POLITECNICO DI TORINO

Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea in Ingegneria delle telecomunicazioni

Tesi di Laurea

Sistema di telecomando e telemetria per aerei stratosferici senza pilota: definizione delle specifiche e validazione tramite simulazione

Relatori:
Prof. Mario PENT
Prof. Marina MONDIN
Ing. Fabio DOVIS

Candidati:
Francesco BAIETTO
Maurizio FODRINI
Maurizio SISTO

Dicembre 2000

Contributi dei candidati

Questa tesi è stata realizzata mediante una stretta collaborazione ed una costante cooperazione tra i candidati. Tutte le problematiche affrontate sono state esaminate singolarmente, suddividendole opportunamente per consentire un'analisi parallela dei relativi aspetti da studiare. I risultati così ottenuti sono poi stati analizzati e confrontati per decidere la strategia più adatta a risolvere tali problematiche, in modo da disporre di una base di partenza con cui impostare il problema successivo. In particolare, il contributo fornito da ciascun tesista per lo studio dei vari argomenti è stato il seguente:

- *Baietto*: analisi del modello di telemetria proposto dal CCSDS e del flusso dati in down-link, realizzazione del modello di canale, teoria della modulazione OFDM, realizzazione e simulazione dello schema DOFDM, teoria e simulazione dei codici a blocco, valutazione delle prestazioni del codice di Reed-Solomon, scansione elettronica delle schiere, antenne ad elica, valutazione del margine disponibile.

- *Fodrini*: analisi dei servizi di telemetria proposti dal CCSDS, trattazione teorica del modello del canale, teoria e simulazione della modulazione GMSK, realizzazione dello schema DOFDM, teoria e simulazione dei codici convoluzionali, valutazione dei ritardi complessivi del sistema, schiera ottenuta mediante sintesi FTM e antenna a dipoli incrociati, valutazione del link-budget per le diverse situazioni di volo.

- *Sisto*: analisi del modello di telecomando proposto dal CCSDS, analisi del flusso dati in up-link, teoria e simulazione delle modulazioni DQPSK e $\pi/4$ DQPSK, teoria e valutazione delle prestazioni fornite dal protocollo ARQ, analisi della correlazione tra i bit, schiere di tipo lineare con distribuzione uniforme, a coseno e a coseno quadrato, studio dei parametri riguardanti il calcolo del link-budget.

Ringraziamenti

Esprimiamo i nostri ringraziamenti al prof. Mario PENT e alla prof.ssa Marina MONDIN per il supporto fornitoci durante lo svolgimento di questa tesi e, in modo particolare, all'ing. Fabio DOVIS per la sua assistenza e costante disponibilità presentata nei nostri confronti.

Siamo grati, inoltre, all'ing Gabriella POVERO per la sua consulenza in merito al simulatore utilizzato, nonché ai docenti dei Dipartimenti di ingegneria Aeronautica e Spaziale, di Energetica e di Elettrica Industriale per le informazioni che gentilmente ci hanno fornito, relativamente al flusso dati.

Desideriamo anche ringraziare il tesista Roberto FANTINI per il suo contributo apportato nello studio del canale di propagazione.

Porgiamo, poi, la più sentita riconoscenza in modo particolare ai nostri rispettivi genitori, Lorenzo e Cesira BAIETTO, Italo e Maria Rosa FODRINI, Ugo e Michela SISTO, per la loro costante presenza ed il loro continuo supporto manifestatoci durante tutti questi anni.

Esprimiamo infine i nostri ringraziamenti a tutti gli amici e a quelle persone che hanno creduto nelle nostre capacità.

Indice

Contributi dei candidati I

Ringraziamenti III

1 Introduzione **1**

2 Schema proposto dal CCSDS per il telecomando e la telemetria **7**

2.1 Introduzione . . . 7
2.2 Telecomando . . . 8
2.3 Telecomando: flusso dati al trasmettitore . . . 11
2.3.1 Application Process Layer . . . 11
2.3.2 System Management Layer . . . 11
2.3.3 Packetization Layer . . . 12
2.3.4 Segmentation Layer . . . 14
2.3.5 Transfer Layer . . . 15
2.3.6 Coding Layer . . . 21
2.3.7 Physical Layer . . . 25
2.4 Telecomando: flusso dati al ricevitore . . . 26
2.4.1 Physical Layer . . . 27
2.4.2 Coding Layer . . . 27
2.4.3 Transfer Layer . . . 28
2.4.4 Segmentation Layer . . . 32
2.4.5 Packetization Layer . . . 32
2.4.6 System Management Layer . . . 33
2.4.7 Application Process Layer . . . 33

2.5 Telemetria 33
2.5.1 Layer D: Space Transfer Layer 35
2.5.2 Layer C: Virtual Channel Access Layer 40
2.5.3 Layer B: Channel Access Layer 45
2.5.4 Layer A: Physical Access Layer 46
2.6 Riepilogo dello standard CCSDS 53
2.6.1 Telecomando secondo il CCSDS 53
2.6.2 Telemetria secondo il CCSDS 56
2.6.3 Applicabilità dello schema CCSDS ad Heliplat 57

3 Analisi del flusso dati in up-link e down-link 61
3.1 Introduzione 61
3.2 Dati aeronautici 63
3.2.1 Parametri relativi agli assi corpo 64
3.2.2 Parametri relativi alla posizione 66
3.2.3 Parametri relativi alla pressione 69
3.2.4 Parametri relativi alla velocità 70
3.2.5 Bit rate relativo al flusso dati aeronautico 71
3.3 Dati energetici 72
3.3.1 Principio di funzionamento delle celle a combustibile . 73
3.3.2 Parametri del sistema energetico 75
3.3.3 Bit rate relativo al flusso dati energetico 78
3.4 Dati elettrici 79
3.4.1 Principio di funzionamento delle celle solari 79
3.4.2 Parametri del sistema elettrico 81
3.4.3 Bit rate relativo al flusso dati elettrico 82
3.5 Flusso dati complessivo in down-link 83
3.6 Flusso dati complessivo in up-link 84

4 Il canale di propagazione 87
4.1 Introduzione 87
4.2 L'effetto dei multipath nel tempo 89
4.2.1 Risposta all'impulso del canale affetto da multipath . 90
4.3 L'effetto dei multipath in frequenza 93

4.3.1 L'effetto Doppler 93
4.3.2 L'effetto Doppler in presenza di multipath 95
4.4 Parametri caratteristici del canale mobile soggetto a multipath 97
4.4.1 Parametri relativi alle caratteristiche del canale 97
4.4.2 Effetti del canale sul segnale trasmesso 99
4.5 Modellizzazione del canale di propagazione 100
4.5.1 Modello generale del canale 101
4.5.2 Modello del canale simulato 104

5 Schemi di modulazione analizzati 107
5.1 Introduzione 107
5.2 La modulazione OFDM 108
5.2.1 Il segnale 108
5.2.2 Ortogonalità delle portanti 110
5.2.3 Spettro del segnale 112
5.2.4 Efficienza spettrale 113
5.2.5 Energia e potenza 114
5.2.6 Intervallo di guardia 115
5.2.7 Modulatore e demodulatore 118
5.2.8 Prestazioni su canale AWGN 119
5.3 Le modulazioni DQPSK e $\pi/4$ DQPSK 121
5.3.1 Il segnale 123
5.3.2 Spettro del segnale 124
5.3.3 Efficienza spettrale 126
5.3.4 Energia e potenza 126
5.3.5 Modulatore e demodulatore DQPSK 128
5.3.6 Modulatore e demodulatore $\pi/4$ DQPSK 130
5.3.7 Prestazioni su canale AWGN 133
5.4 La modulazione GMSK 133
5.4.1 Il segnale 135
5.4.2 Filtro gaussiano e spettro del segnale 137
5.4.3 Efficienza spettrale 140
5.4.4 Modulatore e demodulatore 140
5.4.5 Prestazioni su canale AWGN 144

6 Simulazioni per la scelta della modulazione 147

6.1 Introduzione . . . 147
6.2 La modulazione OFDM . . . 149
6.3 La modulazione DOFDM . . . 151
6.3.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione . . . 152
6.4 La modulazione DQPSK . . . 154
6.4.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione . . . 157
6.5 La modulazione $\pi/4$ DQPSK . . . 158
6.5.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione . . . 159
6.6 La modulazione GMSK . . . 159
6.6.1 Prestazioni ottenute mediante simulazione . . . 161
6.7 Confronti tra le modulazioni . . . 163
6.7.1 Confronto tra la DOFDM e la DQPSK . . . 163
6.7.2 Confronto tra la DQPSK e la $\pi/4$ DQPSK . . . 164
6.7.3 Confronto tra la DQPSK e la GMSK . . . 166
6.7.4 Considerazioni conclusive . . . 167

7 Tecniche di codifica analizzate 169

7.1 Introduzione . . . 169
7.2 Generalità sui codici di canale . . . 170
7.2.1 Cenni sui codici a blocco . . . 172
7.2.2 Un sottoinsieme di codici a blocco: i codici ciclici . . . 175
7.2.3 I codici concatenati . . . 177
7.3 Codici esaminati . . . 179
7.3.1 I codici BCH . . . 180
7.3.2 I codici di Reed-Solomon . . . 181
7.3.3 I codici convoluzionali . . . 182
7.4 La tecnica ARQ . . . 188
7.4.1 Stop-and-Wait . . . 189
7.4.2 Go-Back-N . . . 190
7.4.3 Selective-Repeat . . . 191
7.4.4 Prestazioni della tecnica ARQ . . . 192

8 Simulazioni delle tecniche di codifica 195

8.1 Introduzione 195
8.2 Confronto delle prestazioni con DQPSK a differenti bit rate . 196
8.3 Applicazione della codifica nella tratta in up-link 198
8.3.1 Simulazioni a basso bit rate 200
8.3.2 Simulazioni ad alto bit rate 203
8.4 Applicazione della codifica nella tratta in down-link 205
8.4.1 Simulazione del codice convoluzionale 207
8.4.2 Prestazioni del codice di Reed-Solomon 212
8.5 Utilizzo del protocollo ARQ 214
8.5.1 Prestazioni del protocollo ARQ 216
8.5.2 Trattazione teorica dei ritardi 218
8.5.3 Valutazione dei ritardi 224
8.6 Analisi della correlazione tra i bit 229
8.6.1 Analisi dei Gap nella tratta in up-link 232
8.6.2 Analisi dei Gap nella tratta in down-link 237
8.7 Considerazioni Conclusive 238

9 Il sistema di antenne: progetto preliminare 241

9.1 Introduzione 241
9.2 Generalità sulle antenne 241
9.2.1 Parametri caratteristici delle antenne 242
9.3 Studio del sistema di antenne di terra 248
9.3.1 Schiera lineare ad ampiezze unifomi 251
9.3.2 Schiera lineare non uniforme ottenuta per mezzo di sintesi FTM 263
9.3.3 Schiera lineare non uniforme con distribuzione d'ampiezza a coseno 266
9.3.4 Schiera lineare non uniforme con distribuzione d'ampiezza a coseno quadrato 269
9.4 Considerazioni conclusive sulle antenne di terra 273
9.5 Scansione elettronica delle fasi per l'antenna di terra 274
9.6 Studio del sistema di antenne di bordo 278
9.6.1 Soluzione con più antenne a elica 279

9.6.2 Antenna a dipoli incrociati 288
9.7 Considerazioni conclusive sulle antenne di bordo 295

10 Analisi del Link-Budget 301

10.1 Introduzione 301
10.2 Trattazione teorica sul link-budget 302
10.2.1 Attenuazione di spazio libero 303
10.2.2 Extra-attenuazione media del mezzo trasmissivo 304
10.2.3 Potenza di rumore 306
10.2.4 Perdite da polarizzazione 309
10.2.5 Perdite realizzative 310
10.3 Link-budget relativo alla tratta in up-link 310
10.3.1 Collegamento a 32 kbit/s 311
10.3.2 Collegamento a 100 kbit/s 314
10.4 Link-budget relativo alla tratta in down-link 315
10.5 Considerazioni conclusive 317

11 Conclusioni 319

Bibliografia 323

Capitolo 9

Il sistema di antenne: progetto preliminare

9.1 Introduzione

Nei precedenti capitoli si è analizzato lo schema trasmissivo facendo riferimento al tipo di modulazione e di codifica da utilizzare. Nel capitolo 10, relativo al calcolo del link-budget, sarà invece necessario conoscere le caratteristiche generali delle antenne, in particolare il loro guadagno e la forma del diagramma di irradiazione. A questo scopo in questo capitolo verrà effettuata una trattazione generale sul sistema di antenne, proponendo diversi tipi di soluzioni sia per quelle di terra che per quelle di bordo. Successivamente verranno confrontate le diverse ipotesi di progetto e verrà scelta la soluzione che appare più adeguata, in modo da poter effettuare una stima verosimile del link-budget. In questo capitolo, quindi, si intendono fornire soltanto le caratteristiche generali delle antenne, senza entrare nel merito delle specifiche dettagliate per la loro realizzazione.

9.2 Generalità sulle antenne

Dal punto di vista di un sistema di trasmissione, un'antenna può essere vista come un elemento di interfaccia tra una parte circuitale e lo spazio libero. In trasmissione un'energia guidata, cioè un campo elettromagnetico confinato, giunge all'antenna, la quale si occupa di irradiare tale energia nello spazio libero con determinate caratteristiche di direttività; in ricezione, invece, l'antenna permette all'energia proveniente dallo spazio di fluire in una struttura guidante e di giungere ad una parte circuitale.

Le antenne possono essere realizzate secondo diverse strutture; tra le più comuni ci sono le antenne filari che possono assumere diverse forme, quali a filo dritto (dipolo), ad elica e circolari. Queste ultime, in realtà, possono assumere anche forme rettangolari, quadrate o ellittiche. Altri tipi di antenne sono quelle ad apertura, che vengono utilizzate per l'alta frequenza e assumono la forma piramidale, conica o rettangolare. Dagli anni settanta sono anche disponibili le antenne in microstriscia, le quali consistono di una striscia metallica su di un supporto dielettrico e sono molto utilizzate per frequenze superiori ai giga-Hertz; le conformazioni più comuni delle strisce sono quelle rettangolari e circolari e vengono utilizzate soprattutto nei circuiti stampati date le loro ridotte dimensioni e la buona efficienza. Un ulteriore tipo è costituito dalle antenne a riflettore, adatte per comunicazioni a elevata distanza; tra di esse le più utilizzate sono quelle a riflettore parabolico, il cui guadagno cresce all'aumentare delle dimensioni della parabola. Tra le antenne a riflettore è possibile citare anche i *corner reflector*, ad esempio utilizzati nei televisori. È possibile realizzare anche delle schiere di antenne, qualora le caratteristiche di irradiazione richieste non possano essere ottenute con un solo elemento e possono essere costituite da un tipo qualsiasi tra quelli precedentemente accennati.

9.2.1 Parametri caratteristici delle antenne

La caratterizzazione di un'antenna verso lo spazio libero si basa sulle proprietà del campo irradiato e, in particolare, rispetto all'energia e alla polarizzazione. Un parametro caratteristico delle antenne è la loro *direttività*, definita come:

$$d(\hat{r}) \triangleq \frac{dP_{irr}/d\Sigma}{(dP_{irr}/d\Sigma)_{rif}} \tag{9.1}$$

cioè è il rapporto tra la densità di potenza irradiata nella direzione $\hat{r}$ e quella irradiata da una sorgente di riferimento, avendo indicato con P_{irr} la potenza irradiata e con Σ la regione in cui viene irradiato il campo. La definizione universalmente usata utilizza come riferimento un radiatore isotropico, il quale produce un'onda sferica pura omnidirezionale, cioè che irradia una densità di potenza pari a:

$$\left(\frac{dP_{irr}}{d\Sigma}\right)_{rif} = \frac{P_{irr}}{4\pi r^2} \tag{9.2}$$

Sostituendo tale espressione nell'equazione (9.1), la direttività può essere calcolata come:

$$d(\hat{r}) = \frac{dP_{irr}/d\Sigma}{P_{irr}/4\pi r^2} \tag{9.3}$$

Altro parametro globale che può essere definito è il *guadagno d'antenna*, che assume la seguente espressione:

$$g(\hat{r}) \triangleq \frac{dP_{irr}/d\Sigma}{P_{al}/4\pi r^2} \tag{9.4}$$

dove con P_{al} si indica la potenza erogata all'antenna dal relativo circuito che la alimenta; essa è legata alla potenza irradiata P_{irr} secondo l'equazione:

$$P_{al} = \frac{1}{\eta} P_{irr} \tag{9.5}$$

dove η rappresenta il rendimento ohmico di un'antenna. Tenendo presente questo risultato e ricordando anche l'equazione (9.3), si ha:

$$g(\hat{r}) = \eta\, d(\hat{r}) \tag{9.6}$$

Per quanto fin qui esposto, si può sottolineare che sia il guadagno che la direttività sono funzione della direzione di osservazione $\hat{r}$; nella pratica è di grande utilità il loro valore massimo, indipendente dalla direzione, cioè:

$$\begin{aligned} G &\triangleq \max_{\hat{r}} g(\hat{r}) \\ D &\triangleq \max_{\hat{r}} d(\hat{r}) \end{aligned} \tag{9.7}$$

Poichè l'effetto di η verrà già considerato nel calcolo del link-budget come perdita realizzativa (si veda quanto esposto nel § 10.2.5), il guadagno dell'antenna può essere considerato uguale alla sua direttività.

Dato che la densità di potenza è legata al *vettore di Poynting*, si veda [46] (cap. 2.3), e sfruttando la relazione d'impedenza valida per il campo lontano, cioè:

$$\vec{H} = \frac{1}{Z_0}\hat{r} \times \vec{E} \tag{9.8}$$

dove $\vec{E}$ e $\vec{H}$ sono rispettivamente i vettori di campo elettrico e magnetico, mentre Z_0 è l'impedenza caratteristica del vuoto (pari a 120π Ω), la densità di potenza in regione di campo lontano può essere scritta come:

$$\frac{dP_{irr}}{d\Sigma} = \frac{1}{2}Z_0|\vec{H}|^2 = \frac{1}{2Z_0}|\vec{E}|^2 \tag{9.9}$$

Sulla base di questo risultato e ricordando l'equazione (9.4), si può osservare che il guadagno risulta proporzionale al modulo del campo elettrico al quadrato ($g(\hat{r}) \propto |\vec{E}|^2$).

Il campo elettrico irradiato può essere scomposto in un termine di onda sferica ed uno dipendente dalla direzione di osservazione; si possono quindi ottenere delle superfici ad ampiezza costante che sono influenzate dalla direzione di osservazione. Tracciando tali superfici su di un sistema di coordinate sferiche si ottengono i *diagrammi di irradiazione* in forma polare; le informazioni più utili si ottengono operando le sezioni a θ o φ costanti, dove essi sono gli angoli di un sistema di riferimento in coordinate cartesiane, come mostrato nella figura 9.1. Il diagramma di irradiazione ha tipicamente un andamento oscillante, in quanto la sorgente è spazialmente confinata e non ha derivate continue al bordo; poiché l'espressione del campo può essere espressa come la trasformata di Fourier spaziale della distribuzione di sorgente, tale espressione risulterà convoluta con la trasformata di Fourier di una porta che, come è noto, ha un andamento oscillante.

