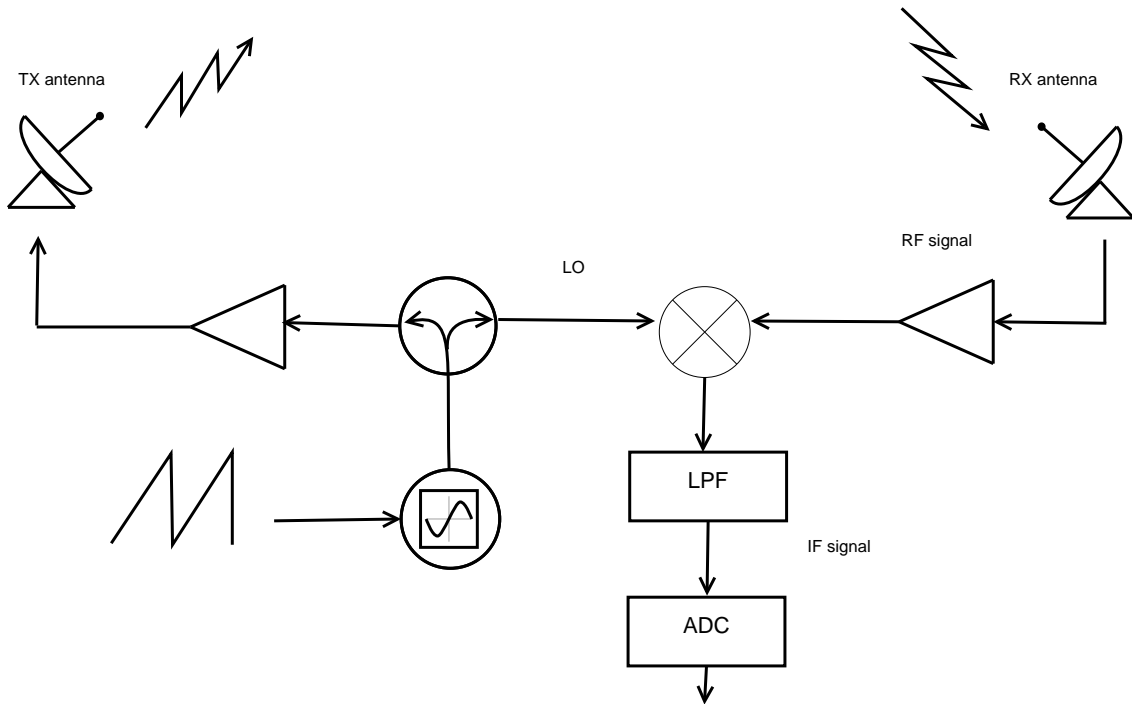


Figura 1.5: Schema a blocchi di un ricevitore a radio frequenza.

L'antenna in trasmissione invia un segnale la cui forma è riportata in figura 1.2 la cui espressione è

$$Tx(t) = A \cos[\varphi(t)] \tag{1.6}$$

dove

$$\begin{cases} \varphi(t) = \left(2\pi \int_0^t f(t) dt\right) \\ f(t) = f_c + \frac{\Delta f}{T_M} t \end{cases} \implies \varphi(t) = 2\pi \left(f_c t + \frac{\Delta f}{T_M} \frac{t^2}{2} \right). \tag{1.7}$$

Il segnale ricevuto diventa:

$$Rx(t, \tau) = G \cdot Tx(t - \tau) = G \cdot A \cos[\varphi(t - \tau)] \tag{1.8}$$

dove G è il guadagno d'antenna e τ è il ritardo di propagazione. Nel metodo "up/down-chirp" il ritardo di propagazione τ veniva considerato costante. Infatti la velocità relativa con cui si sposta il bersaglio, cambia in modo lento ed è solo visibile analizzando i cambiamenti nella fase del segnale per un numero elevato di periodi di chirp (o rampe del segnale). La nuova espressione di τ che tiene conto della velocità relativa è:

$$\tau(t, v_r) = \frac{2R_0 + v_r t}{c} \tag{1.9}$$

R_0 è il range iniziale (all'istante t_0), v_r è la velocità relativa. Il segnale ricevuto poi viene portato in banda base e filtrato con un filtro passa-basso.

$$\cos[\varphi(t)] \cdot \cos[\varphi(t - \tau)] = \frac{\overline{\cos[\varphi(t) + \varphi(t - \tau)]} + \cos[\varphi(t) - \varphi(t - \tau)]}{2}. \tag{1.10}$$

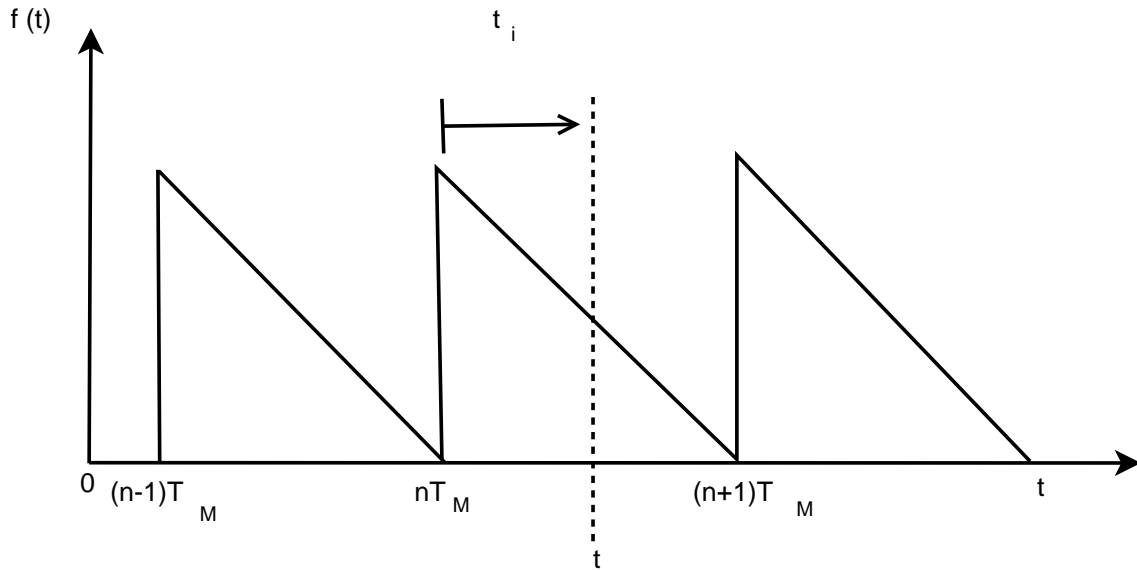


Figura 1.6: Forma d'onda suddivisa in intervalli di tempo discreti.

Il termine $\cos[\varphi(t) + \varphi(t - \tau)]$ è eliso inseguito al filtraggio. È possibile discretizzare il tempo t suddividendo in tempi di chirp T_M . Ogni tempo di chirp può essere ulteriormente diviso in istanti di tempo t_i , tali per cui $t = nT_M + t_i$ con $0 \leq t_i < T_M$ come mostrato in figura 1.6.

Sostituendo la (1.9) nella (1.10) si ottiene la seguente espressione:

$$\varphi(t_i) - \varphi(t_i - \tau(t, v_r)) = 2\pi \left\{ f_c t_i + \frac{\Delta f}{T_M} \frac{t_i^2}{2} - \left[f_c (t_i - \tau(t, v_r)) + \frac{\Delta f}{T_M} \frac{(t_i - \tau(t, v_r))^2}{2} \right] \right\} \quad (1.11)$$

$$\varphi(t_i) - \varphi(t_i - \tau(t, v_r)) = 2\pi \left\{ a_0 + a_1 t_i + \cancel{a_2 t_i^2} \right\}. \quad (1.12)$$

I termini di ordine superiore sono trascurati. Dalle equazioni precedenti si ottiene:

$$\begin{cases} a_0 = 2\pi \left[f_c t_0 + \frac{2v_r}{c} f_c nT_M - \frac{\Delta f}{2T_M} \left(t_0 + \frac{2v_r}{c} nT_M \right)^2 \right] & \Rightarrow \omega_y = 2\pi \cdot \frac{2v_r}{c} f_c \\ a_1 = 2\pi \left[\frac{\Delta f}{T_M} t_0 + \frac{2v_r}{c} f_c + n \frac{2v_r}{c} \Delta f + \dots \right] & \Rightarrow \omega_x = 2\pi \left(\frac{\Delta f}{T_M} t_0 + \frac{2v_r}{c} f_c \right) \end{cases} \quad (1.13)$$

con $x = t_i = kT_s = \frac{k}{F_s}$ e $y = nT_M = \frac{n}{F_R}$. Trascurando i termini costanti o di secondo ordine si può scrivere:

$$\varphi(kT_s, nT_M) = 2\pi \left\{ \left(\frac{\Delta f}{T_M} t_0 + \frac{2v_r}{c} f_c \right) \cdot kT_s + \frac{2v_r}{c} f_c \cdot nT_M + \varphi_{Const} \right\} \quad (1.14)$$

il segnale in ricezione quindi diventa:

$$f(x, y) = \cos[\varphi(x, y) + \varphi_{Const}] = \cos(\omega_x x + \omega_y y + \varphi_{Const}). \quad (1.15)$$

In quest'ultima equazione è messo in risalto la dipendenza della fase dalle due frequenze discrete: ω_x , che varia velocemente e dipende fortemente dal range e debolmente dalla velocità che può essere considerata quasi costante in un tempo di chirp, e ω_y che varia lentamente su più tempi di chirp e dipende dalla velocità.

In figura è mostrata l'andamento dell'equazione (1.15); si possono vedere chiaramente le due dimensioni frequenziali F_R e F_s del segnale.

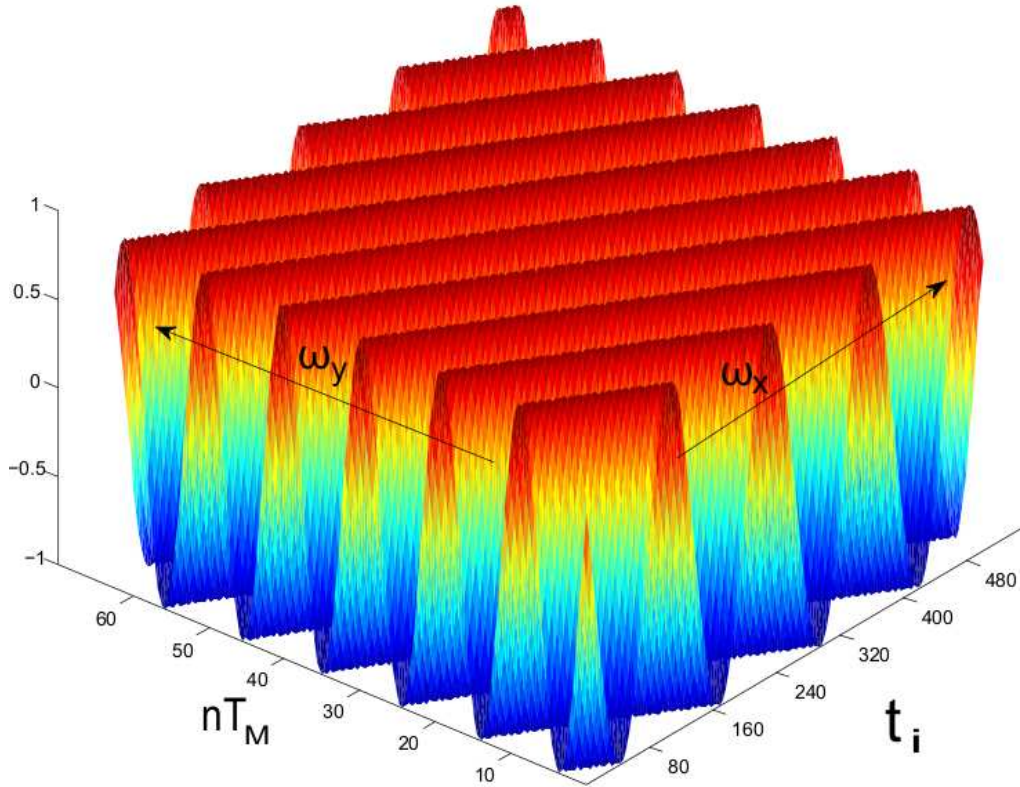


Figura 1.7: Forma d'onda in ricezione espressa al variare delle frequenze discrete F_R e F_s

Per facilitare la misura delle due frequenze da parte del dispositivo hardware si può usare la trasformata di Fourier discreta bidimensionale:

$$X(k, l) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} x(m, n) e^{-i2\pi(k\frac{m}{M} + l\frac{n}{N})} = \sum_{m=0}^{M-1} \left(\sum_{n=0}^{N-1} x(m, n) e^{-i2\pi l\frac{n}{N}} \right) e^{-i2\pi k\frac{m}{M}}. \quad (1.16)$$

In questo modo si può eseguire separatamente la FFT sia sugli n campioni presi campionando un solo chirp, sia sui campioni presi campionando k rampe di chirp. Il risultato delle 2 FFT è mostrato in figura 1.8.

In questo metodo, come nel precedente, è presente il problema della rivelazione di bersagli fantasma. Una volta calcolata l'FFT infatti bisogna utilizzare un detector per determinare l'esistenza di un picco, se il detector però a causa del rumore rivela un picco non dovuto al segnale si hanno dei bersagli fantasma.

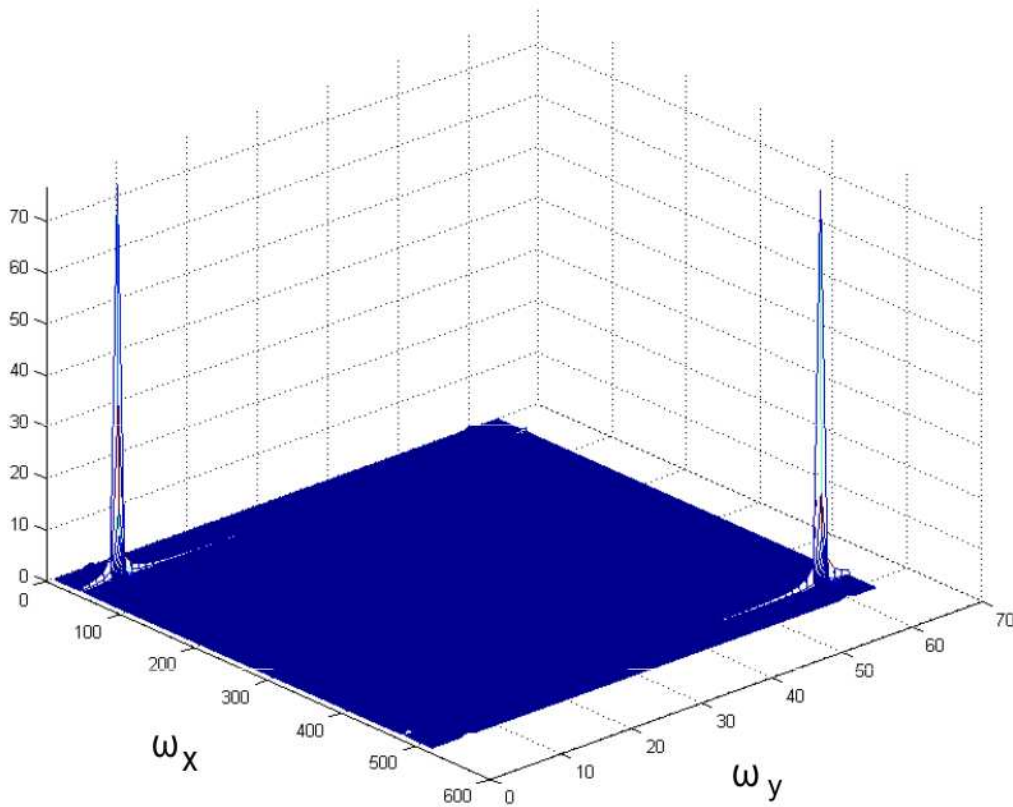


Figura 1.8: FTT bidimensionale del segnale ricevuto

1.2 Algoritmi di rilevazione

Nei precedenti metodi, sia per rilevare df , sia per trovare i picchi della FFT, si è reso necessario l'uso di un detector. Gli algoritmi di rilevazione cercano i picchi di una determinata funzione o, nel caso dei radar, dello spettro di un segnale. La rilevazione è eseguita per ogni singolo bin dello spettro separatamente. L'algoritmo di rilevazione decide se la potenza stimata x di un determinato bin indica la presenza di un bersaglio, oppure è solo dovuto al rumore normalmente presente durante la misurazione e ai disturbi da echi multipli ("clutter"). Con disturbi da echi multipli si intendono le riflessioni dovute alla presenza di oggetti nel campo visivo del radar che però, non essendo i bersagli da rilevare, sono considerati rumore. La decisione viene effettuata comparando la potenza stimata di x con una soglia S , se la potenza supera la soglia si assume che a quel bin corrisponde un bersaglio.

Il sistema può assumere solo 2 possibili stati. Il compito del detector è infatti scegliere tra le 2 ipotesi sul possibile stato del sistema: H_0 se non sono presenti bersagli, H_1 in presenza di bersagli. L'ipotesi H_0 si riferisce al caso in cui si riceve solo rumore, invece l'ipotesi H_1 si riferisce al caso in cui la potenza misurata x è dovuta all'eco del segnale riflesso con sovrapposto del rumore additivo.

In letteratura sono presenti vari tipi di detector, ognuno di questi è ottimizzato per soddisfare un particolare criterio. Alcuni dei detector più usati sono il detector a massima verosimiglianza, il detector a massima probabilità a posteriori e il detector di Neyman-Pearson. Per tutti questi detector si assume che certe informazioni di carattere statistico, come lo stato del sistema e le corrispondenti misure di x , siano note. Solitamente le misure di interesse sono:

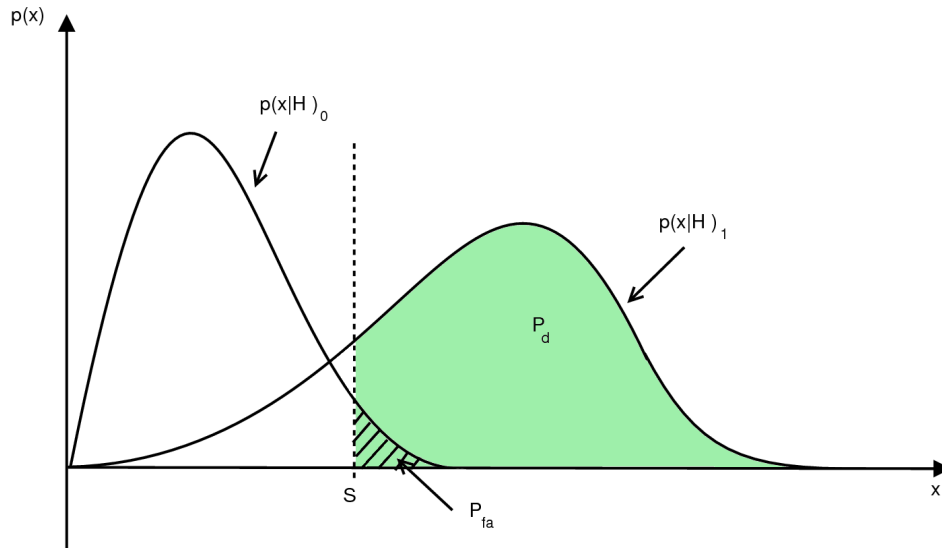


Figura 1.9: Esempio di distribuzioni di probabilità per determinare P_d e P_{fa} data la soglia S

- la distribuzione della probabilità condizionata $p(x|H_0)$ e $p(x|H_1)$
- la probabilità a priori delle ipotesi $p(H_0)$ e $p(H_1)$

Nel caso dei sistemi radar le funzioni di distribuzione possono essere ricavate, mentre le probabilità a priori sono sconosciute.

1.2.1 Detector di Neyman-Pearson

Nel caso del detector di Neyman-Pearson vengono considerate le seguenti probabilità:

- La probabilità di rilevazione P_d , cioè la probabilità di scegliere correttamente H_1
- La probabilità di falso allarme P_{fa} , cioè la probabilità di scegliere H_1 quando in realtà lo stato del sistema era H_0

Quindi, il criterio di Neyman-Pearson è il seguente: massimizzare P_d mantenendo la probabilità di falso allarme inferiore ad un valore α tale per cui: $P_{fa} \leq \alpha$. Questo criterio è particolarmente adatto ai sistemi radar poiché, data una certa probabilità di falso allarme, la probabilità di rilevazione viene massimizzata.

In figura 1.9 è mostrata la distribuzione di probabilità per le 2 ipotesi. Il detector decide comparando il valore della misura x direttamente con la soglia S . Il detector di di Neyman-Pearson sceglie:

- H_0 se $x < S$;
- H_1 se $x > S$.

In questo caso la probabilità di rilevazione e quella di falso allarme possono essere scritte come:

- $P_d = \int_S^{\infty} p(x|H_1)dx$;
- $P_{fa} = \int_S^{\infty} p(x|H_0)dx$.

L'integrazione delle due quantità sopra può essere visualizzata graficamente in figura 1.9. Il detector a soglia è quindi ottimale nel senso del criterio di Neyman-Pearson.

1.2.2 Modelli delle distribuzioni di probabilità condizionate

Nelle sezioni precedenti sono stati introdotti i principi di funzionamento dei detector a soglia e, in particolare, del detector di Neyman-Pearson; nulla è stato detto sulle distribuzioni di probabilità sia dell'ipotesi di bersagli con rumore $p(x|H_1)$, sia dell'ipotesi in cui è presente solo il rumore $p(x|H_0)$.

Il rumore ricevuto può essere dovuto al rumore termico generato dai circuiti o dovuto alle interferenze delle eco dovute ai bersagli. Senza ulteriori informazioni sulla natura del rumore, quest'ultimo può essere modellato come Gaussiano bianco. Considerando un demodulatore complesso e un rumore Gaussiano bianco indipendente per ogni canale con potenza N all'uscita del demodulatore si otterranno valori casuali che variano come una distribuzione di Rayleigh:

$$p(x|H_0) = \frac{x}{2\pi N} e^{-\frac{x^2}{2N}}. \quad (1.17)$$

La probabilità di falso allarme si ricava integrando la distribuzione di Rayleigh:

$$P_{fa} = \int_S^\infty p(x|H_0) dx = \int_S^\infty \frac{x}{N} e^{-\frac{x^2}{2N}} dx = e^{-\frac{S^2}{2N}}. \quad (1.18)$$

Tuttavia, per avere una specifica probabilità di falso allarme, bisogna conoscere la potenza del rumore N che quindi va stimata.

Nel caso di presenza del bersaglio Swerling [19] ha creato un modello in cui il bersaglio è considerato come un'insieme di riflessioni elementari multiple, i cui echi sovrapposti sono ricevuti insieme dal ricevitore. Si assume inoltre che le varie riflessioni elementari arrivino con la stessa risoluzione nella stessa cella. Queste riflessioni elementari hanno diverse ampiezze e fasi ed interferiscono l'una con l'altra. Se c'è una riflessione dominante rispetto alle altre si avrà una distribuzione di probabilità di Rice. In caso le riflessioni elementari siano tutte della stessa intensità, si ottiene la distribuzione di Rayleigh come caso particolare della distribuzione di Rice. La probabilità di rilevazione quindi è l'integrale della distribuzione di Rice:

$$p(x|H_1) = \frac{x}{N} e^{-\frac{x^2+A^2}{2N}} I_0\left(\frac{Ax}{N}\right) \Rightarrow P_d = \int_S^\infty \frac{x}{N} e^{-\frac{x^2+A^2}{2N}} I_0\left(\frac{Ax}{N}\right) dx. \quad (1.19)$$

Dove A è l'ampiezza deterministica dell'eco ricevuto dal bersaglio e I_0 è la funzione di Bessel di primo tipo modificata. L'equazione (1.19), denominata funzione di Marcum, non è esprimibile in forma chiusa. È stato dimostrato [11] che l'equazione (1.19) può essere riscritta in funzione della P_{fa} :

$$P_d = (P_{fa})^{\frac{1}{1+SNR}} \quad (1.20)$$

Dove $SNR = \frac{A^2}{2N}$ è il rapporto segnale rumore medio.

La probabilità di rilevazione può solo essere ricavata quando l'SNR è noto. L'equazione (1.20) permette di calcolare la probabilità che il bersaglio venga rilevato dal detector per un dato SNR. Le tecniche *Constant False Alarm Rate (CFAR)*, che stimano il livello di rumore per decidere la soglia S del detector e mantenere la probabilità di falso allarme costante, verranno descritte nelle prossime sezioni.

1.2.3 Constant False Alarm Rate (CFAR)

I detector CFAR sono utilizzati nei sistemi radar da molti anni. Come descritto nella sezione precedente, il detector di Neyman-Pearson mantiene la probabilità di falso allarme ad un valore specifico ma, per

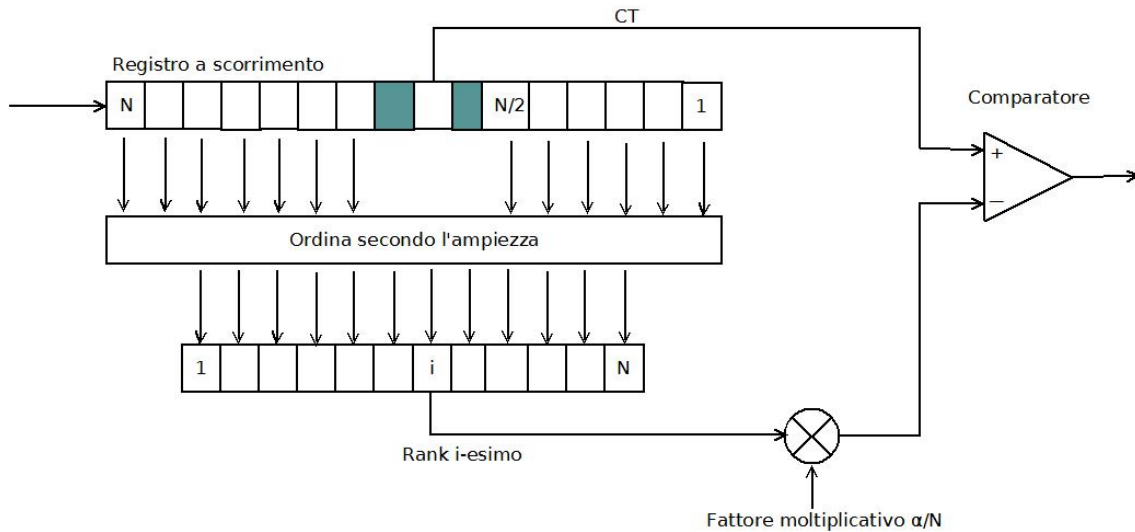


Figura 1.10: Esempio di Ordered Statistics (OS) CFAR

determinare il valore della soglia S , bisogna stimare la potenza di rumore. Un detector che stima la potenza di rumore e determina la soglia adattativamente per mantenere una determinata probabilità di falso allarme è detto CFAR.

Nell'area di osservazione possono essere presenti oggetti che producono disturbi da echi al ricevitore, per questo motivo è necessario ripetere la misura della potenza di rumore per ogni osservazione e fissare la soglia adattativamente. Inoltre, il disturbo da echi multipli cambia localmente nell'area osservata e quindi è molto utile stimare la potenza di rumore temporanea solo nell'intorno della cella che si sta valutando.

La potenza di rumore stimata è utilizzata per cambiare la soglia del detector adattativamente; il valore esatto della soglia calcolata dal detector dipende dalla probabilità di falso allarme. Se la soglia è troppo bassa, allora verranno trovati più bersagli di quelli realmente esistenti incrementando così il numero di falsi allarmi o bersagli fantasma. Al contrario, se la soglia è troppo alta, allora verranno trovati meno bersagli, in questo modo però si rischia di non riuscire a individuare un bersaglio realmente esistente.

Uno degli algoritmi CFAR più utilizzati nei sistemi radar è l'*Ordered Statistics (OS) CFAR* (figura 1.10). L'OS-CFAR infatti, durante la stima del rumore, tiene conto della presenza di bersagli multipli.

Nell'OS-CFAR è presente un registro a scorrimento a N celle; la cella posizionata nel mezzo è la cella che si sta valutando (*Cella testata CT*). Le N celle ai lati della cella valutata, cioè le celle vicine, sono utilizzate per stimare il rumore. Le celle vicine vengono ordinate in ordine decrescente, quindi la i -esima cella viene selezionata come rappresentativa del rumore. Una volta stimato il rumore viene fissata una soglia S . Se la potenza del segnale della cella valutata supera la soglia allora si assume la presenza di un bersaglio invece, se la potenza è sotto la soglia, si assume che sia presente solo del rumore. Le celle direttamente adiacenti alla cella valutata (le celle colorate in azzurro in figura 1.10) sono escluse dall'ordinamento poiché, senza un intervallo di guardia, il livello di rumore stimato potrebbe venire influenzato dall'eco del segnale dovuto al bersaglio stesso. La qualità della stima del rumore è cruciale sulle prestazioni del detector, e molti algoritmi CFAR sono stati sviluppati nel corso degli anni per diverse esigenze applicative.

1.3 Antenne nei sistemi radar

Le antenne sono strumenti studiati per trasmettere e ricevere onde elettromagnetiche. L'antenna prende in ingresso un'onda guidata, (il mezzo utilizzato per guidare l'onda può essere un coassiale o una microstriscia) e gli permette di propagarsi tramite lo spazio libero. Le antenne sono componenti passivi, non richiedono quindi alimentazione. Le antenne sono anche lineari, cioè funzionano allo stesso modo indipendentemente dal livello di potenza che gli viene applicata, e reciproche, poiché funzionano nello stesso modo sia in trasmissione che in ricezione.

1.3.1 Parametri fondamentali dell'antenna

Il comportamento di un'antenna può essere descritto tramite alcuni parametri. In questa sezione verranno introdotti alcuni dei parametri più significativi per la caratterizzazione delle antenne.

Densità di potenza per unità di angolo solido

La densità di potenza per unità di angolo solido $U(\theta, \phi)$ è definita come:

$$U(\theta, \phi) = \frac{dP}{d\Omega} = \frac{1}{2} \Re(E \times H^*) \cdot \hat{i} \cdot |r|^2. \quad (1.21)$$

Si può quindi scrivere l'espressione della potenza totale irradiata :

$$P_r = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} U(\theta, \phi) d\Omega \quad (1.22)$$

dove, l'angolo solido, è $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$ con $0 \leq \theta \leq \pi$ e $0 \leq \phi \leq 2\pi$.

Direttività e guadagno

La direttività è una misura della capacità dell'antenna di concentrare la potenza irradiata in una determinata direzione. È definita come il rapporto tra la *densità di potenza per unità di angolo solido* dell'antenna in esame $U(\theta, \phi)$ e la *densità di potenza media per unità d'angolo solido* U_m . U_m , equivalentemente, può essere visto come la densità di potenza che irradierebbe un'antenna isotropa che irradiasse la stessa quantità di potenza dell'antenna in esame.

$$U_m = \frac{P_r}{\Omega_{sfera}} = \frac{P_r}{4\pi} = \frac{1}{4\pi} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} U(\theta, \phi) d\Omega \quad (1.23)$$

quindi la direttività risulta:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_m} = \frac{U(\theta, \phi)}{P_r/4\pi} = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} U(\theta, \phi) d\Omega}. \quad (1.24)$$

Una grandezza strettamente collegata alla direttività è il guadagno d'antenna. Il guadagno d'antenna è definito come nell'equazione (1.24) ma, invece di essere normalizzato per la potenza totale irradiata, è

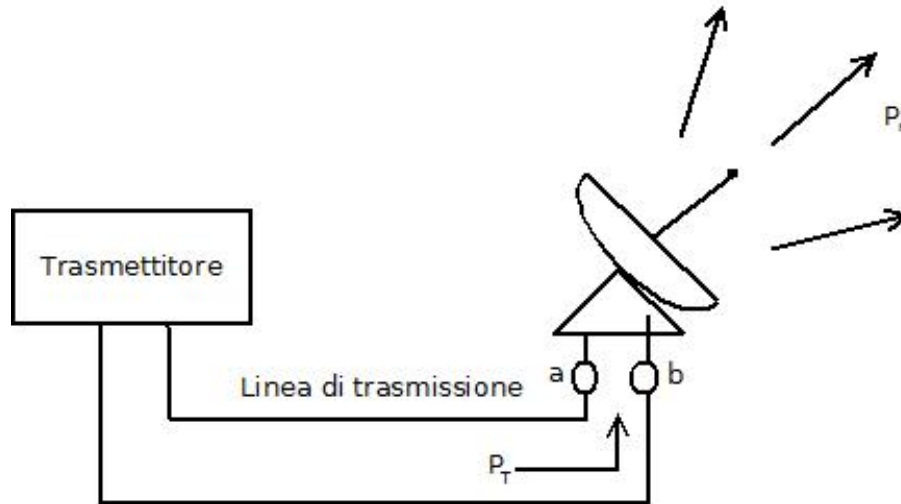


Figura 1.11: Potenza P_T in ingresso ai morsetti a e b dell'antenna e potenza irradiata P_r .

normalizzata per la potenza totale in ingresso ai morsetti dell'antenna P_T .

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{P_T/4\pi}. \quad (1.25)$$

La potenza P_T differisce dalla potenza irradiata P_r a causa delle perdite che avvengono come le perdite di propagazione lungo il cavo e quelle dovute al dielettrico che circonda l'antenna. La definizione di guadagno non include le perdite dovute alle riflessioni causate dal disadattamento tra l'impedenza del cavo e l'impedenza in ingresso dell'antenna. L'efficienza dell'antenna è definita come:

$$e = \frac{P_r}{P_T} \quad (1.26)$$

con $0 \leq e \leq 1$. Il caso $e = 1$ è ideale, non c'è nessuna distinzione tra direttività e guadagno. Sostituendo l'equazione (1.26) nell'equazione (1.24) otteniamo:

$$G(\theta, \phi) = eD(\theta, \phi). \quad (1.27)$$

La distribuzione angolare delle funzioni $G(\theta, \phi)$, $D(\theta, \phi)$ e $U(\theta, \phi)$ sono proporzionali tra di loro.

Diagramma di radiazione

Il diagramma di radiazione di un'antenna è definito come una funzione matematica o una rappresentazione grafica delle proprietà di radiazione di un'antenna in funzione di coordinate spaziali. Nella maggior parte dei casi si rappresenta la grandezza in esame in coordinate angolari. Alcune delle grandezze dell'antenna sono la densità di potenza per unità di angolo solido, la direttività, il guadagno e il modulo del campo elettrico o magnetico. Il diagramma di radiazione è spesso espresso in decibel.

Facendo riferimento alle figure 1.12 (a) e 1.12 (b) possiamo definire:

- *Lobo principale*: La regione angolare tra 2 nulli che corrisponde al massimo della funzione di direttività.

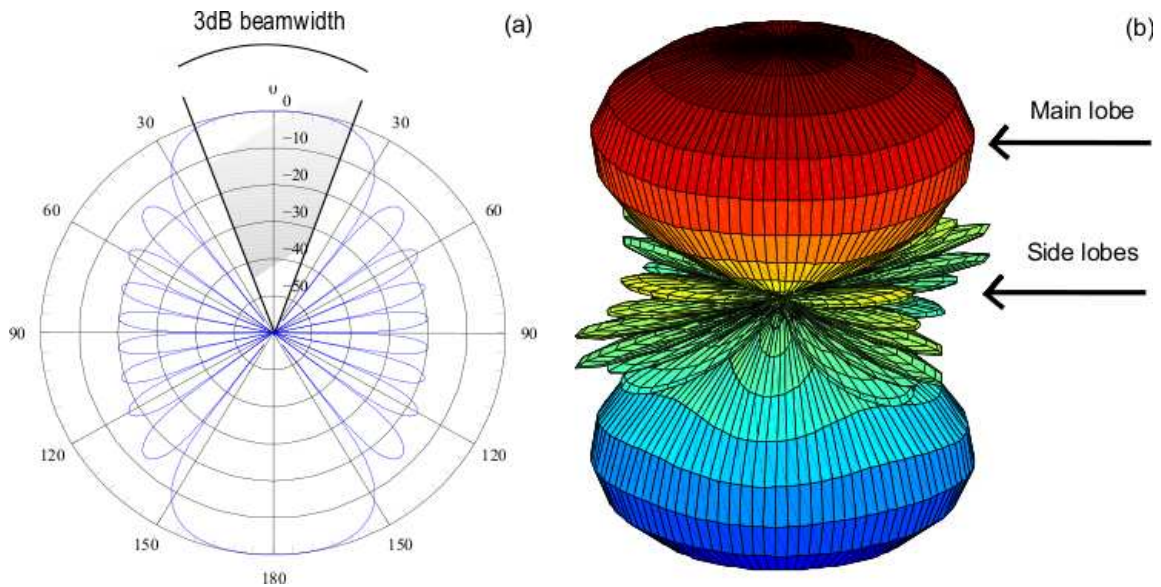


Figura 1.12: Diagramma di radiazione (direttività): (a) visualizzazione in 2D, (b) visualizzazione in 3D

- *Lobi secondari*: La regione angolare tra 2 nulli che non contiene l'angolo che corrisponde alla massima direttività.
- *Larghezza angolare del fascio ("beam") a metà potenza ("HPBW")*: L'angolo che sottende la regione per cui $D_{max}/2 \leq D \leq D_{max}$. Nei sistemi radar questa grandezza è spesso associata al potere risolutivo dell'antenna, ovvero la capacità dell'antenna di distinguere due bersagli distinti. L'HPBW viene spesso anche chiamato *larghezza angolare del beam a 3dB* o semplicemente *banda a 3dB* per ovvie ragioni.
- *Livello dei lobi secondari (SLL)*: La potenza del più alto lobo secondario relativa a quella del lobo principale.

Banda

La banda di un'antenna si riferisce all'intervallo di frequenze da $f_{inferiore}$ a $f_{superiore}$ in cui l'antenna, rispetto certe grandezze, è conforme ad un uno specifico standard. La definizione vale per un gran numero di grandezze quali il guadagno, l'ampiezza del lobo principale e l'efficienza di radiazione. L'antenna viene detta:

- a banda stretta se $B = \frac{(f_{superiore} - f_{inferiore})}{f_{centrale}} < 5\%$;
- a banda larga se $f_{superiore} : f_{inferiore} > 10 : 1$;
- indipendente dalla frequenza se $f_{superiore} : f_{inferiore} > 40 : 1$.

1.3.2 Equazione del radar

In figura 1.13 è mostrata un'antenna radar che illumina un bersaglio a distanza r nella direzione di massimo guadagno. L'onda che incide sul bersaglio viene riflessa, parte dell'onda riflessa è intercettata dalla stessa

antenna. Il concetto di *Radar Cross Section* σ indica la misura dell'area effettiva del bersaglio e della potenza riflessa.

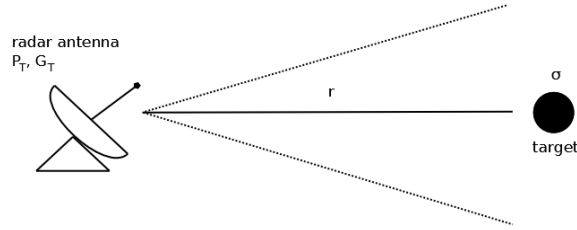


Figura 1.13: Un'antenna radar ed un bersaglio

Se l'antenna radar trasmette una potenza P_T con un guadagno G_T , la densità di potenza del campo trasmesso alla distanza del bersaglio è:

$$P_T = \frac{P_T G_T}{4\pi r^2}. \quad (1.28)$$

Dalla definizione di σ , la potenza intercettata e riflessa dal bersaglio diventa:

$$P_{target} = \sigma P_T = \frac{\sigma P_T G_T}{4\pi r^2}. \quad (1.29)$$

In accordo con la definizione di Radar Cross Section la potenza viene riflessa isotropicamente e la potenza ricevuta dall'antenna radar è:

$$P_{target} = \frac{P_{target}}{4\pi r^2} = \frac{\sigma P_T G_T}{(4\pi r^2)^2}. \quad (1.30)$$

La quantità di potenza ricevuta dall'antenna radar è data in funzione di A , dove A è l'area efficace dell'antenna ed è definita come: "l'area che, quando intercettata dalla densità di potenza incidente P_{inc} , indica la quantità di potenza ricevuta P_R ai morsetti dell'antenna". Quindi P_R diventa:

$$P_R = A P_{target} = \frac{A \sigma P_T G_T}{(4\pi)^2 r^4} \quad (\text{radar equation}) \quad (1.31)$$

L'equazione (1.31) è anche conosciuta come *formula di Friis*. La potenza minima ricevibile $P_{R,min}$ limita la massima distanza a cui il bersaglio può essere rilevato:

$$P_{R,min} = P_R = A P_{target} = \frac{A \sigma P_T G_T}{(4\pi)^2 r_{max}^4}. \quad (1.32)$$

Risolviendo per r_{max} otteniamo:

$$r_{max} = P_R = A P_{target} = \left[\frac{A \sigma P_T G_T}{(4\pi)^2 P_{R,min}} \right]^{1/4}. \quad (\text{range equation}) \quad (1.33)$$

Se il bersaglio non si trova nella direzione di massimo guadagno G_T dell'antenna, ma in un'altra direzione, per esempio (θ, ϕ) , allora il massimo guadagno G_T nell'equazione (1.31) va sostituito con $G_T g(\theta, \phi)$, dove $g(\theta, \phi)$ è il guadagno d'antenna normalizzato.

1.3.3 Schiere di antenne

Nei sistemi radar, per poter distinguere 2 bersagli distinti, occorrono antenne molto direttive; sono quindi di grande interesse i sistemi d'antenna e le tecniche di progetto in grado di garantire tali qualità. Le proprietà

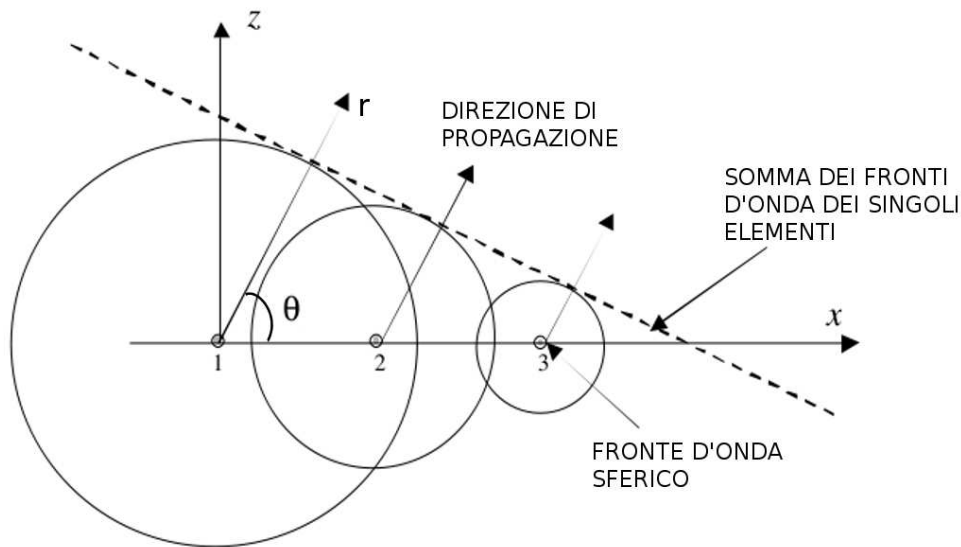


Figura 1.14: Composizione dei diagrammi di radiazione dei singoli elementi isotropici

direttive di un'antenna si ricavano tramite un integrale di radiazione delle correnti che s'instaurano sull'antenna, quindi al crescere delle dimensioni elettriche (in lunghezze d'onda) della zona interessata dalla distribuzione di correnti si ha un aumento della direttività dell'antenna.

In caso di sistemi radar le antenne hanno dei vincoli sulle dimensioni fisiche quindi, invece di utilizzare un'unica antenna molto grande, è possibile realizzare una configurazione spaziale di elementi d'antenna di dimensioni inferiori tali che producano un diagramma di radiazione direzionale. In questo modo si effettua un campionamento discreto della distribuzione di corrente radiante continua; tante piccole antenne, disposte ed alimentate in modo opportuno, possono avere caratteristiche radiative globali paragonabili a quelle di un'unica grande antenna.

In figura 1.14 è mostrato come i diagrammi di radiazione di un insieme di elementi isotropici si possono sommare costruttivamente o distruttivamente fino a creare un fronte d'onda piano in una specifica direzione. Nel caso di una schiera di antenne l'espressione del campo totale è:

$$E(r, \theta) = P_{EF}(\theta) \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jkx_n \cos(\theta)}}_{\text{Fattore di Array}} \quad (1.34)$$

P_{EF} è il diagramma di radiazione del singolo elemento (“*Element Factor*”); nelle schiere di antenne si utilizzano solitamente come elementi singoli delle antenne identiche fra loro. Il secondo termine, ovvero il fattore di schiera (“*Array Factor*”), è un termine che dipende da come ogni elemento è posizionato ed alimentato. Il diagramma di radiazione totale dipende quindi dal numero N di elementi, dalla distanza d tra di essi e dalla fase e ampiezza dell'eccitazione del singolo elemento. La distinzione tra fattore d'elemento e fattore di schiera è molto importante perché permette di eseguire lo studio dell'effetto della disposizione e dell'alimentazione dell'elemento a prescindere dal tipo di elemento stesso.

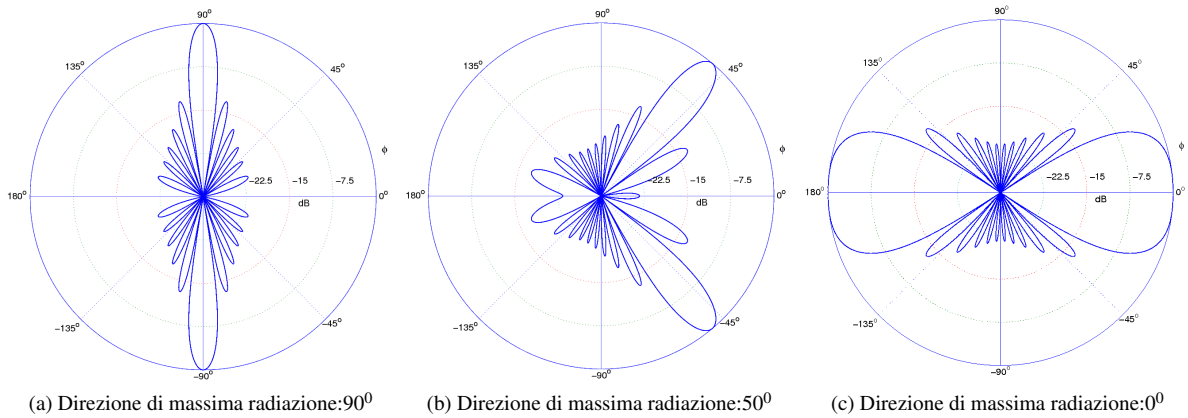


Figura 1.15: Fattore di schiera in coordinate polari, $d = \lambda/2$, $N = 12$

1.3.3.1 Beamforming

Se le distanze tra gli elementi della schiera sono uguali fra loro, cioè $x_n = d$, la schiera si dice *equi-spaziata*. Se il termine I_n viene scisso in modulo e in fase $I_n = a_n e^{j\beta_n}$ tale per cui $\beta_n = n\alpha$ la schiera si dice a *fase lineare*. L'equazione (1.34) ora può essere riscritta come:

$$AF(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{jn(kd\cos\theta + \alpha)}. \quad (1.35)$$

In figura 1.14 è mostrato come la direzione del fronte d'onda piano dipenda da un ritardo incrementale tra le sorgenti. Lo stesso effetto può essere ottenuto applicando uno sfasamento tra gli elementi dal momento che, per le proprietà della trasformata di Fourier, ogni ritardo nel tempo o spostamento nello spazio può essere espresso come uno sfasamento nel dominio delle frequenze.

