INAF ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS

Planar Array (2005)

TITLE: **"SVILUPPO DI UN ARRAY PLANARE DI ELEMENTI RADIANTI PER APPLICAZIONI SATELLITARI"**

DOC. TYPE: Rapporto tecnico

PROJECT REF.: 509/2008 **PAGE:** I of IV, 73

ISSUE/REV.: 1.1 **DATE:** 10 Dicembre 2006

Prepared by	***IASF-INAF:*** **F. CUTTAIA** **V. MARTORELLI** **M. SANDRI** **L. STRINGHETTI** ***OFFICINE PASQUALI:*** **M. BIGGI**	**Date:** **Signature:**	**10 Dicembre, 2006**

CHANGE RECORD

ISSUE	DATE	SHEET	DESCRIPTION	RELEASE
1.0	Ottobre 2006		Progress activity report	
1.1	Dicembre 2006		Final report	

TABLE OF CONTENTS

1 INTRODUZIONE 5

PERSONALE IASF-INAF COINVOLTO 5
ATTIVITÀ SVOLTA DALLA IMPRESA COFINANZIATRICE 5

FLUSSO DEL LAVORO E CONSIDERAZIONI QUALITATIVE 6

2 PROGETTAZIONE ELETTROMAGNETICA 7

2.1 PACCHETTI SOFTWARE E METODI DI ANALISI UTILIZZATI 7
SRSR-D (Radiating Structures with Symmetry of Revolution) Educational 7
CST Microwave Studio 9
HFSS 9
2.2 SPECIFICHE 9
2.3 ELEMENTO RADIANTE (ANTENNA) 10
2.4 LANCIATORE 13
2.4.1 Goal 13
2.4.2 Descrizione 14
2.4.3 TIPO 1: Modello di lanciatore ad accoppiamento magnetico 14
2.4.4 Caratteristiche propagative per la guida in rexolite: 15
2.4.5 Caratteristiche propagative per la guida in aria: 16
2.4.6 Risultati 16
2.5 TIPO 2: MODELLO LANCIATORE AD ACCOPPIAMENTO ELETTRICO 18
2.5.1 Risultati 19
2.5.2 Analisi dei risultati 20
2.6 ARRAY 20
2.6.1 Specifiche: 21
2.6.2 Definizioni 21
2.6.3 CASO1: array uniforme di 2 elementi isotropici 22
2.6.4 CASO 2: array di due rod antenne allineate sul piano E 24
2.6.5 CASO 2: array di due rod antenne allineati sul piano H 24
2.6.6 Analisi dei risultati 25
2.7 RETE DI ALIMENTAZIONE (TIPO A E TIPO B) 26

3 REALIZZAZIONE HW 27

3.1 PROCEDURA SEGUITA PER IL PROCESSO DI ELETTROFORMATURA 27
3.2 RETE ALIMENTAZIONE 30
3.3 PART LIST 30
3.3.1 LANCIATORI 31
3.3.2 FEED DIELETTRICI 32
3.3.3 RETE DI ALIMENTAZIONE 34

4 MISURE 35

4.1 INTRODUZIONE: 35
4.1.1 Verifica dimensionale 35
4.1.2 Misure elettromagnetiche 35
4.2 RISULTATI 36
4.2.1 Lanciatori di TIPO 1: 36
4.2.2 Lanciatori di TIPO 2: 37
4.2.3 Accoppiamento lanciatore – dielectric feed 39
4.3 PATTERN D'ANTENNA DEGLI ELEMENTI SINGOLI 40
4.4 RETE DI ALIMENTAZIONE 45
4.5 ARRAY 47

5 ANALISI DATI E CONFRONTO CON I MODELLI 54

5.1 RETE DI ALIMENTAZIONE: 54
5.2 FEED ELEMENTO SINGOLO: 57
5.3 LANCIATORE 59
5.4 PATTERN DELL ARRAY 61
5.4.1 Confronto tra pattern d'elemento e pattern d'array 63
5.4.2 Accoppiamento tra feed (cross talk) 70

6 CONCLUSIONI 71

7 ANNEX 72

1 INTRODUZIONE

Obiettivo del progetto è quello di disegnare e realizzare un prototipo pre-ingegneristico di un'antenna caricata in dielettrico (denominata '*Goodundoo*'®) che possa essere utilizzato come elemento costitutivo di una antenna a schiera planare. Il *deliverable* del lavoro è una antenna di quattro elementi radianti opportunamente disposti. Una antenna di questo tipo può avere un diretto sbocco commerciale per applicazioni satellitari se replicata in un *array* più grande, che potrebbe andare a coprire quella nicchia di mercato dove sono richieste antenne piatte ad un basso impatto ambientale (per esempio edifici storici). Inoltre grazie al fatto che tale antenna viene alimentata attraverso una rete in microstriscia il fascio della stessa può essere facilmente configurabile attraverso l'uso di Phase Shifter e quindi rendere più facile anche l'installazione. L'innovazione risiede inoltre nel fatto che le antenne singole caricate con dielettrico permettono di avere elementi più direttivi e quindi popolare *array* con ingombri minori rispetto ad antenne piatte che già esistono nel mercato.

Personale IASF-INAF coinvolto

Il personale IASF-INAF attivamente coinvolto nel progetto è (di fianco il ruolo ricoperto):

Maura Sandri/	Principal Investigator
Francesco Cuttaia/	Progettazione. (RF)
Valerio Martorelli/	Progettazione. (RF)
Luca Stringhetti/	Misure. (RF)
Fabrizio Villa/	Attività di Sistema

Attività svolta dalla impresa cofinanziatrice

Le Officine Pasquali Firenze hanno seguito la fase di ingegnerizzazione e la realizzazione hardware dei dispositivi e di tutte le parti meccaniche necessarie allo sviluppo e di supporto ai test di misura. La attività di controllo di qualità e verifica dimensionale è stata svolta da OP in collaborazione con IASF-INAF. La attività di misura RF è stata svolta presso gli impianti di RTW – PISA, alla data odierna facente parte del gruppo OP-Firenze.
La realizzazione delle reti di alimentazione è stata demandata alla società terza ICS-Modena, in risposta a progetto IASF-INAF e sotto la responsabilità diretta della società cofinanziatrice OP.

Roberto Lapini	Program Manager Industria
Matteo Biggi	Ingegnere Progettista

Flusso del lavoro e considerazioni qualitative

Il primo passo verso la finalizzazione dell 'array planare' è stato la progettazione di un elemento radiante singolo, costituito di due parti, dapprima progettate in modo indipendente:

Antenna radiante dielettrica
Lanciatore dielettrico (TIPO1).

A questa fase è succeduta quella di progettazione e ottimizzazione dei due elementi come unico dispositivo radiante (lanciatore più antenna) attraverso un processo di simulazione iterativa.
Parallelamente si è proceduto alla progettazione di un lanciatore di backup (TIPO2), da potersi utilizzare in sostituzione del TIPO1, qualora la realizzazione dello stesso non producesse i risultati desiderati. Il lanciatore TIPO1, infatti, data la sua geometria, impone lavorazioni particolarmente delicate che potrebbero non corrispondere pienamente alle aspettative, se non dopo numerose prove.
Il disegno concettuale è stato dunque ingegnerizzato: questo processo ha portato alla realizzazione del primo elemento radiante singolo con lanciatore di TIPO1.
Il dispositivo singolo, e, separatamente, i due elementi di cui è composto, sono stati dunque sottoposti a verifica dimensionale e a processo di misura delle proprietà elettromagnetiche (return loss, diagramma d'antenna co-polare e cross-polare).
Dalle misure è emerso che:

l'antenna ha caratteristiche confrontabili con le previsioni della modellistica sviluppata.
il lanciatore denota un malfunzionamento che sembrerebbe ricollegato a un problema realizzativo.

Il lanciatore è stato dunque disassemblato e sottoposto a ulteriore verifica dimensionale: questa non ha tuttavia denunciato particolari criticità.

In parallelo alla realizzazione delle misure sull'elemento singolo è partita l'attività di preparazione delle lavorazioni meccaniche per il sub-array di 4 elementi, attualmente in fase di finalizzazione.
In parallelo procede la realizzazione del lanciatore di TIPO2 nel numero di 5 unità.

Sono state infine disegnate e ingegnerizzate le due reti di alimentazione (TIPO A e TIPO B) da utilizzarsi in combinazione col suba-array di 4 elementi qualora le misure effettuate sui 4 lanciatori di TIPO1 fornissero risultati positivi o negativi; la combinazione prevista è

ANTENNA + Lanciatore TIPO1 + Rete TIPO A
ANTENNA + Lanciatore TIPO2 + Rete TIPO B

2 PROGETTAZIONE ELETTROMAGNETICA

L'attività di modellistica ha riguardato prevalentemente due aree:

progettazione e ottimizzazione dell' elemento radiante singolo
progettazione e ottimizzazione della rete di alimentazione

I pacchetti SW utilizzati sono quelli commerciali attualmente in uso a IASF-INAF, dedicati alla progettazione di sistemi elettromagnetici di varia natura :

SVSR[1] modello elemento radiante senza lanciatore
CST[2] modello e ottimizzazione lanciatore, elemento radiante, intero sistema.
CST[2] modello e ottimizzazione rete di alimentazione
HFSS[3] modello antenna e analisi della figura di interferenza tra due elementi accoppiati

1
2
3

2.1 PACCHETTI SOFTWARE E METODI DI ANALISI UTILIZZATI

SRSR-D (Radiating Structures with Symmetry of Revolution) Educational

Basato sul formalismo delle equazioni integrali nel dominio della frequenza: utilizzato per return loss e diagramma d'antenna. Permette di analizzare dispositivi riempiti con dielettrici omogenei; il suo output è rappresentato, nel caso di una antenna, da:

- pattern di radiazione (near field e far field, componenti co e cross-polar)
- direttività
- coefficiente di riflessione (S11)
- coefficiente di trasmissione (S12)

Principale vantaggio offerto dal suo utilizzo è stata la velocità di calcolo, che ha permesso di simulare il comportamento di parecchie antenne al variare dei parametri dimensionali.

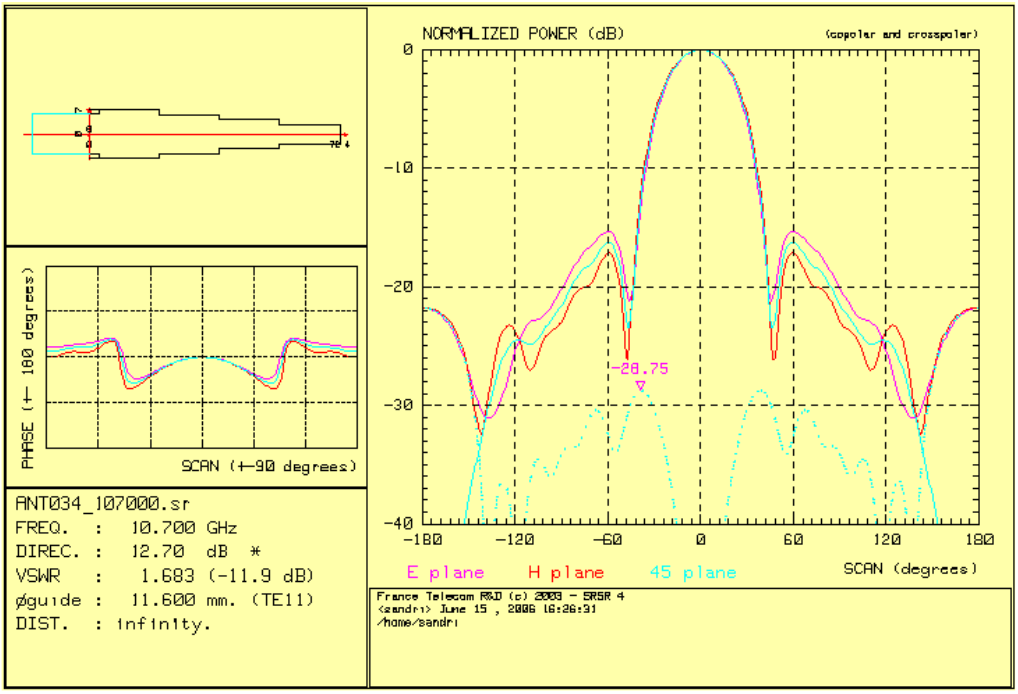


Figura 1

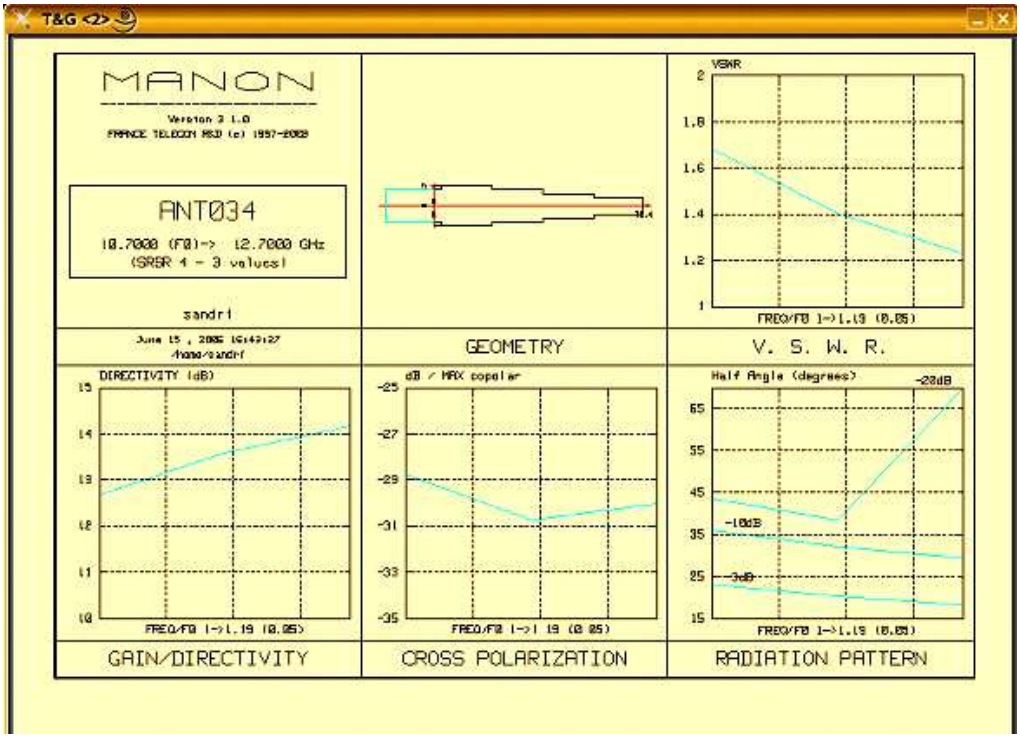


Figura 2

CST Microwave Studio

E' un simulatore elettromagnetico basato sul Metodo degli Integrali Finiti (FIT). Questo metodo numerico è fondato su uno schema di discretizzazione spaziale applicabile a differenti problemi elettromagnetici sia nel dominio del tempo che nel dominio della frequenza. Una volta discretizzato lo spazio, le equazioni di Maxwell vengono riscritte su ogni faccia di ogni cella in forma matriciale introducendo degli appositi operatori equivalenti alle operazioni continue di rotore, divergenza e gradiente. La caratteristica del metodo FIT è quella di simulare effettivamente la propagazione dei campi in mezzi di qualunque tipo, siano essi metalli o dielettrici, ideali o reali. Lo spazio libero infinito, per la soluzione di problemi di scattering, viene simulato inserendo ai bordi del dominio di calcolo delle apposite pareti assorbenti denominate PML (Perfectly Matched Layer).