Il diagramma di irradiazione, riferito all'angolo θ, viene mostrato nella figura 9.2. Esso è composto da un *lobo principale* e da un insieme di *lobi secondari*: il primo è definito come il lobo contenente la direzione di massima irradiazione, cioè è relativo alla regione tra il massimo e il primo zero, mentre vengono indicati come lobi secondari tutti quelli presenti, escluso il principale. Nella figura 9.2 è stata anche indicata l'apertura angolare per cui si ha una riduzione del guadagno pari a 3 dB rispetto al suo valore massimo: in letteratura questo valore è indicato come HPBW, *Half Power Beam Width.*

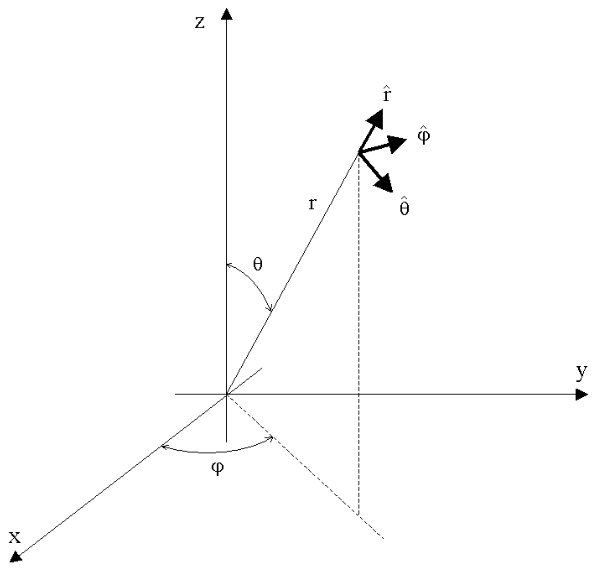


Figura 9.1. Sistema di riferimento in coordinate sferiche utilizzato per lo studio delle antenne

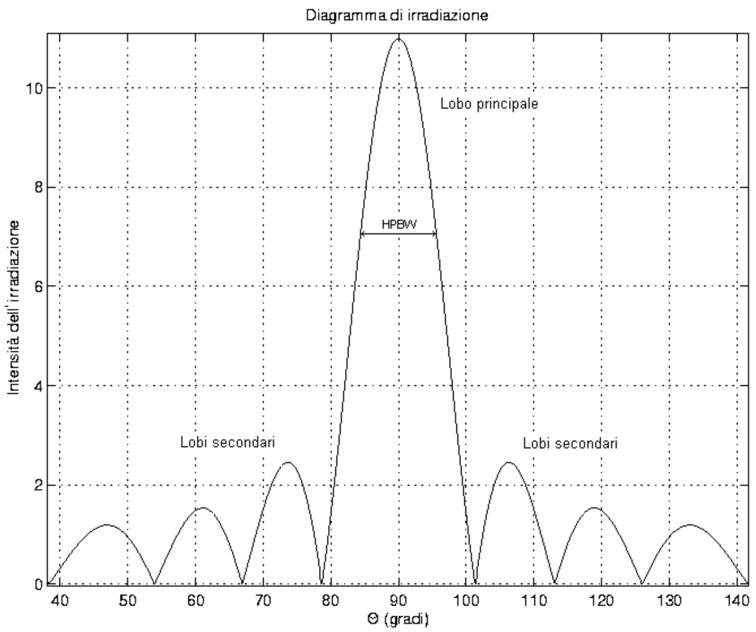


Figura 9.2. Esempio di diagramma di irradiazione effettuato lungo θ

I lobi secondari comportano l'irradiazione di una parte di energia al di fuori della direzione desiderata e, quindi, è necessario che essi vengano mantenuti il più bassi possibile. Il livello dei lobi secondari (SLL, *Side Lobe Level*) è usualmente espresso come rapporto della densità di potenza del lobo in questione rispetto a quello principale; per garantire delle buone prestazioni molte applicazioni necessitano di mantenere un livello dei lobi secondari al di sotto di $(20 \div 30)$ dB dal massimo.

Altra caratteristica del campo elettromagnetico irradiato è la sua polarizzazione, che è definita come la corrispondenza tra il fasore del campo e la sua rappresentazione istantanea nel dominio del tempo; essa, quindi, rappresenta una caratteristica puntuale del campo stesso. In campo lontano vale la relazione d'impedenza espressa dall'equazione (9.8) e, quindi, è indifferente effettuare lo studio della polarizzazione a partire dal campo elettrico o da quello magnetico. Generalmente la trattazione considera il primo di essi, il quale viene scomposto nelle sue componenti reale ed immaginaria:

$$\vec{E} = \vec{E}_R + j\vec{E}_I \tag{9.10}$$

dove $\vec{E}_R$ e $\vec{E}_I$ sono vettori reali. Il campo generato da un'antenna è trasversale alla direzione di irradiazione $\hat{r}$, cioè:

$$\begin{aligned} \vec{E} \cdot \hat{r} \cong 0 \\ \vec{H} \cdot \hat{r} \cong 0 \end{aligned} \tag{9.11}$$

Questo implica che i vettori $\vec{E}_R$ e $\vec{E}_I$ identificano, ad ogni istante, un piano detto *piano di polarizzazione* di cui $\hat{r}$ ne è la normale; nel caso degenere in cui $\vec{E}_R$ ed $\vec{E}_I$ siano paralleli oppure entrambi nulli, per conoscere il piano di polarizzazione è necessario conoscere anche il campo magnetico $\vec{H}$. Nel dominio del tempo il campo elettrico può essere espresso dal suo vettore istantaneo:

$$\vec{\mathcal{E}}(\vec{r},t) = \Re\{\vec{E}(\vec{r})e^{j\omega t}\} = \vec{E}_R(\vec{r})\cos(\omega t) - \vec{E}_I(\vec{r})\sin(\omega t) \tag{9.12}$$

dove per la seconda uguaglianza è stata utilizzata l'equazione (9.10). Analizzando il valore di tale vettore in vari istanti di tempo, si può dimostrare che esso ruota nel piano di polarizzazione descrivendo un ellisse detto *ellisse di* *polarizzazione.* In generale, quindi, il campo ha una polarizzazione ellittica, la quale però può degenerare nella polarizzazione *circolare* o in quella *lineare.* La prima si ottiene quando sono verificate le seguenti condizioni:

$$|\vec{E}_R| = |\vec{E}_I| \quad \text{e} \quad \vec{E}_R \cdot \vec{E}_I = 0 \tag{9.13}$$

mentre la seconda quando $\vec{E}_R$ ed $\vec{E}_I$ sono tra loro paralleli, oppure uno dei due vettori è nullo. In tutti gli altri casi la polarizzazione è ellittica in senso stretto.

È importante notare che la polarizzazione dipende dalla direzione di osservazione; in particolare il campo può essere espresso come:

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \vec{P}_e(\hat{r}) \tag{9.14}$$

dove k_0 vale $2\pi/\lambda$, mentre con $\vec{P}_e(\hat{r})$ si è indicato il vettore di irradiazione. Quest'ultimo contiene tutte le caratteristiche del campo, in quanto il suo modulo descrive il diagramma di irradiazione, mentre il versore definito come:

$$\hat{p} = \frac{\vec{P}_e(\vec{r})}{|\vec{P}_e(\vec{r})|} = \frac{\vec{E}}{|\vec{E}|} \tag{9.15}$$

permette di descrivere completamente la polarizzazione del campo. Nei sistemi di comunicazione possono essere utilizzate antenne che operano con differenti polarizzazioni e questo comporta delle perdite in termini di link-budget[1]. Si ricorda ancora che la relazione (9.14) può anche essere scritta come:

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j \frac{Z_0}{2r\lambda} \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \vec{P}_e(\hat{r}) \tag{9.16}$$

in quanto, si veda [47] (p. 200), vale la relazione:

$$\omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{9.17}$$

e si ha che $c = 1/\sqrt{\mu\varepsilon}$, mentre $Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon}$; con μ si è indicata la permeabilità magnetica del vuoto, pari a $1.257 \cdot 10^{-6}$ H/m, mentre ε è la costante dielettrica del vuoto, la quale vale $8.8582 \cdot 10^{-12}$ F/m.

[1]Le perdite per polarizzazione verranno descritte nel § 10.2.4.

9.3 Studio del sistema di antenne di terra

L'antenna richiesta a terra deve possedere opportune caratteristiche che consentano di illuminare il velivolo in qualsiasi condizione di volo; l'interruzione della comunicazione, infatti, sarebbe molto rischiosa, poiché potrebbe causare la perdita del controllo della piattaforma. Per questo motivo si può utilizzare un'antenna di terra non direttiva la quale, però, non fornisce un guadagno sufficiente per consentire l'utilizzo di basse potenze in trasmissione[2]. L'inserzione di un adeguato guadagno comporta, però, una riduzione della zona illuminata e quindi la necessità di operare un inseguimento (*tracking*) del velivolo. L'inseguimento è di tipo *cooperativo*, cioè il sistema di terra e quello di bordo cooperano tra loro; questo avviene grazie all'invio, da parte dell'aereo stratosferico, dei dati di telemetria contenenti la propria posizione. Mediante l'elaborazione ad alto livello di queste informazioni, vengono generati i comandi che permettono all'antenna di terra di effettuare un corretto puntamento. Se l'inseguimento avvenisse in modo meccanico, esso presenterebbe una certa lentezza dovuta all'inerzia meccanica, avrebbe problemi di precisione e di costi dei servomeccanismi e, inoltre, potrebbe essere soggetto ad usura, guasti, ecc.; questi ultimi sono incompatibili con un sistema che prevede una lunga durata di esercizio, come nel caso della piattaforma Heliplat.

Queste considerazioni hanno portato alla ricerca di un'antenna che disponesse di un diagramma di irradiazione tale da limitare l'inseguimento meccanico; per questo motivo si è optato per un'antenna a ventaglio che limitasse il tracking al solo azimut, risolvendo il problema della copertura nella direzione di elevazione con le sole caratteristiche di irradiazione dell'antenna. L'apertura in tale direzione è stata impostata pari a 90°, in modo da poter seguire l'aereo in tutte le sue condizioni di volo, sia che esso si trovi sulla verticale, sia che operi sull'orizzonte (la condizione in cui il velivolo si trova sull'orizzonte è relativa al caso di massima distanza dalla stazione di terra ed è stato discusso nel § 8.5.2); questa situazione è mostrata nella figura 9.3. Sulla verticale il velivolo compie delle orbite circolari di circa un

[2] L'obiettivo prefissato, si veda quanto esposto nel § 10.1, è quello di operare con potenze dell'ordine del watt.

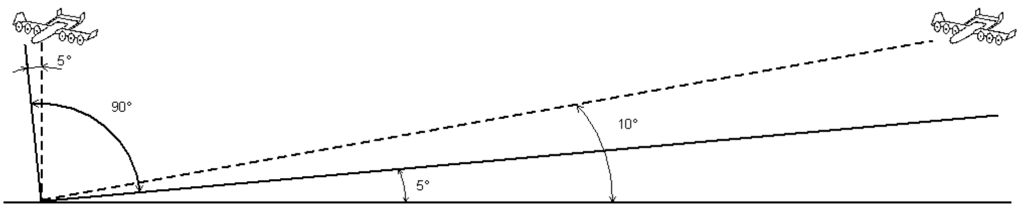


Figura 9.3. Rappresentazione in scala della situazione di copertura relativa all'antenna di terra nelle sue condizioni estreme di volo sulla verticale e alla massima distanza consentita

chilometro di raggio ad una quota minima di 17 km; per osservarlo da terra occorre, quindi, una semiapertura minima del fascio dell'antenna pari a circa 3.4°. Utilizzare un'antenna con una simile semiapertura non sarebbe però ragionevole, in quanto ad ogni minima deviazione di traiettoria dell'aereo sarebbe necessario intervenire con il tracking meccanico; si è quindi deciso di realizzare un'antenna con una semiapertura di 5°, limitando così l'oneroso inseguimento meccanico ai soli casi in cui si decida volontariamente di spostare il velivolo in una nuova zona di copertura del territorio. Per limitare ulteriormente l'utilizzo del tracking meccanico, nel § 9.5 verrà studiata la possibilità di effetuare un inseguimento elettronico mediante una scansione delle fasi di alimentazione dei singoli elementi della schiera con cui verrà realizzata l'antenna di terra. La situazione descritta viene esemplificata nella figura 9.4. I 5° impostati per semiapertura dell'antenna definiscono la copertura dell'azimut che, quindi, viene ad avere un fascio complessivo di 10°; queste considerazioni si ripercuotono anche sull'elevazione, in quanto quando il velivolo opera sulla verticale si sposterà rispetto a tale posizione di 3.4°, in virtù della sua orbita circolare. Per mantenere lo stesso margine di inseguimento impostato sull'azimut è, quindi, necessario ruotare verso l'alto il fascio di copertura di una quantità pari a 5°. Dato che l'illuminazione complessiva è stata scelta pari a 90°, l'inclinazione descritta si presenta anche sull'orizzonte. Questi gradi di elevazione consentono un margine di protezione anche nella situazione peggiore a massima distanza, in quanto in questo caso il velivolo opera ad un'elevazione di 10°. Un eventuale abbassamento indesiderato della quota può quindi essere rilevato in telemetria e opportunamento corretto in telecomando, mentre non sarebbe stato possibile effettuarlo se l'aereo

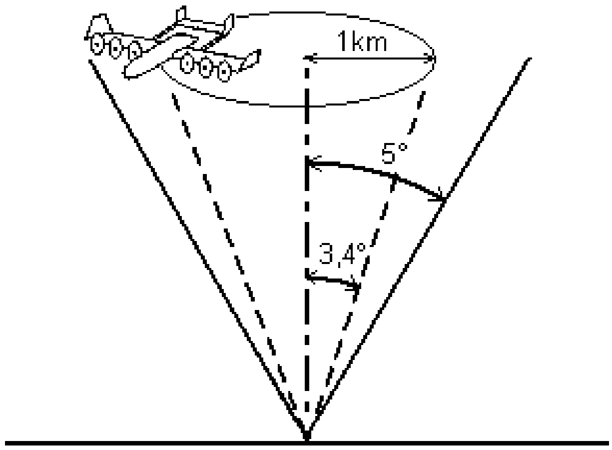


Figura 9.4. Situazione di copertura, vista di profilo, relativa all'antenna di terra nel caso in cui il velivolo percorra una traiettoria standard

operasse nella condizione limite di 5°. Un'elevazione di 5° consente, inoltre, di eliminare le limitazioni dovute alla curvatura terrestre e all'ellissoide di Fresnel, evitando che il fascio di irradiazione venga oscurato da eventuali ostacoli presenti lungo la traiettoria. Si può infatti calcolare, ad esempio, che un ostacolo posto a metà della massima distanza orizzontale a cui opera il velivolo, cioè a 56.7 km, non interrompe il cammino diretto se presenta un'altezza inferiore a circa 4.65 km.

Il diagramma di irradiazione dell'antenna che si vuole realizzare è, quindi, quello mostrato nella figura 9.5. Esso è relativo alle coordinate solidali con la realizzazione fisica dell'antenna; per le considerazioni esposte in precedenza risulta evidente che l'antenna che genera tale diagramma di irradiazione dovrà essere montata con una inclinazione di 50° verso l'alto: 45° sono necessari per alzare il diagramma di irradiazione sopra l'orizzonte, mentre gli altri 5° sono relativi al margine sull'inseguimento in azimut e in elevazione descritto in precedenza.

Si è scelto di realizzare il diagramma di irradiazione mostrato nella figura 9.5 mediante una schiera di dipoli equispaziati ed equiorientati per ottenere il fascio di 10°, mentre per limitare l'elevazione a 90° è stato inserito un riflettore piano ad un'appropriata distanza.

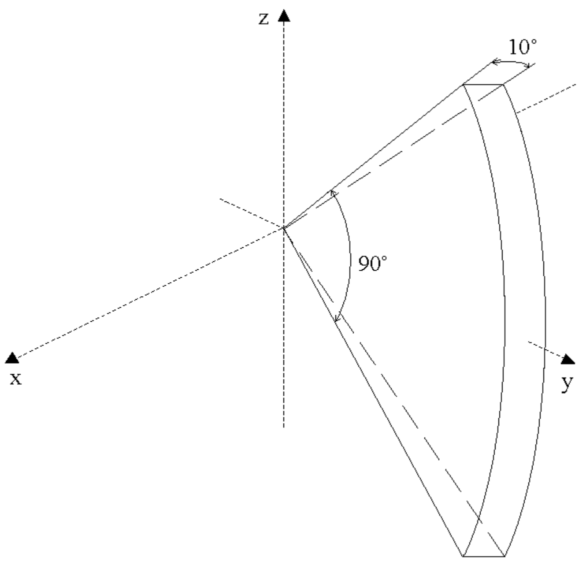


Figura 9.5. Diagramma di irradiazione desiderato per l'antenna di terra

Nel seguito verrà analizzato il dimensionamento di diverse possibili realizzazioni di tale schiera a seconda del tipo di ampiezza della corrente utilizzata nell'alimentazione dei singoli dipoli.

9.3.1 Schiera lineare ad ampiezze unifomi

Nel paragrafo precedente si è accennato al fatto che l'antenna di terra possa essere realizzata mediante una schiera di dipoli. In generale, nel progetto di una schiera di antenne affiancate, identiche ed equiorientate, oltre alla scelta delle antenne i parametri liberi riguardano la posizione spaziale degli elementi e i loro coefficienti di alimentazione. Il campo prodotto dalla schiera in un generico punto dello spazio è dato, per linearità, dalla somma vettoriale dei campi prodotti in tale punto da ciascuna antenna, cioè:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_n(\vec{r}) \tag{9.18}$$

dove con N si è indicato il numero di elementi che compongono la schiera. Ricordando l'equazione (9.14) si può dimostrare che il campo elettrico totale può essere fattorizzato in due contributi: uno rappresenta il campo prodotto dal singolo radiatore, mentre l'altro, detto *fattore di schiera* $F(\hat{r})$, è dato da:

$$F(\hat{r}) \triangleq \sum_{n=0}^{N-1} a_m e^{+jk_0\hat{r}\cdot\vec{r}_n} \tag{9.19}$$

dove $\vec{r}_n$ è il vettore che identifica l'm-esima antenna rispetto a quella di riferimento, mentre a_m è definito come il rapporto tra l'm-esima corrente di alimentazione I_m e quella relativa all'elemento preso come riferimento (I_0), cioè:

$$a_m = \frac{I_m}{I_0} \tag{9.20}$$

Queste considerazioni permettono di affermare che la polarizzazione della schiera è la stessa di quella di ciascun elemento, in quanto il fattore di schiera è un termine scalare. Questo risultato permette inoltre di esprimere il diagramma di irradiazione della schiera come prodotto di quello relativo ad un solo radiatore ($\vec{P}_{e,0}$) per il fattore di schiera, secondo la relazione:

$$|\vec{P}_e(\hat{r})| = |\vec{P}_{e,0}(\hat{r})||F(\hat{r})| \tag{9.21}$$

Nel caso in cui si utilizzino singole antenne isotropiche, il termine $|\vec{P}_{e,0}|$ assume un valore unitario, da cui risulta che il fattore di schiera rappresenta il diagramma di irradiazione dell'intera schiera. Per effettuare lo studio di una schiera composta da elementi non isotropici è sufficiente analizzare quella relativa ad elementi isotropici e, successivamente, moltiplicare il fattore di schiera per il diagramma di irradiazione del singolo elemento, secondo l'equazione (9.21).