Il termine α_n è responsabile dello sfasamento che produce il cambiamento della direzione del fronte d'onda, o in questo caso, della direzione di puntamento della schiera. Se tutti gli elementi sono alimentati in fase ($\alpha = 0$), la schiera irradia massimamente lungo il piano su cui giace (*Broad Side Array*) figura 1.15c), se invece gli elementi sono alimentati con uno sfasamento di un semi-periodo ($\alpha = d/2$) la schiera ha come massima direzione di radiazione l'asse della schiera stessa (*End Fire Array*) figura 1.15a). Variando opportunamente lo sfasamento dell'alimentazione dei vari elementi è possibile ottenere un massimo di radiazione in tutte le direzioni intermedie (figura 1.15b), questo procedimento prende in nome di *Steering*. Se fase delle alimentazioni non viene fissata in fase di progetto ma varia dinamicamente durante l'utilizzo della schiera si ha la tecnica di *Beam-forming*.

1.3.3.2 Finestratura

Oltre la direttività in una schiera è molto importante il livello dei lobi laterali (*SLL Side Lobe Level*). Utilizzando come ampiezza delle alimentazioni dei pesi identici si ottiene una schiera altamente direttiva il cui massimo lobo laterale (*MSLL Maximum Side Lobes Level*) è di $-13,47\text{dB}$ figura 1.16. Se vogliamo ridurre il livello del MSLL bisogna scegliere un set di pesi che sfumi le alimentazioni ai bordi della schiera, questi set di pesi prendono il nome di *Funzioni Finestra*.

Le Funzioni Finestra permettono di calcolare dei set di pesi che soddisfino determinati vincoli sul MSLL, sulla banda a 3dB o su entrambi. Agendo sui pesi dell'alimentazione è possibile ridurre i lobi fino ad eliminarli

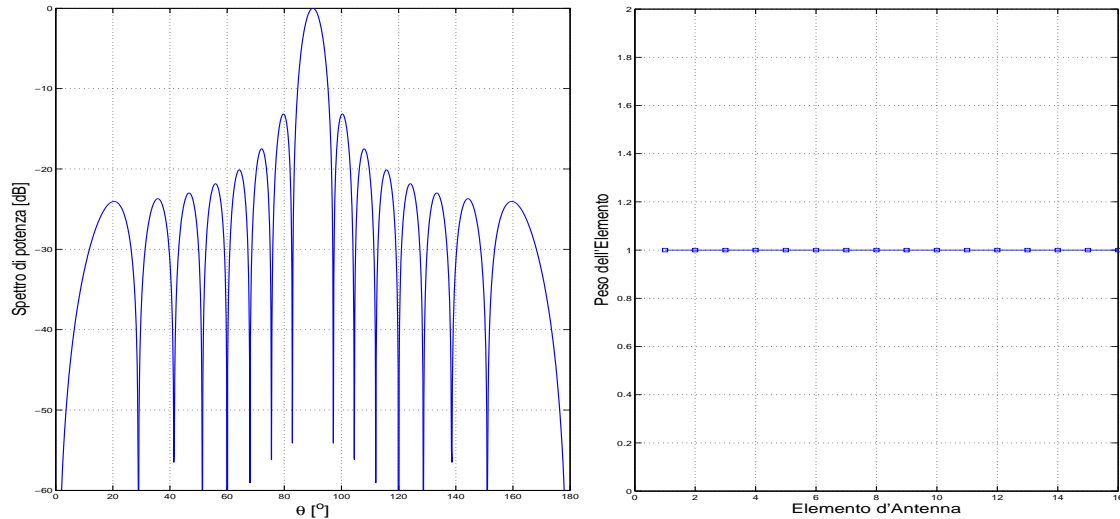


Figura 1.16: Finestra Rettangolare con il relativo fattore di schiera, N=16

completamente. Le schiere prive di lobi laterali sono dette *Schiere Binomiali*, questa particolare tipologia di schiera però ha una direttività inferiore ad una schiera ricavata tramite una qualsiasi altra funzione finestra. La finestra Rettangolare, che corrisponde ad una illuminazione uniforme (figura 1.16), ha la direttività più elevata ma anche il MSLL più elevato; al contrario la finestra Binomiale non presenta lobi laterali a discapito della banda a 3dB. Esistono però altri tipi di finestre che realizzino un compromesso tra il livello dei lobi e la direttività; alcune funzioni finestra comunemente utilizzate sono: Hanning, Hamming, Kaiser, Barlett, Chebyshev e Taylor. Tra le varie finestre un caso di particolare interesse è la finestra di Chebyshev (figura 1.18a), i cui lobi sono tutti ad uno stesso livello deciso da progettista. Un'altra funzione molto usata è la finestra di Taylor, i cui lobi decrescono a partire primo lobo laterale (figura 1.18b).

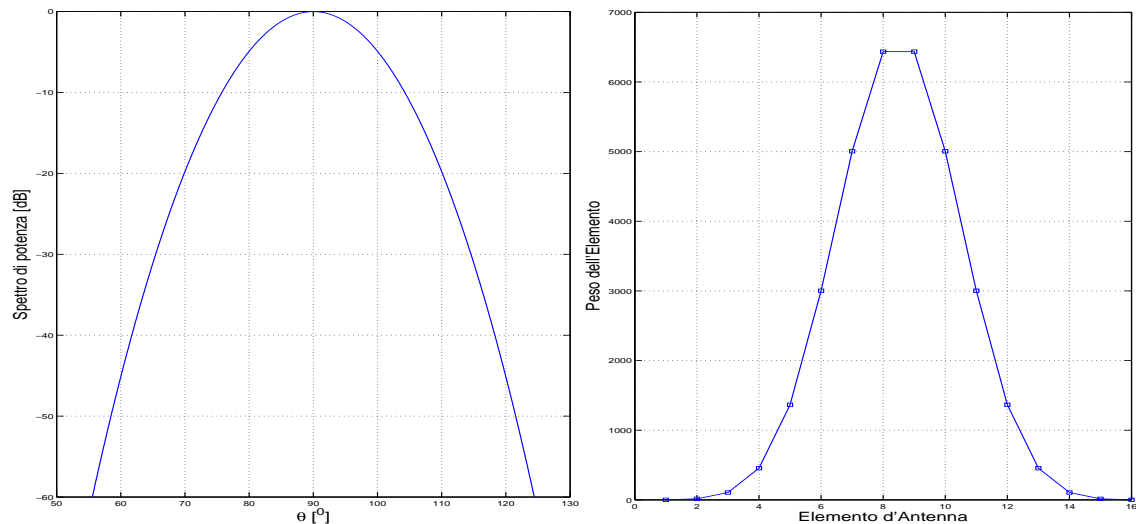
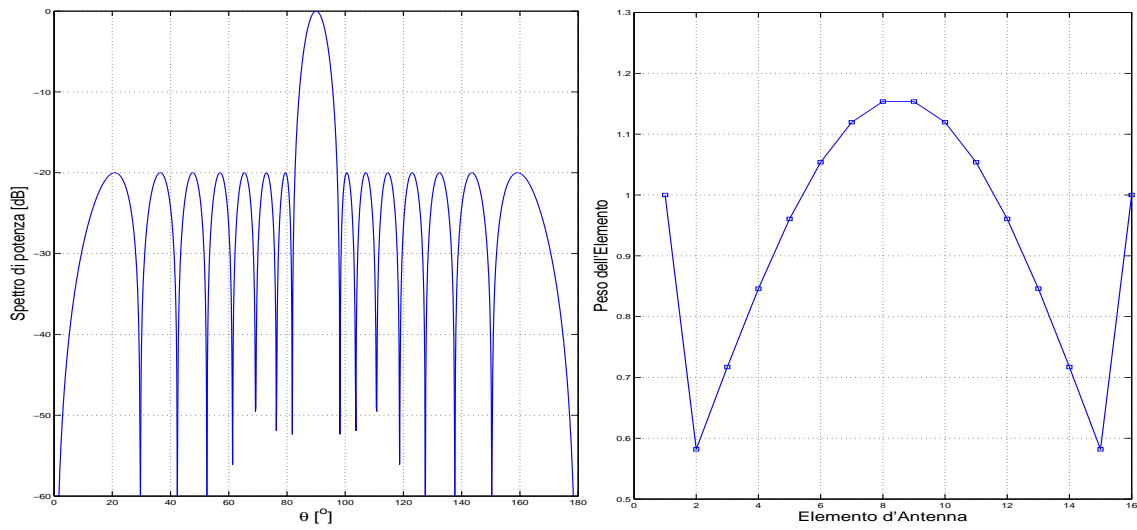
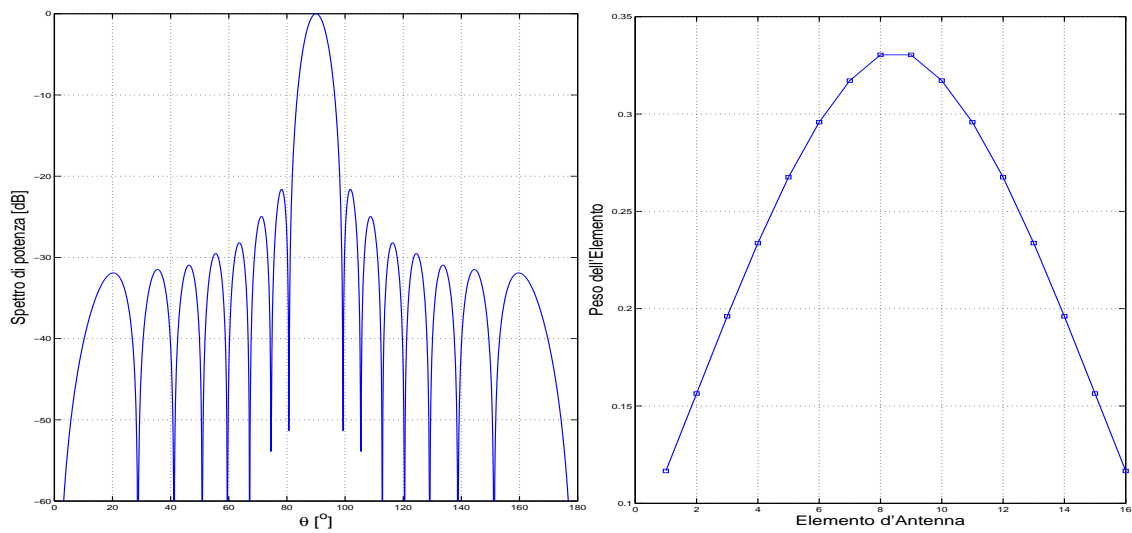


Figura 1.17: Fattore di schiera ottenuto utilizzando una finestra binomiale 16 elementi.



(a)



(b)

Figura 1.18: Fattore di schiera ottenuto utilizzando 16 elementi: a) Finestra di Chebyshev; b) Finestra di Taylor.

Capitolo 2

Analisi delle prestazioni

Nel capitolo 2 sono stati introdotti i principi necessari alla comprensione del funzionamento dei sistemi radar e, in particolare, è stato visto come calcolare la posizione, la velocità e la distanza di un bersaglio. L'obiettivo di questo capitolo è di studiare come le caratteristiche dell'antenna in ricezione del radar influenzano le prestazioni del sistema. Per determinare l'impatto dell'antenna sulle prestazioni del sistema radar, dal momento che il problema presentato è molto complesso, sono necessarie simulazioni di tipo numerico. Le prestazioni del sistema in questo capitolo sono espresse in termini di probabilità di rilevazione e probabilità di falso allarme.

Il falso allarme corrisponde alla rilevazione da parte del radar di un bersaglio che non è realmente presente nella direzione di puntamento dell'antenna. Il numero di falsi allarmi è un importante indicatore delle prestazioni del sistema perché, anche se il sistema radar fosse in grado di rilevare tutti i bersagli con alta precisione, questi non sarebbero distinguibili dai falsi allarmi guardando alla singola scansione. Tramite il simulatore realizzato quindi è possibile studiare come il livello dei lobi dell'antenna contribuisce ad influenzare il numero di falsi allarmi totali.

La probabilità di rilevazione, come definita nella sezione 1.2.1, è la probabilità di rilevare un bersaglio realmente esistente. Garantire una probabilità di rilevazione sufficientemente alta è fondamentale per il funzionamento di un sistema radar. In uno scenario in cui sono presenti bersagli multipli però la probabilità di rilevazione di un singolo bersaglio non descrive in modo esaustivo il comportamento del sistema. È necessario quindi integrare lo studio della probabilità di rilevazione del singolo bersaglio con lo studio sulla probabilità di rilevare dei bersagli distinti tra loro.

La capacità di rilevare dei bersagli distinti è detta risoluzione del sistema ed è un indice fondamentale delle prestazioni. Per determinare la capacità del radar di distinguere tra più bersagli è significativo studiare il caso più semplice, ovvero quando sono presenti 2 bersagli. Dati due bersagli separati in distanza e azimuth, la grandezza calcolata per quantificare la capacità del sistema di separare due bersagli è la probabilità di rilevazione congiunta, ovvero la probabilità di rilevare sia il primo bersaglio che il secondo. Per separazione in distanza si intende la differenza tra la distanza del primo e del secondo bersaglio rispetto al radar. Per separazione in azimuth invece si intende la differenza tra la posizione in gradi dei due bersagli. Lo scopo delle simulazioni è di mostrare il rapporto esistente tra le capacità risolutive dell'antenna e la probabilità di rilevazione del sistema.

Nella prima parte del capitolo viene illustrato il funzionamento del simulatore, spiegando nel dettaglio il processo di rilevazione dei bersagli. Quindi si effettuano delle simulazioni per capire come le prestazioni

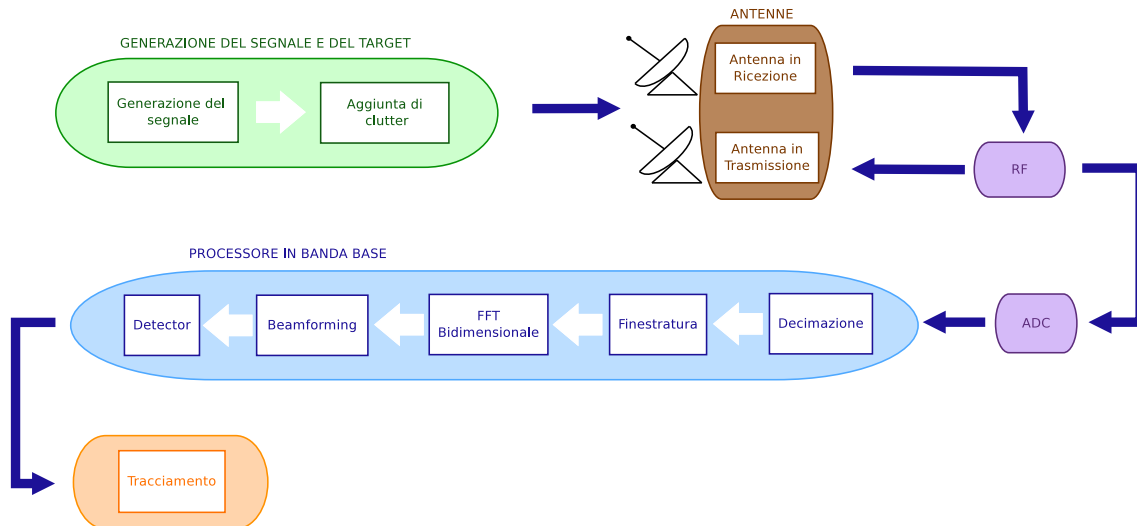


Figura 2.1: Schema a blocchi del sistema radar

del sistema, espresse in termini di probabilità di rilevazione e probabilità di falso allarme, dipendono dalle caratteristiche dell'antenna; infine nell'ultima parte verrà condotta l'analisi dei risultati ottenuti.

2.1 Descrizione generale del sistema

Lo schema a blocchi del sistema implementato in MATLAB è rappresentato in figura 2.1. Il radar implementato è ad onda continua con modulazione LFM come descritto nel capitolo 1. Tuttavia, mentre il capitolo 1 si sofferma sui principi di funzionamento teorici di questa tipologia di radar, in questo capitolo il sistema viene analizzato dal punto di vista dell'implementazione.

Il simulatore genera una forma d'onda continua che, dopo essere stata trasmessa, viene riflessa dai bersagli simulati. I bersagli, che in realtà sono oggetti con un'estensione, sono considerati puntiformi per semplificarne lo studio. All'onda ricevuta vengono infine aggiunti i disturbi da echi multipli.

Il segnale è ricevuto da una schiera di antenne le cui proprietà sono oggetto di questo studio. Quindi il segnale viene convertito in banda base e campionato subito prima di essere decimato, finestrato e trasformato nel dominio delle frequenze. Lo scopo della trasformata di Fourier è quello di mettere in evidenza come il segnale ricevuto dipenda dalla velocità e la distanza del bersaglio.

Ogni singola antenna riceve una versione sfasata del segnale. Il valore dello sfasamento dipende dalla distanza che intercorre tra la singola antenna ed il bersaglio e dalla direzione in cui è puntata la schiera. Tramite le operazioni di beam-forming, che consistono in una somma opportunamente pesata dei segnali ricevuti, si ottiene la quantità di segnale proveniente dalla direzione di puntamento dell'antenna.

Ogni bersaglio presente è rappresentato da un picco del segnale ricevuto e trasformato. Per rilevare l'esistenza dei picchi in presenza di disturbi da echi multipli si usa un decisore CFAR.

Infine, le misure raccolte sono tracciate nel tempo per valutarne l'affidabilità. Tracciando le misure nel tempo è possibile capire se un bersaglio rilevato è realmente esistente o è solo dovuto ad un eco interferente, oppure è possibile sopperire ad una mancata rilevazione. Il monitoraggio delle misure nel tempo è effettuato dal tracciamento.

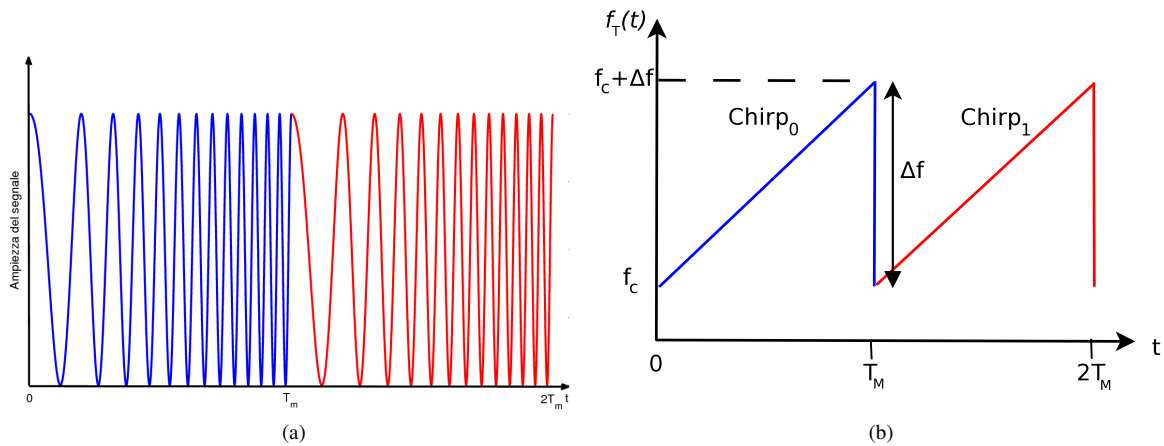


Figura 2.2: a) Segnale trasmesso nel tempo, b) Frequenza istantanea del segnale.

2.1.1 Generazione del segnale ed aggiunta del clutter

In figura 2.2 è mostrata la forma d'onda generata dal simulatore. Trattandosi di radar LFM-CW, il segnale trasmesso dal radar è una sinusoida la cui frequenza varia linearmente tra la frequenza operativa f_c e $f_c + \Delta f$. Dove f_c è la frequenza della portante del segnale, mentre Δf è l'escursione tra la frequenza minima e la massima assunta dal segnale. L'andamento della forma d'onda rispetto all'asse temporale è mostrato in figura 2.2a, mentre in figura 2.2b è mostrata la frequenza istantanea.

Nel simulatore i parametri principali della forma d'onda assumono i seguenti valori:

- Frequenza operativa f_c : 77GHz;
- Tempo di chirp T_M : 25 μ s;
- Banda Δf : 500MHz;
- Frequenza di campionamento f_s : 50MHz.

Il segnale generato viene riflesso dal bersaglio e quindi ricevuto da una schiera di antenne. Ogni singola antenna in ricezione riceve una copia sfasata del segnale originale. Ad ogni copia del segnale ricevuto dalla singola antenna viene quindi aggiunto del disturbo da echi interferenti dalla distribuzione di probabilità esponenziale.

È stato dimostrato [4] che il disturbo da echi interferenti presenta dei picchi meglio modellabili con una distribuzione esponenziale. La scelta della distribuzione del disturbo da echi interferenti è molto importante poiché influenza profondamente sia il progetto che le prestazioni del radar e infatti la stima del rumore è essenziale al detector per decidere la soglia con cui confrontare i picchi del segnale.

2.1.2 FFT bidimensionale

Come illustrato nella sezione 1.1.2, il segnale nel tempo viene trasmesso, riflesso dal bersaglio, ricevuto ed infine convertito da radiofrequenza in banda base (equazione (1.10)). Quindi il segnale viene campionato, decimato e finestrato con una finestra di Blackman-Harris. Assumendo la presenza di un solo bersaglio,

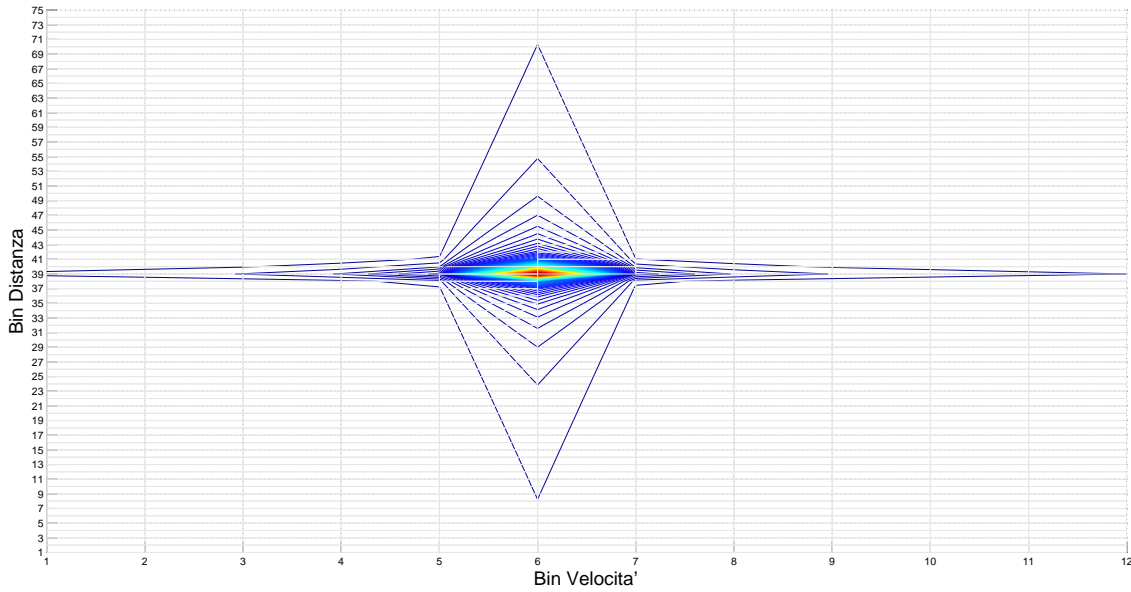


Figura 2.3: FFT del segnale ricevuto

l'espressione del segnale ricevuto è quella riportata nell'equazione (1.15). A questo punto viene calcolato la FFT bidimensionale del segnale.

Calcolando il modulo della trasformata di Fourier del segnale si ottiene un segnale composto da 2 picchi la cui posizione dipende dalla velocità e dalla distanza del bersaglio (figura 1.8). Ovviamente, dei due picchi risultanti dalla FFT del segnale sinusoidale, solo uno è da considerare per la rilevazione del bersaglio. Supponendo di utilizzare un detector ideale che rilevi il picco perfettamente è possibile calcolare i bin della FFT in cui è posizionato il picco. Per calcolare la velocità e la distanza del bersaglio conoscendo i bin dove è posizionato il picco si usano le relazioni trovate nell'equazione (1.13):

$$\begin{cases} \omega_x = 2\pi \left(\frac{\Delta f}{T_M} \cdot \frac{2R}{c} + \frac{2v_r}{c} f_c \right) = \frac{n}{N} \frac{f_s}{2\pi} \\ \omega_y = 2\pi \left(\frac{2v_r}{c} f_c \right) = \frac{m}{M} \frac{1}{2\pi T_M} \end{cases} \quad (2.1)$$

Dove N è il numero di campioni utilizzati per la FFT sull'asse della distanza, ed M è il numero di campioni utilizzati sull'asse della velocità. I parametri n e m sono i bin in cui è stato rilevato il picco. Il termine $\frac{2v_r}{c} f_c$ è trascurabile come spiegato nella sezione 1.1.2. Risolvendo l'equazione (2.1) rispetto a v_r e R si ottiene il valore della distanza e della velocità del bersaglio:

$$\begin{cases} R = \frac{n}{N} \cdot \frac{f_s T_M c}{2\Delta f} \\ v_r = \frac{m}{M} \cdot \frac{c}{2f_c} \frac{1}{T_M} \end{cases} \quad (2.2)$$

Per esempio in figura 2.3 è mostrato nel dettaglio uno dei picchi di figura 1.8 trovato tramite la procedura descritta. Il bersaglio ha una velocità $v_r = 6m/s$ ed è posto ad una distanza $R = 14m$. Il picco corrispondente si trova in $n = 39$ ed $m = 6$, quindi tramite la formula (2.2) e dopo aver sottratto 1 bin a m ed n perché in realtà il bin 1 corrisponde al valore 0 della distanza e della velocità, si ottiene $R = 13.91m$ e $v_r = 6.08m/s$ dato $M = 64$ e $N = 256$.

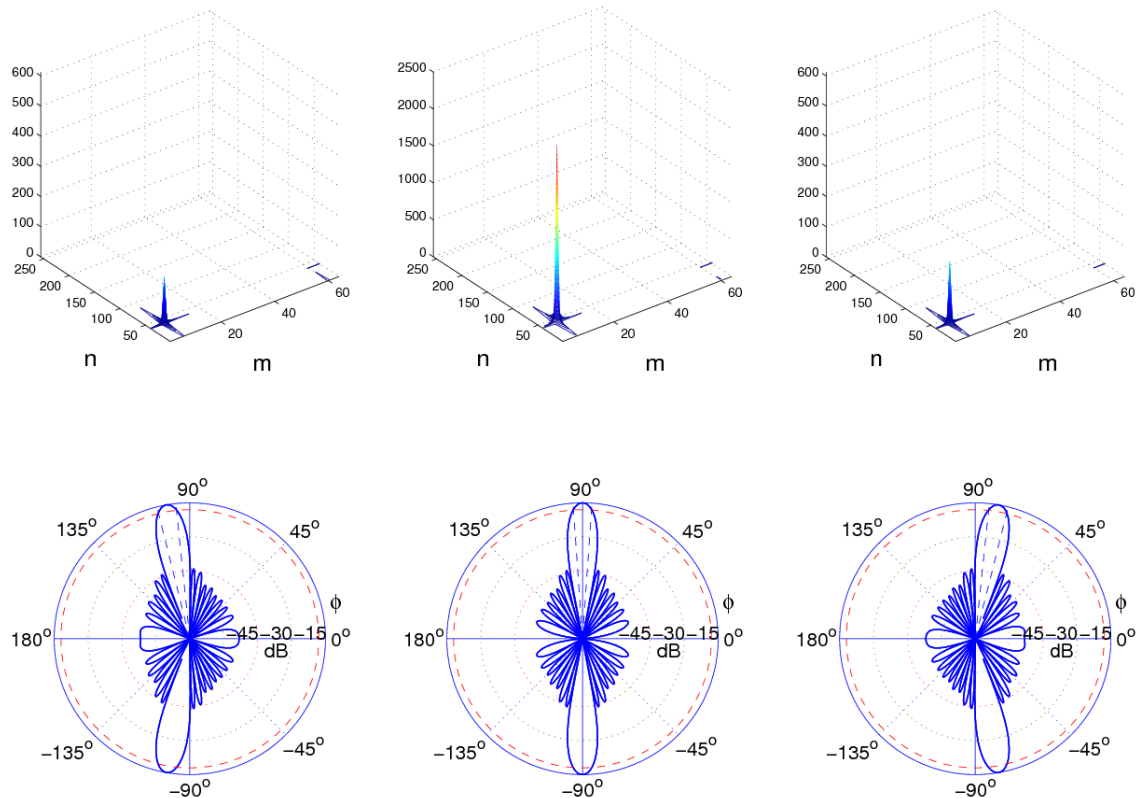


Figura 2.4: Esempio di beam-forming

2.1.3 Beam-forming

Utilizzando una FFT bidimensionale è possibile calcolare la velocità e la distanza a cui è posizionato un bersaglio; per individuare anche l'azimuth del bersaglio bisogna effettuare l'operazione di beam-forming.

Ogni elemento d'antenna riceve il segnale sfasato di una quantità che dipende dalla posizione in cui si trova l'elemento stesso rispetto al bersaglio. A questo sfasamento iniziale se ne può aggiungere un altro, dovuto all'alimentazione dell'antenna, che ha come effetto il cambiamento della direzione in cui punta la schiera. La somma opportunamente pesata e sfasata del segnale ricevuto dai vari elementi d'antenna prende il nome di beam-forming (come illustrato nella sezione 1.3.3.1 a pagina 28).

Cambiando la direzione di puntamento della schiera e identificando la direzione dalla quale il segnale è riflesso con maggiore potenza è possibile calcolare l'azimuth del bersaglio. In figura 2.4 sono mostrate, nella parte superiore, le FFT bidimensionali del segnale ricevuto dopo l'operazione di beam-forming e nella parte inferiore il diagramma di radiazione dell'antenna corrispondente usata in ricezione. Si nota che quando la schiera è puntata nella stessa direzione del bersaglio, che in questo caso è posizionato a 90° , la somma pesata del segnale riflesso ricevuto dalle singole antenne risulta maggiore rispetto a quella ottenuta puntando la schiera in una direzione differente. Un volta individuata la direzione in cui il segnale ricevuto risulta massimo si ha l'azimuth della posizione del bersaglio.

2.1.4 Campionamento

Nella formula (2.2) è possibile vedere come sia v_r che R calcolate non possono assumere tutti i valori dell'insieme dei numeri reali, ma in particolare dovranno essere multipli di due grandezze v_{Bin} e R_{Bin} che, moltiplicate per il bin in cui si trova il picco della FFT (m ed n), restituiscono un valore approssimato delle vere grandezze cinetiche del bersaglio. v_{Bin} e R_{Bin} possono essere calcolate con la seguente espressione:

$$v_{Bin} = \frac{c}{2Mf_c} \frac{1}{T_M}; \quad (2.3)$$

$$R_{Bin} = \frac{f_s T_M c}{2N\Delta f}. \quad (2.4)$$

Inoltre esistono il valore v_{Max} ed R_{Max} che corrispondono al massimo valore della velocità e della distanza rilevabili dal radar. Le grandezze citate possono essere espresse come:

$$v_{Max} = \frac{c}{2f_c} \frac{1}{T_M}; \quad (2.5)$$

$$R_{Max} = \frac{f_s T_M c}{2\Delta f}. \quad (2.6)$$

È evidente come il numero M ed N dei campioni della FFT bidimensionale influenzi sia l'*accuratezza* che la *capacità risolutiva* del sistema. Il termine *accuratezza* è definito come la deviazione standard della misura rispetto al suo valore atteso. Il termine *capacità risolutiva* indica la condizione minima per cui due oggetti vicini di pari dimensioni riescono ad essere separati dal sistema. Quindi per migliorare le prestazioni, a parità di v_{Max} e R_{Max} , è sufficiente avere un numero maggiore di campioni M ed N . Diversi valori di v_{Max} e R_{Max} si possono ottenere cambiando la frequenza di campionamento f_s e la durata T_M del singolo chirp.

Nel caso dell'azimuth i valori assunti dal bersaglio dipendono dalla direzione di puntamento dell'antenna. Infatti, nella sezione precedente è stato spiegato come, per rilevare la direzione del bersaglio, sia necessario individuare la direzione da cui si riceve la potenza riflessa maggiore. Per fare ciò occorrono però più misurazioni; inoltre in situazioni reali non si conosce a priori la direzione in cui si trova il bersaglio, quindi è necessario puntare la schiera in tutte le direzioni del campo visivo del radar. Dal momento che non è possibile puntare la schiera in tutte le direzioni esistenti perché richiederebbe un tempo infinito, una valida alternativa è puntare la schiera in un insieme finito di direzioni separate tra loro di una quantità fissa: la spaziatura azimutale. Quindi l'azimuth del bersaglio è compreso tra l'angolo massimo e minimo del campo visivo del radar e può assumere un insieme di valori discreti che dipendono dalla spaziatura azimutale.

In figura 2.5 è mostrata in blu la curva ottenuta interpolando il valore dei picchi della FFT trovati al variare della direzione di puntamento dell'antenna. Per ottenere la curva in figura è stata fatta variare la direzione in cui punta l'antenna tra 70^0 e 110^0 con un spaziatura azimutale pari a 0.1^0 . Quindi sono state eseguite le operazioni di beam-forming e calcolato il picco della FFT bidimensionale per ogni direzione azimutale in cui è stata puntata l'antenna. In figura 2.5 ogni punto della curva blu è stato ottenuto rappresentando, sull'asse delle ordinate, il valore del picco trovato e, sull'asse delle ascisse, la direzione in cui è puntata l'antenna durante le operazioni di beam-forming. Infine, il valore dei picchi sono stati trasformati in dB e interpolati.

La curva rossa, sempre in figura 2.5, è lo spettro di potenza di una schiera uniforme con lo stesso numero di antenne e la stessa alimentazione di quello utilizzato dal sistema radar simulato. Dal momento che la curva rossa e quella blu coincidono è evidente le caratteristiche dell'antenna influenzano la risoluzione del sistema sul piano azimutale.

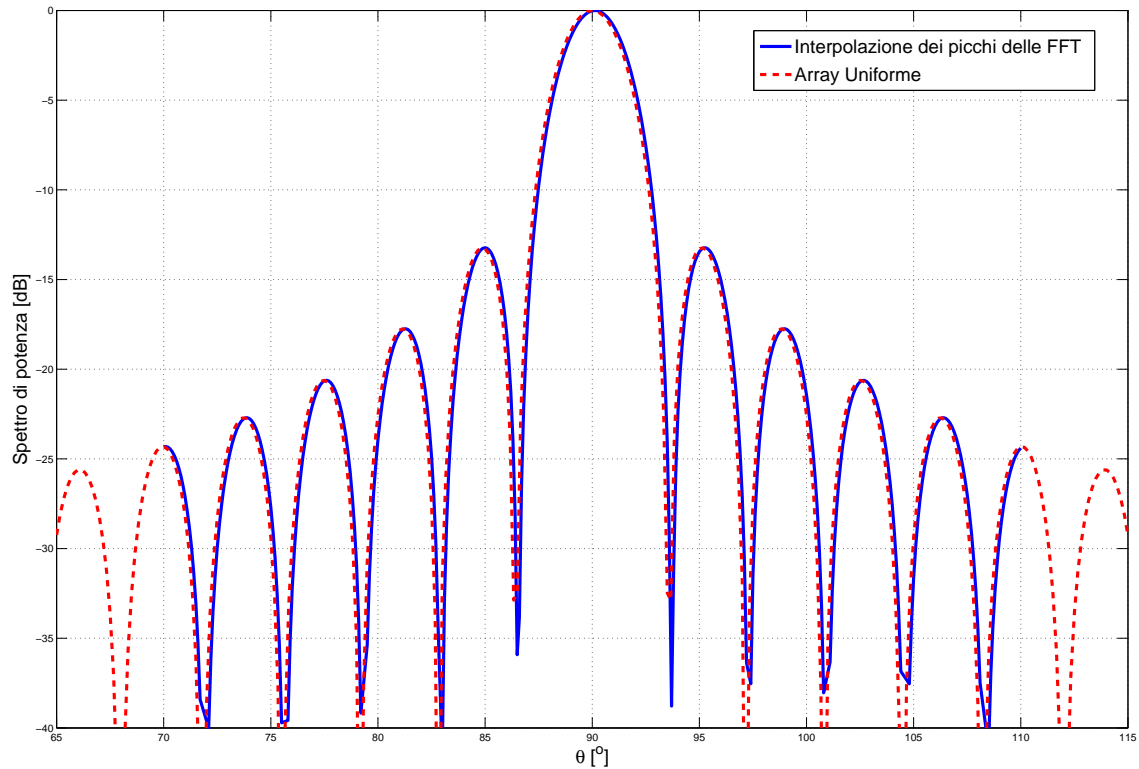


Figura 2.5: Interpolazione del valore dei picchi della FFT trovati al variare della direzione di osservazione

Il potere risolutivo di un'antenna è generalmente identificato con la banda a 3dB: più la banda è stretta più aumenta la capacità risolutiva dell'antenna. Nella sezione 1.3.3 a pagina 26, è stato spiegato che una schiera di antenne di fatto realizza un campionamento discreto di una distribuzione di correnti radianti continue.

La larghezza della banda a 3dB dipende dal numero degli elementi della schiera che, come spiegato nella sezione 1.3.3 a pagina 26, di fatti corrisponde un campionamento spaziale discreto di una distribuzione di corrente continua. Quindi, anche in questo caso, un campionamento più fitto (in questo caso si intende un campionamento spaziale e non temporale, quindi un maggior numero di elementi della schiera) migliora la capacità risolutiva del sistema.

Un altro aspetto da mettere in luce è come il valore della spaziatura azimutale concorra a determinare l'accuratezza del sistema. Infatti, anche avendo una banda a 3dB molto stretta, se la spaziatura azimutale non è sufficientemente piccola, l'effetto che si ottiene è che i punti interpolati della curva blu siano meno fitti, ottenendo così una misura meno precisa. Allo stesso tempo però valori della spaziatura azimutale troppo ridotti fanno sì che il numero di direzioni che vengono esaminate crescano, con un conseguente aumento dei tempi di misura.

2.1.5 Localizzazione dei picchi

Nella sezione 2.1.4 è stata introdotta la *capacità risolutiva* come la condizione minima per cui due oggetti vicini e di pari dimensioni riescono ad essere considerati distinti dal sistema. Per considerare distinti due bersagli il sistema deve riuscire a separarli in almeno una delle 3 grandezze che li caratterizzano: l'azimuth, la distanza o la velocità.

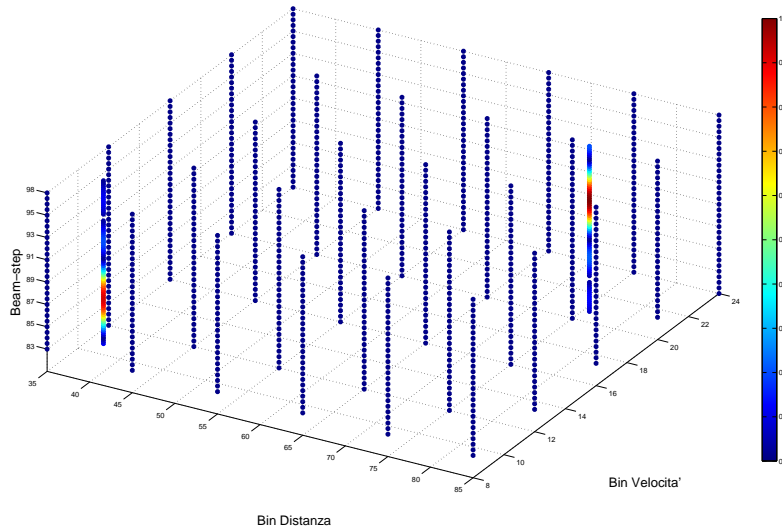


Figura 2.6: Segnale ricevuto dopo le operazioni di beam-forming.

In figura 2.6 è mostrato il segnale ricevuto da una schiera di 32 elementi, in caso di presenza di due bersagli, a valle delle operazioni di beam-forming. L'antenna viene puntata in varie direzioni e, ad ogni direzione, corrisponde un piano orizzontale in figura. Ogni piano orizzontale quindi è la FFT bidimensionale a valle delle operazioni di beam-forming per la direzione azimutale rappresentata da quel piano (un esempio di FFT a valle del beam-forming per 3 diverse direzioni azimutali è in figura 2.4). In questo modo basta vedere in che piano si trova il picco per individuarne la posizione sull'azimuth. Una volta individuato il piano dalla sezione risultante, ovvero la FFT bidimensionale, è possibile ricavare la velocità e la distanza del bersaglio con il procedimento indicato nella sezione 2.1.2.

I due punti rossi che è possibile identificare nella figura 2.6 corrispondono ai picchi di potenza del segnale ricevuto. La velocità, la distanza, e la direzione dei due bersagli si possono ricavare dalle coordinate sugli assi dei due punti rossi.

Il primo bersaglio è posto a 14m dal radar, ha una velocità di $12m/s$ ed è a 87° , mentre il secondo è a 28m dal radar, ha una velocità di $24m/s$ ed è posto a 93° . Il campo visivo del radar è compreso tra 83° e 98° e la spaziatura azimutale è di 0.1° . I due bersagli possono essere separati rispetto una qualsiasi delle tre dimensioni poiché i due punti rosso scuro sono dei picchi globali nello spazio distanza velocità azimuth. Infatti i due punti si trovano non solo in due bin di velocità e distanza diversi, ma anche su due piani orizzontali, ovvero azimuth, diversi.

2.1.6 Rilevazione del bersaglio

Una volta rilevati i picchi globali del segnale, il componente del radar che decide se questi corrispondono a dei bersagli è il decisore.

Tra i vari algoritmi di rilevazione esistenti è stato scelto di implementare l'OS-CFAR che risulta particolarmente efficace in caso di bersagli multipli, come avviene nei sistemi radar. I principi di funzionamento dell'OS-CFAR sono descritti nella sezione 1.2.3.

Il detector di tipo CFAR dichiara la presenza di un bersaglio se il picco del segnale supera una soglia S scelta adattativamente stimando il rumore. In particolare l'OS-CFAR, per stimare il rumore, ordina la

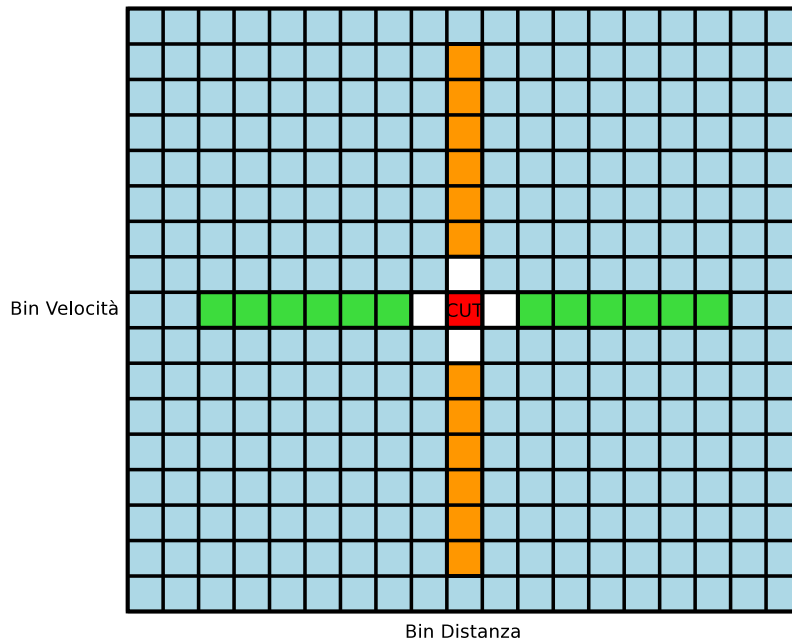


Figura 2.7: Funzionamento dell'OS-CFAR

potenza del segnale nelle celle vicine alla cella esaminata (*Cella testata, CT*) in ordine crescente e seleziona come rappresentativo del rumore il valore nella cella i -esima. La variabile i prende il nome di *Rank*.

In figura 2.7 è mostrato come l'OS-CFAR implementato sceglie le celle per la stima di rumore. Le celle in azzurro corrispondono ai bin n e m lungo la direzione della velocità e della distanza della FFT bidimensionale. Per ogni cella che viene esaminata (la cella rossa è la CT) si selezionano i vicini da utilizzare nella stima di rumore. I vicini lungo la direzione della velocità sono rappresentati in arancione, mentre quelli scelti lungo la direzione della distanza sono in verde. Infine, le celle bianche sono celle di guardia i cui valori non vengono utilizzati per la stima del rumore; il motivo per cui sono necessarie delle celle di guardia sarà spiegato dettagliatamente nella prossima sezione. La stima di rumore è effettuata ordinando i valori di potenza nelle celle verdi e arancioni (saltando quindi le bianche) e selezionando il valore nella cella nella posizione pari al Rank.

I parametri dell'OS-CFAR sono:

- Rank: 18;
- Celle di guardia in distanza e velocità: 1;
- Celle utilizzate per la stima di rumore: 24;
- Probabilità di falso allarme: 10^{-4} .

2.1.7 Mascheramento

In figura 2.7 l'OS-CFAR utilizza per la stima di rumore le celle adiacenti alla CT. Talvolta però, se sono presenti più bersagli, può succedere che nelle celle utilizzate per la stima di rumore sia presente del segnale utile. Per segnale utile si intende l'eco del segnale prodotta da uno dei bersagli. Se parte della potenza riflessa da uno dei bersagli viene utilizzata come stima del rumore, la soglia scelta dal detector sarà più alta

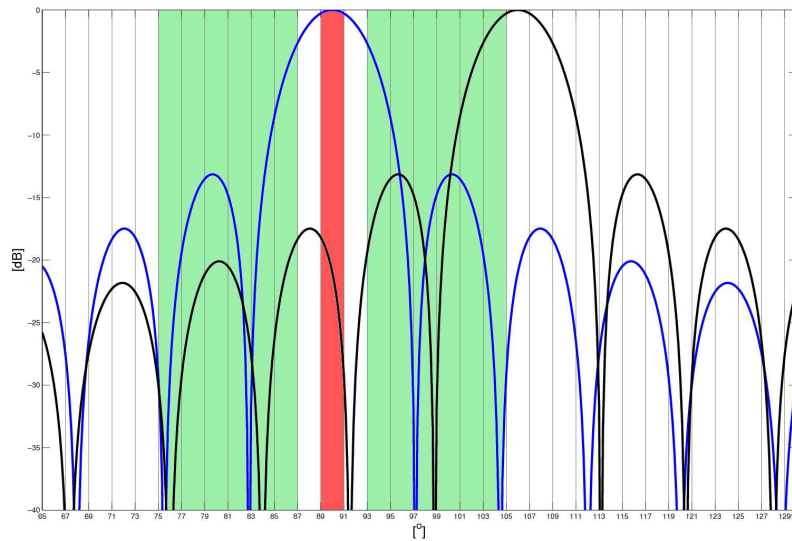


Figura 2.8: Esempio di mascheramento

del dovuto. In alcuni casi la soglia così scelta potrebbe essere addirittura superiore al valore di uno o più picchi corrispondenti ai bersagli, rendendone così impossibile la rilevazione; questo fenomeno prende il nome di *mascheramento*.

