

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI TRIESTE

FACOLTA' DI INGEGNERIA

Laurea Triennale in Ingegneria delle Telecomunicazioni

Tesi di laurea in Campi Elettromagnetici

**ANALISI E PROGETTO DI
UN'ANTENNA DA INSTALLARE
SUL SATELLITE ATMO CUBE**

**Laureando:
Samuele Falcomer**

**Relatore:
chiar.mo prof. Roberto Vescovo**

Anno Accademico 2005 – 2006

Ai miei Genitori

INDICE

1	IL PROGETTO ATMO CUBE	4
1.1	INTRODUZIONE.....	4
1.2	IL PROGETTO INTERNAZIONALE CUBESAT E GLI OBIETTIVI DI ATMO CUBE	4
1.3	PARAMETRI DEL PROGETTO	5
1.4	DISEGNO TECNICO DEL SATELLITE	6
2	PRINCIPI DI ELETTOMAGNETISMO E PARAMETRI DELLE ANTENNE	7
2.1	INTRODUZIONE.....	7
2.2	EQUAZIONE DELLE ONDE	7
2.3	I POTENZIALI VETTORI	9
2.4	CALCOLO DEL CAMPO CON I POTENZIALI VETTORI	11
2.5	IMPORTANZA DEL CAMPO LONTANO	11
2.6	ESEMPI DI CAMPO LONTANO.....	12
2.7	TEOREMA DI UNICITÀ	14
2.8	TEOREMA DI EQUIVALENZA.....	15
2.9	PARAMETRI FONDAMENTALI DELLE ANTENNE.....	18
3	SEMCAD.....	26
3.1	PRESENTAZIONE DEL SOFTWARE.....	26
3.2	IL METODO FDTD	26
3.3	SOLIDI, SORGENTI E SENSORI.....	28
3.4	LA SIMULAZIONE	30
4	IL DIPOLO	32
4.1	INTRODUZIONE.....	32
4.2	CARATTERISTICHE DEL CAMPO IRRADIATO.....	32
4.3	POTENZA IRRADIATA	34
4.4	IL CAMPO AL VARIARE DELLA DISTANZA.....	35
4.5	IL DIPOLO DI LUNGHEZZA FINITA	37
4.6	IL DIPOLO IN $\lambda/2$	42
4.7	DATI DEL PROGETTO.....	43
4.8	LE SIMULAZIONI.....	47
4.9	CONSIDERAZIONI E CONCLUSIONI	57

5	ANTENNA IN MICROSTRISCIA.....	59
5.1	INTRODUZIONE.....	59
5.2	PRINCIPI DI REALIZZAZIONE.....	60
5.3	ANALISI DELLE ANTENNE A PATCH.....	63
5.4	ANALISI DELLE ANTENNE A PATCH CIRCOLARE.....	64
5.5	SOLUZIONI PER IL PROGETTO ATMO CUBE.....	65
5.6	IL MATERIALE DIELETTRICO.....	69
5.7	SIMULAZIONI.....	69
5.8	CONSIDERAZIONI E CONCLUSIONI.....	77
6	SCELTA DEL SISTEMA.....	79
6.1	LE TIPOLOGIE D'ANTENNA.....	79
6.2	ANTENNA A ELICA.....	79
6.3	CONSIDERAZIONI SULLA MIGLIORE STRUTTURA RADIANTE.....	82
7	PROVE SPERIMENTALI.....	83
7.1	INTRODUZIONE ALLA PRIMA PROVA.....	83
7.2	LA PRIMA MISURA.....	85
7.3	LA SECONDA MISURA.....	89
7.4	LE MISURE IN CAMERA ANECOICA.....	93
	CONCLUSIONI.....	100
	BIBLIOGRAFIA.....	101

1. IL PROGETTO ATMO CUBE

1.1 Introduzione

Lo scopo di questo elaborato è quello di descrivere le fasi di studio, progetto e confronto di alcune antenne, candidate all'impiego a bordo di un satellite artificiale denominato "Atmo Cube", e la scelta finale dell'antenna.

Lo studio partirà da un'analisi teorica sui principi dell'elettromagnetismo, mettendo in evidenza i metodi attraverso i quali vengono analizzate le strutture radianti e illustrando i parametri e le grandezze più importanti delle antenne.

Successivamente saranno esposti in dettaglio due progetti, il primo riguardante l'impiego di un'antenna a dipolo a mezza lunghezza d'onda, il secondo riguardante l'impiego di un'antenna in microstriscia (detta anche antenna a "patch").

Tali progetti sono corredati da una serie di simulazioni effettuate tramite il software "SemCad", che ha consentito di prevedere il comportamento elettromagnetico della struttura radiante.

In un secondo momento verranno valutati pregi e difetti delle antenne analizzate, scegliendo così il sistema migliore da adottare.

Nel capitolo finale vengono riportate tutte le misurazioni che sono state effettuate su di un prototipo del satellite.

1.2 Il progetto internazionale CubeSat e gli obiettivi di Atmo Cube

Il progetto Atmo Cube fa parte di un'attività di progettazione di satelliti artificiali diffusa a livello mondiale, denominata CubeSat. Le finalità dei progetti CubeSat sono scientifiche e didattiche, e vi partecipano studenti frequentanti atenei o scuole secondarie superiori. Vi è completa libertà nella progettazione di tali satelliti, che, tuttavia sono caratterizzati da aspetti comuni, quali ridotte dimensioni, peso esiguo e costi minimi.

I compiti specifici di Atmo Cube sono legati a misurazioni riguardanti il campo magnetico terrestre, dosimetria e densità atmosferica. Tali attività sono complementari ad uno studio più generale definito "Space Weather", che mira a capire quali incidenze hanno, sul sistema atmosferico terrestre, le variazioni dell'attività solare.

Partecipano al progetto numerosi studenti dell'Università di Trieste, appartenenti alle facoltà di ingegneria e di fisica. In questo lavoro di tesi sono messi in evidenza gli aspetti più importanti riguardanti la realizzazione dell'apparato d'antenna.

1. Il progetto Atmo Cube

Il satellite Atmo Cube esegue le misurazioni seguendo un'orbita circolare a 600Km di quota, con un'inclinazione di 60° rispetto all'orizzonte terrestre. Il periodo dell'orbita è di circa 90 minuti, quindi nell'arco di una giornata verranno compiute 14 rivoluzioni complete. Particolarmente importante, dal punto di vista delle telecomunicazioni, è il tempo di visibilità del satellite da parte della stazione di Terra (situata a Basovizza, località in prossimità di Trieste). Attraverso il software di simulazione STK è stato calcolato che il periodo di visibilità va da un massimo di 6 minuti ad un minimo di 4 minuti e 45 secondi. Inoltre non tutte le orbite passano al disopra della stazione di Terra; mediamente, nell'arco di una giornata, dalla stazione di Basovizza si può assistere a 3.7 passaggi. Tra un passaggio e il successivo occorre aspettare in media 6 ore e 20 minuti, che nel peggiore dei casi diventano 15 ore e 42 minuti. Attraverso un sistema GPS, installato a bordo del satellite, sarà sempre possibile risalire alla posizione di quest'ultimo e realizzare, al tempo stesso, una mappa dettagliata del campo magnetico terrestre.

1.3 Parametri del progetto

Il satellite artificiale Atmo Cube viene realizzato in alluminio 7075-T73, in quanto tale materiale presenta un'elevata resistenza e facilità di lavorazione. L'energia necessaria al funzionamento delle apparecchiature situate a bordo sarà fornita da alcune celle solari disposte su cinque delle sei facce della struttura: sulla sesta faccia verrà allocata l'antenna. Si suppone che il tempo di vita del satellite sia di qualche anno.

Gli aspetti più importanti che hanno interessato la progettazione della struttura radiante sono i seguenti:

- La trasmissione dei dati dalla stazione di Terra al satellite (banda in “up link”) avviene alla frequenza di 437.847 MHz; l'invio dei dati dal satellite alla stazione di Terra (banda in “down link”) avviene a 437.490 MHz.
- Il satellite ha una forma cubica di lato 13cm; il peso complessivo del dispositivo non dovrebbe essere superiore al chilogrammo.
- Si utilizzano delle celle solari tripla giunzione tipo “tecstar” ad alto rendimento.
- Il satellite è esposto alla luce solare per 16 ore nel corso di una giornata, cosicché diviene indispensabile l'impiego di un set di batterie. Saranno utilizzate batterie agli ioni di litio del tipo MP144350, che consentono di accumulare molta più energia rispetto alle batterie nichel – cadmio.
- Gli strumenti (GPS, dosimetro e magnetometro) effettuano una misurazione ogni 10 secondi, pertanto nel corso di una giornata saranno trasmessi circa 6.4Mb, con un data rate di 6400 bit/s.
- Il mantenimento dell'assetto del satellite è indispensabile per effettuare correttamente le misurazioni del campo magnetico terrestre e per assicurare che la faccia contenente l'antenna sia sempre rivolta verso la

1. Il progetto Atmo Cube

Terra. Per il controllo dell'assetto del satellite si utilizzeranno sensori solari (fotodiodi e celle solari) ed un magnetometro oppure un magnete permanente.

- Il sistema di controllo della temperatura ha il compito di assicurare che i vari elementi che costituiscono il satellite si trovino all'interno dell'intervallo di temperature di funzionamento. Questo viene realizzato in modo "passivo" attraverso l'impiego di materiali, rivestimenti o superfici opportunamente trattate.

1.4 Disegno del satellite

Si riporta, nella figura sottostante, un disegno tecnico del satellite realizzato con il software Solid Works. Si può osservare la struttura esterna del satellite ed il posizionamento, all'interno, dei vari componenti (rappresentati schematicamente attraverso dei semplici solidi). Tale disegno, tuttavia, è del tutto provvisorio e, come verrà evidenziato in questo elaborato, dovrà essere in gran parte rivisto.

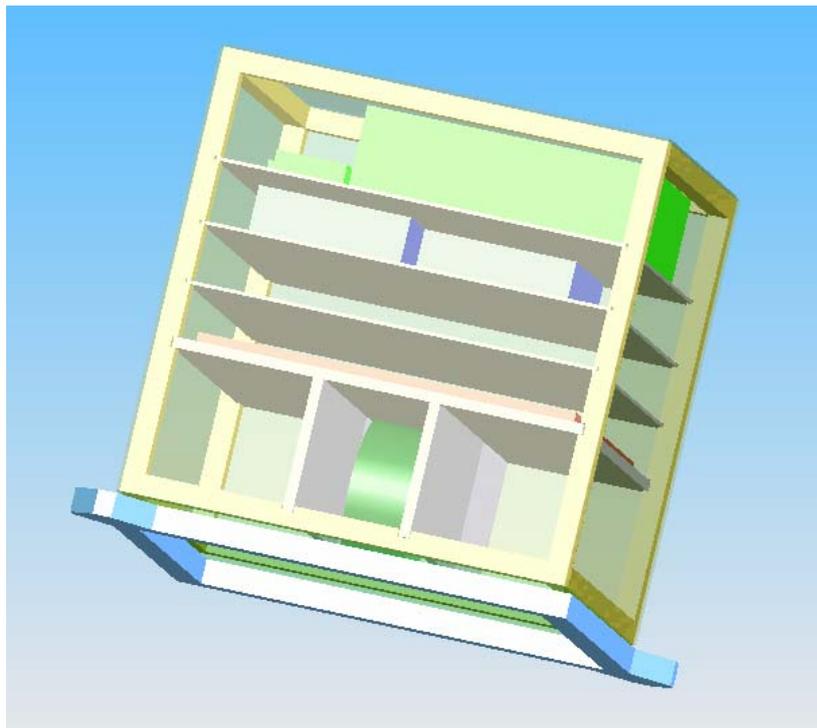


Fig I-1. Disegno tecnico provvisorio del satellite Atmo Cube

Nota:

Nel seguito di questo elaborato si utilizzerà la seguente convenzione per la notazione delle varie grandezze fisiche:

- lettera in “grassetto” per le grandezze vettoriali (esempio **A**);
- lettera in corsivo per le grandezze scalari e per i moduli dei vettori (esempio *A*);
- lettera “soprassegnata” per le grandezze complesse (o per i fasori) (esempio \bar{A})

CAPITOLO 2

PRINCIPI DI ELETTROMAGNETISMO E PARAMETRI DELLE ANTENNE

2.1 Introduzione

Le antenne rappresentano un elemento di fondamentale importanza nella progettazione dei sistemi di telecomunicazione. Per circa mezzo secolo il ruolo che svolgeva l'antenna in un sistema di comunicazione è stato considerato secondario, di scarsa rilevanza; si vedeva l'antenna come un semplice filo ripiegato o curvo che non richiedeva particolari attenzioni dal punto di vista del progettista. Oggi questa visione è profondamente cambiata, l'antenna è divenuta il primo importante elemento da considerare per realizzare un qualsiasi dispositivo di comunicazione in modo efficiente.

Lo studio delle antenne può essere fatto a diversi “livelli”: dal livello del radioamatore al livello dell'ingegnere dell'elettromagnetismo. Nel presente lavoro si è scelto di partire da una discussione teorica, riguardante i principi dell'elettromagnetismo e le grandezze più rilevanti delle antenne, per arrivare poi ad affrontare, nei prossimi capitoli, i problemi specifici del progetto del satellite artificiale Atmo Cube.

In questo capitolo si affronteranno inizialmente i principi fondamentali della propagazione libera, andando ad illustrare i possibili metodi per calcolare il campo elettromagnetico nello spazio libero, sia attraverso la soluzione dell'equazione delle onde sia attraverso l'utilizzo dei potenziali vettori.

In seguito verrà preso in considerazione il caso, particolarmente importante, in cui delle sorgenti irradiano in un mezzo omogeneo, e si sia interessati a conoscere il campo lontano da tali sorgenti. In questa situazione, infatti, lo studio presenta un livello di difficoltà accettabile.

Infine si darà spazio alle caratteristiche più importanti delle antenne, che saranno fondamentali nelle discussioni dei capitoli successivi.

2.2 Equazione delle onde

Il calcolo del campo elettromagnetico in una data regione spaziale è un problema, a volte molto complicato, che richiede la risoluzione delle equazioni di Maxwell [6]. Seguendo il procedimento di seguito illustrato è possibile ricavare due equazioni alle derivate parziali, di secondo ordine, dette equazioni delle onde. L'aspetto interessante di questo approccio è che, nelle prime due equazioni di Maxwell, campo elettrico e magnetico compaiono assieme in entrambe le relazioni, mentre attraverso le equazioni delle onde si riesce ad

ottenere una relazione per il solo campo elettrico ed una per il solo campo magnetico.

Si parte dalle due equazioni di Maxwell ai rotori:

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= -\mathbf{M}_i - \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J}_i + \sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}\end{aligned}\tag{II-1}$$

dove \mathbf{E} rappresenta il vettore intensità di campo elettrico, \mathbf{H} il vettore intensità di campo magnetico, \mathbf{J}_i e \mathbf{M}_i le densità di corrente elettrica e magnetica impresse.

Prendendo il rotore di ambo i membri di ciascuna delle equazioni, ed utilizzando la generica relazione $\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}$, possiamo scrivere

$$\nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} = -\nabla \times \mathbf{M}_i - \mu \frac{\partial}{\partial t} \left[\mathbf{J}_i + \sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \right]\tag{II-2}$$

Ora, ricordando che $\nabla \cdot \mathbf{D} = \varepsilon \nabla \cdot \mathbf{E} = \rho_e$ risulta $\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho_e}{\varepsilon}$. Quindi, con semplici manipolazioni si ottiene l'equazione delle onde per il campo elettrico:

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu \sigma \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \rho_e + \mu \frac{\partial \mathbf{J}_i}{\partial t} + \nabla \times \mathbf{M}_i\tag{II-3}$$

A secondo membro della (II-3) troviamo i termini noti. Infatti \mathbf{J}_i e \mathbf{M}_i rappresentano le densità di corrente elettrica e magnetica impresse.

Per il termine $\frac{1}{\varepsilon} \nabla \rho_e$ si può verificare che l'equazione di continuità,

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + \nabla \cdot \mathbf{J}_i = -\frac{\partial \rho_e}{\partial t}, \text{ diventa } \frac{\partial \rho_e}{\partial t} + \frac{\sigma}{\varepsilon} \rho_e = -\nabla \cdot \mathbf{J}_i.$$

Quest'ultima equazione ha una soluzione (integrale generale) del tipo $\rho_e = A e^{-\frac{\sigma}{\varepsilon} t} + \rho_{ei}$, in cui ρ_{ei} è una soluzione (integrale) particolare e la costante A è determinabile imponendo una condizione iniziale. Cioè anche ρ_e è funzione delle sorgenti impresse (può essere ritenuta un termine noto).

Ragionando in maniera analoga si può ricavare l'equazione delle onde per il campo magnetico, per la quale valgono le stesse considerazioni precedenti

$$\nabla^2 \mathbf{H} - \mu \sigma \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} = \frac{1}{\mu} \nabla \rho_e + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{M}_i}{\partial t} - \nabla \times \mathbf{J}_i + \sigma \mathbf{M}_i\tag{II-4}$$

Una semplificazione del problema si ha nel caso in cui si consideri una regione in assenza di sorgenti ($\mathbf{J}_i = 0$, $\rho_{ei} = 0$ e $\mathbf{M}_i = 0$, $\rho_{mi} = 0$)

$$\begin{aligned}\nabla^2 \mathbf{E} - \mu \sigma \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} &= 0 \\ \nabla^2 \mathbf{H} - \mu \sigma \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} &= 0\end{aligned}\tag{II-5}$$

le quali si riducono alle seguenti, se il materiale è privo di perdite ($\sigma = 0$):

$$\nabla^2 \bar{\mathbf{E}} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \bar{\mathbf{E}}}{\partial t^2} = 0 \quad \nabla^2 \bar{\mathbf{H}} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \bar{\mathbf{H}}}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{II-6})$$

Se si preferisce effettuare uno studio nel dominio della frequenza, si può passare a formule analoghe utilizzando le grandezze trasformate; per brevità si riportano le equazioni analoghe alle (II-5),

$$\begin{aligned} \nabla^2 \bar{\mathbf{E}} - j\omega\mu\sigma\bar{\mathbf{E}} + \omega^2\mu\epsilon\bar{\mathbf{E}} &= \nabla^2 \bar{\mathbf{E}} - \gamma^2 \bar{\mathbf{E}} = 0 \\ \nabla^2 \bar{\mathbf{H}} - j\omega\mu\sigma\bar{\mathbf{H}} + \omega^2\mu\epsilon\bar{\mathbf{H}} &= \nabla^2 \bar{\mathbf{H}} - \gamma^2 \bar{\mathbf{H}} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II-7})$$

dove si è posto $\gamma^2 = -\omega^2\mu(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega})$. $\gamma = \alpha + j\beta$, dove α (Np/m) è la costante di attenuazione e β (rad/m) la costante di fase.

Infine, nel caso di materiale privo di perdite otteniamo le cosiddette equazioni di Helmholtz omogenee:

$$\begin{aligned} \nabla^2 \bar{\mathbf{E}} - \beta^2 \bar{\mathbf{E}} &= 0 \\ \nabla^2 \bar{\mathbf{H}} - \beta^2 \bar{\mathbf{H}} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II-8})$$

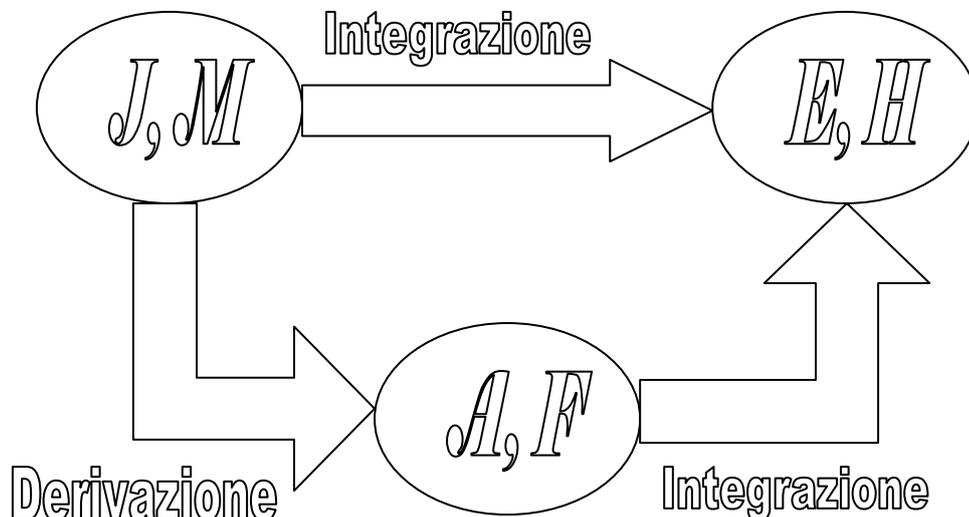
con $\beta^2 = \omega^2\mu\epsilon$.

2.3 I potenziali vettori

Dalla discussione fatta finora appare chiaro che il calcolo del campo elettromagnetico è un problema di notevole complessità.

In generale, per trovare il campo (\mathbf{E}, \mathbf{H}) in una data regione di spazio, occorre partire dalle sorgenti (\mathbf{J}, \mathbf{M}) ed eseguire un'operazione d'integrazione piuttosto complessa.

Esiste, tuttavia, un metodo di risoluzione differente, che, partendo dalle sorgenti (\mathbf{J}, \mathbf{M}), passa a delle nuove grandezze (matematiche e non fisiche) dalle quali si risale al campo (\mathbf{E}, \mathbf{H}). Queste grandezze, indicate con \mathbf{A} ed \mathbf{F} , sono dette potenziali vettori e permettono di ottenere il campo in modo spesso vantaggioso. L'approccio può essere riassunto attraverso questo semplice schema:



Invece di effettuare una complicata operazione di integrazione si passa ai potenziali vettori attraverso un'integrazione usualmente più semplice, e in un secondo momento si compie una semplice derivazione.

Il potenziale vettore magnetico \mathbf{A} e il potenziale vettore elettrico \mathbf{F} sono quindi degli strumenti matematici che semplificano la risoluzione di problemi elettromagnetici.

L'espressione del potenziale vettore magnetico \mathbf{A} deriva dalla relazione $\bar{\mathbf{B}} = \mu\bar{\mathbf{H}} = \nabla \times \bar{\mathbf{A}}$ e quindi $\bar{\mathbf{H}} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{\mathbf{A}}$; che esprime il vettore induzione magnetica come il rotore di $\bar{\mathbf{A}}$.

Il potenziale vettore elettrico \mathbf{F} , invece, deriva dalla posizione $\bar{\mathbf{D}} = \varepsilon\bar{\mathbf{E}} = -\nabla \times \bar{\mathbf{F}}$ e quindi $\bar{\mathbf{E}} = -\frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \bar{\mathbf{F}}$.

Partendo dalle equazioni di Maxwell e passando attraverso tali relazioni possiamo scrivere la seguente coppia di equazioni alle quali devono soddisfare i due vettori sopra citati [6].

$$\begin{aligned} \nabla^2 \bar{\mathbf{A}} + k^2 \bar{\mathbf{A}} &= -\mu \bar{\mathbf{J}}_i \\ \nabla^2 \bar{\mathbf{F}} + k^2 \bar{\mathbf{F}} &= -\varepsilon_c \bar{\mathbf{M}}_i \end{aligned} \quad (\text{II-9})$$

dove $\varepsilon_c = \varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega}$ rappresenta la permittività complessa e $k = \omega \sqrt{\mu\varepsilon}$, indicato a volte con β , rappresenta la costante di fase.

Il calcolo di $\bar{\mathbf{A}}$ ed $\bar{\mathbf{F}}$ richiede la soluzione della (II-9) (operazione di integrazione).

❖ È importantissimo ricordare che la coppia di equazioni (II-9) è valida solamente nel caso di sorgenti che irradiano in un mezzo omogeneo.

Se si è interessati al calcolo del campo in una regione di spazio priva di sorgenti la relazione (II-9) si semplifica nel modo seguente:

$$\begin{aligned} \nabla^2 \bar{\mathbf{A}} + k^2 \bar{\mathbf{A}} &= 0 \\ \nabla^2 \bar{\mathbf{F}} + k^2 \bar{\mathbf{F}} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II-10})$$

La (II-10), solitamente, rappresenta la coppia di equazioni che interessano lo studio delle guide d'onda, mentre la (II-9) è la coppia di equazioni relative allo studio delle antenne.

Rimane ora da comprendere come si possano ricavare i due potenziali vettori dalle equazioni precedenti nel caso specifico dello studio di un'antenna.

2.4 Calcolo del campo con i potenziali vettori

La risoluzione delle equazioni (II-9), relative ai potenziali vettori in presenza di sorgenti che irradiano in un mezzo omogeneo, è data dalla seguente coppia di equazioni:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{A}}(x, y, z) &= \frac{\mu}{4\pi} \iiint_{V'} \bar{\mathbf{J}}_i(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dv' \\ \bar{\mathbf{F}}(x, y, z) &= \frac{\varepsilon}{4\pi} \iiint_{V'} \bar{\mathbf{M}}_i(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dv'\end{aligned}\quad (\text{II-11})$$

I potenziali vettori $\bar{\mathbf{A}}$ ed $\bar{\mathbf{F}}$ dipendono dalle coordinate del punto (x,y,z) di osservazione. Le coordinate delle sorgenti sono invece indicate con gli apici (x',y',z'); R rappresenta la distanza del generico punto della sorgente dal punto di osservazione.

Una volta noti i due potenziali vettori si passa al calcolo del campo elettromagnetico (\mathbf{E}, \mathbf{H}), fornito dalle formule:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{E}} &= \bar{\mathbf{E}}_A + \bar{\mathbf{E}}_F = -j\omega\bar{\mathbf{A}} - j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{\mathbf{A}}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \bar{\mathbf{F}} \\ \bar{\mathbf{H}} &= \bar{\mathbf{H}}_F + \bar{\mathbf{H}}_A = -j\omega\bar{\mathbf{F}} - j\frac{1}{\omega\mu\varepsilon} \nabla(\nabla \cdot \bar{\mathbf{F}}) + \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{\mathbf{A}}\end{aligned}\quad (\text{II-12})$$

Nel particolare caso in cui il punto di osservazione sia molto distante dalla sorgente si possono ritenere valide le seguenti approssimazioni:

$$\bar{\mathbf{E}}_A \cong -j\omega\bar{\mathbf{A}} \quad \text{e} \quad \bar{\mathbf{H}}_A \cong -j\frac{\omega}{\eta} \hat{\mathbf{r}} \times \bar{\mathbf{A}} \quad (\text{II-13})$$

$$\bar{\mathbf{H}}_F \cong -j\omega\bar{\mathbf{F}} \quad \text{e} \quad \bar{\mathbf{E}}_F \cong j\omega\eta\hat{\mathbf{r}} \times \bar{\mathbf{F}} \quad (\text{II-14})$$

dove $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ è l'impedenza intrinseca del materiale e $\hat{\mathbf{r}}$ il versore radiale del sistema di coordinate sferiche associato al riferimento cartesiano O(x,y,z).

2.5 Importanza del campo lontano

Come si è potuto constatare, studiare il comportamento di strutture radianti che irradiano nello spazio libero (mezzo omogeneo e infinitamente esteso) può portare notevoli semplificazioni. Tuttavia i vantaggi non si esauriscono con le approssimazioni delle formule (II-13) e (II-14).

Le antenne sono strutture che irradiano un campo elettromagnetico nello spazio circostante. Solitamente, nello studio del campo generato dall'antenna si possono individuare tre regioni:

- Campo vicino reattivo: è la regione nelle immediate vicinanze dell'antenna, e solitamente si considera compresa all'interno di una sfera di raggio $R = 0.62\sqrt{D^3 / \lambda}$, dove D è la massima dimensione dell'antenna e λ rappresenta la lunghezza d'onda del campo. In questa regione predomina un campo di tipo reattivo e il vettore di Poynting $\overline{\mathbf{W}} = \frac{\overline{\mathbf{E}} \times \overline{\mathbf{H}}^*}{2}$ (legato alla potenza irradiata) è puramente immaginario; pertanto il campo irradiato risulta essere prevalentemente reattivo.
- Campo vicino radiativo (o regione di Fresnel): in questa zona intermedia il campo ha una distribuzione angolare indipendente dalla distanza dall'antenna. Inizia, inoltre, ad essere apprezzabile la componente radiale del campo (in un sistema di coordinate sferiche con al centro l'antenna) e a predominare il flusso di potenza attiva.
- Campo lontano (o regione di Fraunhofer): si trova ad una distanza $R > 2D^2 / \lambda$. Il campo elettrico e magnetico sono caratterizzati da una distribuzione angolare indipendente dalla distanza radiale alla quale vengono misurati, risultano inoltre tra loro perpendicolari e perpendicolari alla direzione di propagazione. Il campo in questi punti è approssimabile con onde localmente piane, che si propagano nel modo TEM (trasverso elettromagnetico rispetto al versore radiale \hat{r}).

Queste tre regioni sono assolutamente arbitrarie, scelte per convenienza durante lo studio del campo, e i riferimenti di distanza R sono validi solamente per antenne con dimensione massima D maggiore della lunghezza d'onda del campo. Tuttavia, il caso del campo lontano risulta essere particolarmente importante, perché l'onda irradiata dall'antenna può essere considerata localmente piana e valgono tutte le constatazioni fatte in precedenza.

D'ora in avanti, ogni volta che si parlerà di campo irradiato da un'antenna e delle sue caratteristiche, si intenderà implicitamente campo lontano.

2.6 Esempi di campo lontano

Vengono di seguito illustrati due semplici esempi di calcolo del campo lontano, in modo da comprendere il modo con il quale viene analizzato il campo prodotto dalle antenne nei capitoli 4 e 5.

- Elemento dv' in posizione \mathbf{r}'

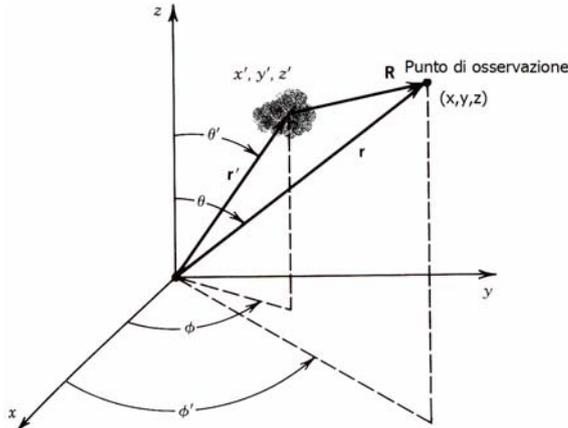


Fig I. Elemento dv' in posizione r'

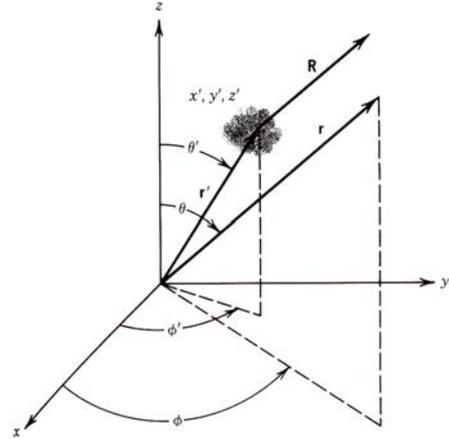


Fig II-2. Punto di osservazione distante dall'origine

Applicando le (II-9) è possibile andare a scrivere le seguenti relazioni

$$\bar{\mathbf{A}}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \bar{\mathbf{J}}_i(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dv' \quad (\text{II-15})$$

$$\bar{\mathbf{F}}(x, y, z) = \frac{\varepsilon}{4\pi} \bar{\mathbf{M}}_i(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dv'$$

dove $R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2}$ è il modulo del vettore indicato in figura e rappresenta la distanza dell'elemento dv' dal punto di osservazione (x, y, z) .

Supponiamo che il punto di osservazione sia molto distante dall'origine del sistema cartesiano $O(x, y, z)$ (figura II-2), e consideriamo il termine $\frac{e^{-jkR}}{R}$ che compare in entrambe le relazioni: per ciò che riguarda il denominatore di tale termine, si può scrivere $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'| \cong |\mathbf{r}| = r$, cioè la distanza dell'elemento dv' dal punto di osservazione è circa uguale alla distanza di questo ultimo dall'origine degli assi. Questa approssimazione non vale per il numeratore. Una migliore approssimazione per il numeratore è $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'| \cong r - \mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{r}}$, dove $\hat{\mathbf{r}}$ è il versore radiale.

Pertanto le (II-15) diventano

$$\bar{\mathbf{A}}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \bar{\mathbf{J}}_i(x', y', z') \frac{e^{-jkr}}{r} e^{jk\mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{r}}} dv' \quad (\text{II-16})$$

$$\bar{\mathbf{F}}(x, y, z) = \frac{\varepsilon}{4\pi} \bar{\mathbf{M}}_i(x', y', z') \frac{e^{-jkr}}{r} e^{jk\mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{r}}} dv'$$

Si procederà poi a ricavare i campi \mathbf{E} ed \mathbf{H} attraverso le (II-13) e (II-14).

- Sorgente di dimensioni finite

Prendiamo in considerazione la situazione illustrata nella figura II-3, dove troviamo una sorgente distribuita in un volume V .

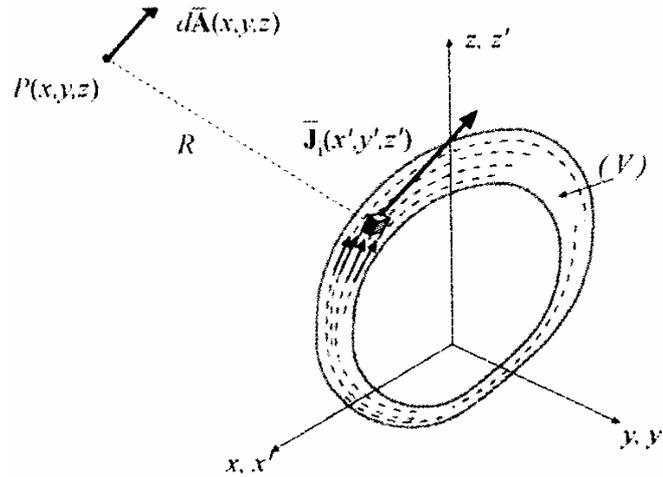


Fig II-3. Sorgente di dimensioni finite

Tenendo presenti le considerazioni esposte nel punto precedente, e applicando il principio della sovrapposizione degli effetti, si ottiene:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{A}}(x, y, z) &= \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \iiint_V \bar{\mathbf{J}}_i(x', y', z') e^{jkr' \cdot \hat{\mathbf{r}}} dv' \\ \bar{\mathbf{F}}(x, y, z) &= \frac{\varepsilon}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \iiint_V \bar{\mathbf{M}}_i(x', y', z') e^{jkr' \cdot \hat{\mathbf{r}}} dv' \end{aligned} \quad (\text{II-17})$$

- ❖ È fondamentale ricordare che il metodo di risoluzione proposto in questi esempi trova applicazione nel solo caso ideale di sorgenti che irradiano in un mezzo omogeneo. Tuttavia, nella realtà non sarà mai possibile considerare le antenne come sorgenti impresse che irradiano in un mezzo omogeneo; l'antenna, infatti, è costituita da materiali dielettrici e conduttori, e nelle immediate vicinanze possiamo trovare ostacoli di varia natura; tutto ciò introduce delle disomogeneità.
- ❖ Un possibile approccio alla risoluzione di questo problema è fornito da alcuni teoremi fondamentali dell'elettromagnetismo molto utili per il nostro scopo.

2.7 Teorema di unicità

Esistono due “versioni” di tale teorema, una nel dominio del tempo ed una in quello della frequenza. In questa sede viene esposta la sola versione nel dominio della frequenza.

Sia data una regione V, avente come contorno una superficie chiusa S, riempita con un mezzo lineare, isotropo e stazionario. La regione V è sede di un campo elettromagnetico avente pulsazione ω . Nelle seguenti ipotesi:

- a) Sono assegnate le sorgenti impresse $\bar{\mathbf{J}}_i$ ed $\bar{\mathbf{M}}_i$ in ogni punto del volume V;

- b) Sono assegnate le condizioni al contorno, cioè le componenti tangenti di $\bar{\mathbf{E}}$ e/o di $\bar{\mathbf{H}}$ in ogni punto della superficie S;
 c) Il materiale presenta perdite, cioè $\sigma > 0$, dove σ è la conducibilità;
 allora il campo elettromagnetico $(\bar{\mathbf{E}}, \bar{\mathbf{H}})$ in V è univocamente determinato.
 Nel caso $\sigma = 0$, il campo è individuato a meno di un campo risonante.

È importante questo teorema per diverse ragioni, tra le quali:

- ❖ Stabilire le condizioni per una corrispondenza tra campo e.m. e le sue sorgenti;
- ❖ Nel caso di uno spazio illimitato, e sorgenti $(\bar{\mathbf{J}}_i, \bar{\mathbf{M}}_i)$ al finito, il teorema di unicità è ancora valido, supponendo che sia $\sigma > 0$ e che il campo $(\bar{\mathbf{E}}, \bar{\mathbf{H}})$ tenda a zero più velocemente di $1/r$ per $r \rightarrow \infty$, cioè $\lim_{r \rightarrow +\infty} r\bar{\mathbf{E}} = 0$ e $\lim_{r \rightarrow +\infty} r\bar{\mathbf{H}} = 0$ (condizioni di Sommerfeld).

2.8 Teorema di equivalenza

Il teorema di equivalenza permette di individuare diverse distribuzioni di sorgenti che producono lo stesso campo elettromagnetico in una data regione di spazio.

- ❖ Lo scopo che ci si propone nello studio delle antenne è combinare i due teoremi qui esposti, individuando una superficie chiusa contenente l'antenna (e quindi le sorgenti del campo) e trovando delle sorgenti equivalenti che irradiano all'esterno di detta superficie lo stesso campo elettromagnetico; in questo modo, e attraverso altri espedienti, le sorgenti irradiano in un mezzo omogeneo e quindi le formulazioni sui potenziali vettori sono valide.

Per capire come sia possibile fare questo, vengono riportate, come elemento di partenza, le condizioni al contorno per due campi elettromagnetici che interessano due regioni di spazio separate da una superficie Σ :

$$\begin{aligned}
 (\bar{\mathbf{D}}_2 - \bar{\mathbf{D}}_1) \cdot \hat{\mathbf{n}} &= \rho_{es} \\
 (\bar{\mathbf{B}}_2 - \bar{\mathbf{B}}_1) \cdot \hat{\mathbf{n}} &= \rho_{ms} \\
 \hat{\mathbf{n}} \times (\bar{\mathbf{H}}_2 - \bar{\mathbf{H}}_1) &= \bar{\mathbf{J}}_s \\
 (\bar{\mathbf{E}}_2 - \bar{\mathbf{E}}_1) \times \hat{\mathbf{n}} &= \bar{\mathbf{M}}_s
 \end{aligned} \tag{II-18}$$

in cui $\hat{\mathbf{n}}$ è il versore normale a Σ orientato da “1” a “2”, mentre i pedici “1” e “2” dei vettori indicano il limite sinistro e destro, rispettivamente, sui generici punti di Σ .