HFSS

Software agli elementi finiti: basato sulla discretizzazione della struttura da modellare in elementi finiti: le equazioni di campo vengono risolte per ogni tetraedro elementare, imponendo condizioni di continuità. La soluzione si basa su un criterio di convergenza prestabilito dall'utilizzatore in base alla complessità del problema. Il sistema viene analizzato nel dominio della frequenza.

2.2 Specifiche

Da specifiche di antenne standard con un diametro minore di .85mt di apertura per applicazioni di ricezione satellitare si possono inferire quelle che sono le specifiche di massima dell'elemento radiante singolo che popolerà l'array finale. Le specifiche qui sotto sono comprensive della struttura di lancio.

Specifiche elettriche		Note
Banda	10.7 – 12.75 GHz	
Polarizzazione	Lineare	
Cross Polarizzazione	< 15 dB	
Return Loss	< -13 dB (1.92:1)	Valore peggiore in banda
Insertion Loss	< 1dB	
Direttività	> di 10 dBi	
HPBW	< 50 DEG	Misurato alla frequenza centrale
Specifiche meccaniche		
Ingombro in Z	<20cm	Z è l'asse dell'elemento radiante e quindi la profondità dell'antenna
Connettore	SMA 3.5 F	
Polarizzazione regolabile	±45Deg	Necessaria per correggere la polarizzazione dell'antenna completa in relazione alla longitudine di installazione

2.3 Elemento radiante (antenna)

La scelta del disegno e dei materiali da impiegarsi è stata dettata dall'esigenza di realizzare un dispositivo singolo di dimensioni contenute (tali cioè da consentire il posizionamento a griglia di parecchi elementi, con passo della griglia compreso tra 0.5 λ e 0.75 λ), di discreta direttività (circa 12 dBi) e return loss (> 12 dB)
L'utilizzo di una antenna dielettrica è sembrato poter rispondere alle esigenze del progetto, soprattutto in termini di riduzione dell'inviluppo dimensionale.
Il disegno poggia le sue basi sulla teoria delle antenne dielettriche descritta in 'Olver & Clarricoats' – Microwave Horns and Feeds: il disegno specifico a gradini si conforma alla ricerca di un compromesso tra adattamento dell'impedenza dell'antenna e dimensioni della bocca. L'introduzione di un choke di dimensioni opportune (in termini di λ) è finalizzata contemporaneamente all'abbattimento dei lobi laterali del diagramma d'antenna e al miglioramento dell'impedenza all'apertura: sebbene infatti, normalmente, la presenza di un choke non contribuisca, se non debolmente, a quest'ultima caratteristica, in questo caso specifico invece , data la sua geometria, il choke si comporta più come un secondo gradino adattato in uno *scalar horn*
L'ottimizzazione ha inoltre indicato che le performance dell'antenna, soprattutto per quanto riguarda l'altezza dei lobi laterali, migliorano sensibilmente quando essa giace su un piano di massa esteso rispetto alle dimensioni della bocca. In conseguenza di questa considerazione il choke è stato ricavato su un piano conduttore.
Le figure di merito nella scelta del disegno finale sono state:

Il return Loss
Il pattern d'antenna
Cross-talk

L'ottimizzazione della geometria è proceduta mediante il software SRSR: i risultati della stessa sono stati sempre confrontati con quelli prodotti tramite i software CST e HFSS. La consistenza dei differenti SW è buona. Il confronto tra i modelli verrà presentato nella sezione relativa al confronto con le misure.

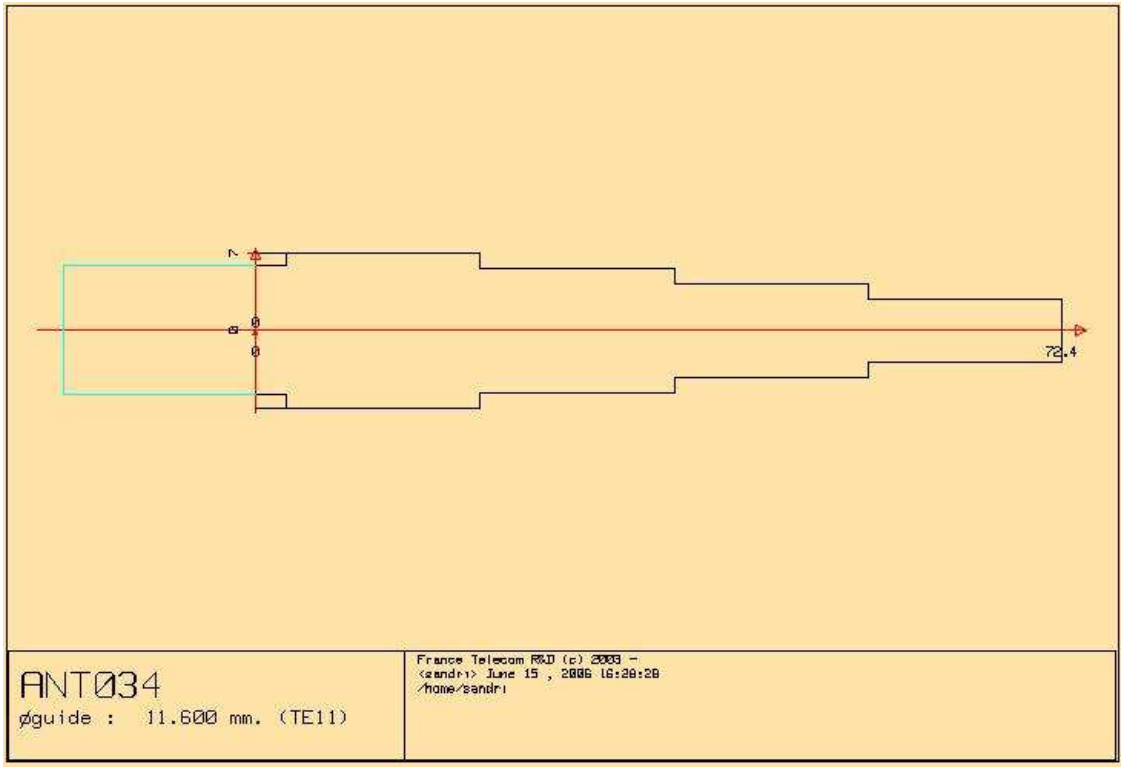


Figura 3

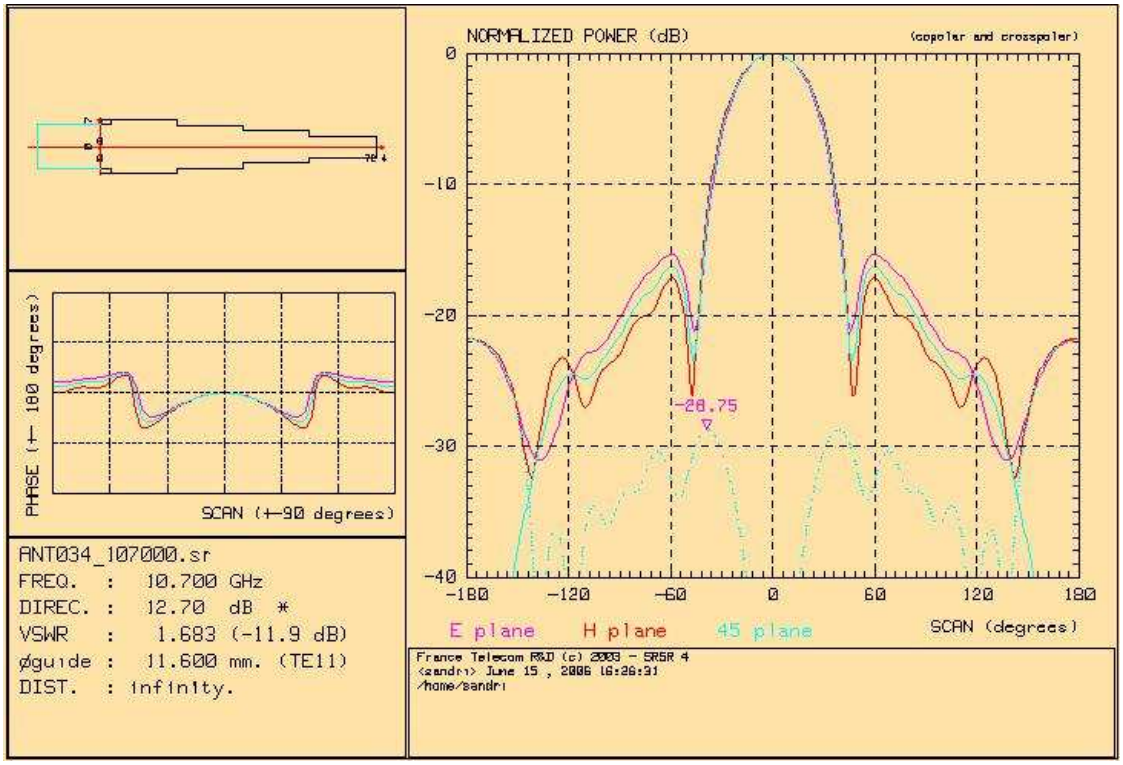


Figura 4

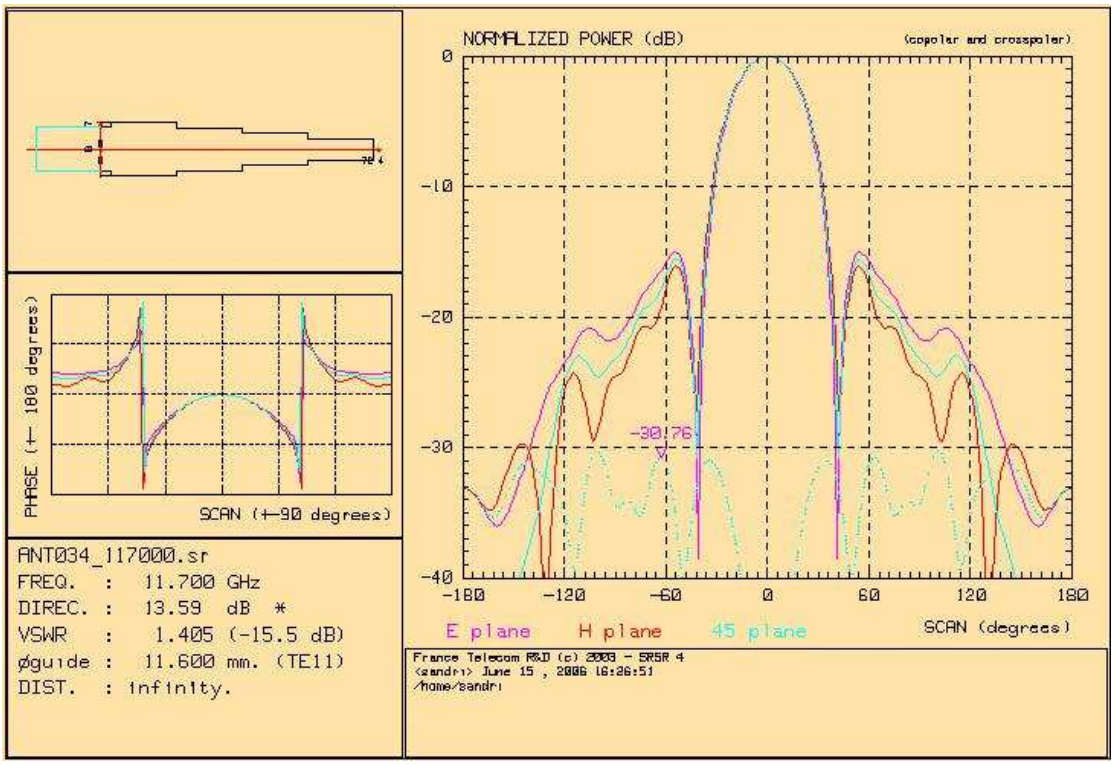
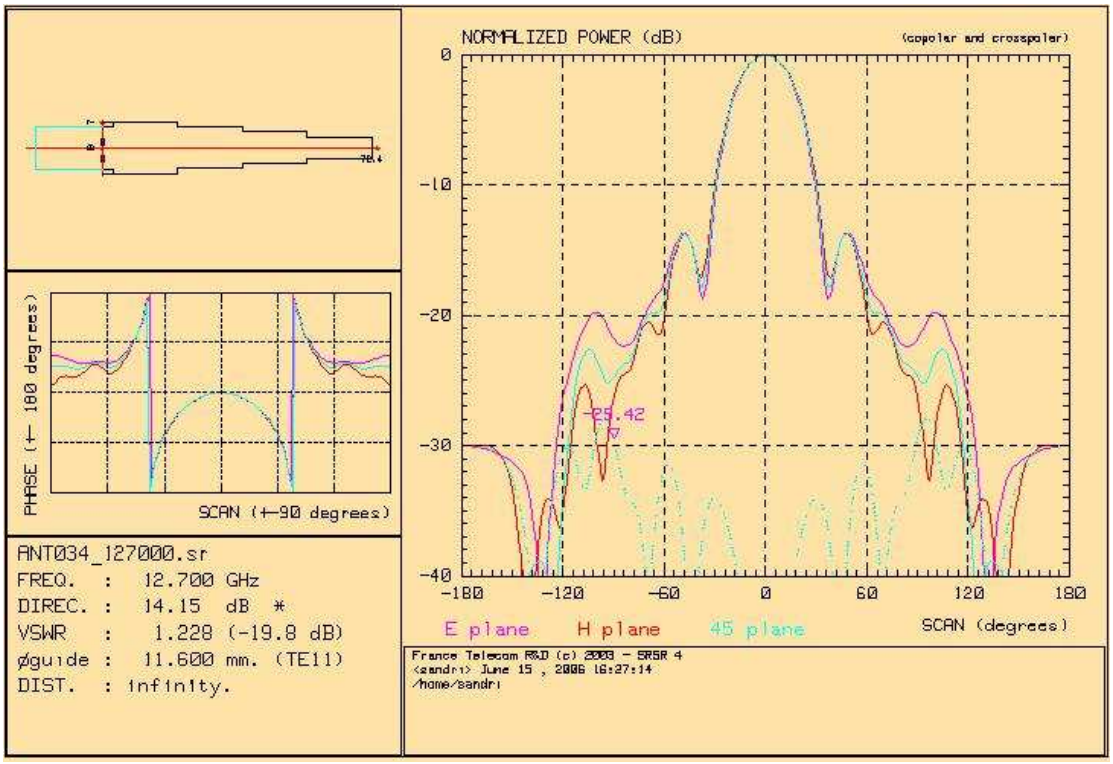