Si consideri ora una schiera costituita da una serie di antenne equiorientate ed equispaziate i cui centri sono allineati lungo la retta avente versore $\hat{x}$, come mostrato nella figura 9.6. Con questa rappresentazione è possibile scrivere che $\vec{r}_n = n\,d\,\hat{x}$ e quindi, indicando con α l'angolo tra $\hat{x}$ e $\hat{r}$, l'equazione (9.19) può essere riscritta come:

$$F(\alpha) = \sum_{n=0}^{N-1} a_m (e^{+jk_0 d\cos\alpha})^n \tag{9.22}$$

Nel caso in cui le correnti (normalizzate) dei singoli elementi abbiano ampiezza unitaria, cioè $|a_m| = 1\,\forall n$, si ottiene una schiera lineare uniforme a

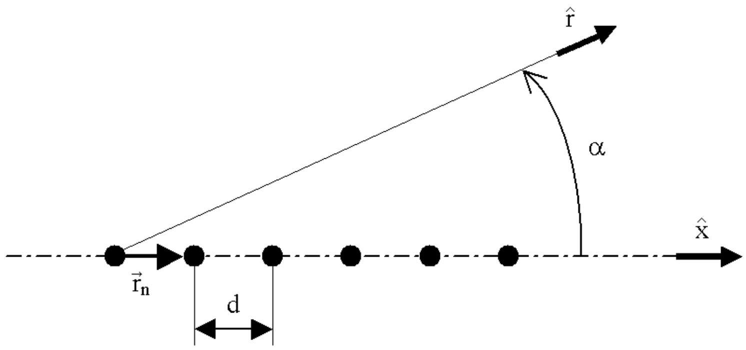


Figura 9.6. Rappresentazione schematica di una schiera d'antenne lineare ed equispaziata

sfasamento costante indicato con β, per cui il fattore di schiera diventa:

$$F(\alpha) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\beta} e^{jk_0 nd\cos\alpha} \tag{9.23}$$

Ricordando che k_0 vale $2\pi/\lambda$, introducendo la variabile ψ espressa come:

$$\psi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \cos\alpha + \beta \tag{9.24}$$

e utilizzando le relazioni note:

$$\sum_{n=0}^{N-1} y^n = \frac{1-y^n}{1-y} \quad , \quad \sin(x) = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j} \tag{9.25}$$

l'equazione (9.23) assume la forma:

$$F(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = \frac{\sin\left(N\dfrac{\psi}{2}\right)}{\sin\left(\dfrac{\psi}{2}\right)} e^{j(N-1)\frac{\psi}{2}} \tag{9.26}$$

Poiché per la costruzione del diagramma di irradiazione è necessario il modulo del fattore di schiera, risulta importante analizzare la sua forma:

$$|F(\psi)| = \left| \frac{\sin\left(N\dfrac{\psi}{2}\right)}{\sin\left(\dfrac{\psi}{2}\right)} \right| \tag{9.27}$$

Si può dimostrare che $|F(\psi)|$ è una funzione periodica pari di periodo 4π; gli zeri $\psi_{z,p}$ di tale funzione sono dati da:

$$\psi_{z,p} = \pm\, p\, \frac{2\pi}{N} \tag{9.28}$$

dove p è un numero naturale non multiplo di N, in quanto se così non fosse si avrebbero degli zeri apparenti. In questi casi, cioè quando ψ è pari a 0 o a 2π o ad un suo multiplo, si ottiene il massimo di irradiazione; ricordando l'equazione (9.24) e impostando uno sfasamento β nullo[3], questa condizione è soddisfatta nel caso in cui si abbia $\cos\alpha = 0$, cioè l'angolo α sia, ad esempio, pari a 90°; le schiere di questo tipo sono dette *broadside* (BS), mentre se il massimo si ha per α pari a 0° o 180° la schiera è detta *endfire* (EF).

Occorre ricordare che ψ non è un angolo geometrico, bensì è legato all'angolo α di osservazione, come visto nell'equazione (9.24); fissati i valori di d e di λ, la variabile ψ può variare entro un certo intervallo detto *intervallo del visibile*, cioè quello per cui α appartiene all'intervallo compreso tra 0 e π, dato da:

$$\psi \in \left[\beta - 2\pi\frac{d}{\lambda}\, , \beta + 2\pi\frac{d}{\lambda}\right] \tag{9.29}$$

La scelta del rapporto d/λ non può essere casuale, in quanto aumentando la distanza d tra i radiatori oltre ad un certo valore si può verificare la presenza di due o più lobi principali nell'intervallo del visibile detti *grating lobe*: questo è un fenomeno indesiderato in quanto causa una diminuzione del guadagno massimo. Intuitivamente ciò accade perché non vi è un angolo unico in cui è presente la massima irradiazione e, quindi, la direttività risulta chiaramente più bassa. In genere si considera come situazione limite per l'assenza dei grating lobe, quella in cui il limite del visibile corrisponde con l'ultimo zero prima del secondo lobo principale. Considerando di lavorare con il fattore di fase β nullo, questa condizione può essere espressa matematicamente, sulla base delle equazioni (9.24) e (9.28), nel seguente modo:

$$\psi_{max} = 2\pi\frac{d}{\lambda} \leq \psi_{z,N-1} = (N-1)\frac{2\pi}{N} \tag{9.30}$$

[3]Lo sfasamento β è posto diverso da zero solo per realizzare la scansione elettronica del fascio, come verrà analizzato nel § 9.5.

dove con ψ_{max} si è indicato l'estremo del visibile. Da questa espressione può essere ricavata la condizione di assenza di grating lobe in funzione del rapporto d/λ, data da:

$$\frac{d}{\lambda} \leq 1 - \frac{1}{N} \tag{9.31}$$

Nel progetto della schiera da realizzare come antenna di terra, è richiesta un'apertura in azimut di 10°. Si utilizza una schiera di tipo BS, che presenta il massimo di irradiazione per α pari a 90°; si impone quindi che il primo zero (espresso in α) del diagramma di irradiazione sia strettamente inferiore a 85°, per assicurarsi che la semiapertura sia di almeno 5°. Ricordando l'equazione (9.28) ed esprimendo il primo zero $\psi_{z,1}$ in termini di $\alpha_{z,1}$ secondo l'equazione (9.24), si ottiene la seguente condizione:

$$N\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{\cos\alpha_{z,1}} \tag{9.32}$$

Sulla base di questa condizione e tenendo conto dell'assenza di grating lobe forniti dall'equazione (9.31), si è scelto un numero di elementi N in modo tale da ottenere un valore d/λ dell'ordine di 0.5, cioè una distanza tra i singoli dipoli di circa mezza lunghezza d'onda; a tale scopo si è impostato $N = 11$. Il passo successivo è quello di determinare l'effettivo rapporto d/λ in modo che, osservando il diagramma di irradiazione in $\alpha = 85°$, si abbia una diminuzione del guadagno pari a 3 dB rispetto al massimo. Utilizzando l'equazione (9.27) e ricordando che il massimo si ha per $\alpha = 90°$, cioè ψ nullo, si può scrivere:

$$|F(\psi_{3dB})| = \frac{|F(\psi = 0)|}{\sqrt{2}} \quad \Rightarrow \quad \left|\frac{\sin\left(N\dfrac{\psi_{3dB}}{2}\right)}{\sin\left(\dfrac{\psi_{3dB}}{2}\right)}\right| = \frac{N}{\sqrt{2}} \tag{9.33}$$

Risolvendo numericamente l'ultima uguaglianza è quindi possibile ricavare qual è il valore ψ_{3dB} tale per cui si perdono i 3 dB: si ricava $\psi_{3dB} \cong 14.5°$. Questo risultato permette, tramite l'equazione (9.24) e imponendo α pari a 85°, di calcolare l'effettivo rapporto d/λ, il quale risulta pari a circa 0.463, che soddisfa la condizione di assenza di grating lobe dell'equazione (9.31) con N pari a 11. Una volta fissati i valori di N e di d/λ è possibile ottenere l'andamento del fattore di schiera in funzione dell'angolo di osservazione α,

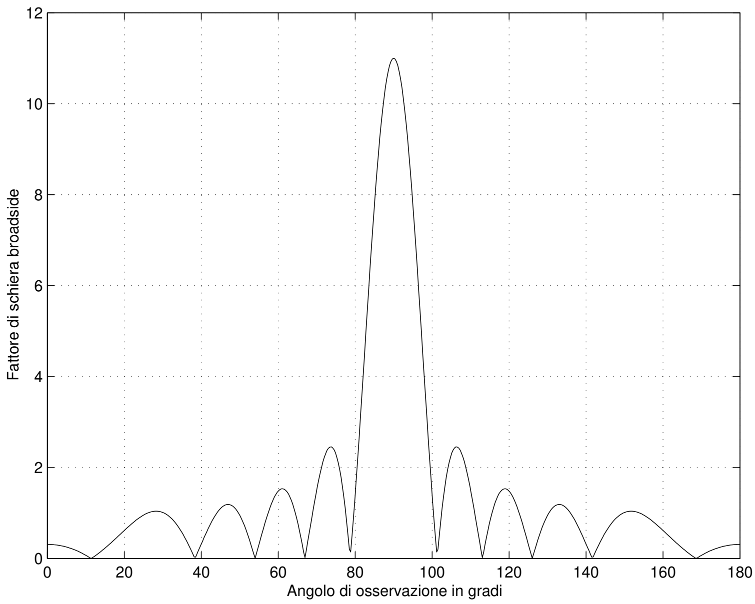


Figura 9.7. Fattore di schiera in funzione dell'angolo di osservazione α relativo al piano azimutale della schiera in esame

il quale viene mostrato nella figura 9.7; esso è relativo all'irradiazione lungo il piano azimutale (x,y).

Imponendo che i dipoli siano montati verticalmente, cioè paralleli a $\hat{z}$, il diagramma di irradiazione nel piano azimutale ha la stessa forma del fattore di schiera, in quanto il diagramma di irradiazione dei dipoli è una circonferenza e, quindi, non va ad influire sulla forma a meno di una costante, come si è esposto per l'equazione (9.21).

Ricordando le figure 9.1 e 9.5, nel piano (x,y) si desidera ottenere un massimo del diagramma di irradiazione per φ pari a 90°, mentre nel piano (y,z) lo si vuole per θ pari 90°. Per limitare l'apertura verticale a soli 90° si è scelto di inserire un piano metallico dietro la schiera di dipoli, in modo da ottenere una schiera EF lungo l'elevazione (massimo per $\alpha = 0$), come mostrato nella figura 9.8. Trascurando la finezza della piastra metallica, per il teorema dell'immagine (si veda [46], cap. 4.7), si ottiene una sorgente virtuale detta appunto *immagine*; si ricorda che i dipoli immagine hanno la stessa ampiezza di quelli reali, ma fase opposta e, quindi, la schiera lungo l'asse y presenta due elementi, cioè N_{ef} (endfire) è pari a due, posti ad una

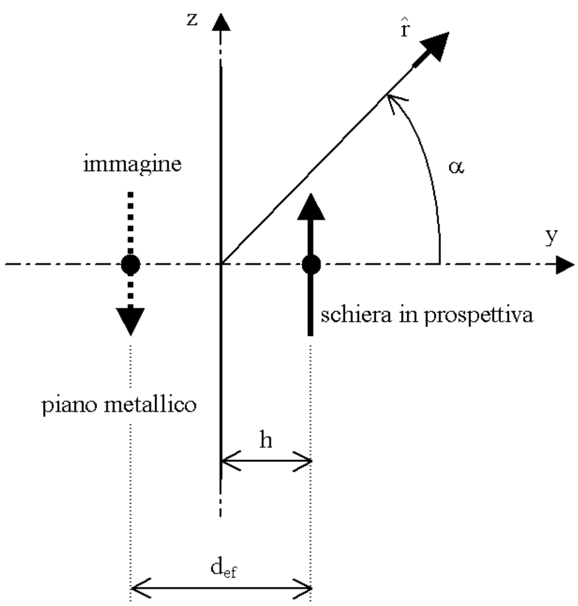


Figura 9.8. Rappresentazione della schiera lungo l'elevazione con relativa immagine dovuta all'inserzione del piano riflettente

distanza d_{ef} doppia rispetto a quella tra la schiera e il piano (indicata con h) e con uno sfasamento β_{ef} pari a π. Il diagramma di irradiazione ottenuto è, però, valido soltanto nel semipiano fisico, cioè quello relativo a valori di α compresi tra -90° e +90°. È opportuno ricordare che il diagramma di irradiazione che si ottiene è approssimato, in quanto si considera un piano metallico infinito. Al di fuori di tale regione angolare, il modello approssimato con il piano infinito prevede campo nullo; nella realtà, invece, vi saranno i contributi di diffrazione dovuti ai bordi della piastra.

Come per la situazione analizzata con la schiera BS, anche per quella EF mostrata nella figura 9.8 il diagramma di irradiazione complessivo sarà fornito dalla moltiplicazione di quello del singolo elemento (che qui è una schiera) per il fattore di schiera, secondo l'equazione (9.21). Il diagramma di irradiazione del singolo elemento non è più circolare come in precedenza, in quanto il dipolo non è più visto nel piano (x,y), bensì in quello (y,z); la sua espressione, si veda [48] (cap.2.2), risulta, in prima approssimazione, proporzionale al coseno dell'angolo di osservazione α indicato nella figura. Nelle schiere EF, il guadagno massimo si ha per $\alpha = 0$ e, siccome si desidera ottenere un'apertura di 90° centrata in 0, si è impostato che per α pari a 45° si avesse una perdita di guadagno di 3 dB; per determinare il rapporto d_{ef}/λ che assicuri tale condizione è stata risolta la seguente identità:

$$\left|\vec{P}_e\left(\alpha = 45°, \frac{d_{ef}}{\lambda}\right)\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}\left|\vec{P}_e\left(\alpha = 0°, \frac{d_{ef}}{\lambda}\right)\right| \tag{9.34}$$

A differenza dell'equazione (9.33), ora si deve considerare l'intero diagramma di irradiazione anziché il solo fattore di schiera, in quanto il singolo elemento non irradia più in modo circolare. L'equazione (9.34) è stata risolta numericamente mediante un programma di calcolo (Matlab) e fornisce differenti soluzioni; per alcune di esse, però, la condizione imposta è soddisfatta utilizzando dei lobi secondari, oppure risulta soddisfatta ma con la presenza di lobi secondari elevati dovuti a numerosi grating lobe nel fattore di schiera EF. Tra le possibili soluzioni è stata scelta quella con valore d_{ef}/λ pari a circa 0.586, la quale permette di ottenere un diagramma di irradiazione complessivo EF senza lobi secondari. Questo risultato comporta una distanza, tra il piano riflettente e la schiera di dipoli, pari a:

$$h = \frac{1}{2}\left(\frac{d_{ef}}{\lambda}\right)\lambda \cong 44 \text{ mm} \tag{9.35}$$

L'inserzione del piano metallico va a modificare anche il diagramma di irradiazione complessivo della schiera BS analizzata in precedenza nel piano (x,y); questo è dovuto al fatto che, a causa dell'immagine, il singolo elemento non ha più il diagramma di irradiazione di un radiatore isotropico (singolo dipolo nel piano (x,y)), bensì è dato da quest'ultimo per il fattore di schiera EF. Complessivamente, quindi, il singolo elemento della schiera BS ha un diagramma di irradiazione uguale al fattore di schiera EF. Per valutare quanto incida questa modifica sulla direttività nel piano (x,y), è stato realizzato il modulo al quadrato del fattore di schiera EF, che risulta proporzionale al guadagno, come visto nel § 9.2.1; esso è mostrato in forma polare nella figura 9.9, dove si osserva che, in presenza del piano metallico, il diagramma non assume più una forma circolare. La zona d'interesse è quella per 0°, in quanto in tale direzione si ha il massimo di irradiazione sia per il fattore di schiera BS che per quello EF. Si ricorda, infatti, che gli assi delle due schiere sono tra loro perpendicolari; il massimo relativo a quella EF risiede lungo il suo asse,

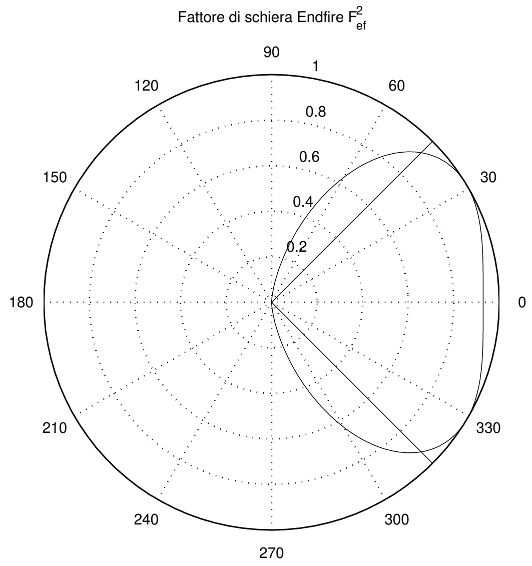


Figura 9.9. Diagramma polare del quadrato del fattore di schiera EF

mentre quello BS è perpendicolare, a sua volta, al suo asse, da cui risulta che entrambi i massimi sono situati nello stesso settore angolare. Nella zona in esame, a differenza di una circonferenza, il massimo è lievemente inferiore, ma i lobi laterali agli estremi del visibile vengono bruscamente attenuati.

Con riferimento alla figura 9.1, ora si dispone della forma del diagramma di irradiazione nelle sezioni a $\theta = \pi/2$ e $\varphi = \pi/2$; dalla loro combinazione si ottiene il diagramma di irradiazione complessivo $|\vec{P}_e(\theta,\varphi)|$ nello spazio, valido per $\theta,\varphi \in (0,\pi)$.

Per poter ottenere l'effettivo guadagno dell'antenna a schiera fin qui progettata, occorre utilizzare la *relazione di normalizzazione del guadagno*:

$$\int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\pi} \sin\theta \, g(\theta,\varphi) \, d\theta = 4\pi \tag{9.36}$$

Per quanto esposto nel § 9.2, si può ricordare che $g(\theta,\varphi) \propto |\vec{E}(\theta,\varphi)|^2$ e che, a sua volta, $|\vec{E}(\theta,\varphi)| \propto |\vec{P}_e|$, da cui si può concludere che $g(\theta,\varphi) = cost\,|\vec{P}_e|^2$, cioè è possibile legare il guadagno al diagramma di irradiazione; risulta quindi che, noto il diagramma di irradiazione e, quindi, il suo modulo al quadrato, è possibile ottenere l'andamento del guadagno, determinando la costante, secondo la seguente relazione:

$$g(\theta,\varphi) = \frac{4\pi}{\displaystyle\int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{\pi} \sin\theta |\vec{P}_e(\theta,\varphi)|^2 \, d\theta} |\vec{P}_e(\theta,\varphi)|^2 \tag{9.37}$$

Il guadagno complessivo normalizzato relativo alla schiera in questione viene mostrato nella figura 9.10. Nella figura 9.11 viene presentato l'anda-

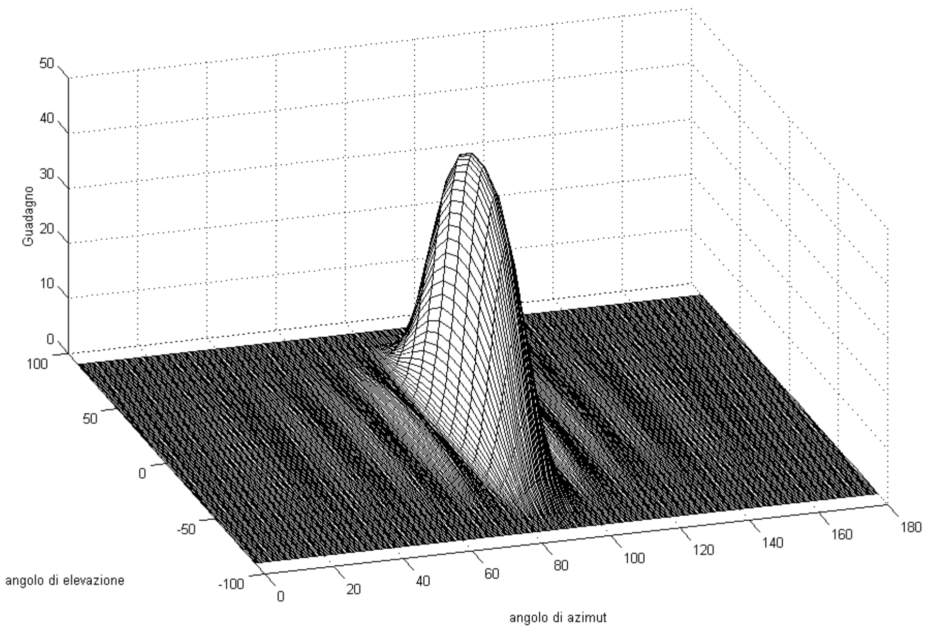
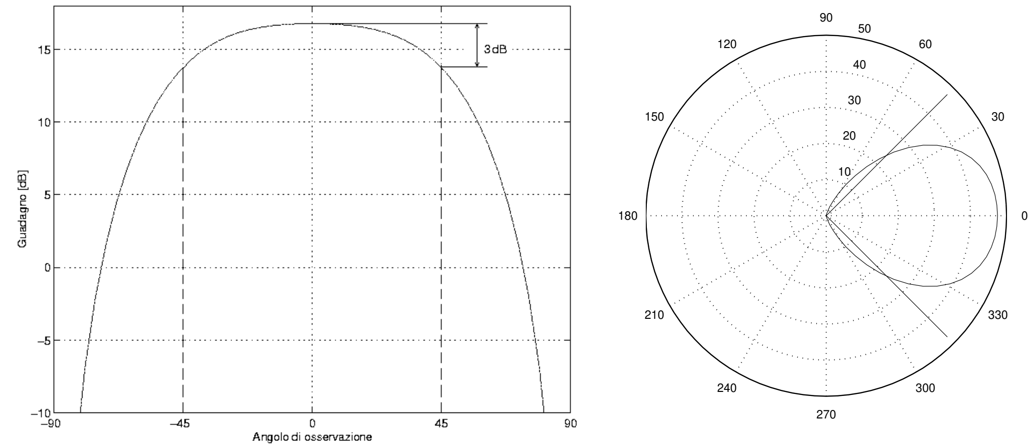