Il teorema di equivalenza per le superfici afferma che il campo $(\bar{\mathbf{E}}_1, \bar{\mathbf{H}}_1)$ esterno ad una superficie chiusa S contenente le sorgenti, può essere ottenuto togliendo la distribuzione di sorgenti iniziale, e ponendo, al suo posto, delle densità di

corrente elettrica e magnetica $(\bar{\mathbf{J}}_s, \bar{\mathbf{M}}_s)$ lungo la superficie S . Tale distribuzione di densità di corrente produce all'interno della superficie S un campo $(\bar{\mathbf{E}}, \bar{\mathbf{H}})$, mentre all'esterno produce un campo uguale a quello determinato dalle sorgenti nella situazione reale $(\bar{\mathbf{E}}_1, \bar{\mathbf{H}}_1)$. Per fare questo $\bar{\mathbf{J}}_s$ ed $\bar{\mathbf{M}}_s$ devono soddisfare le seguenti condizioni al contorno (derivate dalle (II-18)):

$$\hat{\mathbf{n}} \times (\bar{\mathbf{H}}_1 - \bar{\mathbf{H}}) = \bar{\mathbf{J}}_s$$

$$(\bar{\mathbf{E}}_1 - \bar{\mathbf{E}}) \times \hat{\mathbf{n}} = \bar{\mathbf{M}}_s$$

Per il nostro scopo è sufficiente che $\bar{\mathbf{J}}_s$ ed $\bar{\mathbf{M}}_s$ producano il campo originario $(\bar{\mathbf{E}}_1, \bar{\mathbf{H}}_1)$ all'esterno della superficie S , mentre il campo $(\bar{\mathbf{E}}, \bar{\mathbf{H}})$ all'interno può assumere qualsiasi valore.

Pertanto è possibile scegliere opportunamente le densità di corrente $(\bar{\mathbf{J}}_s, \bar{\mathbf{M}}_s)$ affinché all'interno della superficie S il campo prodotto sia nullo. Ciò significa che le condizioni al contorno si modificano ulteriormente, assumendo la forma seguente:

$$\hat{\mathbf{n}} \times (\bar{\mathbf{H}}_1 - \bar{\mathbf{H}})|_{\bar{\mathbf{H}}=0} = \hat{\mathbf{n}} \times \bar{\mathbf{H}}_1 = \bar{\mathbf{J}}_s$$

$$(\bar{\mathbf{E}}_1 - \bar{\mathbf{E}})|_{\bar{\mathbf{E}}=0} \times \hat{\mathbf{n}} = \bar{\mathbf{E}}_1 \times \hat{\mathbf{n}} = \bar{\mathbf{M}}_s$$

Per comprendere meglio la situazione si consideri la figura sottostante

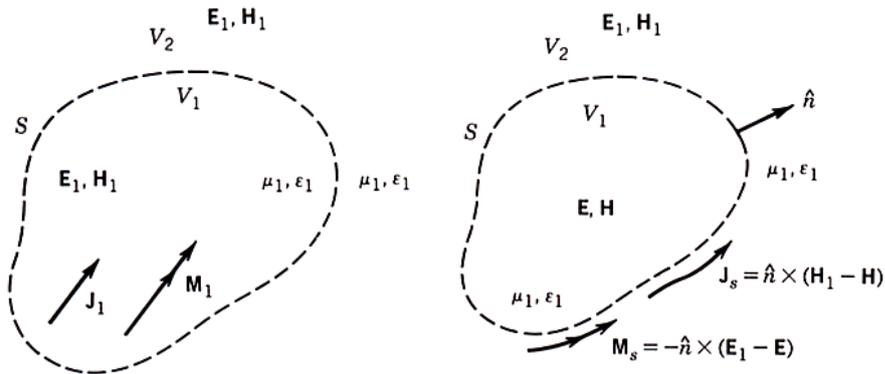


Fig II-4. Teorema di equivalenza

Si osservi che una tale distribuzione di sorgenti soddisfa il teorema di unicità sopradescritto.

Ponendoci nelle condizioni per le quali $\bar{\mathbf{J}}_s$ ed $\bar{\mathbf{M}}_s$ producono un campo nullo dentro S , è possibile sostituire il materiale all'interno della superficie con un qualsiasi altro materiale. Ad esempio è possibile porre un conduttore elettrico perfetto, come in figura II-5. Tuttavia, in questa situazione, le sorgenti $(\bar{\mathbf{J}}_s, \bar{\mathbf{M}}_s)$ del campo elettromagnetico non irradiano in un mezzo omogeneo, visto che fuori e dentro la superficie S si trovano due differenti materiali. Quindi non sono più applicabili le formule (II-11).

Nella pratica questa che sembra una complicazione del problema iniziale (il metodo dei potenziali vettori non si può applicare) trova applicazioni congiuntamente all'utilizzo del teorema delle sorgenti immagine. Questa

soluzione viene utilizzata nello studio delle antenne ad apertura (non impiegate nel progetto Atmo Cube) e quindi non verrà trattata in dettaglio [1].

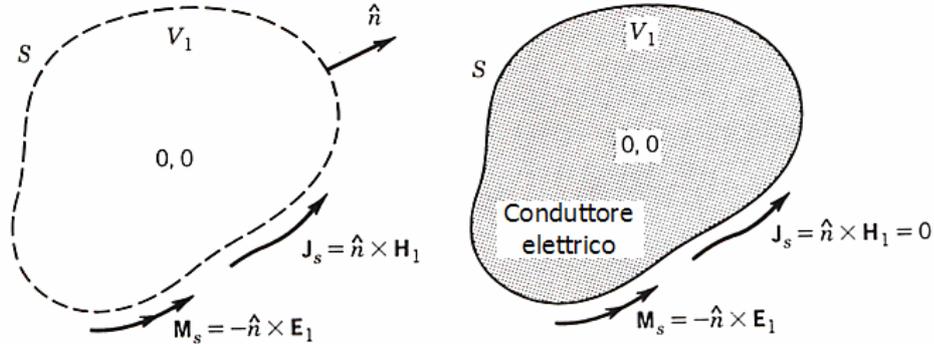


Fig II-5. Teorema di equivalenza – conduttore elettrico equivalente

Per i nostri scopi risulta più semplice adottare la soluzione per la quale, una volta determinate $\bar{\mathbf{J}}_s$ ed $\bar{\mathbf{M}}_s$, si va a sostituire la regione dentro S con lo stesso materiale che si trova all'esterno, in modo tale che $\bar{\mathbf{J}}_s$ ed $\bar{\mathbf{M}}_s$ irradiano in un mezzo omogeneo e quindi si possa applicare il metodo dei potenziali vettori.

- ❖ Come conclusione si può dire che esistono delle distribuzioni di densità di corrente elettrica e magnetica superficiali ($\bar{\mathbf{J}}_s, \bar{\mathbf{M}}_s$), tali che il campo all'esterno della superficie contenente le sorgenti è quello effettivamente determinato dalle sorgenti nella situazione reale, mentre diventa zero all'interno di detta superficie.
- ❖ Quindi è possibile sostituire le sorgenti originarie (l'antenna) con tali sorgenti equivalenti, che irradiano in un mezzo omogeneo.
- ❖ Rimane il problema di ricavare le sorgenti equivalenti $\bar{\mathbf{J}}_s$ ed $\bar{\mathbf{M}}_s$.
- ❖ Nella risoluzione dei problemi elettromagnetici sulle strutture radianti, si parte dagli artifici matematici legati ai teoremi esposti, mentre in un secondo momento si rendono indispensabili delle approssimazioni per stimare il campo ($\bar{\mathbf{E}}, \bar{\mathbf{H}}$) tangente alla superficie S.
- ❖ Una volta ricavate $\bar{\mathbf{J}}_s$ ed $\bar{\mathbf{M}}_s$ si possono ricavare i potenziali vettori attraverso le formule:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{A}}(x, y, z) &= \frac{\mu}{4\pi} \iint_S \bar{\mathbf{J}}_s(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} ds' \\ \bar{\mathbf{F}}(x, y, z) &= \frac{\varepsilon}{4\pi} \iint_S \bar{\mathbf{M}}_s(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} ds' \end{aligned} \quad (\text{II-19})$$

2.9 Parametri fondamentali delle antenne

L'analisi di un'antenna, non può prescindere da una descrizione dei concetti, dei parametri e delle grandezze fondamentali che entrano in gioco nella progettazione e nella scelta della struttura radiante.

Vengono di seguito richiamati alcuni di questi concetti:

- o Diagramma di radiazione

Descrive la distribuzione spaziale di una grandezza legata al campo lontano generato da un'antenna.

La forma con la quale viene espresso questo diagramma può essere una formula matematica oppure una rappresentazione grafica; in genere le grandezze prese in esame sono: densità di potenza, intensità di radiazione, direttività oppure ancora l'intensità di campo \vec{E} o \vec{H} .

In seguito, nei capitoli relativi al dipolo e all'antenna patch, si farà riferimento a diagrammi di radiazione intesi come rappresentazioni grafiche bidimensionali o tridimensionali.

È fondamentale porre l'attenzione su di un aspetto interessante; facendo riferimento al sistema di coordinate sferiche in figura II-6, si deve ricordare che il campo elettromagnetico, a grande distanza dalla struttura radiante, ha distribuzione angolare indipendente dalla distanza, cioè dipenderà solo dalle coordinate di ϕ e θ .

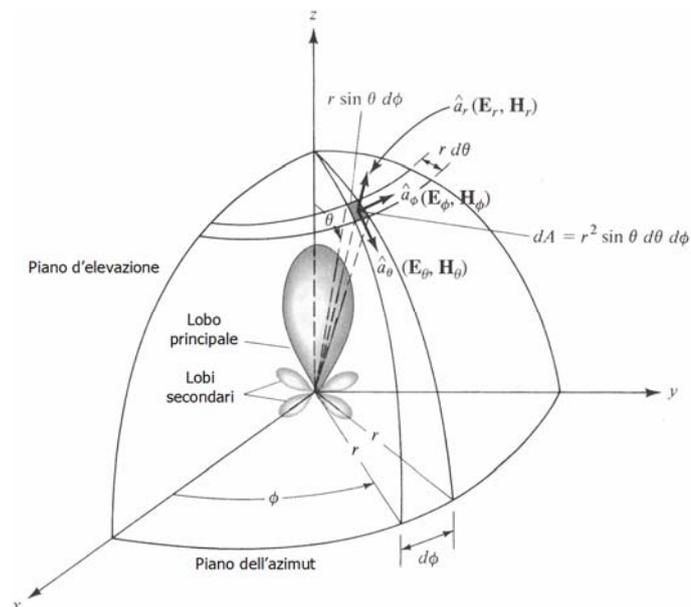


Fig II-6. Sistema di coordinate sferiche per lo studio delle antenne

I diagrammi in due dimensioni, dunque, si ricavano da quelli tridimensionali semplicemente “sezionando” il grafico 3D in corrispondenza del valore di ϕ o di θ desiderato. Esempi di grafici 2D sono riportati di seguito con due differenti scale (lineare e in decibel).

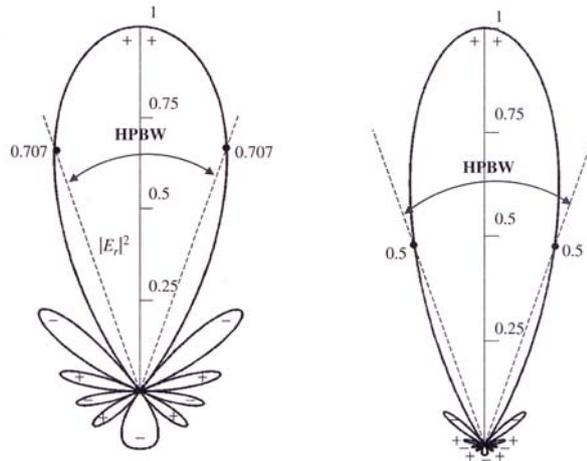


Fig II-7. Diagrammi di radiazione bidimensionali

Le parti principali di un diagramma sono: il lobo principale, quelli secondari, l'apertura del diagramma a metà potenza (HPBW: half power beamwidth) e la larghezza del lobo in corrispondenza del primo zero (FNBW: first null beamwidth)

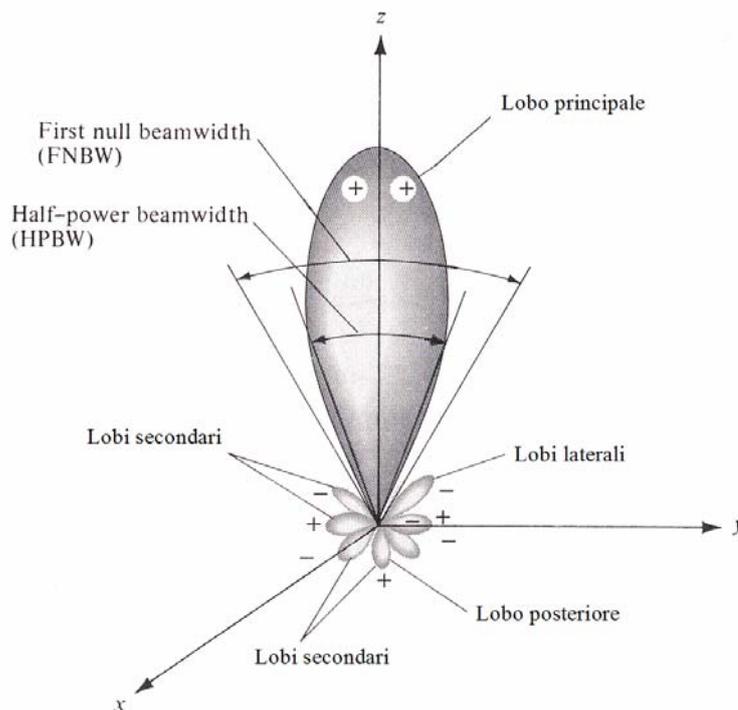


Fig II-8. Diagramma di radiazione tridimensionale

Quando si parla di antenna direttiva si intende un'antenna che è in grado di ricevere o irradiare onde e.m. in una sola o più direzioni specifiche. L'antenna isotropa, invece, è un'antenna ideale senza perdite, in grado di irradiare allo stesso modo in tutte le direzioni (non è fisicamente realizzabile ma è un utile strumento di raffronto). Infine un'antenna viene detta omnidirezionale se produce un'irradiazione costante lungo le direzioni di un piano.

o Densità di potenza

La potenza di un'onda e.m. viene associata al vettore di Poynting $\mathbf{W} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$, che ha la dimensione fisica di una densità di potenza. La potenza totale istantanea uscente da una regione chiusa S è data da

$$P = \oiint_S \mathbf{W} \cdot \hat{\mathbf{n}} ds \quad (\text{II-20})$$

dove $\hat{\mathbf{n}}$ è il versore normale ad S e rivolto verso l'esterno.

Nel dominio della frequenza, il vettore di Poynting è dato da

$\bar{\mathbf{W}} = \frac{1}{2} \bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^*$, dove $\bar{\mathbf{E}}$ ed $\bar{\mathbf{H}}$ sono i vettori (complessi) che rappresentano

il campo elettrico e quello magnetico, rispettivamente, mentre $\bar{\mathbf{H}}^*$ è il coniugato di $\bar{\mathbf{H}}$. La potenza complessa uscente dalla superficie chiusa S è data da

$$P_c = \oiint_S \bar{\mathbf{W}} \cdot \hat{\mathbf{n}} ds \quad (\text{II-21})$$

La potenza media irradiata è data da

$$P_{av} = \oiint_S \bar{\mathbf{W}}_{av} \cdot \hat{\mathbf{n}} ds \quad (\text{II-22})$$

dove $\bar{\mathbf{W}}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}(\bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^*)$.

o Intensità di radiazione

Viene definita come la potenza irradiata in una determinata direzione per unità di angolo solido

$$U(\theta, \phi) = \lim_{\Omega \rightarrow 0} \frac{P_\Omega}{\Omega} \quad (\text{II-23})$$

dove Ω rappresenta un angolo solido contenente la direzione (θ, ϕ) e P_Ω la potenza irradiata in Ω . L'intensità di radiazione è una grandezza misurata in una regione di campo lontano, dove il rapporto tra i moduli del campo elettrico e di quello magnetico è pari all'impedenza intrinseca del mezzo

$$\frac{|\bar{\mathbf{E}}|}{|\bar{\mathbf{H}}|} = \eta.$$

Sempre nel campo lontano, la densità di potenza diventa

$$\bar{\mathbf{W}}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}(\bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^*) = \frac{\bar{E}^2}{2\eta} \quad (\text{II-24})$$

da questa si ricava facilmente l'intensità di radiazione:

$$U(\theta, \phi) = r^2 \bar{\mathbf{W}}_{av} = r^2 \frac{\bar{E}^2}{2\eta} \quad (\text{II-25})$$

Se, partendo dell'intensità di radiazione, si intende risalire alla potenza irradiata, si deve integrare nel seguente modo:

$$P_{rad} = \oiint_\Omega U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta d\theta d\phi \quad (\text{II-26})$$

○ Direttività

Rappresenta il rapporto tra l'intensità di radiazione in una data direzione (specificata da ϕ e θ) e l'intensità di radiazione mediata su tutte le direzioni. Se la direzione non è specificata si intende quella di massima irradiazione.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{1}{4\pi} \iint_{\Omega} U(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_{rad}}{4\pi}} = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} \quad (\text{II-27})$$

Dall'ultima uguaglianza della (II-27) si nota che la direttività può essere vista come il rapporto tra l'intensità di radiazione, in una data direzione, e l'intensità di radiazione U_0 , di un'antenna isotropa che irradia la stessa potenza P_{rad} dell'antenna in esame ($U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi}$).

○ Guadagno

Si definisce guadagno di un'antenna il rapporto tra l'intensità di radiazione in una data direzione (specificata da ϕ e θ) e l'intensità di radiazione di un'antenna isotropa avente la medesima potenza in ingresso dell'antenna in esame. Se la direzione non è specificata si intende quella di massima radiazione.

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_{ing}}{4\pi}} \quad (\text{II-28})$$

Mentre la direttività è una grandezza dipendente semplicemente dalle proprietà direzionali dell'antenna (può essere analizzata partendo dal solo diagramma di radiazione), il guadagno è legato sia alle proprietà direzionali che all'efficienza dell'antenna.

L'efficienza totale di un'antenna è:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (\text{II-29})$$

con $e_r = 1 - |\Gamma|^2$ che tiene conto del disadattamento tra linea di trasmissione e antenna; mentre e_c e e_d che rappresentano, rispettivamente, l'efficienza di conduzione e l'efficienza dielettrica. Solitamente l'efficienza di radiazione di un'antenna è data semplicemente da

$$e_{cd} = e_c e_d = \frac{P_{rad}}{P_{ing}} \quad (\text{II-30})$$

in quanto e_c e e_d sono difficili da misurare separatamente. Questo, inoltre, è un parametro molto importante perché permette di ricavare una relazione che lega tra loro guadagno e direttività:

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (\text{II-31})$$

○ Impedenza d'ingresso

Costituisce l'impedenza presentata dall'antenna ai suoi terminali d'ingresso. Genericamente possiamo scrivere questa impedenza come

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (\text{II-32})$$

con $R_A = R_r + R_L$, cioè somma della resistenza di radiazione dell'antenna e delle perdite resistive di essa.

Il circuito di riferimento è quello indicato in figura II-9; in base a questo l'efficienza di radiazione del dispositivo diventa

$$e_{cd} = e_c e_d = \frac{P_{rad}}{P_{ing}} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (\text{II-33})$$

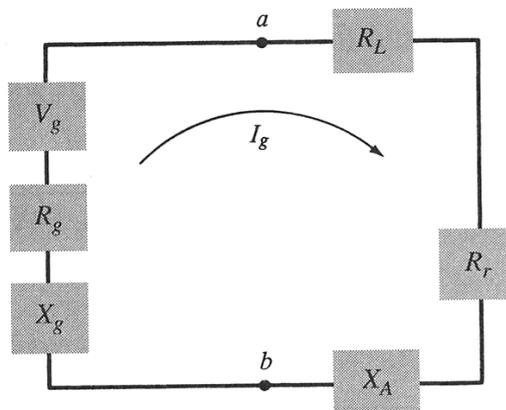


Fig II-9. Circuito equivalente di un'antenna trasmittente

○ Larghezza di banda

Si definisce larghezza di banda l'intervallo di frequenze entro il quale le caratteristiche dell'antenna non variano sensibilmente rispetto agli standard voluti.

Non è possibile indicare una formula per il calcolo della banda, in quanto i vari parametri caratterizzanti un'antenna sono diversamente influenzati dalle variazioni di frequenza. Esistono tuttavia delle distinzioni tra larghezza di banda relativa al diagramma di radiazione (associata a polarizzazione, lobi, guadagno) e larghezza di banda relativa all'impedenza (associata all'impedenza d'ingresso e all'efficienza di radiazione).

○ Polarizzazione

È la polarizzazione dell'onda elettromagnetica trasmessa dall'antenna in una data direzione. In una data direzione (altrimenti si sottintende quella di massima radiazione) la polarizzazione dell'onda deve essere intesa come la polarizzazione dell'onda (localmente piana) in un punto nella regione di campo lontano. Se in un punto di osservazione esiste un campo elettrico, e si valuta la variazione nel tempo dell'estremo libero di questo vettore, si

nota che esso giace su di un piano (piano di polarizzazione) e descrive una curva chiusa, genericamente un'ellisse (o anche una circonferenza o una linea).

Per comprendere i vari tipi di polarizzazione, partiamo dall'espressione di un vettore campo elettrico sinusoidale

$$\mathbf{E}(t) = E_{xm} \cos(\omega t + \theta_x) \hat{\mathbf{x}} + E_{ym} \cos(\omega t + \theta_y) \hat{\mathbf{y}} + E_{zm} \cos(\omega t + \theta_z) \hat{\mathbf{z}} \quad (\text{II-34})$$

in cui $\hat{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{y}}, \hat{\mathbf{z}}$ sono i versori degli assi x,y,z, rispettivamente.

Tale espressione può essere riscritta come segue:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(t) &= [E_{xm} \cos(\theta_x) \hat{\mathbf{x}} + E_{ym} \cos(\theta_y) \hat{\mathbf{y}} + E_{zm} \cos(\theta_z) \hat{\mathbf{z}}] \cos(\omega t) + \\ &- [E_{xm} \sin(\theta_x) \hat{\mathbf{x}} + E_{ym} \sin(\theta_y) \hat{\mathbf{y}} + E_{zm} \sin(\theta_z) \hat{\mathbf{z}}] \sin(\omega t) = \\ &= \mathbf{E}_1 \cos(\omega t) - \mathbf{E}_2 \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (\text{II-35})$$

Pertanto l'estremo libero di questo vettore descrive nel tempo una curva piana e chiusa. Solitamente questa è un'ellisse (figura II-11), ma esistono delle eccezioni.

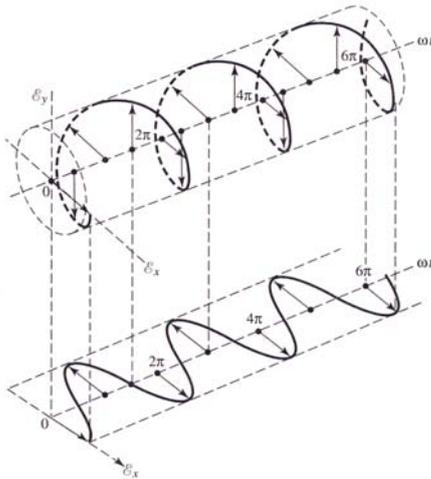


Fig II-10. Rotazione del vettore E nel tempo

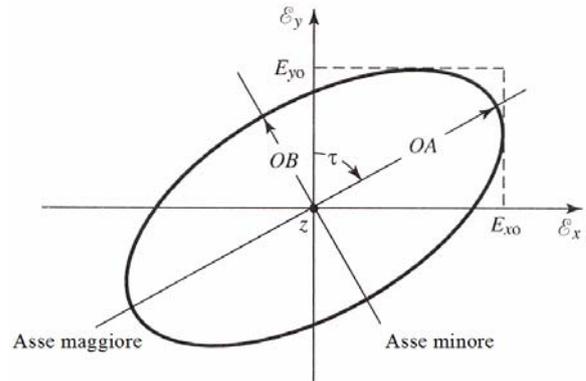


Fig II-11. Ellisse di polarizzazione

Si prenda, come riferimento, una coppia di assi ortogonali (u_1, u_2) posti sul piano su cui giace il vettore sinusoidale; così facendo possiamo scrivere:

$$\mathbf{E} = Eu_{1m} \cos(\omega t) \hat{\mathbf{u}}_1 + Eu_{2m} \cos(\omega t + \phi) \hat{\mathbf{u}}_2 \quad (\text{II-36})$$

La (II-36) rappresenta l'equazione parametrica di un'ellisse, poi, se $0 < \phi < \frac{\pi}{2}$ si ha una rotazione oraria, se invece $-\frac{\pi}{2} < \phi < 0$ la rotazione è antioraria.

Nel caso particolare in cui $\phi = 0$ oppure $\phi = \pi$ l'ellisse diventa un segmento e la polarizzazione diviene lineare.

Infine, se $Eu_{1m} = Eu_{2m}$ e $\phi = \pm \left(\frac{1}{2} + 2n \right) \pi$ con $n=0,1,2,\dots$ l'ellisse diventa una circonferenza e la polarizzazione sarà quindi circolare.

○ Area efficace

Viene definita come il rapporto tra la potenza disponibile ai terminali di un'antenna ricevente e la densità di potenza di un'onda piana incidente (secondo una direzione specificata), avente la stessa polarizzazione dell'antenna, nella regione dell'antenna e in assenza di essa.

La densità di potenza incidente è determinata dalla (II-23) ed è pari a

$W_i = \frac{|\mathbf{E}_i|^2}{2\eta}$, mentre P_d si riferisce alla potenza disponibile ai terminali;

avremo quindi

$$A_{eff}(\theta, \phi) = \frac{P_d}{W_i} = 2\eta \frac{P_d}{|\mathbf{E}_i|^2} \quad (II-37)$$

❖ Si può dimostrare che, per qualsiasi antenna, vale la seguente relazione tra guadagno e area efficace:

$$A_{eff}(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi) \quad (II-38)$$

○ Equazione di Friis

Questa equazione permette di osservare il legame esistente tra potenza ricevuta e potenza trasmessa tra due antenne separate da una distanza $R > 2D^2 / \lambda$ (campo lontano). Ci riferiamo alla figura II-12 e supponiamo che l'antenna trasmittente sia, per il momento, isotropa; la densità di potenza trasmessa alla distanza R sarà

$$W_0 = e_t \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (II-39)$$

dove e_t rappresenta l'efficienza di radiazione dell'antenna trasmittente.

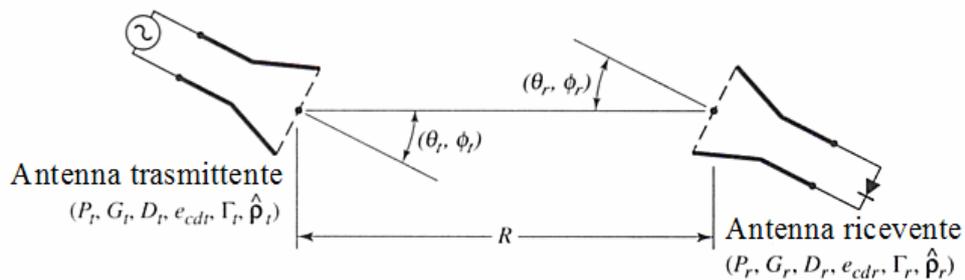


Fig II-12. Posizionamento delle antenne per l'equazione di Friis

Per un'antenna trasmittente non isotropa, la (II-39) si modifica nel seguente modo:

$$W_t = \frac{P_t G_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} = e_t \frac{P_t D_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} \quad (II-40)$$

Ora, ricordando le relazioni che intercorrono tra guadagno e direttività e tra guadagno e area efficace, possiamo scrivere

$$A_r = e_r D_r(\theta_r, \phi_r) \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) \quad (\text{II-41})$$

Si ottiene così la potenza ricevuta

$$P_r = e_r D_r(\theta_r, \phi_r) \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) W_t = e_t e_r \frac{\lambda^2 D_r(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r) P_t}{(4\pi R)^2} \quad (\text{II-42})$$

Volendo, la (II-42) può essere ulteriormente modificata se si tiene conto anche dei possibili disadattamenti d'impedenza sulle antenne e se si considera il cosiddetto disadattamento di polarizzazione (l'onda incidente ha una polarizzazione differente dalla polarizzazione dell'antenna).

$$P_r = e_t e_r (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \frac{\lambda^2 D_r(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r) P_t}{(4\pi R)^2} |\hat{\mathbf{p}}_t \cdot \hat{\mathbf{p}}_r|^2 \quad (\text{II-43})$$

dove $\hat{\mathbf{p}}_t$ e $\hat{\mathbf{p}}_r$ rappresentano, rispettivamente, il vettore di polarizzazione dell'onda trasmessa e il vettore di polarizzazione dell'antenna ricevente. Se ci si trova nella situazione di adattamento d'impedenza e di polarizzazione, si può applicare la seguente formula di Friis

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t(\theta_t, \phi_t) G_r(\theta_r, \phi_r) \quad (\text{II-44})$$

Il termine $\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$ viene definito fattore di perdita (o attenuazione) di spazio libero.

o Temperatura dell'antenna

La temperatura di un'antenna, cioè la temperatura efficace di rumore della resistenza di radiazione, può essere ricavata dalla

$$T_A = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_B(\theta, \phi) G(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (\text{II-45})$$

con T_B temperatura di luminosità legata all'emissività, alla temperatura molecolare e al coefficiente di riflessione di superficie [1].

Si può dimostrare che la temperatura d'antenna ai terminali della stessa e la temperatura ai terminali del ricevitore (quando separati da una linea di trasmissione) differiscono di qualche grado. Questa differenza si assottiglia se la linea di trasmissione è breve o se la linea ha basse perdite.

La temperatura d'antenna è una grandezza indispensabile nella progettazione di un sistema di telecomunicazioni, poiché influisce sulle prestazioni del sistema per quanto riguarda il rapporto segnale-rumore o il "bit error rate".

CAPITOLO 3

SEMCAD

3.1 Presentazione del software

Il software di progettazione SemCad permette la simulazione di strutture radianti, ed è basato sull'implementazione dell'algoritmo FDTD (Finite Difference Time Domain). Il metodo FDTD è ampiamente utilizzato per la risoluzione di diversi problemi dell'elettromagnetismo, tra i quali: propagazione delle onde in guida, applicazioni dell'ottica, dispersione, scattering elettromagnetico, irradiazione dalle antenne.

Questo programma è stato utilizzato per simulare il comportamento di alcune tipologie di antenne che interessano il progetto Atmo Cube, partendo dalla geometria della struttura e dalle caratteristiche elettromeccaniche dei componenti (conducibilità, permittività, densità, ecc).

Verranno brevemente illustrati in questo capitolo gli aspetti più interessanti del software, e la sua applicazione ai casi presi in esame.

3.2 Il metodo FDTD

Il metodo Finite Difference Time Domain è stato proposto da Yee nel 1966 per la risoluzione diretta delle equazioni di Maxwell ai rotori nel dominio del tempo. Nella regione di spazio d'interesse vengono costruite due "griglie", una primaria ed una secondaria, ciascuna composta di piccoli elementi rettangolari (o a forma di parallelepipedo). Nel centro di ogni cella si considerano le componenti dei campi elettrico e magnetico, nel generico istante di tempo (figura III-1).

Queste componenti vengono aggiornate iterativamente utilizzando equazioni alle differenze finite ottenute dalle equazioni di Maxwell, e i campi transitori possono essere ricavati se campo il iniziale, le sorgenti e le condizioni al contorno sono noti. Per capire come vengono risolte le equazioni di Maxwell si descrive di seguito la discretizzazione di tali equazioni, che parte dalle seguenti approssimazioni alle differenze finite di secondo ordine, fatte rispetto allo spazio e al tempo.

$$\frac{\partial F(i, j, k, n)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (\text{III-1})$$

$$\frac{\partial F(i, j, k, n)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} + O[(\Delta t)^2] \quad (\text{III-2})$$

Nelle precedenti relazioni F^n rappresenta il campo elettrico o il campo magnetico all'istante di tempo $n\Delta t$, mentre i,j,k sono gli indici spaziali della griglia e i termini $O[(\Delta x)^2]$ e $O[(\Delta t)^2]$ costituiscono dei termini di errore.

Applicando le (III-1) e (III-2) alle equazioni di Maxwell si possono ricavare delle espressioni esplicite per tutte le sei componenti del campo elettromagnetico [9].

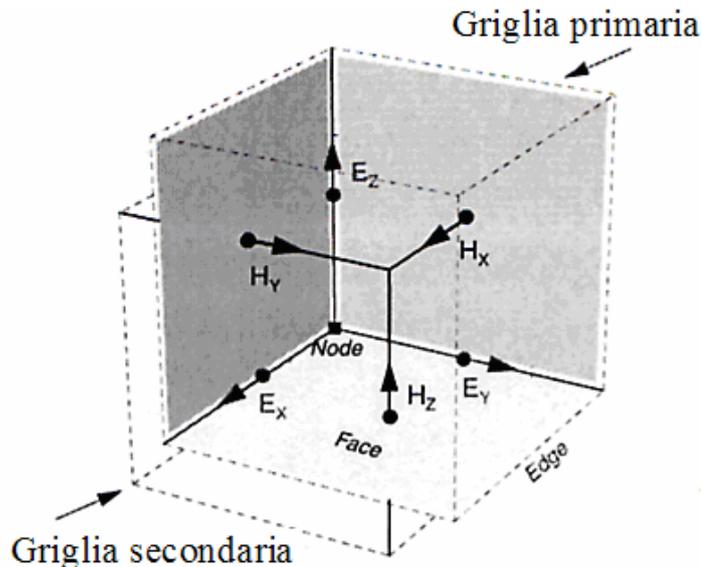


Fig III-1. Componenti dei campi E ed H nella griglia Yee

Altro aspetto molto importante nell'utilizzo di questo software, sono le condizioni al contorno. SemCad offre tre differenti tipi di condizioni al contorno:

- 1) Absorbing Boundary Conditions: le onde incidenti sui bordi esterni della griglia potrebbero essere riflesse all'indietro, e ritornare nel dominio di calcolo. Pertanto il reticolo deve essere opportunamente "terminato" con delle condizioni al contorno che assorbano le onde uscenti oppure simulino le condizioni di radiazione nello spazio libero. Questo si ottiene, con SemCad, scegliendo tra i seguenti algoritmi: Mur del primo e secondo ordine, operatore di Higdon e Perfectly Matched Layer (piani perfettamente adattati) [9].
- 2) Conductive Boundary Conditions: in questo modo il dominio di calcolo viene racchiuso da piani conduttori perfetti. Tali piani possono essere conduttori elettrici o magnetici perfetti, per cui le componenti tangenti del campo elettrico (rispettivamente magnetico) su questi bordi saranno nulle.
- 3) Periodic Boundary Conditions: queste condizioni sono utilizzate per simulare strutture periodiche in una, due o tre dimensioni.

Nelle simulazioni fatte per il progetto Atmo Cube sono sempre state impiegate condizioni di assorbimento; l'algoritmo utilizzato è il Mur di secondo ordine (figura III-2).

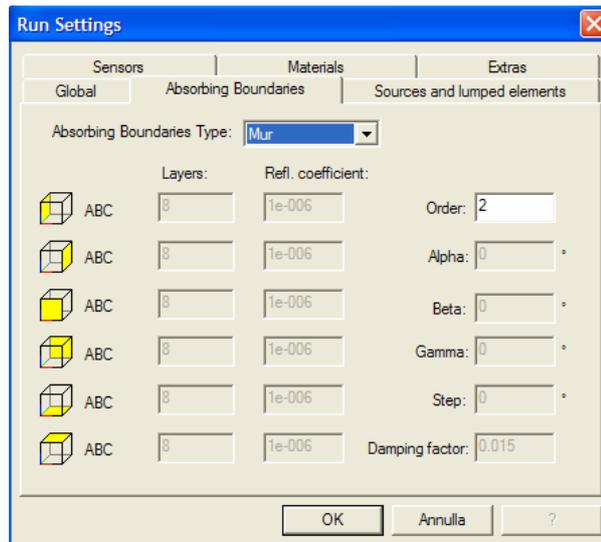


Fig III-2. Condizioni di assorbimento

3.3 Solidi, sorgenti e sensori

- Questo software distingue i solidi in tre categorie: dielettrici, conduttori elettrici perfetti e conduttori magnetici perfetti.

Per un materiale dielettrico è possibile specificare diversi parametri: permittività, permeabilità, perdite elettriche e magnetiche e densità.

I materiali conduttori perfetti vengono trattati dall'algoritmo FDTD come particolari condizioni al contorno per il campo elettromagnetico.

- Il campo elettromagnetico può essere eccitato con differenti sorgenti; queste vengono simulate all'interno del progetto in modo particolare a seconda della loro tipologia. Aspetto interessante è che la Subgrid (vedi il paragrafo sulla simulazione) si adatta automaticamente alla sorgente inserita.

Nelle simulazioni effettuate si è scelta sempre l'Edge Source (sorgente di "bordo") che applica un campo elettrico lungo un solo bordo della griglia Yee. Questo tipo di sorgente è particolarmente adatta per l'eccitazione di dipoli ed altre strutture radianti che non richiedono particolari tipi di connettori per l'alimentazione dell'antenna. L'edge source si differenzia in: Hard source, Added Source e Voltage source. Quest'ultima è stata adottata per alimentare i dipoli e l'antenna in microstriscia, e rappresenta una sorgente di tensione con una resistenza interna. Questa resistenza dissipa energia e la toglie dalla griglia. L'energia viene riflessa dall'hard source o lasciata passare dall'added source. Il vantaggio della voltage source è che l'impulso di eccitazione decade molto rapidamente e si riesce ad ottenere, in breve tempo, la risposta allo stato stabile; inoltre la resistenza della sorgente, assieme all'impedenza d'ingresso dell'antenna, forniscono il grado di adattamento tra la linea di trasmissione e l'antenna. Nelle figure III-3 e III-4 viene mostrata l'impostazione dell'edge source e i parametri da assegnare alla sorgente di tensione nel caso di segnale impulsivo (per valutare il comportamento del dispositivo in frequenza).