NORMALIZED POWER (dB)
(copolar and crosspolar)
0
-10
-20
-30
-40
-30.76
-180
-120
-60
0
60
120
180
E plane
H plane
45 plane
SCAN (degrees)
PHASE (+- 180 degrees)
SCAN (+-90 degrees)
ANT034_117000.sr
FREQ. : 11.700 GHz
DIREC. : 13.59 dB *
VSWR : 1.405 (-15.5 dB)
øguide : 11.600 mm. (TE11)
DIST. : infinity.
France Telecom R&D (c) 2003 - SRSR 4
<sandri> June 15 , 2006 16:26:51
/home/sandri

Figura 5


NORMALIZED POWER (dB)
(copolar and crosspolar)
0
-10
-20
-30
-40
-25.42
-180
-120
-60
0
60
120
180
E plane
H plane
45 plane
SCAN (degrees)
PHASE (+- 180 degrees)
SCAN (+-90 degrees)
ANT034_127000.sr
FREQ. : 12.700 GHz
DIREC. : 14.15 dB *
VSWR : 1.228 (-19.8 dB)
øguide : 11.600 mm. (TE11)
DIST. : infinity.
France Telecom R&D (c) 2003 - SRSR 4
<sandri> June 15 , 2006 16:27:14
/home/sandri

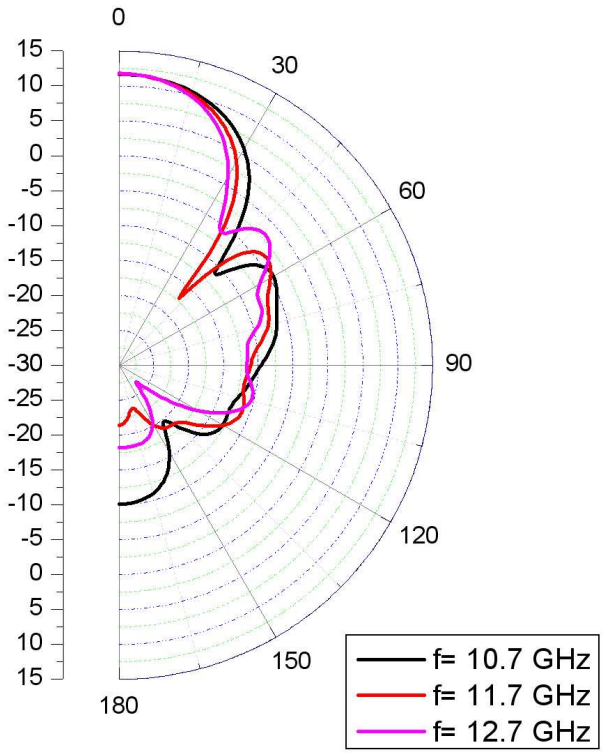


Figura 6

2.4 Lanciatore

Il proposito specifico è stato quello di progettare due transizioni (lanciatori) coassiale - guida circolare per l' antenna dielettrica sopradescritta, (che è supposta alimentata da un modo TE11). I lanciatori sono due (TIPO 1 e TIPO 2), dove il TIPO 2 rappresenta la soluzione di 'back-up' nel caso in cui il TIPO 1 dovesse presentare dei problemi non risolvibili entro i tempi tecnici di chiusura del progetto.

2.4.1 Goal

- range operativo (f): 10.7-12.7 GHz
- Return Loss: > 15 dB
- Insertion Loss: < 0.5 dB

2.4.2 Descrizione

Il lanciatore è un componente elettromagnetico in grado di convertire un'onda TEM proveniente da un classico cavo coassiale in un'onda TE11 (modo fondamentale per le guide circolari) per poter alimentare un'antenna dielettrica.
E' composto essenzialmente da due parti:

- Parte in coassiale
- Guida circolare

Per la componente coassiale si è scelto di utilizzare un componente standard mentre la parte in guida rappresenta la componente ingegneristica di questa sezione di lavoro.
Al fine di convertire l'onda TEM in un'onda TE11, il conduttore interno del coassiale è stato cortocircuitato con il conduttore della guida, così da creare un loop in grado di determinare un accoppiamento di tipo magnetico. Il beneficio di questa soluzione, rispetto ad un disegno tradizionale, è di sviluppare il sistema solamente in verticale, guadagnando spazio laterale, in previsione di una configurazione ad array con interasse d=0.75 λ.

Tra il conduttore interno del coassiale ed il conduttore della guida si sono inseriti degli scalini, al fine di migliorare l'accoppiamento tra i due modi. Il dielettrico all'interno della guida Rexolite, materiale con ε=2.53 e tan δ = 2E-3 (ANNEX 7).

Data la criticità del design e delle lavorazioni meccaniche che esso comporta, la transizione di Backup (TIPO 2) è orientata a un maggiore tradizionalismo (in termini di design elettromagnetico) e semplicità realizzativa. Questa seconda soluzione prevede l'utilizzo di una guida in aria in cui il passaggio da TEM a TE11 è ottenuto con l'utilizzo di un coassiale trasversale con anima entrante parzialmente nella guida e distante circa $\lambda/4$ dalla base metallica (accoppiamento elettrico). Per ottenere il corretto salto di impedenza è stato inserito un cilindro di adattamento in rexolite nella parte terminale della guida in aria e coassiale con essa.

Per entrambi i progetti, ad eccezione delle caratteristiche geometriche del coassiale e del raggio della guida (scelto così da consentire la sola propagazione del modo fondamentale), tutte le altre grandezze sono state ottimizzate con il metodo "quasi-newton".
I risultati sono stati ottenuti utilizzando il solutore "CST Microwave Studio".

2.4.3 TIPO 1: Modello di lanciatore ad accoppiamento magnetico

Il lanciatore è stato modellato tenedo conto di questi parametri di input:

- Metallo modellato con conduttività pari a 7E+7 S/m
- Dielettrico del coassiale: Teflon con ε = 2.08
- Dielettrico guida: Rexolite
- Porta "waveguide" in ingresso del coassiale in modo da applicare un'onda TEM. tra i conduttori del coassiale
- Porta "waveguide" in uscita del lanciatore, per poter valutare la parte di potenza del TEM che arriva in ingresso dell'antenna sotto forma di TE11.

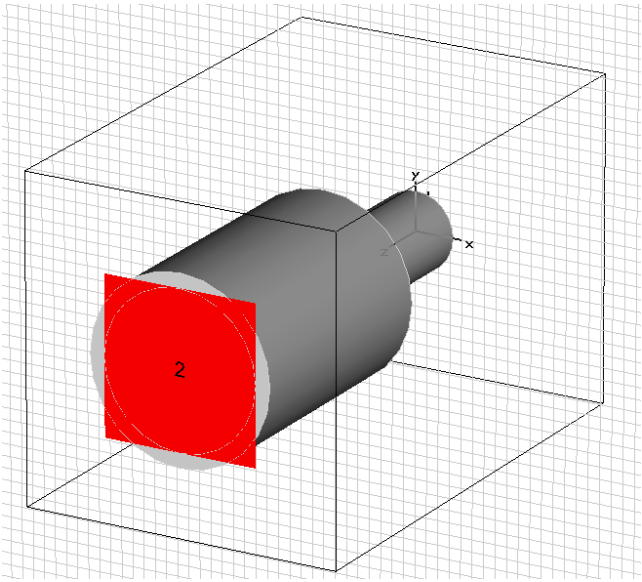


Figura 2.7: ***Disegno 3d del modello del lanciatore***

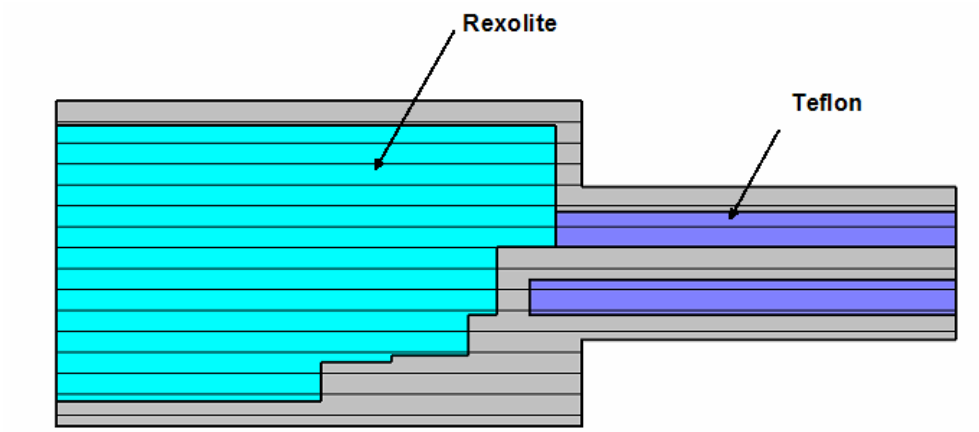


Figura 2.8: ***sezione traversa del lanciatore***

2.4.4 Caratteristiche elettriche per la guida in rexolite:

Modo fondamentale (raggio=5.5 mm):

- TE11
- f_{cutoff} = 10 GHz
- Impedenza d'onda = 256 Ω

Modo superiore (raggio=5.5mm):

- TM01
- f_{cutoff} = 13 GHz
- Impedenza d'onda = 379 Ω
- Distanza -40 dB = 22.3 mm

2.4.5 Caratteristiche propagative per la guida in aria:

Modo fondamentale (raggio=8.75 mm):

- TE11
- f_{cutoff} = 10 GHz
- Impedenza d'onda = 469 Ω

Modo superiore (raggio=8.75mm):

- TM01
- f_{cutoff} = 13 GHz
- Impedenza d'onda = 122 Ω
- Distanza -40 dB = 23 mm

2.4.6 Risultati

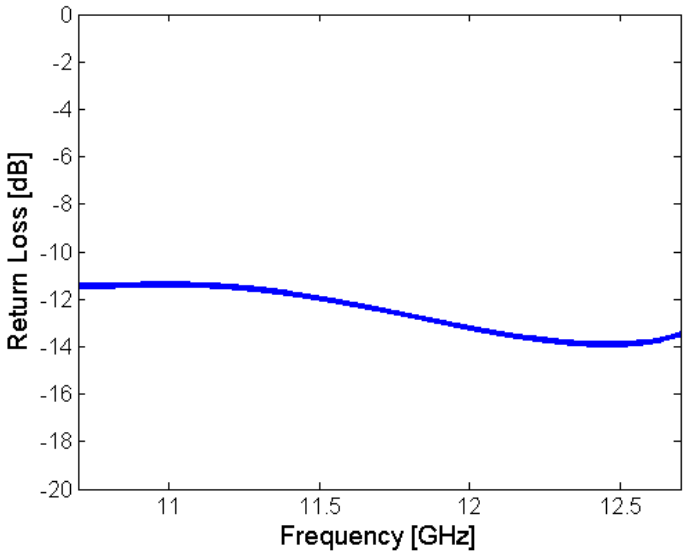


Figura 2.9: ***Return Loss del lanciatore chiuso su di un carico adattato alla guida***

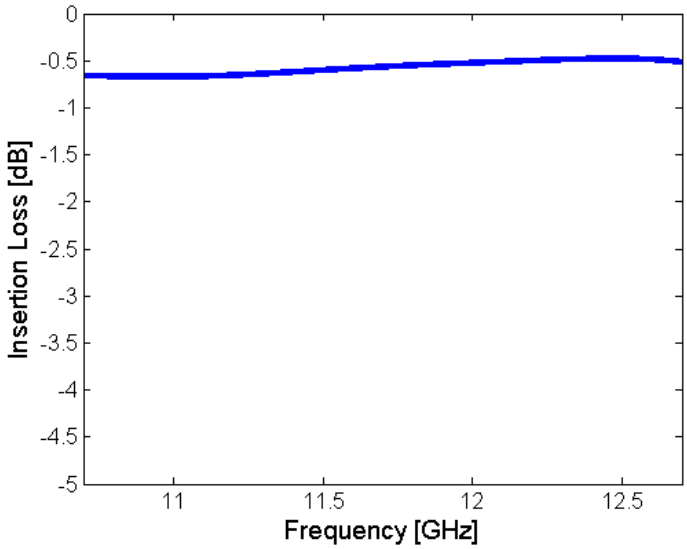


Figura 2.10: ***Insertion Loss del lanciatore chisu su di un carico adattato alla guida***

Nelle figure 1.3 e 1.4 sono riportati gli andamenti del *Return Loss* e dell' *Insertion Loss* del lanciatore ad accoppiamento magnetico chiuso su di un carico adattato alla guida. Nonostante l'ottimizzazione, si nota come le prestazioni non rispettino pienamente le specifiche principalmente a causa del *Return Loss* elevato. Per verificare come si comporta la transizione se chiuso sul suo carico reale è stata rieseguita una simulazione (senza ottimizzazione) inserendo come l'antenna stessa (fig. 1.5). Le prestazioni sono mostrate in figura 1.6.

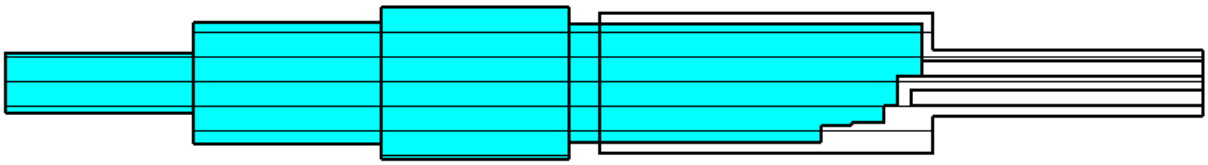


Figura 2.11: ***Lanciatore chiuso sull'antenna***

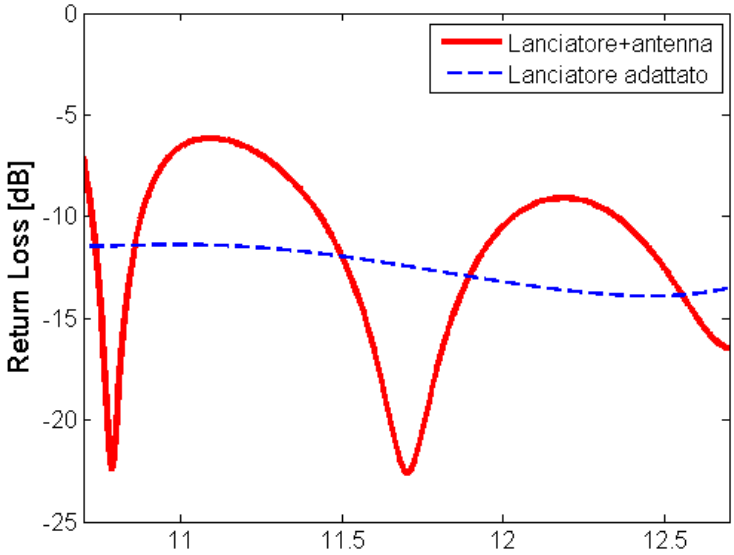


Figura 2.12: ***Return Loss del lanciatore chiuso sull'antenna stessa e confrontate con il Return Loss del lanciatore chiuso sul carico adattato.***

Si nota come il dispositivo si comporta in modalità multi banda con delle bande (11.2 GHz e 12.2 GHz) dove il comportamento risulta essere del tutto fuori specifica. Questo risultato può essere dovuto al fatto che l'antenna (progettata con un altro software) presenti un'impedenza molto diversa diversa da quella della guida.