In figura è mostrato un esempio di mascheramento tra gli eco di due segnali sul piano azimutale. Le celle in cui la potenza del segnale viene misurata sono rappresentate in verde, la CT è rossa e le celle di guardia sono bianche. Le celle di guardia sono uno dei meccanismi utilizzati dall'OS-CFAR per evitare il mascheramento. Infatti, escludendo le celle più vicine alla CT, non si rischia di utilizzare la potenza del picco stesso che si vuole rilevare per la stima di rumore. È chiaro dalla figura che parte del segnale della curva nera, appartenente al bersaglio da rilevare, sia utilizzata per la stima di rumore poiché ricade nelle celle verdi da testare.

Per limitare il mascheramento, oltre alle celle di guardia, l'OS-CFAR utilizza il meccanismo di ranking. Ordinando la potenza nelle celle da testare in ordine ascendente e prendendo come stima il valore nella cella indicata dal rank, si escludono i valori di potenza più elevati che potrebbero quindi essere dovuti a dei bersagli.

In figura 2.6 si vede che, mentre sul piano Distanza/Velocità il picco del segnale ha dimensioni contenute, nel piano Azimuth/Velocità o Azimuth/Distanza il picco ha una durata di diversi campioni (i punti colorati). In figura 2.9 e 2.3 sono mostrati in dettaglio rispettivamente il segnale sul piano Velocità/Azimuth e il segnale sul piano Distanza/Velocità. Il picco lungo la direzione azimutale si estende per un numero di campioni maggiore, quindi è evidente che se si utilizzano come vicini le celle sul piano azimutale il rischio di incorrere nel fenomeno del mascheramento diventa più elevato.

Questo risultato, come già introdotto nella sezione 2.1.4, è legato al campionamento del segnale. I campioni temporali utilizzati per la velocità e la distanza sono rispettivamente 64 e 256, un numero di gran lunga superiore ai 32 elementi del campionamento spaziale effettuato dalla schiera. In definitiva con un campionamento inferiore il picco occuperà più celle, quindi due bersagli dovranno essere separati maggiormente perché la potenza del picco generato dal primo non venga utilizzato nella stima della soglia del secondo. Per questi motivi, in figura 2.7 l'OS-CFAR utilizza come celle dei campioni della FFT

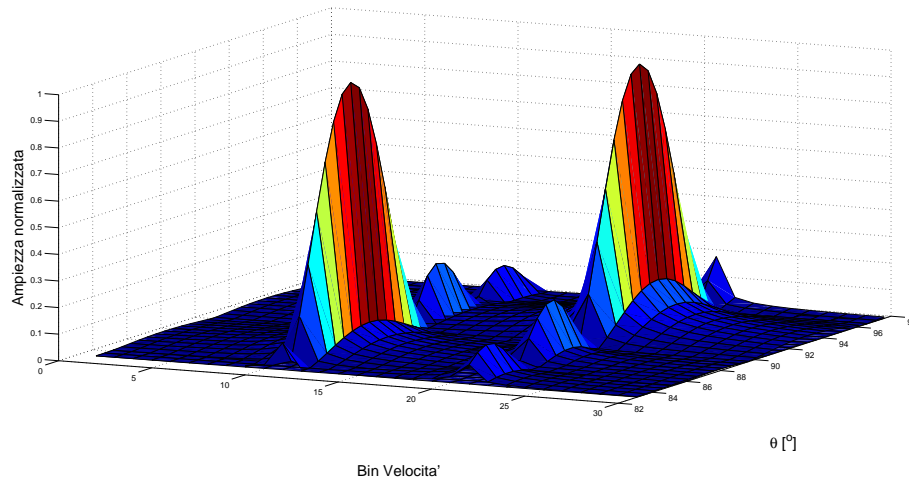


Figura 2.9: Rappresentazione del segnale ricevuto dopo il beam-forming rispetto ad un piano Velocità/Azimuth.

bidimensionale quindi, nonostante per determinare la soglia sia possibile stimare il rumore utilizzando le celle confinanti in una qualsiasi delle dimensioni, si è scelto R e v_r del bersaglio.

2.1.8 Cenni sul tracciamento

Lo scopo del tracciamento è di tenere conto nel tempo del comportamento del bersaglio rilevato. Tracciando il comportamento del bersaglio si possono limitare sia le mancate rilevazioni che i falsi allarmi. Inoltre tramite il tracciamento è possibile migliorare nel tempo l'accuratezza della stima dello stato cinetico del bersaglio.

Ogni volta che il detector esegue delle misure i dati vengono elaborati dal tracciatore. I punti fondamentali del ciclo di tracciamento sono:

- Le nuove misure effettuate vengono assegnate ad una traccia;
- Le caratteristiche della traccia vengono aggiornate con le misure associate;
- Vengono eseguite delle predizioni sulle caratteristiche delle misure del prossimo ciclo.

Per rilevare nuovi bersagli, il tracciatore deve inoltre inizializzare nuove tracce con le misure che non sono state assegnate a nessuna delle tracce esistenti. Le tracce che non vengono aggiornate per un dato numero di cicli sono invece cancellate. Se due tracce hanno caratteristiche simili sono unite in un'unica traccia per ridurre il carico computazionale.

Il sistema di tracciamento limita i falsi bersagli e le mancate rilevazioni dovute al funzionamento non ideale del detector e dell'antenna. I requisiti del sistema radar quindi possono essere meno stringenti dal momento che, anche se vengono commessi degli errori, questi possono essere corretti elaborando i dati a posteriori.

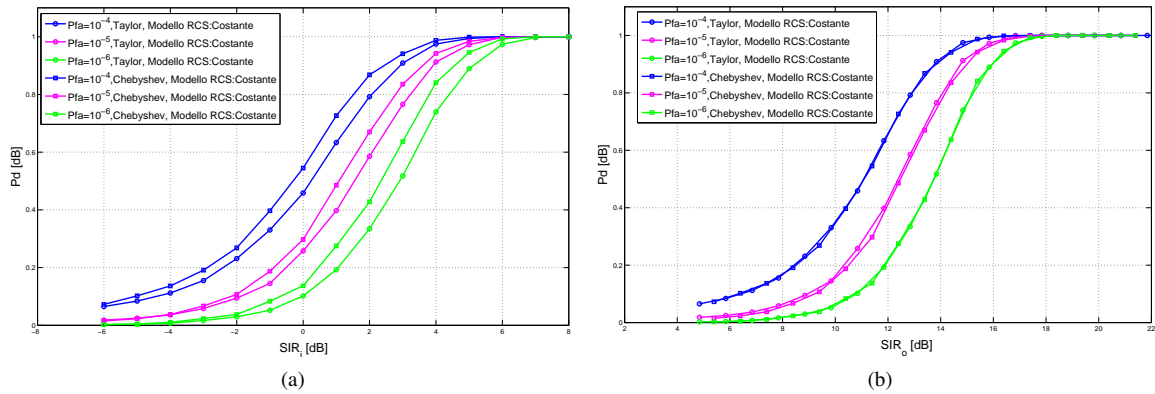


Figura 2.10: Curve della probabilità di rilevazione del singolo bersaglio: a) Curve espresse al variare del SIR in ingresso al bemaforming, b) Curve espresse al variare del SIR in uscita al bemaforming.

2.2 Probabilità di rilevazione del singolo bersaglio

Come illustrato nella sezione 2.1.6, i picchi globali del segnale, per essere considerati bersagli, devono superare una determinata soglia S . Ad ogni scansione il decisore stima il rumore e determina il valore della soglia S in modo da avere una determinata probabilità di falso allarme. La probabilità di rilevazione del singolo bersaglio può essere calcolata in funzione della probabilità di falso allarme scelta e del rumore. L'espressione della probabilità di rilevazione è espressa dall'equazione (1.20) ricavata nel capitolo 1 ed è:

$$P_d = P_{fa}^{\frac{1}{1+SNR}} \tag{2.7}$$

Dalla (1.20) è chiaro come avere una bassa probabilità di falso allarme e un'alta probabilità di rilevazione siano due requisiti in conflitto tra loro. Infatti abbassare la probabilità di falso allarme vuol dire spostare verso destra la soglia S in figura 1.9 provocando una diminuzione dell'area tratteggiata, ovvero la probabilità di falso allarme. In questo modo però l'area verde, che corrisponde alla probabilità di rilevazione, diminuisce.

Inoltre la probabilità di rilevazione varia a seconda del rapporto segnale rumore. Mentre il rumore dipende anche dalle condizioni ambientali, la potenza del segnale ricevuto dipende dalle caratteristiche del sistema ed in particolare dal guadagno dato dal tipo di antenna utilizzato.

In figura 2.10a e 2.10b sono mostrate le curve della probabilità di rilevazione del singolo bersaglio ottenute tramite delle simulazioni. Le curve sono mostrate al variare del SIR in ingresso al ricevitore e al SIR in uscita, ovvero il SIR dopo le operazioni di beam-forming (quindi comprensivo del guadagno dell'antenna utilizzata in ricezione). Le diverse soluzioni sono state calcolate per varie tipologie di antenna e per diverse probabilità di falso allarme. Nelle curve simulate, esattamente come accade nella formula teorica, le curve con probabilità di falso allarme 10^{-6} necessitano di un SIR maggiore per avere prestazioni pari alle curve in cui la probabilità di falso allarme è 10^{-4} .

In figura 2.10a, le finestre che a parità di elementi hanno una direttività più elevata avranno anche prestazioni migliori in termini di probabilità di rilevazione. Questo accade perché la direttività dell'antenna ed il suo guadagno sono strettamente legati (equazione (1.27)). Come conseguenza la finestra di Chebyshev otterrà sempre, confrontando i risultati a parità di MSL, prestazioni migliori della finestra di Taylor. Tutte le antenne utilizzate hanno 16 elementi; infatti tutte le curve in figura 2.10b sono traslate di 12dB, ovvero il

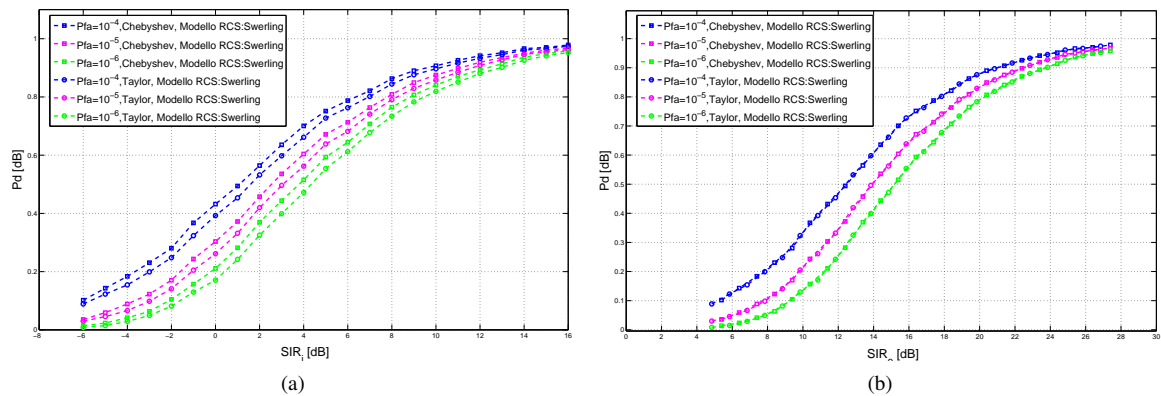


Figura 2.11: Curve della probabilità di rilevazione del singolo bersaglio utilizzando il modello di Swerling: a) Curve espresse al variare del SIR in ingresso, b) Curve espresse al variare del SIR in uscita.

guadagno dovuto al numero di antenne utilizzate.

Infine le curve tratteggiate in figura 2.11a e 2.11b corrispondono alla probabilità di rilevazione per un bersaglio che ha fluttuazioni in potenza. Le fluttuazioni hanno una distribuzione esponenziale a media nulla. Questo è stato fatto poiché la *Radar Cross Section* del bersaglio in realtà cambia nel tempo e questo provoca delle fluttuazioni della potenza ricevuta modellizzate da Swerling con la statistica esponenziale[19] (sezione 1.2.2). Le prestazioni rispetto alle curve ideali peggiorano notevolmente, ma sono più rappresentative del comportamento del sistema.

In conclusione quindi per avere buone prestazioni in termini di probabilità di rilevazione bisogna effettuare un compromesso con la probabilità di falso allarme. Inoltre bisogna tenere conto delle caratteristiche dell'antenna perché influiscono sulle prestazioni del sistema.

2.3 Metodologia di calcolo della probabilità di rilevazione congiunta

In questa sezione vengono eseguite simulazioni per calcolare la probabilità di rilevazione del sistema radar. Per studiare le prestazioni del sistema si è scelto di analizzare il caso peggiore, ossia il caso in cui la velocità dei due bersagli è uguale e costante.

I picchi del segnale rilevato in genere possono essere separati rispetto alle tre grandezze che li caratterizzano, ma se una di queste grandezze è costante non sarà possibile separare i due bersagli in quella direzione. Se due bersagli avessero lo stesso azimuth, ma diversa distanza e velocità, uno dei due bersagli sarebbe nascosto al radar dall'altro, quindi studiare il caso dove questa grandezza è la stessa nei due bersagli non è di interesse pratico. Allo stesso modo anche il caso in cui i bersagli hanno diversi azimuth e velocità ma sono posti alla stessa distanza dal radar non è di interesse pratico; infatti se due bersagli hanno velocità diverse anche la loro distanza varia nel tempo. Ed è per questo che come caso peggiore, ovvero in cui la rilevazione può avvenire solo rispetto a due grandezze, è stato scelto il caso in cui la velocità è costante.

Le simulazioni, per rappresentare un limite superiore delle prestazioni del sistema, sono state eseguite in assenza di rumore. Inoltre la presenza del rumore non è necessaria ai fini dello studio del rapporto esistente tra l'antenna utilizzata ed le prestazioni del radar; infatti aggiungendo il rumore, quest'ultime subiscono una degradazione che non dipende dalle caratteristiche dell'antenna.

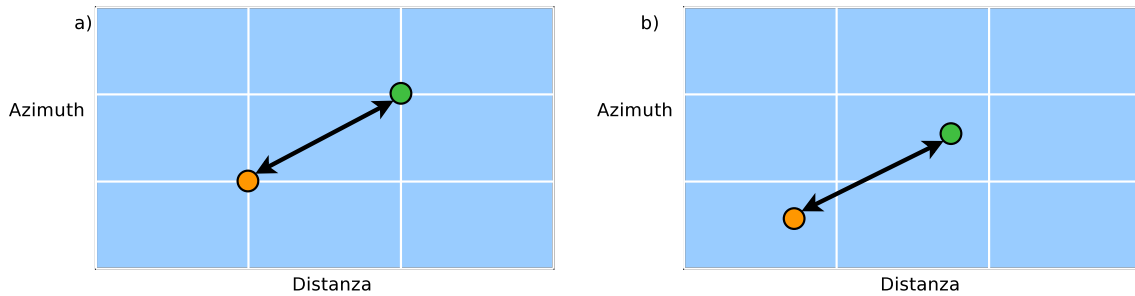


Figura 2.12: Posizione iniziale del bersaglio

Il decisore utilizzato nelle simulazioni è un decisore a soglia fissa. In assenza di rumore infatti non è necessario l'utilizzo di un decisore CFAR che stabilisca una soglia adattativamente in base al rumore. Inoltre in questo modo è possibile ottenere risultati che non dipendano dall'implementazione del decisore CFAR.

I decisori a soglia fissa sono molto semplici. La rilevazione avviene sempre rispetto alle tre grandezze che caratterizzano il bersaglio, ma una volta determinati i picchi globali, questi sono confrontati con una soglia che non cambia nel tempo.

Le condizioni in cui sono state effettuate le simulazioni si possono riassumere in:

- Caso peggiore, ovvero a velocità costante;
- Assenza di rumore;
- Utilizzo di un decisore a soglia fissa.

2.3.1 Posizionamento dei bersagli rispetto alla griglia di campionamento

Come già accennato la capacità di rilevazione del radar dipende da molteplici effetti, uno di questi è il posizionamento dei due bersagli rispetto alla griglia di campionamento. Come spiegato nella sezione 2.1.4, la velocità, la distanza e l'azimuth del bersaglio rilevato non possono assumere tutti i valori dell'insieme dei numeri reali, ma sono campionati secondo multipli di v_{Bin} e R_{Bin} e la spaziatura azimuthale. Quindi i multipli di v_{Bin} e R_{Bin} e della spaziatura azimuthale formano un reticolo di possibili valori secondo il quale sono suddivise le grandezze che caratterizzano il bersaglio; questo reticolo prende il nome di griglia di campionamento. Un esempio di griglia di campionamento è mostrato in figura 2.3, dove il segnale ricevuto è espresso rispetto alla griglia di campionamento della distanza e della velocità. Infatti sull'asse delle ascisse sono mostrati i bin della velocità (v_{Bin}) e sulle ordinate quelli della distanza (R_{Bin}) rispetto alle quali le due grandezze sono state campionate.

In figura 2.12 è mostrata la griglia di campionamento lungo l'azimuth e la distanza, mentre la velocità non è mostrata poiché è costante. Il pallino arancione rappresenta il primo bersaglio mentre quello verde rappresenta il secondo. Quando i due bersagli sono posizionati in corrispondenza delle linee della griglia di campionamento (figura 2.12 sulla sinistra) il picco del segnale è perfettamente campionato nel suo massimo, facilitando così la rilevazione dei due bersagli. Se invece i due bersagli non sono posizionati sulla griglia (figura 2.12 a destra), i valori di potenza campionati, non essendo presi sul massimo del picco, potrebbero non superare la soglia imposta dal decisore o essere considerati come appartenenti ad un unico bersaglio.

Lo scopo delle simulazioni è di calcolare la probabilità di rilevazione congiunta in funzione non della posizione dei due bersagli, ma dalla loro separazione in termini di distanza e azimuth. Per eliminare la

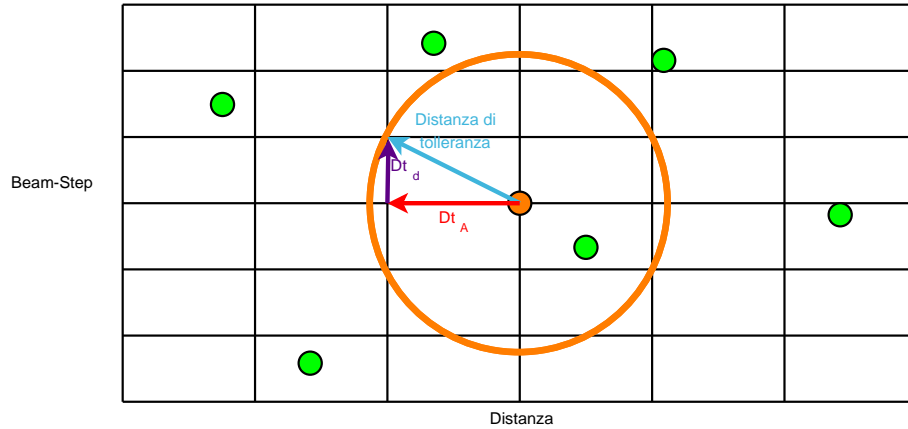


Figura 2.13: Distanza di tolleranza

dipendenza dalla posizione dei due bersagli, per ogni possibile separazione in azimuth e distanza, sono state mediate le prove con diverse posizioni dei due bersagli. La freccia nera, uguale in entrambe le figure in 2.12, rappresenta la separazione costante tra i due bersagli. Quello che invece cambia è la posizione dei due bersagli rispetto alla griglia di campionamento.

Per ogni coppia di separazione in azimuth e distanza quindi sono state eseguite 30 prove. In ognuna prova la posizione del primo bersaglio è stata scelta in modo casuale in un intervallo di un R_{Bin} in distanza e una spaziatura azimutale in azimuth, mentre la posizione del secondo rispetto al primo è mantenuta costante. Quindi viene eseguita la simulazione per calcolare se, data una particolare condizione iniziale, il radar riesce a distinguere i due bersagli. Infine, dopo 30 simulazioni, la probabilità di rilevazione congiunta per una data separazione tra i due bersagli si calcola come il numero delle volte in cui il radar è riuscito a separare i due bersagli sulle prove totali.

2.3.2 Distanza di tolleranza

I bersagli rilevati devono essere confrontati con i dati dei bersagli impostati all'inizio della simulazione. La velocità, la distanza e l'azimuth del bersaglio rilevato possono assumere solo un insieme di valori discreti che non sempre coincidono perfettamente con quelli del bersaglio reale. Quindi bisogna stabilire una distanza di tolleranza entro la quale il bersaglio rilevato e quello impostato possono essere considerati coincidenti.

La distanza D_{ir} tra il bersaglio impostato i ed il bersaglio rilevato r è:

$$D_{ir} = \sqrt{\left(\frac{A_i - A_r}{\text{beam_step}}\right)^2 + \left(\frac{d_i - d_r}{R_{Bin}}\right)^2}. \quad (2.8)$$

Dove A_i e d_i sono rispettivamente l'azimuth e la distanza del bersaglio impostato, mentre A_r e d_r sono l'azimuth e la distanza del bersaglio rilevato; i due termini sotto radice sono normalizzati rispetto a un bin della griglia di campionamento. Questa distanza va confrontata con la distanza di tolleranza Dt calcolata come:

$$Dt = \sqrt{\left(\frac{Dt_A}{\text{beam_step}}\right)^2 + \left(\frac{Dt_d}{R_{Bin}}\right)^2}. \quad (2.9)$$

Dove Dt_A e Dt_d sono i valori in azimuth e in distanza entro i quali si può considerare il bersaglio rilevato e

quello impostato come lo stesso bersaglio (figura 2.13). Quindi se D_{ir} è minore di Dt il bersaglio è stato rilevato dal radar.

Durante le simulazioni si è scelto $Dt_A = beam - step$ e $Dt_d = R_{Bin}$. Quindi Dt_d e Dt_A sono stati scelti in modo da corrispondere ad un bin della griglia di campionamento. Se ci sono più bersagli rilevati per cui $D_{ir} < Dt$ viene scelto quello a distanza inferiore.

Per entrambi i bersagli impostati si cerca il bersaglio rilevato rispetto al quale la $D_{ir} < Dt$ è minima. Si possono verificare 2 casi:

1. Ad entrambi i bersagli impostati viene associato un diverso bersaglio rilevato: entrambi i bersagli sono stati rilevati;
2. Ad entrambi i bersagli impostati viene associato lo stesso bersaglio rilevato: il decisore, non riuscendo a separare i due bersagli, indica la presenza di un unico bersaglio.

Dal momento che le simulazioni sono effettuate in assenza di rumore non è possibile né che solo un bersaglio sia rilevato né che non ne venga rilevato nessuno.

2.3.3 Somma al ricevitore dei segnali riflessi dai bersagli

Il segnale trasmesso viene riflesso dal bersaglio e quindi ricevuto. Se sono presenti più bersagli i segnali riflessi si sommano al ricevitore in modulo ed in fase. La fase del segnale varia con la distanza percorsa ed è periodica di periodo λ , dove λ è la lunghezza d'onda.

In figura 2.14a sono rappresentati il bersaglio A e B da rilevare, mentre il radar è nella posizione O. Il segnale trasmesso si propaga da O verso A e B, quindi viene riflesso dai due bersagli e si somma in modulo e fase in O. La differenza di fase tra i due percorsi, ovvero $2\overline{AO}$ e $2\overline{OB}$, può variare da 0 a λ :

$$\begin{aligned} 2(\overline{AO} - \overline{OB}) &= \lambda; \\ \overline{AO} - \overline{OB} &= \lambda/2. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Dove $k = 1, 2, 3, \dots$. Quindi se la differenza tra la posizione dei due bersagli rispetto al radar varia tra 0 e $\lambda/2$, al ricevitore si sperimentano tutte le possibili combinazioni della somma dei due segnali riflessi.

In alcuni casi una differenza di fase di pochi centesimi di λ può essere determinante nella separazione dei due bersagli. Dal momento che a 77GHz metà della lunghezza d'onda vale 1.95mm è ragionevole aspettarsi che, ad ogni scansione effettuata dal radar, la differenza di fase tra i due bersagli cambi. Per calcolare la probabilità di rilevazione del sistema in modo che non dipenda dalla differenza di fase assunta dai bersagli è necessario mediare i risultati della rilevazione su tutte le possibili differenze di fase. Quindi la distanza \overline{OB} viene fatta variare progressivamente fino a raggiungere la posizione $\overline{OB'} = \overline{OB} + \lambda/2$ e, ad ogni differenza di fase ottenuta, viene eseguita la rilevazione. La probabilità di rilevazione viene quindi calcolata come il numero delle volte in cui il radar è riuscito a separare i due bersagli sulle prove totali. Questo procedimento è ripetuto per ogni coppia di separazioni in azimuth e distanza.

In figura 2.14b è mostrato l'errore commesso nella rilevazione di uno di 2 bersagli simulati. L'errore è calcolato come la differenza tra la posizione in cui è stato rilevato il bersaglio e la posizione del bersaglio simulato. Il primo bersaglio è posizionato a 90^0 ed è fisso, il secondo bersaglio, utilizzato per il calcolo dell'errore, è posizionato a 85.5^0 , 86.5^0 ed infine a 87.5^0 e dista dal radar di 23.5291m. La distanza del secondo bersaglio è fatta variare da 0 a λ . Si può vedere come l'errore commesso cambi notevolmente con la differenza di fase e, inoltre, segue un andamento periodico di $\lambda/2$ come ci si aspettava.

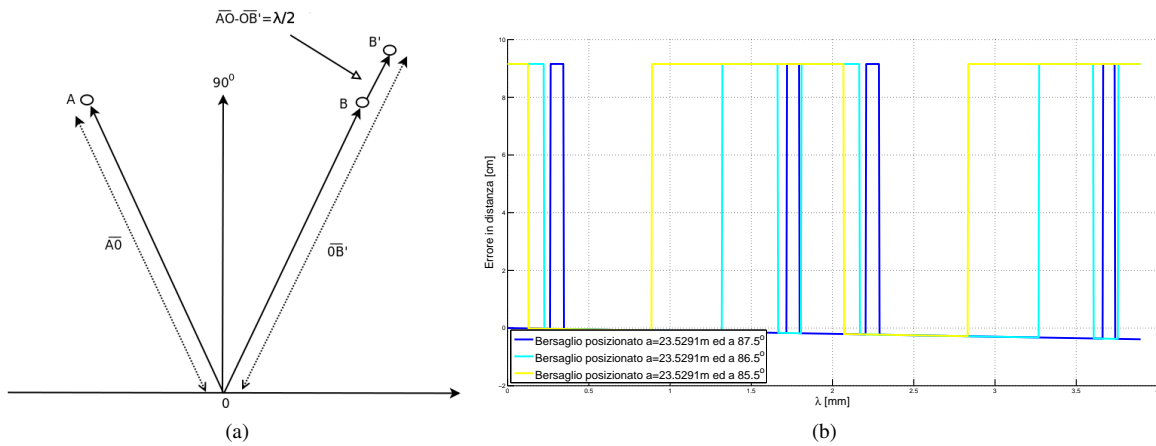


Figura 2.14: a) Differenza di percorso del segnale riflesso dai due bersaglio, b) Errore commesso nella rilevazione del bersaglio B.

2.3.4 Analisi dei risultati

La probabilità di rilevazione congiunta è stata calcolata in funzione della separazione in azimuth ed in distanza. I due bersagli sono inizialmente posizionati a 90^0 e a $R_{Max}/4 = 23.43m$. Il secondo bersaglio viene quindi spostato lungo la direzione radiale di una distanza che varia da 0 a $2R_{Bin}$, mentre la sua posizione in azimuth viene decrementata di una quantità che varia da 0^0 a 6^0 . Per ogni coppia di separazione in range e in azimuth viene effettuata la media su 30 diverse posizioni iniziali sulla griglia di campionamento. Per ognuna delle 30 prove viene effettuata la media su 100 diverse differenze di fase.

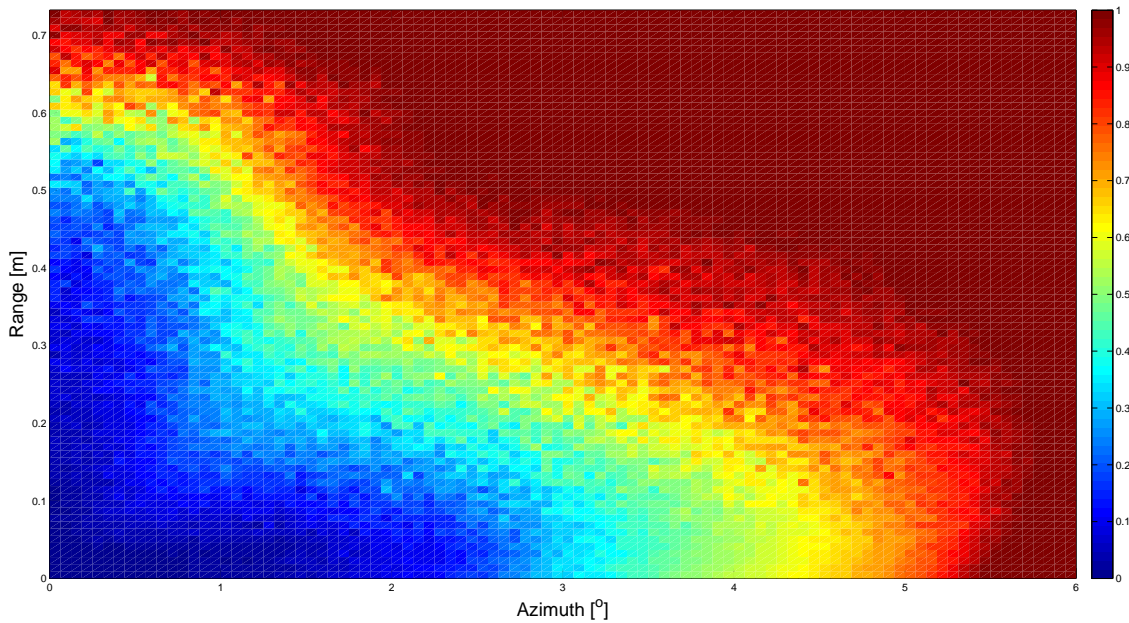


Figura 2.15: Probabilità di rilevazione congiunta per $N=32$

La probabilità di rilevazione congiunta in figura 2.15 è stata calcolata per le diverse separazioni utilizzando $N=32$ antenne a cui è applicata una finestra di Chebyshev con 30dB di MSL. L'immagine mette in

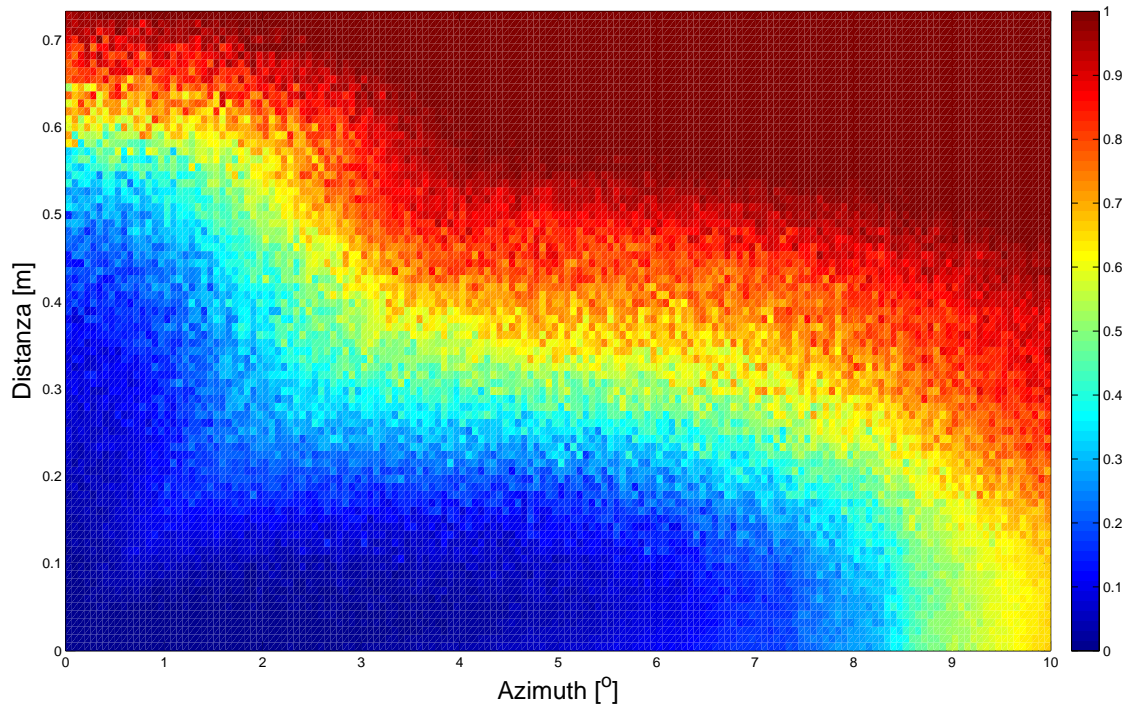


Figura 2.16: Probabilità di rilevazione congiunta per $N=16$

evidenza come, per separare due bersagli, basta che questi siano separati in almeno una delle grandezze che caratterizzano il bersaglio. Infatti quando la separazione in distanza è 0, la probabilità di rilevazione vale 1 quando i due bersagli sono sufficientemente distanti in azimuth; lo stesso ragionamento è valido per la distanza. Si può notare come per separare i due bersagli in azimuth siano necessari quasi 6° , questo vuol dire che due macchine poste ad una distanza di 50m dovrebbero essere distanziate di 5.3m per essere rilevate utilizzando solo la direzione azimuthale. In distanza invece basta che la differenza tra la posizione dei due bersagli rispetto al radar vari di 75cm, ovvero di due R_{Bin} , per avere la probabilità di rilevazione 1. Se la separazione in azimuth e in distanza è diversa da 0, si vede come entrambe le grandezze concorrono ad aumentare la probabilità di rilevazione.

In figura 2.16 è mostrata la probabilità di rilevazione congiunta utilizzando un'antenna da 16 elementi a cui è applicata la finestra di Chebyshev con 30dB di MSL. Le modalità con cui è stata calcolata la probabilità di rilevazione sono le stesse utilizzate nel caso con 32 elementi d'antenna.

Si può notare come l'andamento della probabilità di rilevazione rimanga sostanzialmente invariato rispetto all'asse dove è riportata la separazione in distanza ma non rispetto all'asse della separazione azimuthale. Infatti anche in questo caso la probabilità di rilevazione assume il valore 1 quando la differenza tra la posizione dei due bersagli è maggiore di 75cm, ma la separazione azimuthale per cui due bersagli sono separati angularmente è raddoppiata. Questo è dovuto alla larghezza della banda a 3 dB della finestra è di 7.96° , circa il doppio di quella che si ha nel caso $N=32$. Se si raddoppiano il numero di antenne, ottenendo così una banda a 3dB a sua volta raddoppiata, la diretta conseguenza è che anche la risoluzione angolare duplica.

In conclusione, la probabilità di rilevazione congiunta dipende dal valore di R_{Bin} e dalla banda a 3dB dell'antenna. Infatti modificare una di queste due grandezze, quando la separazione rispetto l'altra grandezza

è posta a 0, incrementa o diminuisce il valore rispetto al quale si ottiene la probabilità di rilevazione pari ad 1.

2.4 Metodologia per il calcolo del numero di falsi allarmi dovuti ai lobi laterali dell'antenna

Il detector per stimare il rumore utilizza le N celle vicine alla CT. I valori di potenza nelle N celle utilizzate per la stima di rumore X_1, X_2, \dots, X_N sono variabili casuali statisticamente indipendenti e identicamente distribuite. La variabile Y della cella CT è nominata Y_1 in caso il bersaglio sia presente e Y_0 in caso sia presente solo rumore. La probabilità di falso allarme P_{fa} è definita come la probabilità che una variabile casuale Y_0 che contiene rumore sia interpretata come un bersaglio durante il confronto con la soglia S . P_{fa} è definita come:

$$P_{fa} = P[Y_0 \geq S]. \quad (2.11)$$

La P_{fa} è calcolata ipotizzando che la cella Y_0 analizzata abbia una densità di probabilità esponenziale. Se si guarda la figura 2.6 si nota invece che la schiera utilizzata influenza alcune delle celle (i punti colorati) sui diversi piani azimutali cambiandone la densità di probabilità. Come conseguenza la probabilità di falso allarme P_{fa} non è uguale in tutte le celle.

Nelle prossime sezioni viene spiegato come la soglia S viene calcolata nel decisore OS-CFAR che considera la statistica di Y_0 esponenziale. Quindi viene presentato un metodo per calcolare la P_{fa} in quelle celle la cui statistica dipende dai lobi dell'antenna. Infine viene calcolata una P_{fa}^{eff} che tiene conto della diversa P_{fa} di ogni cella.

2.4.1 Calcolo della probabilità di falso allarme dovuta ai disturbi da echi multipli (P_{fa}^c)

La densità di probabilità nelle celle X_1, X_2, \dots, X_N e nella cella Y è:

$$p_{Y_0}(x) = p_{X_i}(x) = \begin{cases} \frac{1}{\mu} e^{-\frac{x}{\mu}} & x \geq 0 \\ 0 & \text{Altrimenti} \end{cases} \quad (2.12)$$

La funzione di distribuzione cumulativa è espressa come:

$$P_{Y_0}(x) = P_{X_i}(x) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{x}{\mu}} & x \geq 0 \\ 0 & \text{Altrimenti} \end{cases} \quad (2.13)$$

P_{fa}^c è la probabilità di falso allarme dovuta solamente ai disturbi da echi multipli ed è definita come:

$$P_{fa}^c = P[Y_0 \geq TZ]. \quad (2.14)$$

Dove T è un fattore di scala che dipende dal detector CFAR utilizzato e può essere ricavato una volta stabilita la P_{fa}^c , mentre la definizione di Z dipende dal tipo di detector impiegato. La soglia del CFAR è quindi definita come:

$$S = T \cdot Z. \quad (2.15)$$

Nel caso dell'OS-CFAR Z vale:

$$Z = X_{(k)} \quad (2.16)$$

infatti per stimare il rumore si utilizza la k -esima cella tra le N celle confinanti. La densità di probabilità del k -esimo elemento per una densità di probabilità esponenziale è data da [16]:

$$P_{X_{(k)}}(x) = p_k(x) = \frac{k}{\mu} \binom{N}{k} \left(e^{-\frac{x}{\mu}}\right)^{N-k+1} \left(1 - e^{-\frac{x}{\mu}}\right)^{k-1} \quad (2.17)$$

Utilizzando (2.17) è possibile calcolare la P_{fa} per un dato valore di T :

$$\begin{aligned} P_{fa}^c &= P[Y_o \geq TX_{(k)}] = \int_0^x P[Y_o \geq Tx] p_k(x) dx \\ &= \int_0^\infty e^{-\frac{Tx}{\mu}} \cdot \frac{k}{\mu} \binom{N}{k} \left(e^{-\frac{x}{\mu}}\right)^{N-k+1} \left(1 - e^{-\frac{x}{\mu}}\right)^{k-1} dx \\ &= k \binom{N}{k} \int_0^x e^{-(T+N+1-k)y} (1 - e^{-y})^{k-1} dy. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Il parametro di scala T che controlla la P_{fa}^c non dipende dalla potenza media del rumore esponenziale μ . La P_{fa}^c può essere ricavata dalla (2.18):

$$P_{fa}^c = k \binom{N}{k} \frac{(k-1)!(T+N-k)!}{(T+N)!}. \quad (2.19)$$

Una volta fissato T per avere una determinata P_{fa}^c , la soglia S si calcola come il prodotto della potenza nella k -esima cella vicina per il valore di T .

2.4.2 Calcolo della probabilità di falso allarme dovuta ai disturbi da echi multipli ed ai lobi laterali dell'antenna (P_{fa}^*)

Adesso si vuole trovare un'espressione per la (2.14) in cui al posto di Y_o consideriamo Y_o^* che tiene conto dell'energia v^2 dovuta ai lobi laterali presente nella CT. Nella sezione precedente il rumore è modellizzato con una statistica di Rayleigh in ampiezza. Passando in potenza si ottiene una distribuzione esponenziale (espressione (2.12)). Ora in ampiezza è presente una componente fissa dovuta ai lobi laterali dell'antenna, quindi la statistica utilizzata non è più quella di Rayleigh ma quella di Rice. Se R è una variabile casuale di Rice di parametri v e σ^2 la variabile Y_o^* è ottenibile come:

$$Y_o^* = R^2 = X^2 + Y^2 \quad (2.20)$$

dove X e Y hanno distribuzioni normali rispettivamente $\mathcal{N}(\mu_{N1}, \sigma^2)$ e $\mathcal{N}(\mu_{N2}, \sigma^2)$. Dove μ_{N1} e μ_{N2} sono i valori medi delle variabili X e Y tali per cui $\mu_{N1}^2 + \mu_{N2}^2 = v^2$, mentre la varianza σ^2 vale $\mu/2$. La relazione tra μ della distribuzione esponenziale e il σ^2 della distribuzione di Rice è facilmente ricavabile. Visto che $Y_o \sim \text{Esponenziale}(\mu)$ in ampiezza si ha che $\sqrt{Y_o} \sim \text{Rayleigh}(\mu/2)$. $\sqrt{Y_o}$ essendo una distribuzione di Rayleigh può essere espressa come:

$$\sqrt{Y_o} = \sqrt{X_{Y_o}^2 + Y_{Y_o}^2} \quad (2.21)$$

dove $X_{Y_o}^2$ e $Y_{Y_o}^2$ distribuite secondo una normale con media nulla e varianza $\mu/2$, infatti il parametro della distribuzione Rayleigh corrisponde alla varianza delle due variabili normali. Dal momento che Y_o^* per

definizione è stata ricavata aggiungendo a Y_0 la componente fissa v , la varianza di X e Y e $X_{Y_0}^2$ e $Y_{Y_0}^2$ è la stessa, quindi si ha $\sigma^2 = \mu/2$.

La probabilità di falso allarme diventa:

$$P_{fa}^* = P[X^2 + Y^2 \geq S] = P\left[\frac{X^2}{\sigma^2} + \frac{Y^2}{\sigma^2} \geq \frac{S}{\sigma^2}\right]. \quad (2.22)$$

Quindi Y_0^* è uguale a:

$$Y_0^* = \frac{X^2}{\sigma^2} + \frac{Y^2}{\sigma^2}. \quad (2.23)$$

Se si generalizza il problema, la somma di k variabili indipendenti, distribuite secondo una distribuzione normale, dalla media μ_{W_i} e varianza $\sigma_{W_i}^2$ da luogo alla seguente variabile:

$$W = \sum_{i=1}^k \left(\frac{W_i}{\sigma_{W_i}^2} \right). \quad (2.24)$$

Questa variabile ha due parametri: k che specifica i gradi di libertà, e λ che è legata alla media della variabile casuale W_i da:

$$\lambda = \sum_{i=1}^k \left(\frac{\mu_{W_i}}{\sigma_{W_i}} \right)^2 \quad (2.25)$$

La variabile W ha una distribuzione chi-quadrata non centrale la cui espressione è data da:

$$f_W(x; k, \lambda) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{e^{-\lambda/2} (\lambda/2)^i}{i!} \frac{x^{(k+2i)-1} e^{-x/2}}{2^{k/2} \Gamma(\frac{k+2i}{2})} \quad (\text{Distribuzione chi-quadrata non centrale}) \quad (2.26)$$

Dove $\Gamma(\frac{k+2i}{2})$ è la funzione gamma definita come:

$$\Gamma(z) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{z-1} dt. \quad (2.27)$$

Quindi Y_0^* , essendo anch'essa una somma di variabili indipendenti aventi una distribuzione normale, è distribuita come una chi-quadrato non centrale. Nel caso specifico della variabile Y_0^* k è uguale a 2 e λ è definita come:

$$\lambda = \left(\frac{\mu_{N1}}{\sigma} \right)^2 + \left(\frac{\mu_{N2}}{\sigma} \right)^2 = \frac{\mu_{N1}}{\sigma^2} + \frac{\mu_{N2}}{\sigma^2} = \frac{v^2}{\sigma^2}. \quad (2.28)$$

Ai fini del calcolo della P_{fa}^* bisogna calcolare l'espressione della funzione cumulativa della distribuzione chi-quadrato non centrale. La funzione cumulativa ha la seguente espressione:

$$P_{Y_0^*}(x; k, \lambda) = e^{-\lambda/2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\lambda/2)^j}{j!} \frac{\gamma(k/2, x/2)}{\Gamma(k/2)}. \quad (2.29)$$

Dove $\gamma(k, z)$ è la funzione gamma incompleta la cui espressione è:

$$\gamma(z, x) = \int_0^x e^{-t} t^{z-1} dt. \quad (2.30)$$

Dal momento che l'espressione di (2.29) è molto complessa si utilizza la formula approssimata:

$$P_{Y_0^*}(x; k, \lambda) \approx \Phi \left\{ \frac{\left(\frac{x}{k+\lambda} \right)^h - (1 - hp(h-1-0.5(2-h)mp))}{h\sqrt{2p}(1+0.5mp)} \right\}. \quad (2.31)$$

Dove:

$\Phi\{\cdot\}$ è la distribuzione cumulativa di una normale;

$$h = 1 - \frac{2}{3} \frac{(k+\lambda) \cdot (k+3\lambda)}{(k+3\lambda)^2};$$

$$p = \frac{k+2\lambda}{(k+\lambda)^2};$$

$m = (h-1)(1-3h)$. Inserendo la (2.31) nella (2.18) possiamo ricavare un'espressione approssimata

della P_{fa}^* :

$$P_{fa}^* \approx \int_0^\infty \underbrace{\left[1 - \Phi \left\{ \frac{\left(\frac{T_x/\sigma^2}{k+\lambda} \right)^h - (1 - hp(h-1-0.5(2-h)mp))}{h\sqrt{2p}(1+0.5mp)} \right\} \right]}_{P[Y_0^* \geq T_x]} \underbrace{\frac{k}{\mu} \binom{N}{k} \left(e^{-\frac{x}{\mu}} \right)^{N-k+1} \left(1 - e^{-\frac{x}{\mu}} \right)^{k-1}}_{p_k(x)} dx. \quad (2.32)$$

Il termine dell'equazione (2.17) rimane invariato nella (2.32). Questo perché dalla figura 2.4 si vede come l'operazione di beam-forming ha come conseguenza la moltiplicazione di ogni piano Distanza/Velocità per un guadagno che varia a seconda della schiera impiegata. Dal momento che le celle scelte sul piano Distanza/Velocità per la stima del rumore sono sottoposte allo stesso guadagno, la loro statistica non dipende dalle caratteristiche dalla schiera; quindi il valore di Z è scelto sempre tra le celle $X_{(i)}$ dalla distribuzione di probabilità esponenziale da cui deriva il termine $p_k(x)$.

Si può vedere che $P_{fa}^* = f(T, \mu, \nu)$. T è un valore fissato per ottenere una determinata P_{fa}^c , μ dipende dalle condizioni ambientali e la relazione che lega ν con la variabile l'azimutale θ è: $\nu = AF(\theta)$. Il motivo della dipendenza diretta tra ν e $AF(\theta)$ trova spiegazione nei grafici in figura 2.6 e 2.17. In figura 2.6 sono mostrati i risultati delle varie scansioni del radar ripetute per ogni piano azimutale. In figura 2.5 invece sono mostrati i valori delle celle perturbate dalle caratteristiche dell'antenna lungo i piani azimutali. Le celle perturbate rappresentate corrispondono alla ricezione del bersaglio posto a 14m dal radar, con una velocità di 12m/s e posizionato a 87°. Si vede che i valori delle celle ν assumono i valori del fattore di schiera nel piano azimutale corrispondente, ovvero $AF(\theta)$.