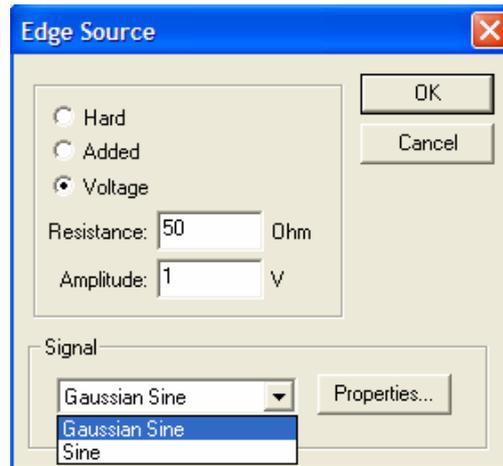


Fig III-3. Tipi di sorgenti

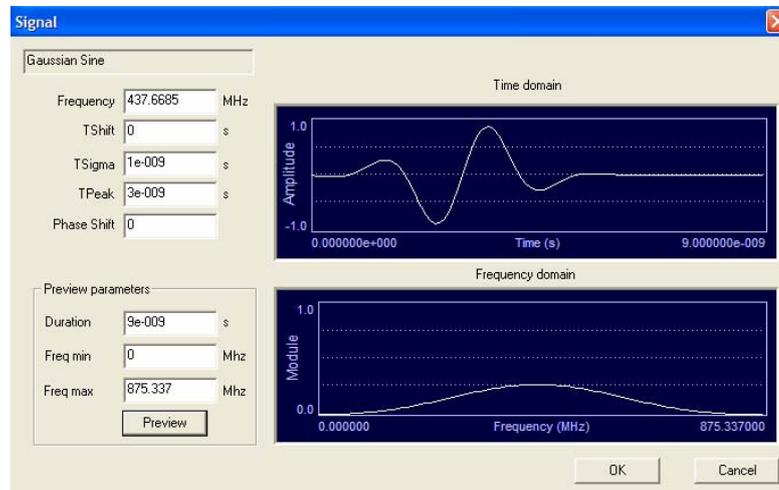


Fig III-4. Parametri impostati per il segnale impulsivo

Esistono inoltre altri due tipi di sorgenti, non adottate nelle simulazioni che seguiranno. La prima è l'eccitazione con onde piane: l'algoritmo FDTD utilizza il metodo Total-Field Scattered-Field per l'eccitazione delle onde piane [9]; la seconda è l'eccitazione delle guide d'onda: SemCad offre la possibilità di utilizzare questa sorgente per alimentare guide d'onda con sezione rettangolare nei modi TE_{mn} e TM_{mn} .

- SemCad dispone di diversi tipi di sensori (simulati) per misurare il campo elettromagnetico. Quelli utilizzati nel progetto sono: Far Field Sensor (sensore di campo lontano) per misurare campo elettrico e direttività in un punto situato nella regione del campo lontano; Field Sensor, per ricavare diverse misurazioni di campo elettrico e magnetico in qualsiasi punto dello spazio; Edge Sensor per misurare, lungo un bordo, i valori di tensione, corrente, potenza, impedenza, coefficiente di riflessione, ed altro ancora. Esistono poi il sensore di tensione e quello di corrente, il sensore di temperatura e il sensore di porta (all'ingresso delle guide d'onda).

Le simulazioni possono venire effettuate nel dominio della frequenza (cioè impostando il valore di frequenza di lavoro) oppure nel dominio del tempo (assegnando all'eccitazione un valore impulsivo); a seconda dell'impostazione i sensori forniscono grandezze variabili nel tempo oppure grandezze fasoriali.

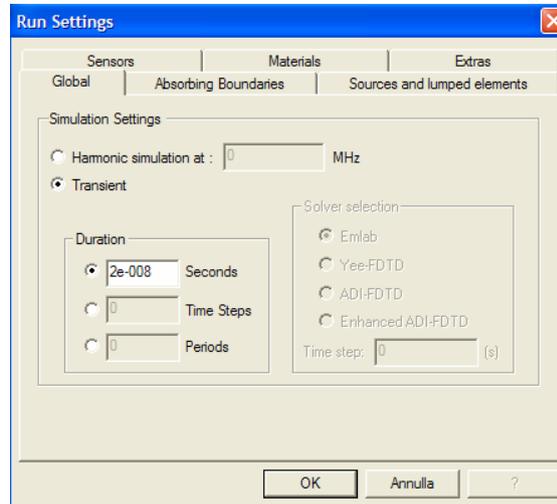


Fig III-5. Tipo di simulazione

3.4 La simulazione

Il primo passo per effettuare una simulazione è creare una griglia di discretizzazione del disegno. SemCad non prevede una griglia predefinita, bensì è in grado di generare una griglia rettangolare non uniforme che si adatta ai dettagli del progetto. Ovviamente, l'utente deve impostare i parametri elettromagnetici controllando anche taluni aspetti quali: il posizionamento dei sensori di campo lontano, il passo minimo della griglia in prossimità delle sorgenti, ed altro ancora. Un esempio di costruzione della griglia viene illustrato in figura III-6.

- ❖ La versione utilizzata del software è di tipo light, pertanto non consente alcune operazioni (possibili solo con la versione completa). Ad esempio, il numero di celle della griglia non può superare il milione, e in alcuni casi questa limitazione può risultare rilevante, compromettendo in taluni casi l'accuratezza dei risultati ottenuti.

Come si è già accennato, la simulazione può essere fatta nel dominio della frequenza o del tempo (figura III-5), e possono essere imposte le condizioni di assorbimento.

Poi occorre regolare sorgenti e sensori nel modo già indicato e infine assegnare dei valori alle grandezze indicate in figura III-7 per i materiali dielettrici.

CAPITOLO 4

IL DIPOLO

4.1 Introduzione

Nel capitolo 2 sono stati analizzati i concetti principali per la risoluzione dei problemi di elettromagnetismo relativi alla radiazione libera. In questo capitolo verrà analizzata la prima possibile scelta per l'antenna del satellite Atmo Cube: il dipolo in $\lambda/2$. Inizialmente lo studio partirà dall'applicazione pratica del metodo dei potenziali vettori presentato nel capitolo 2; in un secondo momento verranno presi in considerazione i dati del progetto e le simulazioni effettuate.

4.2 Caratteristiche del campo irradiato

L'antenna a dipolo appartiene alla classe delle antenne filari, costituite cioè da fili di materiale conduttore dritti, ricurvi o piegati. Tale tipologia di antenna trova vastissime applicazioni, essendo estremamente semplice da realizzare, economica e molto versatile. Queste caratteristiche saranno poi determinanti per la scelta della struttura radiante nel progetto satellitare.

Per comprendere come possa funzionare un dipolo in $\lambda/2$, si prende in considerazione inizialmente un elemento infinitesimo di corrente posto nell'origine di un sistema di assi cartesiani. Questo elemento è costituito da un filo di materiale conduttore molto sottile, di lunghezza molto inferiore alla lunghezza d'onda del campo e.m. prodotto ($l \ll \lambda$), e percorso da una corrente orientata lungo l'asse z. La situazione è riportata in figura IV-1.

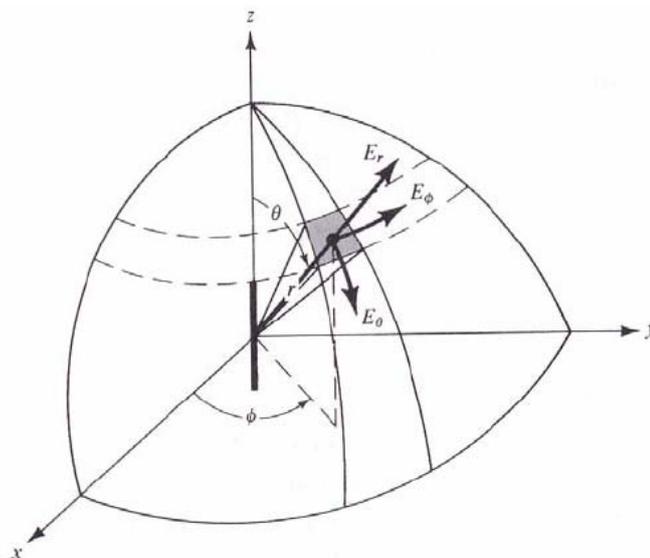


Fig IV-1. Dipolo elementare posto sull'origine del sistema di assi cartesiani

Si suppone che la corrente sia costante sul tratto di lunghezza l , e pari al valore che essa assume nell'origine degli assi.

$$\bar{\mathbf{I}} = I_0 \hat{\mathbf{z}} \quad (\text{IV-1})$$

Ora, applicando la teoria sui potenziali vettori e applicando la (II-11), si può ottenere la seguente espressione per il potenziale vettore magnetico:

$$\bar{\mathbf{A}}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_l \bar{\mathbf{I}}(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (\text{IV-2})$$

Questa può essere riscritta tenendo conto dell'uniformità della corrente e utilizzando r al posto di R , in quanto le distanze dall'origine e dal punto di osservazione coincidono. Si ottiene la relazione

$$\bar{\mathbf{A}}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} I_0 l \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{\mathbf{z}} \quad (\text{IV-3})$$

Il campo elettromagnetico può così essere calcolato semplicemente utilizzando le seguenti relazioni:

$$\bar{\mathbf{H}} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{\mathbf{A}} \quad (\text{IV-4})$$

$$\bar{\mathbf{E}} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \bar{\mathbf{H}}$$

Per poter comprendere con maggior chiarezza le conseguenze di queste formule, è conveniente applicare le (IV-4) con riferimento ad un sistema di coordinate sferiche costruito sul sistema Cartesiano $O(x,y,z)$. Le componenti del vettore $\bar{\mathbf{A}}$ nei due sistemi sono legate nel modo seguente:

$$\begin{bmatrix} \bar{A}_r \\ \bar{A}_\theta \\ \bar{A}_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta \cos\phi & \sin\theta \sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta \cos\phi & \cos\theta \sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{A}_x \\ \bar{A}_y \\ \bar{A}_z \end{bmatrix} \quad (\text{IV-5})$$

Facendo queste operazioni, le componenti del potenziale vettore $\bar{\mathbf{A}}$, secondo i nuovi versori $\hat{\mathbf{r}}, \hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\boldsymbol{\phi}}$ sono le seguenti:

$$\begin{aligned} \bar{A}_r &= \bar{A}_z \cos\theta \\ \bar{A}_\theta &= -\bar{A}_z \sin\theta \\ \bar{A}_\phi &= 0 \end{aligned} \quad (\text{IV-6})$$

Bisogna infine ricordare che nel nuovo sistema di coordinate il rotore di un qualsiasi vettore si calcola nel seguente modo

$$\nabla \times \bar{\mathbf{V}} = \frac{\hat{\mathbf{r}}}{r \sin\theta} \left[\frac{\partial}{\partial\theta} (\bar{V}_\phi \sin\theta) - \frac{\partial \bar{V}_\theta}{\partial\phi} \right] + \frac{\hat{\boldsymbol{\theta}}}{r} \left[\frac{1}{\sin\theta} \frac{\partial \bar{V}_r}{\partial\phi} - \frac{\partial}{\partial r} (r \bar{V}_\phi) \right] + \frac{\hat{\boldsymbol{\phi}}}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} (r \bar{V}_\theta) - \frac{\partial \bar{V}_r}{\partial\theta} \right] \quad (\text{IV-7})$$

Ora sono noti tutti gli elementi per arrivare alla determinazione del campo elettromagnetico irradiato. Procedendo dalla (IV-6) e applicando le (IV-4) e (IV-7) si ricava:

$$\begin{aligned}
 \bar{H}_r &= 0 \\
 \bar{H}_\theta &= 0 \\
 \bar{H}_\phi &= j \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \\
 \bar{E}_r &= \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \\
 \bar{E}_\theta &= j\eta \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \\
 \bar{E}_\phi &= 0
 \end{aligned} \tag{IV-8}$$

Tali formule, a prima vista complicate, vengono semplificate per ricavare il diagramma di radiazione del dipolo. L'elemento infinitesimo percorso da corrente viene chiamato dipolo elementare.

4.3 Potenza irradiata

Se si considera una sfera S di raggio R e si vuole determinare la potenza complessa che passa attraverso S, si deve ricordare la relazione (II-20), che, applicata al caso del dipolo elementare, diventa:

$$P = \iint_S \bar{\mathbf{W}} \cdot \hat{\mathbf{n}} ds = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi (\bar{W}_r \hat{\mathbf{r}} + \bar{W}_\theta \hat{\boldsymbol{\theta}}) \cdot \hat{\mathbf{r}} r^2 \sin \theta d\theta d\phi = \eta \frac{\pi}{3} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 \left[1 - j \frac{1}{(kr)^3} \right] \tag{IV-9}$$

La relazione appena scritta fornisce la potenza reale e quella immaginaria. Possiamo infatti riscriverla come

$$P = P_{rad} + j2\omega(W_m - W_e) \tag{IV-10}$$

La (IV-10) permette di suddividere la potenza totale P lungo la direzione radiale, in due parti, una rappresentante la potenza media irradiata lungo tale direzione, e la seconda rappresentante la potenza media reattiva. La potenza reattiva viene scambiata tra la parte interna e quella esterna della sfera, due volte per periodo.

Si può ricavare, infine, un'altra relazione particolarmente significativa: prendendo in considerazione la sola potenza irradiata, possiamo associare questa potenza alla potenza dissipata sulla resistenza di radiazione R_r presente nel circuito equivalente di un'antenna (si faccia riferimento alla figura II-9). Impiegando la (IV-9) e imponendo la relazione

$$P_{rad} = \eta \frac{\pi}{3} \left| \frac{I_0 l}{\lambda} \right|^2 = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \tag{IV-11}$$

la resistenza di radiazione diventa

$$R_r = \eta \left(\frac{2\pi}{3} \right) \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 \tag{IV-12}$$

4.4 Il campo al variare della distanza

In precedenza sono state ricavate relazioni per il campo elettromagnetico prodotto e la potenza irradiata; ora verranno presentate alcune importanti considerazioni su queste relazioni. Prima di tutto si osserva che \bar{E}_r è somma di termini che si attenuano come $\frac{1}{r^2}$ e $\frac{1}{r^3}$; \bar{E}_θ è somma, rispettivamente, di termini che si attenuano come $\frac{1}{r}$, $\frac{1}{r^2}$ e $\frac{1}{r^3}$; \bar{H}_ϕ è somma di termini che si attenuano come $\frac{1}{r}$ e $\frac{1}{r^2}$. Al variare della distanza r dall'antenna prevarranno i termini in $\frac{1}{r}$ oppure i termini in $\frac{1}{r^3}$. Con i criteri illustrati nel capitolo 2, è utile suddividere la regione di spazio attorno ad un'antenna in tre zone distinte: campo vicino reattivo ($kr \ll 1$), campo vicino radiativo ($kr \cong 1$) e campo lontano ($kr \gg 1$).

- Nella regione di campo vicino reattivo ($kr \ll 1$), la relazione (IV-8) si modifica, nel modo seguente, eliminando i termini trascurabili:

$$\begin{aligned}\bar{H}_\phi &\cong \frac{I_0 l \sin \theta}{4\pi r^2} e^{-jkr} \\ \bar{E}_r &\cong -j\eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi k r^3} e^{-jkr} \\ \bar{E}_\theta &\cong -j\eta \frac{I_0 l \sin \theta}{4\pi k r^3} e^{-jkr}\end{aligned}\tag{IV-13}$$

Si può notare che le due componenti del campo elettrico \bar{E} sono tra loro in fase, ma in quadratura rispetto alla componente del campo magnetico \bar{H} . Pertanto il vettore di Poynting risulta puramente immaginario, il campo elettromagnetico è prevalentemente reattivo e il valore medio della potenza irradiata attraverso una sfera di raggio R è zero.

Inoltre l'espressione del campo elettrico data dalla (IV-13) è molto simile a quella di un campo elettrostatico prodotto da due cariche poste a distanza l (a meno di un termine correttivo); il campo magnetico, invece, ha forma simile al campo magnetostatico prodotto da un elemento di corrente continua parallela a \hat{z} .

- Si possono fare analoghe approssimazioni anche per il campo vicino radiativi ($kr \cong 1$), ottenendo le espressioni:

$$\begin{aligned}\bar{H}_\phi &= j \frac{k I_0 l \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \\ \bar{E}_r &= \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} e^{-jkr} \\ \bar{E}_\theta &= j\eta \frac{k I_0 l \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr}\end{aligned}\tag{IV-14}$$

Per valori di kr vicini o poco superiori all'unità, le due componenti del campo elettrico si presentano in quadratura, quindi il vettore \bar{E} è a polarizzazione generalmente ellittica, ma in un piano meridiano contenente la direzione di propagazione (si parla di cross-polarizzazione).

Inoltre le componenti \bar{E}_θ e \bar{H}_ϕ sono in fase. Questo significa quindi che il flusso di potenza media irradiata, lungo la direzione radiale, inizia ad essere diverso da zero. Si manifesta cioè un flusso di potenza attiva.

➤ Nella regione di campo lontano ($kr \gg 1$) il campo può essere approssimato nel seguente modo:

$$\begin{aligned}\bar{H}_\phi &= j \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr} \\ \bar{E}_r &= 0 \\ \bar{E}_\theta &= j \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} e^{-jkr}\end{aligned}\tag{IV-15}$$

In questo importantissimo caso, la componente radiale del campo elettrico si annulla, il campo elettrico e quello magnetico risultano ortogonali tra loro e ortogonali alla direzione di propagazione.

Il rapporto tra il campo elettrico e il campo magnetico risulta pari all'impedenza intrinseca del mezzo

$$Z_w = \frac{\bar{E}_\theta}{\bar{H}_\phi} = \eta = 120\pi\Omega \cong 377\Omega\tag{IV-16}$$

Il campo elettromagnetico è caratterizzato da onde sferiche non uniformi che si propagano nel modo TEM, aventi impedenza pari all'impedenza caratteristica del mezzo.

Ultimo parametro importante da ricordare nello studio del dipolo elementare è la direttività. Partendo dalla relazione (II-23) sulla densità media di potenza, si può scrivere:

$$\bar{W}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}(\bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^*) = \frac{1}{2\eta} |\bar{\mathbf{E}}|^2 \hat{\mathbf{r}} = \frac{\eta}{2} \left| \frac{kI_0 l}{4\pi} \right|^2 \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \hat{\mathbf{r}}\tag{IV-17}$$

Utilizzando la formula (II-24), otteniamo l'intensità di radiazione

$$U(\theta, \phi) = r^2 \bar{W}_{av} = \frac{\eta}{2} \left(\frac{kI_0 l}{4\pi} \right)^2 \sin^2 \theta\tag{IV-18}$$

L'intensità di radiazione massima si avrà per $\theta = \pi/2$, e ha l'espressione

$$U_{\max} = \frac{\eta}{2} \left(\frac{kI_0 l}{4\pi} \right)^2\tag{IV-19}$$

Grazie a questa formula, e alla (IV-11) che fornisce la potenza irradiata, è possibile finalmente ricavare la direttività

$$D_0 = \frac{U_{\max}}{\frac{P_{rad}}{4\pi}} = \frac{3}{2}\tag{IV-20}$$

Una rappresentazione grafica del diagramma di radiazione del dipolo elementare è riportata in figura IV-2.

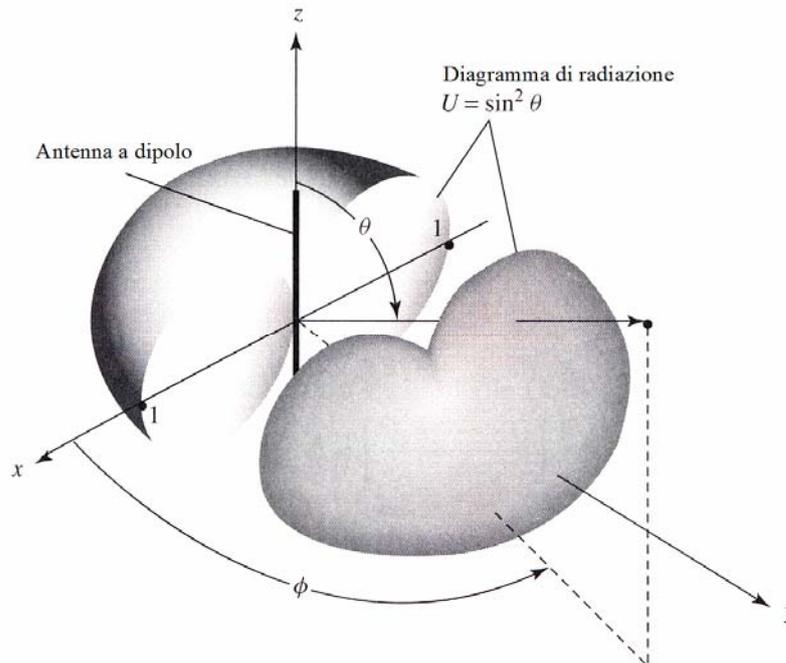


Fig IV-2. Diagramma di radiazione del dipolo elementare

4.5 Il dipolo di lunghezza finita

Studiamo ora il campo elettromagnetico prodotto da un dipolo di lunghezza finita. Trascuriamo il caso di dipoli molto piccoli rispetto alla lunghezza d'onda, e concentriamo l'attenzione sui dipoli di maggiori dimensioni, posti, per facilità di studio, lungo l'asse z di un sistema di coordinate rettangolari, come illustrato nelle figure IV-3 e IV-4.

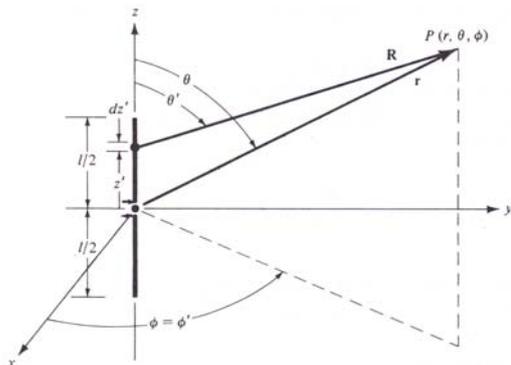


Fig IV-3. Dipolo di lunghezza finita

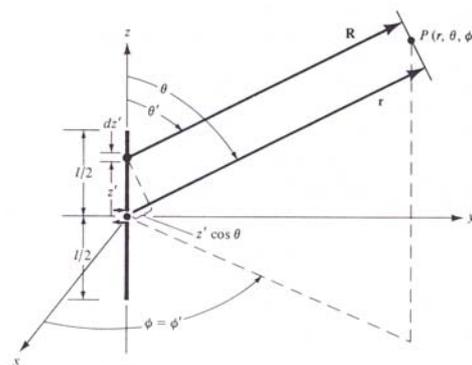


Fig IV-4. Il caso del campo lontano per il dipolo di lunghezza finita

Per trovare il campo e.m. irradiato dall'antenna, viene utilizzato il metodo dei potenziali vettori. Si tratta di calcolare il potenziale vettore magnetico

$$\bar{\mathbf{A}}(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_l \bar{\mathbf{I}}_e(x', y', z') \frac{e^{-jkR}}{R} dl' \quad (\text{IV-21})$$

dove $\bar{\mathbf{I}}_e$ rappresenta la distribuzione (vettoriale) della corrente lungo i due fili conduttori dell'antenna.

Si è interessati a calcolare (o misurare) il campo in una regione di spazio molto distante dall'antenna. Per questo è possibile effettuare delle approssimazioni della (IV-21) che erano già state introdotte nel paragrafo 2.6.

Si faccia riferimento alla figura IV-4; i termini della (IV-21) che si riferiscono all'ampiezza sono esprimibili ricorrendo all'approssimazione $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'| \cong |\mathbf{r}| = r$, cioè la distanza tra punto di osservazione e il generico punto della sorgente è posto circa uguale alla distanza tra il punto di osservazione e l'origine degli assi. Invece, per esprimere i termini che si riferiscono alla fase, possiamo scrivere $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'| \cong r - \mathbf{r}' \cdot \hat{\mathbf{r}}$, che nel caso indicato in figura può essere riscritta come $R \cong r - z' \cos \theta$.

Per un dipolo di lunghezza l , alimentato al centro, viene spesso impiegata la seguente relazione, che approssima la distribuzione della corrente:

$$\bar{\mathbf{I}}_e(z') = \begin{cases} I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right] \hat{\mathbf{z}}, & 0 \leq z' \leq \frac{l}{2} \\ I_0 \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right] \hat{\mathbf{z}}, & -\frac{l}{2} \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (\text{IV-22})$$

Si noti che la corrente sui conduttori $\bar{\mathbf{I}}_e$ dipende solamente da z' , in quanto il diametro dei due conduttori è ritenuto trascurabile.

Il dipolo può essere suddiviso in elementi di lunghezza infinitesima percorsi da corrente. A questo punto è possibile applicare il principio della sovrapposizione degli effetti alla formula (IV-15) e ricavare il campo elettrico in una regione di campo lontano utilizzando le approssimazioni viste per i termini di fase ed i termini di ampiezza. Si ottiene la seguente relazione:

$$\bar{\mathbf{E}}_\theta = \int_{-l/2}^{l/2} d\bar{\mathbf{E}}_\theta = j\eta \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \left[\int_{-l/2}^{l/2} \bar{\mathbf{I}}_e(z') e^{jkz' \cos \theta} dz' \right] \quad (\text{IV-23})$$

La relazione sopra citata può essere vista come il prodotto di un fattore di elemento (uguale al campo irradiato dal dipolo elementare posto nell'origine degli assi) per un fattore di spazio (relativo alla distribuzione di corrente lungo il dipolo).

Passando attraverso alcune manipolazioni matematiche [1] si possono trovare le seguenti formule per il campo elettromagnetico

$$\bar{\mathbf{E}}_\theta = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta \right) - \cos \left(\frac{kl}{2} \right)}{\sin \theta} \right] \quad (\text{IV-24})$$

$$\bar{\mathbf{H}}_\phi = \frac{\bar{\mathbf{E}}_\theta}{\eta} = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta \right) - \cos \left(\frac{kl}{2} \right)}{\sin \theta} \right]$$

Altri parametri importanti per un dipolo di lunghezza finita, sono:

- Densità di potenza media irradiata

$$\bar{\mathbf{W}}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}(\bar{\mathbf{E}} \times \bar{\mathbf{H}}^*) = \frac{1}{2} \text{Re}\left(\bar{E}_\theta \hat{\boldsymbol{\theta}} \times \frac{\bar{E}_\theta^*}{\eta} \hat{\boldsymbol{\phi}}\right) = \frac{|\bar{E}_\theta|^2}{2\eta} \hat{\mathbf{r}} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2 \hat{\mathbf{r}} \quad (\text{IV-25})$$

- Intensità di radiazione

$$U = r^2 \bar{\mathbf{W}}_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2 \quad (\text{IV-26})$$

La figura sottostante riporta i diagrammi di radiazione (nel piano E) relativi a dipoli di lunghezza differente.

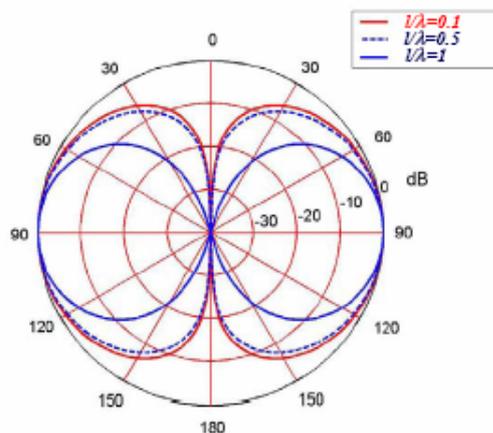


Fig IV-5. Diagramma di radiazione per dipoli di varia lunghezza

Come si può notare, solamente il dipolo di lunghezza $l = \lambda$ ha un diagramma che si discosta sensibilmente dagli altri. Inoltre, quando la lunghezza dell'antenna aumenta e supera il valore della lunghezza d'onda, iniziano a comparire ulteriori lobi nel diagramma di radiazione.

Per queste ragioni, l'apertura del diagramma di radiazione a 3dB (detta "beamwidth") varia in funzione della lunghezza:

$$\begin{aligned} l \ll \lambda & \quad \text{Beamwidth} = 90^\circ \\ l = \lambda/4 & \quad \text{Beamwidth} = 87^\circ \\ l = \lambda/2 & \quad \text{Beamwidth} = 78^\circ \\ l = 3\lambda/4 & \quad \text{Beamwidth} = 64^\circ \\ l = \lambda & \quad \text{Beamwidth} = 47.8^\circ \end{aligned} \quad (\text{IV-27})$$

È interessante osservare anche la variazione della distribuzione della corrente nei conduttori al variare della lunghezza del dipolo. Una rappresentazione grafica di queste distribuzioni viene fornita in figura IV-6.

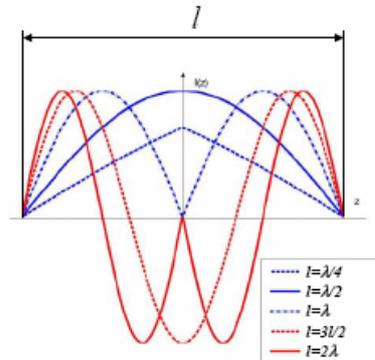


Fig IV-6. Distribuzione di corrente per un dipolo sottile

○ Potenza irradiata

Per ricavare questa potenza si parte dal vettore di Poynting indicato nella (IV-25) e si integra su una sfera di raggio r. Ricorrendo a complesse manipolazioni matematiche [1], si perviene alla formula

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \overline{W}_{av} r^2 \sin \theta d\theta d\phi = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \{C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl)[S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl)[C + \ln(kl/2) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)]\} \quad (IV-28)$$

dove $C=0.5772$ rappresenta la costante di Eulero, mentre C_i e S_i sono il seno e coseno integrali [1].

○ Resistenza di radiazione

Per ricavare questa grandezza si fa uso della (IV-11). Possiamo scrivere la formula:

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{2\pi} \{C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl)[S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl)[C + \ln(kl/2) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)]\} \quad (IV-29)$$

○ Direttività

L'antenna a dipolo è scarsamente direttiva, come mette in evidenza la figura IV-5 sui diagrammi di radiazione. Tuttavia la direttività del dipolo aumenta all'aumentare della sua lunghezza; quando però questa lunghezza supera la lunghezza d'onda, compaiono lobi secondari e viene meno la direttività.

Esistono formulazioni matematiche per la direttività che partono dalla definizione (II-26); per queste si rimanda ai riferimenti bibliografici in [1].

o Resistenza d'ingresso

Nel paragrafo 2.9 l'impedenza d'ingresso è stata definita come il rapporto tra la tensione e la corrente ai terminali dell'antenna. Assumendo l'antenna senza perdite ($R_L = 0$), la potenza dissipata sulla resistenza d'ingresso sarà uguale alla potenza irradiata in corrispondenza della massima corrente:

$$\frac{|I_{ing}|^2}{2} R_{ing} = \frac{|I_0|^2}{2} R_r \quad (IV-30)$$

La corrente in ingresso è inoltre legata alla corrente massima dalla relazione

$$I_{ing} = I_0 \sin\left(\frac{kl}{2}\right) \quad (IV-31)$$

Pertanto la resistenza d'ingresso può essere scritta come

$$R_{ing} = \frac{R_r}{\sin^2\left(\frac{kl}{2}\right)} \quad (IV-32)$$

Nella figura IV-7 vengono riportati gli andamenti della resistenza d'ingresso, della resistenza di radiazione e della direttività al variare della lunghezza dell'antenna da 0 a 3λ .

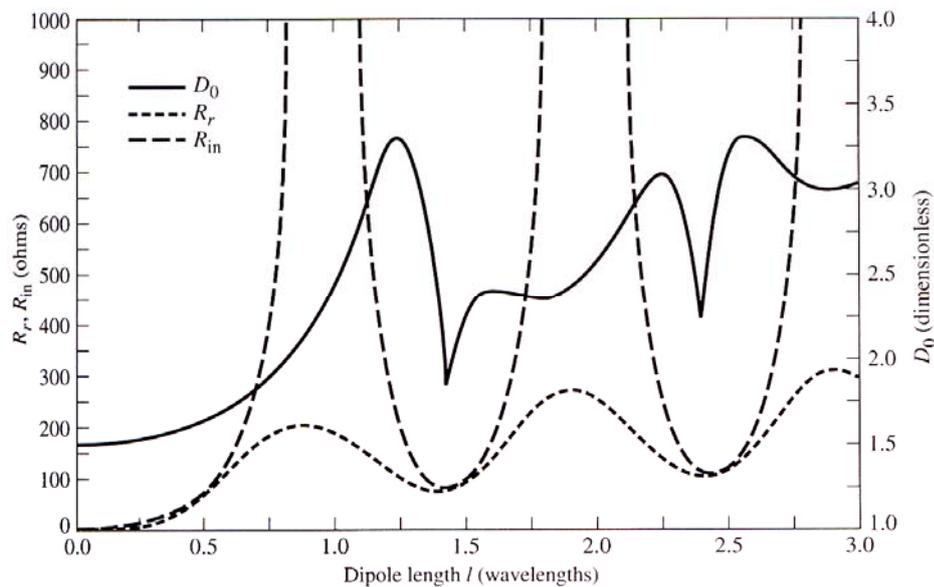


Fig IV-7. Resistenza d'ingresso, resistenza di radiazione e direttività al variare della lunghezza del dipolo

Come si può notare dalla figura soprastante, la resistenza ai terminali d'ingresso dell'antenna assume un valore molto elevato (teoricamente infinito) in corrispondenza di lunghezze del dipolo multiple di λ .

In realtà questo non accade, in quanto la distribuzione della corrente lungo il dipolo non è esattamente sinusoidale, soprattutto in corrispondenza dei terminali d'alimentazione. Questo è dovuto al fatto che i fili conduttori di cui è costituito

il dipolo non hanno diametro nullo. Inoltre i terminali dell'antenna sono posti ad una certa distanza tra loro, che è infinitesima solo idealmente.

Tuttavia il valore della resistenza d'ingresso è estremamente alto quando $l = \lambda, 2\lambda, 3\lambda, \dots$ e anche per questa ragione dipoli di queste dimensioni non sono stati adottati nel progetto satellitare.

4.6 Il dipolo in $\lambda/2$

L'antenna presa in considerazione per il progetto satellitare Atmo Cube è un dipolo di lunghezza $l = \frac{\lambda}{2}$, che è una delle antenne maggiormente impiegate.

Il dipolo a mezza lunghezza d'onda ha, tra le sue caratteristiche, il pregio di presentare una resistenza d'ingresso di circa 70Ω , ed è quindi facile realizzare l'adattamento d'impedenza a 50Ω .

Per il dipolo utilizzato, le (IV-15) diventano:

$$\bar{E}_\theta = j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (IV-33)$$

$$\bar{H}_\phi = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]$$

Le espressioni pratiche per la densità di potenza media e per l'intensità di radiazione sono:

$$\bar{W} = \frac{|\bar{E}_\theta|^2}{2\eta} \hat{\mathbf{r}} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \hat{\mathbf{r}} \cong \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \sin^3 \theta \hat{\mathbf{r}} \quad (IV-34)$$

$$U = r^2 \bar{W} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \cong \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \sin^3 \theta \quad (IV-35)$$

Con queste possiamo ricavare il diagramma di radiazione dell'antenna. Ricordiamo che l'apertura di tele diagramma a 3dB è pari a 78° .

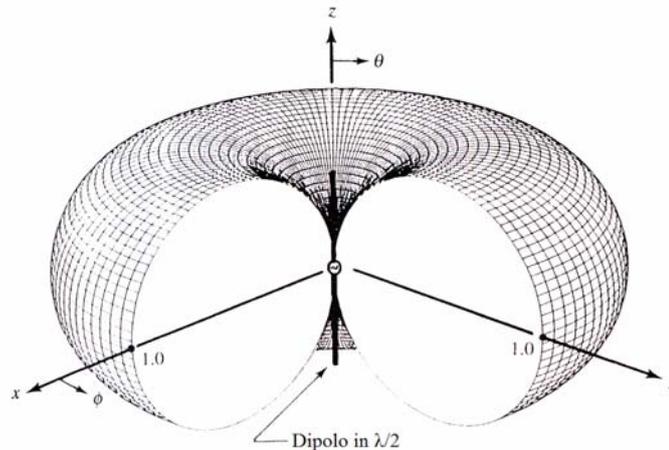


Fig IV-8. Diagramma di radiazione di un dipolo di lunghezza $l = \frac{\lambda}{2}$

Particolarmente interessante è il calcolo della direttività massima:

$$D_0 = \frac{U_{\max}}{\frac{P_{\text{rad}}}{4\pi}} = \frac{U_{\max} |_{\theta=\pi/2}}{\frac{P_{\text{rad}}}{4\pi}} = \frac{4}{C_{\text{in}}(2\pi)} = \frac{4}{2.435} \cong 1.643 \quad (\text{IV-36})$$

La corrispondente area efficace sarà

$$A_{\text{eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_0 \cong 0.13\lambda^2 \quad (\text{IV-37})$$

Infine ricaviamo la resistenza di radiazione nel caso di antenna che irradia nello spazio libero. Tale resistenza è data dalla formula:

$$R_r = \frac{2P_{\text{rad}}}{|I_0|^2} = \frac{\eta}{4\pi} C_{\text{in}}(2\pi) = 30(2.435) \cong 73\Omega \quad (\text{IV-38})$$

4.7 Dati del progetto

Lo scopo del progetto è quello di realizzare un'antenna da installare sul satellite, per realizzare un sistema di comunicazione Terra – satellite. Tale sistema ha differenti caratteristiche, alcune delle quali pongono dei vincoli sulla scelta e la progettazione della struttura radiante:

- Frequenza in “uplink”: 437.847 MHz;
- Frequenza in “downlink”: 437.490 MHz;
- Dimensioni massime del satellite: cubo di lato 13cm;
- L'antenna realizzata, se di dimensioni maggiori di quelle del satellite, deve avere un sistema di apertura che entra in funzione dopo il lancio;
- Il satellite Atmo Cube presenta delle celle solari disposte opportunamente su cinque delle sei facce del cubo. La rimanente faccia è a disposizione dell'antenna.

Si possono fare, dunque, le seguenti considerazioni:

- Le caratteristiche sopra citate non impongono particolari vincoli sul diagramma di radiazione dell'antenna, se non quello di non essere

particolarmente direttivo, in modo da “coprire” una vasta porzione di superficie terrestre. Il satellite, infatti, deve essere facilmente localizzabile ed è preferibile che il suo tempo di visibilità da parte della stazione di Terra (sita a Basovizza) sia il più lungo possibile. Per queste ragioni è opportuno cercare un adeguato compromesso tra larghezza del diagramma di radiazione e direttività.