2.4.7 TIPO 2: Modello lanciatore ad accoppiamento elettrico

Per il progetto del lanciatore di backup è stato deciso di inserire all'interno dell'ottimizzatore, in luogo di un carico adattato, il carico reale introdotto dall'antenna (fig. 1.7).
Le variabili ottimizzate sono:

- distanza dell'anima del coassiale dal fondo della guida in aria;
- lunghezza di penetrazione dell'anima all'interno della guida in aria
- dimensioni del cilindro in rexolite presente nella parte finale della guida in aria
- lunghezza del tratto di guida in rexolite

L'Insertion Loss ed il Return Loss, nel caso in cui il lanciatore è chiuso su di un carico adattato alla guida in rexolite, sono stati calcolati dopo l'ottimizzazione (fig. 1.8).

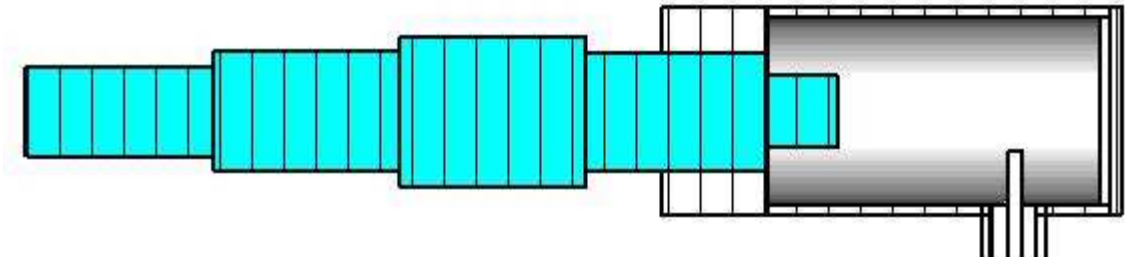


Figura 2.13: ***Immagine del lanciatore ad accoppiamento elettrico chiuso sull'antenna reale***

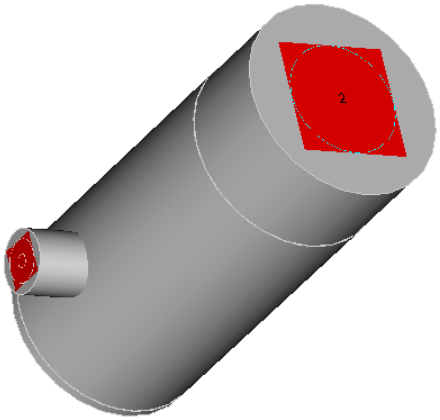


Figura 2.14: ***modello del lanciatore utilizzato per il calcolo delle prestazioni nel caso in cui il dispositivo è chiuso su di un carico adattato***

2.4.7.1 Risultati

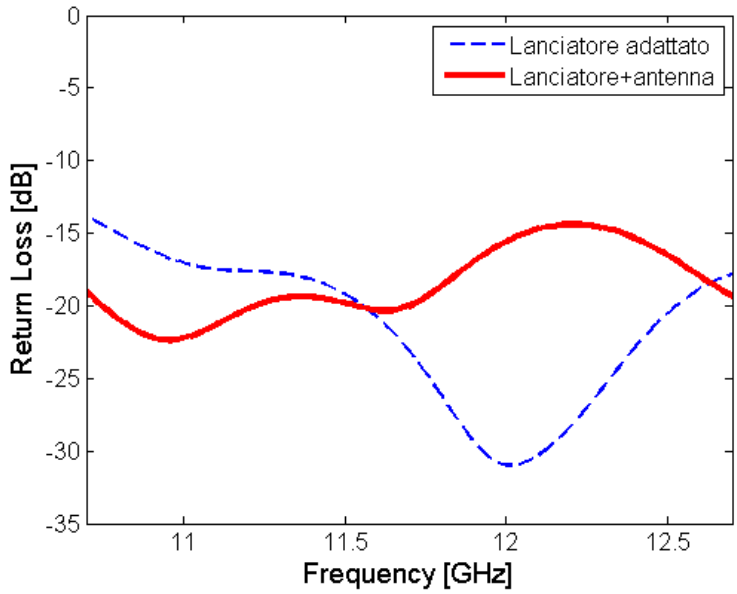


Figura 2.15: ***Return Loss del lanciatore ad accoppiamento elettrico chiuso sull'antenna stessa e confrontate con il Return Loss del lanciatore chiuso sul carico adattato.***

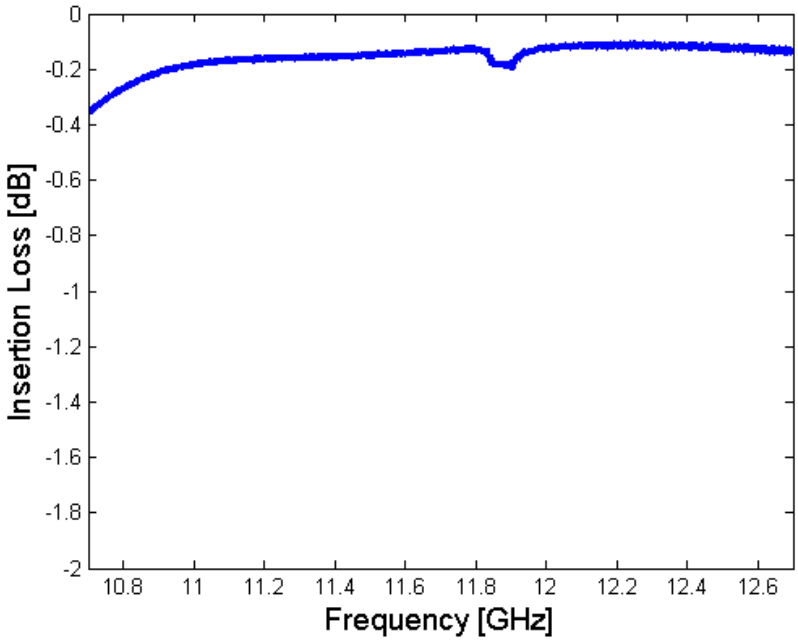


Figura 2.16: ***Insertion Loss del lanciatore ad accoppiamento elettrico***

In questo caso si nota come la scelta di ottimizzare la geometria chiudendo la transizione sul carico reale abbia comportato un risultato decisamente migliore del precedente in quanto il lanciatore risulta adattato anche se chiuso su di un carico ideale. Inoltre l'Insertion Loss mantiene in tutta la banda le specifiche richieste.

2.4.7.2 Analisi dei risultati

In questo lavoro sono stati progettati due transizioni cavo-guida. La prima transizione, più complessa, prevede un accoppiamento di tipo magnetico tra il coassiale e la guida riempita di rexolite. In questo modo è possibile ottenere antenne con estensione superficiale limitata. La seconda transizione, più semplice, prevede invece un classico accoppiamento di tipo elettrico, ma ciò richiede, oltre ad un utilizzo di una guida in aria di diametro più grande, anche spazio aggiuntivo per la presenza di un connettore SMA trasversale.
Sono state seguite due strategie diverse di ottimizzazione, una per ciascuna rete. I risultati mostrano come la seconda strategia, unita al disegno più semplice, permette di avere risultati nettamente migliori: questo ovviamente a scapito dell' ingombro complessivo.

2.5 Array

Lo scopo finale dell'ottimizzazione del singolo elemento radiante, e del relativo lanciatore, è quello di servirsi poi di questa geometria per realizzare un broadside array di 2x2 elementi da utilizzarsi come sub-array prototipo di un array di dimensioni maggiori. Un broadside array è un dispositivo in grado di irradiare la massima potenza nella direzione $\theta=0°$. Per ottenere ciò, l'unico vincolo è rappresentato dalla alimentazione degli elementi (in fase) . Essendo i singoli elementi identici tra loro, ha senso ipotizzare che siano alimentati con la stessa potenza. Di conseguenza, senza perdita di generalità si può parlare di *array uniformi*.
Inoltre è possibile studiare separatamente i due piani principali definendo per ognuno di essi un opportuno fattore di array uniforme (definito come somma complessa dei campi). Essendo identica la distanza dei radiatori su entrambe le direzioni, il fattore di array uniforme sarà pure comune a entrambi..

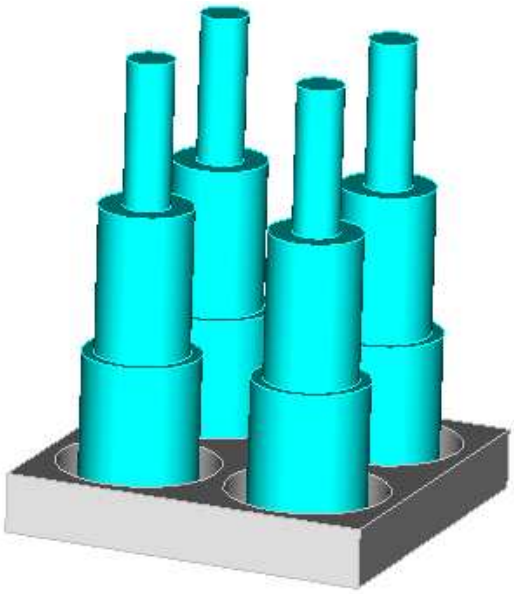


Figura 2.17: ***Immagine di un array di 2x2 elementi***

Verranno qui di seguito analizzati tre casi:

- Array di 2 radiatori isotropici
- Array di 2 rod-antenne allineati lungo il piano E
- Array di 2 rod-antenne allineati lungo il piano H

Le analisi saranno svolte analiticamente ipotizzando l'assenza di accoppiamento. I diagrammi delle rod-antenne sono quelli ottenuti in fase di progetto (ANNEX 6).

2.5.1 Specifiche:

- Range operativo (f): 10.7-12.7 GHz
- Side Lobe Levels < 15°
- BW < 50°

2.5.2 Definizioni

Per la descrizione di quanto seguirà, è importante definire una nomenclatura univoca.

d: distanza tra i centri di fase degli elementi
N: numero di elementi
$\underline{\hat{\mathbf{e}}}$: versore del campo elettrico
f: fattore d'onda sferica
E_0: costante
k_0: costante di propagazione
θ: angolo tra la direzione del broadside ed il punto di osservazione

$\underline{\mathbf{E_n}}$: campo elettrico dell'n-esimo elemento

$$\underline{\mathbf{E_n}} = E_0 \underline{\hat{\mathbf{e}}} \cdot f \cdot g(\vartheta, \varphi) \tag{1.1}$$

F: fattore d'array uniforme

$$F = \sum_{n=0}^{N-1} \exp(-jk_0 nd \sin(\vartheta)) \tag{1.2}$$

$\underline{\mathbf{E_T}}$: campo elettrico totale

$$\underline{\mathrm{E_T}} = F \cdot \underline{\mathbf{E}} \tag{1.3}$$

2.5.3 CASO1: array uniforme di 2 elementi isotropici

L'utilizzo dei radiatori isotropici è utile ai fini analitici per determinare il fattore d'array, che rappresenta una grandezza sufficiente per determinare le prestazioni di una cortina.
Per ipotizzare il comportamento è sufficiente scegliere come funzione *g* all'interno della (1.1) il valore costante 1. In questo modo otterremmo un radiatore con un pattern isotropico; nel qual caso , la (1.1) diventa il prodotto di un versore per una costante, che si può porre anche uguale a 1. (rendendo identici i risultati, in modulo , della (1.3) e della (1.2))

Dalla 1.2 , si evince che:

- La direttività totale non dipende dalla spaziatura ma dipende dalle direttività dei singoli elementi. Questo è propriamente vero solo nell'ipotesi adottata di assenza di accoppiamento.
- Una spaziatura inferiore a 0.5 λ elimina i lobi laterali all'interno della finestra di visibilità.
- Una spaziatura compresa tra 0.5 λ e λ comporta la presenza di lobi laterali crescenti all'aumentare di *d* nella direzione *endfire.*
- Una spaziatura maggiore di λ comporta la presenza di *grating lobes* all'interno della finestra di visibilità.
- Il beam width a metà potenza (BW_{3dB}) diminuisce all'aumentare di *d*.

Questi risultati si possono notare anche nelle figure 1.2, 1.3, 1.4, 1.5, 1.6 e 1.7.

La scelta della spaziatura ottimale dipende da diversi fattori:

- trascurando le soluzioni con d > λ che procurano grating lobes, una prima scelta dipende dai requisiti di patten richiesti. L'andamento del fattore d'array, come mostrato nelle figure 1.2, 1.3 e 1.4, una volta eseguita l'operazione descritta dall'eq. (1.3) con il pattern reale, permette di sagomare il fascio diminuendo notevolmente i lobi laterali. Questa operazione è tanto più evidente quanto d è vicina a λ;
- aumentare la spaziatura comporta un aumento della superficie occupata dalla antenna;
- diminuire la spaziatura (considerando anche le dimensioni fisiche dell'antenna) comporta un aumento dell'accoppiamento che, oltre a modificare il pattern e l'impedenza, rende non più valida questa trattazione.

Siccome l'antenna in esame ha una buona direttività (~12 db) nella direzione di broadside con scarsa radiazione nella circonferenza θ=0° (e quindi con grating lobes fortemente attenuati) una ragionevole scelta sembra quella di assumere *d* compreso tra 0.75λ e λ.