Figura 9.10. Diagramma del guadagno complessivo normazlizzato relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra

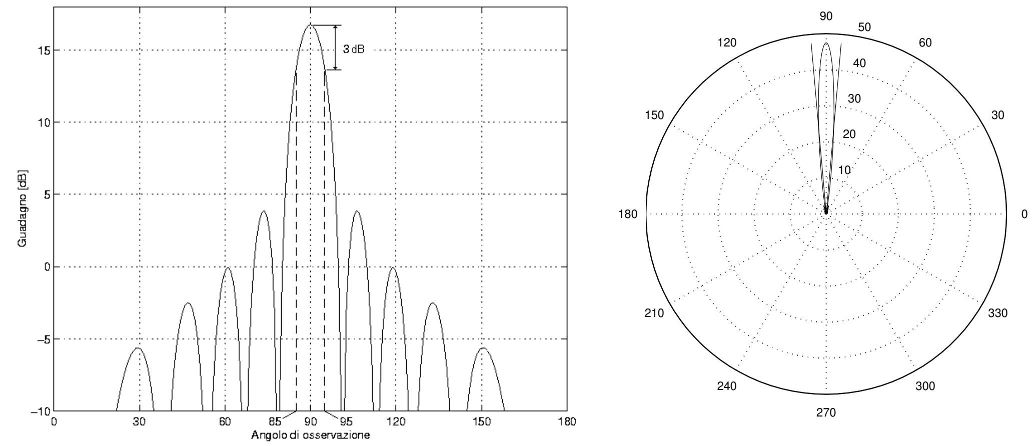
mento del guadagno al variare dell'angolo di osservazione α nella sezione verticale (elevazione) relativa al piano (y,z); in (a) esso è stato riportato in decibel, mentre in (b) è stato rappresentato in coordinate polari (in unità lineari). Si può osservare che non sono presenti lobi secondari e che il guadagno si riduce di 3 dB quando l'apertura raggiunge i 90°, come era stato imposto in fase di progetto.

Nella figura 9.12, invece, viene presentato l'andamento del guadagno al variare dell'angolo di osservazione α nella sezione azimutale relativa al piano (x,y); anche in questo caso in (a) l'andamento è fornito in decibel, mentre



(b) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.11. Sezione verticale (elevazione) del diagramma del guadagno normazlizzato relativo alla schiera utilizzata per realizzare il sistema dell'antenna di terra



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.12. Sezione azimutale del diagramma del guadagno normazlizzato relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra

in (b) viene rappresentato il diagramma in forma polare. In questo caso sono presenti dei lobi secondari, ma il loro livello risulta essere circa 12.9 dB inferiore rispetto al guadagno massimo; questo valore abbastanza limitato rischia di non garantire delle buone prestazioni. Infatti, per quanto accennato nel § 9.2.1, per garantire delle buone prestazioni i lobi secondari dovrebbero avere un livello di (20÷30) dB inferiore rispetto al massimo.

Il valore massimo del guadagno ottenibile è pari a circa 16.7 dB e può essere osservato sia nella sezione verticale che in quella azimutale; tale valore è uguale per entrambe in quanto le sezioni mostrate, relative rispettivamente a $\theta=\pi/2$ e $\varphi=\pi/2$, passano per il massimo del diagramma complessivo del guadagno mostrato nella figura 9.10.

La struttura complessiva dell'antenna realizzata è mostrata nella figura 9.13. In essa sono riportate tutte le dimensioni fisiche relative alla distanza

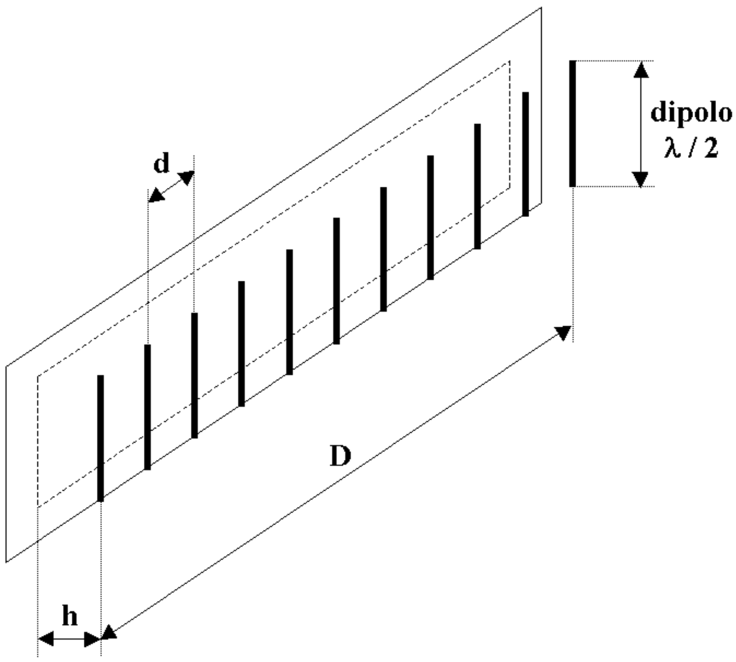


Figura 9.13. Struttura fisica della schiera realizzata per l'antenna di terra con relative dimensioni

tra singoli dipoli ($d \cong 69.5$ mm), quella tra la schiera ed il piano metallico (h=44 mm), nonché la lunghezza complessiva della schiera (D=695 mm); per il valore di λ utilizzato (λ=150 mm) il singolo dipolo a $\lambda/2$ presenta un'altezza pari a 75 mm.

9.3.2 Schiera lineare non uniforme ottenuta per mezzo di sintesi FTM

In seguito ai risultati ottenuti con la schiera precedente, relativi al livello dei lobi secondari rispetto al massimo, si è deciso di approfondire l'analisi della schiera lineare modificando, però, la distribuzione delle ampiezze relative alle correnti dei singoli dipoli. Per poter continuare a garantire l'apertura azimutale di 10°, può essere usato il metodo FTM (*Fourier Transform Method*), il quale permette di determinare, data una completa descrizione del diagramma di irradiazione desiderato, la distribuzione dei coefficienti di eccitazione dei singoli elementi della schiera che lo realizzano (si veda [48], pp. 520-533).

Ricordando le equazioni (9.22) e (9.24), se si prende come punto di riferimento il centro fisico della schiera, allora il fattore di schiera può essere scritto come:

$$F(\psi) = \sum_{m=-M}^{M} a_m e^{jm\psi} \tag{9.38}$$

dove ora i coefficienti di alimentazione a_m non sono più unitari, bensì assumono un'espressione che varia a seconda che il numero degli elementi N della schiera sia pari o dispari. In questa fase di progetto si sceglie di mantenere tale numero pari a 11 e verrà poi verificato se, come nel caso precedente, anche in questa soluzione proposta non si hanno fenomeni di grating lobe. Nel caso di N dispari gli a_m sono forniti da:

$$a_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} F_d(\psi)\, e^{-jm\psi}\, d\psi \qquad -M \leq m \leq M \tag{9.39}$$

dove con F_d si è indicato il fattore di schiera che si desidera ottenere, mentre M vale $(N-1)/2$. Anche per questo tipo di schiera lo sfasamento β presente nella variabile ψ è posto a zero, mentre si impone un valore del rapporto d/λ pari a 0.5, coerentemente con le scelte effettuate nel paragrafo precedente. Il valore del rapporto d/λ non è identico a quello ottenuto con la schiera lineare uniforme, in quanto le condizioni per le quali esso era stato ottenuto ora non sono più valide; infatti l'espressione non è più un semplice rapporto di seni a causa del fatto che i coefficienti d'eccitazione non sono più unitari. Per i valori indicati e ricordando nuovamente l'equazione (9.24), l'espressoine del parametro ψ diventa:

$$\psi = \pi \cos \alpha \tag{9.40}$$

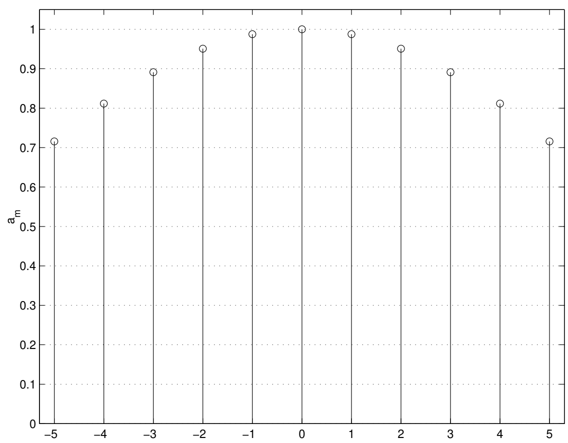
cioè dipende solo dall'angolo α di osservazione. Anche il diagramma di irradiazione, quindi, sarà funzione di tale angolo; il diagramma desiderato è fornito, perciò, da una porta di apertura pari a 10°, cioè:

$$F_d(\alpha) = \begin{cases} 1 & \text{per} \qquad 85^\circ \leq \alpha \leq 95^\circ \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \tag{9.41}$$

Utilizzando tale espressione, i coefficienti a_m dati dall'equazione (9.39) assumono i seguenti valori:

$$a_m = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi \cos 95^\circ}^{\pi \cos 85^\circ} e^{-jm\psi}\, d\psi = \frac{1}{\pi m} \sin[m(\pi \cos 85^\circ)] \tag{9.42}$$

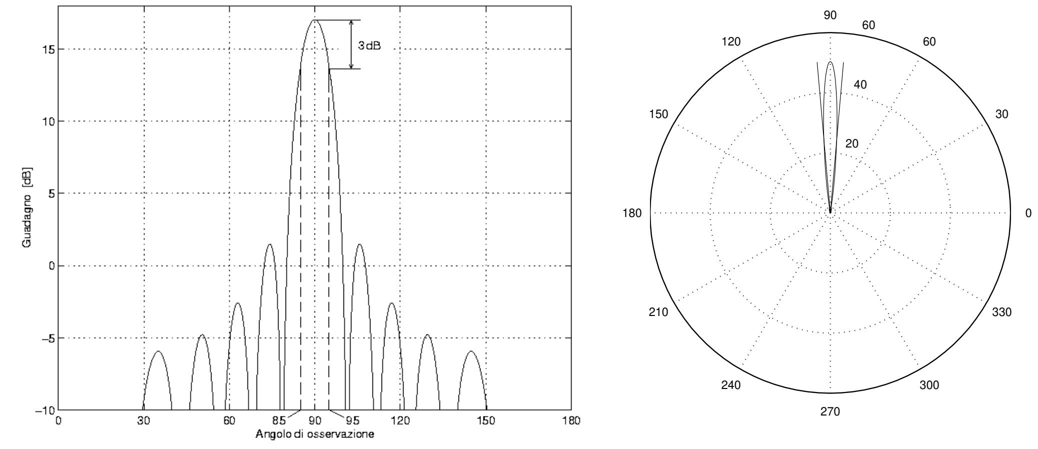
La loro rappresentazione viene mostrata nella figura 9.14. Inserendo nell'equa-



m	a_m
0	1
± 1	0.9875
± 2	0.9507
± 3	0.8912
± 4	0.8117
± 5	0.7156

Figura 9.14. Andamento dei coefficienti di eccitazione a_m ottenuti con la tecnica FTM e relativi valori normalizzati

zione (9.38) i coefficienti trovati, si ottiene il fattore di schiera effettivo e, moltiplicandolo per il diagramma di irradiazione EF, si ricava il diagramma di irradiazione complessivo lungo l'azimut della schiera progettata, secondo un procedimento analogo a quello seguito nel progetto della schiera uniforme presentato nel § 9.3.1. La forma complessiva del guadagno nello spazio è simile a quella mostrata nella figura 9.10, a meno di un fattore moltiplicativo e della differente forma dei lobi secondari. Per quanto concerne le sezioni, quindi, quella lungo l'elevazione ha la stessa forma, a meno di un fattore



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.15. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra mediante il metodo FTM

moltiplicativo, di quella della schiera uniforme mostrata nella figura 9.11, mentre lungo l'azimut si ottiene l'andamento mostrato nella figura 9.15.

Rispetto ai risultati ottenuti con la schiera ad ampiezze uniformi, con questo tipo di ampiezze delle distribuzioni di corrente si ottengono dei risultati leggermente migliori, sia in termini di guadagno, che infatti aumenta a circa 17 dB, sia, soprattutto, in termini di lobi secondari. Questi ultimi, infatti, risultano più bassi rispetto a quanto non si ottenesse in precedenza; in particolare il loro livello massimo assume un valore di circa 1.6 dB, restando così al di sotto del guadagno massimo di una quantità pari a 15.4 dB. Nei paragrafi successivi si analizzeranno altre possibili soluzioni realizzative che consentano di abbassare ulteriormente tale livello. Questa scelta è dovuta anche al fatto che una schiera realizzata con la tecnica FTM non è di tipo standard, in quanto si basa su di un diagramma di irradiazione specifico voluto dall'utente; questo comporta elevati costi realizzativi, non essendo possibile effettuare la produzione su larga scala.

La rappresentazione fisica della schiera è sempre quella mostrata nella figura 9.13; le uniche variazioni riguardano la distanza d tra i dipoli, che ora è pari a 75 mm, e la lunghezza complessiva D della schiera, che misura 750 mm, mentre resta invariata la distanza h dal piano metallico, cioè 44 mm.

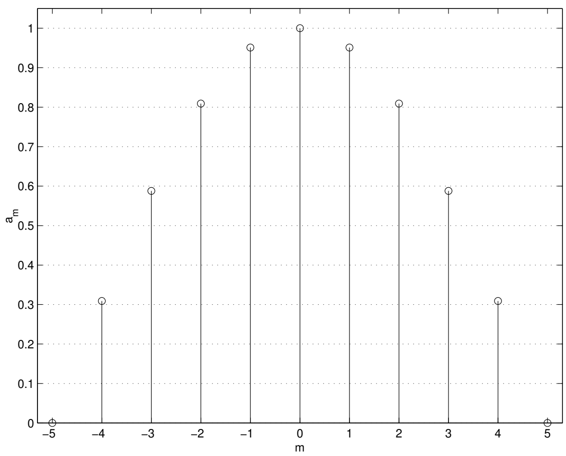
9.3.3 Schiera lineare non uniforme con distribuzione d'ampiezza a coseno

Esistono altre semplici distribuzioni d'ampiezza delle correnti relative alle schiere lineari, quali quella a coseno, che verrà presentata in questa sezione, e quella a coseno quadrato, che verrà analizzata nel successivo paragrafo.

Poiché si considera comunque una schiera con distribuzione d'ampiezza non uniforme, il fattore di schiera assume la stessa espressione già utilizzata per l'analisi con il metodo FTM trattato nel paragrafo precedente e mostrata nell'equazione (9.38). A differenza di esso, però, ora la distribuzione delle ampiezze delle correnti relative ai singoli elementi assumono una forma a coseno che può essere espressa come ([46], pp. 368-371):

$$a_m = \cos\left(\frac{\pi}{2M} m\right) \tag{9.43}$$

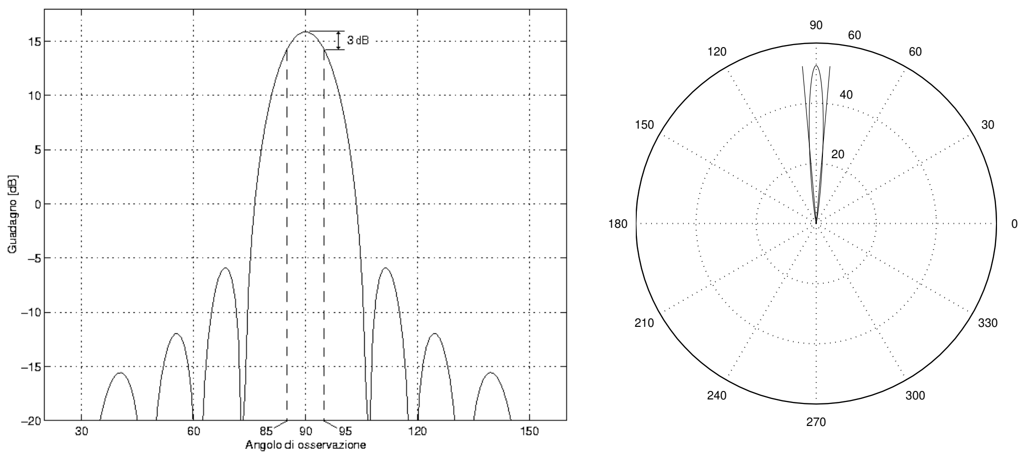
Tale distribuzione, con i relativi valori assunti, è mostrata nella figura 9.16. Una volta calcolata la distribuzione è possibile ottenere il fattore di schiera



m	a_m
0	1
± 1	0.9511
± 2	0.8090
± 3	0.5878
± 4	0.3090
± 5	0

Figura 9.16. Andamento dei coefficienti di eccitazione a_m con distribuzione a coseno e relativi valori normalizzati

del piano (x,y); per tale scopo è però necessario impostare il valore opportuno del rapporto d/λ. La scelta è stata effettuata ricercando in modo esaustivo quel particolare valore che permettesse di garantire un'apertura del fascio il più possibile vicina a 10°; questa ricerca non era necessaria nel caso analizzato nel § 9.3.2 con il metodo FTM, in quanto quest'ultimo garantisce l'apertura del fascio desiderata indipendentemente dal rapporto d/λ, dato che i coefficienti a_m vengono scelti appositamente. La ricerca ha mostrato che la scelta migliore prevede un d/λ pari a 0.7. Moltiplicando il fattore di schiera così ottenuto per il diagramma di irradiazione EF del piano (y,z), che rimane sempre invariato dato che non si modifica la posizione del piano metallico, si perviene al diagramma di irradiazione complessivo ne piano (x,y) della schiera progettata; per quanto visto nel § 9.3.1, relativamente alla schiera EF, l'apertura azimutale rimane praticamente quella impostata nel fattore di schiera, in quanto la schiera EF, nella zona di interesse, non apporta sostanziali modifiche (si veda figura 9.9). Anche questa volta l'andamento del guadagno nello spazio, che si ricorda essere proporzionale al quadrato del campo e quindi al quadrato del diagramma di irradiazione, ha la forma simile a quella mostrata nella figura 9.10, a meno del valore del guadagno massimo e del livello dei lobi secondari. Nella figura 9.17 viene riportata la sezione azimutale per poter apprezzare le variazioni introdotte da questa distribuzione delle ampiezze non uniformi. I risultati mostrano un guadagno



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

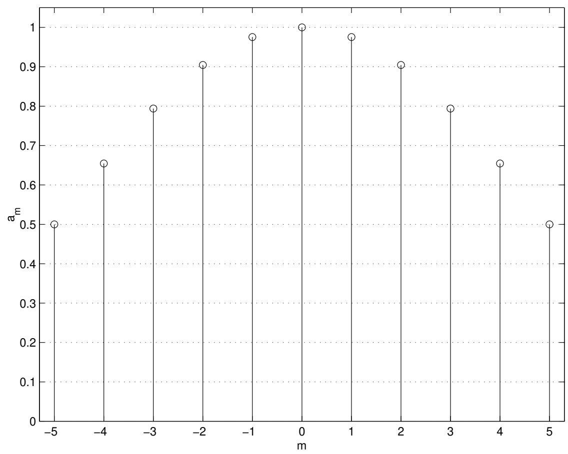
Figura 9.17. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra con distribuzione delle ampiezze delle correnti a coseno

massimo di circa 17.2 dB ed un livello SLL dei lobi secondari pari a 21.8 dB; quest'ultimo è un valore nettamente migliore rispetto a quelli ottenuti con le precedenti realizzazioni, in quanto permette di aumentare lo scostamento dal massimo di oltre 6 dB. Le nuove dimensioni che si ottengono, dovute alla scelta del rapporto d/λ, prevedono una distanza d tra i dipoli di 105 mm e, quindi, una lunghezza complessiva D pari a 1.05 m.