- L’antenna da realizzare deve funzionare nella banda UHF (Ultra High Frequency). È sufficiente una sola antenna per le comunicazioni uplink e downlink, cioè per lo scambio d’informazioni tra stazione di Terra e satellite, e viceversa; infatti le due frequenze utilizzate differiscono tra loro di appena qualche centinaio di KHz. Quindi l’antenna adottata non deve essere a larga banda; deve invece funzionare su una frequenza data dalla media delle frequenze up e downlink:

$$f = \frac{f_{UP} + f_{DOWN}}{2} = 437.6685 \text{MHz} \quad (\text{IV-39})$$

Dalla (IV-39) si può ricavare facilmente la lunghezza d’onda, tenendo conto che l’antenna irradia nello spazio e la velocità di propagazione sarà quella della luce:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{437.6685 \cdot 10^6} = 68.54 \text{cm} \quad (\text{IV-40})$$

- Come si nota dalla (IV-40), la lunghezza d’onda del campo elettromagnetico irradiato o ricevuto dall’antenna è molto grande se comparata alla dimensione massima del satellite (13cm). Questo è un aspetto rilevante che non consente di impiegare alcune tipologie di antenne.
- L’antenna da impiegare sarà allocata su una faccia del “cubo” oppure dovrà essere dotata di un sistema di espulsione o di sgancio.
- Volendo realizzare un dipolo a mezza lunghezza d’onda, occorre tener presente che la sua lunghezza sarà circa

$$l = \lambda / 2 = 34.27 \text{cm} \quad (\text{IV-41})$$

L’antenna da montare sul satellite sarà quindi costituita da due fili di materiale conduttore, ciascuno di lunghezza pari a

$$l' = \lambda / 4 = 17.13 \text{cm} \quad (\text{IV-42})$$

- Si può facilmente capire dalle (IV-41) e (IV-42) che il dipolo non potrà essere allocato direttamente sulla faccia libera del satellite, ma dovrà essere provvisto di un sistema di sgancio.

A questo fine sono state ideate due possibili soluzioni, che hanno portato a mutare l’aspetto esteriore del satellite. La geometria è passata da quella di cubo a quella di parallelepipedo di base quadrata (lato 13cm) ed altezza 10cm, al quale viene sovrapposto un cilindro di diametro 10cm ed altezza 3cm. La struttura è illustrata in figura IV-9.

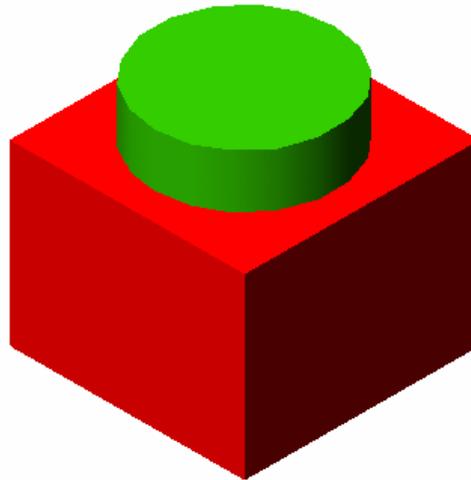


Fig IV-9. Geometria esterna del satellite

- a) La prima soluzione per inserire il dipolo è realizzare i due fili di materiale conduttore con dei nastri di acciaio da avvolgere attorno al cilindro. Una volta che il satellite ha raggiunto una condizione di stabilità alla sua altezza di orbita, i due nastri saranno “sganciati” ed andranno ad assumere la forma classica del dipolo (come indicato in figura IV-10).

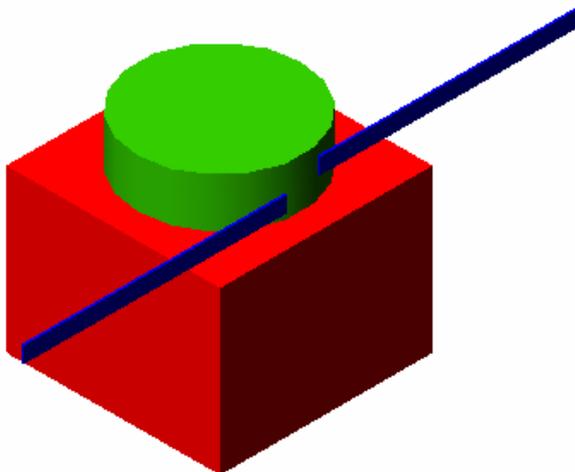


Fig IV-10. Formazione del dipolo dopo la stabilizzazione in orbita, mediante sgancio di due nastri di rame avvolti sul cilindro

Il sistema di sgancio può essere costituito da un contatto termico che tiene fermi i due nastri; questo contatto viene poi riscaldato fino alla sua rottura, permettendo il rilascio dei due conduttori che vanno ad assumere la loro posizione finale.

Un ulteriore particolare da rilevare è il posizionamento dei due nastri; questi non sono allineati bensì sfalsati di 1cm, come indicato nella vista di figura IV-11. Ciò è dovuto alla lunghezza dei due nastri (circa 34cm) da avvolgere attorno al cilindro (di raggio 5cm) avente una lunghezza di semicirconferenza di soli $p = \pi r = 15.7cm$. Inoltre, porre i due nastri sfalsati permette di posizionare il sistema di sgancio nella zona posteriore del cilindro.

I due nastri saranno fissati nella parte anteriore del cilindro (vista di figura IV-11) tramite viti di fissaggio; saranno inoltre applicati dei fori in questa parte del cilindro per permettere il passaggio dei cavi di alimentazione. La rete di alimentazione si trova infatti all'interno del cilindro.

Per ovvi motivi legati all'isolamento dei due nastri conduttori, il cilindro dovrà essere realizzato con un materiale isolante, come ad esempio il nailon.

Le rimanenti facce del satellite, invece, saranno realizzate in alluminio, quindi con materiale conduttore.

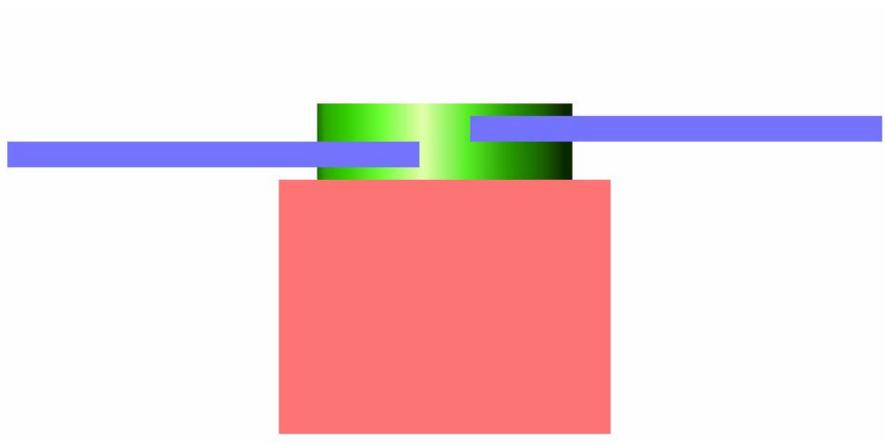


Fig IV-11. Vista frontale del satellite

- b) La seconda soluzione è basata sull'utilizzo di due pioli. I nastri, invece di venir avvolti attorno al cilindro, vengono avvolti sui due pioli, fissati lungo l'altezza del cilindro. I due pioli sono a loro volta racchiusi all'interno di una scatola. Una volta in orbita la scatola verrà aperta e i due bracci del dipolo si srotoleranno, raggiungendo la posizione finale.
- Il dipolo a mezza lunghezza d'onda viene molto spesso accorciato rispetto alla sua lunghezza ideale, allo scopo di ottenere un'impedenza d'ingresso dell'antenna vicina ai 50Ω e quindi per realizzare l'adattamento d'impedenza. Nelle simulazioni che seguono si è scelto di utilizzare la seguente lunghezza per il dipolo:

$$l = \lambda \cdot 0.47 = 32.2cm \quad (IV-43)$$

invece della lunghezza di 34.27cm teorica.

- Il dipolo, indipendentemente dal tipo di sistema di sgancio adottato, dovrà sempre essere parallelo alla superficie terrestre, in modo che il diagramma di radiazione abbia il massimo rivolto verso il suolo. Questo è un aspetto da tenere in considerazione nelle simulazioni di stabilità ed assetto del satellite.
- Inizialmente si intendeva munire il satellite di un'ulteriore antenna che trasmettesse di continuo verso Terra con l'intento di comunicarne la posizione. Quest'antenna, detta "beacon" o "boom", è stata poi eliminata, scegliendo di effettuare un altro algoritmo per la segnalazione e trasmissione dei dati e rinunciando alla segnalazione continua della presenza del satellite.
- Appare evidente, da quanto già esposto, che l'antenna a dipolo risulta essere una buona scelta poiché soddisfa alcuni requisiti indispensabili: dimensioni ridotte, facilità di realizzazione, costo ridotto, possibilità di realizzare un semplice sistema di sgancio, diagramma di radiazione adatto agli impieghi.

4.7 Le Simulazioni

Prima di eseguire il progetto dell'antenna satellitare, così come appare in figura IV-10, è utile studiare come il satellite influisca sul diagramma di radiazione emesso da un'antenna a dipolo.

Come detto in precedenza, il satellite è costruito in alluminio, e sopra una faccia è fissato un cilindro di materiale isolante. L'alluminio è un buon conduttore, e permette di schermare gli apparati che si trovano all'interno del satellite. Nelle simulazioni eseguite, la parte in alluminio viene rappresentata con facce di materiale conduttore elettrico perfetto.

Ora è necessario valutare come varia il diagramma di radiazione tipico di un dipolo (figura IV-8) in presenza del materiale conduttore. Il lato di ciascuna faccia ha una lunghezza di 13cm, cioè 0.189λ ; si può già intuire che il satellite non influirà eccessivamente sul diagramma di radiazione.

- La prima simulazione interessante è valutare il diagramma di radiazione prodotto da un dipolo in presenza di un cubo di lato 13cm posto a diverse distanze: prima a 2cm e poi ad 80cm.
La situazione descritta è rappresentata in figura IV-12; in questa si può notare il dipolo, alimentato al centro con una sorgente di tensione, e il satellite posto a distanza ravvicinata dall'antenna.

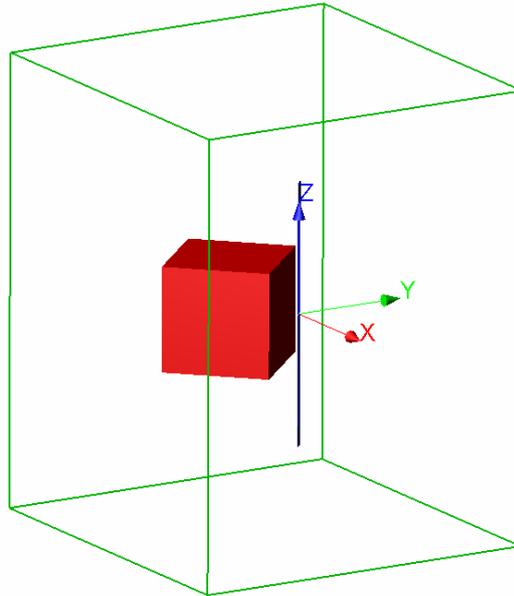


Fig IV-12. Struttura satellite – antenna distanti 2cm

In accordo con quanto detto in precedenza, il dipolo è stato realizzato con due nastri di materiale conduttore, lunghi ciascuno 16,1cm e spessi 1mm. Il parallelepipedo verde in figura è il sensore di campo lontano; questo sensore viene posto ad adeguata distanza dal sistema in misura in modo tale da poter valutare il campo elettrico e la direttività nella regione di campo lontano.

Il diagramma prodotto dal sistema di figura IV-12 viene riportato in figura IV-13. Come si può notare questo diagramma si discosta da quello del dipolo ideale; non si entra ora nel merito delle conseguenze date dal diagramma di radiazione ottenuto, poiché questa simulazione si riferisce ad un caso utile del punto di vista teorico ma non ha un riscontro pratico.

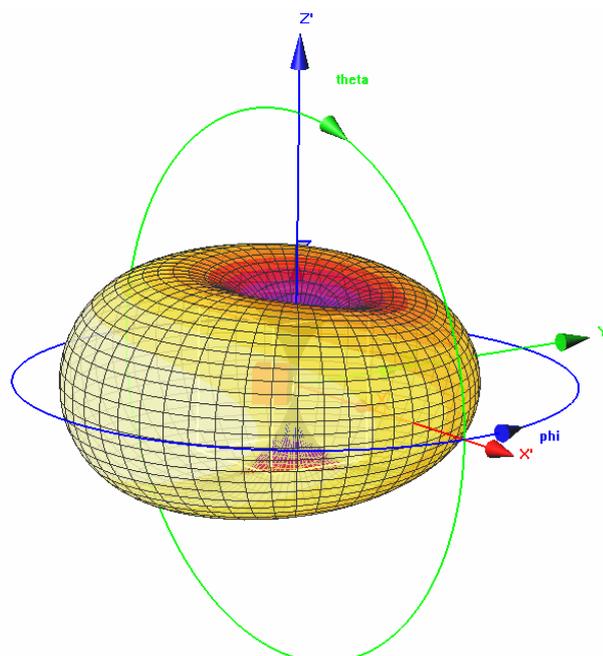


Fig IV-13. Diagramma di radiazione del sistema radiante in figura IV-12

Si descrive ora un'altra simulazione, simile alla precedente tranne per il posizionamento del satellite (il cubo conduttore) che ora si trova distante 80cm dall'antenna, cioè ad una distanza maggiore di una lunghezza d'onda ($\lambda = 68.54\text{cm}$). La nuova situazione viene illustrata nella figura IV-14, mentre il risultato della simulazione viene riportato in figura IV-15. In quest'ultima figura si osserva che il diagramma di radiazione è più "vicino" a quello ideale, poiché il satellite si trova ad una distanza dall'antenna tale da ridurre la sua interferenza sul campo irradiato.

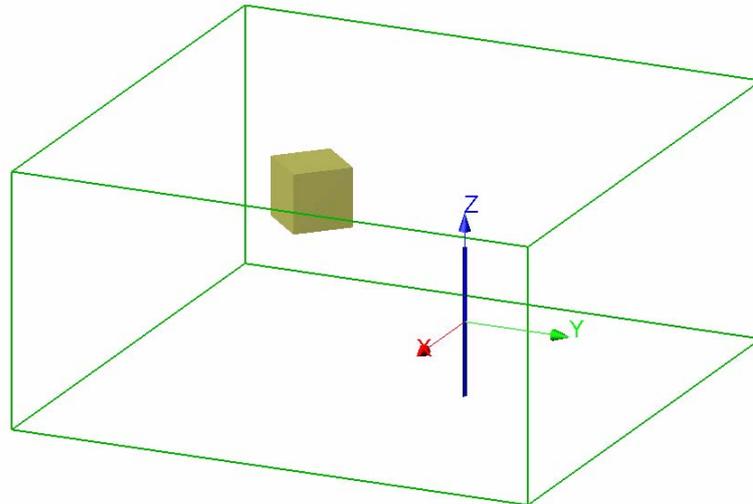


Fig IV-14. Antenna situata a distanza di 80cm dal cubo

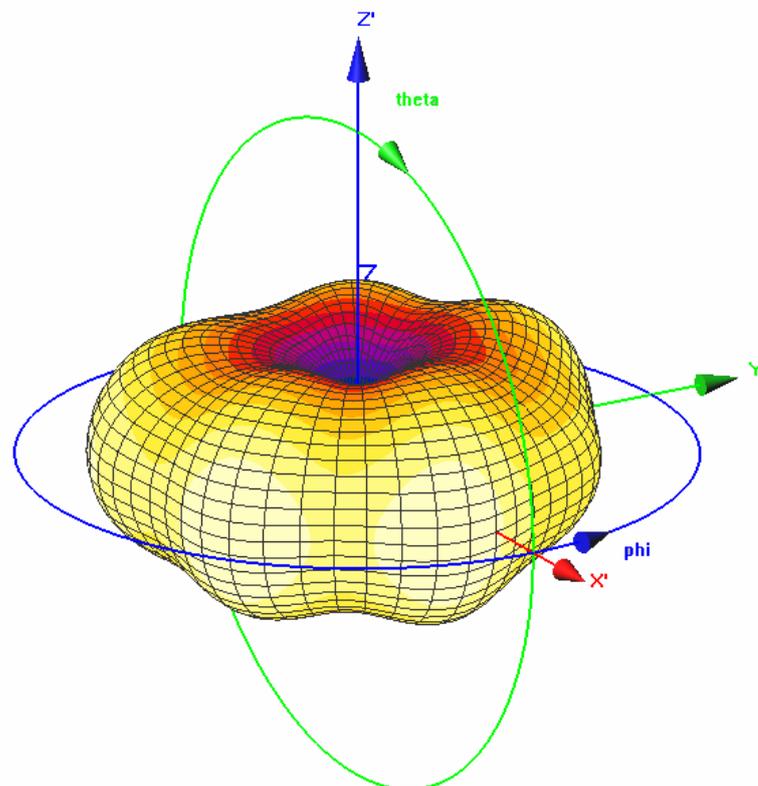


Fig IV-15. Diagramma di radiazione della struttura in figura IV-14

- Viene ora esposta la simulazione più importante, quella relativa al progetto Atmo Cube. Si parte, al solito, dal disegno tecnico realizzato tramite il software di simulazione SemCad; tale disegno è riportato in figura IV-16.

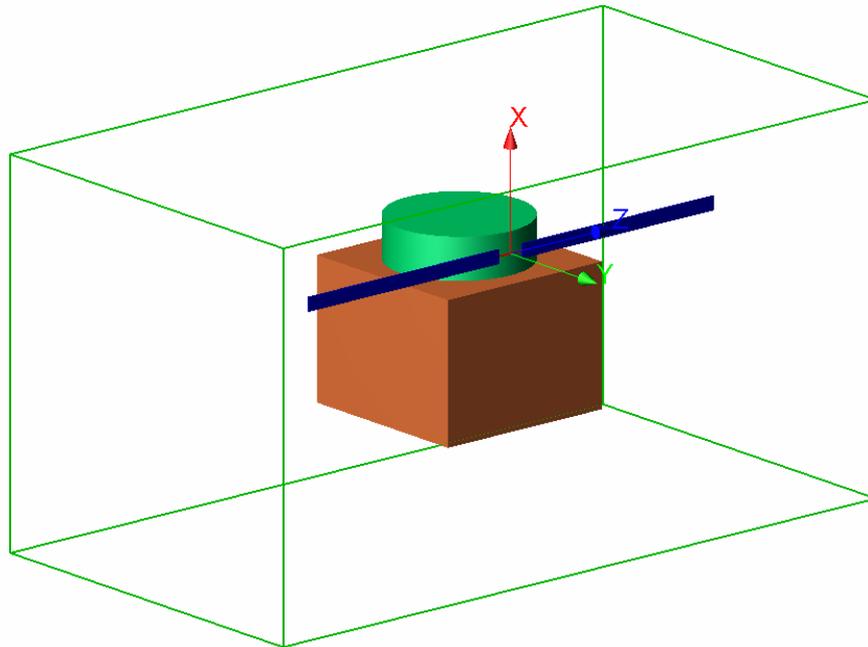


Fig IV-16. Struttura prevista per il sistema antenna – satellite

La figura mostra il satellite nel suo aspetto esteriore, con le facce in alluminio, il cilindro in plastica e i due nastri conduttori a formare il dipolo a mezza lunghezza d'onda. Le dimensioni nel disegno sono conformi alle misure elencate in precedenza e modificano così il disegno realizzato con Solid Works riportato nel capitolo 1.

Sono state effettuate due simulazioni del dispositivo: una nel tempo ed una in frequenza. Attraverso le due simulazioni si ottengono alcune misure di campo comuni, che hanno dato risultati identici, ed altre misurazioni che si possono apprezzare solo nel dominio del tempo oppure nel dominio della frequenza.

Di seguito vengono elencati i risultati dell'analisi nel tempo del progetto.

L'eccitazione della struttura radiante avviene tramite una Edge Source (si veda il capitolo 3), cioè una sorgente di tensione avente resistenza interna pari a 50Ω . Questo valore d'impedenza, congiuntamente al valore simulato dell'impedenza d'ingresso, consente di valutare l'adattamento linea di trasmissione – antenna. La sorgente di tensione è caratterizzata da un impulso della durata di 10ns, mentre la simulazione ha una durata di 20ns. Attraverso un impulso così breve, riportato in figura IV-17, si può osservare e studiare il comportamento del dispositivo al variare della frequenza.

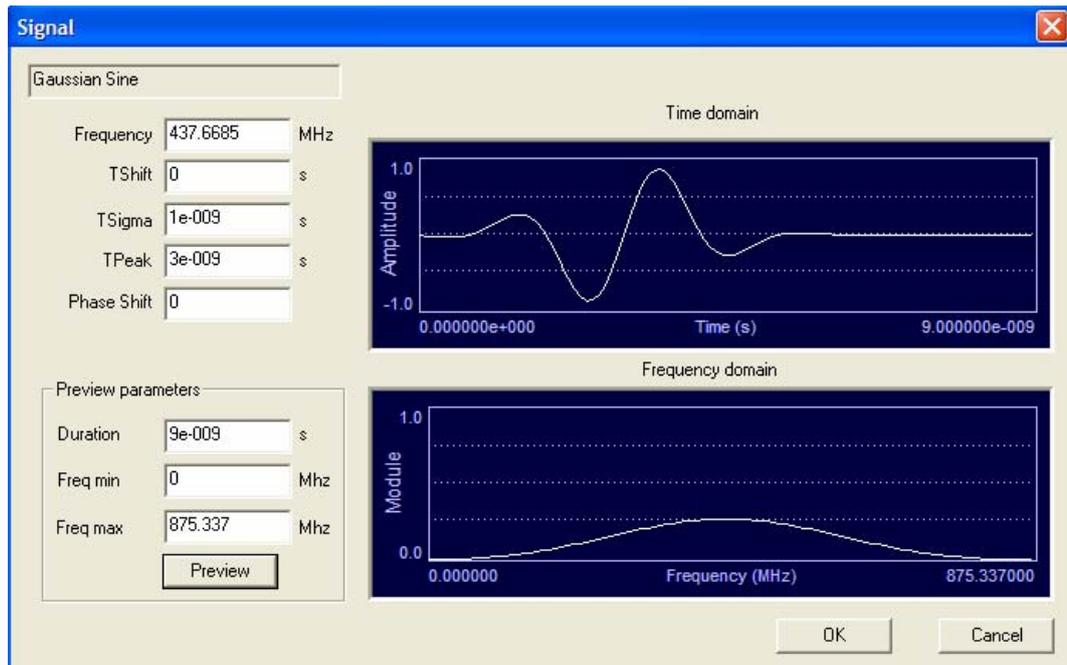


Fig IV-17. Alimentazione del sistema

In figura IV-17 l'indicazione *frequency* si riferisce alla frequenza centrale del segnale; *TShift* è il ritardo con il quale inizia l'impulso; *TSigma* rappresenta la deviazione standard dell'involuppo; *TPeak* indica l'intervallo temporale necessario perché l'impulso raggiunga il suo valore massimo; infine *Phase Shift* permette di effettuare aggiustamenti di fase del segnale [9].

Osservando i risultati della simulazione, possiamo subito analizzare il diagramma di radiazione ottenuto (figura IV-18). La rappresentazione tridimensionale riportata in figura è il grafico relativo alla distribuzione del campo elettrico nella regione di campo lontano. La scala del grafico è in decibel e normalizzata al valore massimo dell'intensità di campo. Questo diagramma presenta alcune differenze rispetto a quello di figura IV-8: innanzitutto non è esattamente omnidirezionale, cioè l'irradiazione emessa non è costante lungo le direzioni di un piano, in questo caso il piano $\theta = 90^\circ$; il valore massimo del campo si ha in corrispondenza delle coordinate sferiche $\theta = 90^\circ, \phi = 198^\circ$, ma in generale la radiazione massima si ha in corrispondenza di valori di ϕ appartenenti all'intervallo $195^\circ < \phi < 225^\circ$; questa zona corrisponde alla gradazione più chiara di giallo presente in figura IV-18. Per facilitare la comprensione del digramma tridimensionale, in figura IV-20 si riporta il grafico bidimensionale con le stesse gradazioni di colore. Il valore dell'intensità di campo in corrispondenza delle coordinate $\theta = 90^\circ, \phi = 90^\circ$ è circa 1.5dB inferiore al valore massimo. Per valori di ϕ tendenti ai 100° il valore del campo è praticamente uguale al campo massimo.

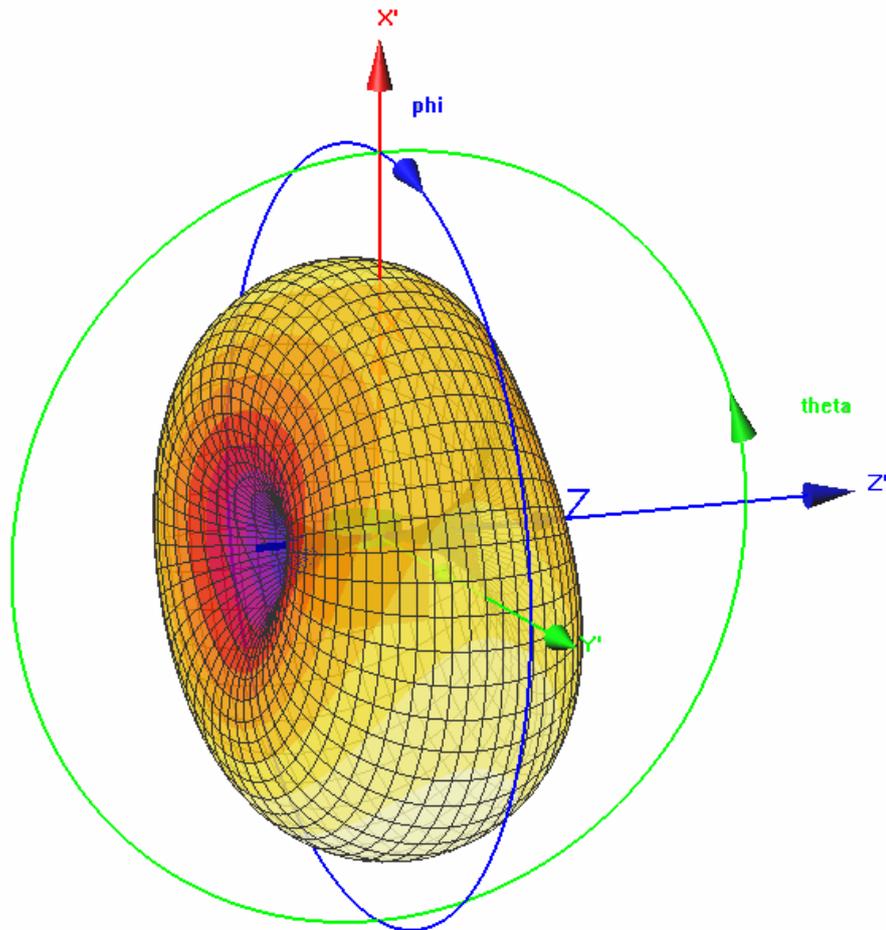


Fig IV-18. Diagramma di radiazione della struttura di figura IV-16

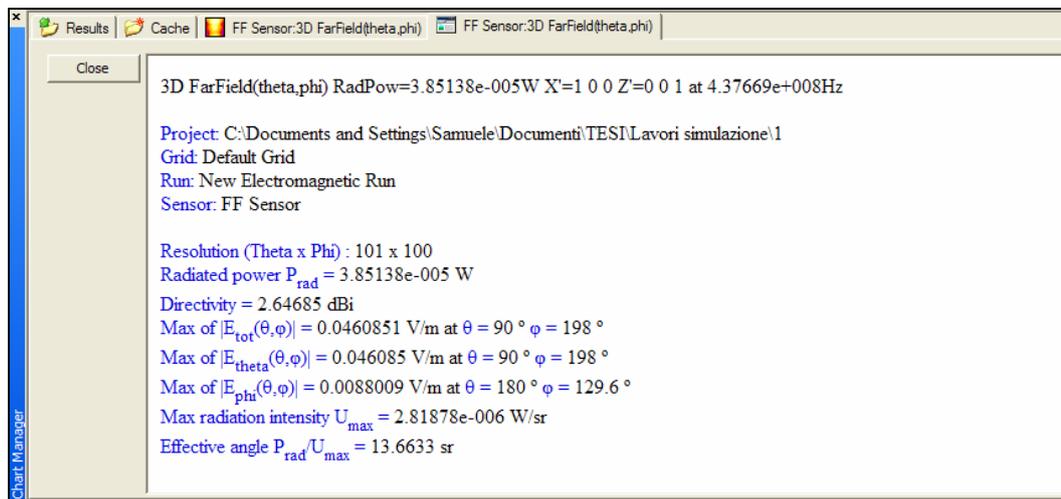


Fig IV-19. Dati misurati dal sensore di campo lontano, relativi alla simulazione di cui alla figura IV-18

In figura IV-19 viene riportata una tabella dei dati misurati dal sensore di campo lontano, tra i quali: la potenza irradiata dalla sorgente ($38.5\mu\text{W}$), la direttività (2.64dB) e le coordinate in corrispondenza della massima irradiazione del campo.

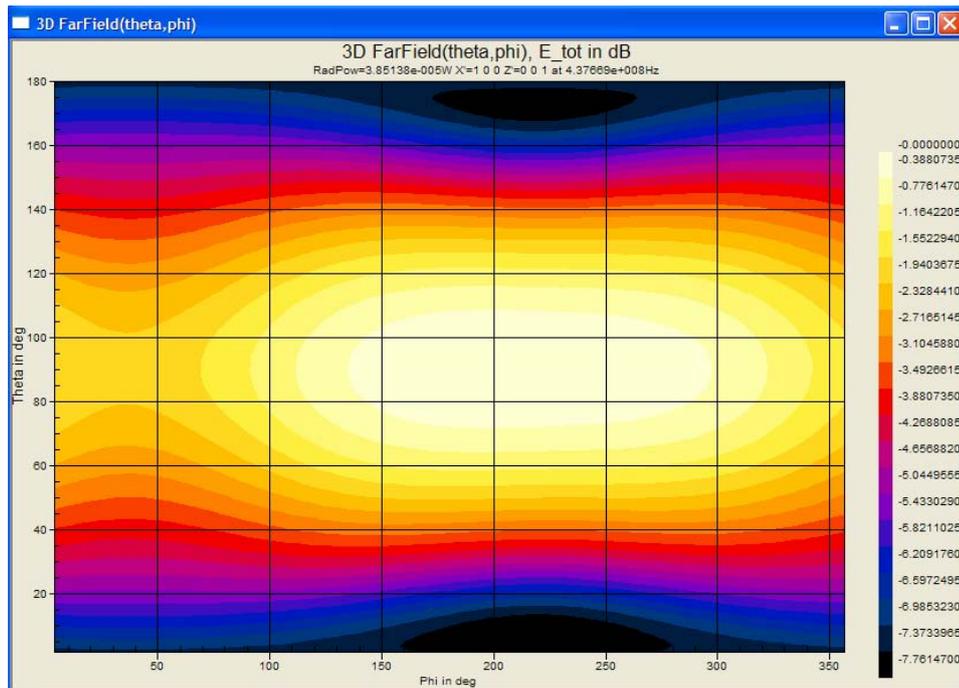


Fig IV-20. Rappresentazione bidimensionale del diagramma in figura IV-18

Altri due grafici interessanti vengono illustrati nelle figure IV-21 e IV-22. Essi rappresentano la direttività e l'intensità di campo, rispettivamente, lungo il piano XY. Si nota anche da questi grafici quanto precedentemente esposto, e cioè il comportamento non esattamente omnidirezionale del diagramma di radiazione.

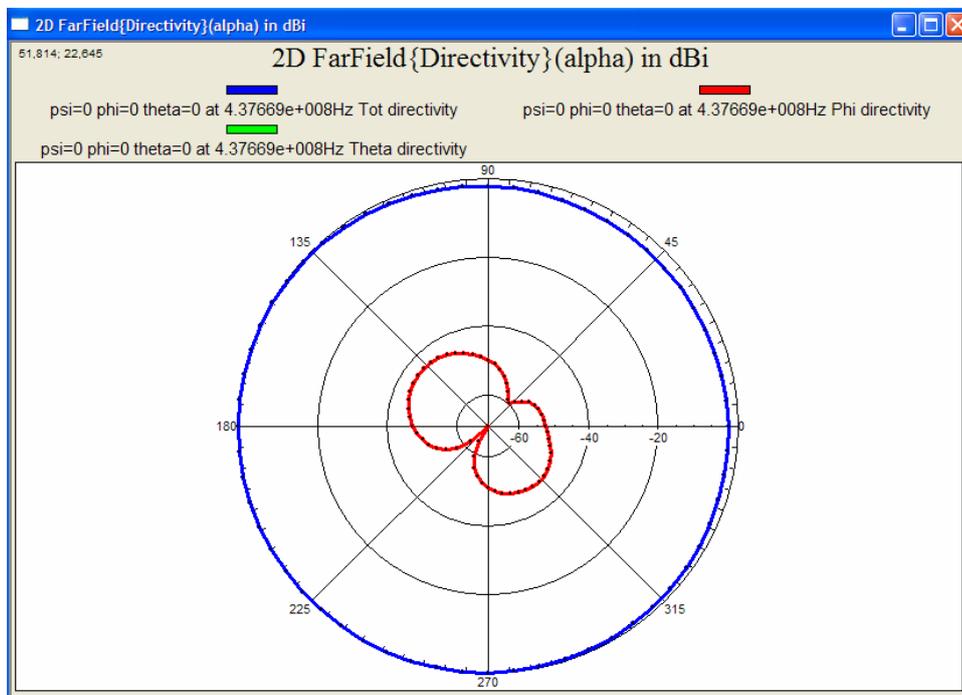


Fig IV-21. Direttività nel piano XY, relativa alla simulazione di cui alle figure IV-18,19,20.

Infatti la curva blu (relativa al campo o direttività totale) non è perfettamente circolare, anche se lo scostamento massimo dal comportamento ideale è di 2dB.

La curva rossa è relativa alla componente rispetto all'asse ϕ della direttività o dell'intensità di campo; il suo valore è talmente basso da non influenzare in modo significativo il diagramma di radiazione totale. Infatti la curva blu coincide esattamente con quella verde, relativa alla componente rispetto l'asse θ .

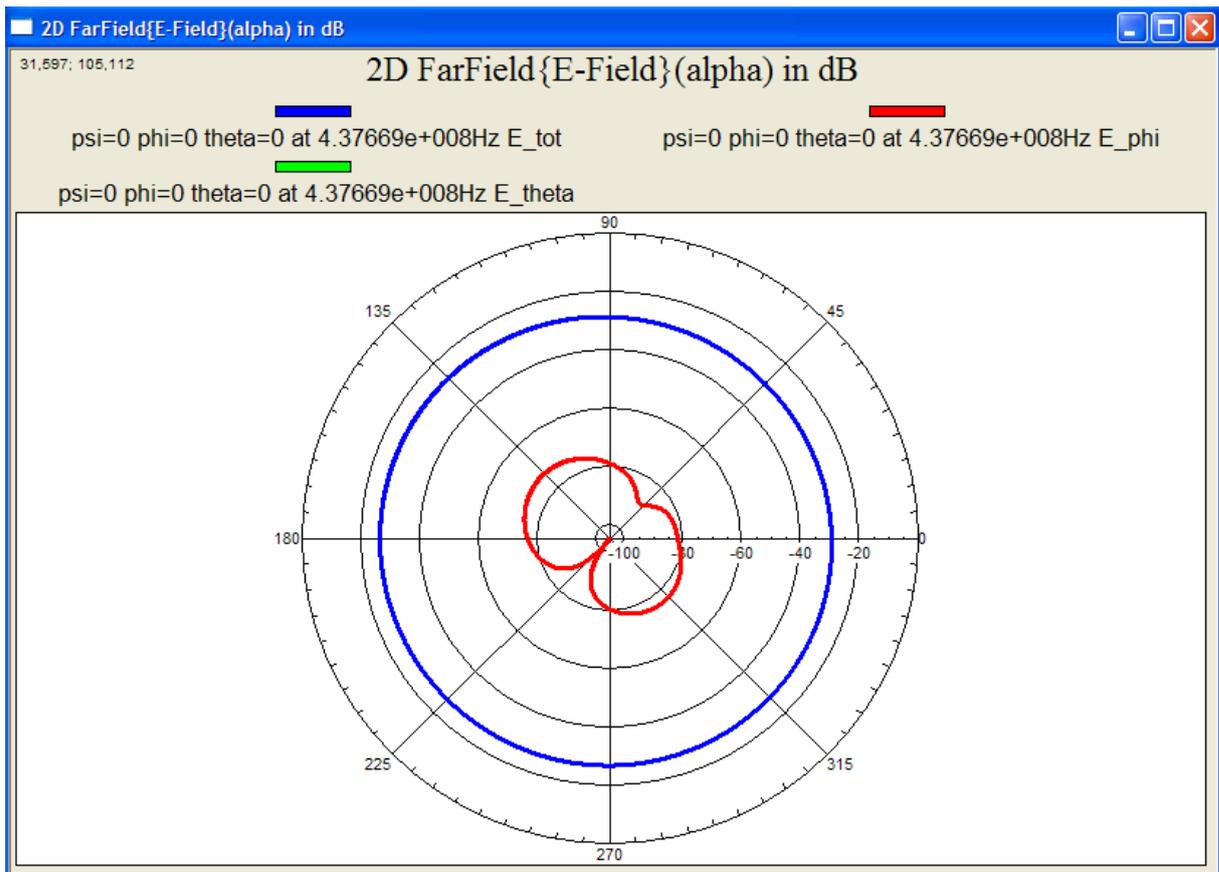


Fig IV-22 Intensità di campo nel piano XY, relativa alla simulazione di cui alle figure IV-18,19,20.

Un ultimo interessante risultato sui diagrammi di radiazione può essere ricavato dalla figura IV-23. L'HPBW, cioè l'apertura del diagramma a 3dB è di 73.6° , quindi vicina al valore teorico per il dipolo a $\lambda/2$ (78°); questo scostamento dal valore teorico è da imputare alla presenza del satellite che influenza la radiazione emessa dall'antenna, ma è dovuto soprattutto alla riduzione della lunghezza dell'antenna rispetto a $\frac{\lambda}{2}$ ($l = 0.47\lambda$).