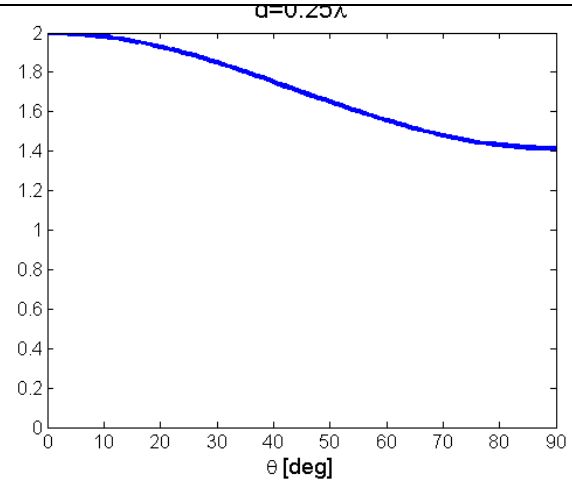


Figura 2.18:Fattore d'array per il caso di d=0.25λ

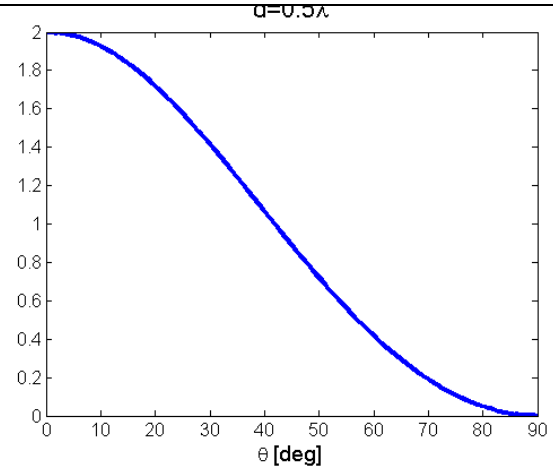


Figura 2.19: Fattore d'array per il caso di d=0.5λ

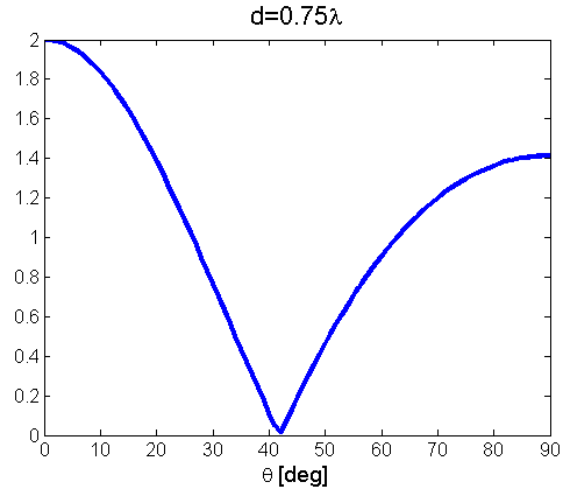


Figura 2.20:Fattore d'array per il caso di d=0.75 λ

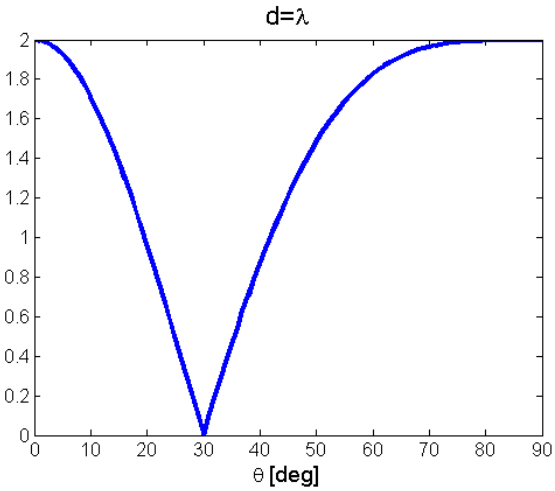


Figura 2.21: Fattore d'array per il caso di d=1.0 λ

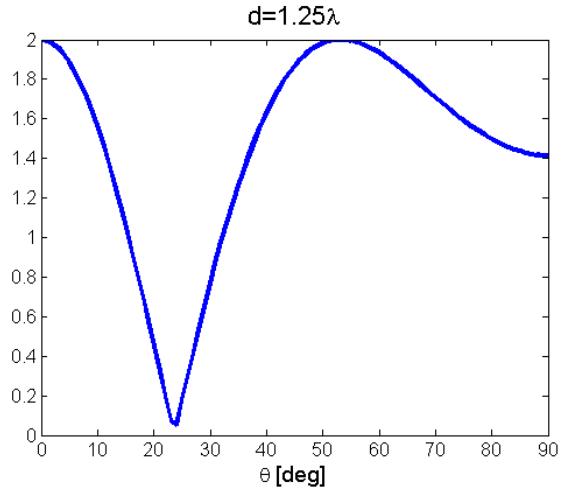


Figura 2.22:Fattore d'array per il caso di d=1.25 λ

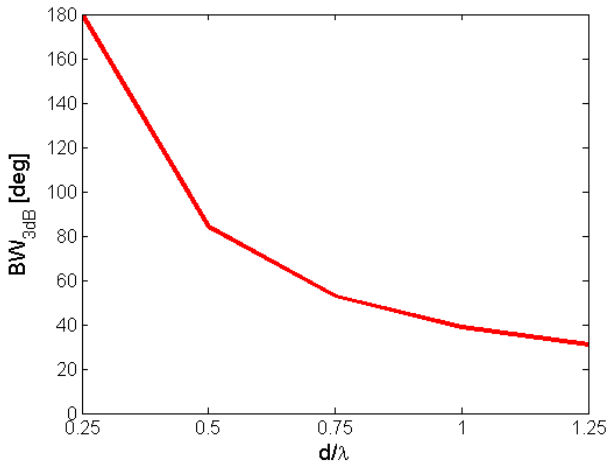


*Figura 2.23: **Andamento del BW_{3dB} al variare della spaziatura***

2.5.4 CASO 2: array di due rod antenne allineate sul piano E

Il fattore di array è una quantità scalare che dipende solamente dalla geometria dell'array, mentre è indipendente dalla tipologia de singolo elemento. Di conseguenza, una volta noto il pattern del singolo elemento è possibile risalire al diagramma di antenna in configurazione d'array attraverso la (1.3) sfruttando come (1.2) il fattore d'array già calcolato.

In questo caso, si ottengono, per il piano E, i risultati mostrati in figura 1.8:

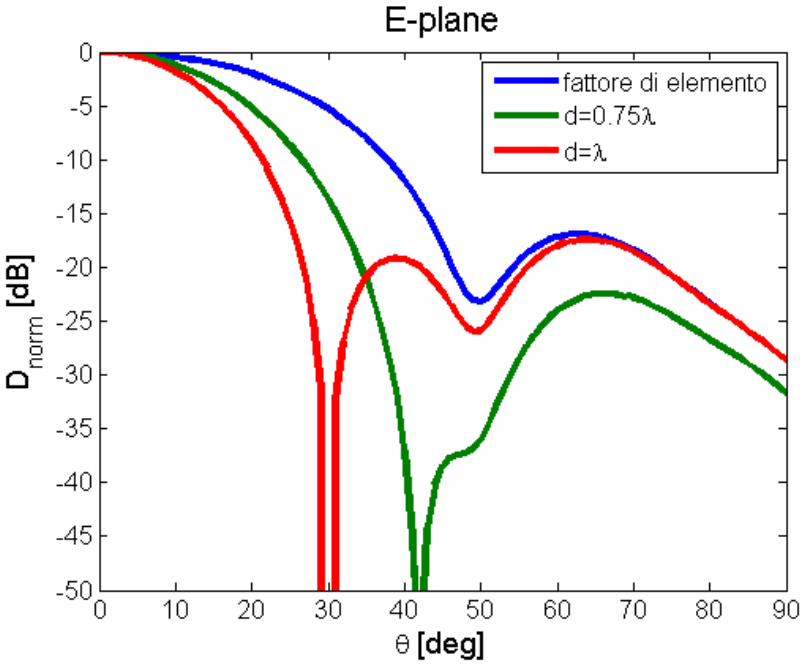


Figura 2.24: ***Diagramma di radiazione normalizzato del singolo elemento (blu), dell'array con d=0.75λ (verde) e con d=λ (rosso).***

Da questa immagine si nota che, in corrispondenza a d=0.75λ, si ottiene un abbassamento dei lobi laterali; scegliendo d= λ, invece, si ottiene un BW_{3dB} più stretto (26° invece di 32° e 50°). Nella prospettiva del minor ingombro possibile, la scelta di d=0.75 λ risulta essere la più idonea.

2.5.5 CASO 2: array di due rod antenne allineati sul piano H

La trattazione è del tutto identica a quella del caso precedente, considerando i due pattern molto simili tra loro (fig. 1.9).
Rimane quindi valida la scelta di 0.75 λ come spaziatura tra gli elementi.

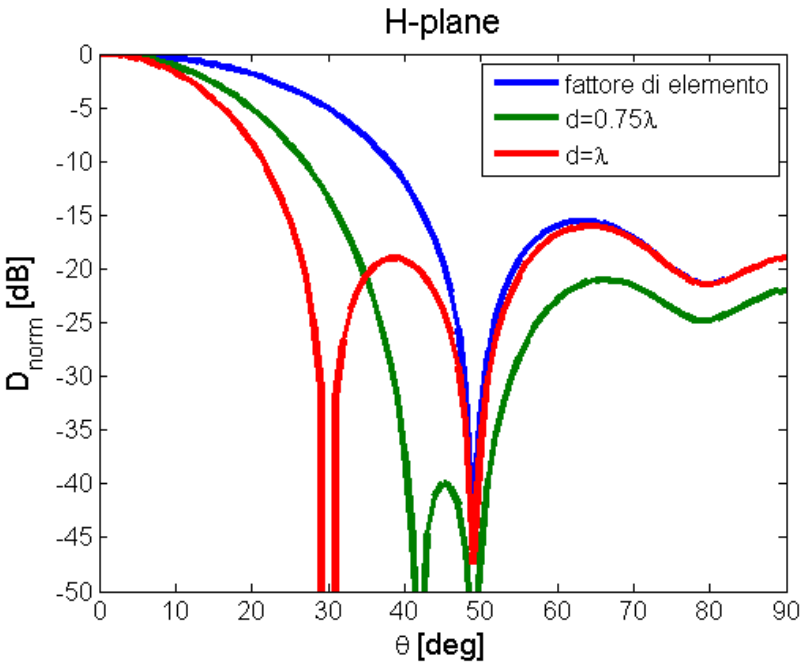


Figura 2.25: ***Diagramma di radiazione sul piano H normalizzato del singolo elemento (blu), dell'array con d=0.75λ (verde) e con d=λ (rosso).***

2.5.6 Analisi dei risultati

Nei due paragrafi precedenti è stata dimensionata una cortina 2x2 di rod-antenne (CASO 2), con l'intento di migliorarne le prestazioni in termini di BW_{3dB} e livello dei *Side Lobes* rispetto al modello denominato CASO 1.
L'analisi è proceduta per passi, partendo dall'ipotesi un array di due elementi di radiatori isotropici.
E' emerso che:

- spaziature inferiori a 0.75λ sono difficili da ottenere a causa della dimensione della transizione che alimenta le antenne;
- spaziature di 0.75λ permettono di abbassare sia i lobi laterali che di diminuire il BW_{3dB};
- spaziature di λ permettono di diminuire ulteriormente il BW_{3dB} senza però abbassare i lobi laterali.

Cercando di realizzare il miglior compromesso tra le specifiche richieste, si è scelta la soluzione a d=0.75 λ , in grado di garantire un minore ingombro superficiale (sul piano [XY]).

2.6 Rete di alimentazione (TIPO A e TIPO B)

Il progetto di entrambe le reti di alimentazione (TIPO A e TIPO B), costituendo un area logica indipendente rispetto alla progettazione elettromagnetica degli elementi radianti, viene trattata separatamente in un documento specifico , allegato al presente come ANNEX 1.

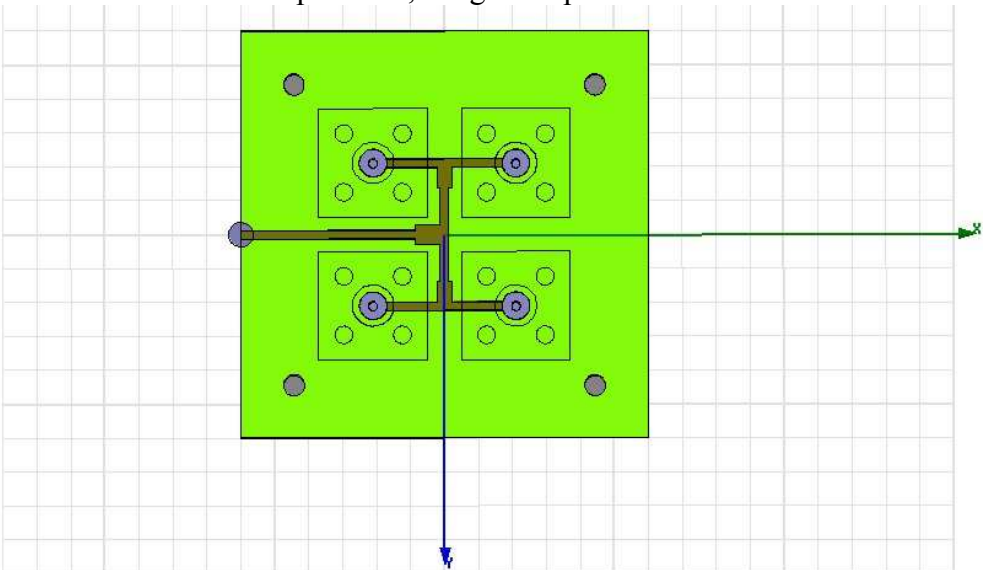


Figura 26 schema elettrico della rete di alimentazione TIPO A (standard). Da sinistra: il connettore SMA di alimentazione, il power splitter con adattamento di impedenza, i due power divider e i 4 connettori SMA che alimentano i 4 lanciatori TIPO 1. La rete è stata disegnata considerando che ogni connettore si affacci su un carico adattata di 50 Ohm.

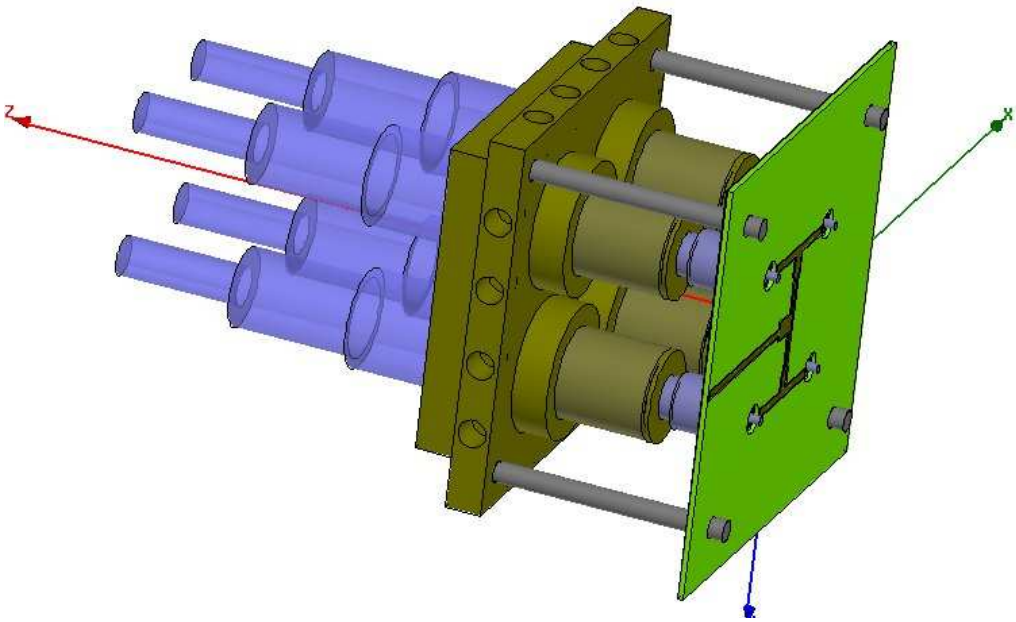


Figura 27

3 REALIZZAZIONE HW

Officine Pasquali ha realizzato le parti meccaniche delle antenne costituenti l'Array planare tramite la tecnica dell'elettroformatura di rame acido.
Le parti in materiale dielettrico sono state ricavate attraverso processo di fresatura a macchina.
La rete di alimentazione è stata realizzata dalla ditta ICS - Modena

3.1 Procedura seguita per il processo di elettroformatura

1) Realizzazione di Tornio dei mandrini delle antenne in Alluminio 6082, secondo disegno meccanico basato su progetto IASF
2) Fresatura dei mandrini per realizzare i gradini di adattamento sulla parte in Alluminio
3) Protezione delle zone da non elettroformare tramite materiale adesivo
4) Elettroformatura di Rame acido: i mandrini in alluminio sono stati posti nel bagno galvanico di rame acido, dove è stato elettrodepositato uno spessore di rame opportuno sopra i mandrini di alluminio
5) Rilavorazione di Tornio dei mandrini elettroformati: al termine della fase di elettroformatura i mandrini elettroformati sono stati torniti in modo da rendere omogeneo lo spessore del rame depositato per via galvanica sull'Alluminio
6) Scioglimento della parte di alluminio in soluzione di soda caustica: la soda attacca le sostanze alcaline, per cui scioglie il mandrino di alluminio, ma non intacca il Rame; in tal modo la parte metallica in rame viene svuotata e la sua parte interna ricalca la forma del mandrino di alluminio
7) Piegatura del filo del connettore mediante apposita attrezzatura
8) Montaggio del connettore e delle parti in rexolite precedentemente lavorate di Tornio sull'antenna; il fissaggio del filo viene assicurato tramite incollaggio con colla all'argento o tramite saldatura allo stagno.