La schiera così realizzata, quindi, presenta delle dimensioni maggiori rispetto alle precedenti, ma soprattutto presenta l'inconveniente di avere dei coefficienti di eccitazione delle correnti che si discostano notevolmente tra loro; una possibile soluzione è quella di sommare ai coefficienti una quantità costante e poi effettuare nuovamente una normalizzazione, in modo da evitare un rapporto infinito tra l'ampiezza massima e quella minima. L'equazione (9.43) può quindi essere riscritta come:

$$a_m = 1 + \cos\left(\frac{\pi}{2M} m\right) \tag{9.44}$$

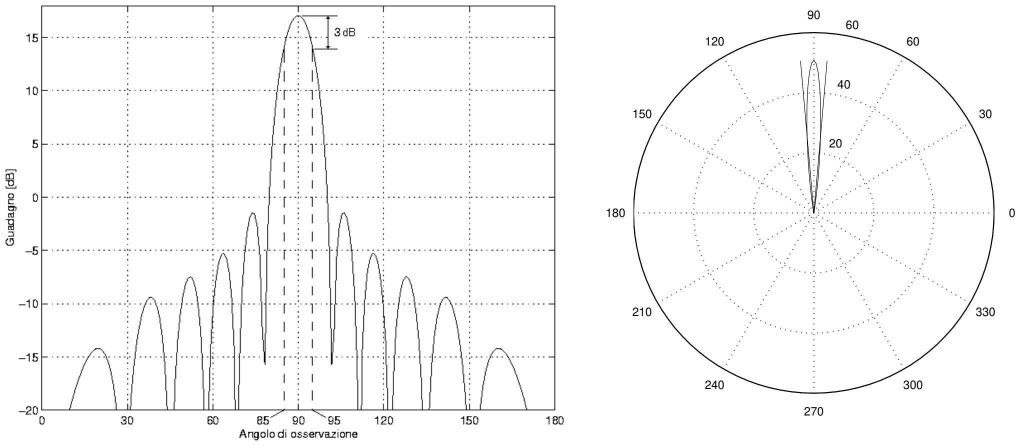
la quale viene poi divisa per due in modo da ottenere il coefficiente massimo unitario. Nella figura 9.18 viene mostrata la nuova distribuzione, detta *a coseno rialzato*, con i relativi valori normalizzati.



m	a_m
0	1
± 1	0.9755
± 2	0.9045
± 3	0.7939
± 4	0.6545
± 5	0.5

Figura 9.18. Andamento dei coefficienti di eccitazione a_m con distribuzione a coseno rialzato e relativi valori normalizzati

Come visto in precedenza, è necessario valutare l'opportuno rapporto d/λ che garantisca la corretta apertura del fascio prossima a 10°; in questo caso il valore da utilizzare è pari a 0.52. Il nuovo andamento del guadagno ottenuto nella sezione azimutale viene mostrato nella figura 9.19. Il nuovo massimo del guadagno risulta pari a circa 17.1 dB, mentre il primo lobo secondario



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.19. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra con distribuzione delle ampiezze delle correnti a coseno rialzato

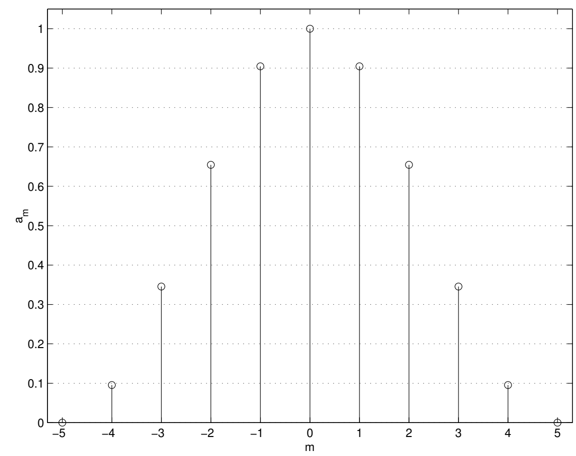
ha un'ampiezza di -1.4 dB, ottenendo così un livello dei lobi secondari pari a circa 18.5 dB. Questi risultati mostrano che il comportamento globale è solo lievemente peggiorato in termini di SLL, restando comunque migliore di quelli relativi alla schiera lineare uniforme e non uniforme FTM. Un aspetto positivo riguarda le dimensioni, in quanto il rapporto d/λ è inferiore rispetto alla distribuzione a coseno originale (0.52 invece di 0.7), permettendo di avvicinare tra loro i dipoli (d=78 mm) e, quindi, ottenendo una lunghezza complessiva inferiore al metro (D=780 mm).

9.3.4 Schiera lineare non uniforme con distribuzione d'ampiezza a coseno quadrato

In questo paragrafo viene presentata la soluzione che utilizza, come ampiezze relative ai coefficienti delle alimentazioni dei singoli dipoli, una distribuzione di tipo coseno quadrato ([46], p. 370), data dalla seguente espressione:

$$a_m = \cos^2\left(\frac{\pi}{2M}m\right) \tag{9.45}$$

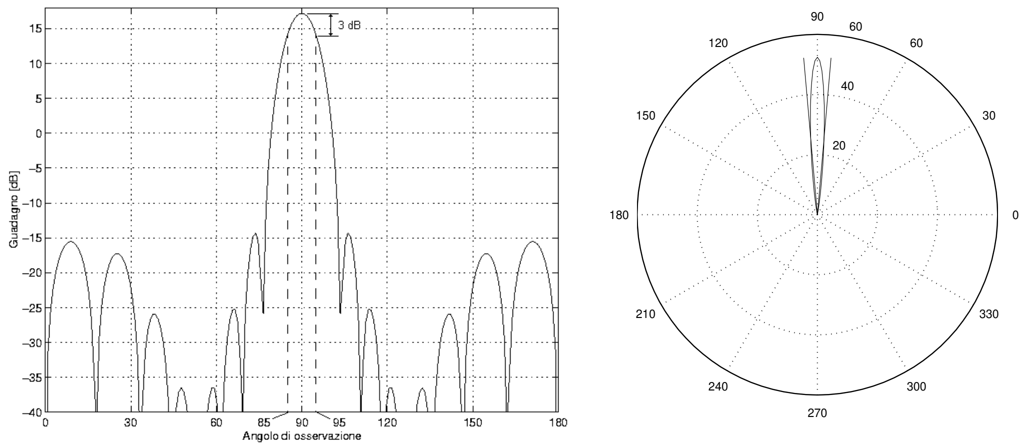
La distribuzione, con i relativi valori, viene riportata nella figura 9.20. Con tali valori viene nuovamente realizzato il fattore di schiera, effettuando il solito processo iterativo sul rapporto d/λ in modo da ottenere circa 10° come



m	a_m
0	1
± 1	0.9045
± 2	0.6545
± 3	0.3455
± 4	0.0955
± 5	0

Figura 9.20. Andamento dei coefficienti di eccitazione a_m con distribuzione a coseno quadrato e relativi valori normalizzati

apertura azimutale del fascio; la ricerca ha mostrato che è necessario utilizzare un valore pari a 0.84. Moltiplicando, poi, per il fattore di schiera EF si ottiene il diagramma di irradiazione azimutale; nella figura 9.21 viene riportato l'andamento del guadagno ottenuto nella sezione azimutale. Come per la distribuzione a coseno, il guadagno massimo vale circa 17.2 dB, mentre si



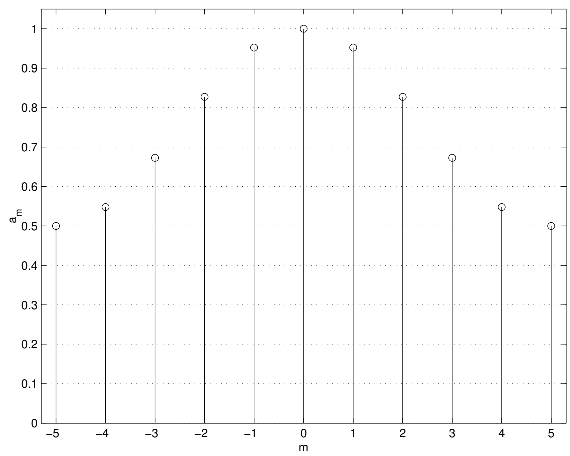
(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.21. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra con distribuzione delle ampiezze delle correnti a coseno quadrato ottiene un netto miglioramento in termini di lobi secondari, il cui livello dal massimo si attesta a 31.5 dB, garantendo così delle buone prestazioni. Dalla figura 9.21 (a), si può notare come il livello dei lobi secondari non diminuisca in modo monotono, ma tenda a risalire distanziandosi sufficientemente dal valore del massimo. Questo aspetto è dovuto al fatto che, lavorando con un d/λ elevato (pari a 0.84), il fattore di schiera BS contiene un grating lobe nell'intervallo del visibile, il quale però risulta attenuato rispetto al lobo principale grazie al fattore di schiera EF che, si ricorda, ha il diagramma polare mostrato nella figura 9.9. La presenza di un grating lobe è dovuta al fatto che il d/λ scelto si avvicina parecchio al limite che ne garantisce l'assenza; un rapporto così elevato di d/λ comporta anche una maggior distanza tra i dipoli elementari (d=126 mm) e, quindi un aumento delle dimensioni complessive (D=1.26 m).

Per eliminare il problema relativo all'elevato rapporto tra l'ampiezza massima e minima delle correnti di alimentazione, anche in questo caso si può utilizzare una versione rialzata della distribuzione, data da:

$$a_m = 1 + \cos^2\left(\frac{\pi}{2M}m\right) \tag{9.46}$$

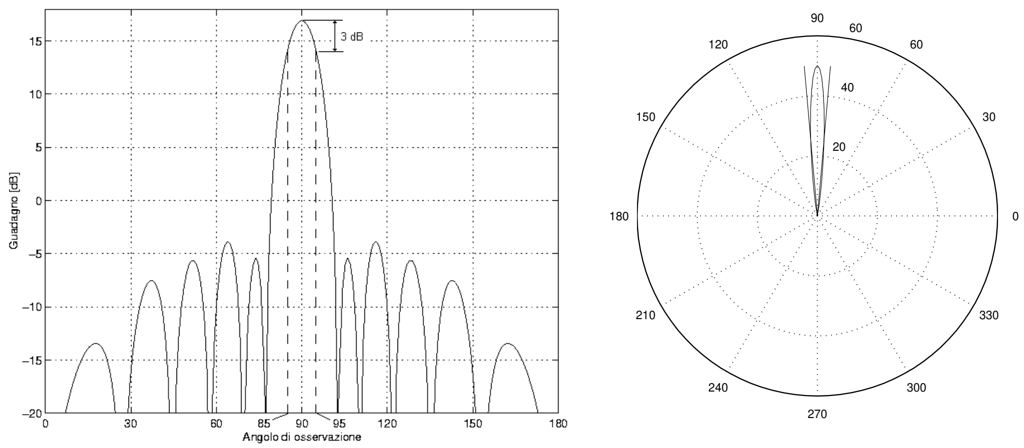
e mostrata nella figura 9.22 con i relativi valori normalizzati. La ricerca



m	a_m
0	1
± 1	0.9523
± 2	0.8273
± 3	0.6727
± 4	0.5477
± 5	0.5

Figura 9.22. Andamento dei coefficienti di eccitazione a_m con distribuzione a coseno quadrato rialzato e relativi valori normalizzati

esaustiva del rapporto d/λ per ottenere un'apertura di circa 10° porta, questa volta, ad un valore pari a 0.51. Il guadagno relativo alla sezione azimutale viene presentato nella figura 9.23. Quest'ultima soluzione presenta un guadagno massimo di 16.9 dB e un livello dei lobi secondari[4] inferiore rispetto al massimo di 20.8 dB; si può concludere che la necessità di limitare le difficoltà realizzative, dovute al grande scostamento tra le ampiezze dei coefficienti di eccitazione, è pagata in termini di livello dei lobi secondari, in quanto la soluzione rialzata perde circa 10.5 dB rispetto alla distribuzione a coseno quadrato normale, mentre il guadagno subisce una diminuzione contenuta. Le dimensioni fisiche della schiera con quest'ultima soluzione presentata sono minori rispetto a quelle ottenute con la relativa distribuzione non rialzata, grazie al minor rapporto d/λ utilizzato; in particolare si ha una lunghezza complessiva D della schiera pari a 765 mm, in virtù di una distanza d tra i singoli elementi pari a 76.5 mm.



(a) Diagramma in dB del guadagno

(b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.23. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare an l'antenna di terra con distribuzione delle ampiezze delle correnti a coseno quadrato

[4] Dalla figura 9.23 (a) si può notare che il lobo secondario che influisce sul calcolo del SLL non è quello immediatamente adiacente al lobo principale, bensì quello successivo.

9.4 Considerazioni conclusive sulle antenne di terra

Nel § 9.3 sono state analizzate diverse proposte per le antenne di terra. Il tipo di antenna voluto è quella a ventaglio, con un'apertura di circa 10° lungo l'azimut e 90° lungo l'elevazione; queste aperture consentono di seguire l'aereo durante la sua rotta circolare. Per realizzare l'antenna a ventaglio si è scelto di utilizzare una schiera lineare di dipoli, che differisse per i coefficienti a_m dati dal rappporto tra la corrente I_m dell'm-esimo dipolo e la corrente I_0 del dipolo preso come riferimento.

Nella tabella 9.1 vengono riportati i vari tipi di schiera analizzati con i relativi parametri di guadagno massimo G, livello dei lobi secondari rispetto al massimo (SLL), distanza d tra i vari dipoli (costante per ogni tipo di schiera) e lunghezza complessiva D della schiera. Posteriormente e parallelamente alla schiera viene sempre posizionato un piano metallico alla distanza h = 44 mm dagli N dipoli; si è scelto di utilizzare 11 dipoli, ciascuno con lunghezza pari a $\lambda/2$.

Tabella 9.1. Tipi di antenne di terra al variare delle ampiezze delle correnti di alimentazione degli elementi della schiera

Tipo di ampiezza delle correnti dei dipoli delle schiere lineari	**G** [dB]	**SLL** [dB]	**d** [mm]	**D** [m]
uniforme	16.7	12.9	69.5	0.695
non uniforme per sintesi FTM	17	15.4	75	0.75
non uniforme a coseno	17.2	21.8	105	1.05
non uniforme a coseno rialzato	17.1	18.5	78	0.78
non uniforme a coseno quadrato	17.2	31.5	126	1.26
non uniforme a coseno quadrato rialzato	*16.9*	*20.8*	*76.5*	*0.765*

Osservando la tabella si nota che il guadagno massimo G resta quasi uguale per tutte le possibili realizzazioni; per la scelta della migliore si considereranno, quindi, l'ampiezza dei lobi secondari, le dimensioni dell'antenna e la complessità di realizzazione.

La schiera di tipo uniforme viene scartata in quanto possiede un livello dei lobi secondari troppo ridotto per poter fornire prestazioni adeguate; quella non uniforme ottenuta per sintesi FTM, invece, oltre a presentare il problema di non avere elevati valori di SLL, risulta di difficile realizzazione in quanto non è di tipo standard, ma viene scelta in base alle preferenze del singolo utente (questo comporta dei costi di produzione maggiori). I risulati migliori sono forniti, invece, da quelle non uniformi con ampiezze delle correnti con distribuzione a coseno o a coseno quadrato, che raggiungono dei valori di SLL di oltre 20 dB. Tali distribuzioni, però, posseggono un rapporto a_0/a_5 tra i coefficienti delle ampiezze delle correnti che tende ad infinito; questo problema rende molto complessa la realizzabilità di tali antenne. Si è scelto di utilizzare, perciò, le rispettive versioni di tipo rialzato che, sebbene presentino dei valori di SLL più bassi, sono di più facile realizzazione; in particolare, l'antenna scelta, indicata in corsivo nella tabella, è quella con distribuzione del tipo a coseno quadrato rialzato, che consente di guadagnare qualche decibel sul livello dei lobi secondari e qualche centimetro sulla dimensione della schiera.

Il tipo di antenna scelta verrà utilizzato nel capitolo 10, per il calcolo del link-budget, e nel successivo paragrafo, per lo studio relativo all'applicazione della scansione elettronica che consente di seguire, il più possibile, il velivolo nelle sue condizioni di volo senza effettuare spostamenti meccanici dell'antenna.

9.5 Scansione elettronica delle fasi per l'antenna di terra

Nel § 9.4 si è mostrata l'opportunità di utilizzare come antenna di terra, tra tutte quelle analizzate, la schiera non uniforme con distribuzione delle ampiezze, relativi ai coefficienti di eccitazione dei singoli elementi, di tipo a coseno quadrato rialzato, analizzata più in dettaglio nel § 9.3.4. Nel § 9.3, inoltre, è stata presentata la necessità di effettuare una scansione elettronica delle fasi per poter spostare il fascio di illuminazione dell'antenna di terra in modo da riuscire ad inseguire il velivolo durante le posibili condizioni di volo; si ricorda, comunque, che in caso di spostamenti di area d'interesse è necessaria una scansione meccanica.

La scansione elettronica può essere realizzata semplicemente facendo assumere alla fase β relativa all'equazione (9.24) opportuni valori e, facendoli variare, si trasla di una quantità pari a β la finestra del visibile espressa in termini del parametro ψ, secondo quanto indicato nell'equazione (9.29). Impostando la fase β pari a π, è possibile far si che l'intervallo del visibile relativo al fattore di schiera nel piano azimutale, cioè nel piano (x,y), comprenda due massimi, uno dovuto al lobo principale e l'altro relativo ad un grating lobe; l'andamento del fattore di schiera normalizzato relativo a questa condizione viene mostrato nella figura 9.24. Il parametro β indica il centro

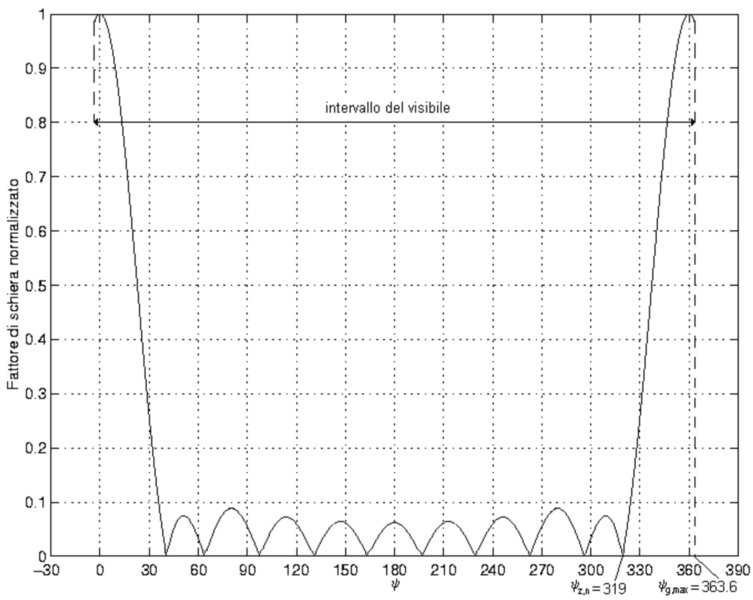


Figura 9.24. Fattore di schiera normalizzato nel piano azimutale che si ottiene con sfasamento β pari a π, realizzato in funzione della variabile ψ espressa in gradi

della traslazione della finestra del visibile espressa in termini di ψ ed è compreso tra *pi* e π, in quanto rappresenta lo sfasamento fisico tra le correnti di alimentazione dei singoli elementi componenti la schiera[5]. Si vuole realizzare la scansione in modo che non compaiano grating lobe nel visibile e, quindi,

[5]Uno sfasamento β superiore a π può essere visto come uno sfasamento negativo pari a $2\pi - \beta$.