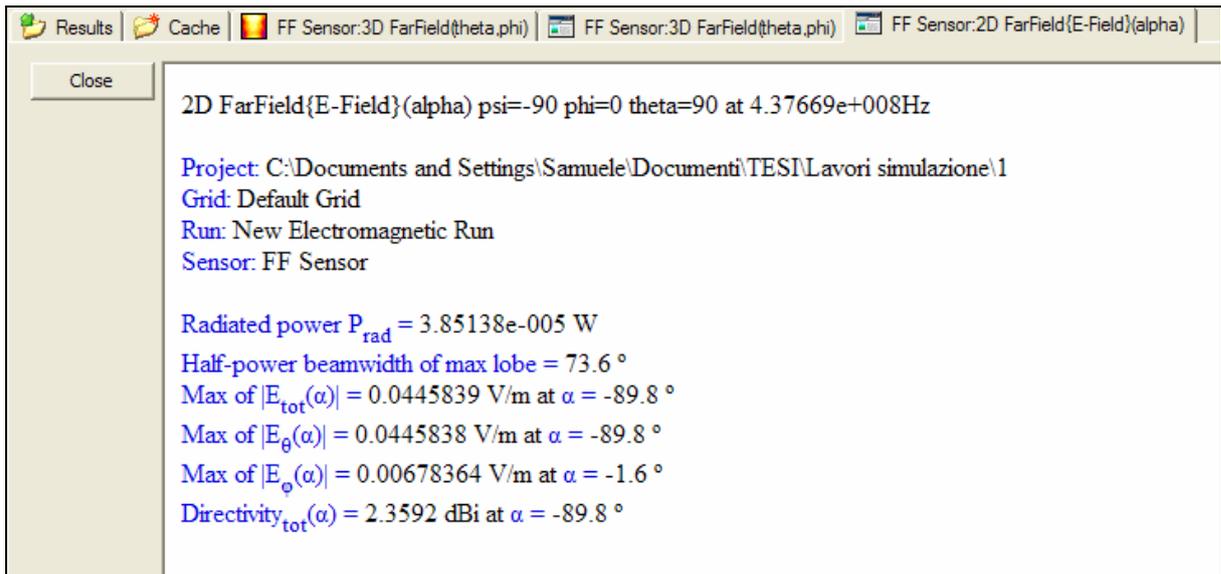


Fig IV-23. Dati misurati dal sensore campo lontano nel piano XY, relativi alla simulazione di cui alle figure IV-18,19,20

Nelle due figure che seguono sono riportati gli andamenti nel tempo della corrente e della tensione di eccitazione; si vede che l'eccitazione ha una durata di circa 10ns, poi l'impulso si annulla.

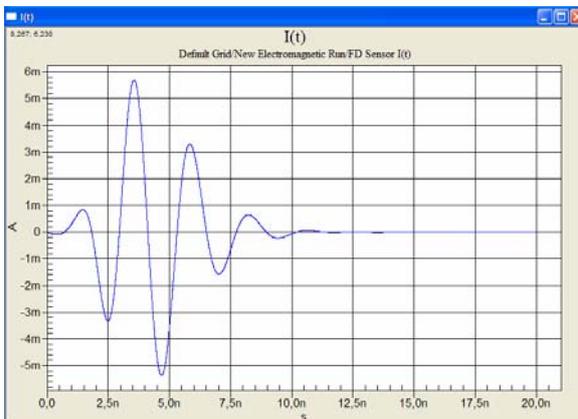


Fig IV-24. Corrente d'eccitazione

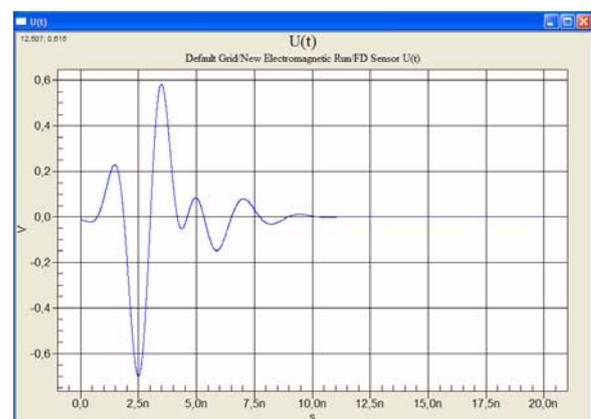


Fig IV-25. Tensione d'eccitazione

È interessante valutare anche l'impedenza d'ingresso ai terminali del dipolo. La figura IV-26 descrive le variazioni in frequenza della parte reale (curva blu), parte immaginaria (curva rossa) e modulo (curva verde) dell'impedenza dell'antenna. In corrispondenza della frequenza di lavoro (437MHz), il valore dell'impedenza è $Z_{ing} = (54.93 + j2.47)\Omega$; pertanto è molto semplice realizzare l'adattamento d'impedenza con una linea di trasmissione avente impedenza caratteristica di 50Ω (cavo coassiale).

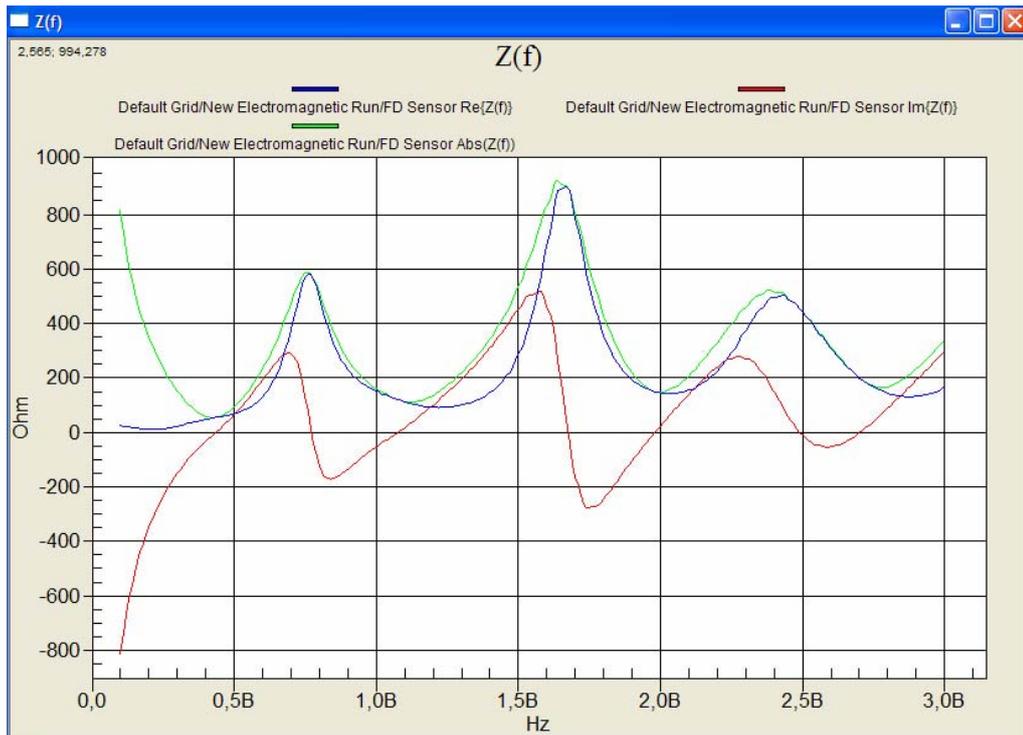


Fig IV-26. Impedenza d’ingresso ai terminali del dipolo in funzione della frequenza

Quindi il coefficiente di riflessione all’ingresso dell’antenna, individuato dal parametro s_{11} della matrice di diffusione tenderà a zero (a $-\infty$ in dB) alla frequenza di trasmissione (si veda la figura IV-27).

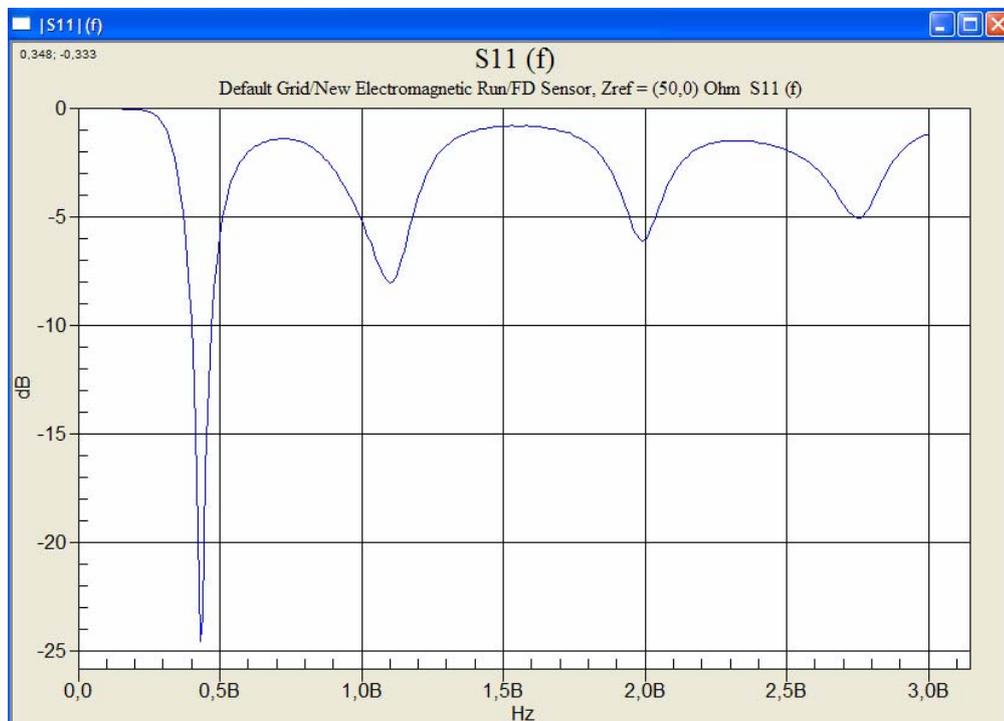


Fig IV-27. Andamento del parametro s_{11} in funzione della frequenza

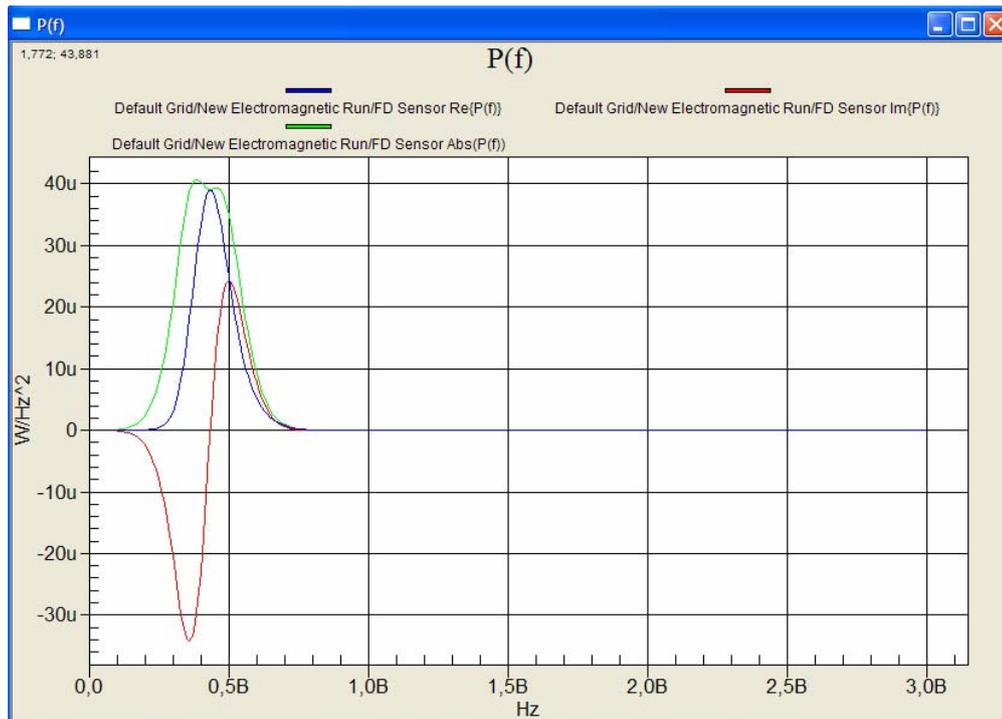


Fig IV-28. Potenza irradiata in funzione della frequenza

La figura IV-28, infine, mette in evidenza il comportamento della potenza in funzione della frequenza. Per la sorgente di tensione utilizzata, avente ampiezza di 1V, la potenza irradiata alla frequenza d'interesse è pari a $38.5\mu\text{W}$.

Nel grafico di figura IV-27 la lettera B nell'asse delle ascisse indica l'unità di misura, che in questo caso è il GHz; nel grafico di figura IV-28, invece, la lettera u nell'asse delle ordinate è utilizzata al posto della μ (micro).

4.8 Considerazioni e conclusioni

Al termine dello studio teorico sul dipolo, si è visto che questa tipologia di antenna ha prestazioni adatte agli scopi del progetto. In un secondo momento si è scelto di adottare il dipolo a mezza lunghezza d'onda, accorciando opportunamente la sua lunghezza per facilitare l'adattamento d'impedenza, e scegliendo per i due conduttori dimensioni tali da poter realizzare poi il sistema di sgancio. Infine, sono state eseguite diverse simulazioni, per valutare il posizionamento più adatto per l'antenna e con la finalità di ottenere stime di parametri quali il campo elettromagnetico irradiato, la direttività, l'HPBW e l'impedenza d'ingresso.

Al termine del lavoro svolto si può affermare che il dipolo si presenta come una valida proposta, facilmente realizzabile ed utilizzabile (si pensi all'apertura dei due "bracci" conduttori) e sicuramente molto economica.

Vi sono anche elementi negativi derivanti dall'impiego di questa struttura: le dimensioni del dipolo non sono affatto trascurabili, e ciò è dovuto alle basse frequenze scelte per la trasmissione dei dati; altre antenne richiederebbero dimensioni inferiori. Inoltre il diagramma di radiazione è quasi omnidirezionale, quindi molta potenza irradiata verrà "sprecata", perché non diretta verso la stazione di Terra. Tuttavia, l'apertura del diagramma stesso (determinata dall'HPBW) è di circa 74° , il che consente al satellite di risultare visibile entro un angolo piuttosto ampio.

Allo scopo di eseguire un confronto con altre possibili soluzioni, può essere utile valutare pregi e difetti di altre antenne, a partire dall'antenna a "patch". Questo permetterà di valutare quale sia la scelta migliore per il progetto Atmo Cube.

CAPITOLO 5

ANTENNA IN MICROSTRISCIA

5.1 Introduzione

Nel capitolo precedente è stata studiata in dettaglio l'antenna a dipolo a mezza lunghezza d'onda, mettendo in evidenza pregi e difetti derivanti dal suo impiego. In questo capitolo viene presa in considerazione un'altra importante soluzione, quella delle antenne in microstriscia. Al solito lo studio procederà iniziando da una discussione teorica sui principi alla base del funzionamento dell'antenna, per poi passare ad una sua realizzazione tenendo conto delle specifiche del progetto Atmo Cube. Infine saranno illustrate le varie simulazioni effettuate con il programma SemCad.

L'antenna in microstriscia, detta anche antenna patch (che significa pezza, toppa), è costituita da una piccola porzione di materiale conduttore (patch) e da un piano conduttore (ground plane), separati da un substrato dielettrico (figura V-1). Questa tipologia di struttura radiante fu proposta nel 1953 da Deschamps. Tuttavia, essa ha iniziato ad essere maggiormente impiegata a partire dagli ultimi 30 anni, quando i principali problemi legati a questa antenna sono stati via via risolti. Oggi l'antenna a patch si presenta come un'ottima scelta nelle comunicazioni satellitari, applicazioni militari, wireless LAN (Local Area Network), e in generale in tutti i sistemi di comunicazione nei quali venga richiesto all'antenna un basso profilo, piccole dimensioni, peso ridotto, basso costo, alte prestazioni, facilità di realizzazione e d'installazione.

Il materiale conduttore, normalmente realizzato in rame oppure oro, posto sulla faccia superiore del dielettrico, può assumere le più svariate forme, al fine di realizzare il diagramma di radiazione voluto. Tuttavia, patch rettangolari e circolari sono quelli maggiormente utilizzati. Il substrato è costituito da materiale dielettrico a basse perdite con costante dielettrica $\epsilon_r \leq 12$; solitamente si preferisce utilizzare un substrato fine per evitare il manifestarsi di onde superficiali nel materiale dielettrico, che comportano un degrado del campo irradiato, riducono la purezza di polarizzazione e sottraggono potenza a quella disponibile.

Le antenne in microstriscia sono generalmente utilizzate in diverse applicazioni in un intervallo di frequenze che va dai 100MHz ai 100GHz. Tra i vantaggi principali, derivanti dal loro impiego, troviamo:

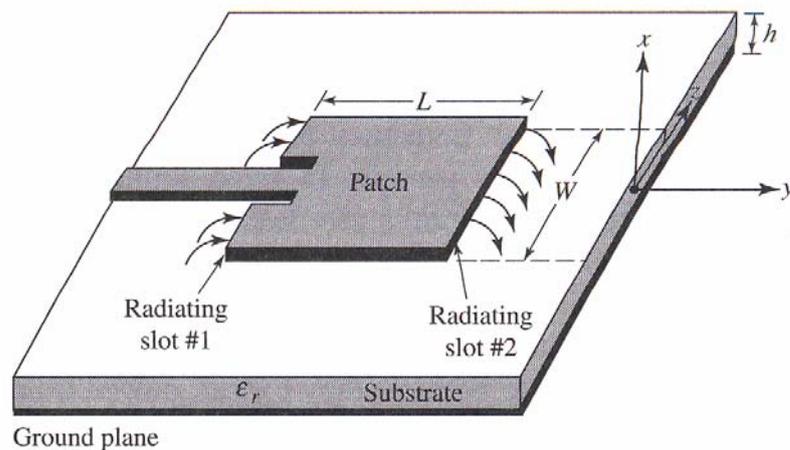
- Volume ridotto, leggerezza, basso profilo, possibilità di far aderire il ground plane a superfici irregolari;
- Basso costo di fabbricazione;
- Possibilità di polarizzazione circolare e lineare;

- Facilità d'integrazione con i circuiti integrati per microonde;
- Linee di alimentazione facilmente realizzabili e fabbricate all'interno della struttura.

Tra gli aspetti negativi elenchiamo:

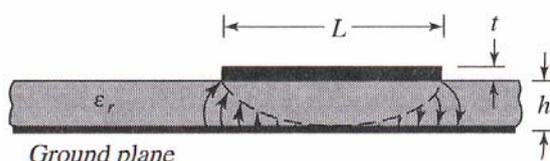
- Banda di frequenza molto stretta;
- Guadagno piuttosto basso;
- Complesse strutture di alimentazione per le schiere di antenne a patch;
- Scarsa purezza di polarizzazione;
- Presenza di onde superficiali;
- Basse potenze irradiate;
- Scarsa efficienza e scarsa larghezza di banda se si utilizza un dielettrico con costante dielettrica ϵ_r elevata;
- Alto fattore di merito Q.

Questi sono i principali vantaggi e svantaggi relativi alle antenne a patch; ora si tratta di capire, per le applicazioni a cui siamo interessati, quali vantaggi e quali svantaggi sono effettivamente rilevanti.



Ground plane

Antenna in microstriscia



Ground plane

Fig V-1. Antenna a "patch"

5.2 Principi di realizzazione

In figura V-1 viene illustrata una tipica realizzazione di un'antenna patch rettangolare. Facendo riferimento alle lunghezze indicate in figura, possiamo fare delle considerazioni che sono comuni alle varie realizzazioni delle antenne in microstriscia. Partiamo dal patch, che può assumere varie forme ma è sempre caratterizzato da uno spessore esiguo ($t \ll \lambda_0$, dove λ_0 è la lunghezza d'onda

nello spazio libero); la sua lunghezza invece è funzione delle applicazioni e della frequenza di lavoro. Ad esempio, per le patch rettangolari si ha $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$. Questa striscia metallica è disposta al disopra di uno strato dielettrico di spessore solitamente compreso tra $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$. Parametro “chiave” del dielettrico nella progettazione della struttura è la permittività elettrica relativa ϵ_r ; solitamente si scelgono substrati spessi con costante dielettrica bassa, per migliorare l’efficienza e la larghezza di banda (se troppo spessi, però, possono manifestarsi onde superficiali).

Prima di entrare nel merito delle realizzazioni con patch rettangolare e circolare, vengono illustrati i metodi attraverso i quali si alimenta l’antenna. Inizialmente vi erano due metodi per l’alimentazione: una linea in microstriscia e una sonda in coassiale. Successivamente sono nate numerose altre tecniche: accoppiamento ad apertura, accoppiamento in prossimità, accoppiamento con guida d’onda co-planare. La scelta del tipo di alimentazione dipende da numerosi fattori; l’aspetto più importante da valutare è l’efficienza con la quale la potenza viene trasferita dell’alimentazione alla struttura radiante. Attualmente vi sono quattro tipi di alimentazione maggiormente utilizzati:

- Alimentazione con coassiale: è uno dei primi e più diffusi metodi per il trasferimento di energia all’antenna in microstriscia. La figura V-2 illustra lo schema di alimentazione. L’eccitazione viene fornita all’antenna attraverso un cavo coassiale, il cui conduttore esterno viene collegato al ground plane e il conduttore interno al patch.

Il posizionamento dell’alimentazione gioca un ruolo fondamentale nell’ottenere un buon grado di adattamento d’impedenza tra linea e antenna.

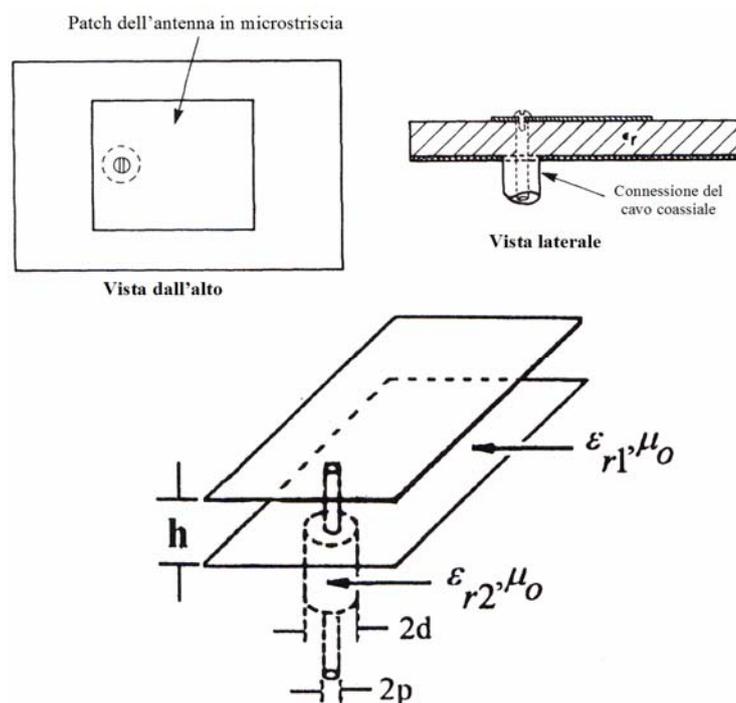


Fig V-2. Schema di alimentazione con cavo coassiale per antenna in microstriscia

Questa tecnica di alimentazione è quella adottata nella progettazione e nelle simulazioni che seguono, in quanto molto semplice da realizzare e poco costosa; inoltre, con questa tipologia di eccitazione, il fenomeno della radiazione spuria è molto ridotto ed è molto semplice effettuare l'adattamento d'impedenza .

Un'antenna in microstriscia eccitata con coassiale avrà una banda di funzionamento molto stretta, ma questo è un aspetto del tutto ininfluenza nel progetto Atmo Cube, considerato che l'antenna deve avere una larghezza di banda di soli 350KHz. Un altro aspetto negativo è legato alla perdita di simmetria della struttura radiante, dovuta al posizionamento del cavo; questa produce effetti indesiderati di cross – polarizzazione.

- Alimentazione con linea in microstriscia: l'eccitazione dell'antenna avviene tramite una linea in microstriscia, di piccola larghezza, il cui conduttore superiore è posto nella faccia superiore del dielettrico (si veda la figura V-1). Probabilmente questa è l'idea di alimentazione più naturale, poiché il patch può essere considerato come un'estensione della linea in microstriscia, e inoltre linea ed antenna sono immerse nella stessa struttura. Tuttavia questa tecnica ha delle limitazioni: emissioni spurie, elevata cross – polarizzazione, banda molto stretta, difficoltà nel realizzare l'adattamento.
- Accoppiamento ad apertura: il trasferimento di potenza all'antenna avviene senza contatto, attraverso un'apertura posta sul ground plane; uno schema di principio viene rappresentato in figura V-3. I vantaggi principali di una simile realizzazione sono i seguenti: la linea di alimentazione è isolata dal patch grazie al piano di massa, pertanto le radiazioni spurie sono ridotte al minimo; il substrato di alimentazione (quello inferiore) può essere realizzato con materiali ad elevata costante dielettrica, diminuendo così lo spessore del substrato stesso; infine, vi sono maggiori gradi di libertà per il progettista. Lo svantaggio principale è dovuto alla complessità della sua realizzazione.

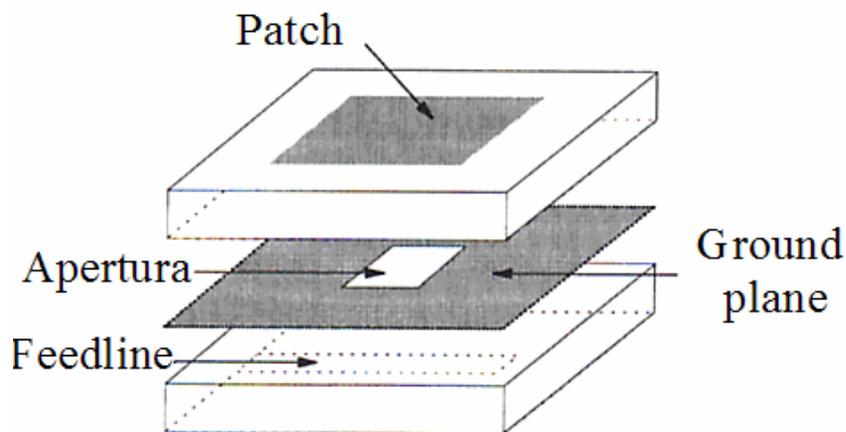


Fig V-3. Schema di accoppiamento ad apertura

- Accoppiamento in prossimità: costituisce un ulteriore metodo di alimentazione senza contatto e non planare. Anche in questo caso vengono utilizzati due dielettrici: sopra lo strato superiore viene situato il patch, mentre sotto lo strato inferiore viene posizionata la linea in microstriscia (si veda la figura V-4). L'accoppiamento tra la linea e il patch è di natura capacitiva. I parametri dei due substrati devono essere scelti accuratamente, per aumentare la banda e ridurre le radiazioni spurie provocate dall'estremo libero della linea in microstriscia. Questa tecnica permette di ottenere i migliori risultati sulla larghezza di banda (per i nostri fini non importante) ma è di complicata produzione, visto che linea e patch richiedono un allineamento accurato.

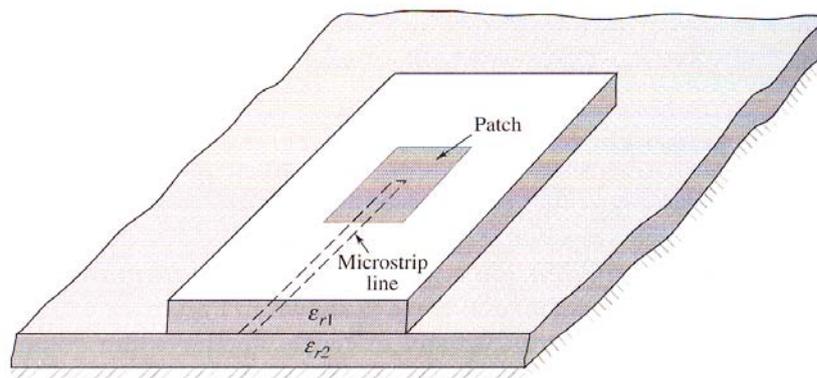


Fig V-4. Schema di accoppiamento in prossimità

5.3 Analisi delle antenne a patch

Esistono diversi metodi per affrontare lo studio delle antenne a patch: il metodo della linea di trasmissione, il metodo delle cavità e il metodo delle onde. Il primo e il secondo metodo sono i più semplici e permettono di avere maggiore comprensione fisica del problema, anche se non sempre sono molto accurati. Attraverso questi due approcci matematici saranno analizzate le antenne in microstriscia.

La tipologia più diffusa di antenne in microstriscia è quella a patch rettangolare. Relativamente a questo tipo di antenne è stata svolta una progettazione “di massima”; infatti, benché l’antenna a patch rettangolare sia perfettamente realizzabile per il progetto Atmo Cube, l’aspetto più importante da valutare è la dimensione dell’antenna. Come già descritto nei capitoli precedenti, l’antenna può occupare solamente una faccia del satellite, cioè un quadrato avente lato di 13cm. Il problema fondamentale risiede proprio nell’ingombro dell’antenna.

Si faccia riferimento alla figura V-1; la larghezza W del patch ha un effetto lieve sulla frequenza di risonanza e sul diagramma di radiazione, i suoi effetti invece si fanno sentire sull’impedenza d’ingresso, sulla banda passante e sulla cross –

polarizzazione. Solitamente viene scelto un rapporto tra larghezza e lunghezza del patch che soddisfa la condizione

$$1 < W / L < 2 \quad (V-1)$$

La lunghezza del patch, invece, determina la frequenza di risonanza. In prima approssimazione si può dire che la lunghezza viene scelta in modo da soddisfare la condizione

$$\lambda / 3 < L < \lambda / 2 \quad (V-2)$$

Sostituendo ora nella (V-2) i valori del progetto Atmo Cube si nota che un'opportuna scelta per la lunghezza può essere:

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{68.54}{2} = 34.27 \text{ cm} \quad (V-3)$$

Di conseguenza, le dimensioni del satellite sono tali da non consentire l'impiego di un'antenna a patch rettangolare.

5.4 Analisi delle antenne a patch circolare

Le antenne a patch circolare offrono prestazioni simili alle antenne con patch rettangolare, ma solitamente occupano dimensioni inferiori. Questa tipologia di struttura radiante, come si metterà in evidenza successivamente, può essere implementata nel progetto Atmo Cube, pertanto verrà ora esposta la teoria sul principio di funzionamento di questa antenna.

Lo studio di questa struttura radiante è basato sulle cavità risonanti [6]. Questa cavità è individuata dal patch e dal ground plane (visti come conduttori elettrici perfetti) e dal substrato dielettrico (le cui pareti sono considerate di conduttore magnetico perfetto). Si assume che il materiale dielettrico si trovi solamente al disotto del patch e non si estenda oltre.

I modi che si propagano in un'antenna a patch circolare sono i TM_{mnp}^z , cioè i modi trasverso – magnetici rispetto all'asse z (posto perpendicolare all'antenna). Per ricavare il campo all'interno della cavità si applica il metodo dei potenziali vettori, quindi viene applicata la (II-10) in assenza di sorgenti:

$$\nabla^2 \bar{\mathbf{A}} + k^2 \bar{\mathbf{A}} = 0 \quad (V-4)$$

Si può dimostrare ([1] e [6]) che, in un sistema di coordinate cilindriche, l'espressione per il potenziale vettore magnetico lungo l'asse z è:

$$\bar{A}_z = B_{mnp} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m\phi') + B_2 \sin(m\phi')] \cos(k_z z') \quad (V-5)$$

e vale la seguente relazione

$$(k_\rho)^2 + (k_z)^2 = (k_r)^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (V-6)$$

Nella (V-5) le coordinate (ρ', ϕ', z') sono relative ai punti all'interno della cavità, mentre $J_m(x)$ rappresenta la funzione di Bessel di prima specie e ordine m; inoltre, indicando con χ'_{mn} gli zeri della derivata della funzione di Bessel, si ha:

$$k_\rho = \frac{\chi'_{mn}}{R} \quad (V-7)$$

$$k_z = \frac{p\pi}{h}$$

con R raggio del patch, h altezza del substrato e $m=0,1,2,\dots$; $n=1,2,3,\dots$; $p=0,1,2,\dots$

Solitamente l'altezza del substrato è molto piccola ($h \ll \lambda_0$) e questo implica che il campo lungo la direzione dell'asse z è costante ($p=0$). Questo comporta, per la (V-7), che $k_z = 0$, e usando la (V-6) la frequenza di risonanza diviene:

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \left(\frac{\chi'_{mn}}{R} \right) \quad (V-8)$$

Bisogna infine tener conto degli "effetti di bordo" presenti tra le estremità del patch e il dielettrico, che fanno apparire la circonferenza leggermente più lunga di quanto essa sia fisicamente. Si può utilizzare la seguente formula pratica per ricavare il raggio efficace:

$$R_{eff} = R \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi R \varepsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi R}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (V-9)$$

Utilizzando la (V-9), la frequenza di risonanza per il modo fondamentale TM_{110}^z diventa:

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412c}{2\pi R_{eff} \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (V-10)$$

Una volta ricavata l'espressione per il potenziale vettore magnetico \bar{A} , è possibile trovare il campo elettromagnetico utilizzando il teorema di equivalenza esposto nel capitolo 2 [1]. Nelle figure V-5 e V-6 vengono riportati due esempi di diagramma di radiazione di un'antenna a patch circolare; la prima si riferisce al piano E ($\phi=0^\circ, 180^\circ$; $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$); la seconda si riferisce al piano H ($\phi=90^\circ, 270^\circ$; $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$).

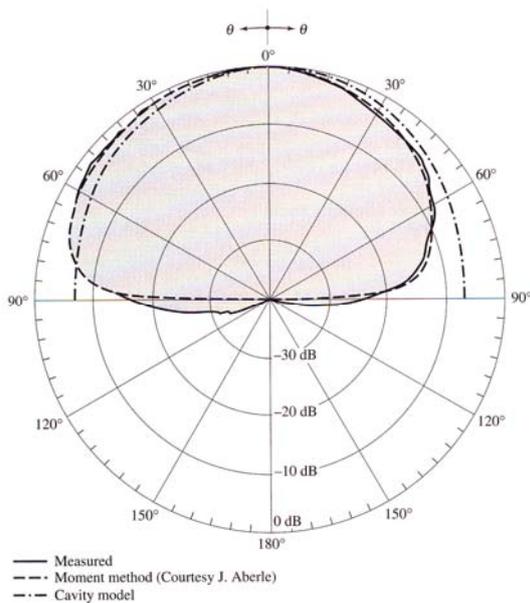


Fig V-5. Diagramma di radiazione nel piano E

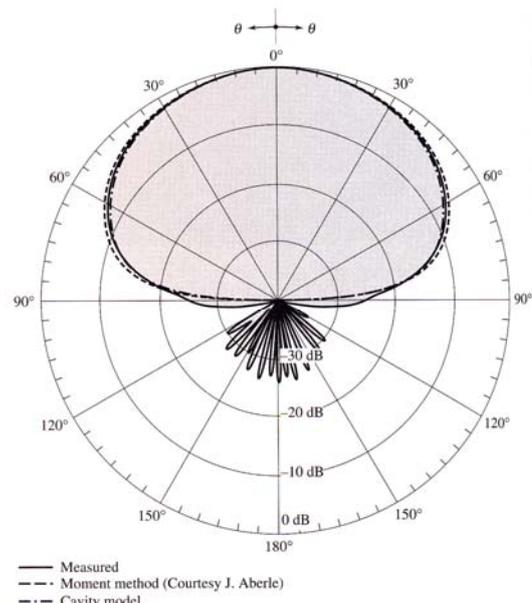


Fig V-6. Diagramma di radiazione nel piano H

Esistono formulazioni anche per ricavare l'impedenza d'ingresso alla frequenza di risonanza. A questa frequenza l'impedenza si riduce ad una resistenza, il cui valore, ad una determinata distanza radiale $\rho' = \rho_0$ dal centro della circonferenza, è:

$$R_{ing}(\rho' = \rho_0) = \frac{1}{G_t} \frac{J_1^2(k\rho_0)}{J_1^2(kR_{eff})} \quad (V-11)$$

dove G_t rappresenta la conduttanza totale dovuta alla radiazione.

Nel progettare questa antenna si è utilizzato il programma Matlab che permette di simulare il valore dell'impedenza d'ingresso e trovare il punto in cui posizionare la sorgente per effettuare l'adattamento d'impedenza.

5.5 Soluzioni per il progetto Atmo Cube

Nel progettare un'antenna in microstriscia per il satellite bisogna considerare prima di tutto, le dimensioni che questa deve avere. Delle caratteristiche generali del progetto si è già discusso nei capitoli 1 e 4, dove è stato messo in evidenza che la struttura radiante deve occupare una faccia del satellite, cioè un quadrato di lato 13cm.

L'antenna in microstriscia scelta ha un patch di forma circolare; i parametri su cui si deve agire sono: altezza h del substrato, costante dielettrica ϵ_r , raggio della circonferenza e coordinate del punto nel quale inserire l'alimentazione.

L'altezza del dielettrico è stata posta pari a $h = 0.5cm$, quindi non eccessivamente elevata, per evitare i problemi legati alle onde superficiali.

Si deve ora trovare un compromesso tra raggio del patch e costante dielettrica. Questi due parametri sono infatti legati fra loro dalle seguenti formule "pratiche" di progetto:

$$R = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi F \epsilon_r} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (V-12)$$

dove

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (V-13)$$

Nel progetto satellitare la frequenza di risonanza è $f_r = 437.6685MHz$, pertanto la (V-13) diventa:

$$F = \frac{20.086}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (V-14)$$

Solitamente, nel realizzare antenne in microstriscia si utilizzano dielettrici con bassa costante dielettrica (solitamente $\epsilon_r < 12$). Se per il nostro studio poniamo $\epsilon_r = 10$, la (V-14) diventa $F=6.35$, mentre il raggio richiesto per il patch, dalla (V-12), risulta pari a $R=6.32cm$.

Questo valore non è compatibile con le dimensioni del satellite. Appare perciò più ragionevole andare a fissare un valore massimo per le dimensioni del patch e in un secondo momento ricavare ϵ_r . Il problema è legato al fatto che una diminuzione del raggio della circonferenza (e quindi un'antenna più piccola) provoca un aumento della costante dielettrica.

Di seguito vengono riportati, in corrispondenza di alcuni valori del raggio R, i valori di ϵ_r :

$$\begin{aligned}
 R = 3\text{cm} & \quad \epsilon_r = 44.4 \\
 R = 3.5\text{cm} & \quad \epsilon_r = 32.55 \\
 R = 4\text{cm} & \quad \epsilon_r = 24.87 \\
 R = 4.5\text{cm} & \quad \epsilon_r = 19.61
 \end{aligned}
 \tag{V-15}$$

Dai risultati sopra riportati, si nota che una diminuzione di 0.5cm del raggio provoca un forte aumento della costante dielettrica relativa.

Si è scelto quindi di utilizzare un patch di diametro 9cm, in modo da lavorare con il più basso valore di ϵ_r . Tuttavia, il valore di questa grandezza risulta essere molto grande, se rapportata ai valori tipici utilizzati per le antenne in microstriscia. Questo problema sarà analizzato in dettaglio nel prossimo paragrafo.

Altri aspetti interessanti legati alla progettazione dell'antenna sono la direttività, l'efficienza e la larghezza di banda. In prima approssimazione, la direttività è legata al rapporto raggio – lunghezza d'onda (R/λ). Nel nostro progetto questo valore è

$$\frac{R}{\lambda} = \frac{4.5}{68.54} = 0.0656
 \tag{V-16}$$

Nella figura sottostante viene illustrato l'andamento della direttività dell'antenna, funzionante nel modo dominante TM_{110}^z , rispetto al rapporto R/λ (indicato in figura come a_e/λ_0).