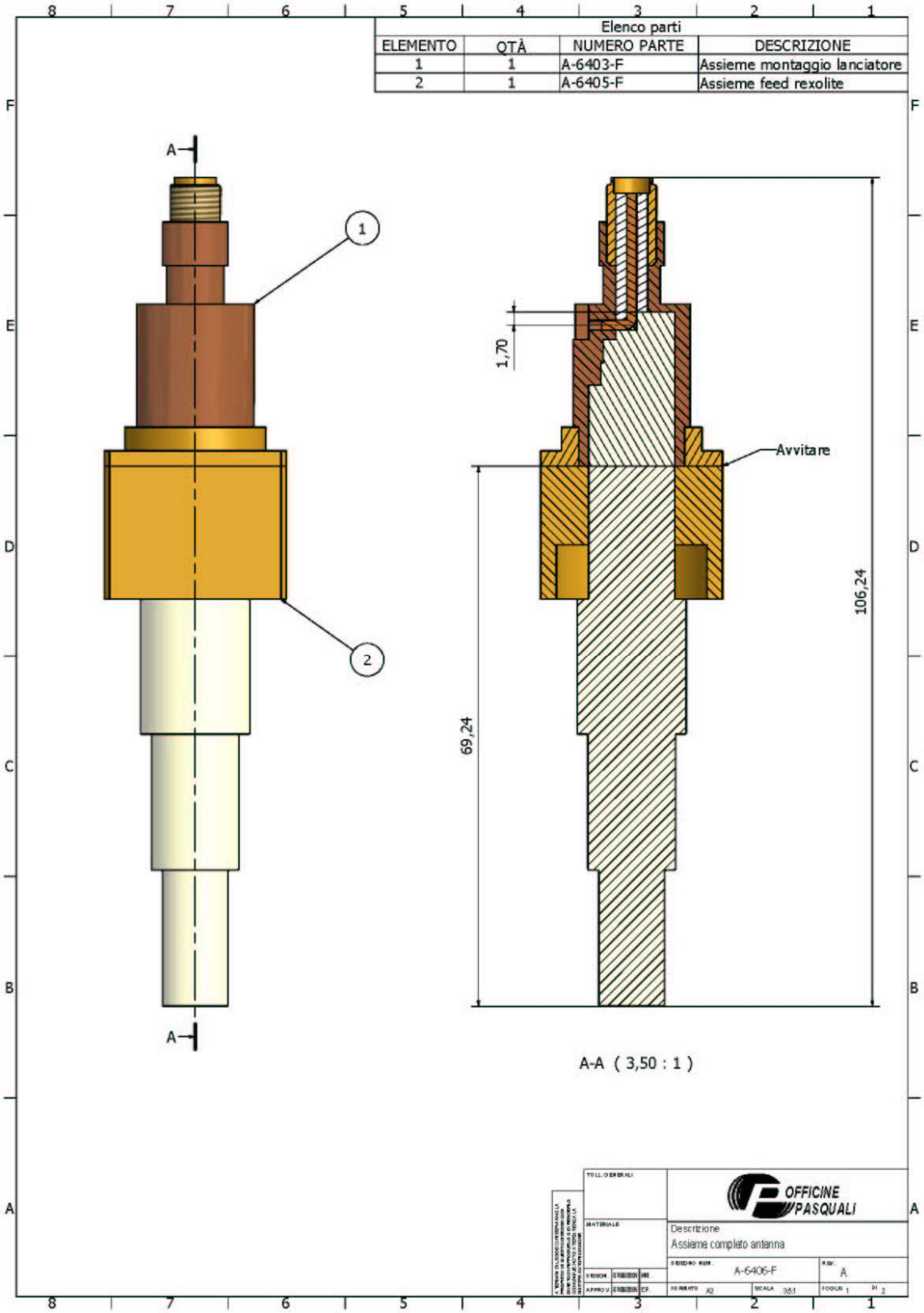

Elenco parti
ELEMENTO | QTÀ | NUMERO PARTE | DESCRIZIONE
1 | 1 | A-6403-F | Assieme montaggio lanciatore
2 | 1 | A-6405-F | Assieme feed rexolite
A
1
2
1,70
Avvitare
106,24
69,24
A-A (3,50 : 1)
OFFICINE PASQUALI
Descrizione
Assieme completo antenna
A-6406-F
A

Figura 28

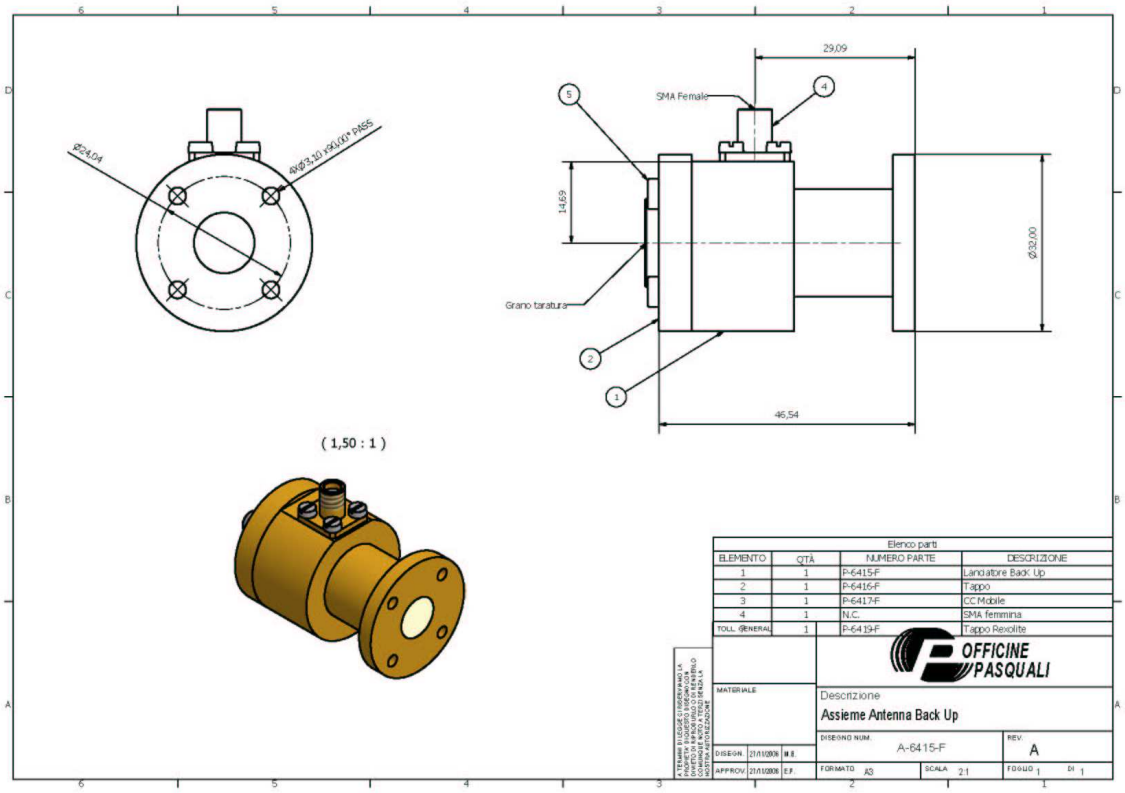


Figura 29

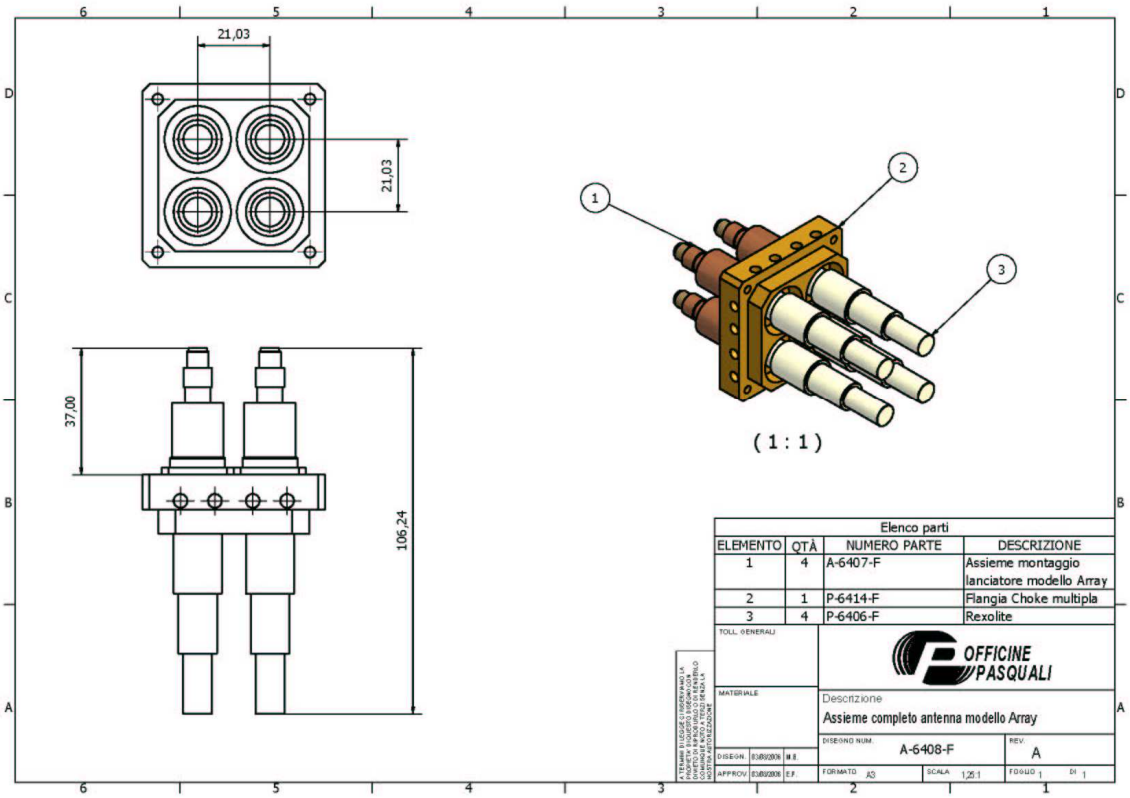


Figura 30

3.2 Rete alimentazione

Entrambe le reti di alimentazione sono state realizzate, su progetto IASF-Bo e con la supervisione di OP-Fi, da parte della ditta ICS Modena. Il produttore ha certificato le caratteristiche costruttive e dimensionali.
Il montaggio dei connettori è avvenuto a cura di IASF-Bo e OP-Fi. Una verifica dimensionale è stata eseguita da IASF-Bo prima del montaggio.

3.3 Part list

Le parti realizzate sono decritte qui di seguito:

	DESCRIZIONE
LANCIATORI	
L0	Transizione SMA-guida per test del prototipo 'elemento singolo': TIPO 1
L1	Transizione SMA-guida per test d'array ;coassiale in dielettrico: TIPO 1
L2	Transizione SMA-guida per test d'array ;coassiale in dielettrico: TIPO 1
L3	Transizione SMA-guida per test d'array ;coassiale in dielettrico: TIPO 1
L4	Lanciatore per test d'array ;coassiale in dielettrico: TIPO 1
B1	Transizione SMA-guida di backup: disegno a L, in aria, adattamento con tapering dielettrico e grano di regolazione. TIPO 2
B2	Transizione SMA-guida di backup: disegno a L, in aria, adattamento con tapering dielettrico e grano di regolazione. TIPO 2
FEED	
A0	Feed dielettrico scalare per test del prototipo 'elemento singolo'. Materiale: Rexolite, ma non certificato. Possibili piccole differenze nelle caratteristiche EM rispetto alla Rexolite.
A1	Feed dielettrico scalare per test del prototipo 'elemento singolo' quando accoppiato al lanciatore B1 e per test d'array quando accoppiato a L1. Materiale: Rexolite, certificato.
A2	Feed dielettrico scalare per test del prototipo 'elemento singolo' quando accoppiato al lanciatore B1 e per test d'array quando accoppiato a L2. Materiale: Rexolite, certificato.
A3	Feed dielettrico per test d'array quando accoppiato a L3. Materiale: Rexolite, certificato
A4	Feed dielettrico per test d'array quando accoppiato a L4. Materiale: Rexolite, certificato
SUPPORTI	
Flangia A	Flangia per array, dotata di 4 choke , per alloggiare i feed A1, A2 , A3, A4 unitamente ai lanciatori standard L1, L2, L3, L4
Flangia B	*Prevista la sua costruzione per alloggiare i lanciatori di backup B1-B2-B3-B4 ; non era prevista nel piano di lavoro iniziale.*
RETI	
RETE 1	Disegno ad H simmetrico per alimentare lanciatori L1-L2-L3-L4
RETE 2	*Disegno ad H asimmetrico per alimentare lanciatori di backup una volta terminata la loro realizzazione*