2.4.3 Calcolo della P_{fa}^* in presenza di bersagli multipli.

Nella sezione precedente è stata identificata la relazione che lega ν con la variabile l'azimutale θ come $\nu = AF(\theta)$, ma questa assunzione è valida nel caso in cui sia presente un solo bersaglio. Definire ν in modo da tenere conto della possibile presenza di bersagli multipli è importante perché è una situazione che si verifica frequentemente nei sistemi radar.

È possibile estendere il modello proposto in modo che rimanga valido anche in presenza di bersagli multipli purché questi siano sufficientemente distanziati tra loro. Se osserviamo la figura 2.6 notiamo come nessuna delle celle perturbate dalla presenza di un bersaglio coincida con le celle perturbate dalla presenza dall'altro bersaglio. I due bersagli riescono infatti ad essere separati perfettamente sul piano Velocità/Distanza

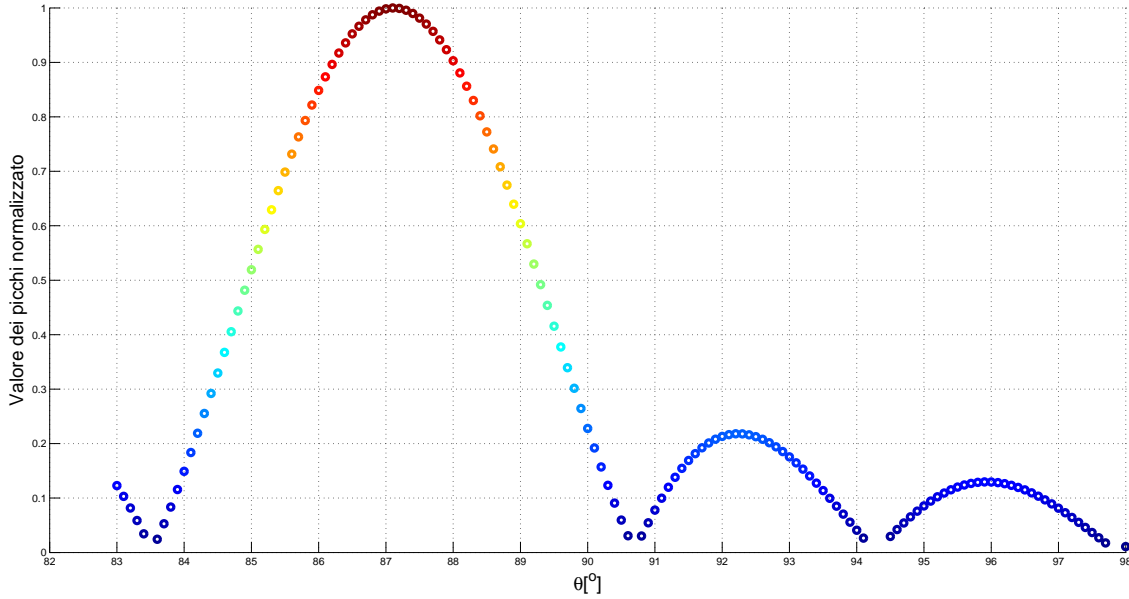


Figura 2.17: Valore delle celle perturbate dalle caratteristiche dell'antenna lungo i piani azimutali.

grazie al fatto che le finestre impiegate nelle due direzioni hanno un numero elevato di campioni. Inoltre confrontando la figura 2.17, dove sono mostrate le celle perturbate da uno dei due bersagli rilevati, con la figura 2.5 in cui era presente un solo bersaglio, si nota che in entrambi i casi i valori delle celle dipendono unicamente dal fattore di schiera puntato nella direzione del bersaglio. Questo confronto mostra come in presenza di più bersagli, se questi sono sufficientemente distanti, la perturbazione delle celle da parte di uno dei bersagli è equivalente alla perturbazione che si avrebbe nel caso in cui è presente un singolo bersaglio.

In caso di bersagli multipli ogni bersaglio può trovarsi in una qualsiasi direzione α , quindi v non dipende solo dalla posizione azimutale θ della cella c che si sta valutando, ma anche dalla posizione del bersaglio. Fissato un fattore di schiera e data la posizione del bersaglio α che lega v con la variabile θ diventa:

$$v(\theta|\alpha) = \begin{cases} AF(\theta - \alpha + 90^0) & \text{se } \theta - \alpha + 90^0 > 0^0 \\ AF(\theta - \alpha + 90^0 + 180^0) & \text{se } \theta - \alpha + 90^0 < 0^0 \\ 0 & \text{se } \theta - \alpha > \left| \frac{FNBW}{2} \right| \end{cases} \quad (2.33)$$

α è uniformemente distribuita tra 0^0 e 180^0 in quanto ogni bersaglio può assumere tutte le posizioni azimutali con la stessa probabilità. Dal momento che il fattore di schiera è periodico è necessario sommare 180^0 all'argomento quando questo assume valori negativi. Quindi l'argomento del fattore di schiera:

$$\beta = \begin{cases} (\theta - \alpha + 90^0) & \text{se } \theta - \alpha + 90^0 > 0^0 \\ (\theta - \alpha + 270^0) & \text{se } \theta - \alpha + 90^0 < 0^0 \end{cases} \quad (2.34)$$

è a sua volta uniformemente distribuito tra 0^0 e 180^0 . Y_0^* varia in funzione di λ che dipende da v , quindi la $P_{fa}^*(c)$ diventa:

$$P_{fa}^*(\beta) = \int_0^\infty P[Y_0^*(\lambda(\beta)) \geq Tx] \cdot p_k(x) dx. \quad (2.35)$$

Dal momento che i bersagli si potrebbero trovare in una qualsiasi posizione, per ottenere la probabilità di falso allarme bisogna mediare la $P_{fa}^*(\beta)$ su tutti i possibili valori di α :

$$\overline{P_{fa}^*}(\beta) = E_{\theta|\alpha} [P_{fa}^*(\beta)]. \quad (2.36)$$

Mediando quindi l'equazione (2.32) rispetto a λ si ottiene:

$$\overline{P_{fa}^*} = \int_0^\infty \int_{0^0}^{180^0} P[Y_0^*(\lambda(\beta)) \geq Tx] \cdot p_\lambda(\lambda(\beta)) \cdot p_k(x) dx. \quad (2.37)$$

Dove $p_\lambda(\lambda)$ è la distribuzione di probabilità di λ . Dal momento che β è uniformemente distribuito anche λ è a sua volta uniformemente distribuito, quindi la $p_\lambda(\lambda)$ è una densità di probabilità uniforme. Ogni valore di λ è equiprobabile, ma dato che λ è determinato in modo univoco da β , la probabilità che λ assuma un dato valore $\bar{\lambda}$ equivale alla probabilità che β assuma il $\bar{\beta}$ tale per cui $\lambda(\bar{\beta}) = \bar{\lambda}$. Alla luce di queste considerazioni la (2.37) diventa:

$$\overline{P_{fa}^*} = \int_0^\infty \int_{0^0}^{180^0} P[Y_0^*(\lambda(\theta|\alpha)) \geq Tx] \cdot p_\beta(\beta) \cdot p_k(x) dx. \quad (2.38)$$

2.4.4 Misure della degradazione globale

L'obiettivo è calcolare il peggioramento della probabilità di falso allarme del sistema dovuto ai lobi laterali. Definiamo N_{fa}^* il numero di falsi allarmi causato dalla presenza dei disturbi da echi multipli e dei lobi laterali, e N_{fa} il numero di falsi allarmi dovuti unicamente ai disturbi da echi multipli. N_{fa} si calcola con:

$$N_{fa} = P_{fa}^c N_c \quad (2.39)$$

dove N_c è il numero di celle totali. N_{fa}^* è la somma delle celle pesata per la probabilità di falso allarme:

$$N_{fa}^* = P_{fa}^c N_{Np} + t \cdot N_p \overline{P_{fa}^*} \quad (2.40)$$

N_p è l'insieme delle celle perturbate da un solo bersaglio, N_{np} è il numero di celle non perturbate e vale $N_{np} = N_c - t \cdot N_p$ dove t è il numero di bersagli presenti. Il numero delle N_p celle perturbate da un bersaglio dipende dai piani azimutali come mostrato in figura 2.6 ma, dal momento che ogni bersaglio è indipendente, il numero totale delle celle perturbate aumenta proporzionalmente al numero di bersagli presenti. $\overline{P_{fa}^*}$ non dipende da θ , ovvero, l'azimuth della cella c poiché è un valore medio.

La probabilità di falso allarme del sistema dovuto ai lobi laterali quindi si può calcolare come:

$$\boxed{P_{fa}^{eff} = \frac{N_{fa}^*}{N_c}} \quad (2.41)$$

2.4.5 Analisi dei risultati

La probabilità di falso allarme P_{fa}^{eff} dovuta all'effetto congiunto dei lobi laterali dell'antenna ed al disturbo da echi multipli è mostrata in figura 2.19 al variare del SIR in ingresso al ricevitore, ovvero prima delle operazioni di beam-forming. In un decisore CFAR, per definizione, ha come scopo mantenere la probabilità di falso allarme costante, ma è evidente dalle curve in figura 2.19 che questo non avviene. Infatti le curve seguono inizialmente l'andamento teorico e successivamente subiscono un peggioramento che, nel caso

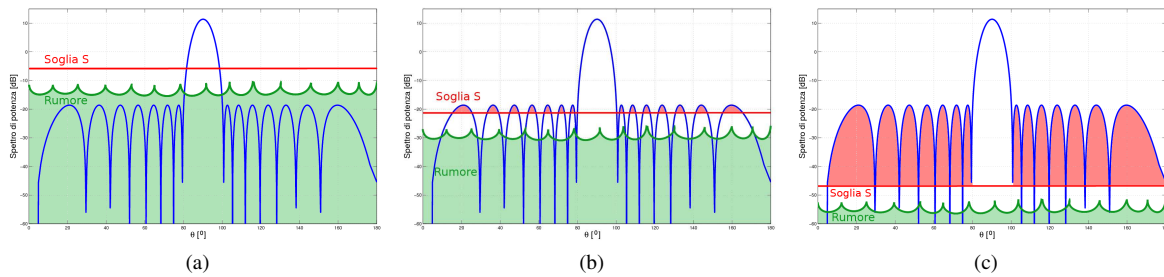


Figura 2.18: Fattore di schiera di 16 elementi a cui è stata applicata una finestra di Chebyshev con $MSLL=30\text{dB}$: a) Caso $SIR < MSLL$, b) Caso $SIR \approx MSLL - G$, c) Caso $SIR > MSLL$.

di P_{fa} iniziale di 10^{-6} , arriva perfino ad essere di tre ordini di grandezza. Questo peggioramento avviene quando la potenza dei lobi laterali supera la soglia imposta dal decisore, provocando così un falso allarme. In figura 2.18 è mostrata la posizione reciproca tra la soglia e i lobi laterali che da luogo alle seguenti situazioni:

- Soglia alta, $SIR < MSLL$: La P_{fa}^{eff} è identica alla P_{fa}^c teorica. Se il valore del SIR è basso, significa che il livello del rumore è alto. Quando il rumore è alto la soglia imposta dal decisore, dovendo sovrastare il rumore, assume anch'essa valori alti. Se il valore della soglia scelto è alto, la potenza dei lobi dell'antenna non assume mai valori superiori ad essa. Quindi quando la potenza dei lobi inferiore al valore della soglia, quest'ultimi non contribuiscono ad incrementare il numero di falsi allarmi (figura 2.18a).
- Soglia comparabile con MSLL, $SIR \approx MSLL - G$: Gli effetti del fattore di schiera sulla P_{fa}^{eff} iniziano a palesarsi. I lobi laterali iniziano ad aumentare la P_{fa}^{eff} quando $SIR \approx MSLL - G$, dove G è il guadagno in dB dell'antenna. Il valore MSLL si riferisce alla differenza tra la potenza del lobo principale e quella del massimo lobo laterale. Per essere confrontato con il SIR in ingresso al beam-forming, quindi al netto del guadagno d'antenna, il MSLL deve essere normalizzato rispetto al guadagno G. Quando il valore dei lobi laterali a meno del guadagno supera quello del SIR, il livello della soglia è comparabile con il livello di MSLL. Nel momento in cui MSLL inizia ad superare il valore della soglia si ha un aumento della P_{fa}^{eff} . All'aumentare del SIR la quantità di potenza dei lobi che supera la soglia aumenta, dando luogo al transitorio in figura.2.18b
- Soglia bassa, $SIR > MSLL$: La P_{fa}^{eff} giunge al suo valore massimo. Questo accade perché il valore dei lobi supera completamente la soglia inoltre, aumentando ulteriormente il SIR, la P_{fa}^{eff} non aumenta. Le curve per cui la P_{fa}^c è 10^{-4} e quelle per cui P_{fa}^c vale 10^{-6} tendono allo stesso valore per SIR alti. Questo è dovuto al fatto che, nonostante la soglia nelle due tipologie di curve sia scelta per garantire due P_{fa}^c differenti, una volta che i lobi laterali dell'antenna hanno superato completamente la soglia imposta dal decisore causano la stessa degradazione in termini di P_{fa}^{eff} . .2.18c

Bisogna inoltre notare il transitorio in figura 2.19 che porta all'aumento della P_{fa}^{eff} non inizia allo stesso valore di SIR per tutte le finestre. Le curve in cui è stata utilizzata una finestra di Chebyshev i valori della P_{fa}^{eff} subiscono un peggioramento per SIR inferiori rispetto alle curve in cui è stato utilizzata una funzione di Taylor. Questo accade perché nella schiera di Chebyshev i lobi laterali hanno la stessa potenza quindi, quando il MSLL supera il valore della soglia S, anche il resto dei lobi la supera. Nel caso della finestra di Taylor invece i lobi laterali scendono gradualmente, quindi i lobi laterali superano la soglia S

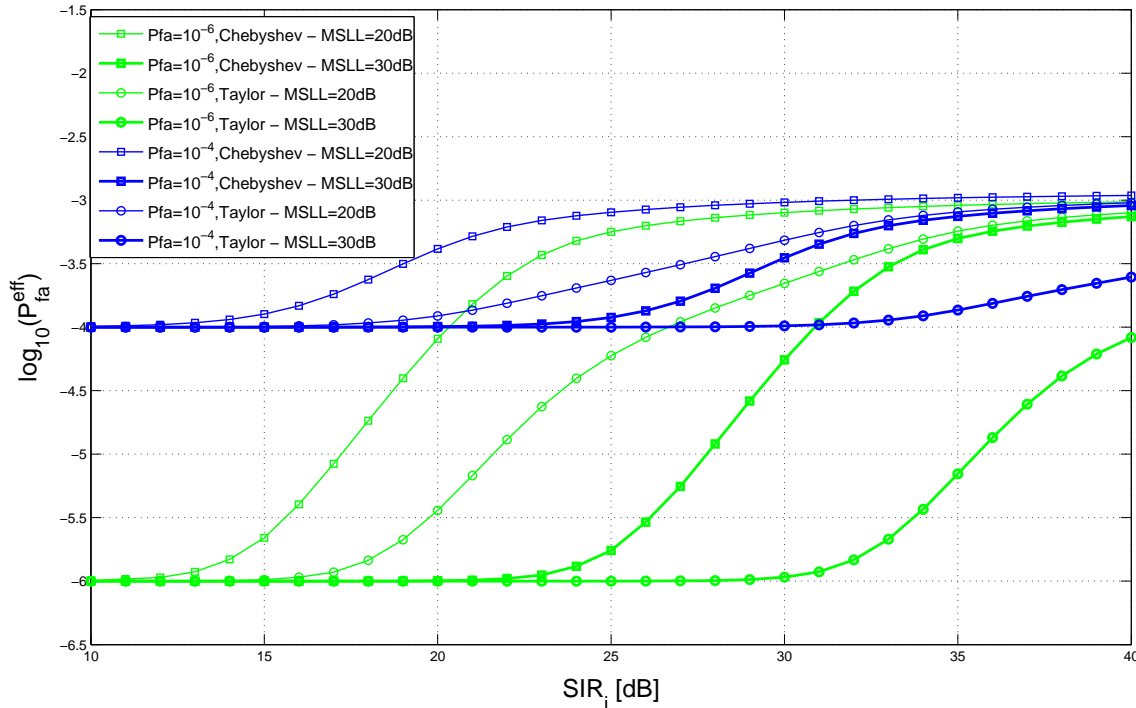


Figura 2.19: P_{fa}^{eff} per la finestra di Chebyshev con MSL=20dB al variare del SIR

progressivamente all'aumentare del SIR. Per esempio in figura 2.19, nelle curve ricavate per una P_{fa} di 10^{-6} utilizzando delle finestre con MSL pari a 20dB e $G \approx 10dB$, gli effetti della degradazione dovrebbero essere evidenti per un SIR maggiore di 10dB. Invece, mentre nella finestra di Chebyshev gli effetti della degradazione iniziano a 12dB, per la finestra di Taylor iniziano a 16dB. Quindi ad ogni finestra è possibile associare un Δ_{AF} che indica di quanti dB, grazie alla particolare forma della finestra stessa, è spostato il transitorio che dà inizio al peggioramento della P_{fa}^{eff} . Nell'esempio presentato, nel caso della finestra di Taylor, si ha $\Delta_{AF} = SIR_T - SIR_I = 16dB - 10dB = 6dB$, dove SIR_I è il valore del SIR in cui dovrebbe iniziare il transitorio e SIR_T è il valore in cui inizia nel caso della finestra di Taylor con MSL pari a 20dB.

In conclusione, il detector non è in grado di garantire la P_{fa} per cui è dimensionato quando il SIR è troppo alto a causa dei lobi laterali dell'antenna. È possibile però scegliere opportunamente sia la forma di fattore di schiera che il MSL per ottenere una determinata P_{fa} ; il funzionamento del sistema è garantito entro un certo valore di SIR :

$$SIR_{Max} \leq MSL + \Delta_{AF} + G \quad (2.42)$$

dove SIR_{Max} è il massimo SIR per cui è assicurato il funzionamento del sistema.

2.4.6 Confronto tra risultati teorici e risultati simulativi

In figura 2.20 sono mostrate le curve della P_{fa}^{eff} al variare del SIR, ottenute attraverso il simulatore, a confronto con le curve ricavate per mezzo dell'equazione (2.41). Confrontando le due curve si nota come l'andamento sia sostanzialmente identico, ma il valore asintotico a cui tendono per SIR alti è maggiore nel caso delle curve ottenute tramite la formula teorica.

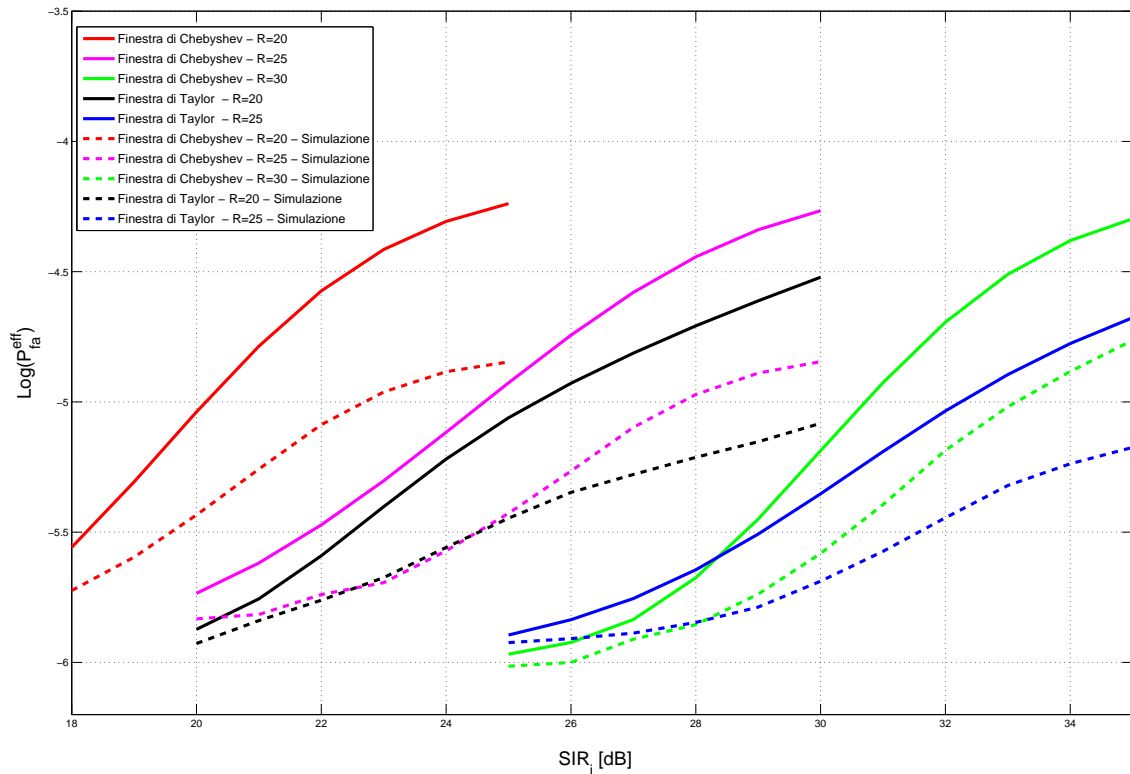


Figura 2.20: Andamento della probabilità di falso allarme ottenuta tramite simulazioni a confronto con le curve ricavate con la formula teorica.

Questo accade perché il numero di falsi riscontrati dal simulatore dipende dalla specifica implementazione del decisore mentre le curve teoriche sono di carattere generale, quindi non dipendenti dalla realizzazione del dispositivo. Il decisore implementato infatti effettua una ricerca dei picchi del segnale, quindi confronta i valori dei picchi trovati con una soglia S ; se il valore di un picco supera la soglia il decisore dichiara la presenza di un bersaglio. Anche un falso allarme deve essere un picco del segnale ed inoltre il suo valore deve superare la soglia S . Nella trattazione teorica invece si ipotizza che il segnale ricevuto venga confrontato direttamente con la soglia S e che tutti i valori che risultano sopra la soglia diano luogo ad un falso allarme. Quindi, nel caso delle curve teoriche, si ha un peggioramento delle prestazioni del sistema in termini di P_{fa}^{eff} rispetto al sistema simulato dovuto al fatto che non solo i picchi, ma ogni valore del segnale, è confrontato con la soglia rischiando di dare luogo ad un falso allarme.

L'aspetto da mettere in evidenza è che, nonostante le due curve tendano a valori asintotici diversi, per entrambe il SIR in corrispondenza del quale ha inizio la degradazione della P_{fa}^{eff} dovuta ai lobi dell'antenna è il medesimo. Quindi, dal momento che l'equazione (2.41) è in grado di prevedere correttamente il SIR rispetto al quale la P_{fa}^{eff} inizia a degradare, il modello è valido per dimensionare un sistema radar in modo che non siano presenti falsi allarmi dovuti ai lobi dell'antenna.

Capitolo 3

Schiere non uniformi

Nel capitolo precedente è stato mostrato che la capacità del radar di distinguere tra due bersagli separati sul piano angolare è proporzionale alla larghezza del fascio a 3dB del diagramma caratteristico dell'antenna. È stato inoltre messo in evidenza come il livello dei lobi laterali influisca sulla comparsa di falsi bersagli. Quando è necessario mettere insieme specifiche diverse, o si desidera ottenere delle determinate specifiche sui vincoli di progetto, le tradizionali tecniche per la sintesi delle schiere possono dimostrarsi poco efficaci; in questi casi si può ricorrere a tecniche di ottimizzazione.

Gli algoritmi di ottimizzazione si dividono in due grandi categorie: le *tecniche deterministiche* che, partendo da una configurazione iniziale (CI), tendono a determinare una soluzione che soddisfi le specifiche seguendo regole ben determinate, e le *tecniche aleatorie*, che invece utilizzano algoritmi in cui sono presenti numeri e quantità scelti in modo casuale.

Tali tecniche utilizzano le formule note per l'analisi analitica delle schiere per quantificare lo scostamento tra le caratteristiche del fattore di schiera calcolato e le specifiche di progetto. Una tipologia di algoritmo molto utilizzata è *l'algoritmo iterativo*. Questi algoritmi effettuano delle iterazioni nelle quali vengono fatti variare i parametri che determinano la soluzione calcolata così che si avvicini soluzione indicata nelle specifiche, effettuando in questo modo una ricerca del minimo globale della funzione di costo.

In questo capitolo verrà analizzato un particolare algoritmo per ogni tecnica. I risultati ottenuti non hanno lo scopo di dimostrare l'efficacia di un particolare algoritmo rispetto ad un altro, bensì di aiutare a comprendere il funzionamento di queste tecniche di ottimizzazione. Le simulazioni realizzate hanno lo scopo di mostrare quali sono i limiti e le potenzialità di queste tecniche dando quindi delle linee guida per decidere, a seconda delle esigenze di progetto, quale sia la tecnica più appropriata da adottare.

3.1 Spaziatura non uniforme

Nel capitolo 2 si è visto come, applicando una finestra che sfuma il valore delle alimentazioni di una schiera lineare, è possibile controllare il livello dei lobi laterali. Il problema fondamentale è che queste variazioni dell'alimentazione vanno effettivamente realizzate con reti di alimentazione che risultano complicate e costose. La schiera può però essere pensata come una campionatura spaziale discreta di un'alimentazione uniforme, quindi invece di utilizzare elementi equi-spaziati ma non equi-alimentati è possibile realizzare una schiera di elementi equi-alimentati ma non equi-spaziati (NUSLA Non-Uniformly Spaced Linear Array) come mostrato in figura 3.1. Se si agisce sulla spaziatura tra i vari elementi però non esistono tecniche

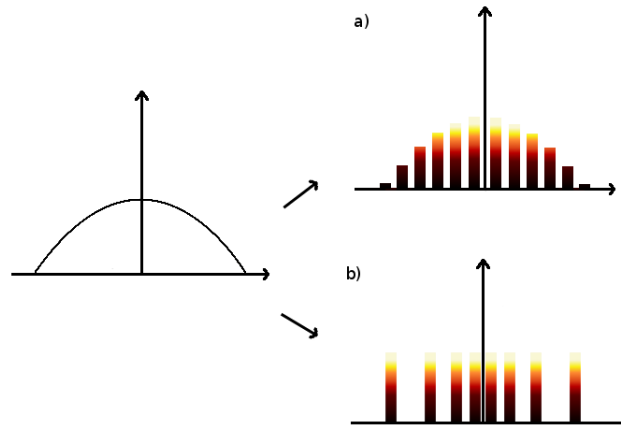


Figura 3.1: Schiera di antenne come campionatura discreta di una distribuzione continua: a) elementi non equi-alimentati, b) elementi non equi-spaziati

analitiche per ottenere un desiderato valore di SLL. Per fare ciò quindi è necessario ricorrere a metodi di ottimizzazione numerici.

3.1.1 Formula di Fourier

Il primo algoritmo di ottimizzazione presentato è la tecnica di Fourier [8]. La tecnica di Fourier rientra nella categoria delle tecniche deterministiche in quanto, una volta determinate le condizioni iniziali, l'algoritmo converge iterativamente ad una determinata soluzione. Ad ogni condizione iniziale infatti, se l'algoritmo converge, corrisponde una precisa soluzione nello spazio delle soluzioni possibili.

Per una schiera di elementi isotropici, spazati linearmente e distribuiti simmetricamente rispetto al centro della schiera stessa, il valore del diagramma di radiazione negli angoli θ_i con $i=1,2,\dots,L$, è descritto dalla formula:

$$p^{1D}(\theta_i) = \frac{2}{N} \sum_n \cos \left[k \frac{n}{2} d (\cos \theta_i - \cos \theta_0) \right] \quad (3.1)$$

dove $n=1,3,5,\dots,N-1$ se N è pari mentre $n=0,2,4,\dots,N-1$ se N è dispari. L'angolo θ_0 è l'angolo verso il quale la schiera è puntata. Le posizioni degli elementi della schiera equi-spaziata sono perturbate di una quantità frazionaria e_n . La distanza tra gli elementi diventa: $d_n = d \left(\frac{n}{2} + e_n \right)$. L'espressione del fattore di schiera per una schiera non uniforme (nu) è:

$$p_{nu}^{1D}(\theta_i) = \frac{2}{N} \sum_n \cos \left[kd \left(\frac{n}{2} + e_n \right) (\cos \theta_i - \cos \theta_0) \right]. \quad (3.2)$$

Per valori sufficientemente piccoli di e_n l'equazione (3.2) può essere approssimata:

$$p_{nu}^{1D} \approx p^{1D}(\theta_i) - \frac{2}{N} \sum_n e_n \sin \left[kd (\cos \theta_i - \cos \theta_0) \frac{n}{2} \right] \cdot kd (\cos \theta_i - \cos \theta_0). \quad (3.3)$$

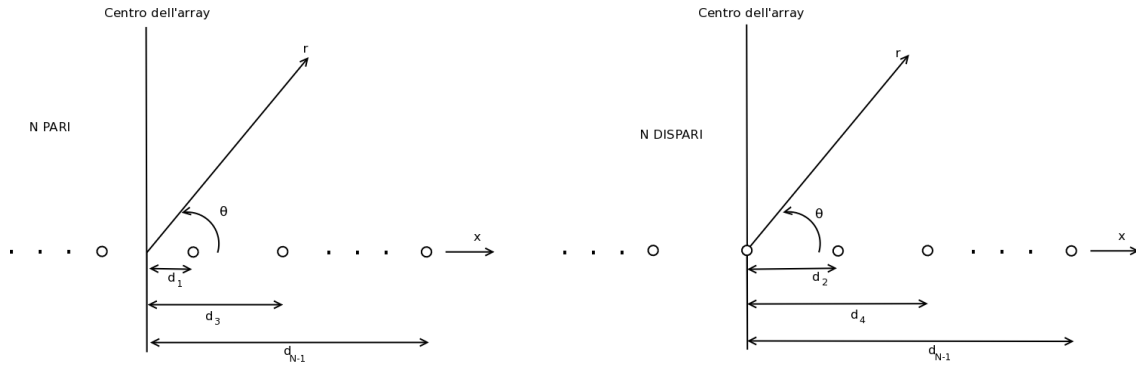


Figura 3.2: Configurazione geometrica di una schiera simmetrica sia nel caso di numero di elementi pari che dispari.

Il secondo membro dell'equazione (3.3) può essere riscritto nel seguente modo:

$$\sum_n e_n \sin \left[kd (\cos\theta_i - \cos\theta_0) \frac{n}{2} \right] = \frac{N}{2} \frac{p^{1D}(\theta_i) - p_{nu}^{1D}(\theta_i)}{kd(\cos\theta_i - \cos\theta_0)}. \quad (3.4)$$

Il valore degli e_n sono ricavati dalla formula dei coefficienti di Fourier:

$$e_n = \frac{N}{\pi} \int_0^\pi \frac{p^{1D}(\theta_i) - p_{nu}^{1D}(\theta_i)}{z} \sin\left(\frac{z}{2}n\right) dz \quad (3.5)$$

dove $z = kd(\cos\theta_i)$. La quantità p^{1D} è facilmente calcolabile dato N , mentre il diagramma p_{nu}^{1D} è fissato arbitrariamente. Una volta scelto p_{nu}^{1D} è possibile calcolare i valori delle perturbazioni e_n che lo realizzino tramite l'equazione (3.5). Questo procedimento permette quindi di ottenere le perturbazioni e_n della posizione degli elementi d'antenna per realizzare una schiera non equi-spaziata che abbia un diagramma p_{nu}^{1D} con le caratteristiche desiderate. Supponiamo per esempio di voler ridurre i primi due lobi laterali rispetto al diagramma p^{1D} , la funzione p_{nu}^{1D} desiderata avrà l'andamento mostrato in figura 3.4a.

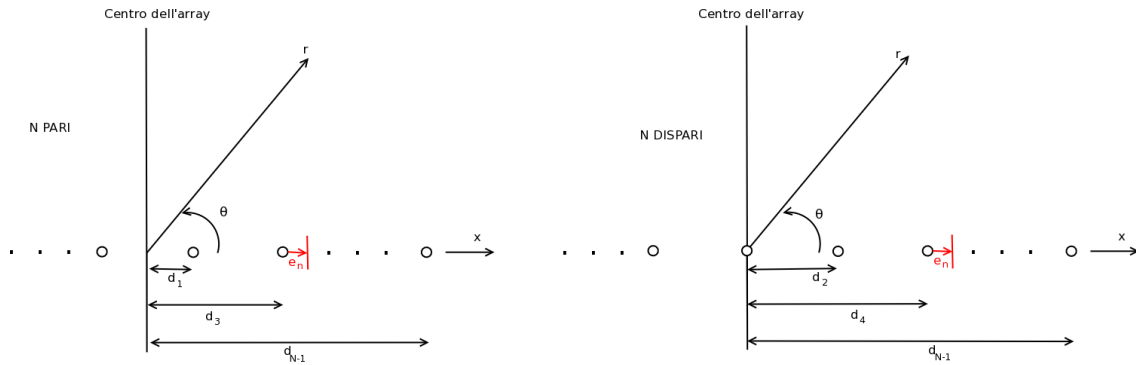


Figura 3.3: Configurazione geometrica di una schiera simmetrica perturbata della quantità e_n

L'equazione (3.5) permette di calcolare gli e_n che danno un'approssimazione della quantità $p^{1D} - p_{nu}^{1D}$ nel senso dei minimi quadrati.

Per rendere i calcoli meno complessi è possibile sostituire nella formula (3.5) la differenza tra i diagramma p^{1D} e p_{nu}^{1D} con una funzione impulsiva che ne approssimi il valore (frecce verdi in figura 3.4b).

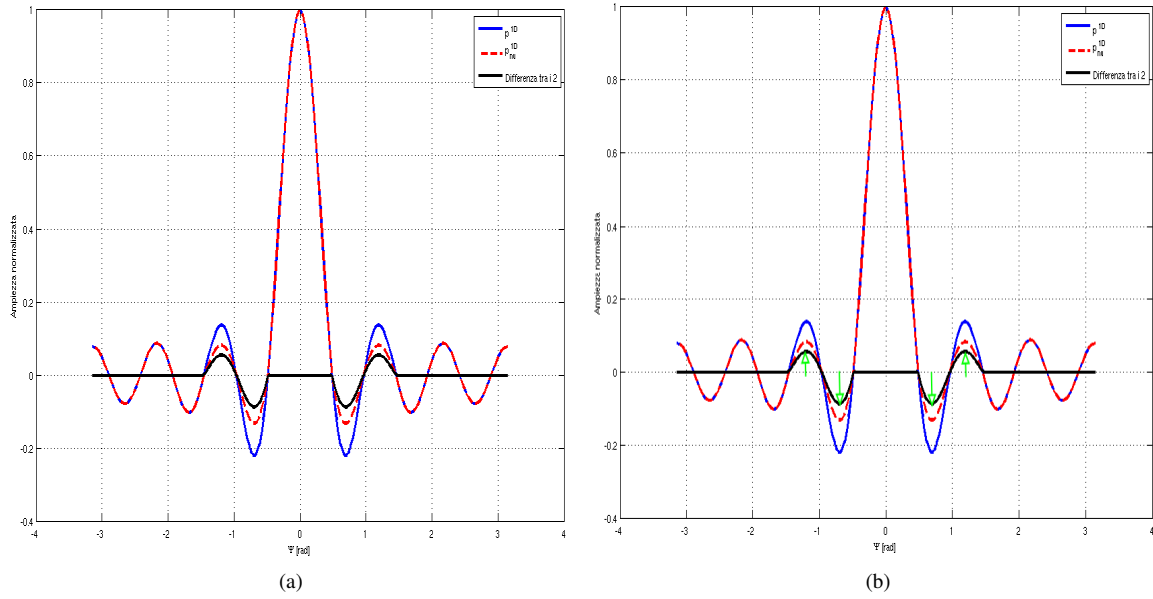


Figura 3.4: Andamento delle funzioni p^{1D} e p_{nu}^{1D} : a) Andamento reale, b) Andamento approssimato

Considerati K impulsi di ampiezza a_k , e indicata la posizione del K -esimo impulso z_k , la funzione impulsiva è data da:

$$\frac{p^{1D}(\theta_i) - p_{nu}^{1D}(\theta_i)}{z} \approx \frac{1}{z} \sum_{k=1}^K a_k \delta(z - z_k) \quad (3.6)$$

sostituendo la (3.6) nella (3.5) otteniamo:

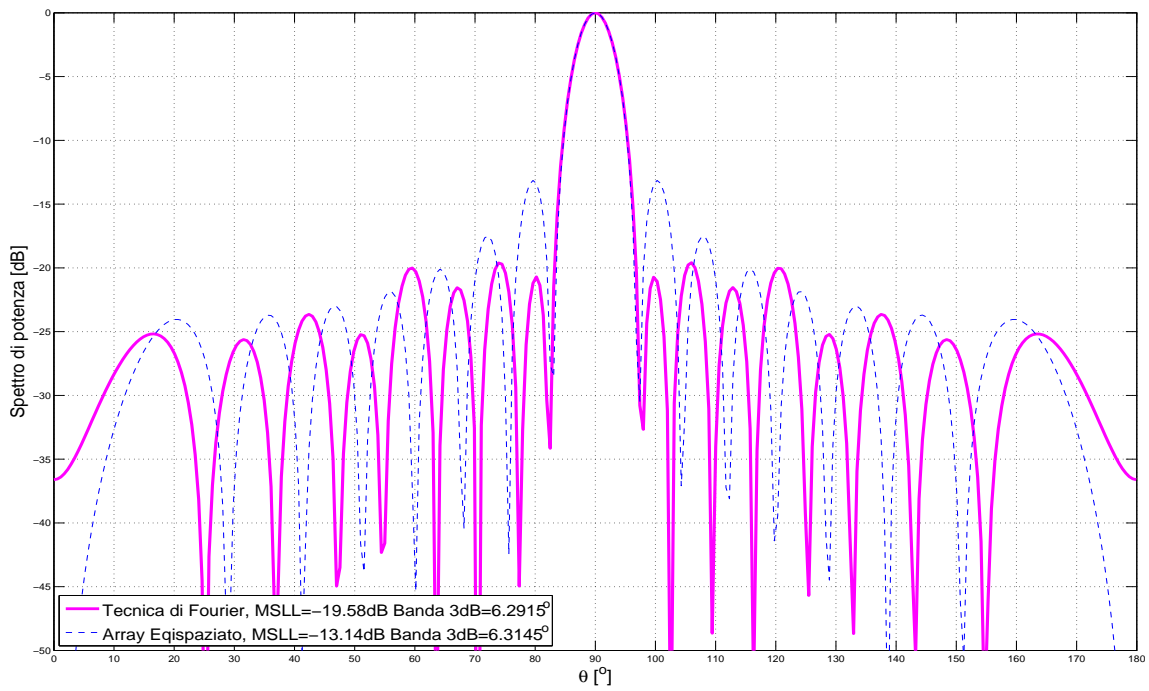
$$e_n = \frac{N}{\pi} \sum_{k=1}^K a_k \frac{\sin \frac{n}{2} z_k}{z_k} \quad (3.7)$$

Quindi, considerando che i lobi decrescono come $1/z$ e che hanno il massimo in $z_k = \frac{\pi(2k+1)}{N}$

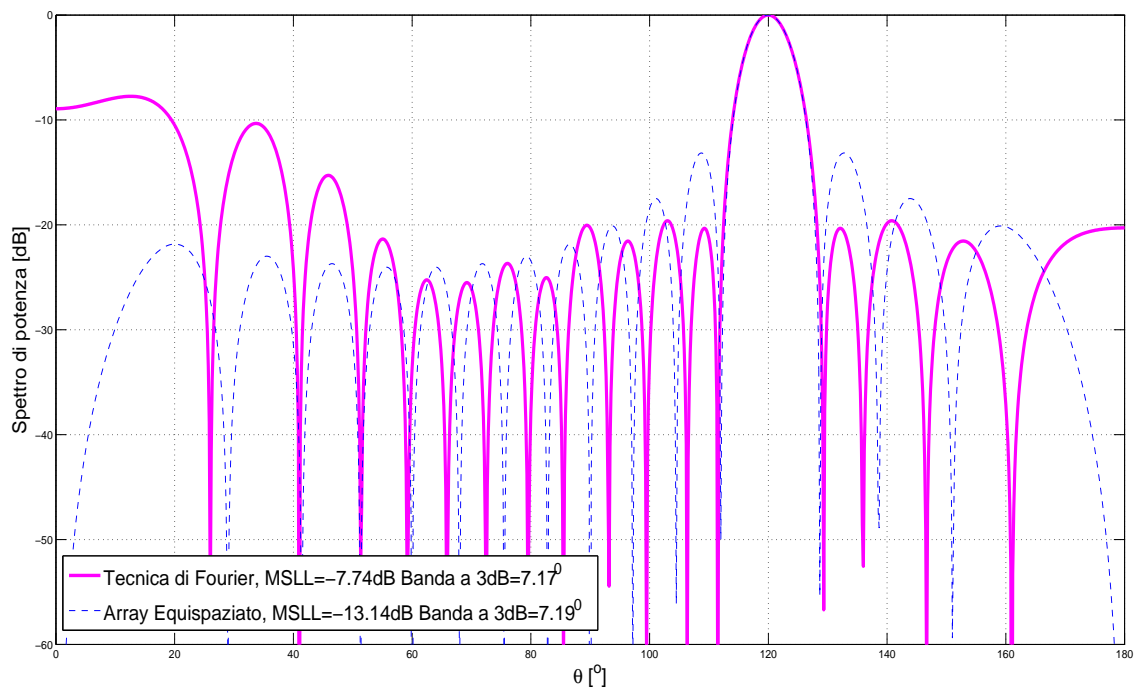
$$e_n = A \left(\frac{N}{\pi} \right)^3 \sum_{k=1}^K (-1)^k \frac{\sin \frac{\pi n}{2N} (2k+1)}{(2k+1)^2} \quad (3.8)$$

dove A è la quantità di cui sono ridotti i lobi. Il valore ottimale di A e K può essere trovato tramite prove sperimentali.

In figura 3.5 è mostrato il fattore di schiera (AF) di una schiera non equi-spaziata di 16 elementi ottenuta con la tecnica dei coefficienti di Fourier per $A=3e-2$ e $K=3$. Quando la schiera è puntata nella direzione $\theta_o = 90^\circ$, la schiera NUSLA ottimizzata con la tecnica di Fourier, a parità di banda rispetto al caso uniforme, ha un MSLI inferiore di 6.5dB. Quando invece la schiera viene puntata in direzione $\theta_o = 120^\circ$ (figura 3.5b), i lobi laterali crescono fino a superare il MSLI del caso uniforme. Questo avviene perché la tecnica di Fourier ottimizza la schiera per irradiare in direzione $\theta_o = 90^\circ$. In tabella 3.1 possiamo vedere le nuove posizioni assunte dagli elementi.



(a)



(b)

Figura 3.5: Il fattore di schiera ottimizzato tramite la tecnica di Fourier a confronto con il caso di una schiera equispaziata: a) Caso $\theta_o = 90^0$, b) Caso $\theta_o = 120^0$.

Elemento	Schiera Ottimizzata	Schiera Uniforme	Elemento	Schiera Ottimizzata	Schiera Uniforme
1	-4.3737 λ	-3.75 λ	9	0.1961 λ	0.25 λ
2	-3.5068 λ	-3.25 λ	10	0.4960 λ	0.75 λ
3	-2.5932 λ	-2.75 λ	11	0.9358 λ	1.25 λ
4	-1.8987 λ	-2.25 λ	12	1.3961 λ	1.75 λ
5	-1.3961 λ	-1.75 λ	13	1.8987 λ	2.25 λ
6	-0.9358 λ	-1.25 λ	14	2.5932 λ	2.75 λ
7	-0.4960 λ	-0.75 λ	15	3.5068 λ	3.25 λ
8	-0.1456 λ	-0.25 λ	16	4.3737 λ	3.75 λ

Tabella 3.1: Posizioni degli elementi della schiera ottimizzata in figura 3.5

3.1.2 Algoritmo di Gauss-Newton

L'algoritmo di Gauss-Newton rientra, insieme alla tecnica di Fourier, nella categoria delle tecniche deterministiche. L'algoritmo agisce sulla posizione delle singole antenne perturbando di una piccola quantità che varia ad ogni iterazione. L'obiettivo è calcolare un fattore di schiera con bassi lobi laterali che non subisca distorsioni quando viene cambiata la direzione di puntamento della schiera.

L'algoritmo è diviso in 2 fasi:

1. Si calcola la posizione delle antenne mediante la tecnica dei coefficienti di Fourier. Le posizioni trovate sono utilizzate come condizioni iniziali per il metodo iterativo di GaussNewton, in quanto ne rendono la convergenza più veloce;
2. Partendo dai risultati ottenuti al punto precedente, con il metodo iterativo di GaussNewton, si cerca ottenere un fattore di schiera ottimizzato che non subisca distorsioni quando la schiera punta in direzioni diverse dal Broad Side [2].

L'equazione (3.3) può essere riscritta come:

$$g(z_i) = p^{1D}(z_i) - p_{nu}^{1D}(z_i) = \sum_n e_n \left[\frac{2(z_i - z_0) \sin\left(\frac{(z_i - z_0) \cdot \frac{\pi}{2}}{N}\right)}{N} \right] \quad (3.9)$$

la funzione di costo diventa:

$$C_{GN_1} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L [g(z_i) - g_{des}(z_i)]^2 \quad (3.10)$$

dove $z_i = kd(\cos\theta_i)$ con $i=1,2,\dots,L$ e g_{des} è la differenza che si desidera avere tra il diagramma della schiera equi-spaziato originale e un diagramma di riferimento con il livello dei lobi laterali arbitrariamente inferiore. Il diagramma di riferimento nel programma implementato ha il lobo principale uguale al lobo della schiera equi-spaziata, mentre tutti lobi laterali hanno ampiezza pari ad un valore fissato (come nella finestra di Chebyshev). L'algoritmo di GaussNewton viene utilizzato per minimizzare la funzione di costo.