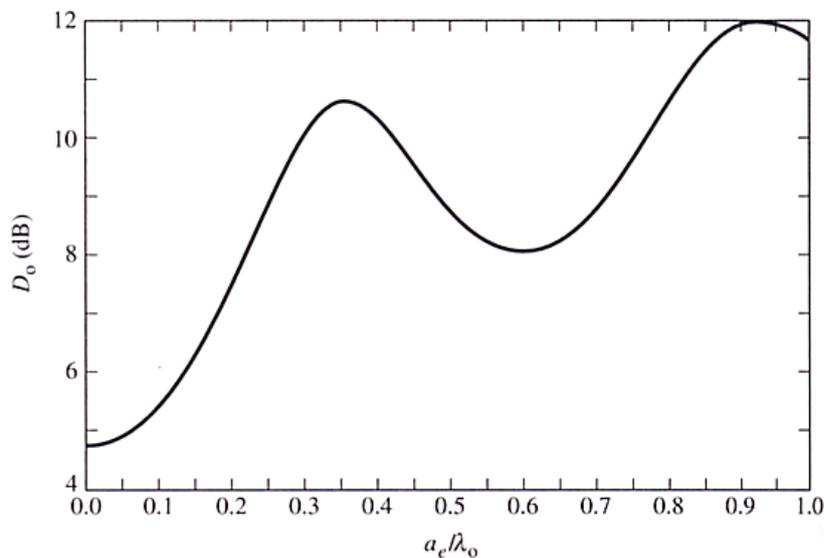


Fig V-7. Andamento della direttività in funzione di $\frac{R}{\lambda} \left(= \frac{a_e}{\lambda_0} \right)$

Facendo riferimento al grafico e utilizzando il valore fornito dalla (V-16), si vede che la direttività è di circa 5dB.

Un altro grafico significativo viene presentato in figura V-8, dove si mette in relazione l'efficienza e la banda dell'antenna al variare del rapporto h/λ . Le curve riportate sono relative a due soli valori di costante dielettrica, peraltro molto più bassi di quello utilizzato nel progetto. Tuttavia si riesce ad intuire che in corrispondenza di una $\epsilon_r = 19.61$ e un rapporto $h/\lambda = 0.0073$, si avranno bassi valori sia di efficienza che di banda. Per quanto riguarda la larghezza di banda, che verosimilmente sarà dell'ordine dell'1%, non vi sono problemi, visto che le frequenze di lavoro vanno da 437.49MHz a 437.847MHz e quindi la larghezza di banda richiesta è dello 0.08%. La bassa efficienza, invece, costituisce una notevole limitazione.

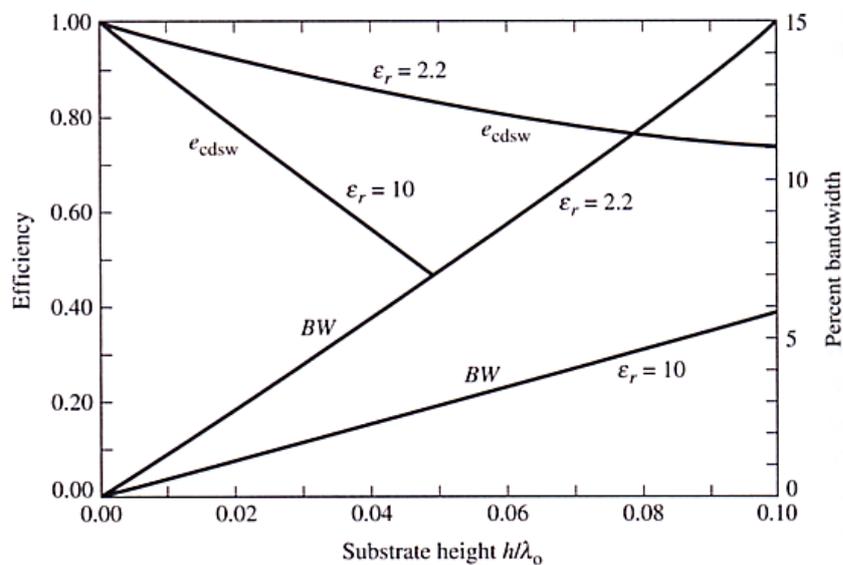


Fig V-8. Andamento dell'efficienza e della banda al variare del rapporto $\frac{h}{\lambda}$

Nel progettare l'antenna si è utilizzato anche un programma Matlab che permette d'inserire, come dati d'ingresso: l'altezza del substrato h , la conducibilità σ del patch, le perdite $\tan \delta$, la costante dielettrica relativa ϵ_r e l'impedenza caratteristica della linea di trasmissione utilizzata per l'alimentazione dell'antenna. Come già detto il sistema di eccitazione adottato è quello che si avvale di un cavo coassiale (figura V-2).

Come risultato, il programma fornisce: dimensione fisica del raggio della circonferenza R , raggio efficace R_{eff} (tenendo conto degli effetti di bordo), direttività, HPBW del diagramma di radiazione per il piano E ed il piano H, resistenza d'ingresso alla frequenza di risonanza R_{ing} e distanza radiale, dal centro della circonferenza, del punto in cui inserire il cavo coassiale per effettuare l'adattamento d'impedenza.

I valori impostati sono:

$h = 0.5\text{cm}$; $\sigma = 10^7\text{ S/m}$; $\delta = 0.0018$; $\epsilon_r = 19.61$; $Z_{ing} = 50\Omega$; modo TM_{110}^z ;

I risultati ottenuti sono quelli di seguito riportati:

$$\begin{aligned}
 R &= 4.5\text{cm} & E - \text{PlaneHPBW} &= 180^\circ \\
 R_{eff} &= 4.5357\text{cm} & H - \text{PlaneHPBW} &= 88^\circ \\
 D_0 &= 3.1823(5.0274\text{dB}) & R_{ing} &= 854.874\Omega \\
 & & \rho &= 0.7\text{cm}
 \end{aligned}
 \tag{V-17}$$

5.6 Il materiale dielettrico

Come messo in evidenza nel paragrafo precedente e nelle corrispondenze (V-15), il valore di costante dielettrica relativa che deve avere il substrato è molto elevato rispetto ai valori tipici. Diverse sono le specifiche a cui è soggetto il substrato dielettrico: costante dielettrica, valore di $\tan \delta$ (e relativa variazione con la temperatura e la frequenza), omogeneità, isotropicità, range di temperature d'utilizzo, resistenza all'umidità ed altro ancora.

Possiamo suddividere i substrati per antenne in microstriscia in cinque categorie: ceramici, semiconduttori, ferromagnetici, sintetici e compositi. Per maggiori particolari su questi materiali si veda il riferimento bibliografico [3]; per quanto riguarda l'antenna relativa al progetto satellitare la tipologia di dielettrici d'interesse è quella dei dielettrici ceramici. Il substrato ceramico maggiormente utilizzato è l'allumina (Al_2O_3), il quale ha buone caratteristiche elettriche; più problematici sono invece i suoi aspetti meccanici, come ad esempio la difficoltà nel realizzare fori nel materiale per inserire il cavo coassiale. Esistono anche altri materiali, come lo zaffiro, che hanno migliori caratteristiche elettriche ma sono estremamente costosi. Quelli che però interessano particolarmente il nostro progetto sono i materiali ceramici di nuova realizzazione, aventi costanti dielettriche elevatissime (da 20 a 150), le quali sono particolarmente adatte in tutte quelle applicazioni a basse frequenze (al disotto di 1GHz), per le quali è necessaria una riduzione delle dimensioni dell'antenna. L'utilizzo di materiali ceramici è limitato del fatto che non possono essere prodotti in grandi quantità.

Il problema fondamentale incontrato è la difficile reperibilità di questi materiali e il costo proibitivo. Queste considerazioni saranno fondamentali nella decisione sul tipo di antenna da installare sul satellite.

5.7 Simulazioni

Utilizzando il software SemCad, presentato nel capitolo 3, è possibile effettuare delle simulazioni relative al funzionamento delle antenne in microstriscia. La prima fase della simulazione consiste nel realizzare un disegno tecnico della struttura. Per quanto riguarda il nostro progetto, l'antenna occuperà solamente una faccia del satellite artificiale Atmo Cube. Le dimensioni dell'antenna in

microstriscia progettata sono: 13cm di lunghezza, 13cm di larghezza e 0.52cm d'altezza. Una rappresentazione di tale antenna è riportata in figura V-9.

Utilizzando, inoltre, il programma Matlab di cui si è parlato in precedenza, si può calcolare la distanza radiale, dal centro del patch circolare, del punto in cui inserire l'alimentazione, per ottenere l'adattamento d'impedenza. Dai risultati elencati nella (V-17), si osserva che questa distanza è pari a $\rho = 0.7cm$. L'eccitazione dell'antenna viene realizzata attraverso un cavo coassiale, in cui il conduttore esterno viene saldato al ground plane, mentre il conduttore interno viene saldato al patch circolare. La sorgente scelta per alimentare la struttura è una sorgente di tensione di 1V con resistenza interna di 50Ω (edge source), applicata tra il conduttore interno del cavo coassiale e il ground plane (figura V-10).

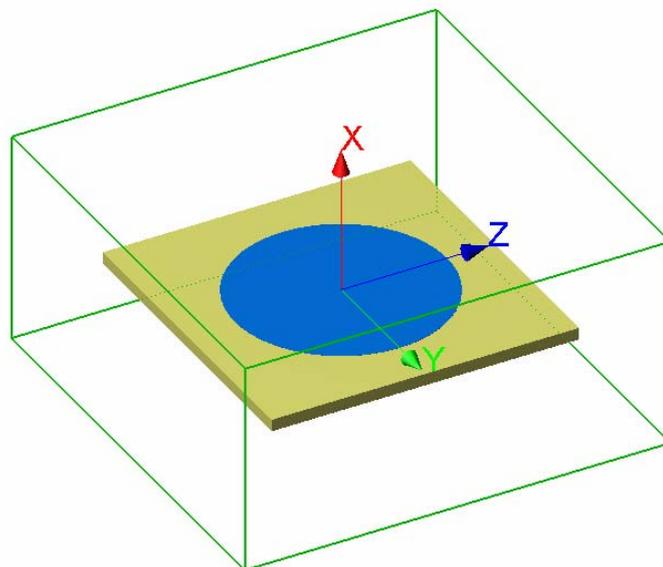


Fig V-9. Schema di antenna a patch impiegato per le simulazioni

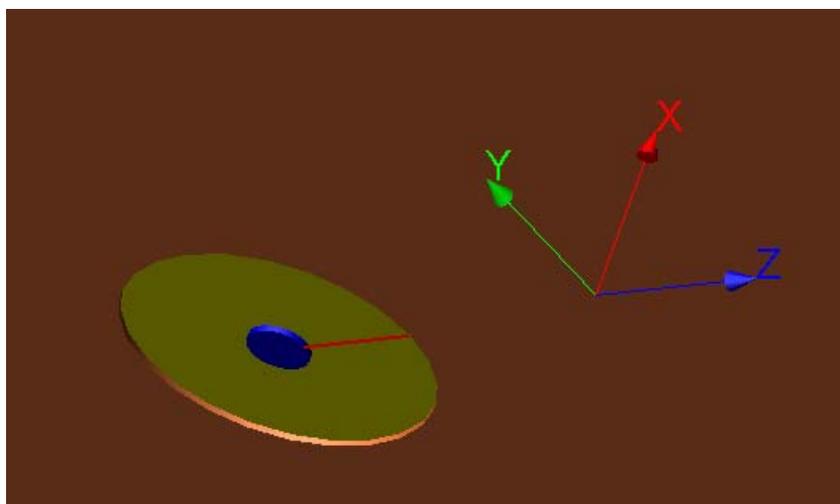


Fig V-10. Particolare di figura V-9 sull'applicazione dell'edge source

Una volta conclusa la realizzazione grafica si devono impostare tutti i parametri richiesti dal software, per poi avviare la simulazione. Per prima cosa si deve “discretizzare” il disegno creando una griglia, il cui numero di celle non può eccedere il milione (si veda la figura V-11).

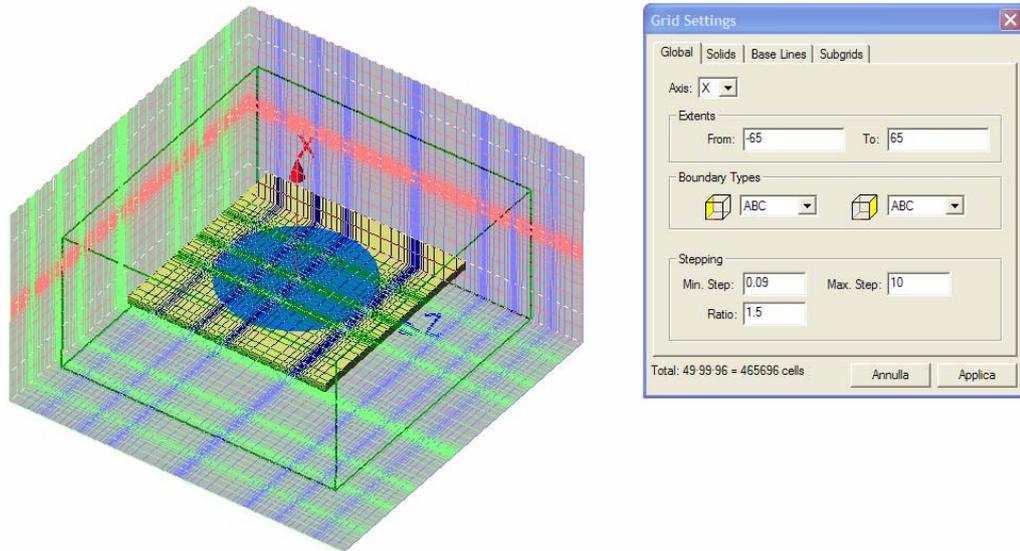


Fig V-11. Griglia per lo studio dell'antenna a patch

Occorre poi definire le caratteristiche elettriche dei vari elementi che compongono l'antenna in microstriscia: patch, substrato, ground plane e cavo coassiale. Si è scelto di rappresentare la circonferenza del patch, il cavo coassiale ed il piano di massa come dei conduttori elettrici perfetti, mentre il substrato è stato impostato come un dielettrico. In figura V-12 sono indicati i dati d'ingresso per la simulazione, tra cui le caratteristiche elettriche del materiale, tra cui: frequenza, costante dielettrica e conducibilità.

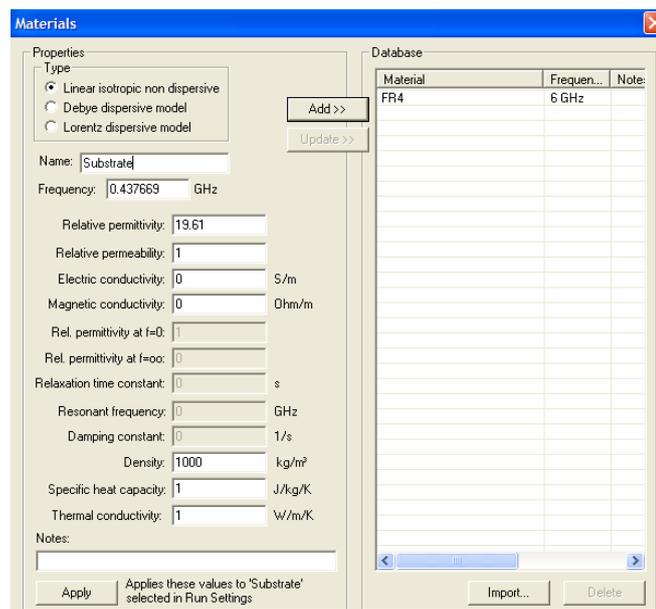


Fig V-12. Dati d'ingresso per la simulazione

La simulazione realizzata è eseguita nel dominio del tempo, con una durata di 20ns. La sorgente di tensione (edge source), invece, emette un impulso della durata di 10ns. Attraverso un impulso così breve è possibile studiare il comportamento dei vari parametri dell'antenna al variare della frequenza. Il segnale emesso è di tipo Gaussiano; il suo andamento e i suoi parametri fondamentali sono indicati in figura V-13.

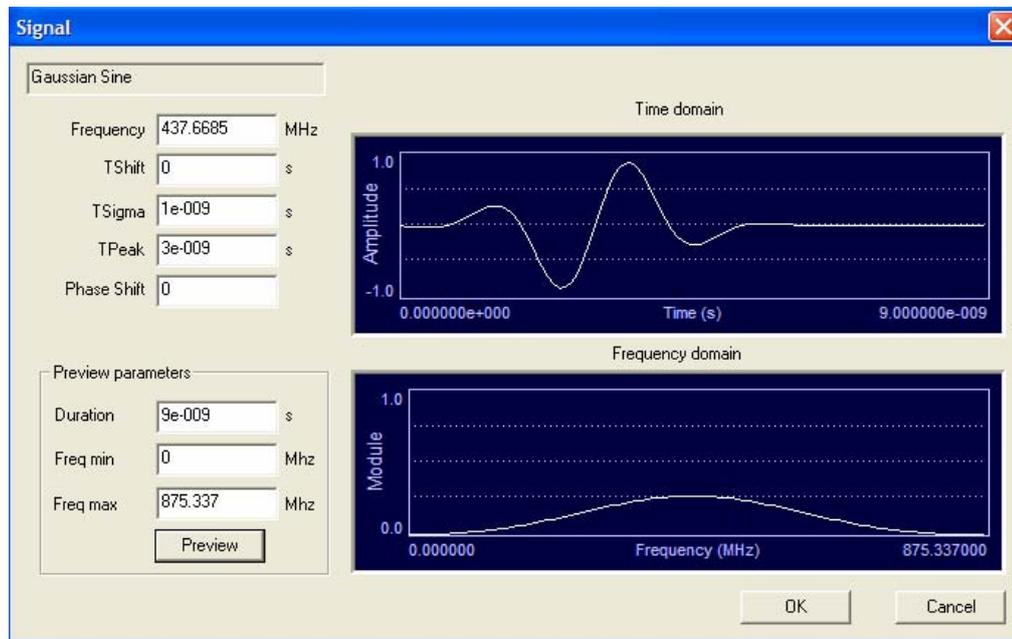


Fig V-13. Caratteristiche del segnale emesso per la simulazione

Si può così avviare la simulazione. Osserviamo prima di tutto gli andamenti temporali della corrente e della tensione in prossimità della sorgente (figure V-14 e V-15). Questi grafici sono i primi ad essere analizzati, in quanto si può verificare subito se si sono verificati errori. A volte, infatti, il segnale della tensione tende, nell'arco di 1 o 2ns, a scendere bruscamente a zero, indice questo che si è verificato un cortocircuito e tutti i risultati registrati dai vari sensori sono inattendibili.

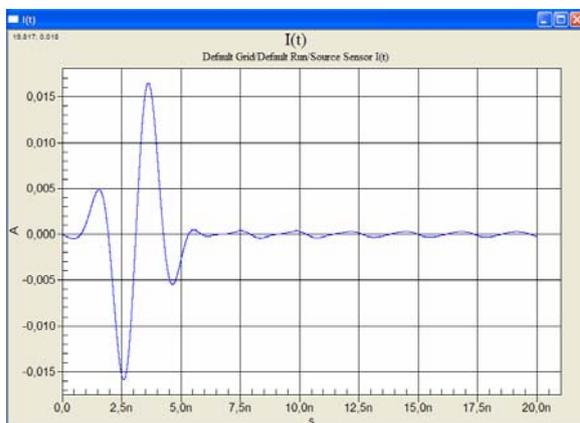


Fig V-14. Corrente in funzione del tempo in prossimità della sorgente

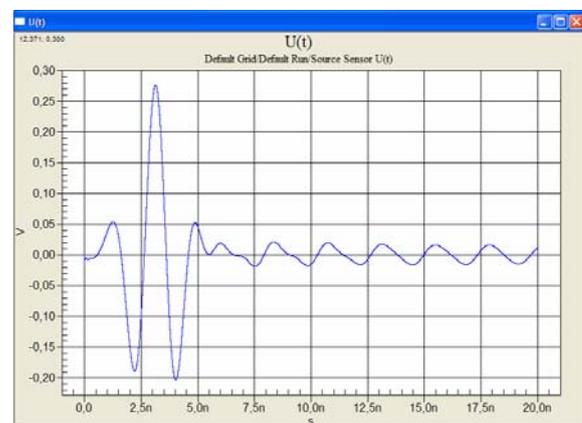


Fig V-15. Tensione in funzione del tempo in prossimità della sorgente

Una volta eseguita tale verifica si può finalmente osservare il diagramma di radiazione tridimensionale calcolato dal sensore di campo lontano, che viene di seguito riportato:

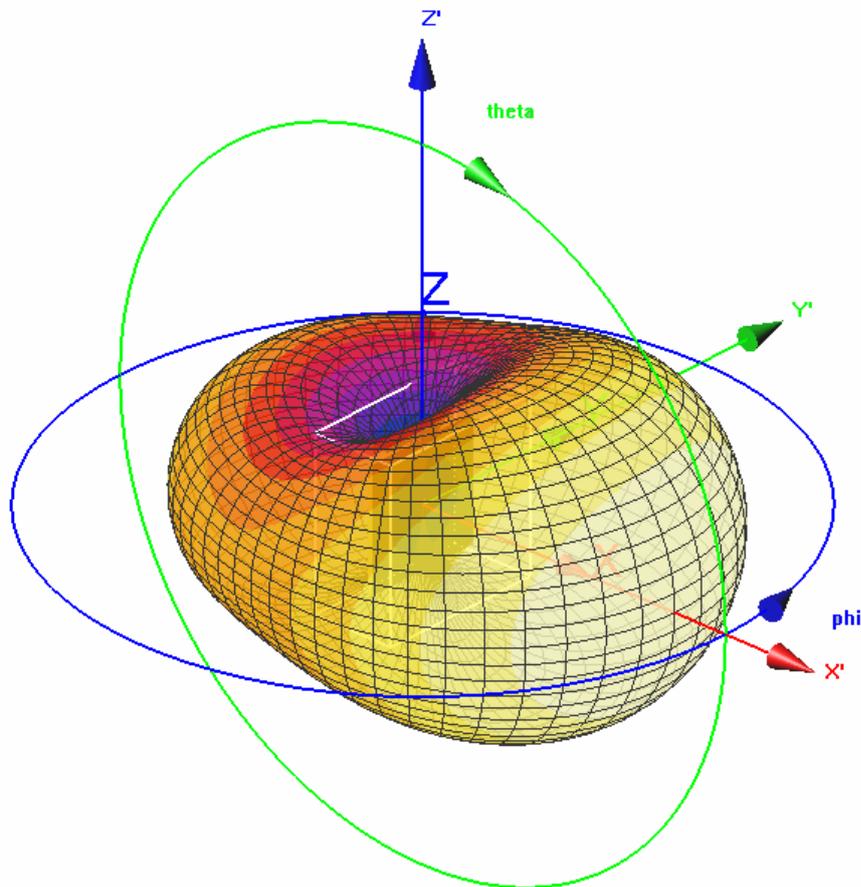


Fig V-16. Diagramma di radiazione del sistema satellite – antenna a patch

Il grafico è in dB, rispetto al valore massimo d'intensità di campo elettrico.

Dalla figura V-16 si nota subito che l'antenna in microstriscia presenta un'intensità di radiazione particolarmente forte nella direzione ortogonale al piano su cui giace il patch. Si nota poi la presenza di una radiazione "all'indietro", cioè nel verso del semiasse x negativo. Tuttavia la radiazione in questo verso risulta attenuata di alcuni dB rispetto al massimo valore d'intensità di radiazione.

Il diagramma di radiazione presenta, inoltre, una leggerissima asimmetria rispetto al piano XZ , dovuta al posizionamento non simmetrico dell'alimentazione.

La direttività di questo sistema satellite – antenna risulta maggiore di quella ottenuta nel caso del dipolo, ed è massima lungo la direzione normale al piano dell'antenna. Pertanto il satellite, una volta raggiunta la sua quota di orbita, deve essere orientato in modo tale da presentare sempre, verso terra, la faccia sulla quale viene posizionata l'antenna.

Per poter comprendere meglio il diagramma di radiazione, in figura V-17 viene rappresentato un analogo diagramma bidimensionale.

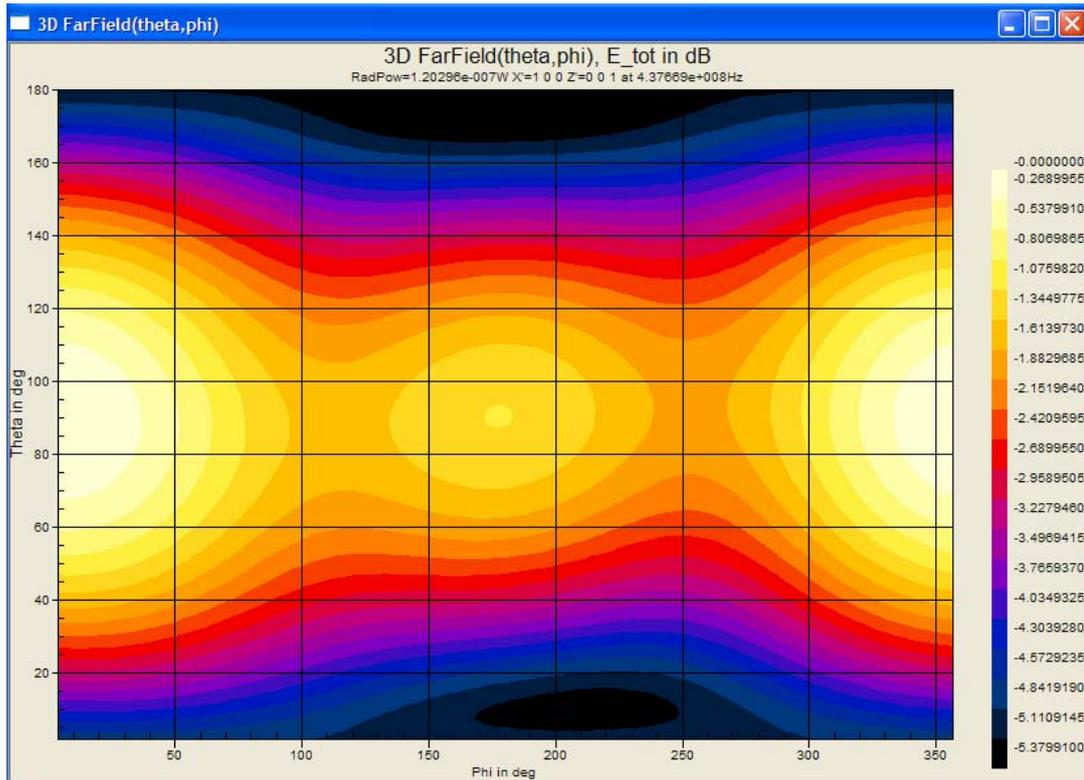


Fig V-17. Diagramma di radiazione in figura V-16 rappresentato in forma bidimensionale

E' interessante poi valutare le misure fornite dagli altri sensori di campo. La figura V-18 riporta i valori calcolati dal sensore di campo lontano relativamente al piano XY (piano E), mentre la figura V-19 fornisce analoghi risultati per il piano XZ (piano H).

I dati più significativi sono legati alla stima dell'HPBW. Sul piano E l'apertura del diagramma è di circa 106° , lontano dal valore calcolato dal programma Matlab (180°); stessa situazione si ha per il piano H, dove l'HPBW è di 99° (invece di 88°).

Lo scostamento dei valori simulati da quelli teorici riportati in (V-17) sono dovuti alle dimensioni del substrato e del ground plane. Nei calcoli eseguiti dal programma Matlab si assume che il dielettrico ed il piano di massa non si estendano oltre il patch circolare; nella realtà le loro dimensioni sono maggiori, e questo influisce fortemente sul diagramma di radiazione e quindi sull'HPBW.

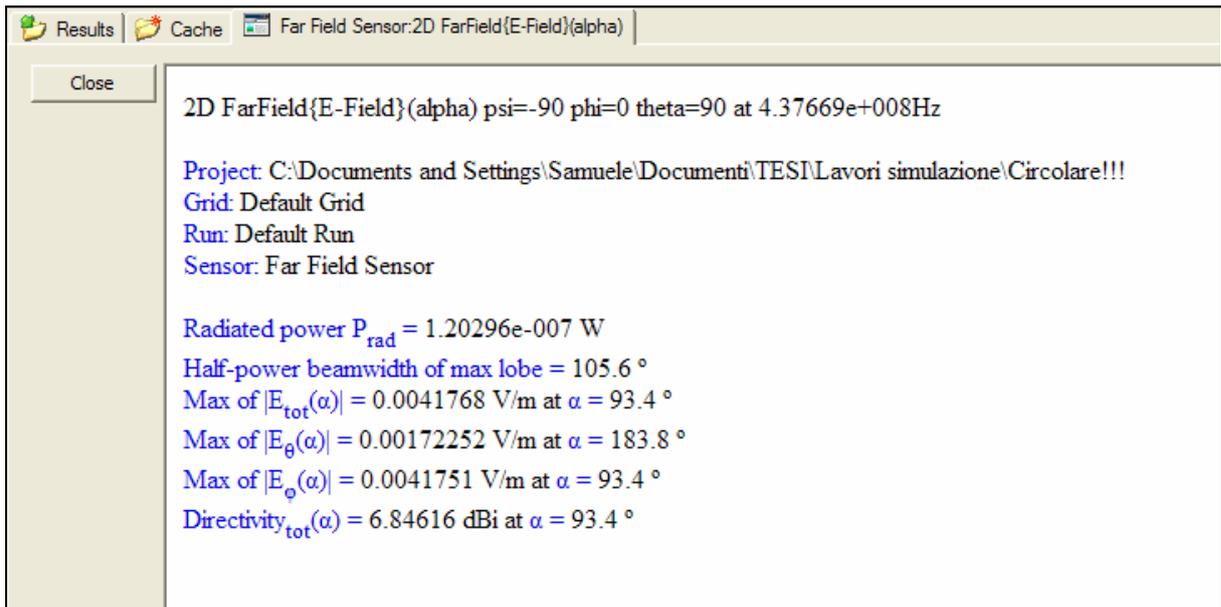


Fig V-18. Valori calcolati dal sensore di campo lontano, relativamente al piano E

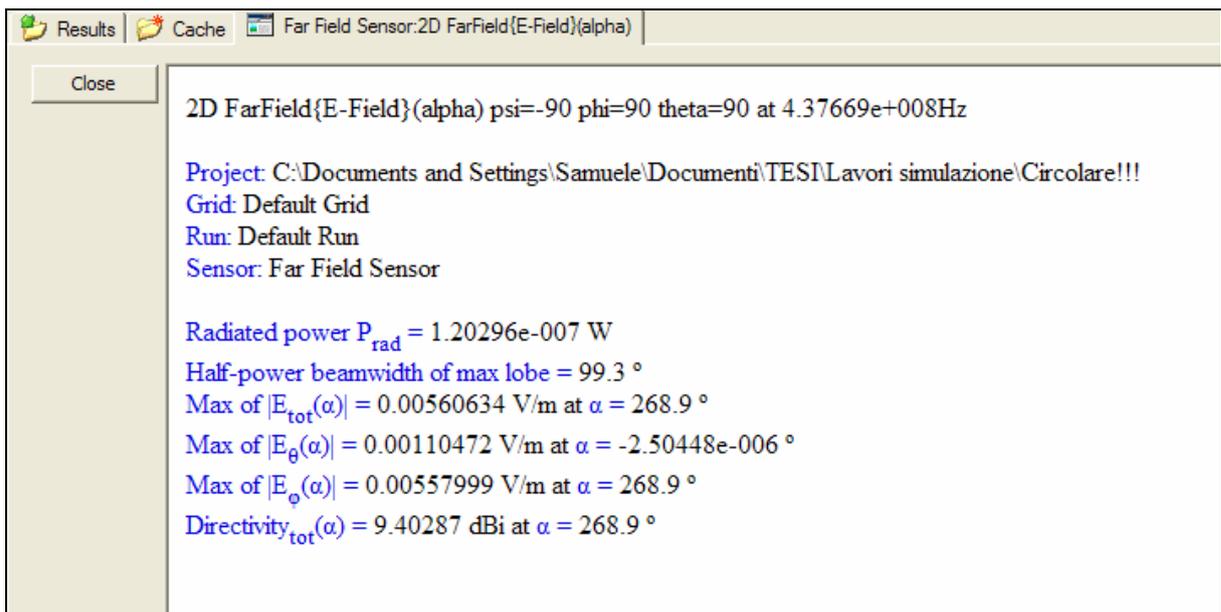


Fig V-19. Valori calcolati dal sensore di campo lontano, relativamente al piano H

Nelle figure V-20 e V-21 sono illustrati i diagrammi polari, sul piano XZ, del campo elettrico e della direttività. Facendo riferimento ad un sistema di coordinate sferiche, vengono illustrate le distribuzioni angolari delle componenti rispetto ai versori $\hat{\theta}$ e $\hat{\phi}$. Solamente i grafici in verde (le componenti rispetto a $\hat{\theta}$) presentano una leggera asimmetria.

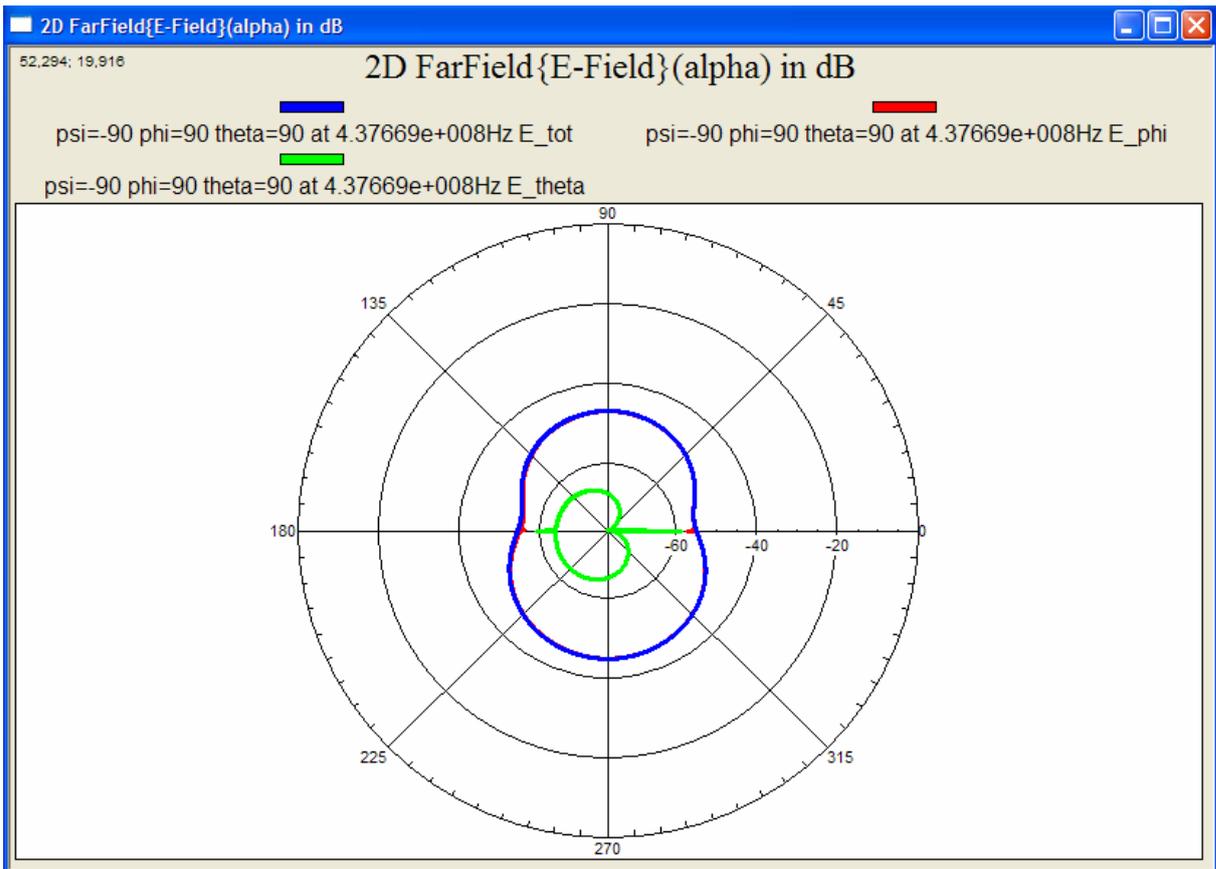


Fig V-20. Intensità di campo elettrico nel piano E

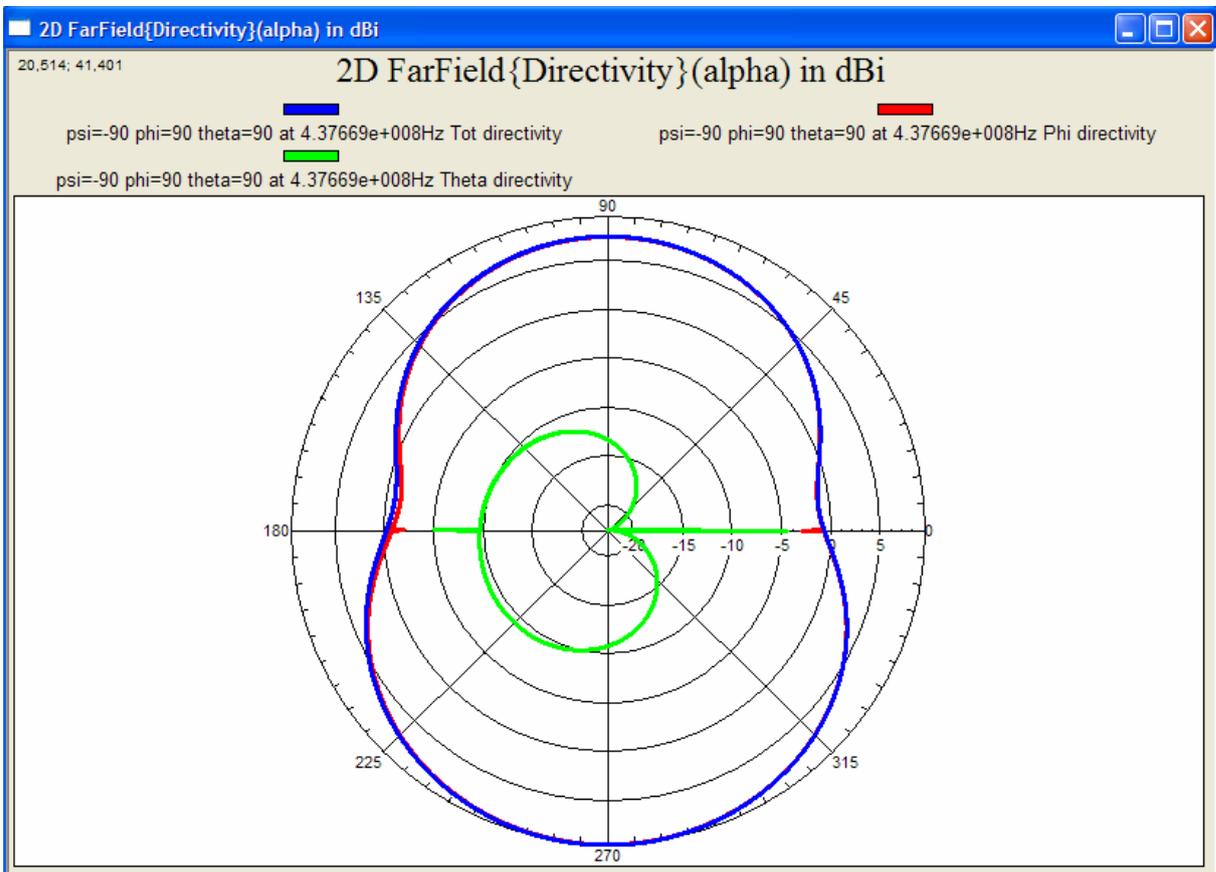


Fig V-21. Direttività nel piano E

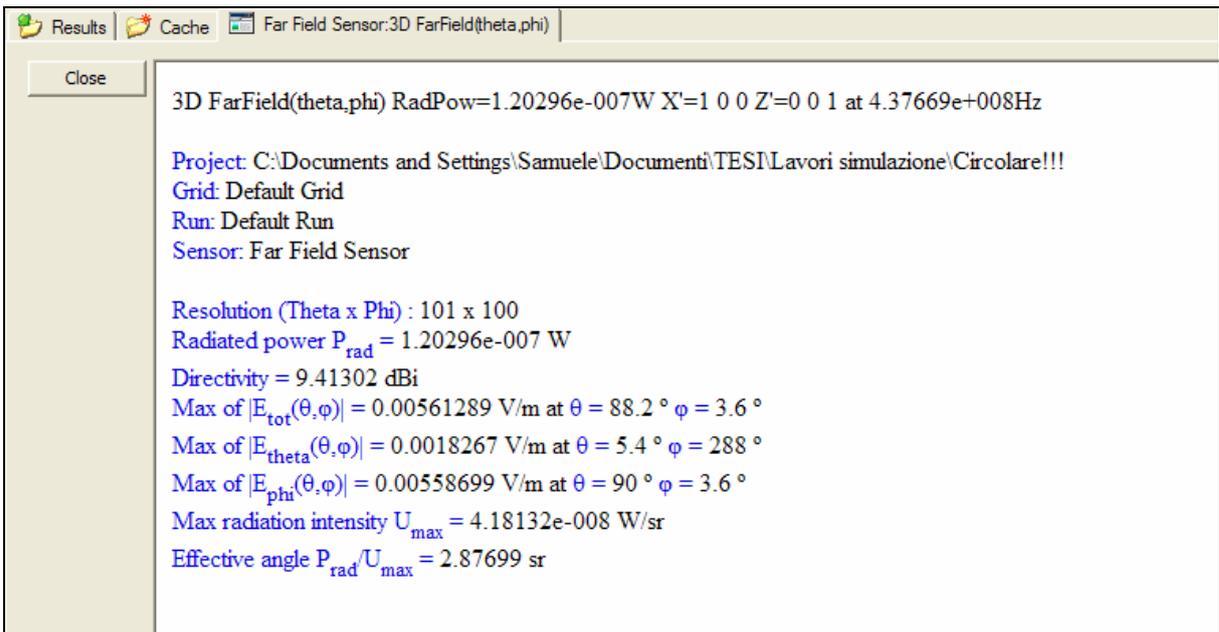


Fig V-22. Valori calcolati dal sensore di campo lontano

Infine vengono riportati in figura V-22 i dati più importanti del campo lontano irradiato dall'antenna: la potenza irradiata dalla sorgente di tensione ($1V - 50\Omega$) è di $120nW$; la direttività è di $9.4dB$; la massima intensità di campo si ha lungo la direzione $\theta = 88.2^\circ, \phi = 3.6^\circ$.