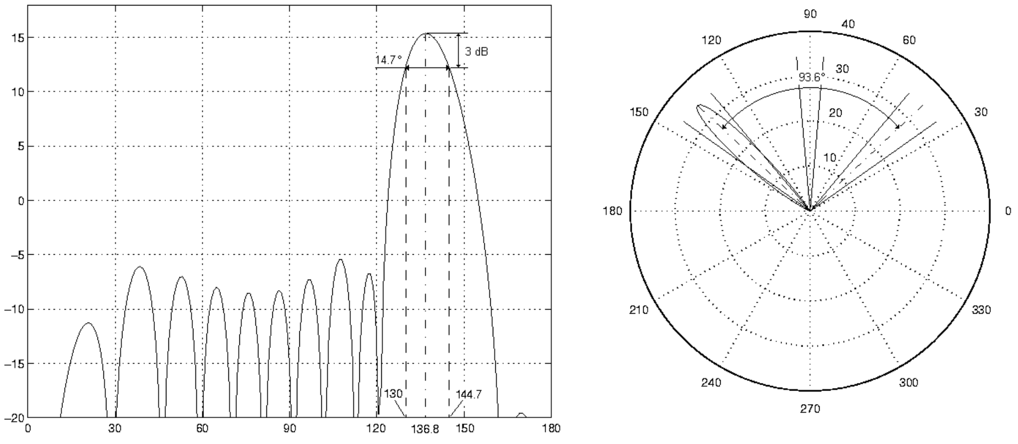
si ricerca il massimo valore di β che consenta di soddisfare tale condizione. Sapendo che il valore di β indica il centro della finestra del visibile, se si indica con $\psi_{g,max}$ il valore di ψ tale per cui si ha il massimo del grating lobe e con $\psi_{z,n}$ il valore di ψ per cui cade l'ultimo zero del lobo principale prima del grating lobe, allora la massima traslazione accettabile della finestra e, quindi, il massimo sfasamento β_{max} (espresso in gradi) da applicare alle correnti di eccitazione può essere espresso come:

$$\beta_{max} = 180° - (\psi_{g,max} - \psi_{z,n}) \tag{9.47}$$

Facendo riferimento alla figura 9.24, si ha che:

$$(\psi_{g,max} = 363.6° \, , \psi_{z,n} = 319°) \quad \Rightarrow \quad \beta_{max} = 135.4° \tag{9.48}$$

Inserendo i valori di β compresi tra $-\beta_{max}$ e β_{max} nell'espressione di ψ data dall'equazione (9.24), ricordando l'equazione (9.38) e utilizzando come coefficienti a_m quelli ottenuti nella distribuzione a coseno quadrato rialzato ottenuti con l'equazione (9.46) e mostrati (normalizzati) nella figura 9.22, si ottiene la scansione del fattore di schiera relativo al piano (x,y). Moltiplicando quest'ultimo per il fattore di schiera EF si realizza la scansione del diagramma di irradiazione nel piano azimutale, moltiplicando il quale per il diagramma di irradiazione nel piano (y,z) di elevazione si ottiene la scansione del diagramma di irradiazione complessivo in θ e φ. La moltiplicazione per il fattore di schiera EF potrebbe, peross, modificare l'andamento desiderato nel piano azimutale e quindi occorre verificare che la variazione apportata non sia rilevante. A tal fine è stato realizzato l'andamento del guadagno nella sezione azimutale, il qule viene mostrato nella figura 9.25. Si può notare che il guadagno massimo nella posizione di massimo sfasamento rappresentata nella figura 9.25, non è più pari a 16.9 dB, ma risulta abbassato ad un valore di 15.4 dB. Questo fenomento è dovuto a due fattori: il primo riguarda l'allargamento del lobo principale il quale, infatti, presenta una larghezza a -3 dB (HPBW) pari a circa 14.7° invece degli usuali 10°, mentre il secondo è legato al diagramma di irradiazione del singolo elemento ($|\vec{P}_e(0)|$). Esso, infatti, non è circolare, in quanto non si dispone di un radiatore isotropico, ma, visto nel piano (x,y), si hanno due "radiatori isotropici" sfasati di π che, a loro volta, creano una schiera EF il cui modulo al quadrato del diagramma



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.25. Sezione azimutale del diagramma del guadagno relativo alla schiera utilizzata per realizzare l'antenna di terra con distribuzione delle ampiezze delle correnti a coseno quadrato nel caso di massimo sfasamento β_{max} tra le correnti di alimentazione dei singoli elementi

di irradiazione è stato mostrato nella figura 9.9. Il massimo spostamento del fascio principale in termini di α (angolo di osservazione) che può essere realizzato con β_{max}, è pari a 46.8° in entrambe le direzioni, per una scansione complessiva di 93.6°, come indicato nel diagramma polare mostrato nella figura 9.25 (b). Quando si realizza la scansione, il massimo del guadagno tende a spostarsi dal centro dell'apertura del fascio, anche se di una quantità modesta: in particolare per la massima scansione di 46.8° il massimo risulta scostato di circa 0.6°. Questa deformazione è dovuta al fatto che l'angolo di osservazione α non è legato in modo lineare alla variabile ψ, ma con la seguente relazione ottenuta invertendo l'equazione (9.24):

$$\alpha = \arccos\left[\frac{1}{2\pi(d/\lambda)}(\psi - \beta)\right] \qquad (9.49)$$

Per i risultati ottenuti in questo paragrafo ,si può concludere che la scansione elettronica del fascio realizzata non permette di seguire il velivolo in tutte le sue fasi di volo, in quanto è limitata ad un campo di visibilità (con antenna meccanicamente ferma) di poco più che 90°. Si consiglia, comunque, di effettuare uno spostamento meccanico dell'antenna qualora sia necessario mantenere costantemente una scansione elevata, in modo da realizzare un puntamento che garantisca il massimo guadagno; per questo motivo nel calcolo del link-budget analizzato nel capitolo 10 verrà mantenuto come guadagno dell'antenna di bordo il valore massimo. Sarà quindi necessario dotare il sistema di terra di un software in grado di prelevare i dati provenienti dal velivolo, estrarne la posizione, calcolare il corretto puntamento elettronico del fascio e, se la posizione persiste per un certo intervallo di tempo impostato, ruotare in modo meccanico l'antenna.

9.6 Studio del sistema di antenne di bordo

L'antenna che occorre realizzare a bordo dovrebbe essere teoricamente omnidirezionale, in modo tale da riuscire a comunicare con la stazione di terra in qualsiasi condizione di volo, anche nel caso in cui il velivolo sia ribaltato o si trovi sulla pista di atterraggio. Questa soluzione non è praticabile con una singola antenna, in quanto non è nota la trasparenza alle onde elettromagnetiche da parte dell'aereo stratosferico; a tale proposito si suppone che esso non sia trasparente, per cui occorre posizionare più antenne a bordo in opportune posizioni in modo che risulti ugualmente visibile in ogni situazione. La soluzione minima presenta due antenne poste sotto e sopra la carlinga del velivolo, ma una scelta più corretta ed efficiente potrà essere effettuata solo una volta nota la geometria esatta dell'aereo. L'inserzione di più antenne richiederà, a bordo del velivolo, un dispositivo in grado di gestire i segnali ricevuti dalle due o più antenne; ad esempio, nel caso più semplice, si può decidere di commutarle tra loro in funzione del livello di segnale ricevuto, oppure si può decidere di realizzare una soluzione più sofisticata quale la miscelazione dei vari segnali; in questo caso, però, la gestione è più complessa e critica, in quanto occorre effettuare opportuni controlli sulle fasi.

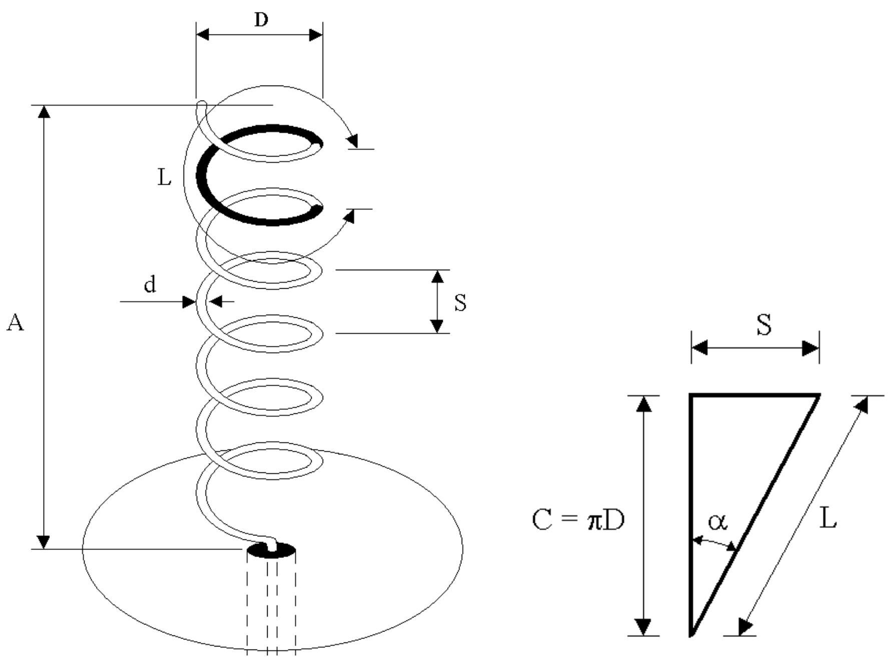
La soluzione di due sole antenne montate sopra e sotto il velivolo richiede che esse siano in grado di irradiare su di una semisfera, cioè con un'apertura di 180°. Va inoltre considerato che se l'aereo dovesse trovarsi in condizioni critiche, ad esempio nel caso in cui venisse investito da un jet stream, potrebbe assumere un angolo di rollio anche di $\pm 90°$; in queste condizioni le antenne irradierebbero un segnale con con polarizzazione orizzontale rispetto alle antenne di terra, le quali irradiano con polarizzazione verticale. Questo comporterebbe una perdita per polarizzazione (trattata nel § 9.2.1 e quantificata in modo più preciso nel § 10.2.4 per il calcolo del link-budget) pressoché totale, rischiando così di perdere il controllo del velivolo. Per evitare questo pericoloso inconveniente si è deciso di cercare delle soluzioni realizzative che permettessero di ottenere una polarizzazione circolare; se si riuscisse ad effettuare una polarizzazione perfettamente circolare, condizione molto critica da realizzare, come verrà analizzato nei succcessivi paragrafi, un rollio di $\pm 90°$ non comporterebbe alcuna perdita aggiuntiva rispetto a quella dovuta all'accoppiamento di una polarizzazione verticale (a terra) con una circolare (a bordo) che è quantificabile in 3 dB, come verrà calcolato nel § 10.2.4.

Nel seguito verranno proposte alcune soluzioni realizzative di antenne con polarizzazione circolare, nel limite realizzativo, e con apertura del fascio il più possibile prossima a 180°; tale trattazione non vuole essere esaustiva, ma soltanto dimostrare la fattibilità delle antenne richieste a bordo dell'aereo stratosferico.

9.6.1 Soluzione con più antenne a elica

Le antenne ad elica sono tra le più utilizzate per irradiare un segnale con polarizzazione circolare; la loro configurazione geometrica è mostrata nella figura 9.26 (a), in cui i vari simboli introdotti hanno il seguente significato:
- D: diametro dell'elica;
- C: circonferenza dell'elica, pari a πD;
- S: spazio tra due rotazioni, valutato da centro a centro;
- α: è detto angolo di *pitch* dell'elica, dato da: $\arctan(S/\pi D)$;
- L: lunghezza di una rotazione;
- N: numero di rotazioni;
- A: lunghezza assiale dell'elica, di valore NS;
- d: diametro del conduttore che realizza l'elica.

Il diametro D e la circonferenza C si riferiscono al cilindro immaginario la cui superficie passa attraverso la linea di centro del conduttore dell'elica. Nella figura 9.26 (b) è rappresentata la relazione tra la circonferenza C, lo spazio S, la lunghezza L di una rotazione e l'angolo di pitch α di un'elica. È



(a) Geometria e dimensioni (b) Relazione tra i parametri

Figura 9.26. Rappresentazione di una generica antenna ad elica

normale consuetudine esprimere le dimensioni in numero di lunghezze d'onda; in particolare si utilizza la seguente notazione:

$$C_\lambda = \frac{C}{\lambda} \quad , \quad S_\lambda = \frac{S}{\lambda} \quad , \quad L_\lambda = \frac{L}{\lambda} \tag{9.50}$$

Le antenne ad elica possono essere viste come la generalizzazione delle antenne lineari e di quelle circolari, infatti quando lo spazio S tra due rotazioni è nullo, si annulla anche l'angolo α e l'elica diventa un anello; qualora, invece, fosse nullo il diametro D, allora α=90° e l'elica diventa un conduttore lineare.

Le antenne ad elica possono operare in differenti modi; i principali sono il modo *normale*, cioè di tipo BS, e quello *assiale*, di tipo EF. Nel primo caso il campo irradiato è massimo nella direzione normale all'asse dell'elica, mentre è minimo lungo esso e per certe geometrie, in teoria, è in grado di emettere onde con polarizzazione circolare. Per poter operare con un modo normale, le dimensioni dell'elica devono essere usualmente piccole rispetto alla lunghezza d'onda, cioè $nL \ll \lambda$, presentando così una bassa efficienza.

Nel modo assiale, il massimo dell'intensità dell'irradiazione si ha lungo l'asse della elica; tale modo è quello di uso più comune in quanto permette di realizzare una polarizzazione circolare su di un'ampia larghezza di banda e presenta un'efficienza superiore rispetto al modo normale. Le antenne ad elica sono usualmente utilizzate nelle applicazioni di telemetria spaziale via satellite o nelle sonde spaziali.

Per le considerazioni esposte, il progetto verrà realizzato con antenne ad elica operanti nel modo assiale ([47], cap. 7). Per eccitare il modo assiale, il diametro D deve essere una frazione rilevante della lunghezza d'onda; in particolare per ottenere una polarizzazione circolare nel lobo principale, la circonferenza delle eliche deve essere prossima ad una lunghezza d'onda; tipicamente i valori usati prevedono che $3/4 < C_\lambda < 4/3$. Inoltre è richiesto che lo spazio S tra le rotazioni sia pari a circa $\lambda/4$, il che implica un angolo α compreso tra $12°$ e $14°$, come mostrato nella figura 9.26 (b). Sovente l'antenna ad elica opera, come mostrato nella figura 9.26 (a), con la presenza di un piano di massa ed è alimentata da una linea di trasmissione coassiale, il cui conduttore interno è collegato all'elica, mentre quello esterno termina nel piano citato. Il diametro del piano di massa deve avere delle dimensioni di almeno $3\lambda/4$ e la sua presenza permette di evitare l'insorgere di lobi posteriori indesiserati. A differenza del modo normale, in questo caso le dimensioni dell'elica non sono così critiche, garantendo una certa facilità di costruzione; ad esempio il diametro del conduttore deve essere compreso nell'intervallo che va da 0.005λ a 0.05λ.

In prima approsimazione, il diagramma di irradiazione in campo lontano di un'elica è il prodotto di quello di un singolo anello per il fattore di schiera di N radiatori isotropici. Infatti un'elica può essere vista come una schiera costituita da N radiatori ad anello, secondo lo schema di principio già mostrato nella figura 9.6: a differenza di essa, però, ora la distanza tra i singoli elementi è pari a S, mentre l'angolo di osservazione verrà indicato con ϕ (anziché α, che in questo caso indica l'angolo di pitch). Quando l'antenna a elica è lunga, in particolare per $NS_\lambda > 1$, il fattore di schiera è più direttivo rispetto al diagramma di irradiazione del singolo anello e da esso dipende maggiormente la forma del diagramma di irradiazione complessivo; quindi l'approssimazione in campo lontano del diagramma di irradiazione di un'elica lunga è dato dal fattore di schiera (si veda [47], p. 188). Ricordando l'equazione (9.27), in questo caso il modulo del diagramma di irradiazione complessivo può essere espresso come il fattore di schiera, cioè:

$$|F(\psi)| = \left| \frac{\sin\left(N\dfrac{\psi}{2}\right)}{\sin\left(\dfrac{\psi}{2}\right)} \right| \tag{9.51}$$

dove N è il numero di sorgenti, mentre ψ ora può essere espresso come:

$$\psi = S_r \cos\phi + \delta \tag{9.52}$$

in cui $S_r = 2\pi S/\lambda$ e δ rappresenta la differenza di fase tra due radiatori della schiera considerata, distanti S tra loro, pari alla fase che si accumula lungo un anello di lunghezza L_λ percorso dall'onda elettromagnetica. Essa assume, ricordando le notazioni indicate nella (9.50), la seguente espressione:

$$\delta = -2\pi\frac{L}{\lambda_e} = -2\pi\frac{L_\lambda}{\lambda_e/\lambda} = -2\pi\frac{L_\lambda}{p} \tag{9.53}$$

Il segno meno è dovuto al fatto che la fase della seconda sorgente è in ritardo rispetto a quella della sorgente precedente, e così per le successive. Con λ_e si è indicata la lunghezza d'onda all'interno dell'elica, mentre p rappresenta la velocità di fase relativa richiesta per produrre l'irradiazione in modalità assiale, la quale può essere ottenuta come rapporto tra la velocità di fase v dell'onda lungo il conduttore dell'elica e la velocità della luce c nel vuoto, cioè $p = v/c$. Dato che $\lambda_e = v/f$, p può anche essere espresso come λ_e/λ; l'equazione (9.52) può quindi essere riscritta come:

$$\psi = 2\pi\left(S_\lambda\cos\phi - \frac{L_\lambda}{p}\right) \tag{9.54}$$

La radiazione sarà nel modo assiale se i campi di tutte le sorgenti sono in fase nei punti sull'asse dell'elica, cioè per $\phi = 0$; affinché questo accada occorre che:

$$\psi = -2\pi m \ , \quad m = 0{,}1{,}2{,}3\ldots \tag{9.55}$$

Imponendo $\phi = 0$ ed uguagliando quest'ultima espressione con l'equazione (9.54), la condizione per avere un modo assiale diventa:

$$\frac{L_\lambda}{p} = S_\lambda + m \tag{9.56}$$

Il caso con m nullo non rappresenta una condizione realizzabile, a meno che p non ecceda l'unità; nel caso in cui p sia unitario, la condizione sarebbe rispettata per $S = L$, cioè l'elica degenererebbe in un'antenna lineare (in questo caso, comunque, non si ottiene una radiazione assiale).

Un caso di particolare interesse è quello con $m = 1$, per il quale la condizione (9.56) può essere risolta da:

$$p = \frac{L_\lambda}{S_\lambda + 1} \tag{9.57}$$

La velocità di fase p effettiva di un'elica ha un'espressione abbastanza complessa che dipende dalla geometria dell'antenna, si veda [47] (pp. 191-192), il cui calcolo esula dalla trattazione qui esposta; si può comunque verificare che, in prima approssimazione, la condizione (9.57) è soddisfatta per antenne con $3/4 < C_\lambda < 4/3$ e $12° < \alpha < 15°$, come si era già accennato in precedenza.