Se si rinomina la quantità $[g(z_i) - g_{des}(z_i)] = \varepsilon$ e si sviluppa in serie di Taylor $\varepsilon(z_i)$ si ottiene:

$$\frac{\partial \varepsilon(z_i)}{\partial e_n^k} [e_n^{k+1} - e_n^k] = \varepsilon^{k+1}(z_i) - \varepsilon^k(z_i) \quad (3.11)$$

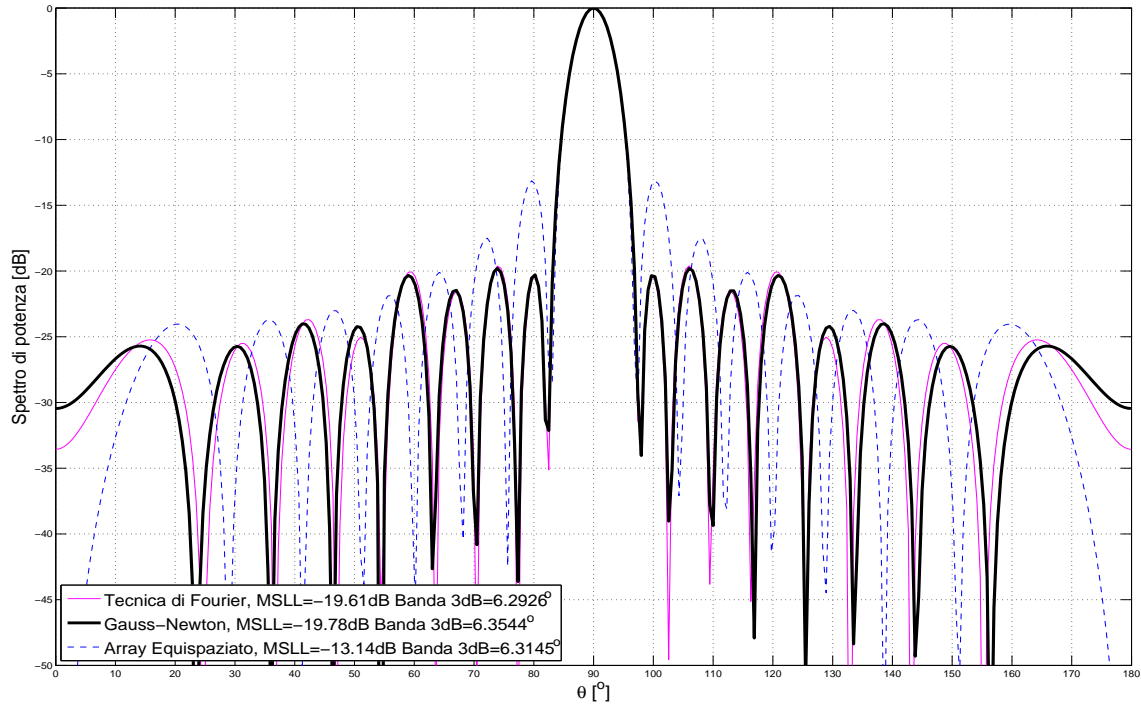


Figura 3.6: Fattore di schiera ottimizzato per $\theta_0 = 90^\circ$,

dove k è il numero dell'iterazione corrente. La forma matriciale dell'equazione (3.11) è data da:

$$\Omega^{k+1} = \Omega^k + J \cdot (E^{k+1} - E^k) \quad (3.12)$$

con $\Omega = [\varepsilon(z_1), \varepsilon(z_2), \dots, \varepsilon(z_L)]^T$ e $E = [e_1, e_2, \dots, e_{N-1}]^T$. Quindi, il vettore E_k desiderato è ottenuto minimizzando la seguente espressione non lineare ai minimi quadrati:

$$C_{GN_2} = \arg \min_{E^k} \frac{1}{2} \left\| \Omega^k + J \cdot (E^{k+1} - E^k) \right\|^2 \quad (3.13)$$

dove $\|\cdot\|$ è la norma euclidea. $\frac{\partial C_{GN_2}}{\partial E^k} = 0$ porta alla seguente soluzione:

$$E^{k+1} = E^k - \left[(J^T J)^{-1} J^T \right] \Omega^k. \quad (3.14)$$

Per una convergenza più stabile e veloce la (3.14) può essere riscritta come:

$$E^{k+1} = E^k - \eta \left[(\delta^2 I + J^T J)^{-1} J^T \right] \Omega^k \quad (3.15)$$

Dove $\eta = \eta_0 e^{-rk}$, r e η_0 sono costanti fisse, I è la matrice identità e δ è una costante molto piccola che serve ad evitare che J sia mal condizionata. Il vettore E^1 di partenza ha come elementi le perturbazioni e_n calcolate tramite la formula di Fourier. L'equazione (3.15) viene iterata finché l'errore commesso non

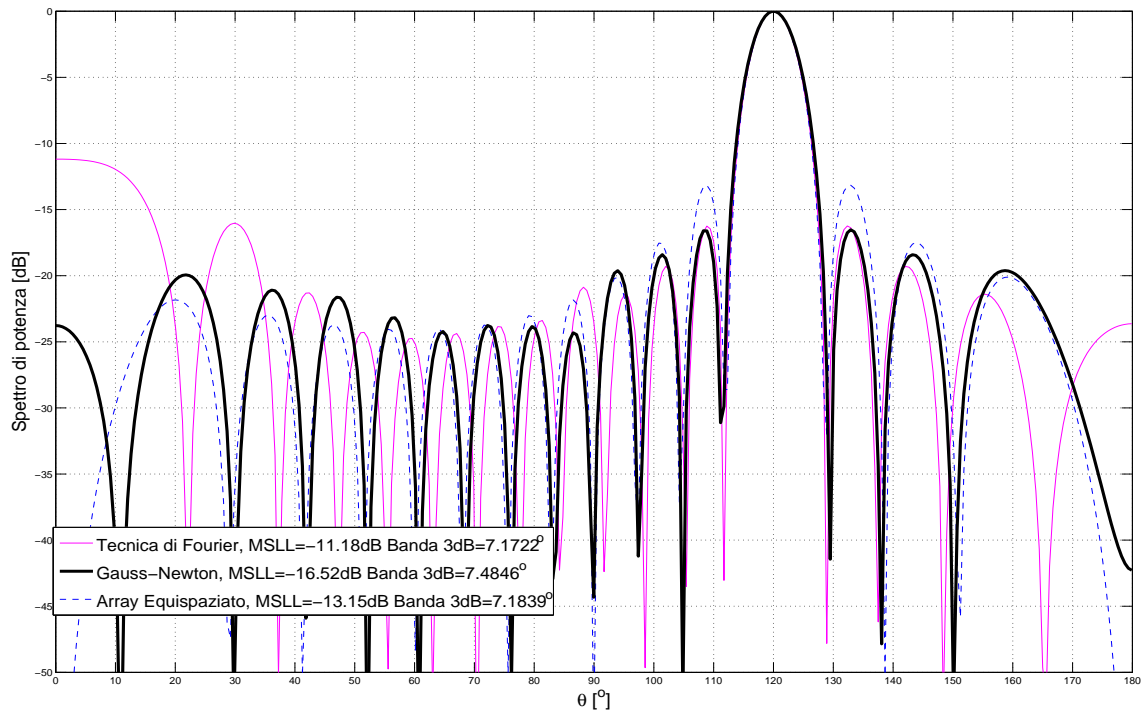


Figura 3.7: Fattore di schiera ottimizzato per $\theta_0 = 120^\circ$

diventa sufficientemente piccolo:

$$RE = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^L \left| p_{nu}^{1D(k+1)}(\theta_i) - p_{nu}^{1D(k)}(\theta_i) \right|^2 < \gamma \quad (3.16)$$

dove γ è stata scelta pari a 10^{-4} .

Fattore di schiera calcolati con il metodo di Fourier e l'algoritmo di Gauss-Newton sono messi a confronto con il fattore di schiera di una schiera equi-spaziata avente lo stesso numero di elementi N in figura 3.6. In direzione Broad Side sia il metodo di Gauss-Newton che la tecnica di Fourier, a parità di lobo principale, riescono a ridurre il massimo lobo laterale di oltre 6.5dB.

Quando la schiera viene puntata in una direzione θ_0 si può vedere come il metodo di Fourier provochi la comparsa di lobi laterali di grandezza comparabile al MSL della schiera equi-spaziata; il metodo di Gauss-Newton invece ottiene un basso MSL evitando che gli altri lobi crescano. In definitiva quindi l'algoritmo di Gauss-Newton riesce ad ottimizzare il fattore di schiera per la direzione di puntamento scelta. Bisogna tenere presente però che la schiera calcolata con questa tecnica risulta ottimizzata per una determinata direzione di puntamento θ_0 (in figura 3.7 $\theta_0 = 120^\circ$), ma se la schiera viene puntato in una direzione diversa da θ_0 i lobi laterali potrebbero comunque crescere in modo incontrollato. Infatti, la crescita dei lobi laterali avviene quando la schiera viene puntata in una direzione diversa da quella per cui è stata ottimizzata. Nella sezione 3.3 sarà effettuato uno studio più approfondito del comportamento delle NUSLA al variare della direzione di puntamento.

Le principali caratteristiche dell'algoritmo di Gauss-Newton sono:

Velocità: Generalmente l'algoritmo converge con al massimo 20 iterazioni quindi è molto efficiente.

Efficacia: A parità di banda a 3dB, rispetto ad una schiera uniforme, l'algoritmo di Gauss-Newton riesce a diminuire di svariati dB i lobi laterali.

Questo algoritmo però soffre di alcune limitazioni:

Dipendenza dalle condizioni iniziali: i risultati ottenuti dipendono fortemente dalle condizioni iniziali ovvero le perturbazioni degli elementi trovate con la formula di Fourier ed il diagramma di riferimento g_{des} utilizzato.

Angolo di ottimizzazione: La schiera calcolata risulta ottimizzata per una determinata direzione θ_0 . Se la schiera viene puntata in una direzione diversa da quella per cui è stato ottimizzata c'è la possibilità che si verifichi un aumento dei lobi laterali.

Minimo locale: Può capitare che l'algoritmo, invece di avvicinarsi progressivamente all'ottimo globale, si fermi in un minimo locale della funzione di costo.

3.1.3 Algoritmo Genetico

Gli algoritmi genetici rientrano nella categoria delle tecniche aleatorie dal momento che sia le condizioni iniziali sia i passaggi intermedi utilizzano valori scelti in modo casuale. Le tecniche deterministiche, data una condizione iniziale, trovano la soluzione corrispondente nello spazio delle soluzioni tramite regole determinate; le tecniche aleatorie invece, utilizzando quantità scelte in modo casuale, ogni volta che vengono applicate ad un problema convergono ad una diversa soluzione dello spazio delle soluzioni. La casualità introdotta nei passi dell'algoritmo ha quindi come conseguenza di eliminare la dipendenza dalle condizioni iniziali del problema e di realizzare una ricerca estensiva nello spazio delle soluzioni.

L'obiettivo dell'algoritmo genetico è di minimizzare una funzione di costo variando la posizione dei singoli elementi d'antenna. I passi dell'algoritmo sono:

1. Si genera la popolazione iniziale, ovvero un set di valori da ottimizzare. Questa stringa di valori è detta *cromosoma* o *individuo*; ogni elemento del cromosoma relativo ad un singolo valore è detto *gene*.
2. Per ogni individuo è valutata la funzione di costo scelta;
3. In base alla funzione di costo vengono scelti gli individui adatti a dare vita alle nuove generazioni tramite l'operazione di cross-over;
4. Le nuove generazioni sono sottoposte a mutazione;
5. Si itera il procedimento fin tanto che la soluzione ottima resta la stessa per un certo numero di iterazioni consecutive o si è raggiunto un numero massimo di iterazioni;

La popolazione iniziale, formata dalle posizioni delle singole antenne, è generata in modo casuale.

Ad ogni individuo, tramite la valutazione della funzione di costo, viene assegnato un valore che ne indica l'idoneità come soluzione. È stata scelta una funzione di costo che minimizza il MSL. Più questo valore è basso, migliore è la soluzione. La soluzione inoltre è soggetta al vincolo per cui, se il lobo principale si allarga rispetto al lobo principale di una schiera equi-spaziata, equi-alimentata e con lo stesso numero di

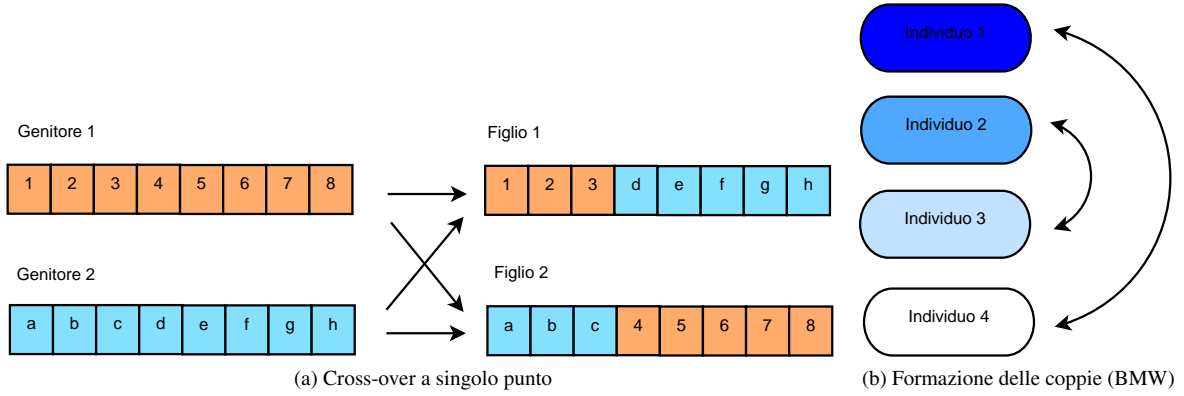


Figura 3.8: Creazione delle nuove generazioni

elementi, la soluzione viene scartata. Dato una schiera di N antenne ed il vettore $\bar{e} = [e_1, e_2, \dots, e_N]$ delle perturbazioni delle posizioni degli elementi d'antenna, la funzione di costo è:

$$C_{GA_1}(\bar{e}) = \begin{cases} MSL_L(\bar{e}) & \text{Se } |BW_{3dB}^{GA}(\bar{e}) - BW_{3dB}^U| < t \\ \infty & \text{Se } |BW_{3dB}^{GA}(\bar{e}) - BW_{3dB}^U| > t \end{cases} \quad (3.17)$$

Dove BW_{3dB}^{GA} è la banda a 3dB della schiera calcolata con l'algoritmo genetico, BW_{3dB}^U è la banda a 3dB della schiera uniforme con lo stesso numero N di elementi e t è un valore scelto arbitrariamente.

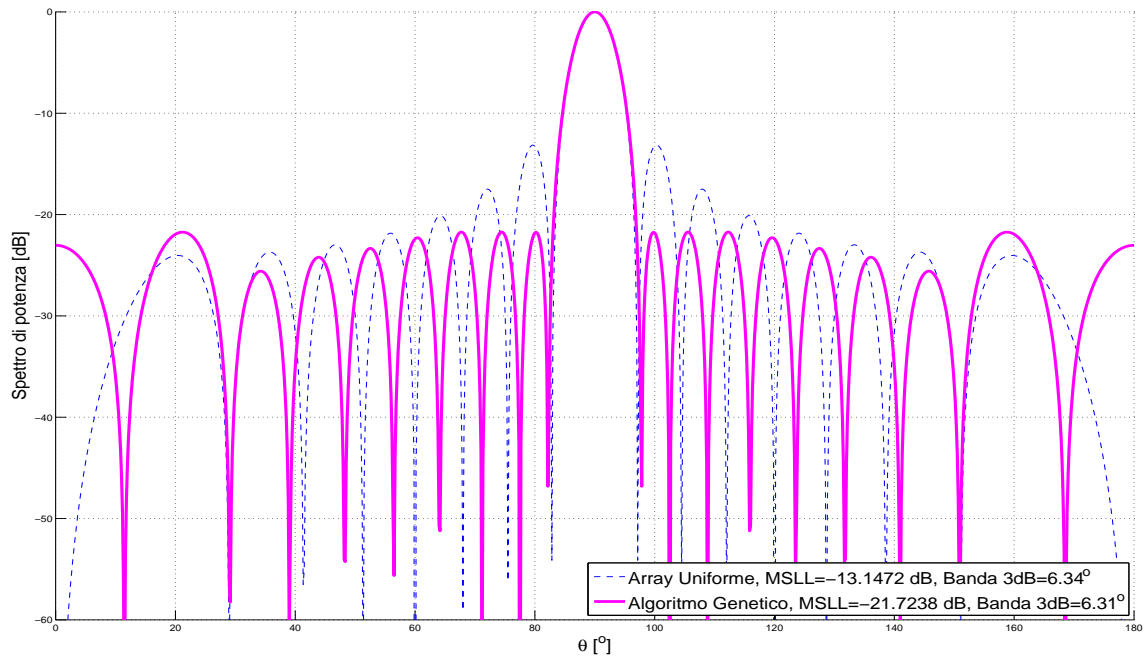
La scelta della funzione da utilizzare varia a seconda delle esigenze progettuali. Questa funzione è stata scelta in quanto è particolarmente adatta per confrontare i risultati ottenuti con l'algoritmo genetico con quelli trovati con Gauss-Newton. Infatti la funzione di costo di Gauss-Newton minimizza la differenza ai minimi quadrati tra un diagramma di riferimento g_{des} e quello del fattore di schiera calcolato iterativamente (equazione (3.10)). Il g_{des} utilizzato ha la banda a 3dB di una schiera equi-spaziata ed equi-alimentata ed il $MSLL$ fissato ad un valore massimo.

Invece di utilizzare dei vincoli è possibile utilizzare una funzione di costo multi-obiettivo. Le funzioni multi-obiettivo cercano di ottimizzare simultaneamente uno o più criteri in conflitto tra loro. Una possibile funzione multi-obiettivo è la somma pesata di vari criteri di costo:

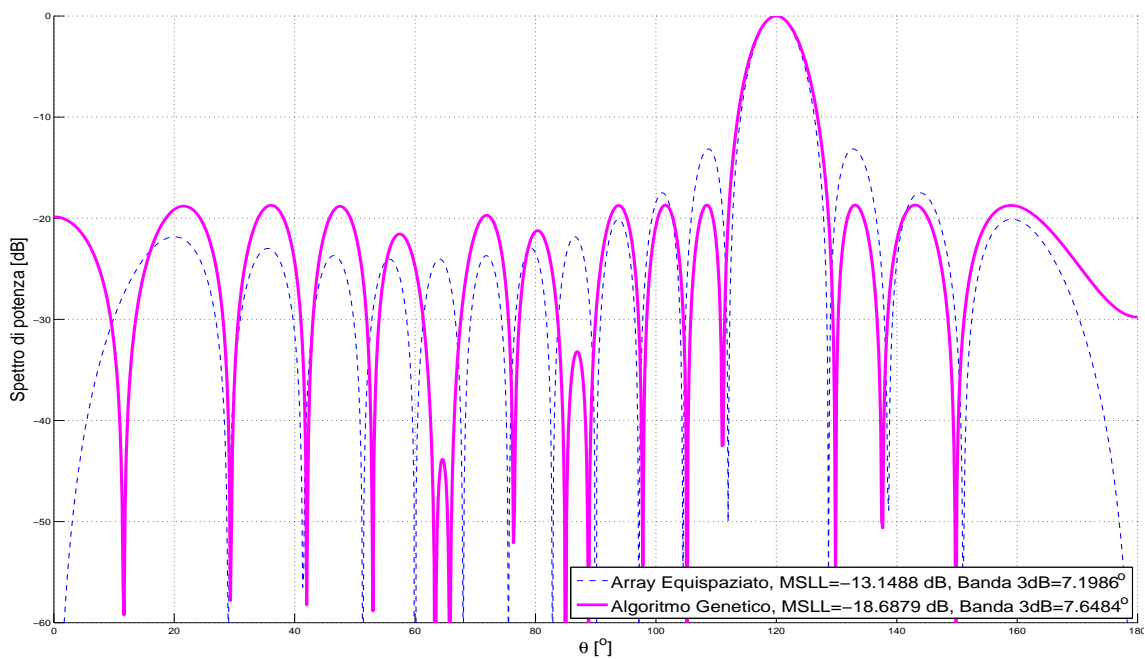
$$C_{GA_2}(\bar{e}) = w_1 \frac{MSLL_U}{MSLL_{GA}(\bar{e})} + w_2 |BW_{3dB}^{GA}(\bar{e}) - BW_{3dB}^U| \quad (3.18)$$

i coefficienti w_1 e w_2 sono i pesi da assegnare ai due obiettivi. Le funzioni di costo ottenute facendo una somma pesata di vari obiettivi sono un esempio di funzione multi-obiettivo molto semplice.

Una volta calcolata la funzione di costo, per creare le nuove generazioni, vengono scelti gli individui adatti alla riproduzione e vengono formate le coppie di cromosomi genitori. Per scegliere i cromosomi adatti alla riproduzione è stato scelto il metodo detto *decimazione della popolazione*; questo metodo consiste nell'ordinare i cromosomi in base al loro costo e scegliere i migliori. Per formare le coppie di genitori invece viene usato il metodo *BMW (Best Mates Worst)*. Il metodo *BMW* consiste nell'ordinare



(a)



(b)

Figura 3.9: Fattore di schiera di schiera da 16 elementi le cui spaziature sono state calcolate con l'algoritmo genetico: a) Fattore di schiera puntato a $\theta_0 = 90^\circ$, b) Fattore di schiera puntato a $\theta_0 = 120^\circ$.

gli individui in base al valore della funzione di costo e di formare delle coppie tra il primo individuo e l'ultimo, il secondo e il penultimo e così via (figura 3.8b).

A questo punto viene eseguita l'operazione di cross-over: ogni coppia di genitori si scambia materiale genetico con una data probabilità di cross-over. In questo algoritmo è stato implementato l'operatore di

cross-over a singolo punto. Ogni cella della figura 3.8a rappresenta la perturbazione della posizione di una singola antenna; il numero di celle rispetto alle quali viene applicato l'operatore di crossover è scelto casualmente.

Nell'algoritmo viene impiegato il meccanismo dell'*elitarismo*. L'elitarismo è un meccanismo per cui i migliori membri della generazione precedente vengono inseriti nella nuova generazione. Questo meccanismo fa sì che le soluzioni valide trovate alla generazione precedente non vadano perse, facilitando così la convergenza.

Infine ogni gene di ogni individuo della nuova generazione ha una data probabilità di essere sottoposto a mutazione (*probabilità di mutazione*). Il gene mutato subirà un cambiamento pari ad una percentuale del suo valore scelta casualmente tra 80% e 120%.

I parametri principali dell'algoritmo sono [14]:

- Popolazione iniziale: 70 individui;
- Numero massimo di generazioni: 250;
- Probabilità di cros-sover: 0.8;
- Probabilità di mutazione: 0.015;
- Numero di individui per il meccanismo di elitarismo: 6.

In figura 3.9a e 3.9b sono mostrati alcuni fattori di schiera calcolati utilizzando l'algoritmo genetico descritto; le nuove posizioni degli elementi sono mostrate in tabella 3.2. I risultati ottenuti sono migliori dei precedenti calcolati con Gauss-Newton, infatti il massimo lobo laterale è sceso di 2dB a parità di banda a 3dB. Anche nel caso in cui la schiera sia puntata a $\theta_0 = 120^\circ$ (figura 3.9b) si verifica un miglioramento delle prestazioni: a parità di banda si ottiene una diminuzione del MSLL di 3dB.

Elemento	Schiera Ottimizzata	Schiera Uniforme	Elemento	Schiera Ottimizzata	Schiera Uniforme
1	-4.1447 λ	-3.75 λ	9	0.2304 λ	0.25 λ
2	-3.3675 λ	-3.25 λ	10	0.6252 λ	0.75 λ
3	-2.6327 λ	-2.75 λ	11	1.1005 λ	1.25 λ
4	-2.0672 λ	-2.25 λ	12	1.5395 λ	1.75 λ
5	-1.5395 λ	-1.75 λ	13	2.0672 λ	2.25 λ
6	-1.1005 λ	-1.25 λ	14	2.6327 λ	2.75 λ
7	-0.6252 λ	-0.75 λ	15	3.3675 λ	3.25 λ
8	-0.2304 λ	-0.25 λ	16	4.1447 λ	3.75 λ

Tabella 3.2: Posizioni degli elementi di una schiera ottimizzata tramite algoritmo genetico

3.1.4 Analisi dei risultati

A seconda dei parametri dati in ingresso ai due algoritmi esaminati (Gauss-Newton e l'algoritmo genetico) si trova un diverso spazio delle soluzioni possibili. Per confrontare i due algoritmi bisogna considerare non solo i fattori di schiera mostrati nelle figure, ma l'intero spazio delle soluzioni dell'algoritmo stesso. Infatti ognuno dei fattori di schiera mostrati rappresenta un unico punto dello spazio delle soluzioni, quindi per confrontare i due algoritmi è necessario confrontare le soluzioni trovate nel loro insieme.

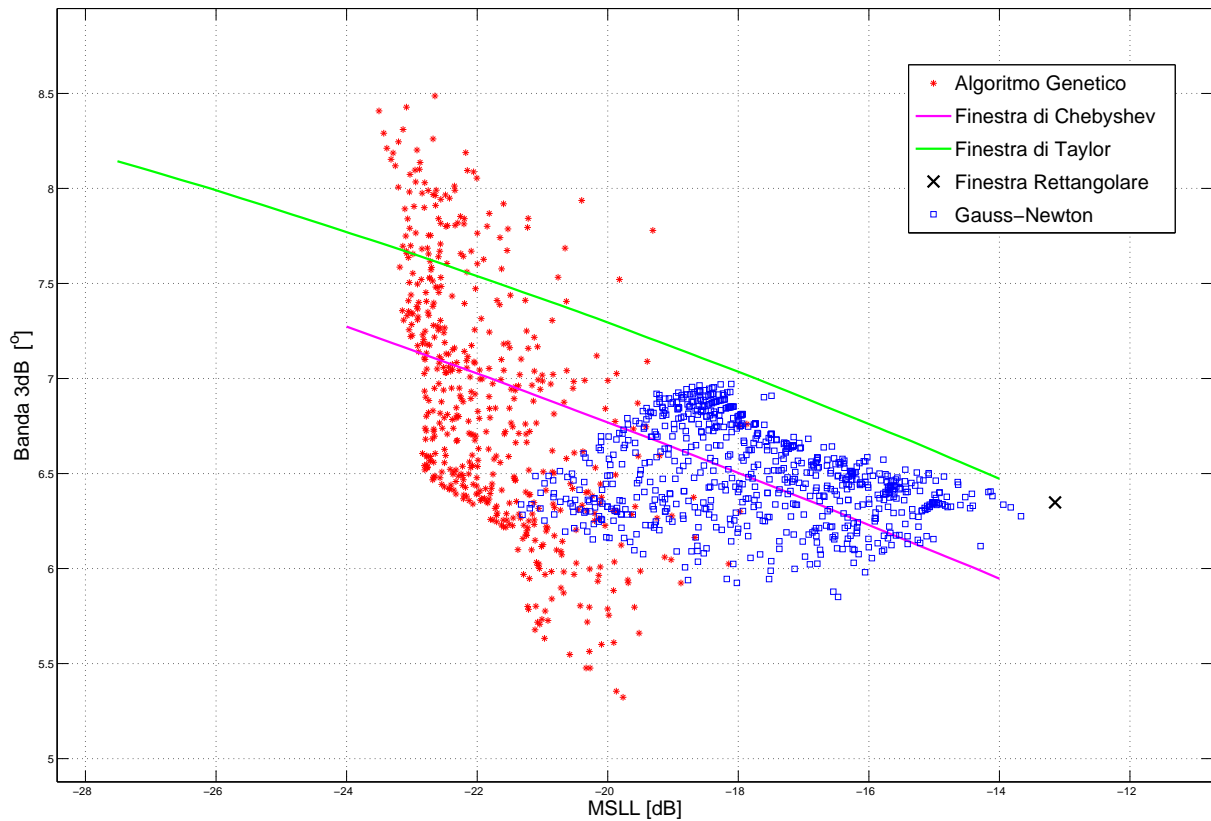


Figura 3.10: Spazio delle soluzioni

Lo spazio delle soluzioni può essere rappresentato in funzione di alcune variabili, le più significative in questo caso sono le grandezze che caratterizzano la funzione di costo utilizzata. L'algoritmo dalle prestazioni migliori sarà infatti quello che riesce a soddisfare meglio la funzione di costo.

Ogni punto del grafico 3.10 rappresenta una possibile soluzione degli algoritmi. Nel caso dell'algoritmo genetico, la casualità intrinseca dell'algoritmo stesso fa sì che l'algoritmo converga ogni volta ad un risultato differente dal precedente, nonostante la funzione di costo utilizzata sia la stessa. Dal momento che invece l'algoritmo di Gauss-Newton è una tecnica deterministica, ad ogni condizione iniziale data in ingresso all'algoritmo corrisponde una soluzione unica; per ottenere lo spazio delle soluzioni mostrato in figura 3.10 sono stati fatti variare i parametri A e $MSLL_{g_{des}}$. Il parametro A influenza il calcolo delle posizioni iniziali degli elementi, mentre il parametro $MSLL_{g_{des}}$ determina il livello dei lobi laterali del diagramma di riferimento (l'algoritmo di Gauss-Newton minimizza la differenza ai minimi quadrati tra il diagramma di riferimento e quello calcolato iterativamente). $MSLL$ è compreso tra -25dB e -50dB , mentre A varia da 10^{-3} a $5 \cdot 10^{-2}$. L'intervallo di valori assunti dai parametri $MSLL$ ed A è stato scelto in base a prove sperimentali poiché la soluzione dell'algoritmo dipende in modo non lineare dai valori scelti per la simulazione.

Inoltre in figura 3.10 sono anche rappresentati i punti ricavati con le funzioni finestra più comuni per dimostrare l'efficacia degli algoritmi proposti. Mentre i coefficienti della finestra rettangolare, dato un numero N di antenne, sono determinati, per calcolare le alimentazioni delle finestre di Chebyshev e Taylor si usano delle formule analitiche che, oltre al numero di antenne, dipendono dal $MSLL$ che si vuole ottenere. Per ottenere le curve in figura 3.10 il numero di antenne è stato posto $N=16$, mentre il $MSLL$ è stato fatto variare. Ogni punto della curva magenta e verde quindi corrisponde ad una delle soluzioni, rispettivamente

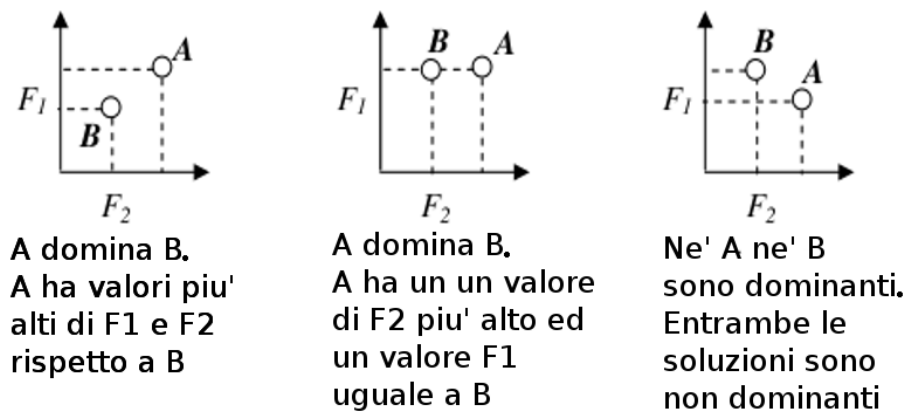


Figura 3.11: Esempio di soluzione dominante

della finestra di Chebyshev e Taylor, calcolate con un MSLD differente. Il grafico mostra che sia l'algoritmo di Gauss-Newton che l'algoritmo genetico ottengono dei fattori di schiera con caratteristiche *dominanti* a quelle ottenibili con una funzione finestra.

Dal momento che gli algoritmi di ottimizzazione devono raggiungere obiettivi in conflitto tra loro, le soluzioni ottime sono tali se non esistono delle soluzioni che siano superiori ad esse quando tutti gli obiettivi sono considerati simultaneamente (figura 3.11); le soluzioni che rispondono a queste caratteristiche sono dette dominanti. Quindi, dal momento che esistono soluzioni degli algoritmi di ottimizzazione sono migliori, sia in termini di banda a 3dB sia in termini di MSLD (ovvero sono dominanti), rispetto a quelle ricavate con le tecniche classiche di sintesi dei fattori di schiera, le tecniche di ottimizzazione si sono dimostrate più adatte soddisfare i requisiti richiesti dalla funzione di costo. Allo stesso modo, esistono alcune soluzioni dell'algoritmo genetico che sono dominanti rispetto a quelle ricavate con la tecnica di Gauss-Newton, quindi quest'ultimo ha prestazioni inferiori.

Gli algoritmi di ottimizzazione presentati però, alterando la spaziatura degli elementi, possono provocare un aumento dell'ingombro totale della schiera. Dal momento che le dimensioni fisiche della schiera in alcune applicazioni possono essere sottoposte a dei vincoli, nella progettazione di una schiera non equi-spaziata bisogna tenere conto delle dimensioni finali della schiera stessa.

Nel metodo di Gauss-Newton i parametri che influenzano la soluzione finale sono il parametro A ed il parametro $MSLL_{g_{des}}$. In figura 3.12 quindi è mostrato lo spazio delle soluzioni della tecnica di Gauss-Newton al variare di A e MSLD; le soluzioni mostrate si riferiscono ad schiere ottimizzate in direzione Broad Side. Ad ogni circoletto blu corrisponde una soluzione dell'algoritmo, mentre i puntini colorati sono alcune delle soluzioni dominanti.

Nei grafici in figura 3.12 sono rappresentate, nella figura superiore, le soluzioni rispetto alla banda a 3dB e alla lunghezza percentuale occupata rispetto ad una USLA (Uniformly Spaced Linear Array), mentre nella figura inferiore le soluzioni sono rappresentate rispetto alla banda a 3dB e il MSLD.

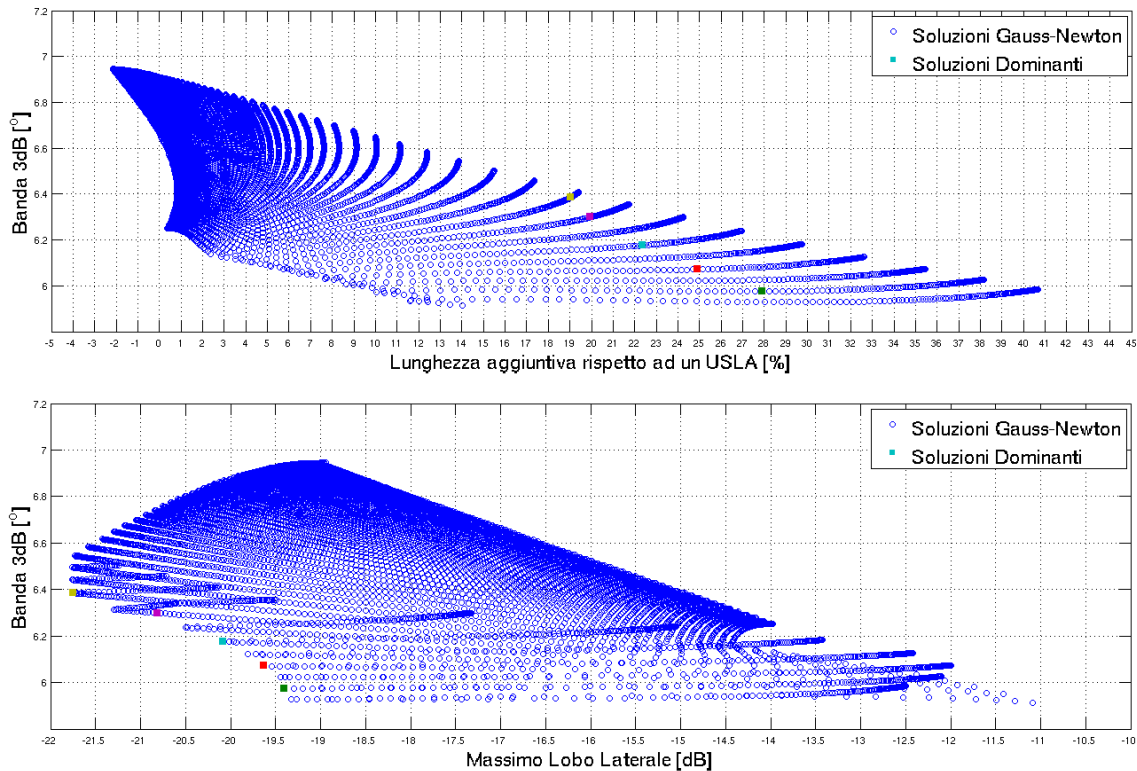


Figura 3.12: Spazio delle soluzioni dell' algoritmo di Gauss-Newton, ottimizzato per $\theta_0 = 90^\circ$, al variare di A e MSL

I punti colorati nelle due figure corrispondono alla stessa soluzione che però è rappresentata rispetto grandezze diverse. Si può notare come, al diminuire della banda, il costo della soluzione in termini di lunghezza percentuale occupata aumenti di una quantità che varia dal 19% al 28%.

In figura 3.13 sono mostrate le soluzioni dell' algoritmo genetico. Le soluzioni sono visualizzate rispetto le stesse grandezze utilizzate per il metodo di Gauss-Newton.

Si può notare come la lunghezza aggiuntiva occupata vari dal -10% al 46%. Come accadeva nel caso dell' algoritmo di Gauss-Newton, la lunghezza della schiera dipende fortemente dalla banda a 3dB; lo spazio occupato varia in modo inversamente proporzionale con la larghezza del lobo. Rispetto al caso dell' utilizzo di Gauss-Newton quindi, dal momento che l' escursione tra la banda a 3dB massima e minima in cui sono comprese le soluzioni dominanti è maggiore, anche la larghezza occupata dalla schiera sarà compresa in un intervallo di valori più ampio.

Il punto viola scuro nel grafico 3.12 ha banda a 3dB pari a 6.3° , MSL -20.8dB e lo spazio occupato dalla schiera è del 20% superiore alla corrispettiva USLA. Il punto viola scuro sul grafico 3.13 ha anch'esso una banda a 3dB di 6.3° , ma MSL è -21.9dB e la lunghezza aumenta del 22%. A parità di banda a 3dB Gauss-Newton occupa meno spazio perché ha un valore di MSL più alto della soluzione genetica. Quindi migliore è la soluzione in termini di funzione di costo, maggiore sarà la lunghezza della schiera.

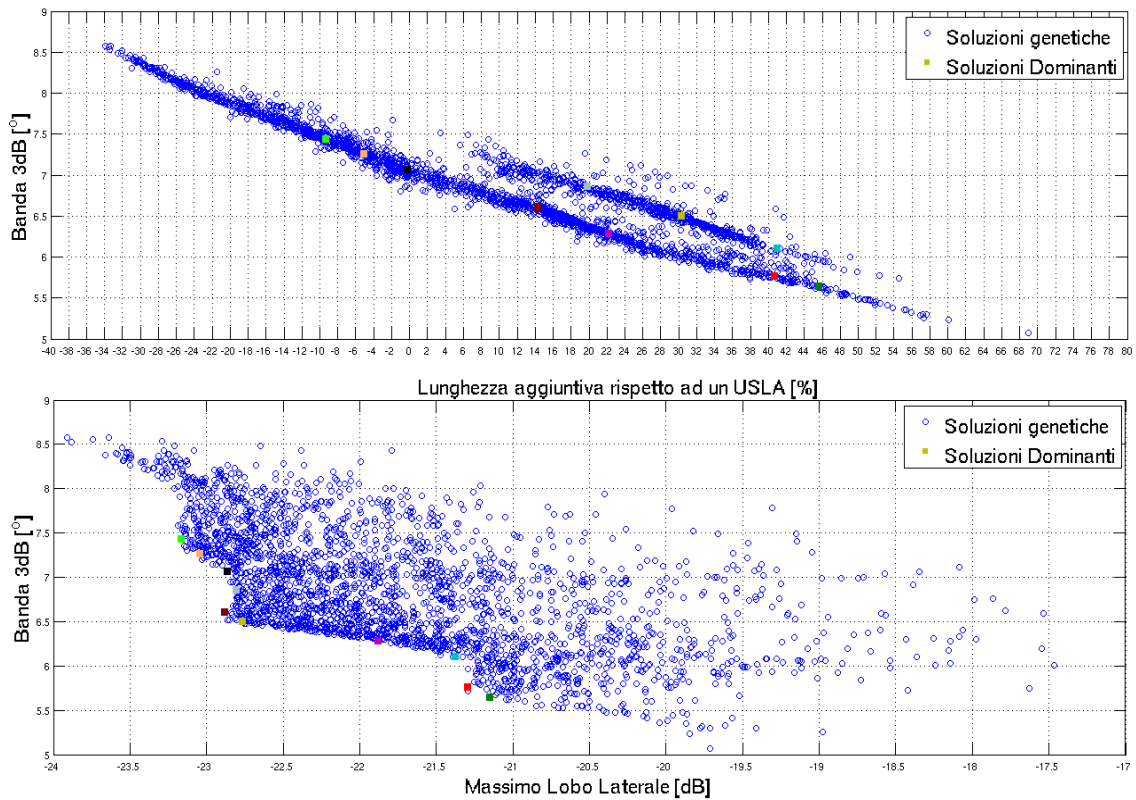


Figura 3.13: Spazio delle soluzioni dell'algorithm genetico

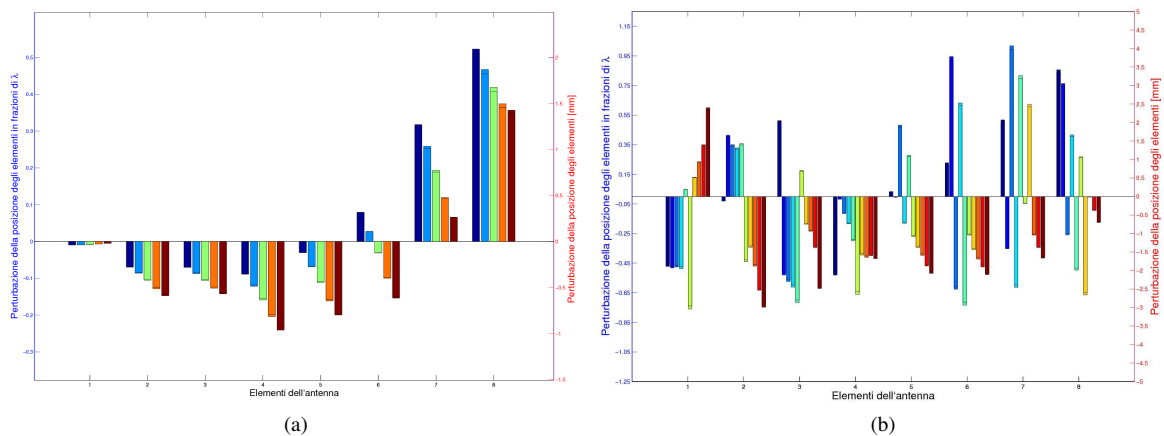


Figura 3.14: Istogramma della perturbazione della posizione degli elementi: a) Metodo di Gauss-Newton, b) Algoritmo genetico.

In figura 3.14 è mostrato come varia la quantità di cui sono perturbati gli elementi nelle varie soluzioni dominanti. Sull'asse delle ascisse vengono rappresentati gli elementi della schiera (ne vengono mostrati $N/2$ in quanto la schiera è simmetrica). Ad ogni elemento corrispondono più colonne dell'istogramma, una per ogni soluzione dominante. La quantità di cui viene perturbata la posizione di un elemento della schiera è espresso sia in millimetri (sull'asse destro) che in frazioni della lunghezza d'onda (sull'asse sinistro).

In definitiva quindi, la lunghezza occupata dalla soluzione non dipende dal metodo usato ma dalle caratteristiche del fattore di schiera. Le soluzioni ottenute tramite Gauss-Newton sono migliori in prestazioni rispetto alla USLA e comportano un'espansione in lunghezza che è contenuta [19% 28%]. La lunghezza delle schiere calcolate con l'algoritmo genetico invece varia in modo sostanziale, in questo modo diventa necessario per il progettista fare un compromesso tra le caratteristiche della soluzione e l'ingombro totale.

Gauss-Newton:	Algoritmo Genetico:
<ul style="list-style-type: none"> • Veloce; • Permette di ottenere un fattore di schiera con bassi MSLI; • Rischia, durante la ricerca della soluzione ottima, di rimanere bloccato in un minimo locale; • Il risultato ottenuto dipende fortemente dalle condizioni iniziali date in ingresso all'algoritmo; 	<ul style="list-style-type: none"> • è più lento rispetto agli algoritmi deterministici; • Permette di controllare facilmente il compromesso tra banda a 3dB e MSLI; • Effettua una ricerca estensiva nello spazio delle soluzioni; • Essendo basato sul semplice calcolo della funzione di costo è facilmente applicabile ad una vasta gamma di problemi;

3.2 Schiere con alimentazioni non uniformi

Nelle sezioni precedenti è stato impiegato l'algoritmo genetico per calcolare la spaziatura degli elementi di una schiera il cui il fattore di schiera minimizzi la funzione di costo data; in questa sezione verrà indagata la possibilità di utilizzare questo algoritmo scegliendo come variabile, non la spaziatura (che è tenuta uniforme), ma i coefficienti dell'alimentazione.

In questa analisi verranno confrontate le prestazioni delle finestre conosciute, ricavate per via analitica, e le soluzioni dell'algoritmo genetico.

Dato il set di coefficienti $\bar{a} = [a_1, a_2, \dots, a_N]$, dove N è il numero di antenne, le funzioni di costo utilizzate sono:

$$C_{GA_2}(\bar{a}) = w_1 \frac{MSLU}{MSLGA(\bar{a})} + w_2 |BW_{3dB}^{GA}(\bar{a}) - BW_{3dB}^U|. \quad (3.19)$$

Un fattore di schiera, per avere un basso costo utilizzando la funzione $C_{GA_2}(\bar{a})$, deve avere il massimo lobo laterale (MSLI) del valore più basso possibile e una banda a 3dB non troppo elevata. Nel capitolo 1 è stato mostrato che bassi valori dei lobi laterali e un lobo principale stretto siano dei requisiti in conflitto tra loro. L'unico lobo che contribuisce al calcolo della funzione di costo è il lobo dal valore più elevato, ma dal momento che la banda a 3dB deve essere limitata, l'unico modo per avere una bassa funzione di costo è agire sui rimanenti lobi. Come risultato il diagramma tenderà ad avere tutti i lobi laterali allo stesso livello (come nel caso della funzione di costo dell'equazione (3.18)).

L'algoritmo genetico applicato per calcolare i coefficienti dell'alimentazione è sostanzialmente identico a quello utilizzato per calcolare le perturbazioni della posizione degli elementi d'antenna, l'unica differenza

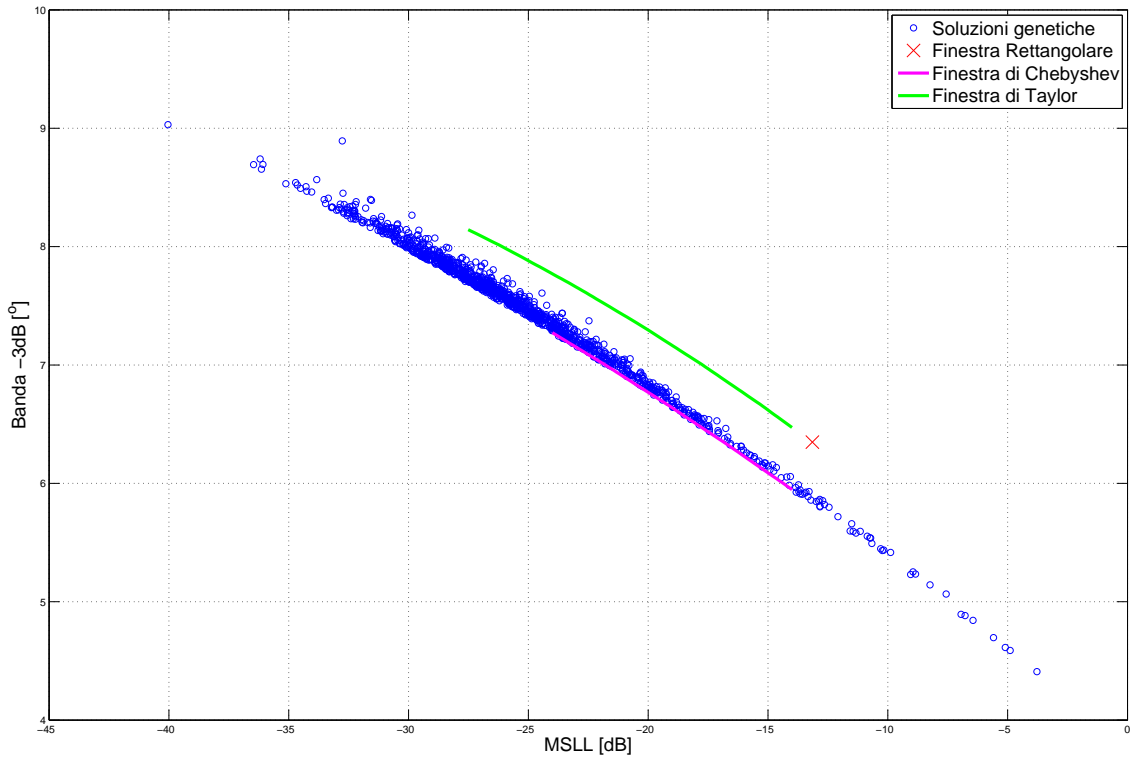


Figura 3.15: Spazio delle soluzioni della funzione di costo (3.19)

è l'utilizzo di una codifica binaria invece che reale per i cromosomi della popolazione. L'alimentazione di ciascuna antenna infatti non è rappresentata da un numero reale ma è discretizzata dal momento che, nell'implementazione hardware, i pesi della schiera sono salvati in una memoria e quindi sono quantizzati. Per codificare i bit è possibile scegliere se utilizzare la codifica di Gray o quella binaria. Non esiste un modo a priori per sapere se una determinata codifica migliori la convergenza perché dipende dalla funzione di costo [5]. Entrambi i sistemi di codifica sono stati implementati nell'algoritmo ma, dal momento che nessuno dei due sistemi comporta un miglioramento significativo dei tempi di convergenza, per tutti i risultati presentati è stata utilizzata la codifica di Gray.