5.8 Considerazioni e conclusioni

Al termine dello studio sulle antenne in microstriscia, si è messo in evidenza che è possibile una loro realizzazione da installare sul satellite utilizzando un patch circolare.

Si è già ampiamente discusso, ad inizio capitolo, riguardo ai pregi e ai difetti delle antenne in microstriscia; si tratta ora di capire, alla luce del lavoro di progettazione e simulazione svolto, se questa tipologia di antenna sia efficacemente impiegabile nel satellite artificiale Atmo Cube.

Le antenne patch hanno il grande pregio di avere ridotte dimensioni, basso profilo e leggerezza. Nel nostro caso, tuttavia, le frequenze in gioco sono piuttosto basse rispetto al range di frequenze per il quale vengono impiegate abitualmente queste antenne. Ciò comporta un notevole aumento delle dimensioni della struttura radiante; sono state quindi imposte delle dimensioni massime per l'antenna pari all'intera faccia del satellite. Così facendo la costante dielettrica relativa del substrato presenta un elevato valore (19.61); se fossero state scelte dimensioni inferiori per l'antenna il valore di ϵ_r sarebbe aumentato.

Un valore di costante dielettrica così elevato comporta una serie di svantaggi: scarsa efficienza del dispositivo, piccola larghezza di banda (che, tuttavia, costituisce un problema marginale nel nostro caso), elevato costo, difficoltà

nella realizzazione di un materiale dielettrico di così grandi dimensioni (ed elevata ϵ_r).

L'alimentazione del dispositivo è semplice da realizzare, utilizzando un cavo coassiale posizionato opportunamente.

Altri svantaggi sono legati al guadagno molto basso dell'antenna e alla bassa direttività (dipendente dal rapporto R/λ). Il valore simulato per la direttività risulta più alto nei confronti di quello relativo al dipolo (9.4dB rispetto a 2.6dB), ma molto più basso rispetto ai valori teorici che si potrebbero raggiungere utilizzando dimensioni differenti per l'antenna.

Non esiste, infatti, la possibilità di ottenere prestazioni elevate per tutti i parametri dell'antenna; occorre invece realizzare il giusto compromesso tra queste grandezze, scegliendo di valorizzare quelle che per il nostro progetto sono ritenute più importanti.

Ad esempio, per l'antenna in microstriscia progettata si ottengono bassi valori di larghezza di banda e direttività; ma questi non sono molto rilevanti, dato che si lavora ad una sola frequenza e visto che il diagramma di radiazione deve essere sufficientemente largo per coprire una vasta area sulla Terra.

Sono ben più importanti, invece, i bassi valori di potenza irradiata, la scarsa efficienza e la scarsa purezza di polarizzazione.

Si devono poi considerare i vari problemi che possono insorgere quando il satellite verrà lanciato in orbita: tra tutti è opportuno citare la scarsa resistenza alle vibrazioni e l'instabilità dei materiali alle alte temperature.

In conclusione la necessità di un substrato con costante dielettrica così elevata comporta difficoltà costruttive ed un costo proibitivo.

Tali considerazioni, assieme a quelle fatte per il dipolo, ci porteranno alla scelta della struttura radiante più adatta per il satellite artificiale Atmo Cube.

CAPITOLO 6

SCELTA DEL SISTEMA

6.1 Le tipologie d'antenna

Attualmente esistono numerose tipologie d'antenna; nei precedenti capitoli è stato messo in evidenza che solo poche di queste possono essere adottate nel progetto satellitare Atmo Cube, a causa delle dimensioni fisiche del satellite e delle specifiche tecniche che l'antenna deve soddisfare.

Sono state analizzate e progettate un'antenna a dipolo ed un'antenna in microstriscia. Inoltre, si è realizzato un prototipo del satellite dotato dell'antenna a dipolo, e su di esso sono state effettuate numerose misurazioni.

Un altro esempio d'antenna, studiato in questo lavoro di tesi ma in seguito scartato, è l'antenna ad elica. Nel seguito si riportano gli aspetti più importanti del funzionamento di questa struttura radiante, mettendo in evidenza le problematiche che hanno portato ad eliminare questa scelta.

6.2 Antenna a elica

Appartiene, come il dipolo, alla famiglia delle antenne filari; è infatti costituita da un filo conduttore opportunamente piegato a formare un certo numero di spire (si veda figura VI-1).

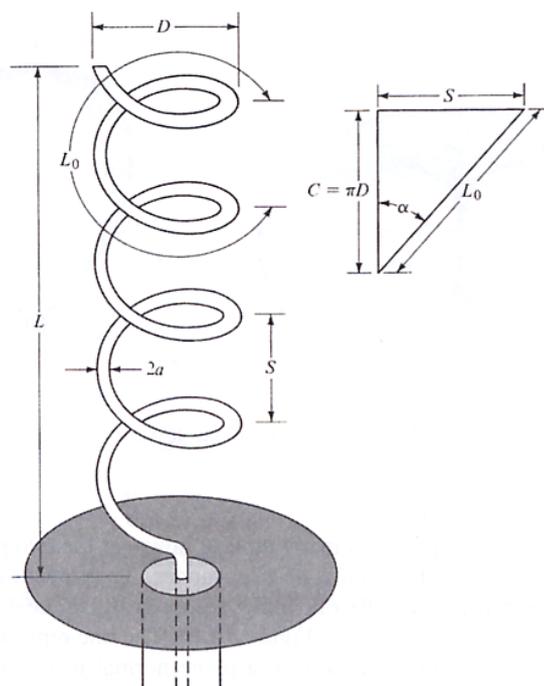


Fig VI-1. Geometria dell'antenna a elica

Apparentemente, tale antenna si presta bene al progetto satellitare; infatti, essa potrebbe essere costruita sottoforma di molla, “compressa” in fase di lancio su una faccia del satellite e successivamente lasciata espandere.

Un altro aspetto favorevole è legato ai modi in cui può funzionare tale antenna. Essa, infatti, può generare un diagramma di radiazione omnidirezionale simile a quello del dipolo (si veda la figura VI-2) oppure un diagramma di tipo “assiale” (figura VI-3). Quest’ultimo modo risulta essere una valida risposta alle specifiche cui devono sottostare i diagrammi di radiazione delle antenne impiegate sul satellite Atmo Cube.

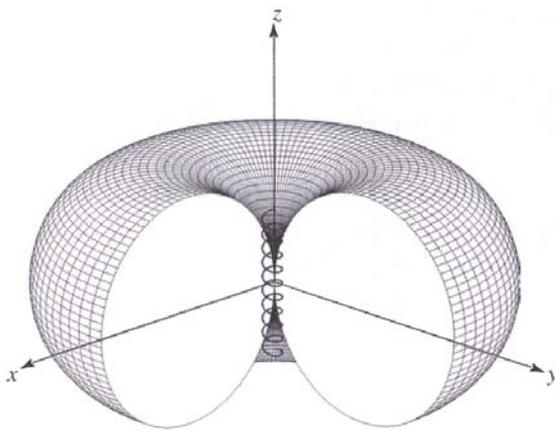


Fig VI-2. Diagramma di radiazione dell'antenna funzionante nel modo “normale”

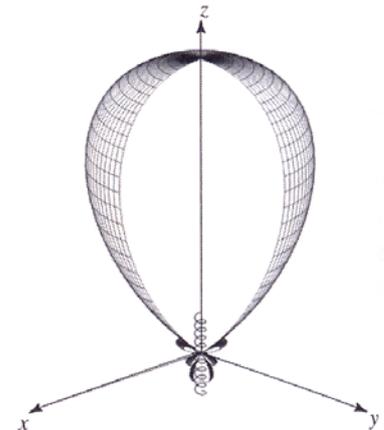


Fig VI-3. Diagramma di radiazione dell'antenna funzionante nel modo “assiale”

Come si nota dalla figura VI-1, l’antenna è costituita da un numero N di spire con un “passo” S e con un diametro D . La lunghezza del filo è $L_w = NL_0 = N\sqrt{S^2 + (\pi D)^2}$, mentre quella dell’antenna è $L = NS$.

Per determinare il modo di funzionamento normale oppure quello assiale, si deve agire sull’angolo d’inclinazione α , cioè l’angolo formato dalla tangente al filo conduttore e la perpendicolare all’asse dell’elica. Tale angolo è ricavabile dalla relazione:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{S}{\pi D}\right) \quad (\text{VI-1})$$

Per far funzionare l’antenna nel modo assiale, tale angolo deve essere scelto nell’intervallo $12^\circ \leq \alpha \leq 14^\circ$. Anche il diametro D e il passo S sono parametri importanti nella progettazione. Per un corretto funzionamento il passo S va scelto pari a $S \cong \lambda_0 / 4$, mentre il diametro D deve soddisfare la relazione:

$$\frac{3}{4} < \frac{\pi D}{\lambda_0} < \frac{4}{3}, \text{ dove } \lambda_0 \text{ è la lunghezza d'onda nello spazio libero.}$$

Solitamente tale antenna viene utilizzata assieme ad un piano di massa, posto ortogonalmente all’asse dell’elica e avente un diametro minimo $G_D = \lambda_0 / 2$.

Il piano di massa viene collegato alla calza del cavo coassiale che alimenta l’antenna (figura VI-1); la sua forma è circolare nella maggior parte dei casi, ma

è possibile una sua realizzazione attraverso una “raggiera” o una cavità cilindrica.

Dalle indicazioni riportate finora, utilizzando i dati del progetto satellitare Atmo Cube, si ottengono le seguenti dimensioni fisiche per le grandezze caratterizzanti l’antenna ad elica:

$$f = 437.67 \text{ MHz} \quad \lambda_0 = 68.54 \text{ cm}$$

$$S = \frac{\lambda_0}{4} = 17.13 \text{ cm}$$

$$\frac{\pi D}{\lambda_0} = 1 \quad D = 21.82 \text{ cm} \tag{VI-2}$$

$$G_D = \frac{\lambda_0}{2} = 34.27 \text{ cm}$$

Esiste poi una serie di formule empiriche [1] che consentono di ricavare i seguenti parametri di progetto:

$$R \cong 140 \left(\frac{\pi D}{\lambda_0} \right) \cong 120 \Omega$$

$$HPBW \cong \frac{52 \lambda_0^{3/2}}{\pi D \sqrt{NS}} \cong 52.58^\circ$$

$$FNBW \cong \frac{115 \lambda_0^{3/2}}{\pi D \sqrt{NS}} \cong 116.28^\circ \tag{VI-3}$$

$$D_0 \cong 15N \frac{(\pi D)^2 S}{\lambda_0^3} \cong 15 \quad D_0 |_{dB} \cong 11.76 \text{ dB}$$

$$AR = \frac{2N+1}{2N} = 1.125$$

Nella (VI-3), N indica il numero di spire dell’elica, che è stato posto pari a 4; le altre grandezze riportate sono: la resistenza d’ingresso R (con una tolleranza pari a $\pm 20\%$), la larghezza del diagramma di radiazione a metà potenza (half power beamwidth), la larghezza del diagramma tra i due punti di zero più vicini (first null beamwidth), la direttività D_0 e il rapporto assiale AR.

Ultime due grandezze da considerare sono, rispettivamente, l’altezza dell’antenna e la lunghezza del filo:

$$L = NS = 68.52 \text{ cm}$$

$$L_w = N \sqrt{S^2 + (\pi D)^2} = 282.63 \text{ cm} \tag{VI-4}$$

Tutti i parametri fino a qui calcolati permettono di avere un’idea globale delle caratteristiche di quest’antenna. Un diagramma di radiazione che ha un aspetto simile a quello riportato in figura VI-3, molto direttivo e con un HPBW di circa 52° , consente di ottemperare bene ai compiti che questa struttura radiante deve svolgere. L’impedenza d’ingresso, inoltre, risulta quasi completamente resistiva, con un valore di 120Ω e che può essere ulteriormente abbassato, fino a

raggiungere i 50Ω , effettuando opportune modifiche del sistema di alimentazione.

I problemi più importanti emergono quando si analizzano le dimensioni fisiche dell'antenna: l'altezza è di 68cm e il diametro misura circa 22cm. Tali dimensioni sono sicuramente eccessive ed incompatibili con quelle del satellite Atmo Cube. L'altezza dell'antenna, sebbene molto elevata, paragonata ai 13cm di lato del satellite può costituire un elemento aggiuntivo per migliorare la stabilità del satellite stesso (può funzionare da "boom"). Il diametro, viceversa, è troppo grande e non può essere contenuto in una faccia del satellite.

Un altro elemento negativo dell'antenna è legato alle dimensioni del piano di massa (circa 34cm), troppo elevate per consentire il montaggio sul satellite.

Per queste motivazioni, legate soprattutto alle sue caratteristiche fisiche, l'antenna ad elica non può essere adottata nel progetto Atmo Cube.

6.3 Considerazioni sulla migliore struttura radiante

Al termine di questo elaborato è opportuno chiedersi quale, tra tutte le proposte d'antenna considerate, sia la migliore. Ovviamente, la scelta è frutto di valutazioni molto ampie che riguardano diversi aspetti.

L'antenna da installare a bordo del satellite artificiale Atmo Cube deve soddisfare diverse caratteristiche di irradiazione/ricezione, ma deve anche essere compatibile con una serie di altri requisiti non meno importanti, quali: dimensioni fisiche, peso, reperibilità dei materiali, resistenza (affidabilità) e costi.

Sia il dipolo che l'antenna in microstriscia hanno delle utili caratteristiche per il nostro progetto, ma, raffrontando pregi e difetti delle due strutture radianti, il problema del dielettrico dell'antenna patch, troppo costoso e difficile da produrre, risulta essere un notevole limite.

Al termine di questa attività di studio e progettazione, la scelta dell'antenna da impiegare sul satellite Atmo Cube è ricaduta sul dipolo a mezza lunghezza d'onda. Tale struttura radiante è sicuramente, tra quelle studiate, la più semplice dal punto di vista teorico, inoltre risulta essere estremamente facile da realizzare, affidabile, poco costosa, non eccessivamente ingombrante, agevole da installare a bordo del satellite e su di essa è possibile realizzare un sistema di sgancio altrettanto semplice.

Per queste ragioni, è stato realizzato un prototipo del satellite su cui è installata un'antenna a dipolo, e su questo sono state effettuate numerose misurazioni. L'intero capitolo 7 è stato dedicato ai risultati ottenuti dalle prove sperimentali.

CAPITOLO 7

PROVE SPERIMENTALI

7.1 Introduzione alla prima prova

Nei capitoli precedenti sono state analizzate l'antenna a dipolo e l'antenna in microstriscia; per tali antenne è stato svolto un lavoro di progettazione e di simulazione mediante il software SemCad. Dopo un'iniziale fase di analisi teorica, che ha consentito di decidere quale fosse l'antenna migliore da adottare, si è passati alla realizzazione fisica del satellite e alle prime prove sperimentali. Il prototipo del satellite è illustrato in figura VII-1, e le dimensioni sono riportate nel capitolo IV. Per la costruzione del prototipo sono state fatte le seguenti scelte:

- il corpo metallico, di dimensioni 13x13x10 cm, è in rame, con le facce saldate tra loro ad eccezione di quella inferiore, che, per agevolare le misurazioni, si sovrappone alle altre ed è fissata tramite viti passanti;
- per il cilindro dielettrico che sostiene l'antenna è stato impiegato del polietilene, avente la forma di un cilindro cavo e senza la base circolare superiore, in modo da facilitare il fissaggio dell'antenna;
- il dipolo è costituito da due sottili lamierini di rame, lunghi un quarto di lunghezza d'onda (17.1 cm). I lamierini sono stati fissati al cilindro per mezzo di due viti di fissaggio distanti tra loro 25 mm (si vedano le figure VII-2 e VII-3);
- sulla base inferiore del cilindro e sulla faccia superiore della parte in rame sono stati fatti dei fori per il fissaggio del cilindro e per consentire il passaggio del cavo d'alimentazione dell'antenna.



Fig VII-1. Il prototipo del satellite

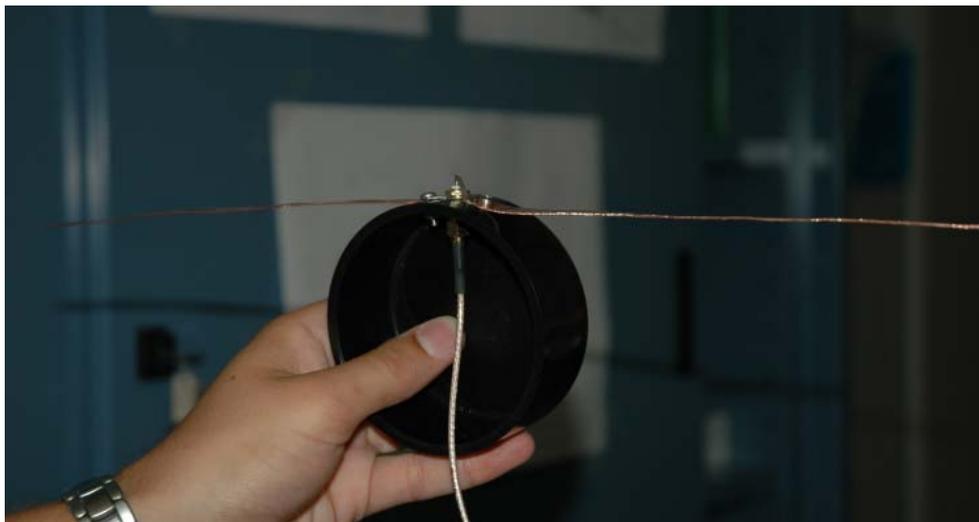


Fig VII-2. Particolare sull'antenna a dipolo

Le misure sono state effettuate attraverso un analizzatore di reti Hewlett Packard 8714B, in grado di operare nell'intervallo di frequenze 300KHz ÷ 3 GHz. Tale strumento fornisce all'utente il grafico del Return Loss (modulo, in dB, del coefficiente di riflessione Γ), in funzione della frequenza.

L'alimentazione dell'antenna è realizzata attraverso un cavo coassiale lungo 78cm, che va dall'analizzatore di reti al satellite, chiuso su due adattatori del tipo N-SMA. Lo strumento di misura fornisce un segnale di potenza variabile.

Per capire in dettaglio le modalità di connessione del dispositivo si vedano le figure VII-2, VII-3 e VII-4.



Fig VII-3. Particolare sul fissaggio dell'antenna a dipolo

7.2 La prima misura

Prima di iniziare le misurazioni sul satellite, occorre tarare il dispositivo di misura, seguendo la seguente procedura standard di calibrazione:

- si imposta l'intervallo di frequenze da visualizzare sullo schermo dell'analizzatore di reti, che, nel nostro caso, va da 300MHz a 500MHz;
- si connette il cavo coassiale di misura su una delle due porte d'uscita dello strumento;
- utilizzando dei carichi standard, sulla terminazione del coassiale si inseriscono, nell'ordine un circuito aperto, un corto circuito e un carico adattato alla linea (50Ω);
- una volta terminata la calibrazione i dati vengono salvati in un floppy disk per un loro successivo riutilizzo.

Finita la procedura sopraelencata, il cavo di misura deve essere fissato all'antenna. Per fare ciò si utilizza un connettore SMA, i cui due terminali sono collegati ai due bracci del dipolo (si veda il particolare di figura VII-4).



Fig VII-4. Particolare sull'alimentazione dell'antenna a dipolo

Una visione generale del sistema di misura viene data nella figura VII-5. Si noti che il prototipo del satellite è stato appoggiato ad un rotolo di plastica da imballo ad un'altezza di un metro dal suolo, in modo che l'antenna risenta il meno possibile dell'interferenza prodotta dagli oggetti che si trovano nelle vicinanze.

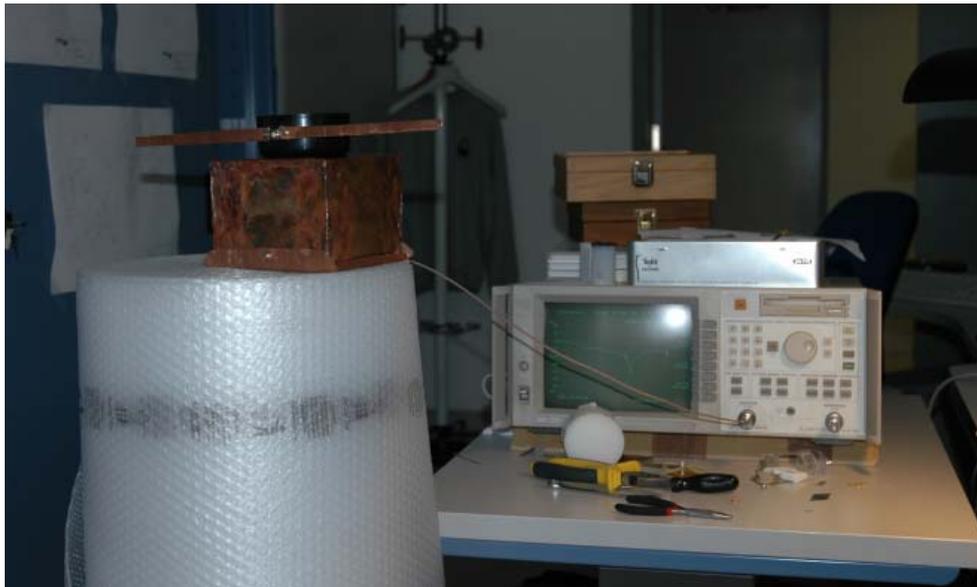


Fig VII-5. Sistema di misura

La prima misura effettuata è un semplice test per verificare il corretto funzionamento del sistema di misura realizzato: si è osservato il return loss del dipolo in assenza del supporto in rame e con il cilindro in polietilene tenuto in mano (figura VII-2). Il grafico è riportato in figura VII-6. Il livello di potenza del segnale fornito è stato impostato a 0dBm. I bracci del dipolo misurano 18cm, sono cioè di dimensione maggiore di un quarto di lunghezza d'onda (17.1cm).

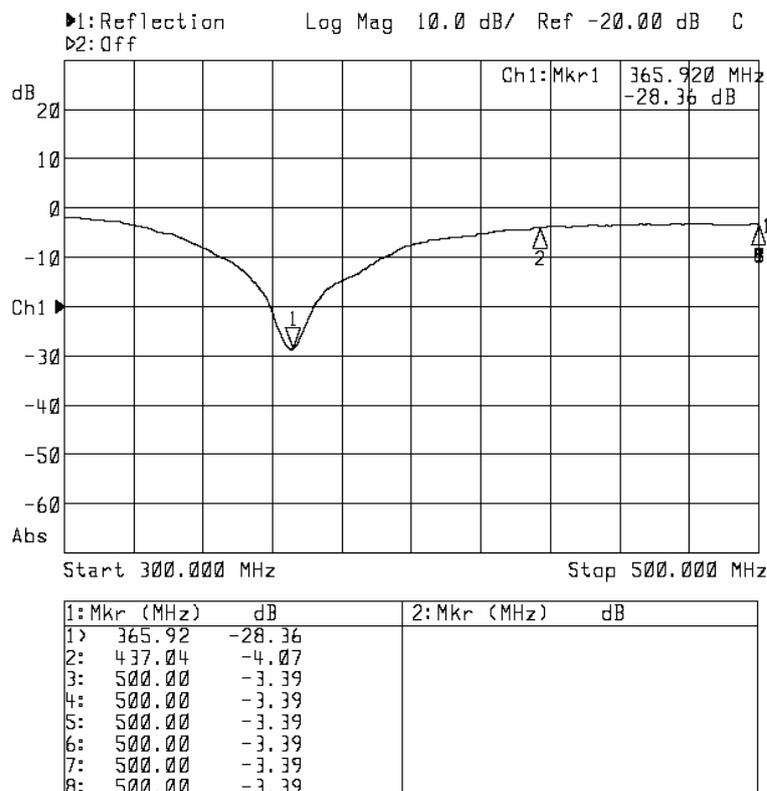


Fig VII-6. Return loss nel caso di dipolo in rame lungo 18cm e livello di potenza di 0dBm

Nel grafico sopra riportato vi sono due indicatori (marker): l'indicatore contrassegnato con 1 indica la frequenza di risonanza (366MHz), mentre l'indicatore 2 indica la frequenza alla quale vogliamo vi sia risonanza (437MHz). I due marker sono piuttosto distanti, e ciò è dovuto principalmente alla lunghezza eccessiva dei due bracci in rame che costituiscono il dipolo.

In un secondo momento è stata eseguita un'altra misurazione, con il dipolo lungo esattamente mezza lunghezza d'onda e con il cilindro montato sul corpo in rame. Il prototipo è stato posto sopra la plastica da imballo e alimentato con una potenza di 0dBm (figura VII-5).

Come si può constatare dal grafico di figura VII-7, si è ottenuto un soddisfacente andamento del modulo del coefficiente di riflessione, il quale presenta una risonanza in corrispondenza di una frequenza di 429MHz, molto vicina a quella voluta (437MHz).

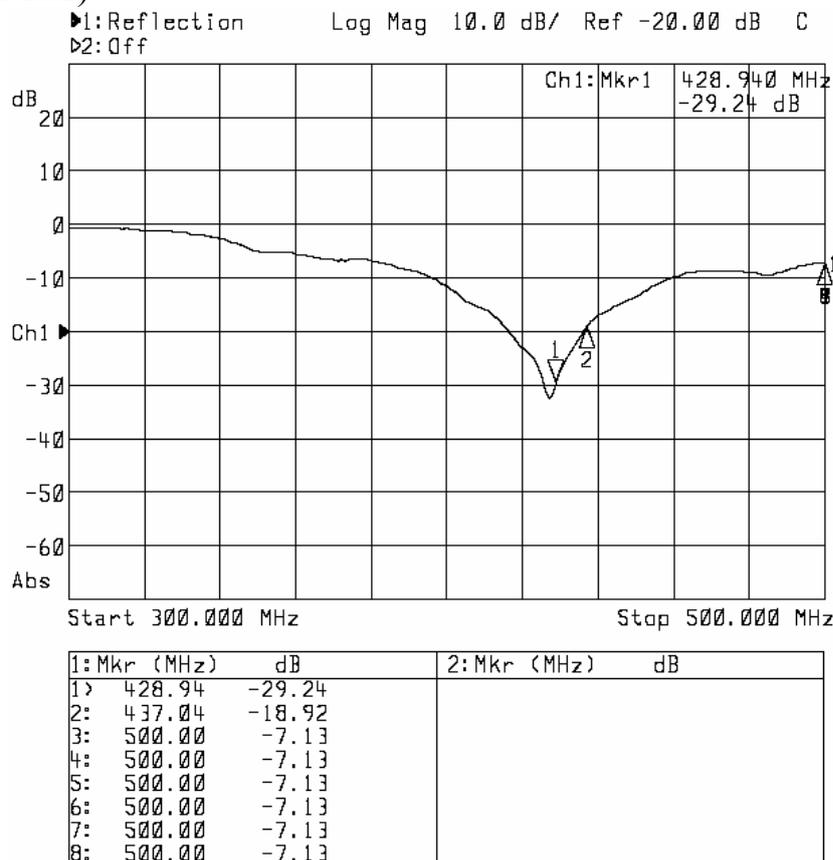


Fig VII-7. Return loss nel caso di dipolo in rame lungo 17.1cm e livello di potenza di 0dBm

Le ultime misurazioni, infine, sono state effettuate accorciando i due bracci dell'antenna di 1mm, ottenendo una lunghezza di 17cm ciascuno. Il satellite è posto nelle stesse condizioni ambientali (figura VII-5), ma è alimentato con una potenza di -20dBm. E' stata scelta una potenza inferiore per ridurre l'interferenza prodotta da oggetti situati nelle vicinanze dell'antenna. I risultati sono riportati nelle figure VII-8 e VII-9.

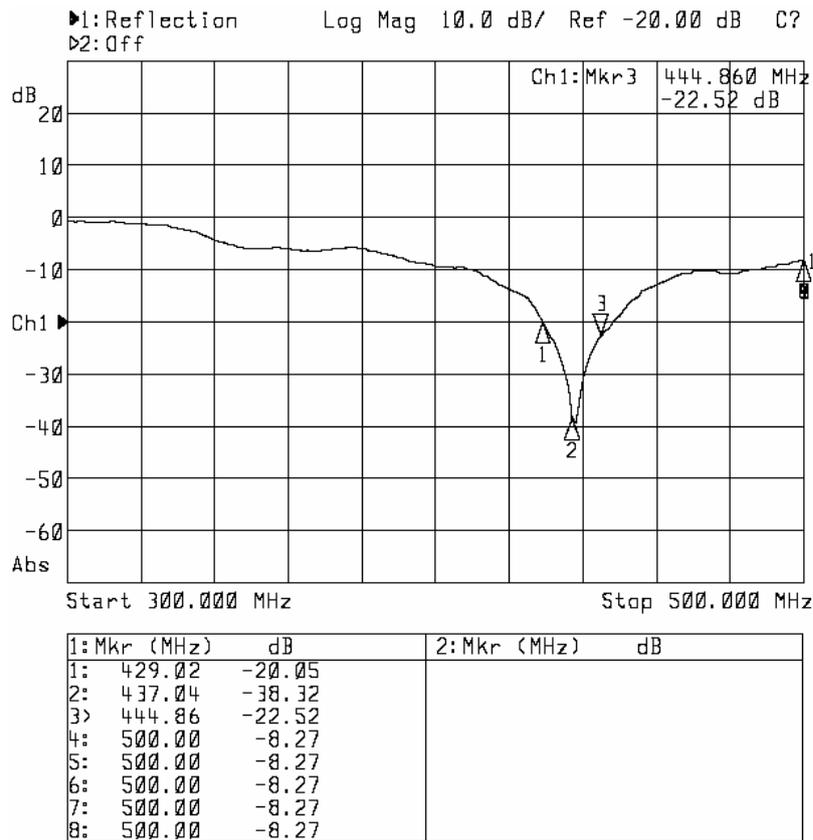


Fig VII-8. Return loss nel caso di dipolo in rame lungo 17cm e livello di potenza di -20dBm

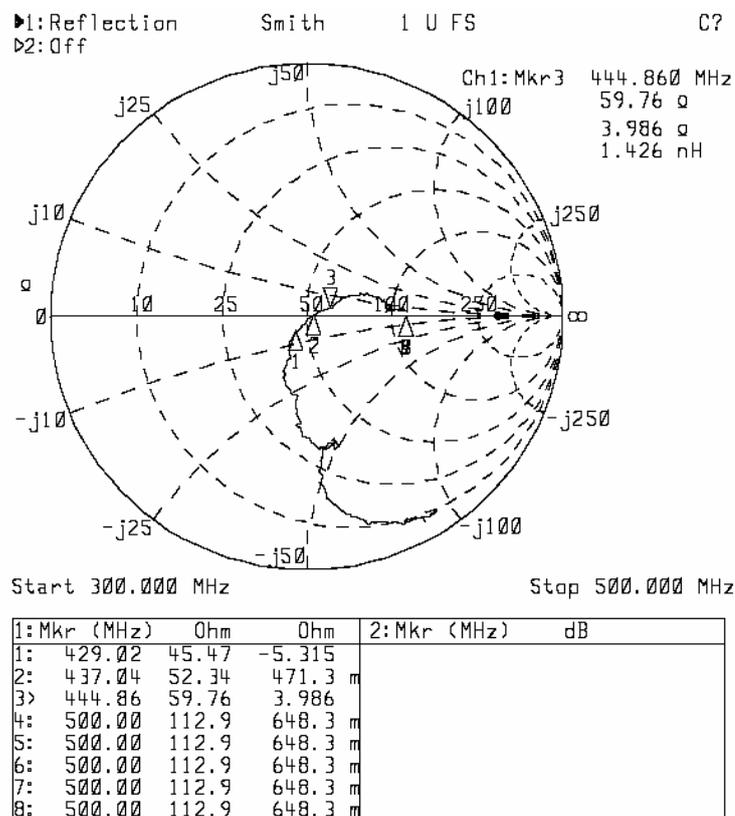


Fig VII-9. Carta di Smith nel caso di dipolo in rame lungo 17cm e livello di potenza di -20dBm

In questa situazione la risonanza si ha esattamente alla frequenza voluta. Inoltre, dalla figura VII-8 e con l'ausilio dei marker 1 e 3 è possibile avere un'idea della larghezza di banda del dipolo. Il grafico di figura VII-9 è invece una rappresentazione di $|\Gamma|$ in una carta di Smith; si nota che l'indicatore 2 si trova praticamente al centro di tale carta, e l'impedenza corrispondente è di $(52 + j0.47)\Omega$. In questa situazione si ha un ottimo adattamento d'impedenza.

7.3 La seconda misura

Dopo aver osservato, nelle precedenti prove sperimentali, il comportamento “di massima” del dispositivo, sono stati fatti ulteriori cambiamenti sul prototipo del satellite, seguiti da ulteriori misure.

Il dipolo, nelle misure precedenti, era realizzato con un sottile lamierino di rame; ora, al suo posto, si utilizzano due nastri di acciaio ricavati da un metro flessibile (la lunghezza dei due bracci è di 17.1cm, l'altezza di 1.24cm). Questa modifica consente di tenere conto in modo più accurato dei materiali che si utilizzeranno nel progetto finale del satellite. Ricordando inoltre quanto discusso nel capitolo 4, è importante che il dipolo abbia proprietà meccaniche tali che una volta sganciato, riesca autonomamente a dispiegarsi e raggiungere la forma delle figure VII-10; da qui la scelta di due nastri ricavati da un metro.

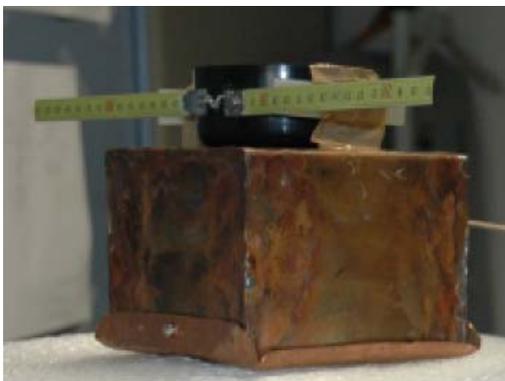


Fig VII-10. Il nuovo prototipo del satellite

In questa situazione si ripete nuovamente la misura del return loss (figura VII-11). Si osserva che l'andamento riportato è molto simile a quello di figura VII-8. Tuttavia, la misura è molto instabile e risente della posizione degli oggetti circostanti e degli operatori.

Con opportuni accorgimenti è stato possibile stabilizzare la misura del return loss. Esiste infatti un problema che non è stato preso in considerazione fino ad ora: la connessione di una linea sbilanciata (cavo coassiale) con una linea bilanciata (antenna).