Risulta anche interessante analizzare la circolarità della polarizzazione; ricordando le condizioni espresse dall'equazione (9.13), in coordinate sferiche si può scrivere che:

$$\frac{\vec{E}(\hat{\varphi})}{\vec{E}(\hat{\theta})} = \pm j \tag{9.58}$$

dove $\vec{E}(\hat{\varphi})$ ed $\vec{E}(\hat{\theta})$ sono rispettivamente le componenti del campo lungo $\hat{\varphi}$ e $\hat{\theta}$, secondo il sistema di riferimento rappresentato nella figura 9.27.

Nel caso delle antenne ad elica si definisce il rapporto assiale (*axial ratio*) come:

$$AR \triangleq \frac{|\vec{E}(\hat{\varphi})|}{|\vec{E}(\hat{\theta})|} \tag{9.59}$$

Per ottenere la polarizzazione circolare lungo l'asse dell'elica, cioè per $\theta = 0$, è sufficiente imporre che il rapporto assiale sia unitario; si può dimostrare (si veda [47], pp. 203-208) che quest'ultimo vale:

$$AR = \frac{2N + 1}{2N} \tag{9.60}$$

e quindi si ottiene una polarizzazione circolare tanto migliore quanto più N è elevato. Usualmente un valore di N pari a 7 è considerato sufficientemente adeguato per ottenere, con buona approssimazione, una polarizzazione circolare; in particolare, con tale scelta si ottiene che $AR = 1.07$. Sulla base

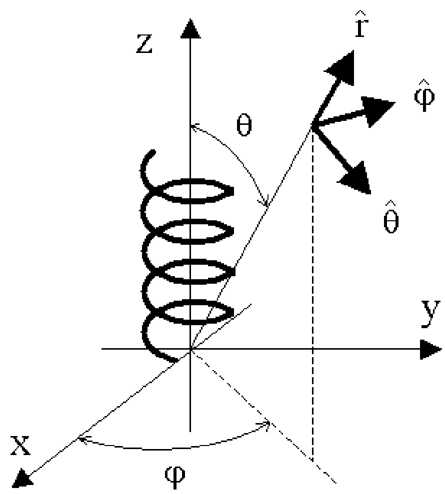


Figura 9.27. Sistema di riferimento utilizzato nell'antenna ad elica

delle misure effettuate sui diagrammi di irradiazione di un grande numero di antenne ad elica, sono state ricavate delle formule semi-empiriche utili nel progetto di tali antenne; in particolare la larghezza del fascio a metà potenza (HPBW) è data dalla seguente relazione:

$$HPBW \cong \frac{52}{C_\lambda \sqrt{NS_\lambda}} \tag{9.61}$$

mentre la direttività può essere espressa come:

$$D_{eliche} \cong 15 C_\lambda^2 N S_\lambda \tag{9.62}$$

Si può notare che la direttività, e quindi il guadagno, è proporzionale all'inverso del quadrato di HPBW.

Volendo ottenere a bordo del velivolo un'antenna avente un fascio con apertura la più ampia possibile (teoricamente 180°), l'equazione (9.61) suggerisce di utilizzare dei valori piccoli di C_λ e S_λ; si potrebbe anche ridurre N, ma tale valore verrà mantenuto pari a 7 per poter realizzare una polarizzazione circolare, secondo quanto espresso in precedenza. Ricordando le condizioni necessarie per avere un modo assiale, cioè $3/4 < C_\lambda < 4/3$ e $12° < \alpha < 15°$, si può calcolare qual è la massima apertura ottenibile, fissato N pari a 7, impostando $C_\lambda = 3/4$, $\alpha = 12°$ e di conseguenza, sulla base della figura 9.26 (b), $S_\lambda = 0.16$; si ottiene un HPBW pari a circa 65.5°. Questo risultato mostra come sia impossibile ottenere l'ampia irradiazione voluta mediante una sola antenna ad elica. Una possibile soluzione è quella di utilizzare più antenne ad elica, opportunamente direzionate, in modo che ognuna di esse sia in grado di coprire un certo settore nello spazio. In questo modo è possibile utilizzare un'opportuna circuiteria in grado di discriminare, ad esempio, quale sia il segnale ricevuto con la massima potenza, in modo da utilizzare solo la relativa antenna ad elica. Viste le aperture massime ottenibili, si può pensare di coprire lo spazio della semisfera richiesta utilizzando un insieme di sette antenne ad elica, disposte lungo gli spigoli verticali di una piramide a base esagonale, più una lungo l'asse; la vista dall'alto di questa disposizione è mostrata nella figura 9.28. La rappresentazione mostrata pre-

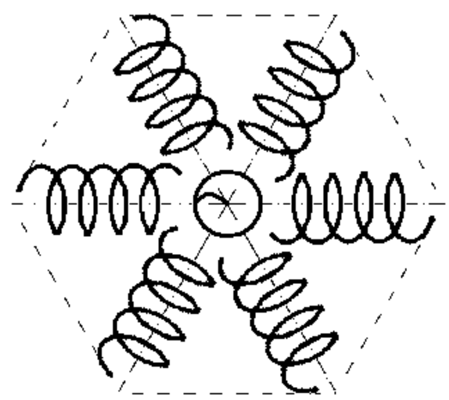


Figura 9.28. Vista dall'alto relativa alla disposizione spaziale delle eliche per ottenere un'antenna con copertura di una semisfera

vede di montare tutte e sette le antenne assieme, cioè ubicate nelle stessa zona dell'aereo; si noti, comunque, che esse potrebbero anche essere opportunamente distribuite sulla superficie inferiore del velivolo (e altrettante sulla superficie superiore per proteggersi dall'eventuale ribaltamento dell'aereo).

Questa possibile soluzione richiede che ciascuna antenna ad elica presenti un'apertura del fascio di circa 60°. Per questo motivo sono stati ricercati dei valori di C_λ e di S_λ meno critici dei casi limite utilizzati nella ricerca dell'apertura massima, ma tali da ottenere un'apertura leggermente superiore di 60°; in questo modo si verifica una certa sovrapposizione dei fasci che garantisce la copertura anche nelle zone ai bordi del fascio di ciascuna antenna. Una ricerca esaustiva ha condotto alla scelta dei seguenti parametri:

$$C_\lambda = 0.77 \quad , \quad S_\lambda = 0.17 \tag{9.63}$$

cioè un angolo di pitch $\alpha = 12.45°$, che rientra nei limiti da rispettare per ottenere un modo assiale. Introducendo questi valori nell'equazione (9.61), si ottiene un'apertura del fascio a -3 dB pari a circa 62° (si ricorda che si lavora con N=7). La disposizione angolare delle antenne, per realizzare la copertura di bordo richiesta, è quindi quella mostrata nella figura 9.29, relativa ad una proiezione della distribuzione relativa alla struttura complessiva.

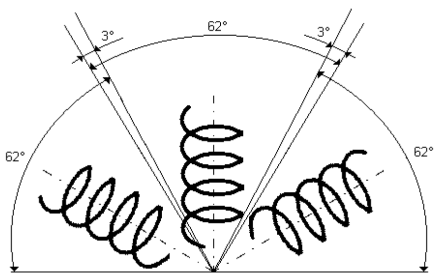
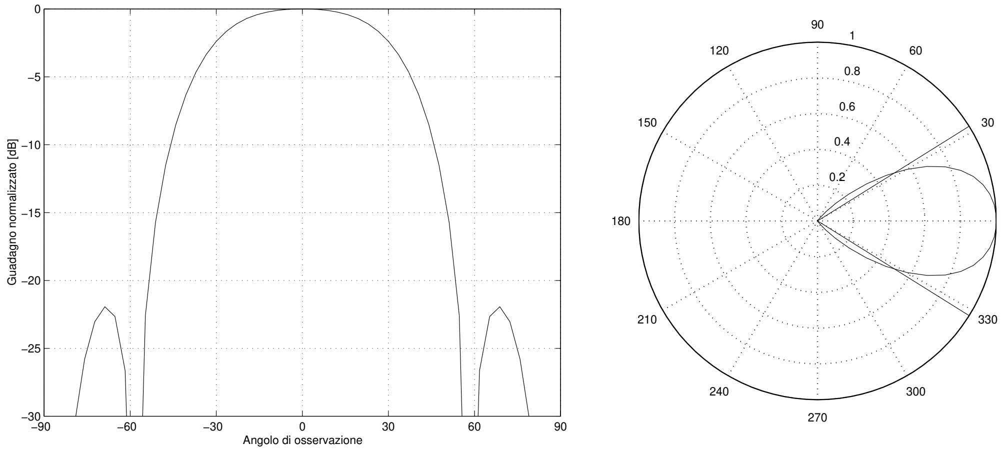


Figura 9.29. Disposizione angolare delle eliche lungo una proiezione della struttura complessiva

Dall'equazione (9.62) è invece possibile ricavare la direttività; utilizzando l'equazione (9.6) e considerando in prima approssimazione il rendimento ohmico dell'antenna η unitario, allora la direttività massima fornisce anche il guadagno massimo, che quindi assume un valore pari a circa 10.2 dB.

I risultati ottenuti per via analitica possono essere integrati con un'analisi grafica; in particolare, ricordando che in prima approssimazione il diagramma di irradiazione complessivo di un'antenna ad elica è uguale al fattore di schiera relativo alle N sorgenti utilizzate, è possibile ottenere l'espressione del guadagno. Si ricorda infatti che quest'ultimo è proporzionale, secondo l'equazione (9.37), al modulo al quadrato del diagramma di irradiazione. L'andamento normalizzato del guadagno relativo all'antenna ad elica progettata viene riportato nella figura 9.30, relativamente ad una sezione con φ costante. L'andamento proposto permette di valutare il livello dei lobi



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.30. Andamento del guadagno relativo all'antenna ad elica progettata al variare dell'angolo θ

secondari, il quale si attesta intorno a circa 22 dB.

L'andamento complessivo del guadagno nello spazio relativo alla singola antenna ad elica progettata può essere ottenuto per rotazione dell'andamento del guadagno in una sezione, grazie al fatto che si dispone di una simmetria assiale

Si analizzano ora le dimensioni complessive dell'antenna proposta in questo paragrafo. Dato che si sono impostate le dimensioni $C_\lambda = 0.77$ e $S_\lambda = 0.17$, tenendo presenti le relazioni espresse nell'equazione (9.50) e ricordando che la lunghezza d'onda λ è di 15 cm (si lavora con una frequenza centrale di circa a 2 GHz), si ottiene una circonferenza C pari a 115,5 mm e, quindi, un diametro D dell'elica di 36.76 mm. Il passo dell'elica, cioè lo spazio S, risulta invece di 25.5 mm, da cui risulta una lunghezza totale A dell'elica pari a 178.5 mm, dato che si è fissato $N = 7$. L'ingombro totale di un'elica è dunque dato da un cilindro con altezza pari ad A (178.5 mm) e diametro di base di circa D (36.76 mm); se poi si considera l'utilizzo di un piano metallico di dimensioni $3\lambda/4$, allora l'elica sarà montata su di una piastra quadrata di 112.5 mm di lato.

9.6.2 Antenna a dipoli incrociati

Per poter ottenere una polarizzazione circolare è possibile utilizzare, oltre alle antenne ad elica, dei semplici dipoli incrociati a 90°; in questo modo, infatti, controllando opportunamente le fasi delle correnti che alimentano i due elementi è possibile ottenere qualunque tipo di polarizzazione.

Per ottenere la polarizzazione circolare è sufficiente alimentare i due radiatori con due correnti tra loro in quadratura, cioè sfasate di 90°. Per poter garantire un comportamento noto e regolare del diagramma di irradiazione prodotto dai dipoli, è necessario posizionare questa antenna davanti ad un piano metallico riflettente, così da caratterizzare analiticamente la sorgente immagine; in assenza di un piano metallico fisico, infatti, ve ne potrebbe essere comunque uno a causa delle riflessioni sul velivolo le quali, però, avrebbero fasi e ampiezza non note a priori, impedendo così una corretta caratterizzazione analitica del diagramma di irradiazione complessivo. L'introduzione del piano metallico genera, analogamente a quanto esposto nel § 9.3.1 per la schiera lineare di terra, un'antenna immagine in cui i singoli elementi saranno ancora dei dipoli incrociati, ma con le correnti sfasate di 180° rispetto ai dipoli fisici; la situazione complessiva, quindi, può essere vista come una schiera EF con il relativo fattore di schiera. In seguito, per poter ottenere un'adeguata apertura del fascio verrà analizzata la distanza di posizionamento del piano riflettente dai dipoli incrociati.

Dato che il fattore di schiera è un termine scalare, come mostrato nell'equazione (9.19), la polarizzazione della schiera è uguale a quella del singolo elemento che, nel caso considerato, è costituito dai due dipoli incrociati; si considera che essi siano disposti rispettivamente lungo l'asse x e lungo l'asse y, come mostrato nella figura 9.31. Risulta quindi importante verificare che i due dipoli incrociati forniscano una polarizzazione circolare. L'espressione generale del campo elettrico in regione di campo lontano (si veda [49], pp. 20-27) può essere scritta come:

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu\overline{\overline{G}}_a(\vec{r}) \cdot \vec{M}_e \tag{9.64}$$

dove con $\overline{\overline{G}}_a(\vec{r})$ si è indicata la *diadica di Green* asintotica, data da:

$$\overline{\overline{G}}_a(\vec{r}) = (\hat{\theta}\hat{\theta} + \hat{\varphi}\hat{\varphi})\,\Psi(r) \tag{9.65}$$

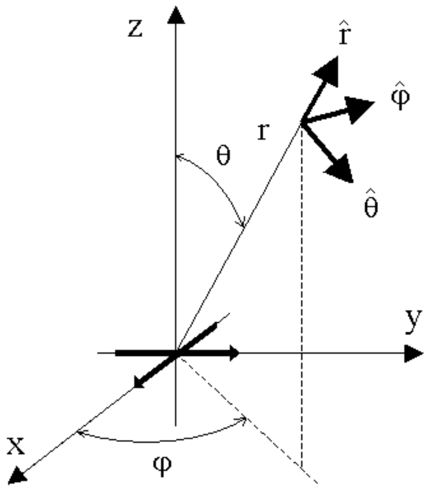


Figura 9.31. Disposizione spaziale dei due dipoli incrociati utilizzati per realizzare l'antenna di bordo

in cui $\Psi(r)$ rappresenta la *funzione di Helmholtz* o funzione di Green scalare che assume l'espressione:

$$\Psi(r) = \frac{1}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \tag{9.66}$$

Il termine $\vec{M}_e$ dell'equazione (9.64), invece, indica il *momento elettrico* dell'antenna (misurato in A·m) che, ipotizzando che le correnti di ciascun dipolo siano distribuite in modo uniforme, può essere scritto come:

$$\vec{M}_e = I_0\, l\, \hat{x} + I_0\, l\, \hat{y} \tag{9.67}$$

dove I_0 e l sono rispettivamente il modulo della corrente del singolo dipolo e la lunghezza fisica dell'elemento (dipolo a $l = \lambda/2$). Esprimendo j come $e^{j\pi/2}$, ricordando che $c = 1/\sqrt{\mu\varepsilon}$ e $Z_0 = \sqrt{\mu/\varepsilon}$, l'espressione del campo elettrico diventa:

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}) \;\; &= \;\; \frac{Z_0}{2r\lambda} I_0\, l\, e^{-j\left(2\pi\frac{r}{\lambda}+\frac{\pi}{2}\right)} \left(\cos\theta\,\cos\varphi + e^{j\frac{\pi}{2}}\cos\theta\sin\varphi\right)\hat{\theta}+ \\ &+\frac{Z_0}{2r\lambda} I_0\, l\, e^{-j\left(2\pi\frac{r}{\lambda}+\frac{\pi}{2}\right)} \left(-\sin\varphi + e^{j\frac{\pi}{2}}\cos\varphi\right)\hat{\varphi} \end{aligned} \tag{9.68}$$

Essendo l'asse z quello verticale e considerando il caso in cui il velivolo sia in condizioni di volo standard, è importante verificare la circolarità della polarizzazione lungo la verticale, cioè quella calcolata lungo l'asse z, ponendo quindi $\theta = 0$ e $\varphi = 0$; con queste assunzioni si ottiene:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{Z_0}{2r\lambda} I_0\, l\, e^{-j\left(\frac{2\pi}{\lambda}r+\frac{\pi}{2}\right)}\hat{\theta} + \frac{Z_0}{2r\lambda} I_0\, l\, e^{-j\left(\frac{2\pi}{\lambda}r\right)}\hat{\varphi} \tag{9.69}$$

Risulta quindi evidente che $|\vec{E}(\hat{\varphi})|=|\vec{E}(\hat{\theta})|$ e che $\angle\vec{E}(\hat{\varphi}) - \angle\vec{E}(\hat{\theta}) = \pi/2$, le quali soddisfano l'equazione (9.58) relativa alle condizioni necessarie ad avere una polarizzazione circolare. Discostandosi dalla verticale, cioè variando l'angolo θ, la polarizzazione perde la sua circolarità diventando una generica polarizzazione ellittica.

Data l'espressione del campo elettrico mostrata nell'equazione (9.68) e ricordando l'equazione (9.16), è possibile ottenere il diagramma di irradiazione relativo ai due dipoli incrociati, mentre dalle equazioni (9.3) e (9.9) si ricava l'espressione della direttività dell'antenna, che in questo caso vale:

$$d(\hat{r}) = \frac{3}{2}\left[(\cos\theta\ \cos\varphi)^2 + (\cos\theta \sin\varphi)^2 + 1\right] \tag{9.70}$$

Nella figura 9.32 viene riportato l'andamento nel piano (x,z) della direttività dell'antenna, cioè per φ costante pari a zero. Per la simmetria del sistema, l'andamento della direttività ottenuto è uguale anche per φ pari a $\pi/2$. Il

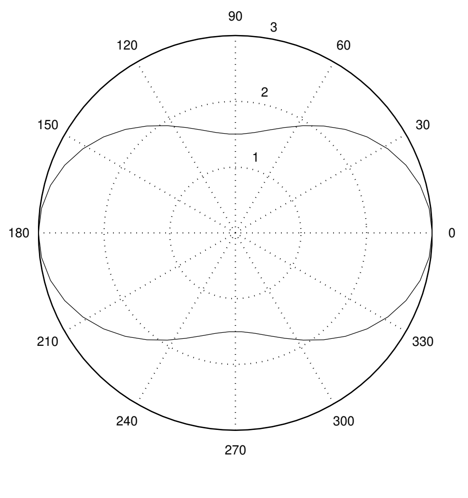


Figura 9.32. Andamento, al variare dell'angolo θ, della direttività nel piano (x,z) relativo ai due dipoli incrociati, in assenza di piano metallico

risultato ottenuto fornisce l'andamento del quadrato del diagramma di irradiazione del singolo elemento della schiera EF che si ottiene inserendo il piano metallico; per poter valutare l'irradiazione complessiva è quindi necessario considerare il modulo del fattore di schiera, dato dall'equazione (9.27), ponendo N=2 e con ψ valutato per $\beta=\pi$. Rimane ancora da fissare il rapporto d/λ, la cui scelta è fondamentale in quanto, per valori troppo piccoli, l'apertura del fascio a -3 dB (HPBW) risulta troppo limitata, dato che si intende raggiungere un valore il più possibile prossimo a 180°; aumentandolo, invece, compare un minimo per θ=0 (cioè lungo la verticale) il quale è sempre più profondo al crescere di d/λ, tanto da diminuire sensibilmente l'irradiazione lungo tale direzione. Per questo motivo si è cercato iterativamente un valore del rapporto d/λ che consentisse la massima apertura evitando però che il guadagno in θ=0 si riducesse di oltre 3 dB rispetto al massimo. Queste considerazioni hanno portato alla scelta di un valore di d/λ pari a 0.73, che comporta un fattore di schiera con l'andamento mostrato nella figura 9.33. Sulla base dell'equazione (9.21), il comportamento complessivo

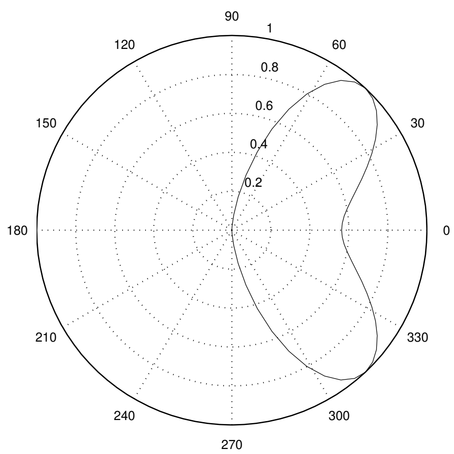
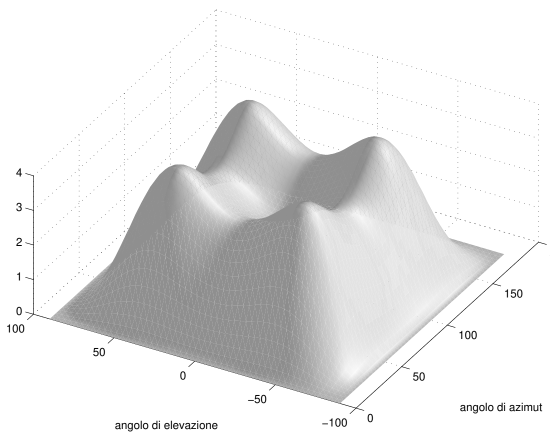


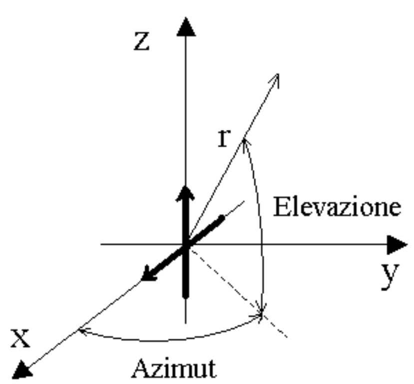
Figura 9.33. Andamento al variare dell'angolo θ del fattore di schiera dovuto all'inserzione del piano metallico

del diagramma di irradiazione relativo alla schiera si ottiene moltiplicando il fattore di schiera per il diagramma di irradiazione dei singoli elementi della schiera, cioè quello dei dipoli incrociati. L'espressione del guadagno è fornita dall'equazione (9.37) e, quindi, l'andamento complessivo può essere ottenuto moltiplicando il fattore di schiera EF per la direttività; quest'ultima, infatti, ha lo stesso andamento del modulo al quadrato del diagramma di irradiazione dei dipoli incrociati $|\vec{P}_{e,0}|$ a meno di una costante. Dall'espressione citata, però, si può notare come questa costante non influenzi il guadagno, in quanto presente sia al numeratore che al denominatore.