La mutazione, invece di cambiare il gene di un valore percentuale, semplicemente inverte il bit sottoposto a mutazione. La codifica è stata effettuata utilizzando 8 bit.

Una soluzione dell'algoritmo è migliore di un'altra se ha un costo inferiore a parità di funzione di costo utilizzata. La funzione di costo $C_{GA_2}(\bar{a})$ dipende dalla banda a 3dB e dal MSLL, quindi in figura 3.15 le soluzioni sono state rappresentate secondo queste due grandezze. È evidente che la funzione di Chebyshev, che per un dato livello dei lobi laterali restituisce la soluzione con il lobo principale inferiore, sia la risposta analitica alla funzione di costo $C_{GA_2}(\bar{a})_1$. L'algoritmo genetico tende infatti a generare delle soluzioni con prestazioni simili a quelle della finestra di Chebyshev senza mai riuscire a migliorarle.

3.2.1 Esempi di funzioni di costo

La funzione di costo utilizzata varia a secondo dell'applicazione per rispondere alle diverse esigenze progettuali. In questa sezione, per studiare la capacità dell'algoritmo genetico di adattarsi alle diverse

applicazioni, verranno presentati i risultati ottenuti con una diversa funzione di costo.

$$C_{GA_3}(\bar{a}) = \int_0^\pi |\theta - \theta_0|^\alpha \cdot |AF(\theta)|^2 d\theta. \quad (3.20)$$

La funzione $C_{GA_3}(\bar{a})$ minimizza l'energia del fattore di schiera pesata per una funzione che cresce quando ci si allontana dalla direzione θ_0 nella quale punta la schiera. Più i lobi sono lontani dal lobo principale e maggiore è peso che gli viene attribuito cresce, quindi per ottenere un costo basso i lobi esterni devono essere piccoli. Come risultato i lobi laterali del diagramma risultante decresceranno all'allontanarsi dal

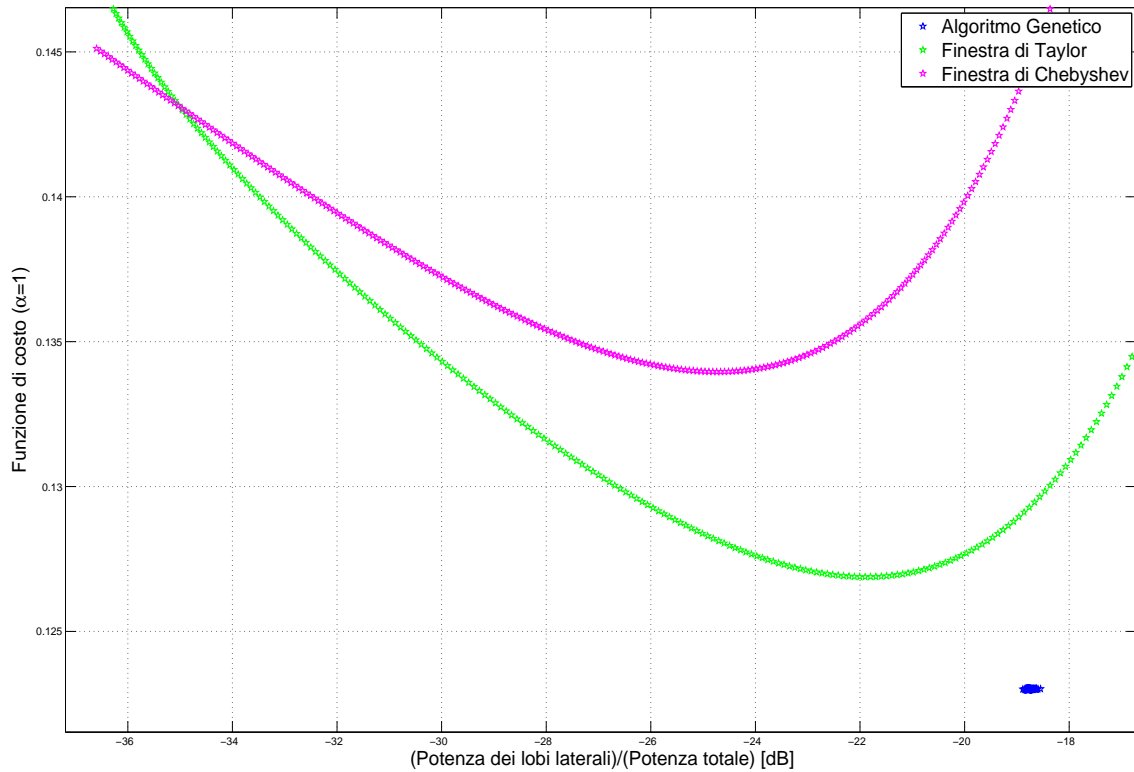


Figura 3.16: Spazio delle soluzioni della funzione di costo (3.20) con $\alpha = 1$

lobo principale. Il parametro α può assumere valore 1 o 2 in caso che la funzione usata per pesare il fattore di schiera sia di tipo lineare o quadratico.

I risultati della funzione di costo $C_{GA_3}(\bar{a})$ sono rappresentati in un grafico (figura 3.16 e 3.17) che ha sull'asse delle ascisse la potenza dei lobi secondari rispetto alla potenza totale, e sulle ordinate il valore della funzione di costo stessa. In figura sono anche state rappresentate le soluzioni calcolate con la funzione finestra di Chebyshev e Taylor. Come in figura 3.10, ogni punto della curva verde e magenta corrisponde ad una schiera i cui pesi sono stati calcolati per valori di MSLD differenti. Per ognuno di quelle schiere è stato calcolato il valore della funzione di costo e la potenza dei lobi laterali rispetto a quella totale, i risultati ottenuti sono i punti della curve verde e magenta mostrate in figura.

Nell'equazione (3.19) si parlava di soluzioni dominanti in quanto la funzione di costo, per essere minimizzata, richiedeva di ottimizzare due quantità in conflitto tra loro. La soluzione quindi era ottima se non era superata da nessun'altra soluzione considerando entrambi gli obiettivi simultaneamente. In questo

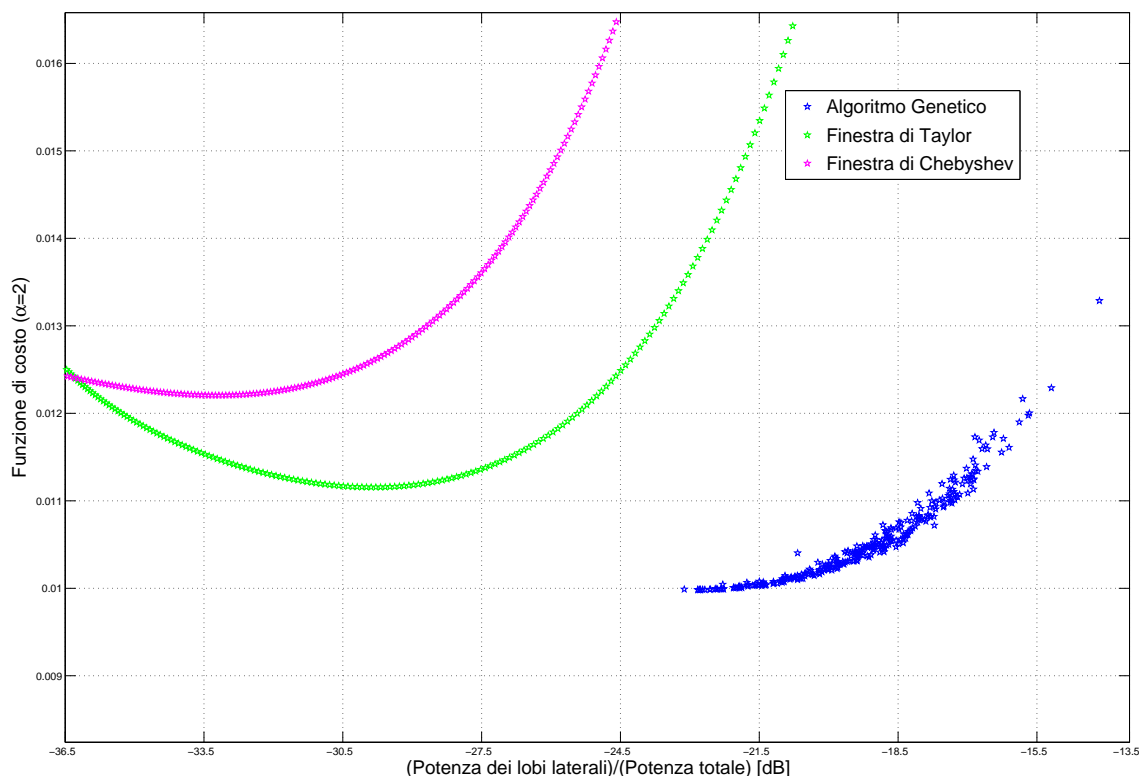


Figura 3.17: Spazio delle soluzioni della funzione di costo (3.20) con $\alpha = 2$

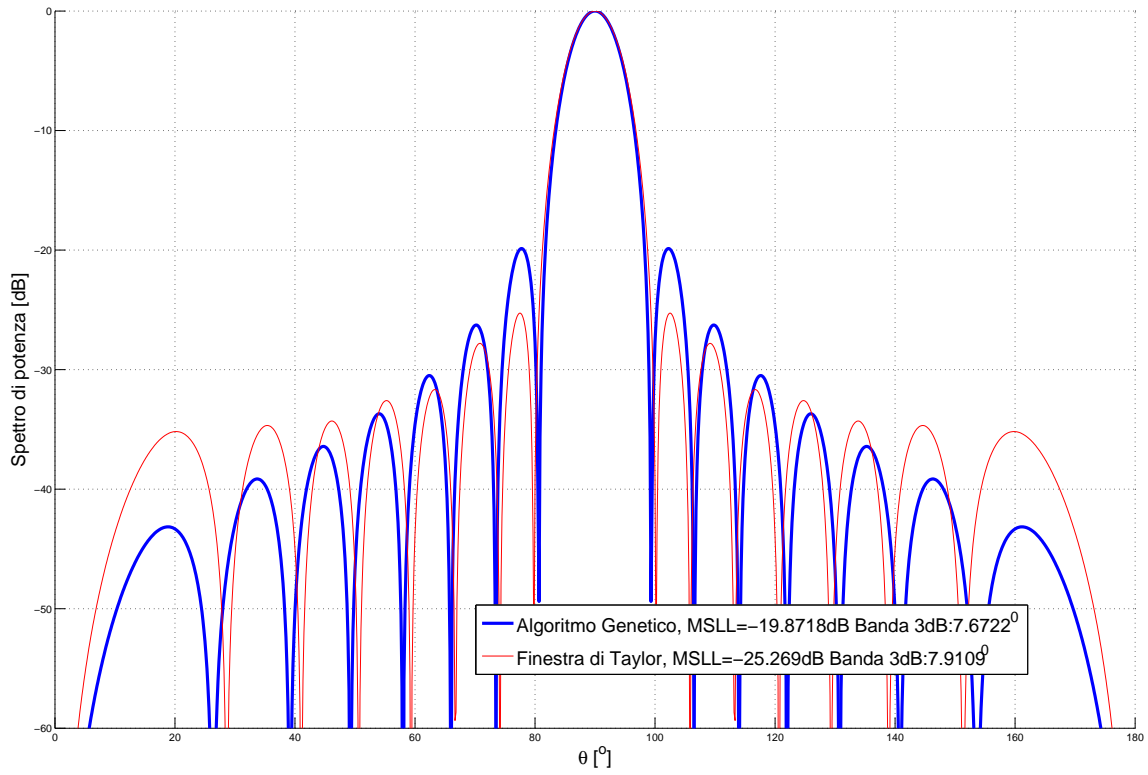
caso la funzione di costo dipende solo dal fattore di schiera, come conseguenza la soluzione ottima è quella che ottiene il costo minore.

Entrambi i grafici mostrano come l'algoritmo genetico ottenga delle soluzioni dai valori inferiori per entrambe le funzioni di costo date. In particolare si nota come nel grafico 3.17 le soluzioni dell'algoritmo genetico tendano ad un minimo.

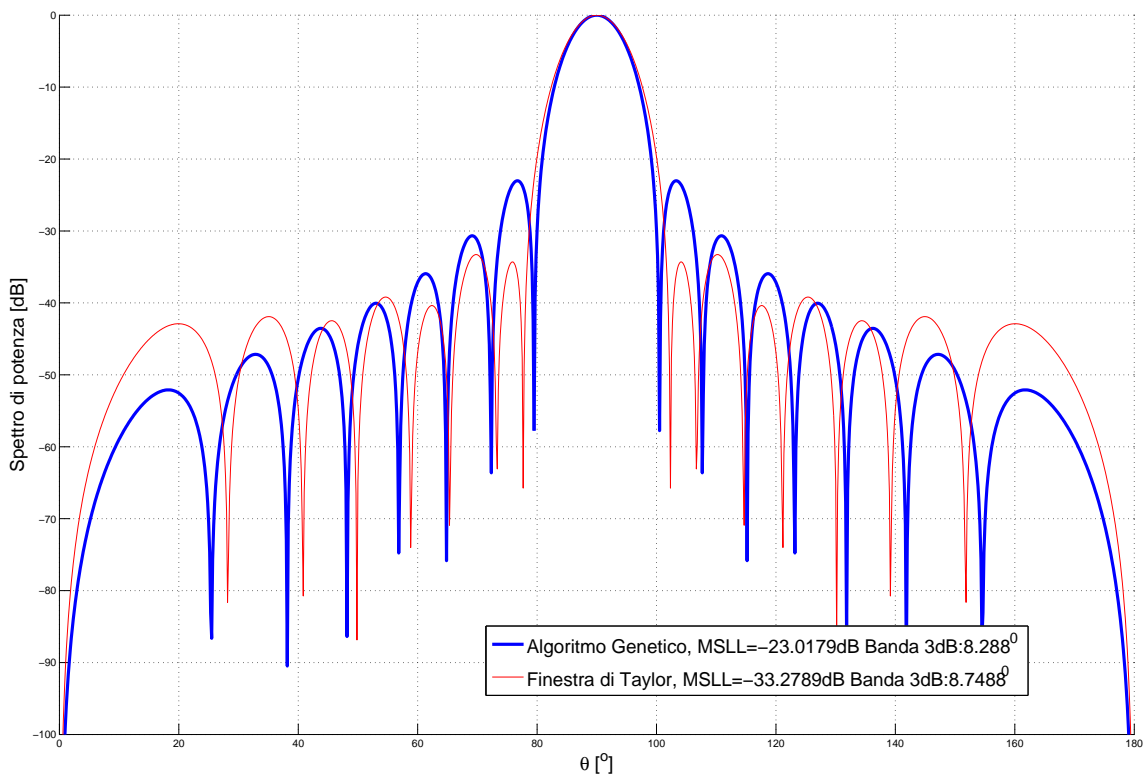
In figura 3.19 sono confrontati i fattori di schiera che corrispondono alle soluzioni dal valore minimo della funzione di costo sia per la finestra di Taylor, che per l'algoritmo genetico al variare di α . La finestra di Chebyshev non è rappresentata in quanto, mantenendo il livello dei lobi laterali costante, non è ottimale in questo caso.

Guardando il fattore di schiera ottimo per la funzione di costo lineare e quella quadratica, si nota che nella seconda i lobi decrescono molto più velocemente a discapito della banda a 3dB. Questo comportamento può essere accentuato, come mostrato in figura 3.19, aumentando il valore di α . Infatti, al crescere di α , i lobi laterali del fattore di schiera decrescono in modo sempre più marcato; questo comportamento però, per elevati valori di α , causa una crescita incontrollata del primo lobo laterale ($\alpha = 6$).

In conclusione, dalle figure 3.16 e 3.17 è chiaro come le soluzioni ottenute con l'algoritmo genetico superino in prestazioni le soluzioni ottenute con le principali funzioni finestra, quindi l'algoritmo genetico è stato applicato con successo ad una diversa funzione di costo.



(a)



(b)

Figura 3.18: Fattore di schiera ottimi: a) Funzione di costo con $\alpha = 1$, b) Funzione di costo con $\alpha = 2$.

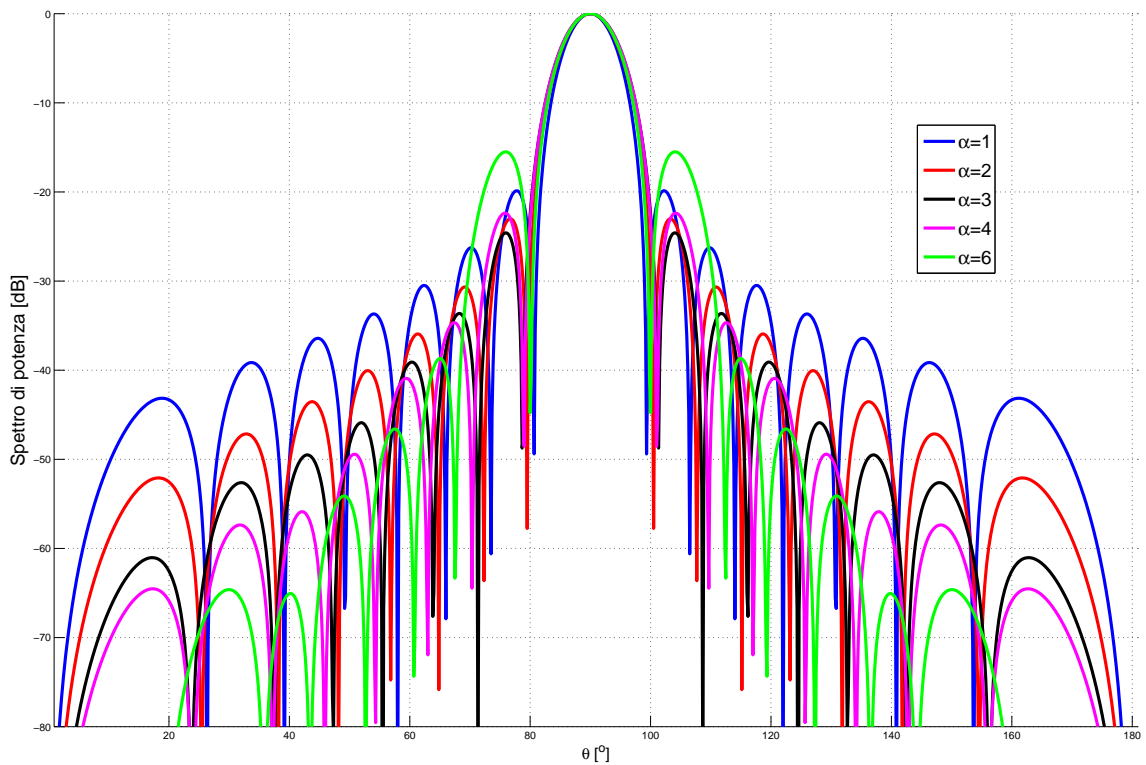


Figura 3.19: Fattore di schiera ottimi al variare di α

3.3 Confronto tra NUSLA e USLA non equi-alimentate

Per confrontare le prestazioni delle schiere NUSLA con quelle delle USLA non equi-alimentate bisogna considerare l'intero spazio delle soluzioni dell'algoritmo utilizzato per ottenerli. Per la tipologia di schiera NUSLA le soluzioni utilizzate per il confronto sono quelle calcolate con l'algoritmo genetico poiché,

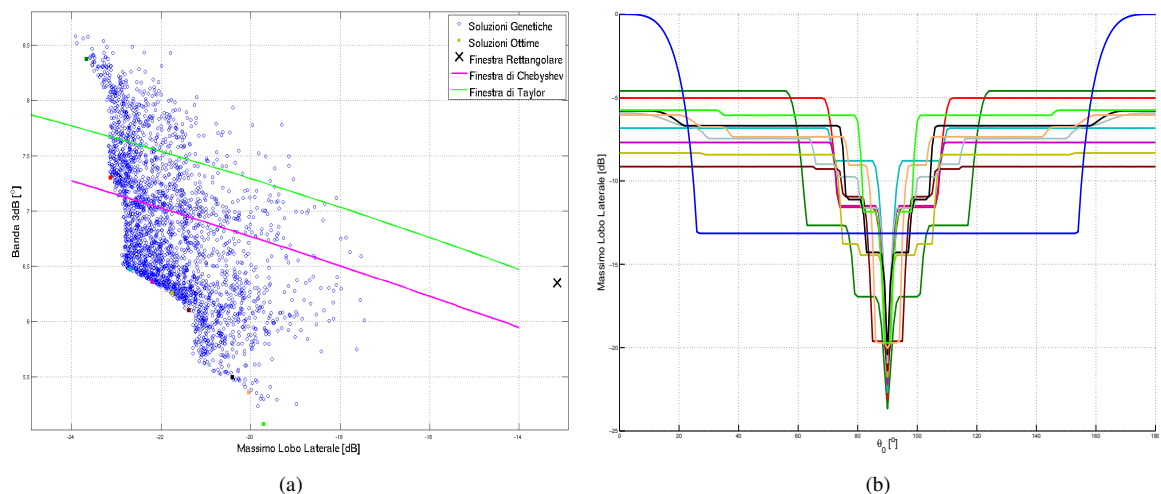


Figura 3.20: Analisi delle prestazioni di una NUSLA ottimizzata per $\overline{\theta_0} = 90^0$ a) Spazio delle soluzioni in funzione della banda a 3dB e del MSL, b) MSL al variare di θ_0 .

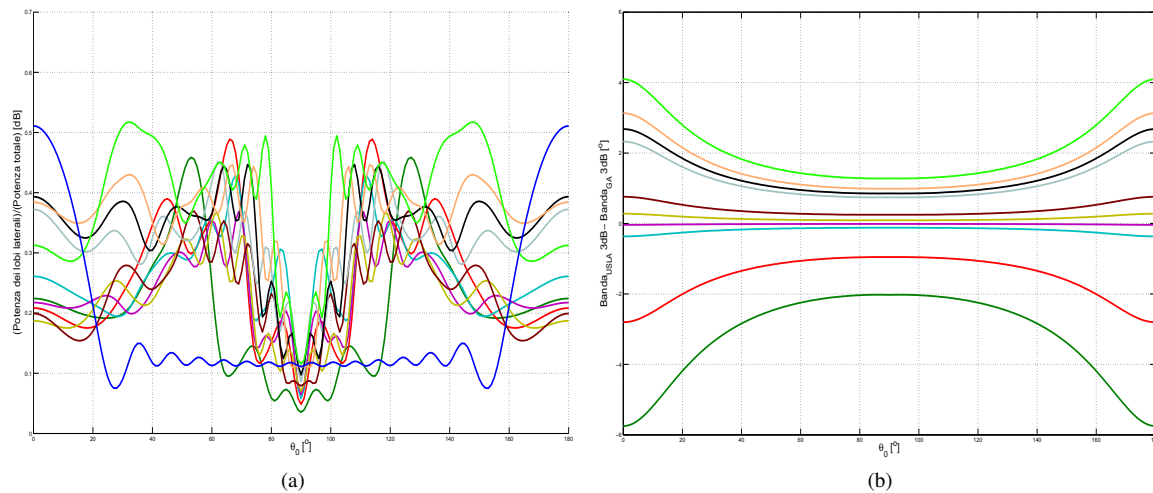


Figura 3.21: Analisi delle prestazioni di una NUSLA ottimizzata per $\bar{\theta}_0 = 90^\circ$: a) Potenza al variare di θ_0 , b) Banda a 3dB al variare di θ_0

nelle sezioni precedenti, è stato dimostrato che è il metodo che ottiene le soluzioni con prestazioni migliori.

Dalla figura 3.10 è chiaro che, utilizzando la stessa funzione di costo, ci sono soluzioni ottenute variando la spaziatura che superano in prestazioni le schiere equi-spaziate con alimentazione non uniforme, perfino se i coefficienti di quest'ultimi sono stati scelti con la formula analitica (la finestra di Chebyshev). Però nel confronto bisogna tenere conto che le schiere NUSLA hanno una ovvia limitazione fisica: una volta scelta una spaziatura questa non può più essere cambiata; inoltre bisogna tenere presente che la posizione elementi restituita dall'algoritmo è ottimizzata per una data direzione di puntamento $\bar{\theta}_0$. Quando una schiera NUSLA ottimizzata per una data direzione $\bar{\theta}_0$ viene puntata in una qualsiasi direzione diversa da $\bar{\theta}_0$, i lobi laterali crescono. Questo effetto è per esempio visibile in figura 3.7 a pagina 65 nel fattore di schiera calcolato con la tecnica di Fourier. La tecnica di Fourier infatti permette solamente di ottimizzare la spaziatura per $\bar{\theta}_0 = 90^\circ$, quindi quando la schiera viene puntata a $\theta_0 = 120^\circ$ il valore dei lobi laterali si alza.

Nei grafici 3.20 viene analizzato, al variare della direzione di puntamento θ_0 , il comportamento di una schiera NUSLA di 16 elementi, ottenuto tramite l'algoritmo genetico dalla funzione di costo $C_{GA_2}(\bar{\alpha})_1$ (equazione (3.19)) e ottimizzato per una direzione $\bar{\theta}_0 = 90^\circ$.

In figura 3.20a è mostrato lo spazio delle soluzioni. Tra le varie soluzioni (cerchi blu) sono state scelte alcune soluzioni ottime (i quadratini colorati): ad ogni punto colorato nello spazio delle soluzioni corrisponde una curva dello stesso colore sui grafici 3.20b, 3.21a e 3.21b. I puntini colorati sono soluzioni ottime perché non esistono soluzioni che a parità di banda a 3dB hanno un MSLL inferiore.

Nei grafici 3.20b, 3.21a e 3.21b sulle ascisse è rappresentato l'angolo θ_0 verso il quale viene puntata la schiera, mentre sulle ordinate è rappresentata la grandezza rispetto alla quale viene eseguito lo studio (rispettivamente MSLL, potenza dei lobi laterali e banda a 3dB). Nelle figure sono anche mostrate, come termine di paragone, le prestazioni di una USLA equi-alimentata e con lo stesso numero di antenne della NUSLA.

In figura 3.20b la schiera NUSLA, come era ovvio aspettarsi, ha delle prestazioni migliori rispetto alla schiera uniforme nell'intorno di 90° , ovvero nella direzione di puntamento per cui è ottimizzato.

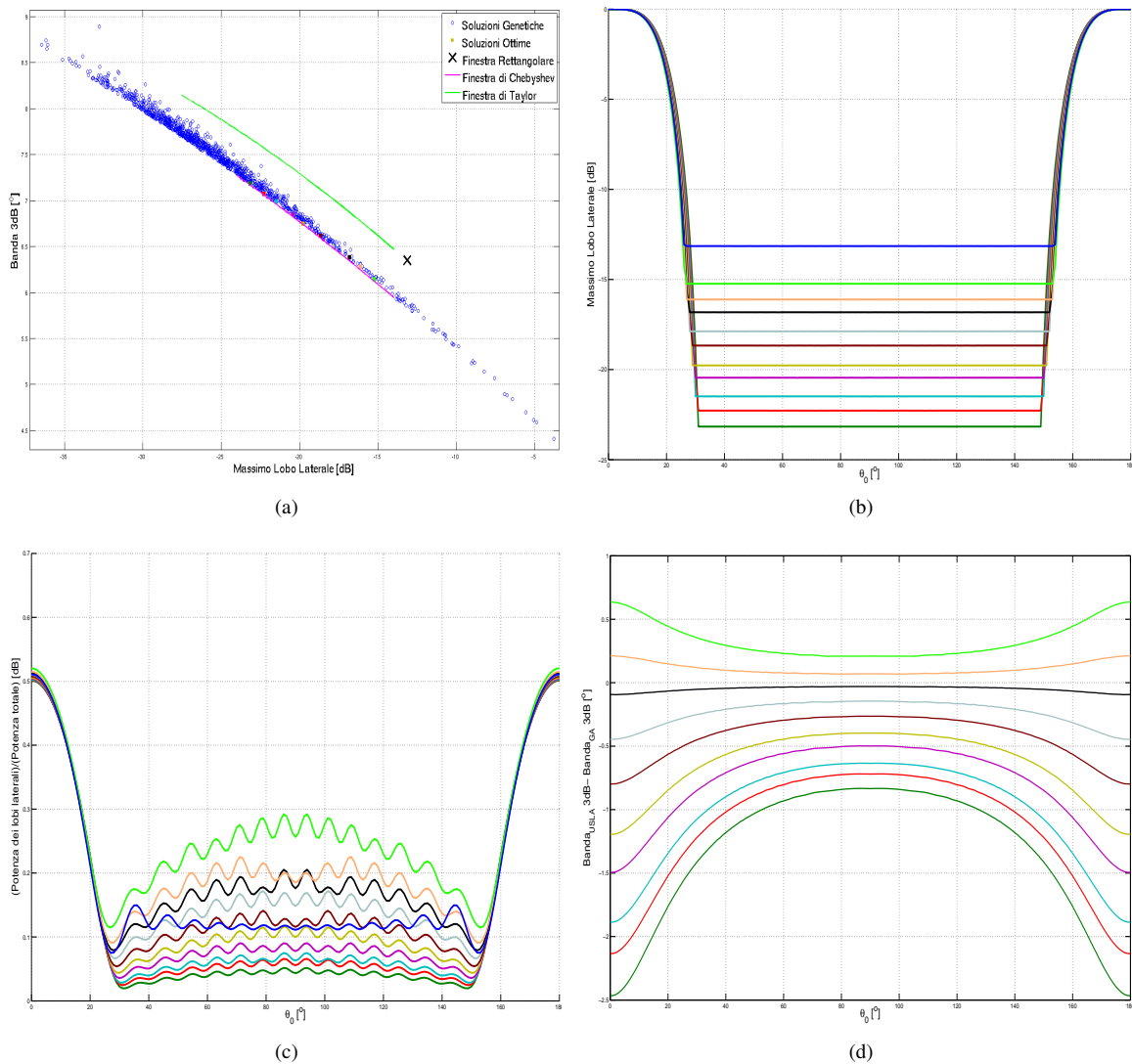


Figura 3.22: Analisi delle prestazioni delle soluzioni dell’algoritmo genetico applicato ad una USLA: a) Spazio delle soluzioni, b) MSLM al variare di θ_0 , c) Potenza al variare di θ_0 , d) Banda a 3dB al variare di θ_0 .

Inoltre la NUSLA presenta un MSLM inferiore nell’intorno 180^0 e a 0^0 . Questo avviene in quanto il cambiamento della spaziatura fa sì che non si crei la periodicità che porta alla simmetria del fattore di schiera che invece è presente nelle USLA. Come diretta conseguenza di questo fatto, se θ_0 è prossimo a 180^0 , non si crea un lobo di dimensioni pari al principale a 0^0 (e viceversa se θ_0 è prossimo a 0^0). Nelle restanti direzioni la schiera USLA ha migliori prestazioni rispetto alla NUSLA poiché quest’ultima presenta una crescita non voluta dei lobi laterali dovuta al fatto che la schiera è ottimizzata per 90^0 .

In figura 3.21a è mostrata la potenza dei lobi laterali rispetto la potenza totale. Quest’immagine è importante perché mostra il comportamento di tutti i lobi e non del solo MSLM. Dal grafico si nota come per $\theta_0 \neq \bar{\theta}_0$ non solo il livello del MSLM, ma il livello di tutti i lobi laterali cresce per poi diminuire in $\theta_0 \approx 0^0$ e in $\theta_0 \approx 90^0$ (sempre a causa della rottura della periodicità della schiera).

Infine, nel grafico 3.21b sull’asse delle ordinate si ha la differenza tra la banda a 3dB della schiera uniforme e quella della NUSLA. Questo grafico mette in evidenza che la NUSLA può avere una banda

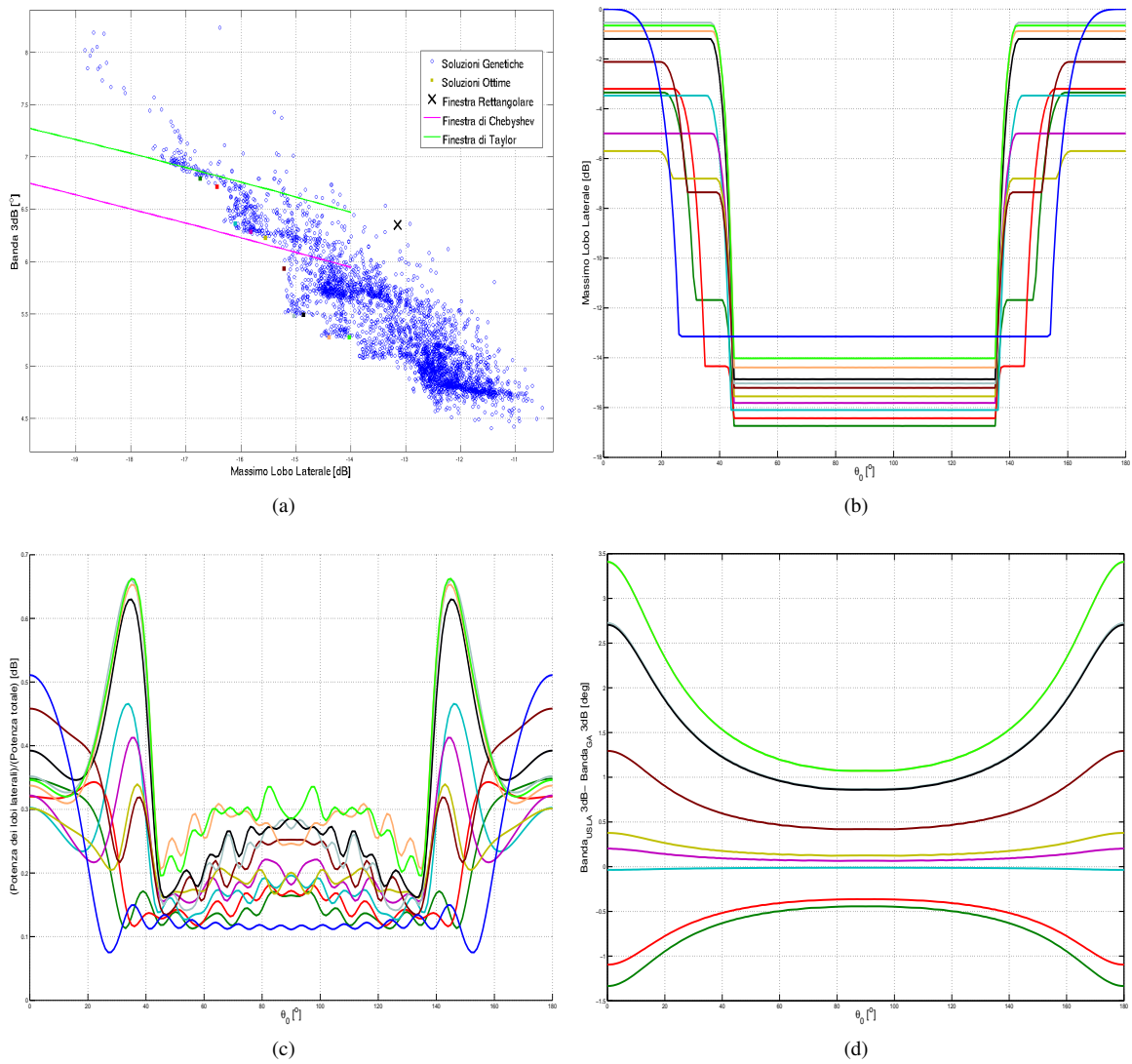


Figura 3.23: Analisi delle prestazioni di una NUSLA ottimizzata per $\bar{\theta}_0 = 50^\circ$: a) Spazio delle soluzioni relativo all’algoritmo genetico applicato ad una USLA, b) MSLL al variare di θ_0 , c) Potenza al variare di θ_0 , d) Banda a 3dB al variare di θ_0 .

a 3dB addirittura inferiore a quella della USLA. Però bisogna notare come il compromesso tra banda a 3dB e MSLL introdotto nella sezione 1.3.3.2 sia sempre valido, infatti la soluzione con la banda a 3dB inferiore nel grafico 3.21b raggiunge, per $\theta_0 = \bar{\theta}_0$, il valore di MSLL più elevato in figura 3.20b.

In alcune applicazioni, invece che utilizzare una schiera ottimizzata per una data direzione $\bar{\theta}_0$, conviene usare una schiera dalle prestazioni inferiori ma costanti per un’estesa apertura angolare. Nella sezione 3.2 è stato mostrato come l’algoritmo genetico possa produrre delle soluzioni che, scelta una funzione di costo da minimizzare, ottengano delle soluzioni con un costo inferiore a quelle ottenibili con le convenzionali funzione finestra. Inoltre l’algoritmo genetico agisce solo sull’ampiezza dell’alimentazione e non sulla fase, quindi i risultati ottenuti non dipendono da una specifica direzione $\bar{\theta}_0$.

In figura 3.22 sono mostrate le soluzioni ottenute applicando un set di coefficienti calcolati con un algoritmo genetico ad una schiera USLA; la funzione di costo utilizzata è la funzione $C_{GA_2}(\bar{a})$.

Nel grafico 3.22b si può vedere che l'apertura angolare in cui sono presenti i benefici dovuti all'applicazione dei vari set di coefficienti è di circa 100° contro i pochi gradi del caso NUSLA. Sempre rispetto al caso NUSLA, nel grafico 3.22c, si vede come il livello degli lobi laterali sia distribuito in modo più uniforme e sia privo di picchi per un'ampia apertura angolare. Nell'ultimo grafico, il 3.22d, è chiaro come per abbassare il MSLL bisogna ancora una volta aumentare la banda a 3dB.

Per ottenere una schiera NUSLA con aperture angolari simili a quelle delle schiere USLA alimentate con coefficienti calcolati con l'algoritmo genetico, è possibile ottimizzare la schiera per $\bar{\theta}_0 \neq 90^\circ$. Il grafico in figura 3.23 mostra lo spazio delle soluzioni dei fattori di schiera ottimizzati per $\theta_0 = 50^\circ$.

Analizzando i risultati nelle figure 3.23 e 3.23b si nota che, rispetto le schiere ottimizzate per $\bar{\theta}_0 = 90^\circ$, l'apertura angolare in cui le caratteristiche dell'antenna si mantengono costanti è aumentata, ma questo va a discapito dei valori di MSLL minimo raggiungibile. Il MSLL minimo raggiungibile infatti, prendendo in considerazione solo le soluzioni almeno migliori della finestra di Taylor, è -16.5dB.

L'apertura angolare ottenibile dipende dalla direzione $\bar{\theta}_0$ verso la quale viene ottimizzato la schiera, quindi per un generico $\bar{\theta}_0$ l'apertura angolare sarà $[\bar{\theta}_0, \bar{\theta}_0 + 90^\circ]$ (per via delle proprietà di simmetria della schiera). Infatti se si osserva la figura 3.23b è chiaro come il MSLL si mantiene costante nell'intervallo $[50^\circ, 140^\circ]$. Inoltre, in figura 3.23c, si nota che il livello della potenza dei lobi laterali nell'intervallo $\theta_0 \in [50^\circ, 140^\circ]$ sia privo di picchi (come avveniva anche in figura 3.22c). Infine, analizzando i valori riportati in figura 3.23d, si osserva come la banda a 3dB di questa tipologia di schiera sia inferiore a quella di una schiera uniforme, ma solo per MSLL bassi; al decrescere del valore del MSLL infatti la banda aumenta velocemente.

In conclusione da quest'analisi risulta che:

- NUSLA:
 - Cambiare la spaziatura rende possibile ottenere antenne molto direttive;
 - La rete d'alimentazione è semplificata;
 - La spaziatura è ottimizzata per una data direzione di puntamento θ_0 , quindi se si sceglie di progettare una schiera NUSLA per applicazioni che prevedono il puntamento della schiera stessa in varie direzioni θ_0 , bisogna realizzare un compromesso tra le grandezze che si vuole ottimizzare e l'apertura angolare in cui sono presenti questi benefici. Infatti ottimizzando la schiera per una direzione di puntamento $\bar{\theta}_0 \neq 90^\circ$ si ottengono prestazioni inferiori ma su un'apertura angolare più estesa.
- USLA ad alimentazione variabile:
 - Agire invece sull'alimentazione permette di calcolare un fattore di schiera dalle prestazioni inferiori che però rimangono costanti al variare della direzione di puntamento dell'antenna;
 - È possibile memorizzare vari set di coefficienti da cambiare in tempo reale per adattarsi alle diverse condizioni di rumore.

3.3.1 Schiere ibride

È possibile progettare delle schiere agendo contemporaneamente sulla spaziatura e sull'alimentazione. Per prima cosa, per ottenere questa tipologia di schiera, si utilizza l'algoritmo genetico o quello di Gauss-Newton per calcolare la spaziatura che realizzi il fattore di schiera con le caratteristiche volute. La schiera quindi viene

puntata in varie direzioni $\theta_0 = 50^\circ, 55^\circ, 60^\circ \dots 90^\circ$, per ogni direzione θ_0 viene applicato l'algoritmo genetico che calcola i coefficienti dell'alimentazione ottimi per la schiera in esame nella direzione di puntamento scelta.

Per analizzare le prestazioni di questa tipologia di schiera sono state selezionate tre diverse spazature iniziali. Le caratteristiche delle NUSLA equi-alimentate ottenute utilizzando le diverse spazature scelte sono:

- Curva rossa: MSLL= -17.7dB, banda a 3dB di 6.17° ottimizzato a $\bar{\theta}_0 = 90^\circ$;
- Curva verde: MSLL= -18.24dB, banda a 3dB 6.38° ottimizzato a $\bar{\theta}_0 = 90^\circ$;
- Curva blu: MSLL= -21.3dB, banda a 3dB 6.51° ottimizzato a $\bar{\theta}_0 = 90^\circ$.

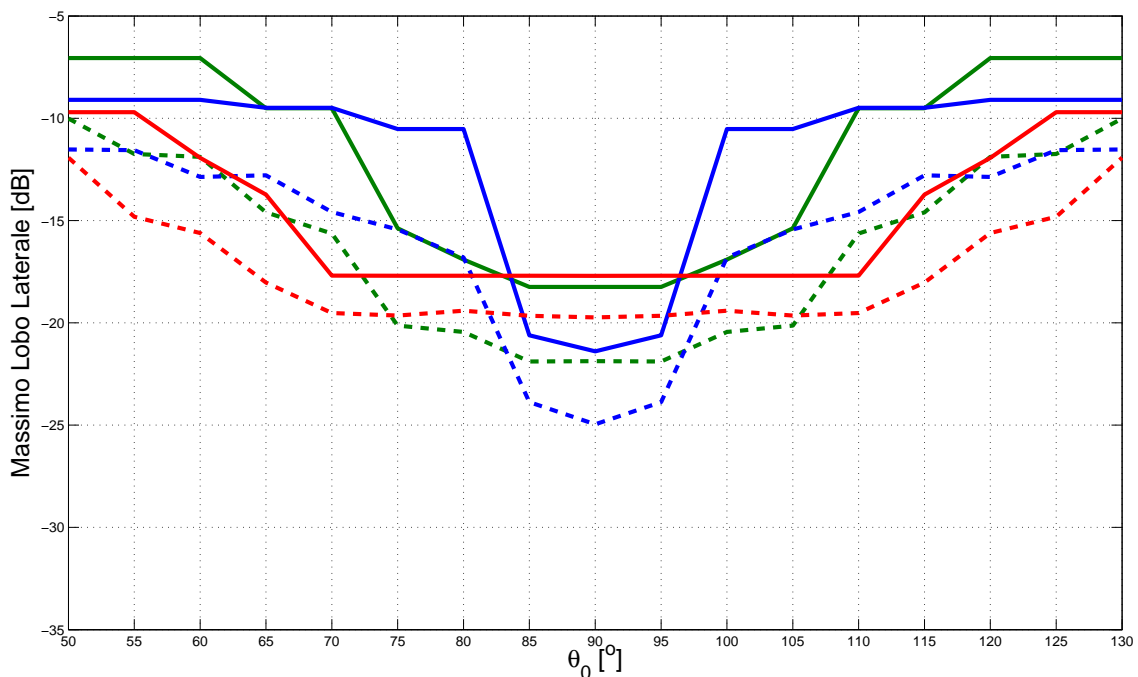


Figura 3.24: Grafico delle prestazioni delle schiere ibride, caso

Le spazature sono state scelte in modo che i fattori di schiera corrispondenti avessero caratteristiche differenti in banda a 3dB e MSLL. La funzione di costo utilizzata nell'algoritmo per il calcolo delle alimentazioni è la funzione $C_{GA_2}(\bar{a})$. In figura 3.24 è rappresentato il caso in cui i pesi della funzione di costo sono stati scelti $w_1 \ll w_2$; utilizzando questo tipo di pesatura vengono privilegiate le soluzioni con una banda a 3dB stretta ma con valori di MSLL più elevati. In figura 3.25 invece è stato mostrato il caso in cui i pesi scelti in modo che $w_1 \gg w_2$, ottenendo così delle soluzioni dove il valore di MSLL è basso, questo però va a discapito della banda a 3dB.

Nei grafici in figura sull'asse delle ordinate è riportato il valore del MSLL, mentre sull'asse delle ascisse è riportato l'angolo di puntamento θ_0 . Ognuna delle curve continue corrisponde ad una NUSLA equi-alimentata le cui caratteristiche sono quelle sopra elencate (quindi non sono schiere ibride perché per l'alimentazione è stata usata una funzione finestra rettangolare). Le curve tratteggiate invece sono sempre

NUSLA con le caratteristiche elencate, ma per ogni direzione di puntamento θ_0 , l'alimentazione utilizzata è stata calcolata ad hoc con l'algoritmo genetico (schiere ibride).

Se confrontiamo le linee continue con le linee tratteggiate dello stesso colore è facile notare un miglioramento delle prestazioni in termini di MSL.

Confrontando le linee tratteggiate tra loro è chiaro come, più la schiera NUSLA di partenza ha un MSL basso, più l'apertura angolare in cui le caratteristiche del fattore di schiera rimangono costanti diminuisce. In questa tipologia di schiera, esattamente come succede per le schiere NUSLA equi-alimentate, si deve effettuare un compromesso tra caratteristiche della schiera e apertura angolare in cui i benefici sono presenti.