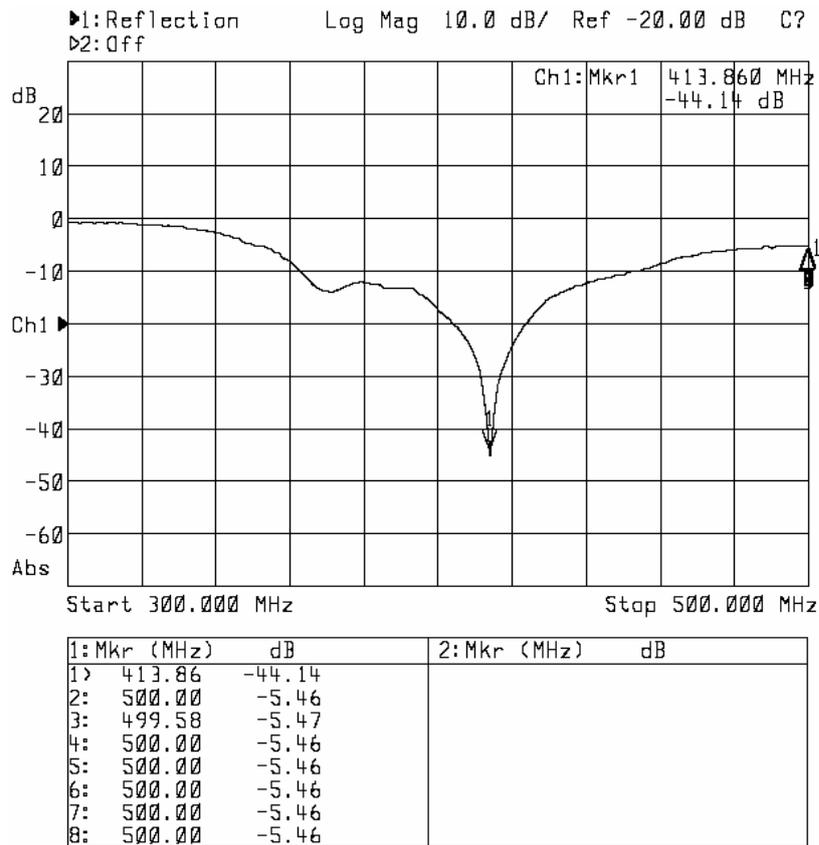


Fig VII-11. Return loss nel caso di dipolo in acciaio lungo 17.1cm e livello di potenza di -20dBm

Un dispositivo generico si definisce bilanciato oppure sbilanciato a seconda della funzione esercitata dalla massa. Nei circuiti bilanciati la massa ha un potenziale dato dalla media dei potenziali presenti negli altri terminali (ciò accade, per esempio, in un'antenna a dipolo); viceversa, un dispositivo sbilanciato utilizza la massa come percorso per il "ritorno" del segnale di corrente (il coassiale è un esempio di dispositivo sbilanciato).

Quando si alimenta un'antenna a dipolo con un cavo coassiale si verifica una discontinuità che può provocare un'irradiazione da parte della linea in coassiale con perdita di potenza utile, alterazione del diagramma di radiazione dell'antenna ed interferenze ad altre utenze.

Per comprendere meglio quello che accade nel punto di connessione dei due elementi, si faccia riferimento alle figure seguenti, dove è mostrata la connessione in oggetto e lo schema elettrico equivalente.

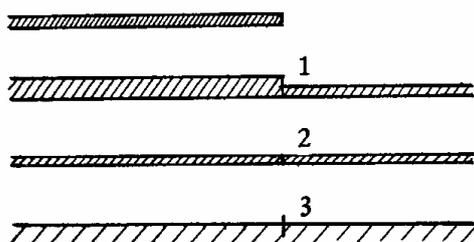


Fig VII-12. Connessione tra un elemento bilanciato ed uno sbilanciato

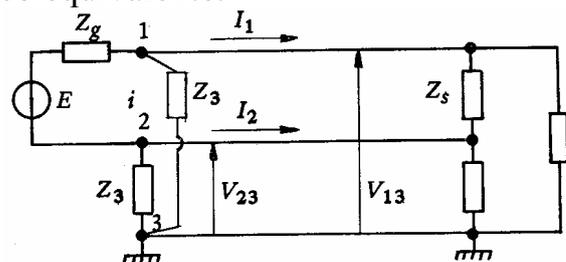


Fig VII-13. Schema elettrico equivalente di figura VII-12

Il terzo conduttore a massa è un conduttore virtuale, che tiene conto delle correnti che possono scorrere sulla superficie esterna della calza del cavo coassiale. La presenza di questo conduttore consente la propagazione di due configurazioni del campo (dette modi):

- modo bilanciato: con $V_{13} = -V_{23}$ e $I_1 = -I_2$;
- modo sbilanciato: con $V_{13} = V_{23}$ e $I_1 = I_2$.

Per evitare l'eccitazione del modo sbilanciato, si può realizzare un'alimentazione simmetrica (si veda la figura VII-14) oppure rendere l'impedenza Z_3 sufficientemente grande da poter trascurare la corrente di sbilanciamento.

I dispositivi utilizzati nella connessione di una linea sbilanciata con una bilanciata sono chiamati simmetrizzatori o balun (dall'inglese BALANCED – UNbalanced).

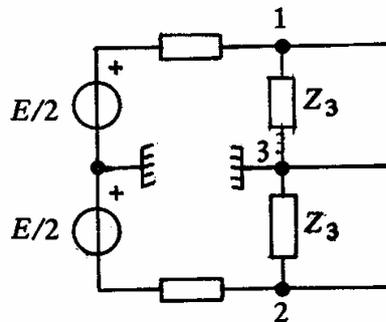


Fig VII-14. Schema elettrico di un'alimentazione simmetrica

Esistono differenti tipi di Balun: a costanti concentrate, a trasformatore, ad avvolgimento, a quarto d'onda, a larga banda in coassiale, a “bazooka”, a mezz'onda (o trombone), ecc [11].

Genericamente il balun ha il compito di simmetrizzare la connessione, ma, a seconda della sua tecnica realizzativa, può eseguire anche un adattamento d'impedenza (che nel nostro caso non occorre).

Per semplicità e velocità di realizzazione, nelle nostre misure si è ricorsi ad un simmetrizzatore in $\lambda/4$.

Lo schema di tale balun è illustrato in figura VII-15. Si noti che, subito dopo il dispositivo bilanciato, viene posto un tratto di linea in coassiale di lunghezza pari ad un quarto di lunghezza d'onda, con la calza collegata a massa; al termine di questa viene connesso il dispositivo sbilanciato. Interporre un tratto di linea di lunghezza $\lambda/4$ tra i due elementi consente di isolare il componente bilanciato da quello sbilanciato (si veda lo schema elettrico di principio di figura VII-16).

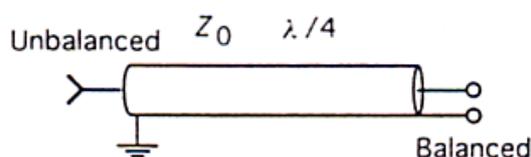


Fig VII-15. “Balun” in $\lambda/4$

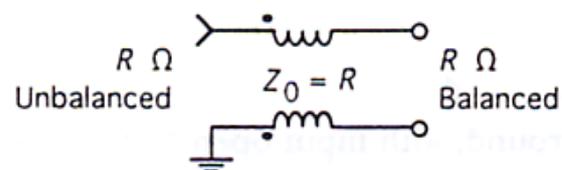


Fig VII-16. Schema elettrico di figura VII-16

Nel realizzare fisicamente tale simmetrizzatore, si è scelto di connettere il dipolo direttamente al “balun” (senza connettore SMA). Al termine del “balun”, attraverso un altro connettore SMA, è stato inserito il cavo di misura proveniente dall’analizzatore di reti. A questa estremità del “balun”, la calza del coassiale è stata fissata direttamente sul corpo in rame del satellite (massa). Per comprendere meglio i particolari realizzativi si vedano le figure VII-17.



Fig VII-17. La realizzazione del “Balun”

Il cavo coassiale utilizzato come balun è del tipo RG 316. Per tale cavo, dalle specifiche tecniche si ricava che la velocità di propagazione dell’onda elettromagnetica è pari a circa il 69.5% della velocità della luce.

Pertanto la lunghezza d’onda in questo coassiale, alla frequenza di 437MHz, è:

$$\lambda_b = \frac{c \cdot 0.695}{437 \cdot 10^6} = 47.6 \text{ cm}$$

Quindi la lunghezza l_b del balun sarà:

$$l_b = \frac{\lambda_b}{4} = 12 \text{ cm}$$

Di seguito vengono riportati il return loss e l’andamento di $|\Gamma|$ sulla carta di Smith, per il dispositivo con le modifiche apportate.

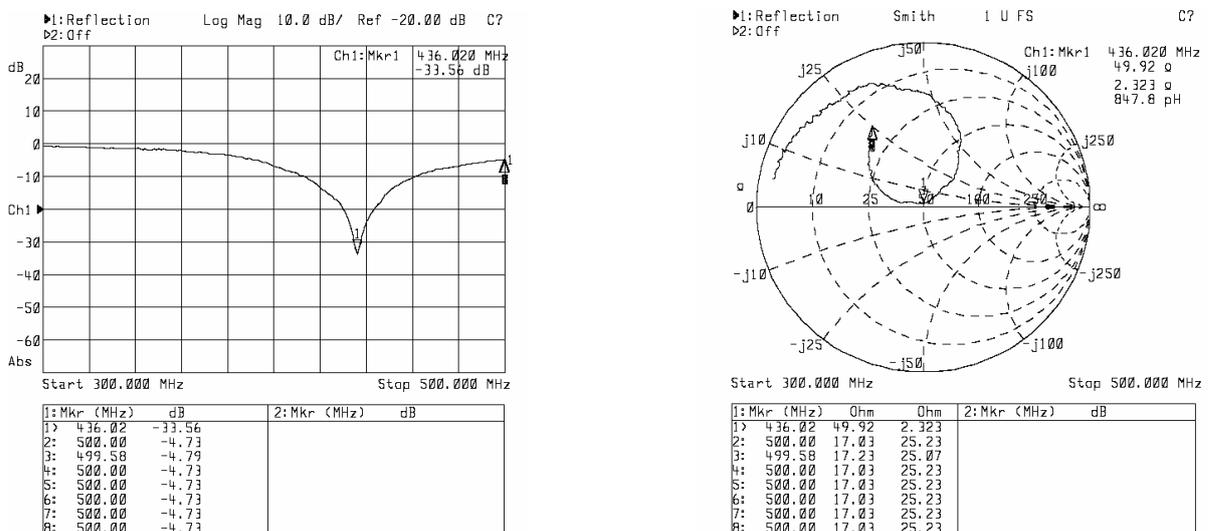


Fig VII-18. Return loss e carta di Smith relative alle misurazioni con “balun”

Si riscontra un andamento più regolare e corretto del return loss, mentre tutte le misurazioni, in generale, sono risultate molto più stabili e non influenzate dagli operatori o dagli oggetti posti nelle vicinanze.

7.4 Le misure in camera anecoica

A conclusione di questo capitolo si riportano i risultati delle misurazioni effettuate in camera anecoica. Tali misure sono state effettuate in un laboratorio dell'azienda Tèlit, che dispone di una camera anecoica calibrata fino ad un GHz. Per eseguire le prove sperimentali sono stati utilizzati i seguenti strumenti:

- analizzatore di reti della Rohde & Schwarz, modello ZVCE, funzionante nel range di frequenze che va da 20KHz a 8GHz;
- antenna di misura Yagi log – periodica della Hewlett Packard, modello emco 3146, a polarizzazione lineare funzionante da 200MHz a 1000MHz; realizzata in alluminio. Tale antenna presenta un'impedenza d'ingresso di 50Ω , ha dimensioni di 75cm di lunghezza per 75cm di larghezza, mentre il peso è di 2Kg;
- calcolatore dotato di software che consente di visualizzare ed analizzare i risultati provenienti dalla camera anecoica.

Il sistema di misura, all'interno della camera anecoica, è illustrato in figura VII-20 ed è costituito dai seguenti elementi:

- antenna Yagi, che presenta un guadagno di circa 6dB alla frequenza di 437MHz;
- prototipo del satellite, posto su un piedistallo di materiale isolante ad una distanza di 3m dall'antenna di misura.

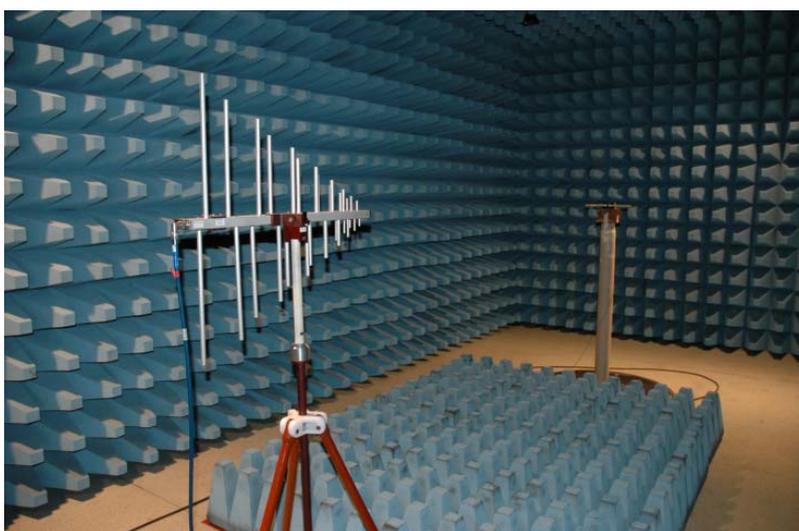


Fig VII-19. Interno della camera anecoica – sistema di misura

La distanza di tre metri tra le due antenne produce un'attenuazione dell'onda elettromagnetica irradiata dall'antenna Yagi di misura. Tale attenuazione viene

detta path loss, cioè attenuazione di tratta, e risulta importante per la valutazione del guadagno del dipolo.

L'attenuazione di tratta può essere valutata attraverso la seguente relazione:

$$A_{tratta_dB} = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = 10 \log \left(\frac{4\pi \cdot 3}{0.6854} \right)^2 = 34.8 dB$$

L'analizzatore di reti, collegato al dipolo e all'antenna Yagi, visualizza sullo schermo il guadagno complessivo del sistema Yagi – tratta in aria – satellite. Per conoscere il valore del guadagno del dipolo, occorre, rispettivamente, sottrarre il guadagno dell'antenna Yagi (6dB) e sommare l'attenuazione di tratta (34.8dB) al valore visualizzato sull'analizzatore di reti.

La relazione per il sistema in esame è la seguente:

$$G_{sistema_dB} = G_{Yagi_dB} - A_{tratta_dB} + G_{Dipolo_dB}$$

Tutte queste espressioni sono calcolate automaticamente mediante il software di cui sopra. In tal modo si ottiene direttamente il valore del guadagno del dipolo.

Prima di iniziare le misurazioni, occorre calibrare l'analizzatore di reti, che è collegato mediante due cavi all'antenna di misura (l'antenna Yagi) e all'antenna montata sul satellite.

Per prima cosa è stata ripetuta la misura del return loss dell'antenna satellitare, nelle stesse condizioni di figura VII-17 ma con il nuovo analizzatore di reti (si vedano le figure VII-20).

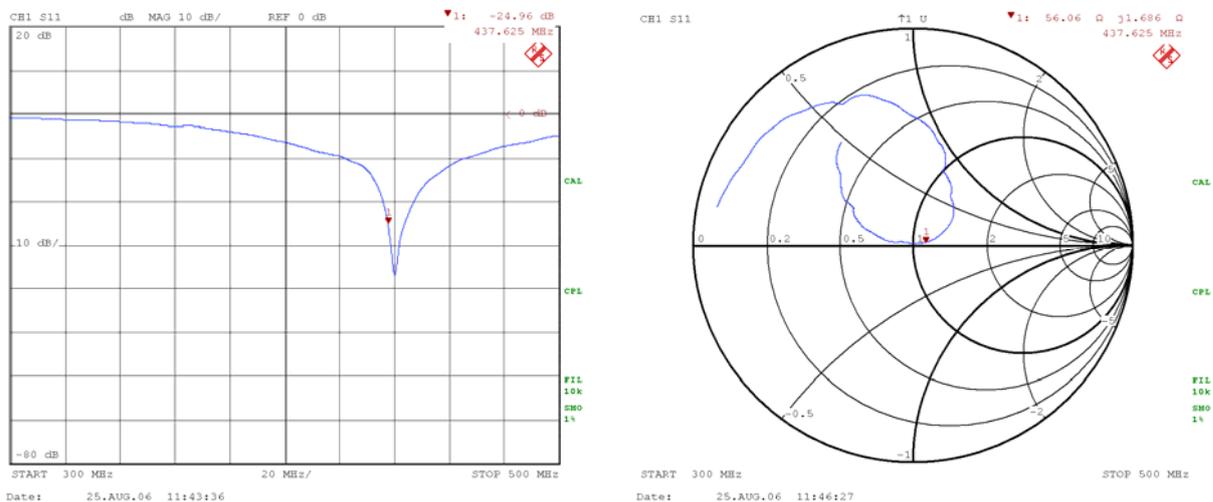


Fig VII-20. Return loss e carta di Smith nelle stesse condizioni di figura VII-18 ma con il nuovo analizzatore di reti

Dopo queste misurazioni iniziali, si può procedere all'utilizzo della camera anecoica. Grazie a questa è stato possibile misurare il guadagno del dipolo lungo diverse direzioni.

La misura del guadagno è stata ripetuta in quattro condizioni differenti:

- nel primo caso il dipolo si trova in posizione orizzontale rispetto al pavimento, mentre l'antenna Yagi è in posizione verticale;
- nel secondo caso si mantiene inalterata la posizione del dipolo, mentre l'antenna di misura viene posta in posizione orizzontale;
- nel terzo caso sia dipolo che l'antenna Yagi si trovano in posizione verticale;
- infine, nell'ultimo caso, il dipolo è in posizione verticale e l'antenna Yagi in posizione orizzontale;

L'antenna Yagi di misura irradia un campo elettromagnetico all'interno della camera anecoica; per valutare la distribuzione angolare del guadagno del dipolo, in ciascuna delle quattro condizioni sopraelencate, il prototipo del satellite è stato posto sopra un piedistallo in grado di ruotare di 360° . In questo modo, al variare dell'angolo di rotazione del satellite, si può osservare l'andamento del guadagno del dipolo.

Per tutti i casi considerati sono stati tracciati i diagrammi di radiazione bidimensionali per il dipolo (relativi al guadagno).

Le figure che seguono illustrano tali diagrammi.

Si noti che per ciascun diagramma vi sono tre andamenti del guadagno, relativi alla frequenza in uplink (437.85MHz), alla frequenza in downlink (437.49MHz) e alla frequenza centrale (437.66MHz).

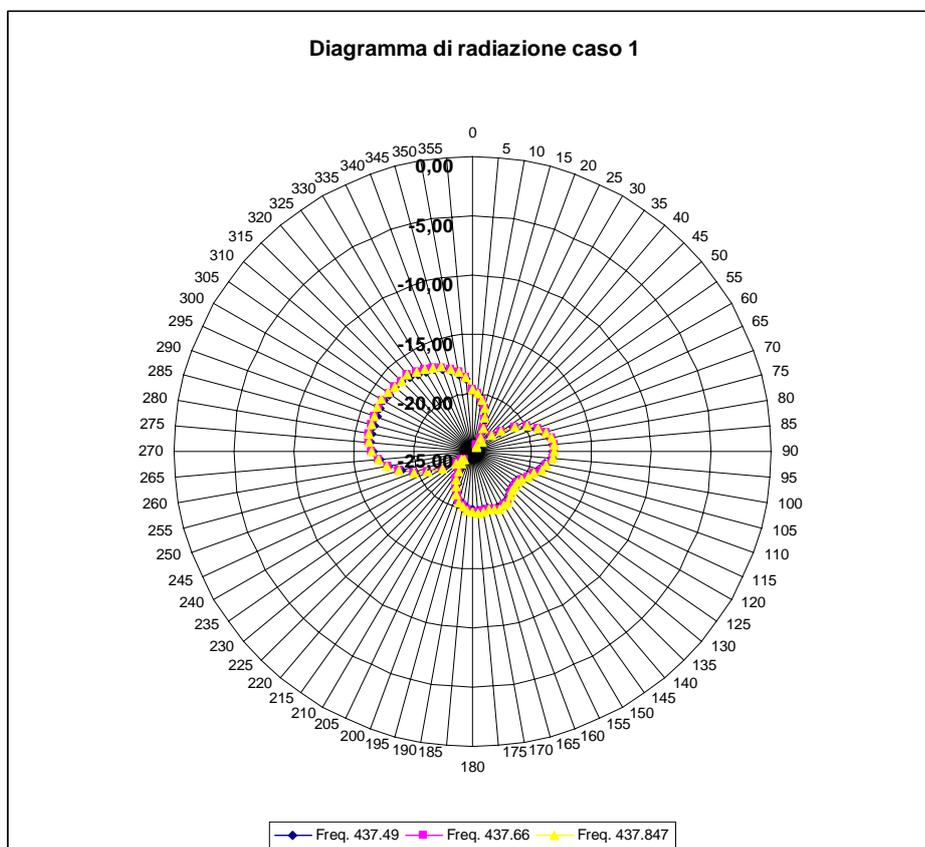


Fig VII-21. Diagramma di radiazione relativo al caso 1

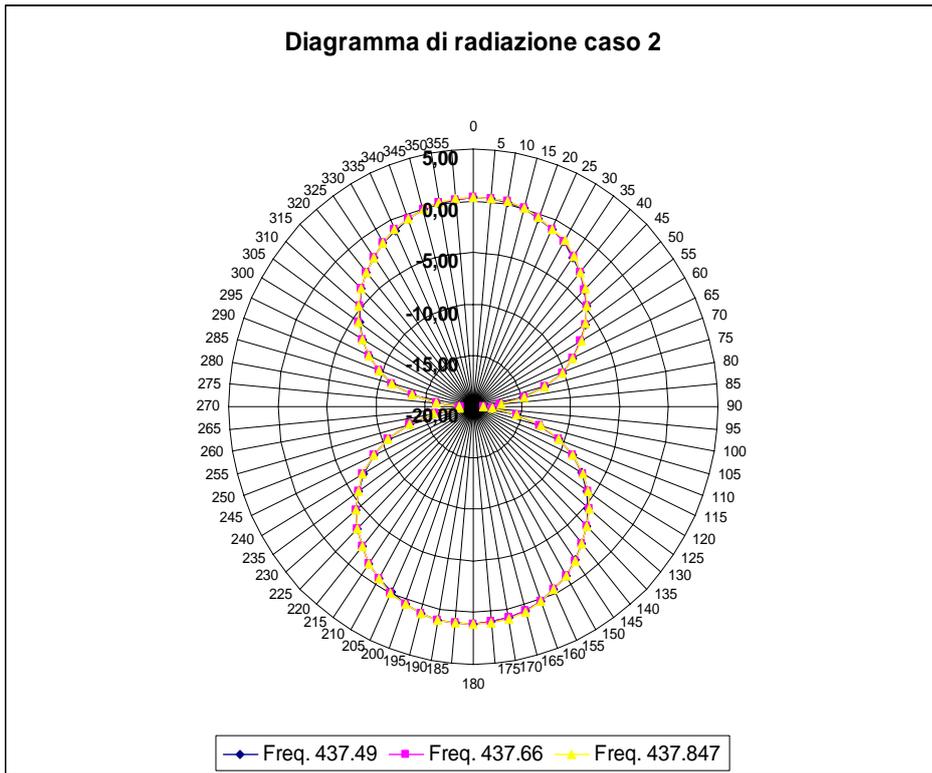


Fig VII-22. Diagramma di radiazione relativo al caso 2

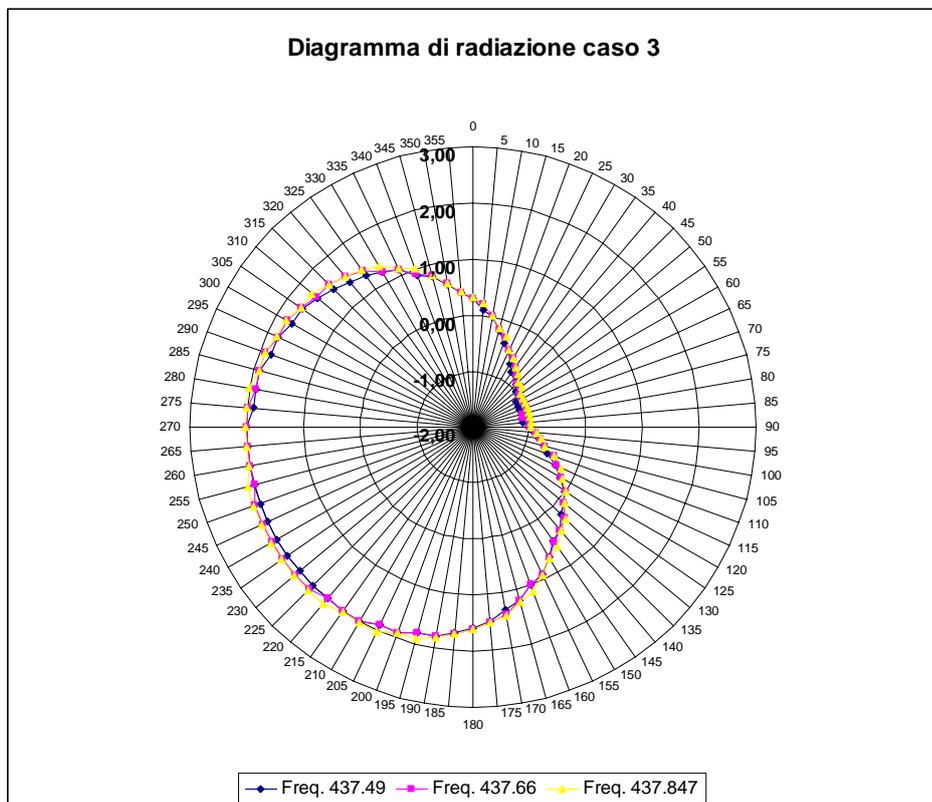


Fig VII-23. Diagramma di radiazione relativo al caso 3

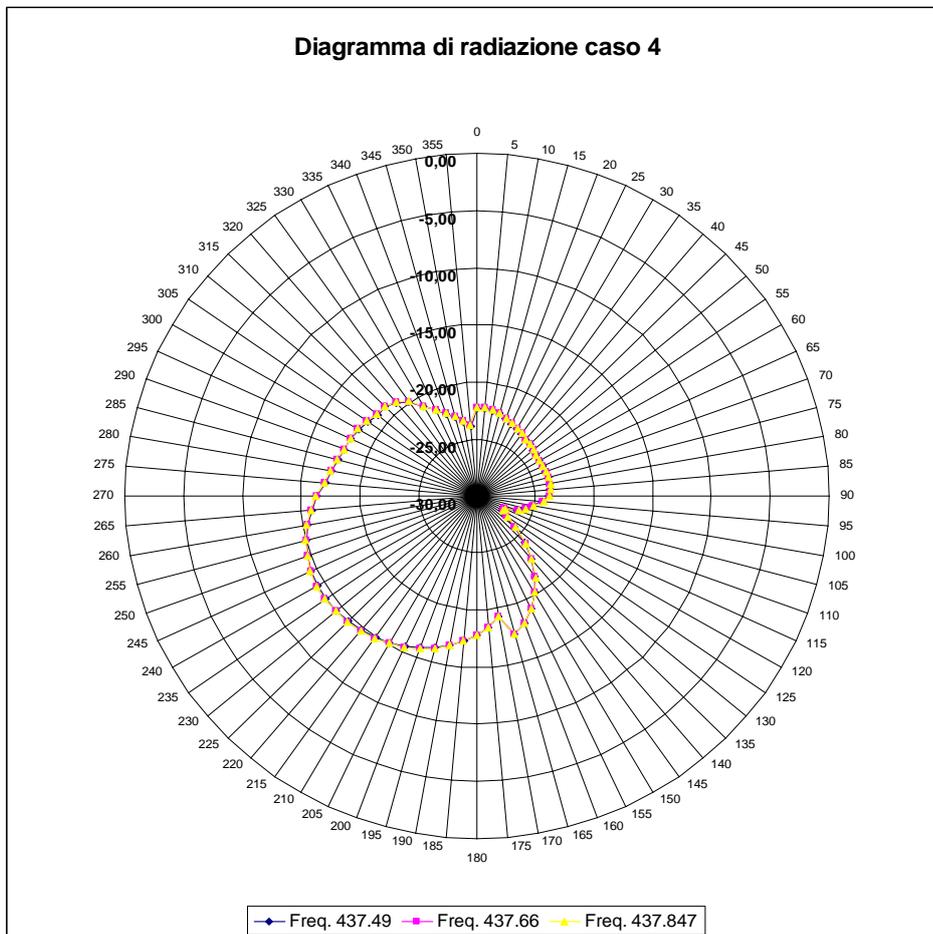


Fig VII-24. Diagramma di radiazione relativo al caso 4

I diagrammi di radiazione relativi ai casi 1 e 4 sono poco significativi, in quanto in tali casi l'antenna Yagi e il dipolo si trovano in una situazione di cross – polarizzazione. I diagrammi così ottenuti presentano valori di guadagno piccoli (attorno ai -20dB).

Nei casi 2 e 3 le due antenne sono allineate, e quindi i risultati ottenuti sono più significativi. Nel grafico di figura VII-22 si può osservare la distribuzione angolare del guadagno nel piano contenente l'asse del dipolo (che corrisponde al piano YZ di figura IV-18). L'andamento ottenuto è coerente con quanto ottenuto mediante il software SemCad. A tal proposito si può osservare la figura VII-25, che illustra quanto ottenuto con il programma di simulazione relativamente alla distribuzione dell'intensità di campo elettrico nel piano passante per l'asse dell'antenna.

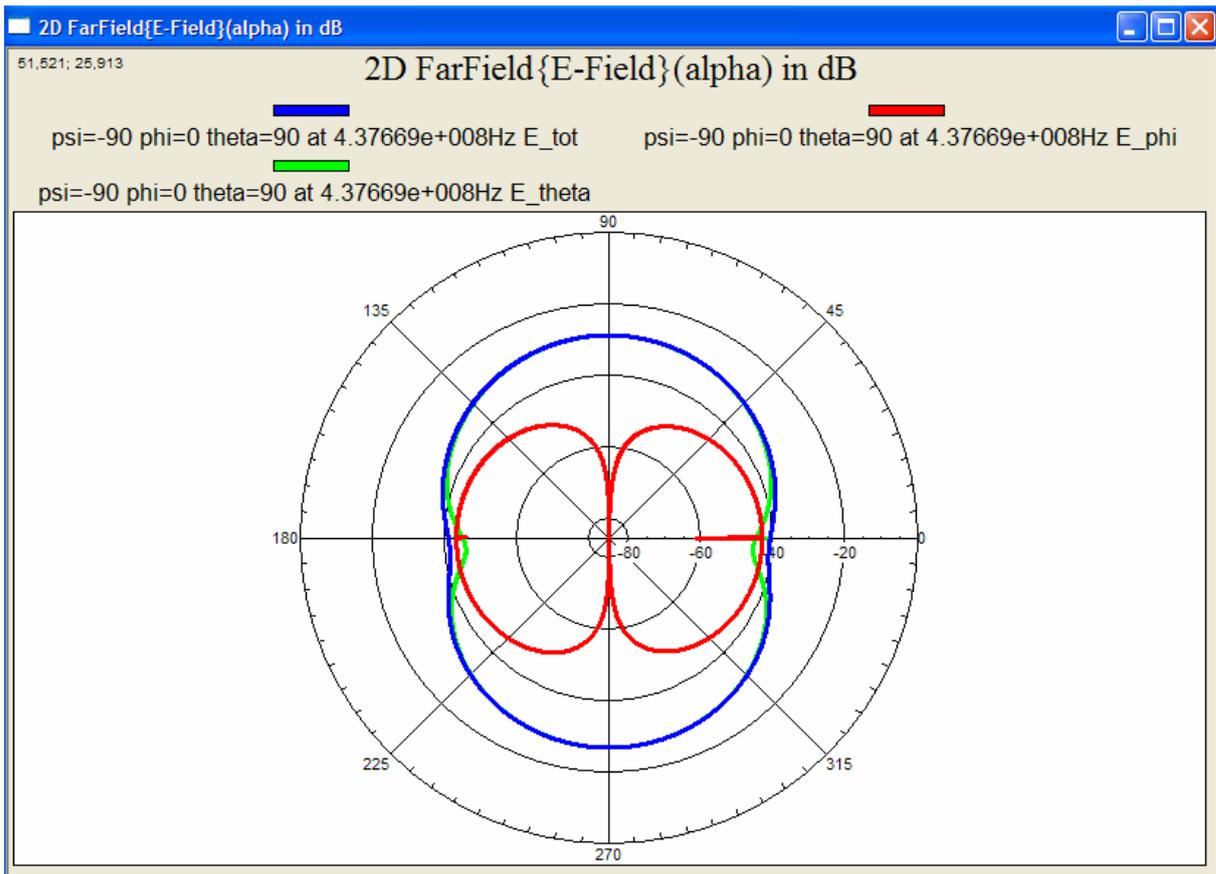


Fig VII-25. Diagramma di radiazione dell'intensità di campo elettrico nel piano parallelo all'asse del dipolo (simulato con SemCad). I due bracci del dipolo si trovano in corrispondenza degli angoli $\alpha = 0^\circ$ e $\alpha = 180^\circ$

In questa figura, al variare dell'angolo α nel piano che si sta analizzando, si nota una forte diminuzione dell'intensità di campo in corrispondenza degli angoli $\alpha = 0^\circ$ e $\alpha = 180^\circ$. Per come è stato predisposto il satellite sul sistema di misura, $\alpha = 0^\circ$ e $\alpha = 180^\circ$ corrispondono, rispettivamente, a rotazioni di $\phi = 90^\circ$ e $\phi = 270^\circ$. Dai dati raccolti e dalla figura VII-24 si vede che per questi angoli di rotazione il guadagno tende a divenire piccolo (circa -20dB). Pertanto il diagramma ottenuto con la simulazione praticamente coincide con il diagramma contenuto nella misura.

I risultati più importanti, infine, si possono ricavare osservando il diagramma di radiazione ottenuto nel terzo caso, cioè con le due antenne poste verticalmente rispetto al suolo. In tal modo si ricava il diagramma di radiazione del dipolo nel piano ortogonale all'asse dell'antenna.

Come in precedenza, i risultati della misura si avvicinano molto ai risultati della simulazione con SemCad. Si confrontino infatti le figure VII-23 e IV-22; ripetendo le osservazioni precedenti sugli angoli di rotazione, si nota che l'andamento dei diagrammi è praticamente lo stesso.

Al termine di tutte le misurazioni effettuate, si può concludere che risultati simulati e dati sperimentali praticamente coincidono.

La seconda osservazione è legata all'andamento del diagramma di radiazione di figura VII-23. Il dipolo, diversamente da quanto ci si poteva aspettare inizialmente, non presenta il massimo guadagno in corrispondenza delle coordinate $\theta = 90^\circ$ $\phi = 90^\circ$ (riferendoci al sistema di figura IV-18). Le dimensioni e la geometria del satellite su cui è montato, hanno fatto sì che i massimi valori del guadagno si riscontrino in corrispondenza di un intervallo di coordinate compreso tra $200^\circ \leq \phi \leq 225^\circ$ (con $\theta = 90^\circ$).

Si è verificato, mediante altre simulazioni, che per dipoli funzionanti a frequenze più basse i diagrammi di radiazione diventano perfettamente omnidirezionali, come era del resto prevedibile.

Il fatto che nel nostro caso il diagramma non sia perfettamente omnidirezionale non crea grossi problemi; tuttavia, è necessario tenerne conto durante lo studio della stabilità del satellite. Il satellite, dopo aver raggiunto la quota di orbita, si stabilizza attraverso un magnete permanente. Tale magnete permette al satellite di seguire la curvatura del campo magnetico terrestre, e al dipolo di avere i bracci tangenti alle linee di campo. Per quanto detto sul diagramma di radiazione, se il satellite si trova a ruotare attorno all'asse dell'antenna (tangente alle linee del campo magnetico terrestre), occorre tener conto delle variazioni che subirà il guadagno dell'antenna. È inoltre importante che la parte del satellite rivolta verso la Terra sia quella in corrispondenza della quale si ha il massimo guadagno.

CONCLUSIONI

Il lavoro sulla struttura radiante può considerarsi in gran parte concluso, anche se rimangono in sospeso alcune prove ed attività complementari al lavoro che dovrebbero essere effettuate in futuro. Si è ritenuto opportuno impiegare un'antenna a dipolo per il satellite Atmo Cube, e su di essa sono state eseguite simulazioni e misure con un prototipo.

Tale prototipo è frutto di un lavoro “artigianale”, e pertanto non estremamente preciso, considerando che i materiali impiegati non sono esattamente quelli che saranno realmente utilizzati sul satellite.

La futura attività dovrebbe concentrarsi sui seguenti punti:

- progettazione meccanica della parte del cilindro dielettrico sul quale viene montata l'antenna, che porti ad un utilizzo più efficiente dello spazio, facendo attenzione al posizionamento del dipolo e alla stabilità della struttura.
- realizzazione di un ulteriore prototipo del satellite, che impieghi i materiali definiti in sede di progetto. Su questo prototipo verranno ripetute le misurazioni qui descritte.

I dati raccolti nel capitolo 7, tuttavia, per quanto relativi ad un prototipo provvisorio sono molto importanti per analizzare il funzionamento elettromagnetico della strutture e verificare l'attendibilità delle simulazioni realizzate con il software SemCad.

Le misurazioni svolte sono da ritenere valide, in quanto il prototipo, benché approssimativo, adotta materiali con caratteristiche simili a quelle dei materiali definitivi e non altera in forte misura i risultati elettromagnetici. Tali misure costituiscono quindi un valido punto di partenza per tutte le attività che seguiranno.

BIBLIOGRAFIA

- [1]. C.A.Balanis, “*Antenna theory: analysis and design*”, John Wiley & Sons, Toronto
- [2]. R.Harrington, “*Electrical and electronic engineering series*”, McGraw-Hill book company, Toronto
- [3]. R.Garg, P.Bhartia, I.Bahl, A.Ittipiboon, “*Microstrip antenna design handbook*”, ed. Artech House, London
- [4]. Kai Fong Lee, Wei Chen, “*Advances in Microstrip and Printed Antennas*”, John Wiley & Sons, Toronto
- [5]. J.R. Pierce, “*Tutto (o quasi) sulle onde*”, Mondadori editore, Milano
- [6]. C.A.Balanis, “*Advanced engineering electromagnetics*”, John Wiley & Sons, Toronto
- [7]. M.Davidoff, “*Satellite handbook*”, The American radio relay league, Newington
- [8]. R.M.Gagliardi, “*Satellite communications*”, Van Nostrand Reinhold, New York
- [9]. National center for supercomputing applications, “*SemCad reference manual*”, Schmid & partner engineering AG Zurigo
- [10]. P.Vizmuller, “*RF Design Guide systems, circuits, and equations*”, Artech House, Boston
- [11]. F.Canavero, I.Montrosset, R.Orta, “*Linee di trasmissione*”, Levrotto e Bella, Torino