Dalla figura 9.33 è possibile osservare la presenza di un minimo per θ pari a zero molto inferiore rispetto al massimo; tuttavia, l'andamento della direttività mostrato nella figura 9.32 presenta, in tale direzione, un massimo pronunciato. La scelta effettuata sul rapporto d/λ permette di ridurre il minimo del fattore di schiera ad un valore tale da garantire che il guadagno minimo dell'antenna complessiva, posto anch'esso in θ=0, non sia inferiore a 3 dB rispetto al massimo assoluto. Per rendere più chiaro questo concetto nella figura 9.34 viene mostrata una rappresentazione tridimensionale relativa al sistema di riferimento indicato al suo fianco. L'antenna così realizzata



(a) Andamento complessivo del guadagno



(b) Sistema di riferimento utilizzato

Figura 9.34. Rappresentazione tridimensionale del guadagno complessivo dell'antenna rispetto al nuovo riferimento indicato

presenta un guadagno con un massimo assoluto pari a circa 5.9 dB, e un minimo assoluto di circa 3.2 dB; la loro differenza risulta di 2.7 dB, cioè inferiore ai 3 dB imposti come limite. A discapito di questo risultato, però, l'apertura massima del fascio a 3 dB risulta abbastanza limitata e, inoltre, non più univocamente definita, ma dipende dall'elevazione e dall'azimut considerati; questa affermazione può essere giustificata analizzando la figura 9.35. In

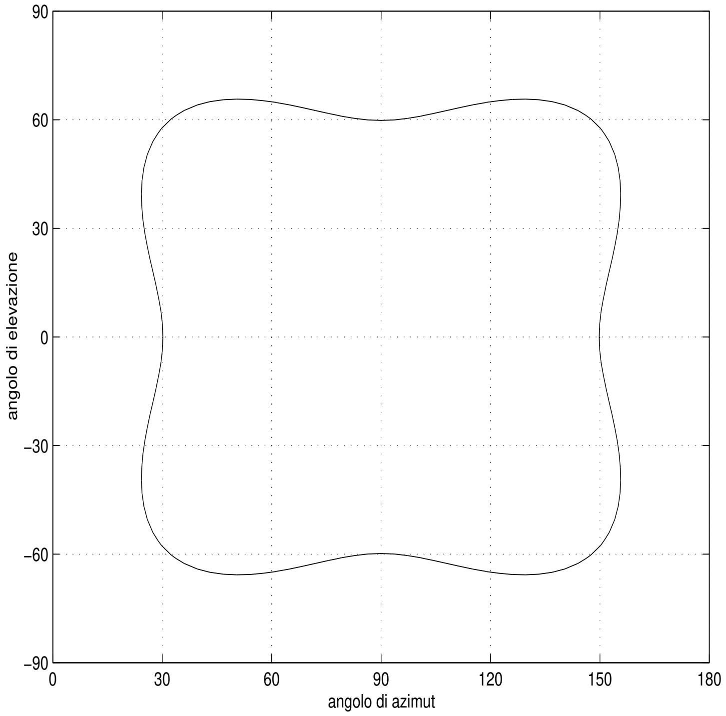


Figura 9.35. Linea di livello a -3 dB relativa all'andamento complessivo del guadagno dell'antenna

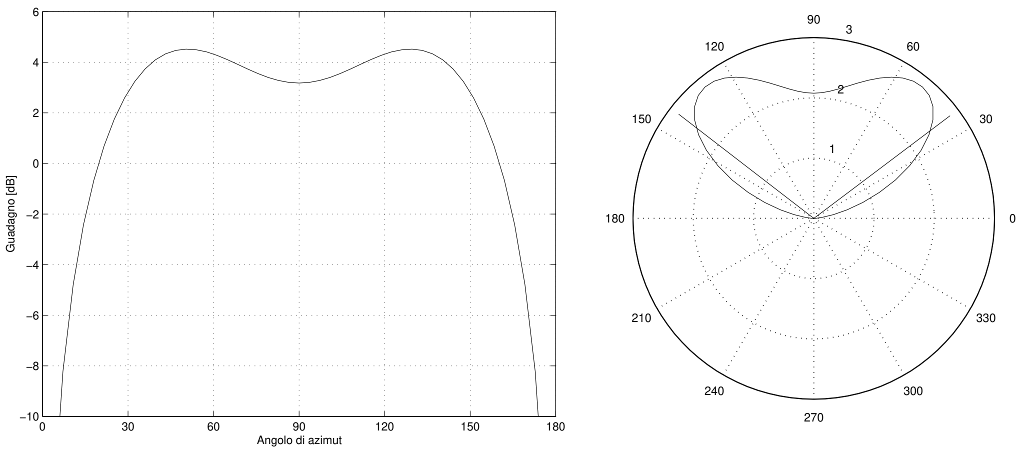
essa si nota che l'apertura è simmetrica nell'elevazione e nell'azimut, ma a seconda del valore assunto da tali angoli si ottengono risultati differenti; in particolare, con elevazione nulla si ottiene un'apertura del fascio pari a circa 120°, cioè ben al di sotto dei 180° che si sarebbero voluti ottenere.

È interessante analizzare quale sia l'ellitticità agli estremi del fascio; ricordando l'equazione (9.68) e la figura 9.31, l'espressione del campo elettrico in $\theta = 60°$ e $\varphi = 0°$ assume la seguente espressione:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{Z_0}{2r\lambda} I_0\, l\, \left(0.5\,\hat{\theta} + e^{j\pi/2}\,\hat{\varphi}\right) \tag{9.71}$$

dalla quale è possibile notare che il rapporto $|\vec{E}(\vec{\theta})|/|\vec{E}(\vec{\varphi})|$ è pari a 0.5 anziché essere unitario, mentre la loro differrenza di fase resta pari a $\pi/2$; questo significa che si ha una polarizzazione ellittica in cui un semiasse ha dimensioni doppie rispetto all'altro.

Se si considerano gli assi dei dipoli, l'andamento del guadagno ottenuto in queste sezioni, cioè per φ costante pari a 0 o π, è quello mostrato nella figura 9.36. In questo caso ci si trova nella sezione centrale della rappresenta-



(a) Diagramma in dB del guadagno (b) Diagramma polare del guadagno

Figura 9.36. Sezione del diagramma del guadagno relativo all'asse dei dipoli incrociati

zione complessiva mostrata nella figura 9.34 (a), per cui il valore massimo del guadagno risulta essere inferiore rispetto al massimo assoluto, presentando un valore di 4.5 dB rispetto ai 5.9 dB complessivi.

L'antenna proposta in questo paragrafo presenta delle dimensioni ridotte, in quanto si utilizzano dei dipoli a $\lambda/2$, cioè lunghi 75 mm, dato che si lavora con una lunghezza d'onda λ di 15 cm. Inoltre, dato che si è assunto un rapporto d/λ pari a 0.73, la distanza h (pari a $0.5\,d/\lambda$) a cui devono essere posti i due dipoli incrociati dal piano metallico è di circa 54.5 mm.

Si può ancora osservare che si potrebbe ottenere una copertura di 360° nello spazio utilizzando quattro dipoli incrociati, disponendo ognuno di essi in modo che gli assi di massima irradiazione siano a 120° l'uno dall'altro, formando così una geometria i cui assi escono dai vertici di un tetraedro equilatero.

9.7 Considerazioni conclusive sulle antenne di bordo

Nel § 9.6 sono state analizzate alcune proposte per la realizzazione delle antenne di bordo; il tipo di antenna desiderata è quella semisferica, cioè con un'apertura di 180°. In questo modo il velivolo sarà in grado di ricevere i segnali trasmessi da terra nelle diverse fasi di volo; tuttavia, sarà probabilmente necessario montare almeno due antenne, poste sotto e sopra la carlinga del velivolo, in modo da simulare l'uso di un'antenna omnidirezionale. Si desidera ottenere, inoltre, una polarizzazione circolare a bordo, in modo da evitare che si verifichi una perdita da polarizzazione pressoché totale (si ricorda che per le antenne a terra si utilizza una polarizzazione verticale): la perdita da polarizzazione viene così quantificata in circa 3 dB. Occorre notare, però, che soddisfare entrambe le condizioni, cioè polarizzazione circolare e apertura semisferica, risulta particolarmente difficoltoso.

Nella tabella 9.2 vengono riportati i vari tipi di antenne di bordo analizzate, con i relativi parametri di guadagno massimo G, livello dei lobi secondari rispetto al massimo (SLL) e apertura HPBW del diagramma di irradiazione a -3 dB dal massimo.

Tabella 9.2. Possibili soluzioni per le antenne di bordo

Tipo di antenna di bordo	**G [dB]**	**SLL [dB]**	**apertura [gradi]**
elica	*10.2*	*22*	*62*
dipoli incrociati	5.9	-	120

Per quanto riguarda le antenne ad elica, si può osservare che il guadagno ottenuto è maggiore di quello ottenuto con i dipoli incrociati, ma questo causa una riduzione dell'apertura del fascio; quest'ultima risulta troppo ridotta rispetto ai requisiti richiesti, quindi si è scelto di proporre una soluzione che utilizzi 7 eliche opportunamente disposte, in modo da coprire circa 180°. A bordo sarà poi presente un dispositivo che attiverà la singola elica, ad esempio utilizzando una tecnica a massimo segnale. Alla base delle varie eliche verrà, inoltre, disposto un piano metallico, come illustrato nel § 9.6.1.

La seconda soluzione proposta prevede, invece, l'utilizzo di due dipoli incrociati ortogonalmente tra loro. Questa soluzione consente di ottenere un'apertura di circa 120° con un guadagno pari a circa 5.9 dB. Anche per questo tipo di antenna occorre posizionare un piano metallico posteriormente ad essa, in questo caso ad una distanza di circa 54.5 mm.

Il confronto dei due tipi di antenna analizzati ha portato alla scelta delle sette eliche. Esse consentono infatti di ottenere un guadagno sufficientemente elevato e, soprattutto, una polarizzazione circolare. Attivando opportunamente l'antenna che riceve il massimo segnale, infatti, è possibile avere una propagazione circa sempre nella direzione dell'asse dell'antenna e, quindi, una polarizzazione sufficientemente circolare.

Oltre alle antenne di bordo proposte, sarebbe anche possibile utilizzare le cosidette *antenne in microstriscia*. Esse hanno dimensioni ridotte, sono semplici da realizzare e presentano una notevole resistenza meccanica (se montate su una superficie rigida); inoltre, realizzando particolari forme, risultano versatili in termini di frequenza di risonanza, polarizzazione, modelli ed impedenza. Esse presentano, tuttavia, alcuni svantaggi, quali ad esempio una bassa efficienza, bassa potenza, scarsa purezza di polarizzazione e larghezza di banda molto ridotta.

Bibliografia

[1] *Telecommand: Summary of Concept and Rationale*, Report CCSDS 200.0-G-6, Green Book, Issue 6, Washington D.C., January, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[2] *Telecommand, Part 1: Channel Service*, Recommendation CCSDS 201.0-B-3, Blue Book, Issue 3, Washington D.C., June, 2000, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[3] *Telecommand, Part 2: Data Routing Service*, Recommendation CCSDS 202.0-B-2, Blue Book, Issue 2, Washington D.C., November, 1998, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[4] *Telecommand, Part 2.1: Command Operation Procedures*, Recommendation CCSDS 202.1-B-1, Blue Book, Issue 1, Washington D.C., October, 1991, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[5] *Telecommand, Part 3: Data Management Service*, Recommendation CCSDS 203.0-B-1, Blue Book, Issue 1, Washington D.C., January, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telecommand

[6] *Telemetry: Summary of Concept and Rationale*, Report CCSDS 100.0-G-1, Green Book, Issue 1, Washington D.C., December, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[7] *Telemetry Channel Coding*, Recommendation CCSDS 101.0-B-3, Blue Book, Issue 3, Washington D.C., May, 1992,

http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[8] *Packet Telemetry*, Recommendation CCSDS 102.0-B-2, Blue Book, Issue 2, Washington D.C., January, 1987, http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[9] *Packet Telemetry Services*, Recommendation CCSDS 103.0-B-1, Blue Book, Issue 1, Washington D.C., May, 1996, http://www.ccsds.org/all_books.html#telemetry

[10] A. Lausetti, F. Filippi, *Elementi di meccanica del volo*, Levrotto & Bella, Torino, Italy, 1956

[11] R. Foschini, *Nozioni di aerodinamica e meccanica del volo*, Esculapio, Bologna, Italy, 1980

[12] A. Leich, *GPS Satellite Surveying*, John Wiley & Sons, New York, USA, 1990

[13] F. Crosilla, L. Mussio, *Il sistema di posizionamento globale satellitare GPS*, CISM, Udine, Italy, 1991

[14] T. Logsdon, *Understanding the Navstar: GPS, GIS, and IVHS*, 2nd ed., Van Nostrand Reinhold, New York, USA, 1995

[15] S. Focardi, I. Massa, U. Uguzzoni *Fisica generale: meccanica e termodinamica*, Ambrosiana, Milano, Italy, 1999

[16] R. Noyes, *Fuel cells for public utility and industrial power*, Noyes Data Corporation, Park Ridge, New Jersey, USA, 1977

[17] W. Mitchell jr., *Fuel Cells*, Accademic Press, New York, USA, 1963

[18] C. Hu, R. M. White *Solar Cells from basic to advanced systems*, McGraw Hill, New York, USA, 1983

[19] M. Sittig, *Solar cells for photovoltaic generation of elettricity: materials, devices and application*, Noyes Data Corporation, Park Ridge, New Jersey, USA, 1979

[20] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*, Prentice Hall International Editions, New Jersey, USA, 1996

[21] W. C. Jakes jr., *Microwave mobile communications*, John Wiley & Sons, North Andover, Massachusetts, USA, 1974

[22] L. J. Cimini jr., *Analysis and simulation of digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 33, No. 7, July, 1985

[23] M. Alard, R. Lassalle, *Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers*, EBU Review, Tech. No. 224, August, 1987

[24] L. Lo Presti, F. Neri, *L'analisi dei segnali*, 2nd ed., C.L.U.T., Torino, Italy, 1992

[25] S. Benedetto, E. Biglieri, *Trasmission with wireless applications*, Plenum, 1998

[26] A. Baciotti, F. Ricci, *Analisi matematica volume I*, Liguori editore, Napoli, Italia, Ottobre, 1994

[27] J. G. Proakis, M. Salehi, *Communication systems engineering*, Prentice Hall International Editions, New Jersey, USA, 1994

[28] J. Saltz, S. B. Weinstein, *Fourier transform communication system*, presented at the Ass. Comput. Machinary Conference Computers and Communication, Pine Mountains, October, 1969

[29] S. Benedetto, E. Biglieri, V. Castellani, *Digital transmission theory*, Prentice Hall International Editions, Englewood Cliffs, New Jersey, USA, 1987

[30] F. Fagnola, G. Pistone, *Primo semestre di probabilità* , C.L.U.T., Torino, Italy, 1996

[31] P. A. Laurent, *Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulse (AMP)*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-34, No. 2, February, 1986

[32] K. Kuchi, V. K. Prabhu, *Power spectral density of GMSK modulation using matrix methods*, IEEE Military Communications Conference Proceedings, Vol. 1, 1999

[33] K. Kuchi, V. K. Prabhu, *Spectral occupancy and error rate considerations of coherent GMSK*, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Vol. 3, 1999

[34] A. Linz, A. Hendrickson, *Efficient implementation of an I-Q GMSK modulator*, IEEE Transactions on Circuit and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 43, Issue 1, January, 1999

[35] K. Murota, K. Hirade, *GMSK modulation for digital mobile radio telephony*, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-29, No. 7, July, 1981

[36] *TOPSIM IV: user manual*, Politecnico di Torino, Torino, Italy, 1993

[37] L. Lo Presti, M. Mondin, *Design of optimal FIR raised cosine filter*,

Electronics Letters, Vol. 25, No. 7, March, 1989

[38] G. David Forney jr., *Concatenated codes*, M.I.T. Press, Cambridge, Massachusetts, USA, 1966

[39] W. W. Peterson, *Error correcting codes*, M.I.T. Press and John Wiley & Sons, New York, USA, 1961

[40] S. B. Wicker, V. K. Bhargava, *Reed-Solomon codes and their application*, IEEE Press, New York, USA, 1994

[41] R. E. Blahut, *Theory and practice of error control codes*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, USA, 1983

[42] G. C. Clark jr., J. B. Cain, *Error-correction coding for digital communications*, Plenum, New York, USA, 1981

[43] A. Dholakia, *Introduction to convolutional codes with applications*, Kluwer Accademic Publishers, Norwell, Massachusetts, USA, 1994

[44] J. D. Spragins, J. L. Hammond, K. Pawlikowski *Telecomunications protocols and design*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, USA, 1991

[45] K. Sigmon, *Matlab: primer*, 4th ed., CRC Press, Boca Raton, Florida, USA, 1994

[46] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, New York, USA, 1997

[47] J. D. Kraus, *Antennas*, McGraw Hill, New York, USA, 1950

[48] W. L. Stutzman, G. A. Thiele *Antenna theory and design*, John Wiley & Sons, New York, USA, 1981

[49] G. Vecchi, *Appunti sull'irradiazione e le antenne*, C.L.U.T., Torino, Italy, 1998

[50] G. Monti Guarnieri, *Nozioni sui ponti radio*, IV ed., Tamburini editore, Milano, Italia, 1971

[51] L. J. Ippolito jr., *Radiowave propagation in satellite communication*, Van Nostrand Reinhold Company, New York, USA, 1986