3.3.1 LANCIATORI

Figura 31

Figura 32

3.3.2 FEED DIELETTRICI

Figura 33

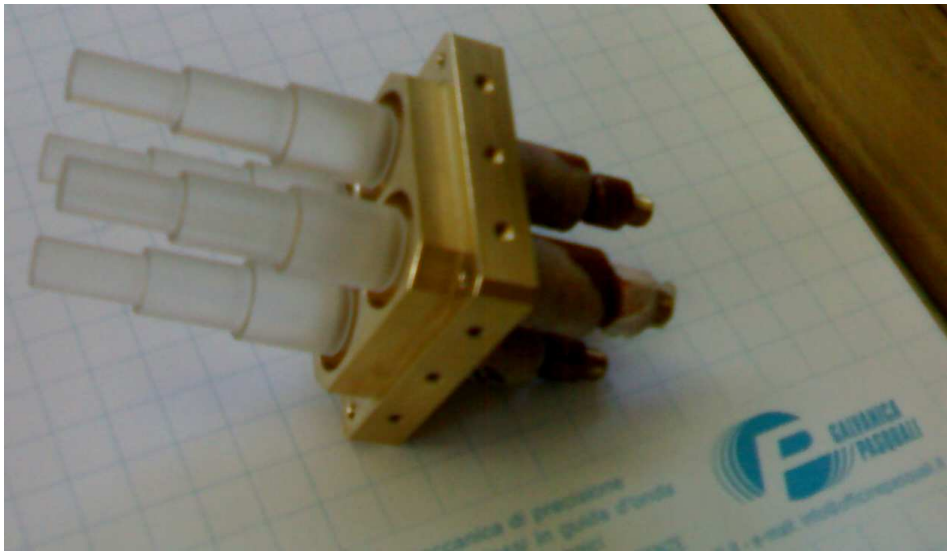


Figura 34

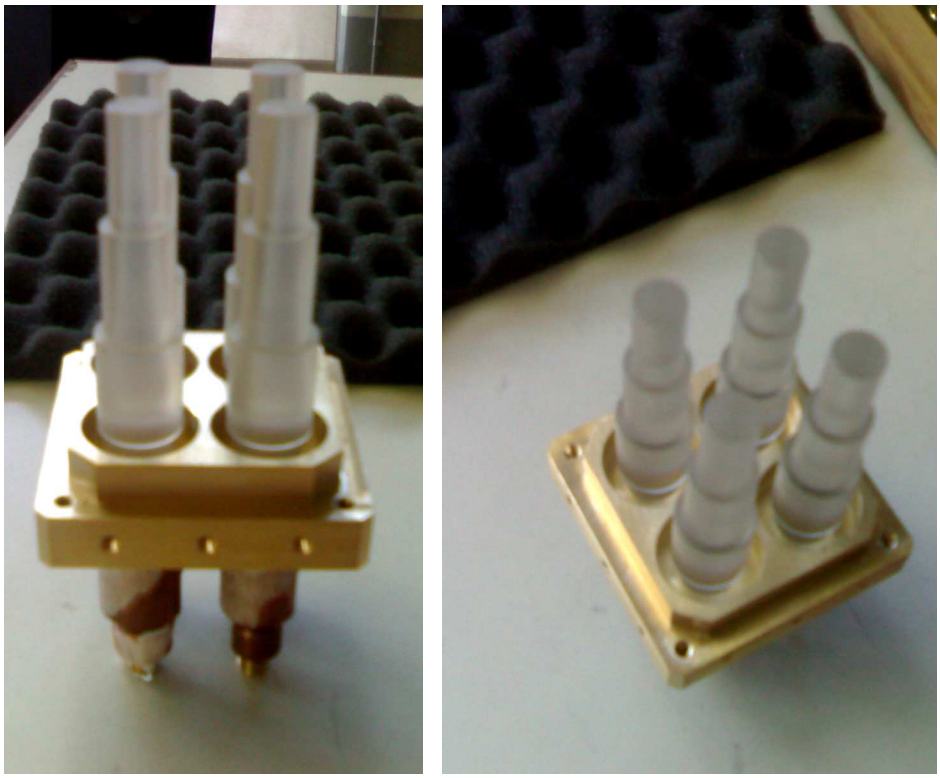


Figura 35

3.3.3 RETE DI ALIMENTAZIONE

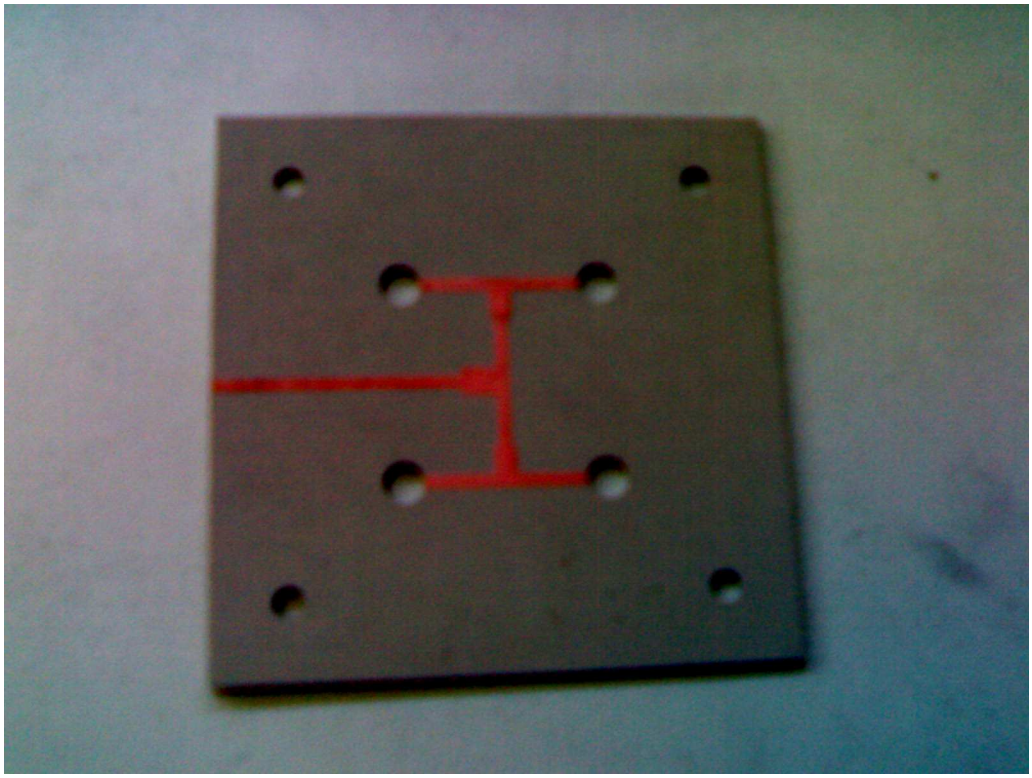


Figura 36

4 MISURE

4.1 Introduzione:

4.1.1 Verifica dimensionale

Tutti gli accertamenti dimensionali delle parti costituenti il sub-array sono stati eseguiti presso OP-Fi , facendo uso di apparecchiature dedicate quali microscopio elettronico (per valutare eventuali non idealità costruttive), calibro, DEA.
L'analisi ha certificato la conformità dei prodotti con i disegni costruttivi, entro le tolleranze richieste.

4.1.2 Misure elettromagnetiche

Tutti i pezzi prodotti sono stati caratterizzati nei parametri S attraverso un analizzatore vettoriale. Le misure sono state svolte presso i laboratori di RTW – Pisa.
Le misure dei parametri S hanno richiesto l'impiego di normale attrezzatura da banco (analizzatore vettoriale, connettori terminazioni, carichi adattati) . Le misure di pattern d'antenna sono state invece realizzate all'interno di una camera anecoica, adoperando un sistema motorizzato per la rotazione della antenna Rx.
Come antenna Tx si è adoperata una *double ridge horn*, con caratteristiche come riportato in tabella

fr [GHz]	G [dBi] nominale	G [dBi] misurato	Fattore d'antenna [dB/m] nominale	Fattore d'antenna [dB/m] misurato	VSWR
10	12.79	11.59	37.5	38.66	1.4
11	12.62	11.62	38.5	39.45	1.2
12	12.66	11.87	39.1	39.96	1.4
13	12.99	11.56	39.5	40.97	1.8

Figura 37 caratteristiche dell'antenna Tx adoperata per le misure di pattern.

Le misure sono state eseguite rispettivamente su:

a) Lanciatore TIPO1 dell'elemento singolo
b) Lanciatori (4) TIPO 1 degli elementi d'array
c) Lanciatori (TIPO 2) degli elementi d'array
d) Lanciatore (TIPO 1) + dielectric feed (elemento singolo)
e) Lanciatore (TIPO 2) + dielectric feed (elemento singolo)
f) Lanciatori TIPO1 (4) + array dielectric feed (4)
g) Rete di alimentazione (TIPO A)
h) Rete di alimentazione (TIPO A) + array completo (TIPO 1)

4.2 Risultati

Le misure effettuate sull'elemento singolo sono state ampiamente descritte negli allegati ANNEX 2 (caratterizzazione dei parametri S) e ANNEX 3 (caratterizzazione del pattern d'antenna).

Verranno qui di seguito invece descritte le misure che hanno portato alla caratterizzazione di tutte le parti costituenti l'array e i dispositivi di backup finora testati, unitamente a quelle caratterizzanti l'array completo.

4.2.1 Lanciatori di TIPO 1:

Misurati i parametri S11 di ciascun lanciatore in propagazione libera (lasciando i connettori sulla porta 2 non terminati) , Figura 38; eseguita una misura nel dominio del tempo per valutare la localizzazione delle discontinuità.

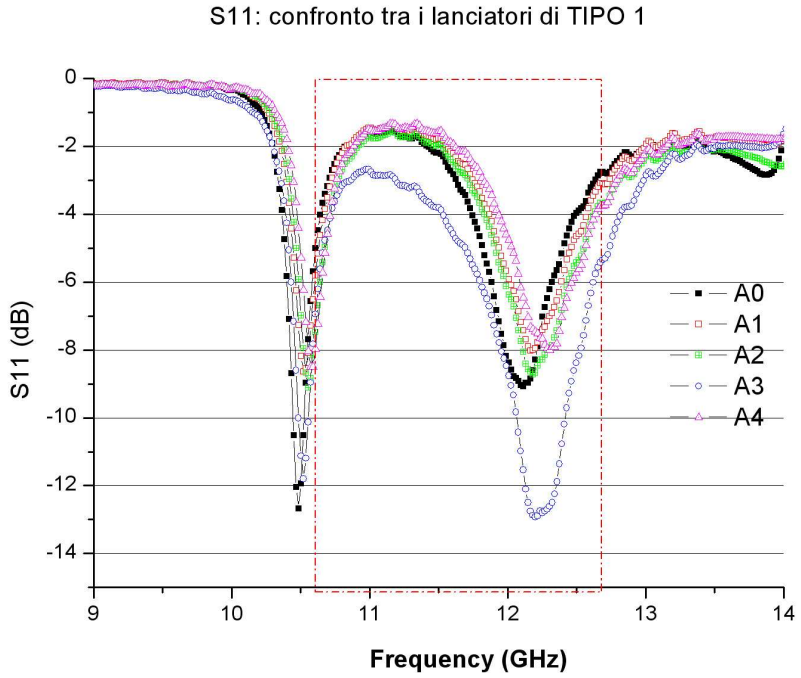


Figura 38

Tutti i lanciatori di TIPO 1 mostrano un inatteso disadattamento evidenziato da un alto valore di S11. Per verificarne la localizzazione si è effettuata una misura nel dominio del tempo , confrontando la posizione dei picchi con il caso in cui il solo il connettore SMA sia collegato alla porta dell'analizzatore vettoriale.

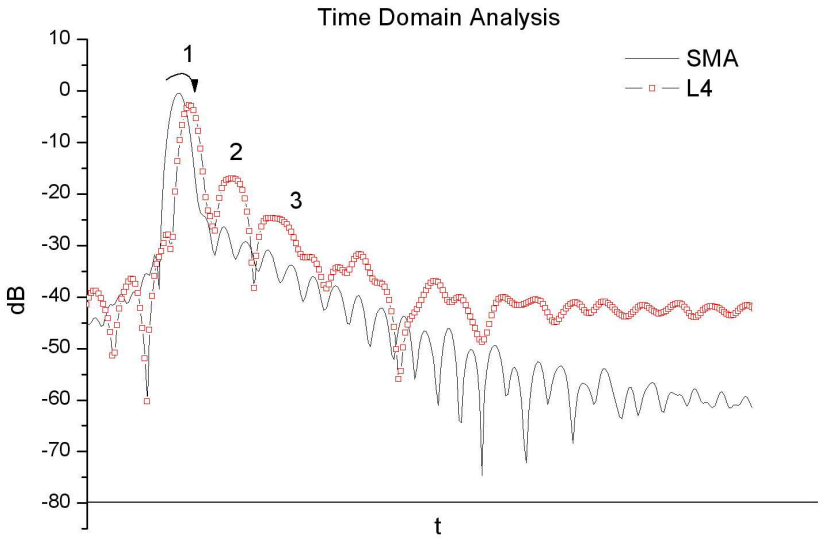


Figura 39 analisi delle discontinuità (nel dominio del tempo) del lanciatore 4 . Il diagramma è confrontato con quello di un SMA in propagazione libera

Dal confronto (piccolo spostamento del primo picco) si evince che una forte discontinuità è presente immediatamente dopo il connettore SMA: in particolar modo sembra possibile individuarla nella regione compresa tra il connettore SMA e il punto di giunzione del filo di bronzo sul primo scalindo di adattamento di impedenza del lanciatore.