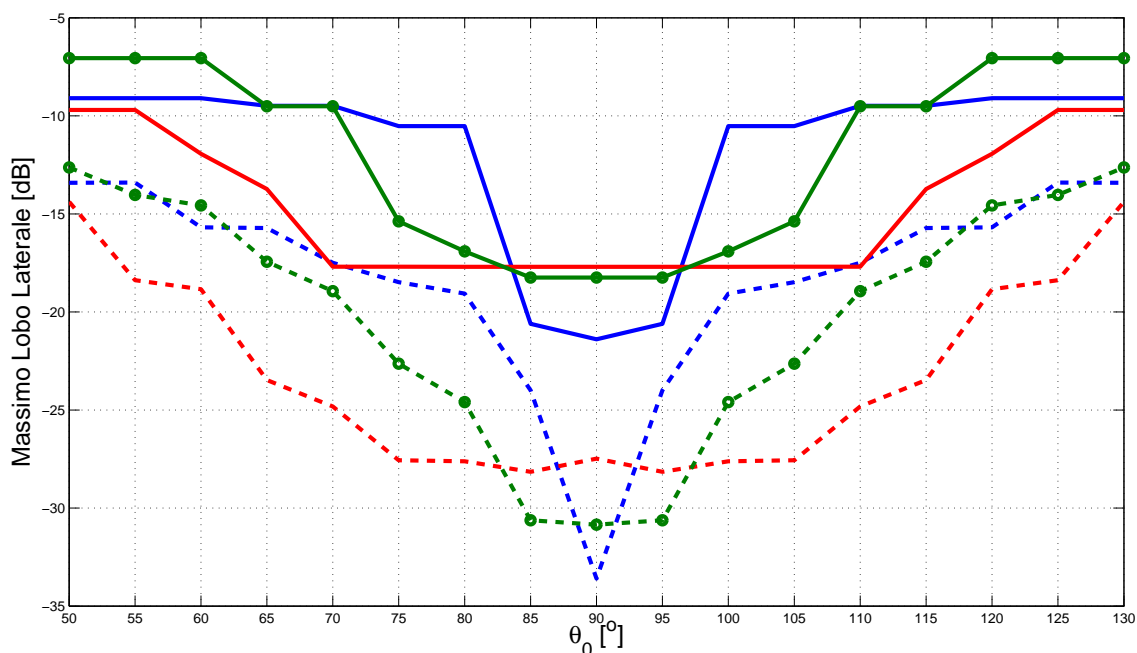


Figura 3.25: Grafico delle prestazioni delle schiere ibride, caso $w_1 \gg w_2$

Anche confrontando le curve in figura 3.24 con le rispettive curve in figura 3.25 si nota come, utilizzando la pesatura che comporta dei MSL inferiori, l'apertura angolare dell'antenna diminuisce.

Nel caso delle schiere ibride è stato riportato solo il grafico che analizza le prestazioni in termini di MSL perché i grafici rispetto alla banda a 3dB e all'energia dei lobi mostrano lo stesso comportamento analizzato durante lo studio delle altre tipologie di schiera. In particolare la banda a 3dB cresce in modo inversamente proporzionale ai valori del MSL e l'energia dei lobi mantiene un andamento costante solo all'interno dell'apertura angolare dell'antenna.

Per progettare una schiera ibrida bisogna tenere conto, sia nella scelta della spaziatura iniziale che in quella dei pesi della funzione di costo per la scelta dei coefficienti, degli stessi criteri indicati nella sezione 3.3, ovvero la proporzionalità inversa tra banda a 3dB e MSL e il rapporto tra apertura angolare e soluzione della funzione di costo.

In conclusione, è stato dimostrato che le schiere ibride posseggono delle caratteristiche migliori delle convenzionali NUSLA o delle USLA non uniformemente alimentate, ma questo beneficio è bilanciato dalla notevole complicazione del progetto dell'antenna.

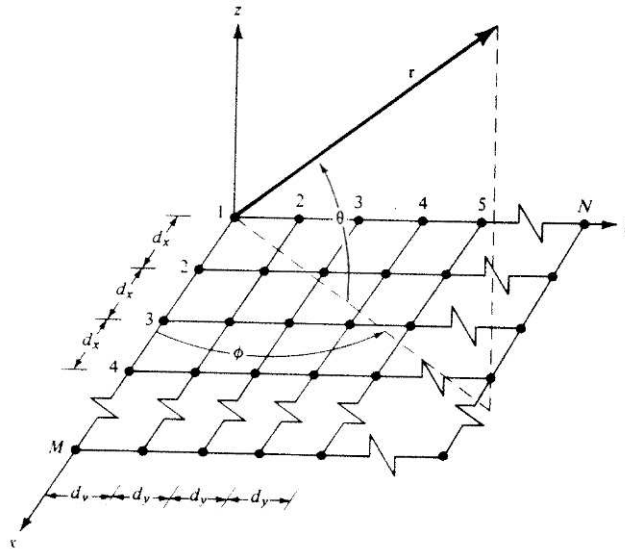


Figura 3.26: Schiera planare

3.4 Schiere planari

Le schiere lineari, ovvero schiere distribuite lungo un'unica retta, grazie alle tecniche di sintesi mostrate fino ad ora possono realizzare un qualsiasi diagramma desiderato. Il limite di queste schiere è che il diagramma realizzato varia con la coordinata θ azimutale di un sistema di coordinate sferiche, ma è isotropico secondo l'elevazione ϕ . L'isotropia in elevazione non rende questa tipologia di schiere adatta ai sistemi radar che necessitano di un lobo principale direttivo in entrambe le direzioni angolari. La schiera End Fire è l'unica configurazione di schiera lineare che non presenta l'isotropia in elevazione, ma il lobo principale è allargato e, dal momento che tutti gli elementi si trovano allineati nella direzione di massima radiazione, si verificano effetti di accoppiamento e mascheramento non voluti tra gli elementi.

Si consideri una schiera costituita da N per M elementi spaziate rispettivamente di d_x e d_y , posizionati in un piano xy con la normale al piano z . L'espressione del fattore di schiera di questa schiera planare può essere scritta come:

$$AF(\theta, \phi) = \left[\sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd_x \sin\theta \cos\phi + \alpha_x)} \right] \cdot \left[\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm(kd_y \sin\theta \sin\phi + \alpha_y)} \right] \quad (3.21)$$

dove α_x e α_y sono gli sfasamenti tra i vari elementi e a_n ed a_m sono i coefficienti d'alimentazione. Nella formula si ha che il fattore di schiera planare è il prodotto di due fattori di schiera lineari disposti lungo x e y . Proprio come nelle schiere lineari è possibile utilizzare degli algoritmi di ottimizzazione per migliorare le prestazioni di questa tipologia di schiera. Gli algoritmi di ottimizzazione possono essere applicati alla spaziatura, all'alimentazione o ad entrambe.

Per semplificare i calcoli, al posto della formula (3.21) che considera l'intera schiera, si può utilizzare la formula per schiere simmetriche; inoltre vengono introdotte le variabili e_x ed e_y che rappresentano la perturbazione della posizione della singola antenna rispettivamente sull'asse x e y .

$$AF(\theta, \phi) = \frac{4}{NM} \left[\sum_n a_n \cos(kd \left(\frac{n}{2} + e_x \right) (\sin\theta \cos\phi - \sin\theta_0 \cos\phi_0)) \right] \cdot \left[\sum_m a_m \cos(kd \left(\frac{m}{2} + e_y \right) (\sin\theta \sin\phi - \sin\theta_0 \sin\phi_0)) \right] \quad (3.22)$$

dove $n=1,3,5..N-1$ se N è pari mentre $n=0,2,4..N-1$ se N è dispari, e lo stesso vale per M . θ_0 e ϕ_0 sono le direzioni, rispettivamente in azimuth e elevazione, verso le quali punta la schiera.

L' algoritmo di ottimizzazione scelto è un algoritmo genetico perché è facilmente adattabile a schiere planari, mentre un metodo deterministico avrebbe richiesto un complesso algoritmo ad hoc.

3.4.1 Algoritmo genetico applicato alle schiere planari

I passi dell' algoritmo genetico applicato alle schiere planari piuttosto che ai lineari rimangono gli stessi, cambia però la modalità con cui vengono calcolate alcune variabili del programma.

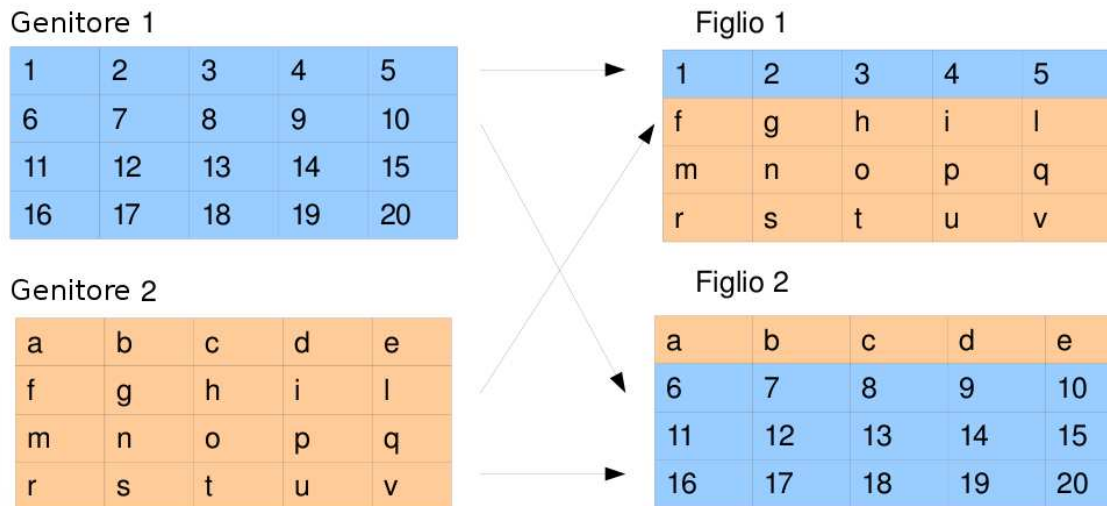


Figura 3.27: Operatore di cross-over bidimensionale.

Il modo con cui viene applicato l' operatore di cross-over subisce dei cambiamenti: invece di scegliere casualmente un punto rispetto al quale effettuare lo scambio di materiale genetico, lo scambio avviene rispetto una linea (sempre scelta in modo casuale). Ogni cella della tabella 3.27 rappresenta l' alimentazione di una singola antenna. Nel caso mostrato è stata scelta la prima riga per effettuare lo scambio, quindi il primo figlio eredita la parte superiore appartenente al primo genitore e la parte inferiore appartenente al secondo; il secondo figlio eredita i geni dei due genitori che non sono stati utilizzati dal primo figlio.

La funzione di costo utilizzata è la stessa funzione $C_{GA_2}(\vec{a})$ utilizzata nella sezione 3.2, ma modificata per applicarsi alle schiere planari. La nuova formula diventa:

$$C_P = w_1 \frac{MSLL_{GA}}{MSLL_U} + w_2 \left[\left| BW_{3dB\theta}^{GA} - BW_{3dB\theta}^U \right| + \left| BW_{3dB\phi}^{GA} - BW_{3dB\phi}^U \right| \right] \quad (3.23)$$

dove $BW_{3dB\theta}$ è la banda a 3dB rispetto la variabile θ mentre $BW_{3dB\phi}$ è la banda a 3dB rispetto la variabile ϕ .

In figura 3.28 e 3.29 è mostrato come vengono calcolate le grandezze che compaiono nella funzione di costo utilizzata.

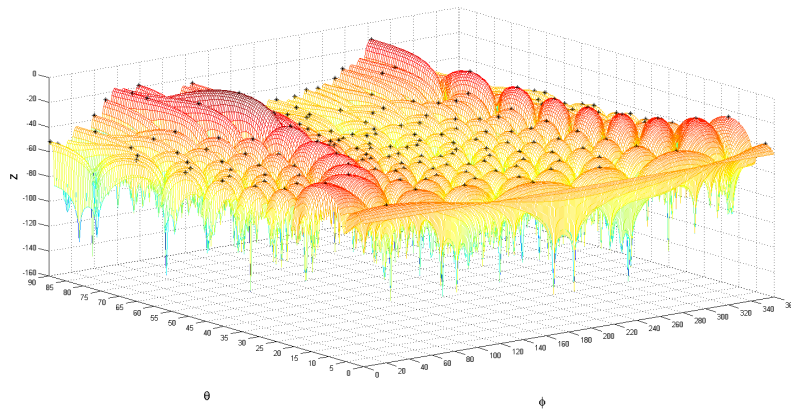


Figura 3.28: Fattore di schiera di un elemento della popolazione

In figura 3.28 è raffigurato il fattore di schiera della schiera planare che corrisponde ad un particolare individuo della popolazione. I punti neri rappresentano i massimi dei lobi laterali, il valore del massimo lobo laterale ($MSLL_{GA}$) verrà utilizzato per calcolare il costo del corrispondente individuo della popolazione.

Nelle figure 3.29a e 3.29b è rappresentato come viene calcolata la banda a 3dB (BW_{3dB}) rispetto a θ e ϕ . La banda a 3dB è calcolata rispetto alle sezioni del fattore di schiera in θ_0 e ϕ_0 , ovvero gli angoli verso i quali è stata puntata la schiera; la grandezza ottenuta viene confrontata con le rispettive BW_{3dB} della schiera equi-spaziato ed equi-alimentato di riferimento.

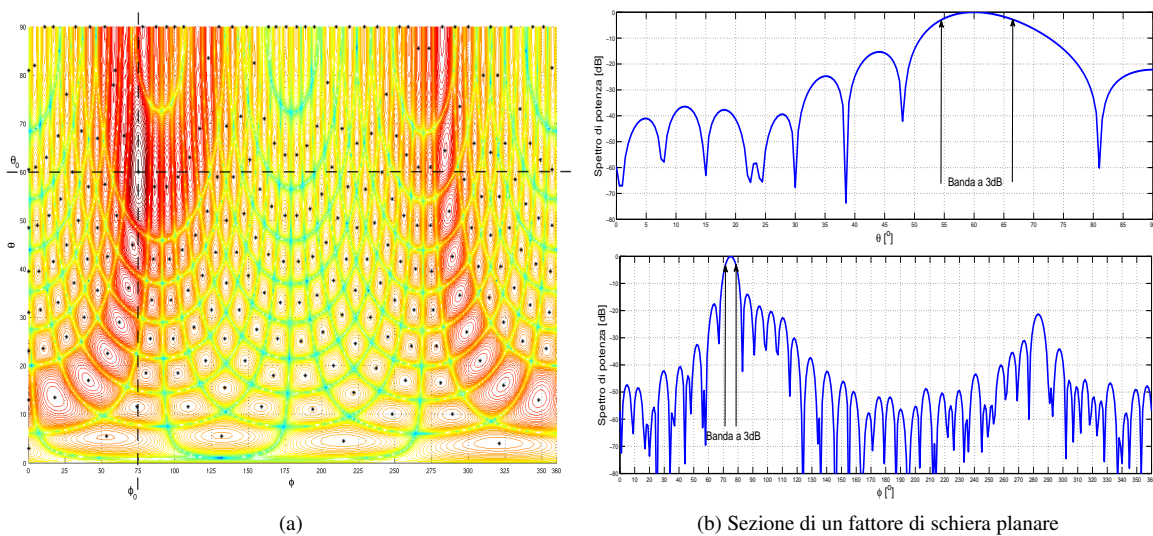


Figura 3.29: Misura della banda a 3dB: a) Fattore di schiera planare sezionato in θ_0 e ϕ_0 , b) Calcolo della banda a 3dB sulle sezioni del fattore di schiera planare in θ_0 e ϕ_0

3.4.2 Risultati

Sono state effettuate varie simulazioni agendo sia sulla spaziatura che sull'alimentazione di una schiera planare di 16 elementi.

In figura 3.30 è rappresentato il fattore di schiera di una schiera con spaziatura non uniforme. Le spaziature sono state ricavate con l’algoritmo genetico applicato ad una schiera lineare, i risultati così ottenuti sono stati estesi a un reticolo rettangolare bidimensionale lungo la dimensione delle righe e delle colonne rispettivamente. La schiera planare ottenuto è quello riportato nella formula (3.22) in cui e_x e e_y sono le spaziature ricavate con l’algoritmo genetico applicato alla schiera lineare. Se si seziona il fattore di schiera bidimensionale in $\phi = 90^\circ$ e $\phi = 0^\circ$ infatti, le due sezioni hanno lo stesso profilo del fattore di schiera della NUSLA le cui perturbazioni sono rispettivamente e_x e e_y . Nel caso mostrato in figura 3.30 e_x e e_y sono uguali, quindi anche le due sezioni del fattore di schiera risultano uguali. Dal momento che questi tipi di schiera sono ottenute come prodotto di due schiere NUSLA tutti i risultati della sezione 3.1.4 sono applicabili a questa tipologia di schiera.

In figura 3.30b sono rappresentate le posizioni degli elementi di una schiera equi-spaziata (quadrantini rossi) a confronto con le nuove posizioni assunte dopo l’applicazione della spaziatura trovata con l’algoritmo genetico (quadrantini neri). A fronte della riduzione del MSLL e della banda a 3dB si ha un aumento dello spazio occupato dalla schiera.

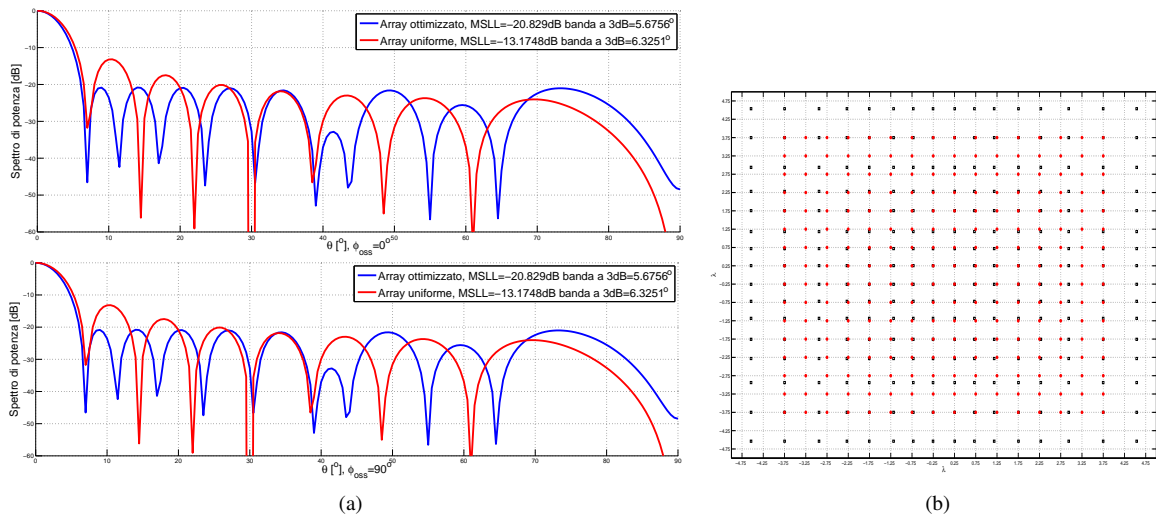


Figura 3.30: Schiere planari non equi-spaziate: a) Schiera planare equi-alimentata a spaziatura variabile, b) Posizione degli elementi della schiera.

In figura 3.31 sono mostrati esempi di fattori di schiera le cui alimentazioni sono state calcolate con l’algoritmo genetico applicato alle schiere planari spiegato nelle sezioni precedenti. I fattori di schiera ottenuti hanno caratteristiche diverse fra loro, questo è dovuto all’utilizzo di pesi w_1 e w_2 diversi nei 3 casi: in figura 3.31a si è scelto $w_1 > w_2$, in figura 3.31b $w_1 \simeq w_2$ e infine in figura 3.31c $w_1 < w_2$. Per ogni caso è stato mostrato il fattore di schiera al variare di θ per $\phi = 90^\circ$ e $\phi = 0^\circ$; queste due sezioni del fascio sono quelle utilizzate per calcolare la banda a 3dB.

Nei 3 casi presentati è evidente come aumentare il peso si w_1 porti ad una soluzione che privilegia l’abbassamento del MSLL a discapito della banda a 3dB, mentre aumentare w_2 ha l’effetto opposto.

Infine, in figura 3.32, è rappresentato un fattore di schiera con la spaziatura non lineare vista in figura 3.30b a cui è applicato ancora una volta l’algoritmo genetico per il calcolo delle alimentazioni dei singoli

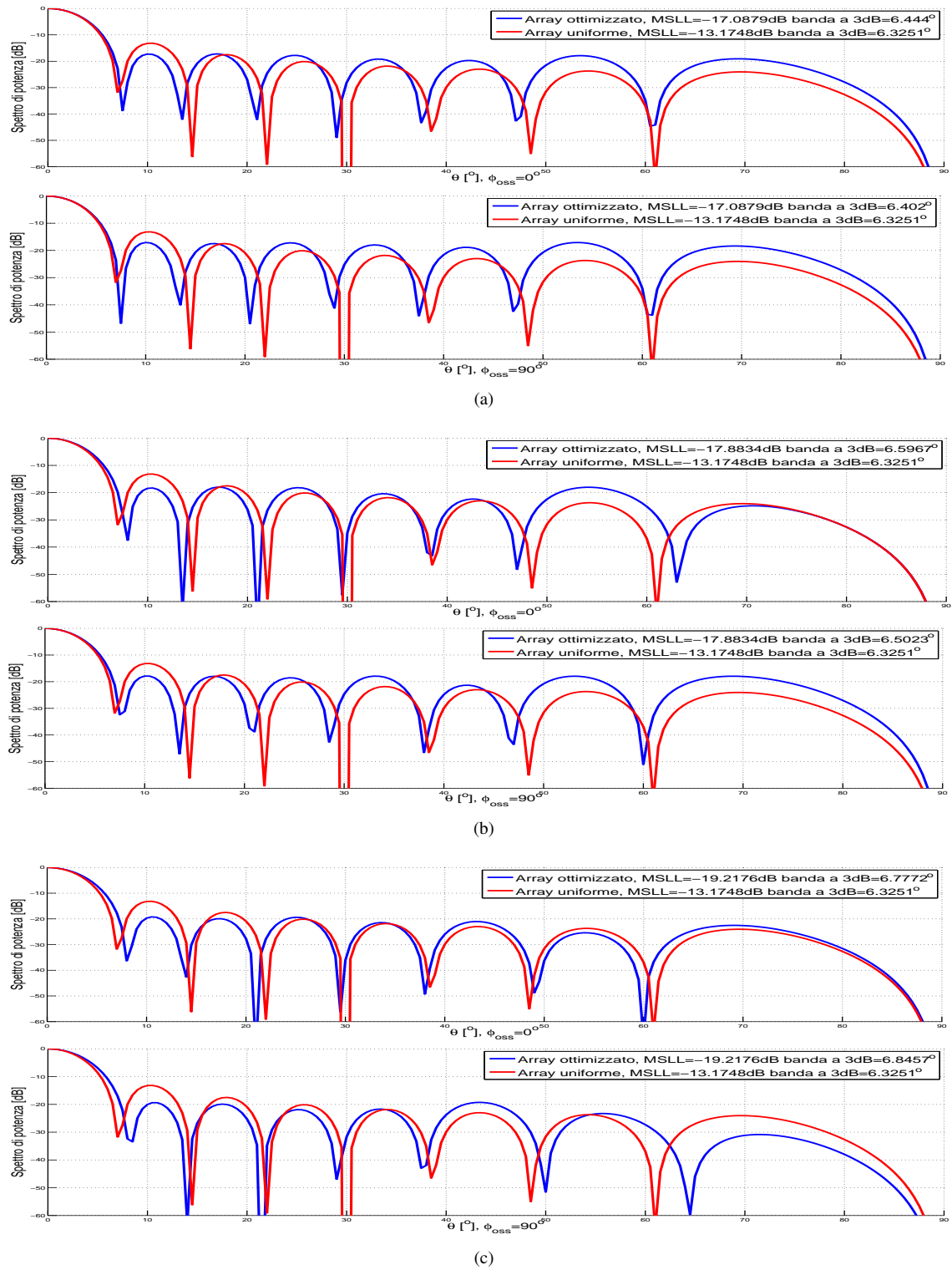


Figura 3.31: Schiera planari equi-spaziate ma non equi-alimentate: a) Caso 1, $w_1 > w_2$, b) Caso 2, $w_1 \simeq w_2$, c) Caso 3, $w_1 < w_2$.

elementi; le normali finestre non sono applicabili a schiere a spaziatura non uniforme poiché le formule sono state ricavate ipotizzando una USLA.

La funzione di costo utilizzata per il calcolo delle alimentazioni è stata scelta con una pesatura del tipo $w_1 < w_2$, quindi è confrontabile con la figura 3.31c. LA schiera ottenuta supera in prestazioni sia la schiera NUSLA che ha la stessa spaziatura che la USLA i cui coefficienti dell'alimentazione sono stati ricavati utilizzando la medesima pesatura della funzione di costo.

Quest'ultima tipologia di schiera è di fatto un esempio di schiera ibrida planare il cui comportamento è stato dettagliatamente descritto nella sezione 3.3.1.

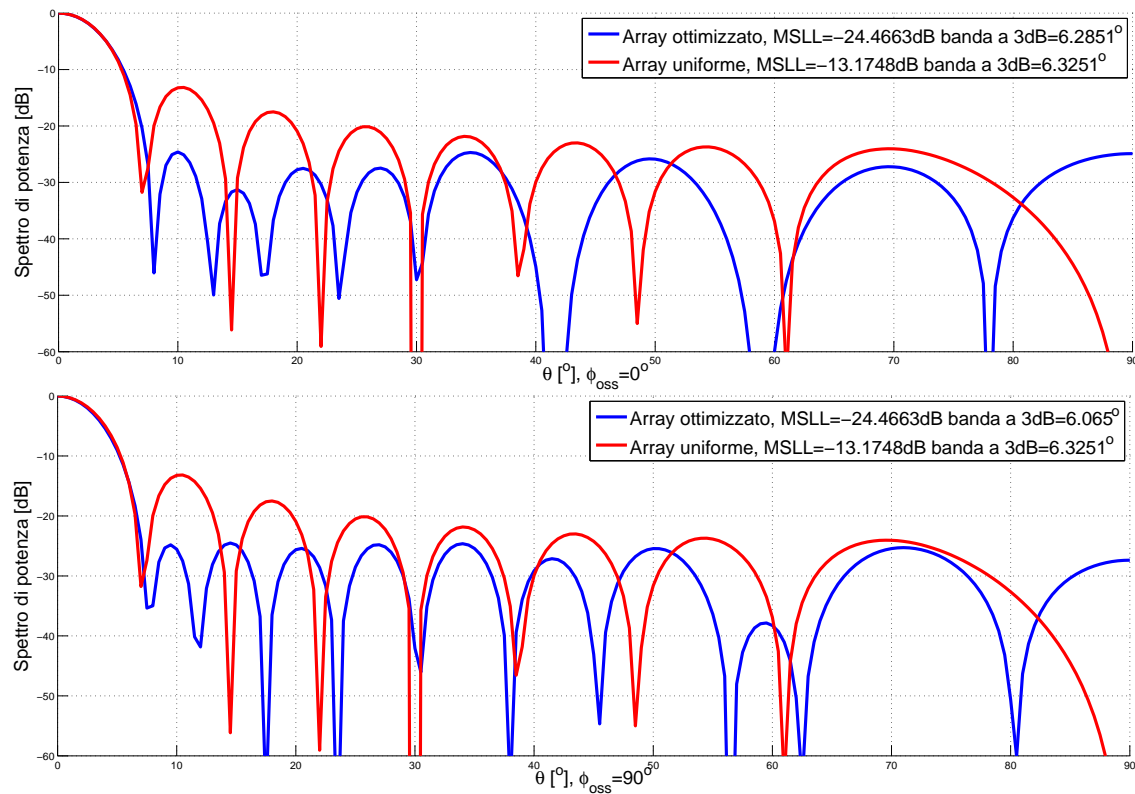


Figura 3.32: Schiera a spaziatura ed alimentazione variabile

3.5 Conclusioni

In questo capitolo sono stati mostrati quali sono i limiti e le potenzialità degli algoritmi di ottimizzazione appartenenti alle categorie delle tecniche deterministiche e delle tecniche aleatorie. Il funzionamento di queste tecniche è stato indagato a fondo per dare delle linee guida per decidere, a seconda delle esigenze di progetto, quale sia la tecnica più appropriata da adottare. Nel corso della trattazione sono state studiate le prestazioni di questi algoritmi applicate a schiere con spaziatura non uniforme (NUSLA), con spaziatura uniforme ma alimentazione non uniforme (USLA non equi-alimentate) ed infine ad schiere planari.

Applicazione degli algoritmi di ottimizzazione alle NUSLA

Tecnica di Fourier: Il primo algoritmo trattato è la tecnica di Fourier, appartenete alla categoria delle tecniche deterministiche. Questa tecnica ha come obiettivo minimizzare il valore del massimo lobo laterale (MSLL), senza che però questo comporti un aumento della banda a 3dB. I risultati ottenuti sono conformi alle aspettative, infatti a parità di banda rispetto al caso di una schiera uniformemente spaziata, riesce ad ottenere un MSLL inferiore di 6.5dB. Tuttavia quando la schiera ottimizzata viene puntata in una direzione $\theta_0 \neq 90^0$, i lobi laterali crescono fino a superare il valore di MSLL del caso uniforme. Quindi i fattori di schiera calcolati con la tecnica di Fourier risultano ottimizzati solo per una specifica direzione di puntamento θ_0

Algoritmo di Gauss-Newton: Lo scopo di questo algoritmo è, come nella tecnica di Fourier, minimizzare il valore del MSLL senza sacrificare la direttività dell'antenna e in aggiunta ottimizzare il fattore di schiera per la direzione di puntamento θ_0 generica. Bisogna però tenere conto del fatto che, anche se è possibile ottimizzare il fattore di schiera per una qualsiasi direzione θ_0 , quando quest'ultimo è puntato in una direzione $\theta \neq \theta_0$ subisce distorsioni esattamente come avviene nel caso di schiere calcolate mediante la tecnica di Fourier e orientate verso una direzione angolare diversa da 90^0 .

Algoritmo genetico: Tra le tecniche aleatorie presenti in letteratura in questo lavoro di tesi è stato implementato l'algoritmo genetico. L'algoritmo genetico, che come funzione di costo di minimizza il valore di MSLL mantenendo la banda a 3dB pari al caso di una schiera uniformemente spaziata, applicato alle NUSLA ottiene ottimi risultati. Le caratteristiche delle schiere calcolate con questa tecnica sono migliori di quelle ottenute con Gauss-Newton; infatti il massimo lobo laterale diminuisce di 2dB a parità di banda a 3dB. Inoltre il fattore di schiera non è soggetto a distorsioni quando ne viene cambiato il puntamento in quanto non risulta ottimizzato per una particolare direzione.

Per concludere questa parte della trattazione è stata eseguita un'analisi delle prestazioni delle due tecniche. Le caratteristiche delle tecniche deterministiche da mettere in evidenza sono la velocità e l'efficienza, inoltre i fattori di schiera calcolati superano in prestazioni le tecniche di sintesi classiche. Tuttavia, le soluzioni trovate con le tecniche deterministiche non riescono a equiparare i risultati calcolati con l'algoritmo genetico.

L'algoritmo genetico si è dimostrato adatto a soddisfare i requisiti richiesti dalla funzione di costo, ottenendo risultati perfino migliori di quelli ricavati con l'utilizzo delle tecniche deterministiche. Infatti alcune soluzioni dell'algoritmo genetico risultano dominanti, ovvero migliori in prestazioni rispetto tutti gli obiettivi della funzione di costo, rispetto all'algoritmo di Gauss-Newton. Inoltre, basandosi sul semplice calcolo di una funzione di costo che dipende dai parametri del fattore di schiera, è adatto ad essere applicato a diverse tipologie di problemi. Per questi motivi quindi, si è scelto di condurre l'analisi sulle USLA non equi-alimentate utilizzando solo questo algoritmo.

Applicazione dell'algoritmo genetico alle USLA non equi-alimentate

In questa sezione viene indagata la possibilità di utilizzare l'algoritmo genetico scegliendo come variabile, non la spaziatura (che è tenuta uniforme), ma i coefficienti dell'alimentazione. Agendo sulle alimentazioni però l'algoritmo genetico non è in grado di ottenere soluzioni superiori in termini di valore di MSLL e direttività alla finestra di Chebyshev. E' evidente infatti che la funzione di Chebyshev, che per un dato livello dei lobi laterali restituisce la soluzione con il lobo principale inferiore, sia la risposta analitica alla funzione di costo dell'algoritmo genetico.

Inoltre, per studiare la capacità dell'algoritmo genetico di adattarsi alle diverse esigenze progettuali, sono presentati i fattori di schiera ottenuti utilizzando una diversa funzione di costo. Mentre negli studi precedenti lo scopo della funzione di costo è minimizzare il valore di MSLL senza causare una diminuzione della direttività della schiera, ora l'obiettivo della funzione di costo è minimizzare l'energia del fattore di schiera pesata per una funzione che cresce quando ci si allontana dalla direzione θ_0 nella quale punta il fattore di schiera. La funzione di costo dipende solo dalla conformazione dei lobi laterali del fattore di schiera e come conseguenza la soluzione ottima è quella che ottiene il costo minore. Utilizzando questa funzione di costo non solo le soluzioni calcolate con l'algoritmo genetico superano in prestazioni le soluzioni ottenute con le principali funzioni finestra, ma è possibile trovare una soluzione che rappresenta l'ottimo della funzione di costo. L'algoritmo genetico quindi è stato applicato con successo ad una diversa funzione di costo.

Confronto tra NUSLA e USLA non equi-alimentate

In questa sezione sono state comparate le soluzioni ottenute utilizzando delle schiere di tipo NUSLA e delle schiere di tipo USLA non equi-alimentate. Il confronto è stato effettuato analizzando lo spazio delle soluzioni ottenuto applicando alle due tipologie di schiere un algoritmo genetico con una funzione di costo che ha come obiettivo minimizzare il valore di MSLL senza sacrificare la direttività della schiera.

Dall'analisi risulta che cambiare la spaziatura rende possibile ottenere antenne molto direttive e semplificare la rete d'alimentazione. La spaziatura però è ottimizzata per una data direzione di puntamento, quindi se si sceglie di progettare una schiera NUSLA per applicazioni che prevedono il puntamento della schiera in varie direzioni, bisogna realizzare un compromesso tra le grandezze che si vuole ottimizzare e l'apertura angolare in cui sono presenti questi benefici.

Le soluzioni trovate applicando l'algoritmo ai coefficienti dell'alimentazione corrispondono a fattori di schiera con prestazioni inferiori rispetto al caso NUSLA, ma agire sull'alimentazione permette di avere soluzioni in cui si mantengano costanti le caratteristiche della schiera quando quest'ultima viene puntata da una direzione diversa da 90^0 .

Schiere ibride

È possibile progettare le schiere agendo contemporaneamente sulla spaziatura e sull'alimentazione. Per ottenere questa tipologia di schiera si utilizza l'algoritmo genetico o quello di Gauss-Newton per calcolare la spaziatura che realizzi il fattore di schiera con le caratteristiche volute quindi, quando la schiera punta in una direzione diversa da quella per cui è stato ottimizzato la NUSLA, ovvero 90^0 , viene applicato l'algoritmo genetico che calcola i coefficienti dell'alimentazione per compensare gli effetti dell'aumento dei lobi laterali proprio delle schiere NUSLA. Le schiere ibride posseggono delle caratteristiche migliori delle convenzionali NUSLA o degli USLA non uniformemente alimentate, ma questo beneficio è bilanciato dalla notevole complicazione del progetto dell'antenna.

Schiere planari

In questa sezione sono spiegate le basi matematiche per il calcolo di un fattore di schiera planare e sono illustrati i criteri utilizzati per applicare l'algoritmo genetico a questa particolare tipologia di schiera. Il progetto della schiera planare può essere scomposto nel progetto di due schiere lineari le cui caratteristiche influenzano rispettivamente le direzioni angolari di elevazione e di azimuth. Nelle applicazioni veicolari il radar esegue una scansione sul piano azimutale, tenendo fissa a 90^0 la direzione in elevazione; in questo

modo le caratteristiche dell'antenna in azimuth ed in elevazione possono essere considerate indipendenti. Sono stati studiati tre casi di interesse:

1. Entrambe le schiere lineari hanno spaziatura non uniforme ma sono equi-alimentate;
2. Entrambe le schiere sono equi-spaziate ma non equi-alimentate;
3. Entrambe le schiere hanno pesatura e spaziatura non uniforme.

Dal momento che il progetto può essere separato nelle due direzioni angolari in modo indipendente l'una dall'altra, le caratteristiche del fattore di schiera planare in azimuth ed in elevazione dipendono dalla schiera lineare utilizzata. Quindi nel caso 1 avremo un fattore di schiera con ottime prestazioni ma ottimizzato per una sola direzione di puntamento, nel caso 2 avremmo una schiera dalle prestazioni inferiori al caso 2 ma superiori al caso della schiera uniformemente spaziata ed equi-alimentata. Infine nel terzo caso, esattamente come accadeva per le schiere ibride lineari si ha un fattore di schiera che supera in prestazione i precedenti casi, ma la cui progettazione risulta estremamente complessa.

Capitolo 4

Criteri di ottimizzazione

In questo capitolo i risultati ottenuti dallo studio degli algoritmi di ottimizzazione sono applicati al progetto di un'antenna per il sistema radar in esame. L'antenna deve essere una schiera di tipo planare, in quanto nei sistemi radar è necessario avere un fascio direzionale sia in azimuth che in elevazione.

Il progetto dell'antenna può essere separato rispetto alle due direzioni angolari (azimuth e elevazione), in quanto la schiera planare può essere vista come una schiera lineare di cui ogni elemento in realtà è a sua volta una schiera lineare. Infatti, dal punto di vista matematico, l'espressione del fattore di schiera lineare viene moltiplicato per il diagramma di radiazione del singolo elemento della schiera, che però ha esso stesso l'espressione di un fattore di schiera lineare. Il fattore di schiera planare diventa:

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd_x \sin\theta \cos\phi + \alpha_x)} \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm(kd_y \sin\theta \sin\phi + \alpha_y)}. \quad (4.1)$$

4.1 Filtro verticale

In elevazione l'obiettivo è minimizzare la probabilità di falso allarme dovuta alle riflessioni che provengono da direzioni diverse da 90° . La dimensione del fascio a 3dB non è importante purché rimanga entro valori accettabili. La funzione di costo deve quindi agire sulla potenza dei lobi laterali tenendo conto del fatto che non tutte le direzioni di arrivo delle riflessioni (*DOA, directions of arrival*) sono ugualmente dannose.

In figura 4.1 si vede come le riflessioni che provengono dall'emisfero inferiore sono dovute al terreno, mentre quelle provenienti dall'emisfero superiore sono dovute solo alle possibili interferenze, quindi:

$$I_{Tot} = I_{Sup} + I_I \quad (4.2)$$

dove I_{Inf} è la potenza delle riflessioni provenienti dal terreno, mentre I_{Sup} è la potenza delle riflessioni provenienti dall'emisfero superiore. I_{Inf} può essere calcolato come:

$$I_{Inf} = \int_{0^\circ}^{90^\circ} p(\theta) d\theta \quad (4.3)$$

dove:

$$p(\theta) \propto \frac{1}{r^4} |AF(\theta)|^2 = \frac{\cos^4(\theta)}{h^4} |AF(\theta)|^2 \quad (\text{Potenza della singola riflessione}) \quad (4.4)$$

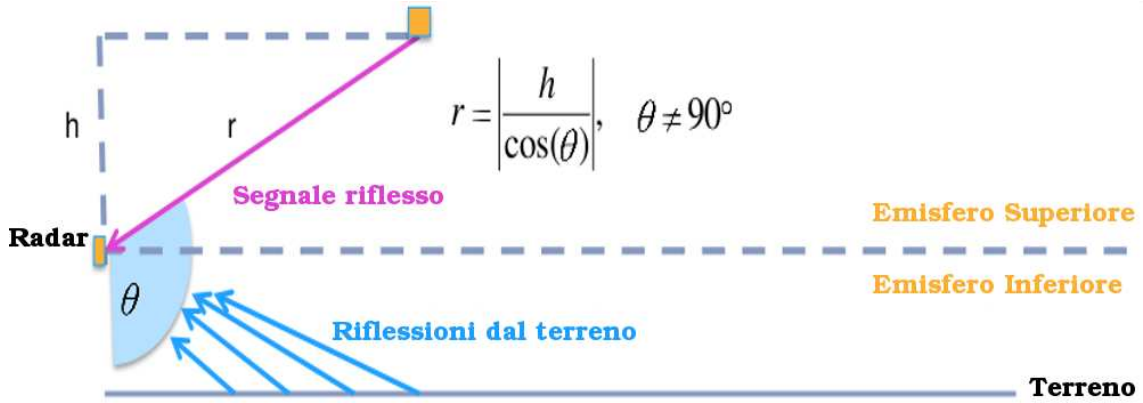


Figura 4.1: Riflessioni ricevute dal radar

Quindi:

$$I_{Inf} = \int_0^{90^\circ} p(\theta) d\theta \propto \int_0^{90^\circ} \cos^4(\theta) |AF(c\theta)|^2 d\theta. \quad (4.5)$$

Nell'emisfero superiore non sempre sono presenti riflessioni e, se sono presenti, la distanza dell'oggetto che le provoca non è nota a priori:

$$I_{Sup} = \iint_{\substack{\theta \in [90^\circ, 180^\circ] \\ h \in [0, \infty)}} p(h, \theta) \cdot u(h, \theta) \cdot dh \cdot d\theta \quad (4.6)$$

dove:

$$u(h, \theta) = \begin{cases} 1 & \text{Se esiste un oggetto in } (h, \theta) \\ 0 & \text{Altrimenti} \end{cases} \quad (4.7)$$

Anche se non è possibile formulare delle ipotesi sulla posizione dell'oggetto riflettente, la sua potenza $p(h, \theta)$ è sempre esprimibile come nell'equazione (4.4), quindi:

$$I_{Sup} \propto \int_{90^\circ}^{180^\circ} \cos^4(\theta) |AF(\theta)|^2 d\theta \quad (4.8)$$

da cui:

$$I_{Tot} \propto \int_0^{180^\circ} \cos^4(\theta) |AF(\theta)|^2 d\theta. \quad (4.9)$$

Dai risultati ottenuti dalle precedenti equazioni si può quindi scrivere la funzione di costo:

$$C_E = \int_0^{180^\circ} \cos^4(\theta) |AF(\theta)|^2 d\theta. \quad (4.10)$$

In questo progetto si è deciso di agire sui pesi dell'alimentazione, quindi l'algoritmo genetico trova un insieme di coefficienti che minimizzano la funzione di costo espressa nell'equazione (4.10), tra queste soluzioni la migliore è mostrata in figura 4.2.

L'equazione (4.10) come espressione è molto simile all'equazione (3.20); entrambe le equazioni infatti

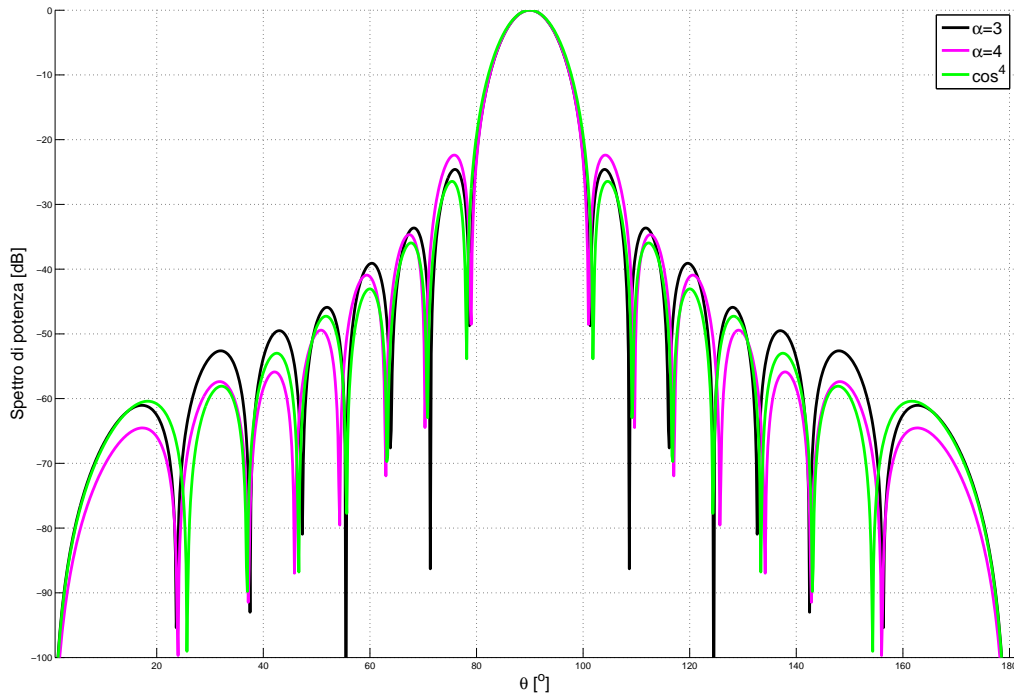


Figura 4.2: Spettro di potenza della soluzioni per la funzione di costo C_E

tendono a minimizzare la potenza dei lobi laterali utilizzando però pesature differenti; inoltre entrambe le funzioni, dipendendo solo dal fattore di schiera, tendono ad un minimo (la soluzione ottima). In figura 4.2 sono mostrate le soluzioni ottime per entrambe le funzioni di costo. La soluzione ottenuta tramite la funzione (4.10), rispetto alle altre, ha un MSLI inferiore e i lobi più esterni scendono più dolcemente.

In figura 4.3 è mostrato il rapporto tra potenza dei lobi laterali e quella del lobo principale rispetto alla banda a 3dB delle soluzioni ottenute tramite la formula della finestra di Taylor, di Chebyshev e una rettangolare. I quadratini colorati sulla curva di Taylor sono le soluzioni ottime rispetto ad una data funzione di costo. Si nota come per $\alpha = 1, 2, 3$, per un piccolo aumento della banda a 3dB, si ottiene un grande beneficio in termini di riduzione della potenza dei lobi. Invece, per valori di α maggiori di 3, un aumento in termini di banda a 3dB non comporta benefici apprezzabili. Nel caso della funzione di costo (4.10) il punto ottimo è collocato in modo da avere dei lobi laterali migliori al caso $\alpha = 3$ ed una banda a 3dB inferiore al caso $\alpha = 4$.

4.2 Filtro azimutale

Il comportamento dell'antenna lungo l'asse azimutale ha un forte impatto sulle prestazioni finali del sistema radar: infatti è su questa direzione angolare che giacciono i bersagli da rilevare nelle applicazioni radar veicolari. Le caratteristiche dell'antenna devono essere tali per cui il sistema radar abbia un'alta probabilità di rilevazione, sia in grado di risolvere dei bersagli distinti e generi pochi falsi allarmi. In questa sezione quindi viene presentata una metodologia per il calcolo di un fattore di schiera di antenne che effettui un buon compromesso tra le caratteristiche richieste.

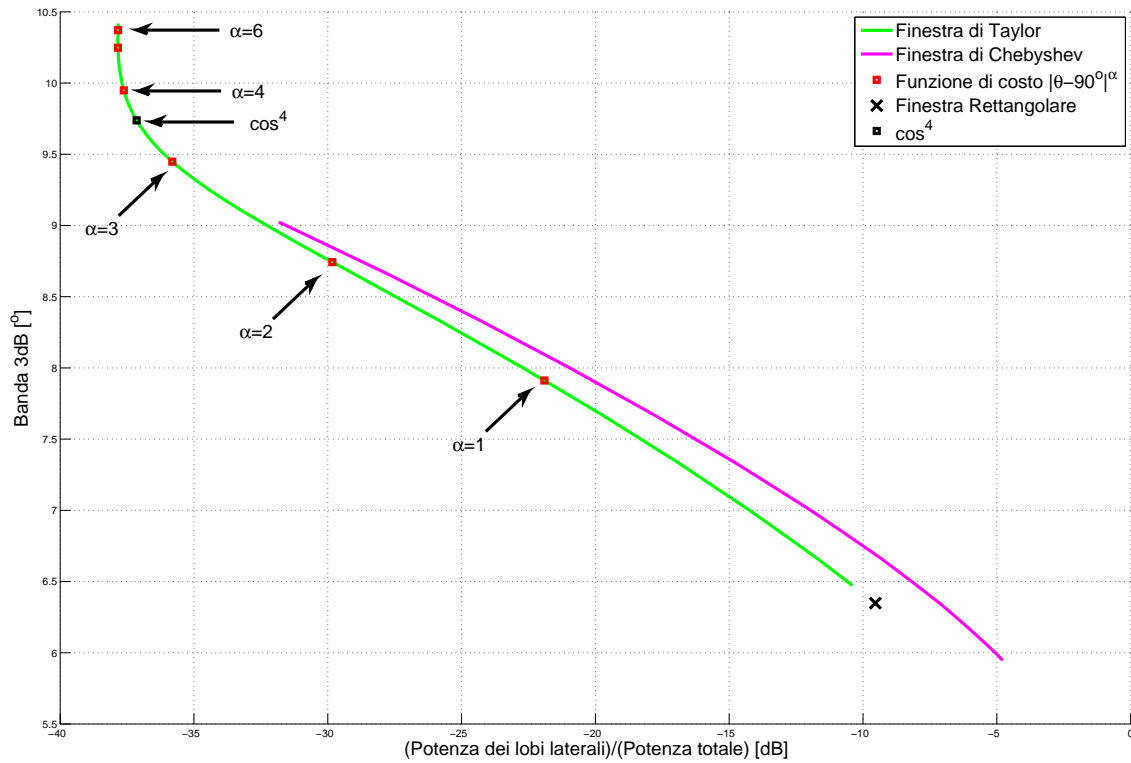


Figura 4.3: Ottimi delle funzioni di costo

4.2.1 Metodologia per il dimensionamento del sistema

Per garantire il corretto funzionamento del sistema radar la probabilità di rilevazione di un singolo bersaglio non può scendere al di sotto di un determinato valore $\overline{P_d}$ minimo. Questo valore minimo, da cui dipende il funzionamento del sistema, è determinato dall'implementazione specifica sia del radar sia del tracciatore che elabora le misurazioni effettuate dal radar.

Per far sì che la probabilità di rilevazione sia superiore al valore $\overline{P_d}$ minimo di funzionamento, è possibile agire sui parametri del sistema da cui essa dipende. La probabilità di rilevazione del singolo bersaglio del sistema radar dipende infatti dalla probabilità di falso allarme P_{fa}^c che si desidera ottenere e dal SIR.

Dal momento che il rumore è determinato dalle condizioni ambientali, per aumentare il SIR bisogna agire sul guadagno d'antenna. In particolare il guadagno d'antenna aumenta utilizzando una funzione finestra maggiormente direttiva; per esempio una finestra di Chebyshev, a parità di MSL, ha un guadagno maggiore della finestra di Taylor. Inoltre, a parità di finestra utilizzata, è possibile aumentare la direttività abbassando il valore di MSL; una finestra di Taylor infatti ha un guadagno maggiore quando il MSL vale 20dB rispetto al caso in cui MSL è pari a 30dB. Se, agendo sul guadagno d'antenna, non si riesce comunque a garantire il valore di $\overline{P_d}$ minimo, bisogna ricorrere ad un aumento della probabilità di falso allarme.

Guardando la figura 4.4, se il rapporto segnale rumore determinato dalle condizioni ambientali è 4dB, ipotizzando un valore minimo di probabilità di rilevazione $\overline{P_d} = 0.9$, è evidente che l'unico modo per garantire il funzionamento del sistema con una $P_{fa}^c = 10^{-6}$ è utilizzare la finestra con il guadagno d'antenna maggiore, ovvero la finestra di Chebyshev con un MSL di 20dB, oppure è necessario incrementare la probabilità di falso allarme $P_{fa}^c = 10^{-4}$. Le curve che rappresentano la P_{fa}^{eff} del sistema sono mostrate al variare al del SIR in ingresso del beam-forming e senza considerare il guadagno del singolo elemento. Se si volesse tenere

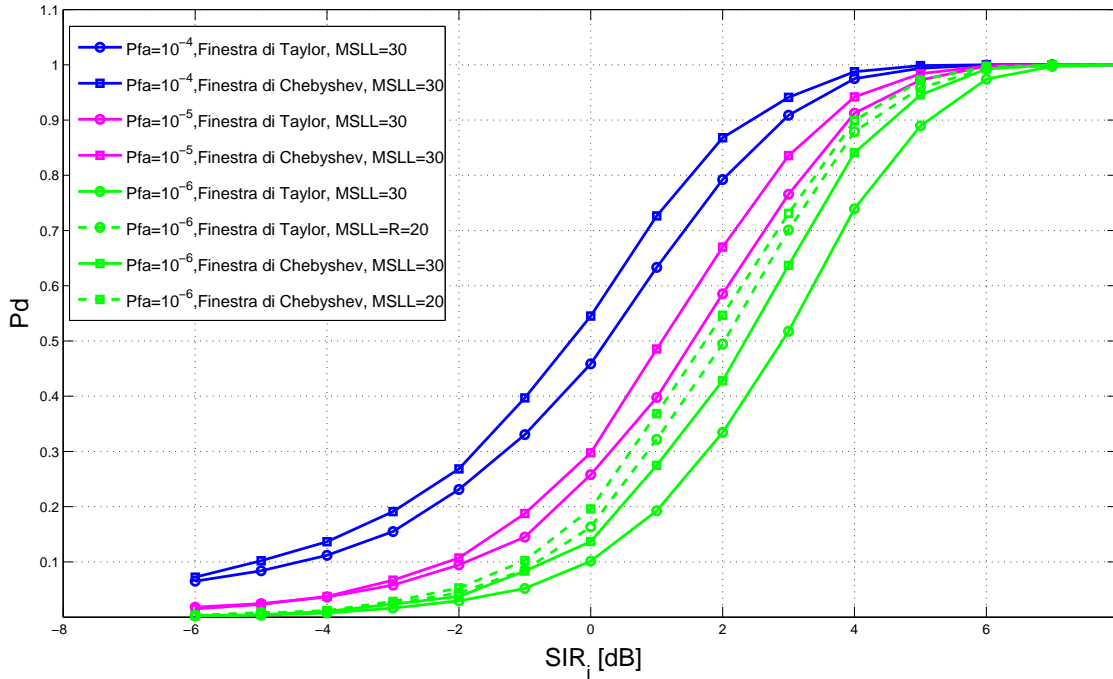


Figura 4.4: Probabilità di rilevazione al variare del SIR in ingresso al beamforming

conto sia del guadagno del singolo elemento sia del guadagno dovuto alla schiera, le curve rappresentate subirebbero una traslazione, rispetto all'asse su cui è riportato il SIR, pari alla somma dei due valori di guadagno.

Sempre in figura 4.4 si vede come, per valori sufficientemente elevati di SIR, la probabilità di rilevazione sia pari ad 1 per qualunque tipologia di finestra e per qualsiasi valore P_{fa}^c scelto. Tuttavia, quando il valore del SIR aumenta, si vede dalla figura 4.5 che anche la P_{fa}^{eff} dovuta alla presenza dei lobi laterali dell'antenna aumenta, degradando così le prestazioni. Esiste quindi un intervallo di valori di SIR entro il quale è garantita la probabilità di rilevazione senza avere un incremento del numero di falsi allarmi:

$$I = SIR_{P_{fa}} - SIR_{P_d} \tag{4.11}$$

dove SIR_{P_d} è il valore del SIR per il quale la curva della probabilità di rilevazione supera la probabilità minima di funzionamento $\overline{P_d}$, e il $SIR_{P_{fa}}$ è il SIR massimo per cui, utilizzando una data finestra, non si hanno falsi allarmi dovuti ai lobi laterali. Il valore $SIR_{P_{fa}}$ è stato scelto come il valore di SIR in corrispondenza del quale $\text{Log}(P_{fa}^{eff}) = \text{Log}(P_{fa}^c) + 0.1$ (ovvero quando il valore della P_{fa}^c subisce un peggioramento del 25%).

In tabella 4.1 sono elencate le grandezze significative che caratterizzano la finestra di Taylor e di Chebyshev sia con MSLL pari a 20dB che con MSLL=30dB. Per ogni finestra è riportato il valore di $SIR_{P_{fa}}$ ed il valore di SIR_{P_d} corrispondente ad una $\overline{P_d}$ minima di funzionamento di 0.5 e 0.9. Infine le ultime due colonne della tabella sono dedicate alla banda a 3dB, poiché contribuisce alla risoluzione angolare del sistema, ed al guadagno dell'antenna, dal momento che è una delle grandezze che determina la P_d .

All'interno dell'intervallo I è garantito il funzionamento del sistema, ovvero il radar è in grado di rilevare correttamente un bersaglio e la probabilità che vengano generati falsi allarmi coincide con quella teorica. Il radar però deve essere anche in grado di risolvere due bersagli distinti, ovvero avere un'alta risoluzione.

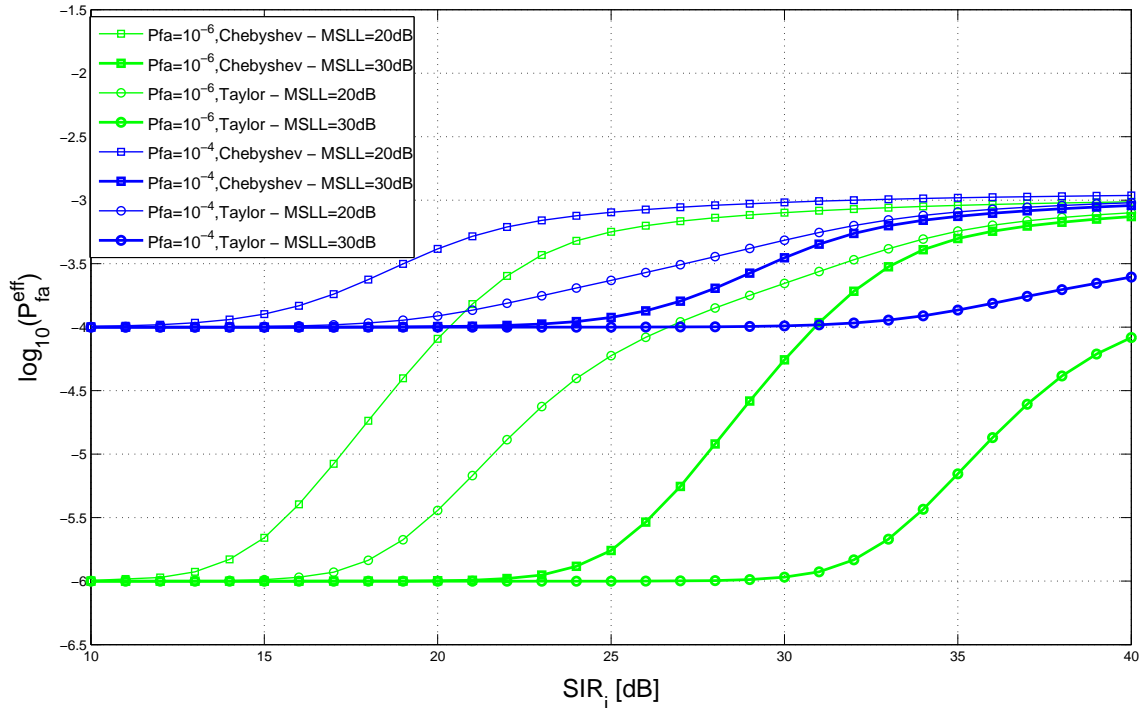


Figura 4.5: Probabilità di falso allarme al variare del SIR in ingresso al beam-forming.

Per avere un'alta risoluzione si deve diminuire la banda a 3dB, ossia aumentare la direttività dell'antenna. Dal momento che la direttività però è proporzionale al guadagno, e la P_d dipende dal guadagno, un aumento della probabilità di rilevazione ha come diretta conseguenza un migliore potere risolutivo del sistema.

In tabella 4.2 è riassunto il rapporto tra i parametri del sistema e i valori di SIR_{Pd} e SIR_{Pfa} . Nella prima riga sono individuate le grandezze chiave su cui agire per determinare i valori di SIR_{Pd} e SIR_{Pfa} e, per ciascuna di queste grandezze, è indicato come sia necessario variare i parametri del sistema per ottenere un aumento di SIR_{Pd} e SIR_{Pfa} . È importante notare come i parametri dell'antenna da cui dipendono i valori di SIR_{Pd} e SIR_{Pfa} sono allo stesso tempo interdipendenti ed in conflitto tra loro, rendendo impossibile modificare il valore di uno dei due estremi dell'intervallo I senza variare l'altro.

$\overline{P_d}$	Finestra utilizzata	Intervallo I di funzionamento ottimale		Banda a 3dB	Guadagno d'antenna
0.9	Taylor, MSL 20dB	$SIR_{Pd} = 4.26dB$	$SIR_{Pfa} = 17.3dB$	7.33^0	$G = 11.65dB$
	Taylor, MSL 30dB	$SIR_{Pd} = 5.1dB$	$SIR_{Pfa} = 31.25dB$	8.59^0	$G = 10.8dB$
	Chebyshev, MSL 20dB	$SIR_{Pd} = 4dB$	$SIR_{Pfa} = 13.25dB$	6.68^0	$G = 11.86dB$
	Chebyshev, MSL 30dB	$SIR_{Pd} = 4.5dB$	$SIR_{Pfa} = 23.75dB$	7.97^0	$G = 11.4dB$
0.5	Taylor, MSL 20dB	$SIR_{Pd} = 2dB$	$SIR_{Pfa} = 17.3dB$	7.33^0	$G = 11.65dB$
	Taylor, MSL 30dB	$SIR_{Pd} = 2.9dB$	$SIR_{Pfa} = 31.25dB$	8.59^0	$G = 10.8dB$
	Chebyshev, MSL 20dB	$SIR_{Pd} = 1.74dB$	$SIR_{Pfa} = 13.25dB$	6.68^0	$G = 11.86dB$
	Chebyshev, MSL 30dB	$SIR_{Pd} = 2.3dB$	$SIR_{Pfa} = 23.75dB$	7.97^0	$G = 11.4dB$

Tabella 4.1: Caratteristiche riassuntive delle varie tipologie di schiera data $P_{fa}^c = 10^{-6}$

	SIR_{Pd}	SIR_{Pfa}
Grandezze su cui agire	Guadagno, P_{fa}^c	Andamento dei lobi laterali
Procedimento	Aumentare P_{fa}^c	Indipendente da P_{fa}^c
	Aumentare la direttività	Diminuire la direttività
	Diminuire la banda a 3dB	Aumentare la banda a 3dB
	Aumentare i lobi laterali	Diminuire i lobi laterali

Tabella 4.2: Tabella riassuntiva delle grandezze che determinano i valori di SIR_{Pd} e SIR_{Pfa}

4.2.2 Individuazione della finestra ottima

Analizzando la tabella 4.2 è evidente che i valori di SIR_{Pd} e SIR_{Pfa} dipendono da parametri del sistema in conflitto tra di loro. L'obiettivo che si vuole ottenere è massimizzare l'ampiezza dell'intervallo I e per fare ciò è necessario realizzare un compromesso ottimo tra i diversi requisiti del sistema.

Per rendere possibile effettuare un compromesso bisogna fare delle ipotesi sul funzionamento del sistema. Infatti il SIR, che è una grandezza che influenza profondamente l'intervallo I , è determinato dalla condizioni ambientali; in questa trattazione si è deciso di garantire il funzionamento del sistema fino ad un SIR di 30dB. Inoltre bisogna definire la probabilità di falso allarme teorica P_{fa}^c e si è scelto di studiare il caso $P_{fa}^c = 10^{-6}$.

Dal momento che il SIR massimo per cui deve essere dimensionato il sistema è 30dB il SIR_{Pfa} , ovvero il massimo valore di SIR per cui non deve essere presente l'effetto di degradazione della P_{fa}^{eff} dovuta ai lobi, vale anch'esso 30dB. Per soddisfare la condizione $SIR_{Pfa} = 30dB$ è sufficiente assicurarsi che, per quel determinato valore di SIR, la probabilità di falso allarme del fattore di schiera scelto sia pari a quella teorica del sistema, ovvero 10^{-6} . Infatti, dal momento che le curve della P_{fa}^{eff} in figura 4.5 hanno un andamento monotono crescente, se per SIR=30dB la P_{fa}^{eff} vale 10^{-6} , questa non subirà aumenti al diminuire del SIR.

In figura 4.6 è mostrato come varia la P_{fa}^{eff} al variare del guadagno d'antenna per per SIR=30dB.

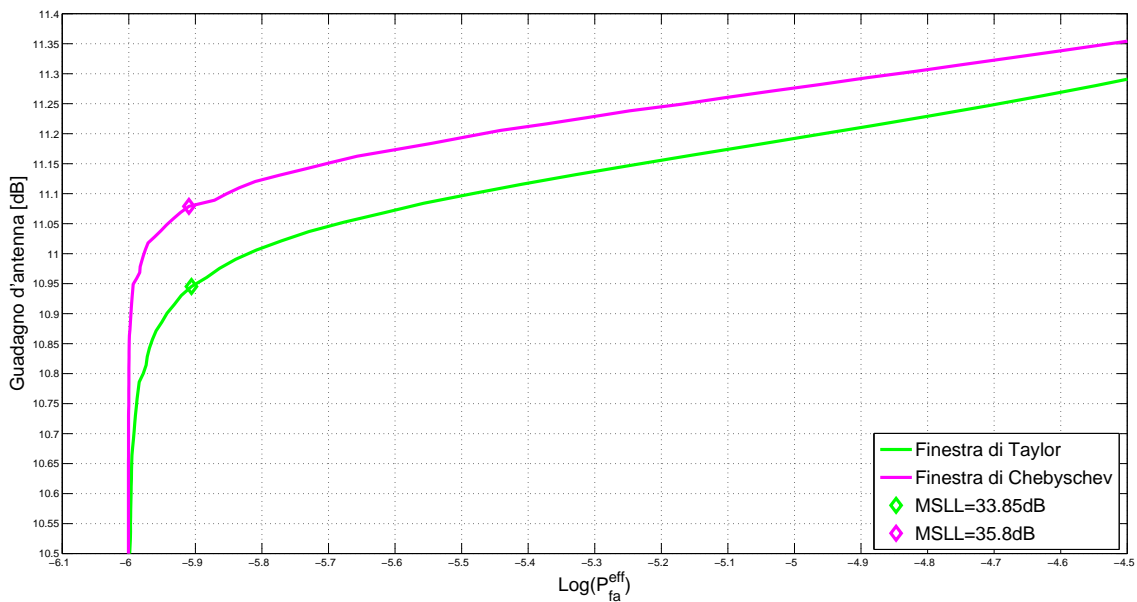


Figura 4.6: Andamento della probabilità di falso allarme al variare del guadagno d'antenna per SIR=30dB

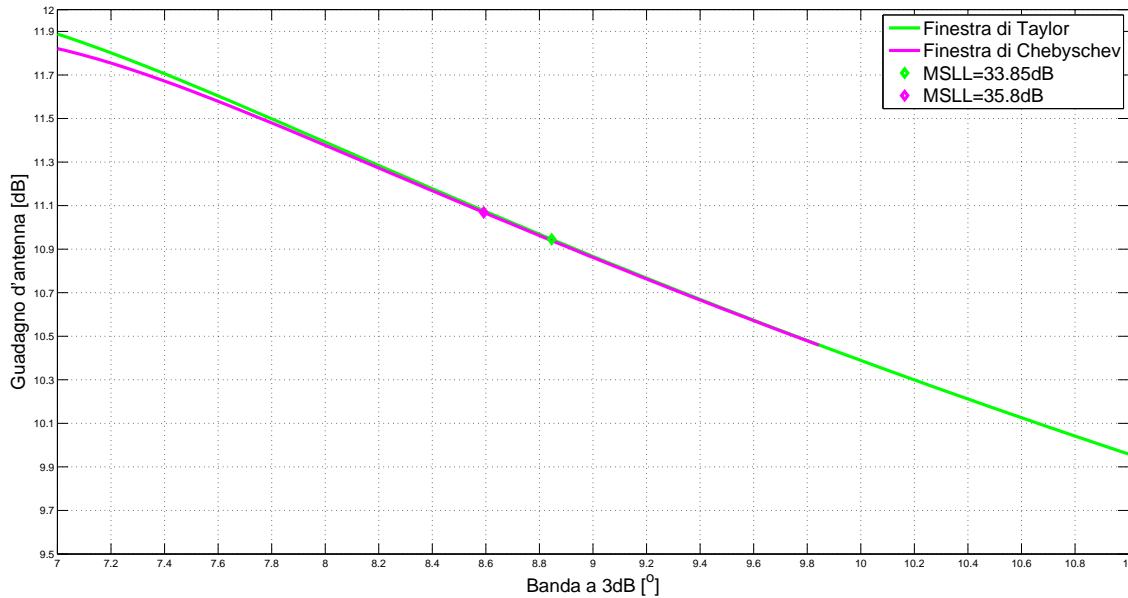


Figura 4.7: Guadagno d’antenna al variare della banda a 3dB per una finestra di Taylor ed una di Chebyshev con SIR=30dB

Ogni punto delle due curve corrisponde alla P_{fa}^{eff} ed al guadagno del fattore di schiera ottenuto tramite le finestre di Taylor e di Chebyshev per vari valori di MSLL. I punti delle due curve tali per cui $\text{Log}(P_{fa}^{eff}) \leq \text{Log}(P_{fa}^c) + 0.1$ corrispondono ai fattori di schiera per cui la condizione $SIR_{Pfa} = 30dB$ è soddisfatta. I punti evidenziati con un rombo rappresentano la linea di demarcazione tra i valori che soddisfano la condizione sulla P_{fa}^{eff} e quelli che invece non la soddisfano. Nella legenda, per i due punti messi in evidenza, è riportato il MSLL del fattore di schiera a cui corrispondono. Bisogna notare come il MSLL per la finestra di Chebyshev sia maggiore rispetto a quello che si ha per la finestra di Taylor. Questo fatto è dovuto al diverso andamento dei lobi laterali delle due finestre, come già spiegato nella sezione 2.4.5.

Per determinare completamente l’intervallo I ottimo, tra i fattori di schiera per cui la condizione sul SIR_{Pfa} è soddisfatta bisogna selezionare quello per cui il SIR_{Pd} è minimo. SIR_{Pd} dipende da due grandezze: la P_{fa}^c e il guadagno d’antenna; quindi dal momento che P_{fa}^c è fissata nelle ipotesi di funzionamento del sistema bisogna agire sul guadagno del fattore di schiera. In figura 4.7 è mostrato il guadagno d’antenna al variare della banda a 3dB. In figura sono mostrati anche i due punti che corrispondono alla minima P_{fa}^{eff} per cui la condizione sul SIR_{Pfa} sia soddisfatta.

Confrontando i due grafici 4.6 e 4.7 si vede come, se si volesse scegliere una soluzione con un guadagno maggiore rispetto a quello dei punti evidenziati, la condizione sul SIR_{Pfa} non sarebbe più soddisfatta. Viceversa, se si volesse diminuire il guadagno per diminuire la P_{fa}^{eff} si incorrerebbe nell’asintoto a -6dB determinato dalla probabilità di falso allarme teorica, non ottenendo così nessun miglioramento nelle prestazioni del sistema. Dal confronto tra i due grafici si vede chiaramente che il punto ottimo per entrambe le curve è quello evidenziato con il rombo, infatti tra i punti che soddisfano la condizione $SIR_{Pfa} = 30dB$ è quello a guadagno massimo. Inoltre il punto ottimo corrispondente alla finestra di Chebyshev ha un guadagno maggiore rispetto al punto della curva di Taylor e quindi, in questo caso, la soluzione ottima è rappresentata dalla finestra di Chebyshev con MSLL=35.8dB.

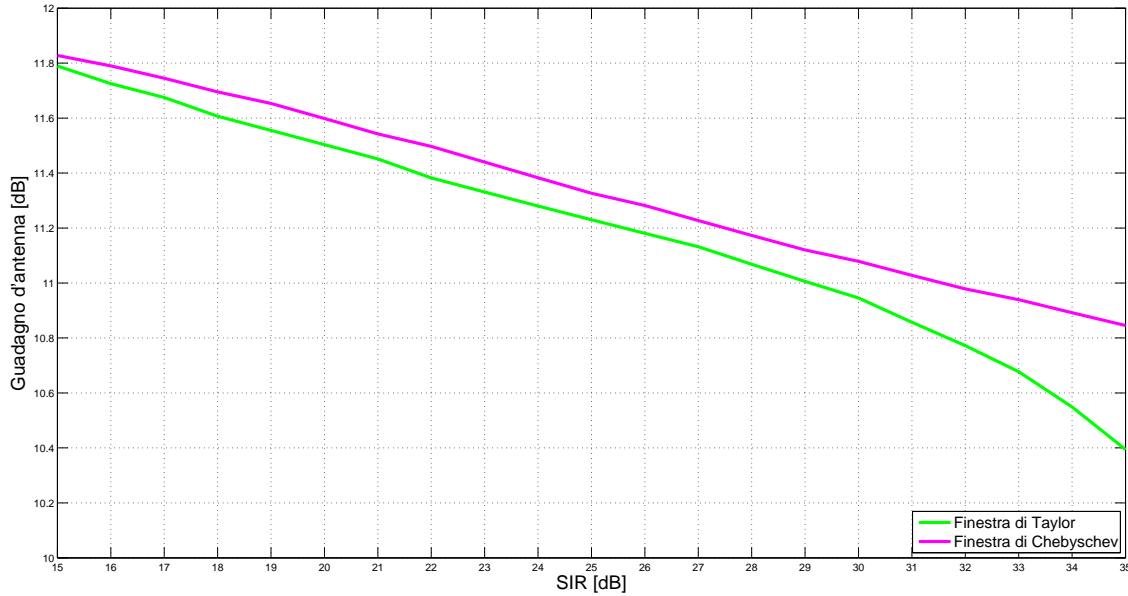


Figura 4.8: Andamento del guadagno al variare del SIR

Il guadagno d’antenna, che determina la P_d del sistema, e la banda a 3dB, che ne determina la risoluzione, insieme alla P_{fa}^{eff} sono le grandezze che definiscono le prestazioni del sistema. Dall’andamento della curva si vede come le due grandezze mostrate sono proporzionali e quindi, per ottenere un alto valore di P_d , sia necessario diminuire la banda 3dB e di conseguenza migliorare la risoluzione del sistema. Quindi, dato un SIR=30dB, la finestra di Chebyshev con MSL=35.8dB rappresenta il compromesso ottimo non solo rispetto all’intervallo I , ma anche rispetto alla risoluzione.

Un aspetto da notare in figura 4.6 è che la curva di Chebyshev a parità di P_{fa}^{eff} ha prestazioni migliori in termini di guadagno rispetto alla curva di Taylor. In figura 4.8 è mostrato come varia il guadagno delle soluzioni ottime delle finestre di Chebyshev e di Taylor, trovate con il procedimento appena illustrato, per vari valori di SIR. Per ogni valore di SIR dettato dalle condizioni ambientali, la finestra di Chebyshev produce soluzioni che a parità di P_{fa}^{eff} hanno un guadagno, e quindi una probabilità di rilevazione, migliore rispetto le soluzioni prodotte dalla finestra di Taylor. Per determinare se è possibile trovare delle soluzioni dalle prestazioni migliori di quelle ottenute con un finestra di Chebyshev, si è utilizzato un algoritmo genetico. La funzione di costo applicata ad un set di coefficienti dell’alimentazione $\bar{a} = [a_1, a_2, \dots, a_N]$ è:

$$C_A(\bar{a}) = (BW_{3dB}^{GA}(\bar{a}) - BW_{3dB}^U) + \text{Log} \left[P_{fa}^{eff}(SIR, \bar{a}) \right] \tag{4.12}$$

dove BW_{3dB}^{GA} è la banda a 3dB della schiera calcolata con l’algoritmo genetico, BW_{3dB}^U è la banda a 3dB della schiera uniforme con lo stesso numero $N=16$ di elementi. Dal momento che P_{fa}^{eff} dipende dal SIR, si è scelto di calcolare le soluzioni ottime per il massimo valore di SIR per cui si è deciso di garantire il funzionamento del sistema, ovvero 30dB. In figura 4.9 sono mostrate le soluzioni dell’algoritmo genetico al variare del guadagno d’antenna e alla P_{fa}^{eff} . Si nota come le soluzioni calcolate non riescano a superare le prestazioni ottenute tramite la finestra di Chebyshev. Questo dimostra che la finestra di Chebyshev rappresenta il limite superiore delle prestazioni ottenibili, ovvero la funzione di Chebyshev è la risposta analitica alla funzione di costo (4.12). Infatti, fissato un valore di SIR, per ottenere una P_{fa}^{eff} uguale a quella teorica è sufficiente che i lobi laterali del fattore di schiera non superino il valore della soglia S imposta dal decisore. Quindi,

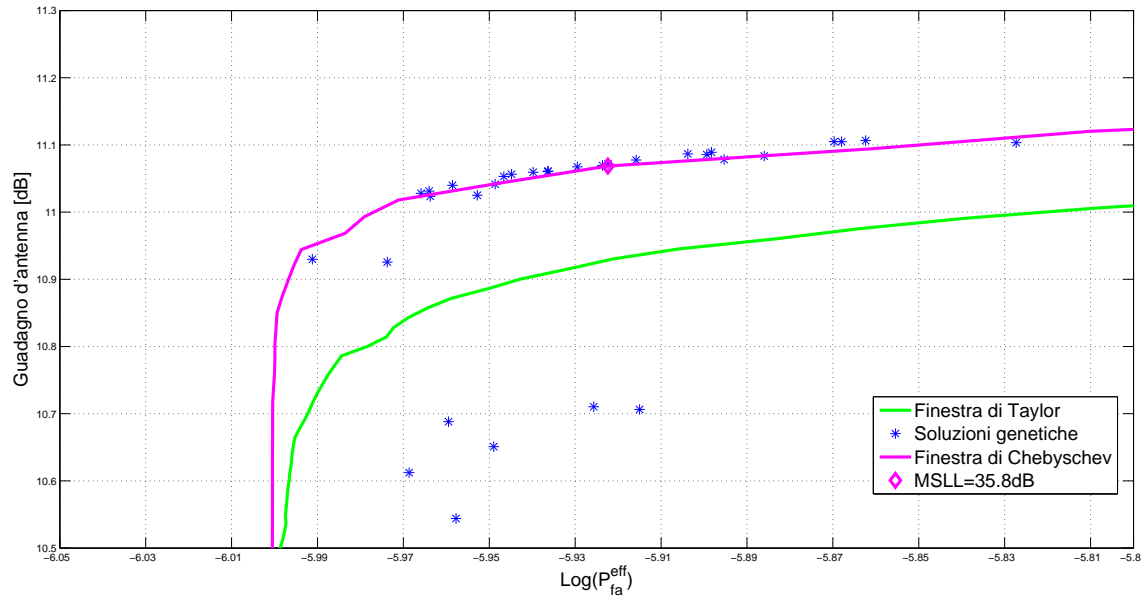


Figura 4.9: Soluzioni dell'algoritmo genetico espresse al variare di P_{fa}^{eff} e del guadagno d'antenna per $SIR=30\text{dB}$

fissato il valore di MSSL in modo che i lobi laterali dell'antenna non superino il valore della soglia S , per definizione la finestra di Chebyshev è la funzione finestra che, a parità di MSSL, ha la maggior direttività e per cui il maggior guadagno.

Considerazioni riassuntive

Per dimensionare un'antenna adatta a rilevare bersagli sul piano azimutale, bisogna tenere conto di tre grandezze: la probabilità di rilevazione, la probabilità di falso allarme e la risoluzione del sistema. Dal momento che la risoluzione del sistema è direttamente proporzionale alla probabilità di rilevazione, ottimizzando la schiera di antenne per soddisfare uno dei due requisiti, automaticamente il sistema risulta ottimizzato anche per l'altro; le grandezze su cui agire per determinare le prestazioni del sistema quindi sono unicamente la probabilità di falso allarme e la probabilità di rilevazione. Queste due grandezze variano al variare del SIR , per cui è stato determinato un intervallo I nel quale è garantito che la probabilità di rilevazione superi il valore minimo $\overline{P_d}$, per cui il sistema è funzionante, e il numero di falsi sia quello teorico. Inoltre è stato spiegato esaurientemente in che modo gli estremi dell'intervallo I , ovvero SIR_{Pd} e SIR_{Pfa} , dipendono dai parametri del sistema. È stato dimostrato infine che, per avere un alto valore sia SIR_{Pd} che di SIR_{Pfa} ed un'alta risoluzione, la finestra ottima da utilizzare è la finestra Chebyshev.

Conclusioni e sviluppi futuri

Per realizzare dispositivi radar complessi, capaci di identificare diversi scenari di traffico e fare previsioni sul percorso degli altri veicoli presenti sulla strada ed evitare possibili collisioni, il sistema radar implementato deve essere capace di rilevare correttamente sia i veicoli che i possibili ostacoli presenti in un determinato campo visivo. Poiché le prestazioni finali del sistema sono fortemente indipendenti dalle caratteristiche dell'antenna, la tesi si prefigge lo scopo di stabilire dei criteri per il dimensionamento di una schiera di antenne ottimizzata per sistemi radar veicolari.

Conclusioni

Le qualità di cui necessita un sistema radar per localizzare correttamente un bersaglio sono: un'alta probabilità di rilevazione, un'alta risoluzione e un basso numero di falsi allarmi. Per soddisfare i primi due requisiti elencati l'antenna realizzata deve avere un diagramma di radiazione in ricezione molto direttivo, infatti la risoluzione è proporzionale alla direttività e la direttività è a sua volta proporzionale al guadagno che aumenta il rapporto segnale rumore da cui dipende la probabilità di rilevazione. Il numero di falsi allarmi dipende dal livello dei lobi in quanto questi possono causare la ricezione di segnali provenienti da direzioni diverse da quella del lobo principale causando così una rilevazione di un bersaglio non realmente presente nella direzione di puntamento dell'antenna. Tuttavia, per avere un diagramma di radiazione con basso livello di lobi laterali, è necessario sacrificare la direttività dell'antenna; tuttavia le case automobilistiche impongono requisiti di minimo ingombro ai dispositivi di questo tipo, limitando l'efficacia di questa soluzione. L'unico modo per mantenere un livello dei lobi laterali basso e allo stesso tempo aumentare la direttività consiste nell'aumentare le dimensioni dell'antenna vincolate però, in questo tipo di applicazioni, dall'esigenza di non modificare la struttura dell'autovettura.

Per soddisfare i diversi requisiti richiesti dal sistema radar bisogna realizzare un compromesso ottimale tra i parametri che caratterizzano il diagramma di radiazione dell'antenna. Per determinare la natura di questo compromesso è necessario indagare a fondo le dinamiche intercorrenti tra le prestazioni del sistema radar e le caratteristiche dell'antenna. Lo studio del comportamento di un sistema radar, in uno scenario in cui sono presenti sia bersagli multipli che il disturbo da echi multipli, è un'operazione molto complessa; a tal fine è stato sviluppato in MATLAB un simulatore di un sistema radar a modulazione d'onda continua.

Il simulatore genera una forma d'onda continua che, dopo essere stata trasmessa, viene riflessa dai bersagli simulati; all'onda ricevuta vengono aggiunti i disturbi da echi multipli. Il segnale, ricevuto da una schiera di antenne, viene convertito in banda base e trasformato nel dominio delle frequenze; in questo modo viene messa in evidenza la dipendenza del segnale ricevuto dalla velocità e dalla distanza del bersaglio.

Ogni singola antenna riceve una versione sfasata del segnale. Il valore dello sfasamento dipende dalla distanza che intercorre tra la singola antenna ed il bersaglio e dalla direzione in cui è puntata la schiera. Tramite le operazioni di beam-forming, che consistono in una somma opportunamente pesata dei segnali ricevuti, si ottiene la quantità di segnale proveniente dalla direzione di puntamento dell'antenna.

Ogni bersaglio presente è rappresentato da un picco del segnale ricevuto e trasformato. Per rilevare l'esistenza dei picchi in presenza di disturbi da echi multipli si usa un decisore CFAR che confronta il picco del segnale ricevuto con una soglia S fissata adattativamente al variare del rapporto segnale rumore.

Nel capitolo 2 il sistema così implementato è stato utilizzato per analizzare le capacità risolutive del sistema. La risoluzione di due bersagli può avvenire secondo ognuna delle tre grandezze misurate dal radar, ovvero velocità, distanza e posizione azimutale. Per conoscere il limite superiore delle prestazioni del sistema si è deciso di studiare il caso peggiore, ovvero il caso in cui la velocità è costante e la risoluzione dei due bersagli può avvenire in funzione delle sole separazione in azimuth ed in distanza. Per separazione in distanza si intende la differenza tra la distanza del primo e del secondo bersaglio rispetto al radar. Per separazione in azimuth invece si intende la differenza tra la posizione in gradi dei due bersagli. Da questo studio sono state prodotte delle curve che permettono di mettere in rapporto la direttività dell'antenna con la risoluzione angolare che si vuole ottenere tenendo conto della capacità risolutiva del sistema nel suo complesso.

La probabilità di rilevazione è definita come la probabilità di rilevare un bersaglio realmente esistente. Garantire una probabilità di rilevazione sufficientemente alta è fondamentale per il funzionamento di un sistema radar. Il simulatore è stato utilizzato quindi per calcolare la probabilità di rilevazione di un singolo bersaglio al variare del rumore e della tipologia di schiera impiegato. Attraverso queste simulazioni sono state calcolate le curve di riferimento che mettono in rapporto la direttività dell'antenna con la probabilità di rilevazione del radar, curve che sono utilizzate anche in seguito per lo studio sul dimensionamento ottimale dell'antenna.

Infine il simulatore è stato utilizzato per validare il modello teorico proposto da questa tesi per la modellazione della relazione esistente tra il livello dei lobi laterali e il numero di falsi allarmi. Il modello teorico ipotizza che il livello dei lobi laterali inizi a causare un aumento del numero di falsi allarmi per un valore del SIR tale per cui la soglia imposta dal decisore ha un valore inferiore alla potenza dei lobi laterali dell'antenna. Nel momento in cui i lobi oltrepassano il valore della soglia imposto dal decisore infatti, i segnali interferenti ricevuti dai lobi sopra la soglia danno luogo a dei falsi allarmi. Il modello teorico fornisce quindi un criterio per dimensionare il diagramma di direttività dell'antenna in modo che quest'ultima non causi falsi allarmi per un determinato SIR di funzionamento.

Una volta che sono state messe in luce tali relazioni esistenti tra le prestazioni del sistema radar e le caratteristiche dell'antenna divengono necessari degli strumenti che permettano di realizzare un'antenna con le qualità radiative volute. Quindi nel capitolo 3 sono state studiate esaustivamente le potenzialità ed i limiti sia delle convenzionali tecniche di sintesi delle antenne a schiera sia delle tecniche di ottimizzazione. Gli studi realizzati si prefiggono lo scopo di mostrare quali siano i limiti e le potenzialità di queste tecniche dando quindi delle linee guida per decidere, a seconda delle specifiche esigenze di progetto, quale sia la tecnica più appropriata da adottare.

Gli algoritmi di ottimizzazione studiati sono: le *tecniche deterministiche* che, partendo da una configurazione iniziale, tendono a determinare una soluzione che soddisfi le specifiche seguendo regole ben determinate, e le *tecniche aleatorie*, che invece utilizzano algoritmi di ottimizzazione stocastica. Per ognuna delle due tecniche è stato studiato uno specifico algoritmo, in particolare per le tecniche aleatorie è sta-

to studiato l'algoritmo genetico, mentre per le tecniche deterministiche è stato analizzato l'algoritmo di Gauss-Newton.

Sulla base dell'analisi dei risultati delle tecniche di ottimizzazione applicate a varie funzioni di costo per il dimensionamento dell'antenna, si è deciso di utilizzare l'algoritmo genetico in quanto, rispetto all'algoritmo di Gauss-Newton, effettua una ricerca estensiva nello spazio delle soluzioni ed essendo basato sul semplice calcolo della funzione di costo è facilmente applicabile alle diverse specifiche di progetto.

Infine, nell'ultimo capitolo, le conoscenze acquisite sull'impatto che le caratteristiche dell'antenna hanno sulle prestazioni del sistema sono applicate per stabilire dei criteri di progetto di una schiera planare di antenne da utilizzare in ambito veicolare. Il progetto della schiera planare è stato scomposto nel progetto di due schiere lineari che implementano due filtri spaziali rispettivamente nelle direzioni di elevazione e di azimuth. Nonostante entrambi i filtri richiedono massimizzazione della direttività e minimizzazione dei lobi laterali, poiché nella direzione verticale gli interferenti posizionati lateralmente causano riflessioni a maggior potenza rispetto a quelle più centrali, per il progetto del filtro verticale è stata impiegata una specifica funzione di costo.

Lungo l'asse azimutale invece giacciono i bersagli da rilevare, quindi le caratteristiche dell'antenna devono essere tali per cui il sistema radar abbia un'alta probabilità di rilevazione, sia in grado di risolvere dei bersagli distinti e generi pochi falsi allarmi. Dal momento che la risoluzione del sistema è direttamente proporzionale alla probabilità di rilevazione, ottimizzando la schiera di antenne per soddisfare uno dei due requisiti, automaticamente il sistema risulta ottimizzato anche per l'altro; le grandezze su cui agire per determinare le prestazioni del sistema quindi sono unicamente la probabilità di falso allarme e la probabilità di rilevazione. Queste due grandezze variano al variare del SIR, per cui è stato determinato un intervallo I nel quale è garantito che la probabilità di rilevazione superi il valore minimo $\overline{P_d}$, per cui il sistema è funzionante, e il numero di falsi sia quello teorico. È stato osservato infine che, per massimizzare l'intervallo I ed avere un'alta risoluzione, la finestra ottima da utilizzare è la finestra di Chebyshev.

In conclusione, in questa tesi è stata presentata una metodologia innovativa i cui risultati permettono di stabilire dei criteri ottimali di dimensionamento di un'antenna per sistemi radar in campo veicolare. La metodologia proposta combina gli studi esaustivi, eseguiti sulle relazioni intercorrenti tra le prestazioni del sistema radar e le caratteristiche dell'antenna, con le metodologie di progettazione di schiere di antenne. Infatti, per prima cosa, sono state ricavate tramite il simulatore curve che mettono in relazione: la direttività dell'antenna con la probabilità di rilevazione e con la risoluzione angolare del radar, i lobi laterali dell'antenna con la probabilità di falso allarme al variare del SIR di funzionamento del sistema. Quindi, per il calcolo del diagramma di radiazione di un'antenna, che risponda esattamente alla specifica esigenza progettuale, è stato scelto un algoritmo genetico poiché, dagli studi effettuati sulle tecniche di ottimizzazione delle schiere di antenne, è risultato il più idoneo. I criteri di ottimizzazione presentati sono di carattere generale poiché non dipendono né dalla specifica implementazione del decisore, né dal SIR determinato dalle condizioni ambientali né dal tracciatore.

Sviluppi futuri

I risultati del presente lavoro possono essere direttamente impiegati per la progettazione di una specifica antenna per sistemi radar. Più precisamente è stata presentata una metodologia per l'identificazione di soluzioni alternative tra loro, ciascuna delle quali privilegia un particolare aspetto dell'antenna. Dato che le prestazioni complessive del sistema dipendono, oltre che dall'antenna, anche dalle prestazioni dei sotto-

sistemi di tracciamento, l'identificazione dell'alternativa migliore va effettuata a valle dell'intero sistema. Pertanto il naturale sviluppo del presente lavoro consiste nell'identificazione dell'antenna ottimale alla luce delle criticità evidenziate dal sistema nel suo complesso.

Bibliografia

- [1] DARREN WILLIAM ANSELL. Antenna performance optimisation using evolutionary algorithms. *Ph.D. THESIS*, 2004.
- [2] Ji-Hoon Bae, Kyung-Tae Kim, Joon-Ho Lee, Hyo-Tae Kim, and Jae Ick Choi. Design of steerable non-uniform linear array geometry for side-lobe reduction. *Microwave and Optical Technology Letters*, 36(5):363–367, 2003.
- [3] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley-Interscience, 2005.
- [4] J.B. Billingsley, A. Farina, F. Gini, M.V. Greco, and L. Verrazzani. Statistical analyses of measured radar ground clutter data. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 35(2):579–593, apr 1999.
- [5] Uday K. Chakraborty and Cezary Z. Janikow. Binary and gray encoding in univariate marginal distribution algorithm, genetic algorithm, and stochastic hillclimbing.
- [6] Swedish Institute for Transport and Communications Analysis Statistics Sweden. *Road traffic injuries 2003, official statistics of Sweden*. 2004.
- [7] Fredrik Gustafsson. Automotive safety systems. *IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE*, 32, 2009.
- [8] R. Harrington. Sidelobe reduction by nonuniform element spacing. *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, 9(2):187–192, march 1961.
- [9] Wolfgang H. Schulz Herbert Baum, Jutta Schneider. Exploratory study on the potential socio-economic impact of the introduction of intelligent safety systems in road vehicles. *Institute for Transport Economics at the University of Cologne*, 2005.
- [10] Frank Kolak. A low profile 77 ghz three beam antenna for automotive radar. *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, 2001.
- [11] Nadav. Levanon. *Radar Principles*. Wiley and Sons, 1988.
- [12] Urs Lubber. *Target Position Estimation with a Continuous Wave Radar Network*. Cuvillier Verlag Gottingen, 2005.
- [13] Hermann Meinecke, Marc-Michael; Rohling. Combination of lfm-cw and fsk modulation principles for automotive radar systems. *German Radar Symposium*, 2000.

- [14] B. Orchard and A.R. Clark. Optimising algorithms for antenna design. *THE TRANSACTIONS OF THE SA INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS*, 2004.
- [15] Sophocles J. Orfanidis. *Electromagnetic Waves and Antennas*. 2008.
- [16] Hermann Rohling. Radar cfar thresholding in clutter and multiple target situations. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 1983.
- [17] Mark Schiementz. *Postprocessing Architecture for an Automotive Radar Network*. Cuvillier Verlag Gottingen, 2005.
- [18] Selleri Stefano. *Elementi di Teoria degli Array*. Pitagora Editrice, 2001.
- [19] Peter Swerling. Probability of detection for fluctuating targets. *Rand Research Memorandum*, 1954.
- [20] Michal Vavrda. Digital beamforming in wireless communications. *Radioelektronika, International Conferencen*, 2004.
- [21] J. Wenger. Automotive radar - status and perspectives. In *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2005. CSIC '05. IEEE*, page 4 pp., oct.-2 nov. 2005.