4.2.2 Lanciatori di TIPO 2:

Misurati i parametri S11 di entrambi i lanciatori , denominati con le sigle B1 e B2. (Figura 40)
Misurato l'accoppiamento di due lanciatori messi in cascata allineati in polarizzazione o cross-allineati. (Figura 41, Figura 42)

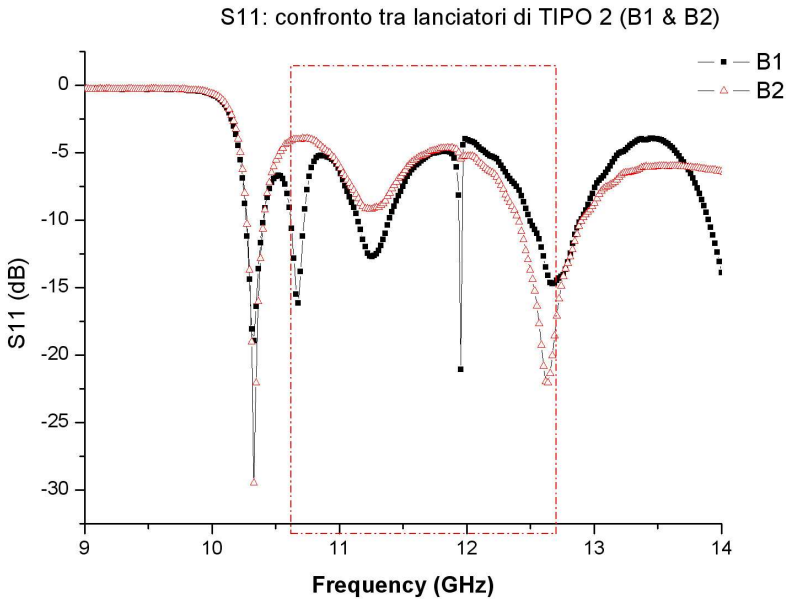


Figura 40

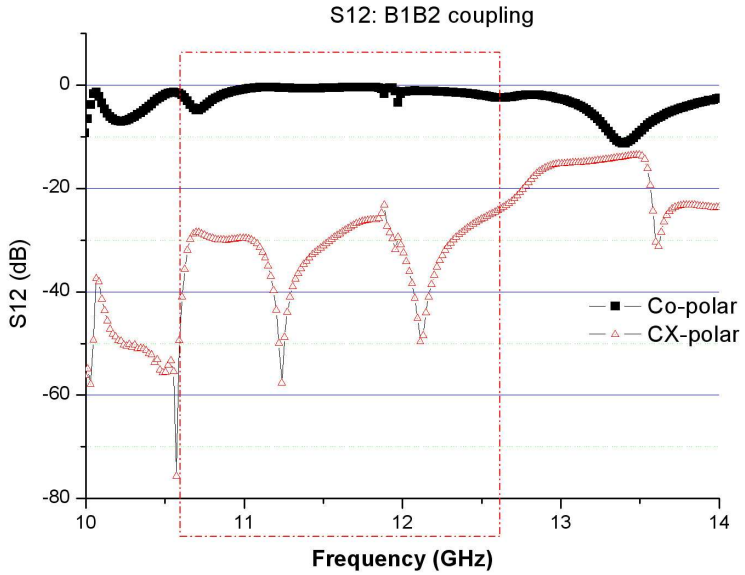


Figura 41

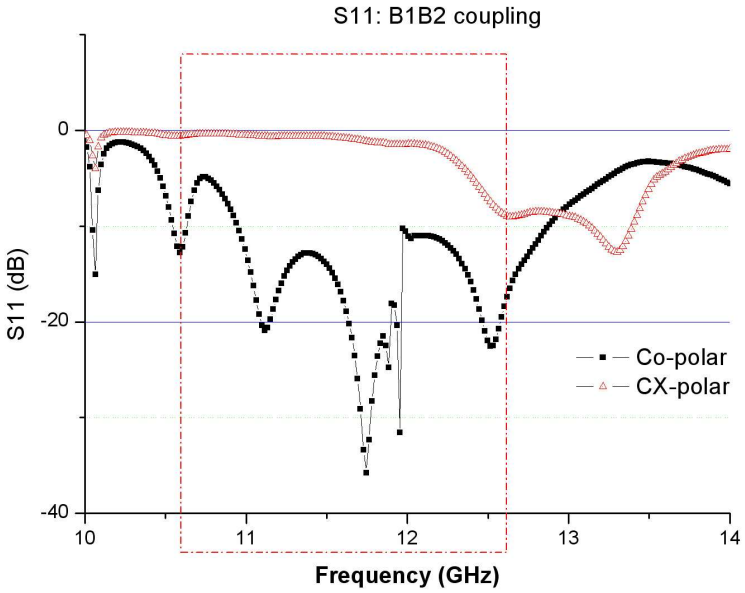


Figura 42

.

Entrambi i lanciatori B1 e B2 sono dotati di un grano di adattamento di impedenza posto nella parte posteriore. I diagrammi ottenuti risultano da un fine tuning del parametro S11.
Il risultato finale è sensibilmente migliore di quello ottenuto con i lanciatori di TIPO 1, come risulta dal confronto presentato in Figura 43. Il miglioramento sarà tanto più evidente nei test in cui il lanciatore è accoppiato al feed dielettrico.

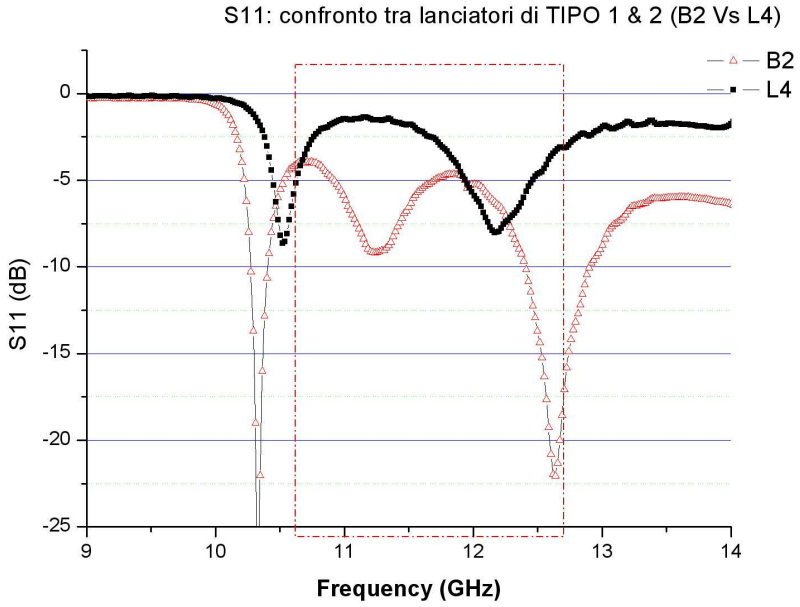


Figura 43

4.2.3 Accoppiamento lanciatore – dielectric feed

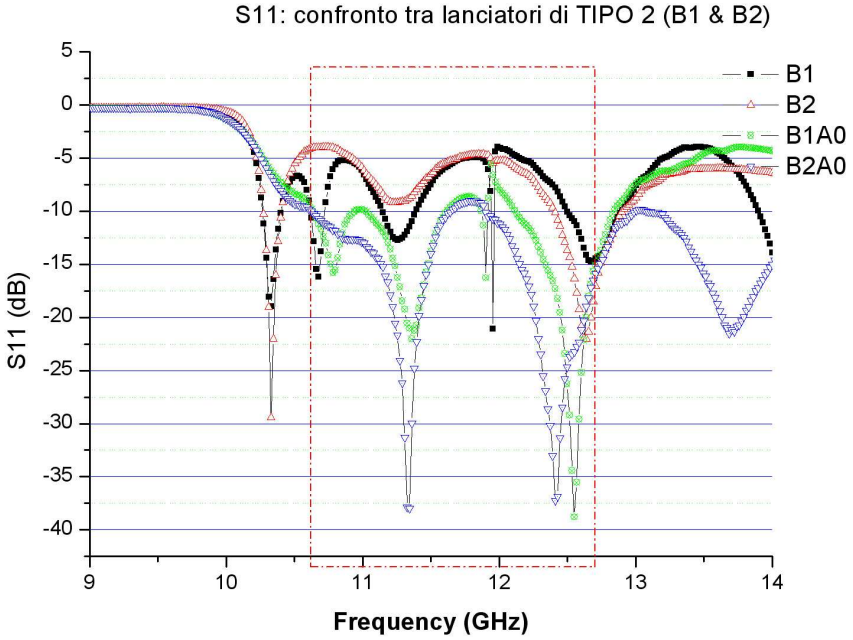


Figura 44 Confronto tra parametri S11 dei lanciatori B1 e B2 stand alone e accoppiati al feed dielettrico A0

Dalla Figura 44 è chiaro che l' adattamento migliora ulteriormente quando il lanciatore è accoppiato al feed dielettrico. Nel caso del lanciatore B2 si ottengono valori di S11 tutti al di sotto di – 10 dB (con un miglioramento medio dell'ordine di 5 dB)
Le differenze tra il lanciatore B1 e B2 sembrano poter essere attribuite ad un difetto meccanico di B1 legato alla lavorazione meccanica del grano di adattamento, che mostra un eccessivo gioco all'interno della sua sede.

4.3 pattern d'antenna degli elementi singoli

Sono stati misurati, all'interno della camera anecoica e seguendo la procedura descritta in ANNEX 3, i pattern d'antenna degli elementi singoli:

B2+A0
L1+A1

Dove il primo indice denota il lanciatore, il secondo il feed dielettrico utilizzati.
Al fine di aumentare la dinamica dello strumento, si è utilizzato un amplificatore di segnale con guadagno medio 20 dB e slope di circa 4 dB in banda, come descritto in Figura 45. La curva di guadagno è stata dunque utilizzata per rinormalizzare i pattern d'antenna al variare della frequenza; allo stesso modo è stata sottratta la attenuazione dovuta lal propagazione in spazio libero: i diagrammi sono stati infine rinormalizzati al massimo.
L'antenna Tx utilizzata ha invece un comportamento globalmente costante in banda, come precedentemente riportato in Figura 37: il suo effetto è stato dunque supposto trascurabile.

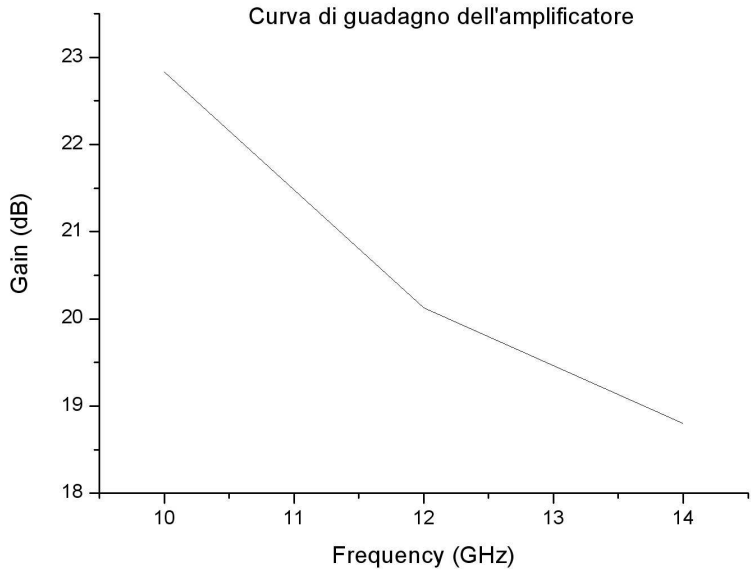


Figura 45

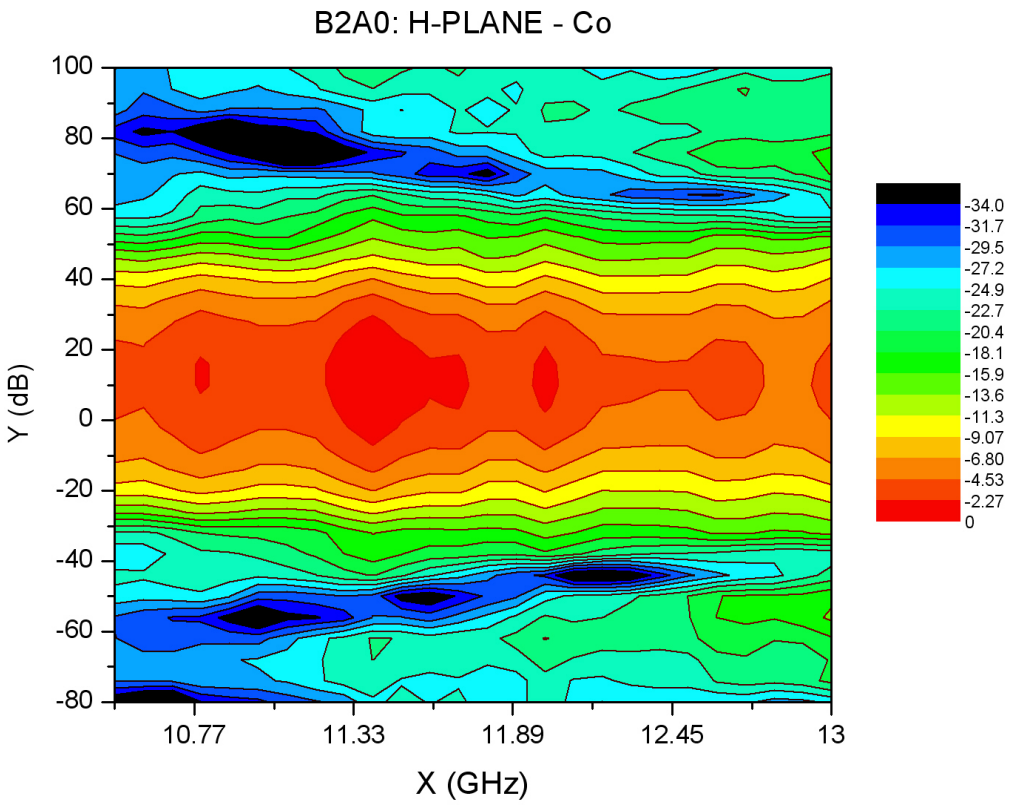


Figura 46

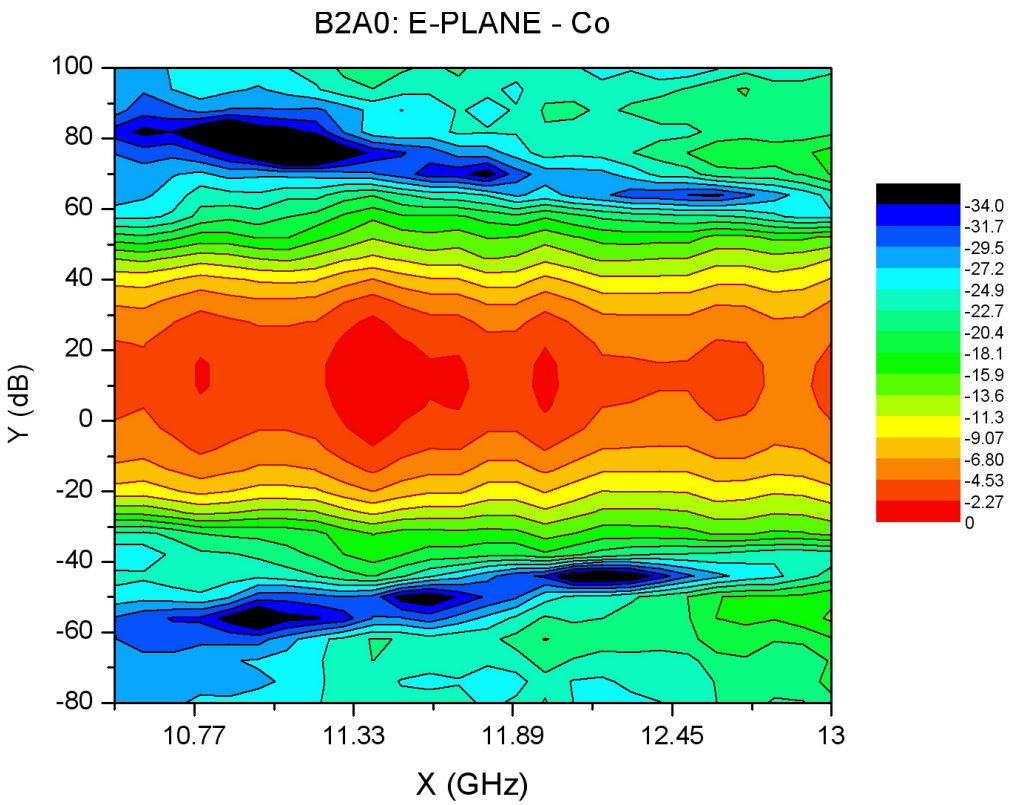


Figura 47

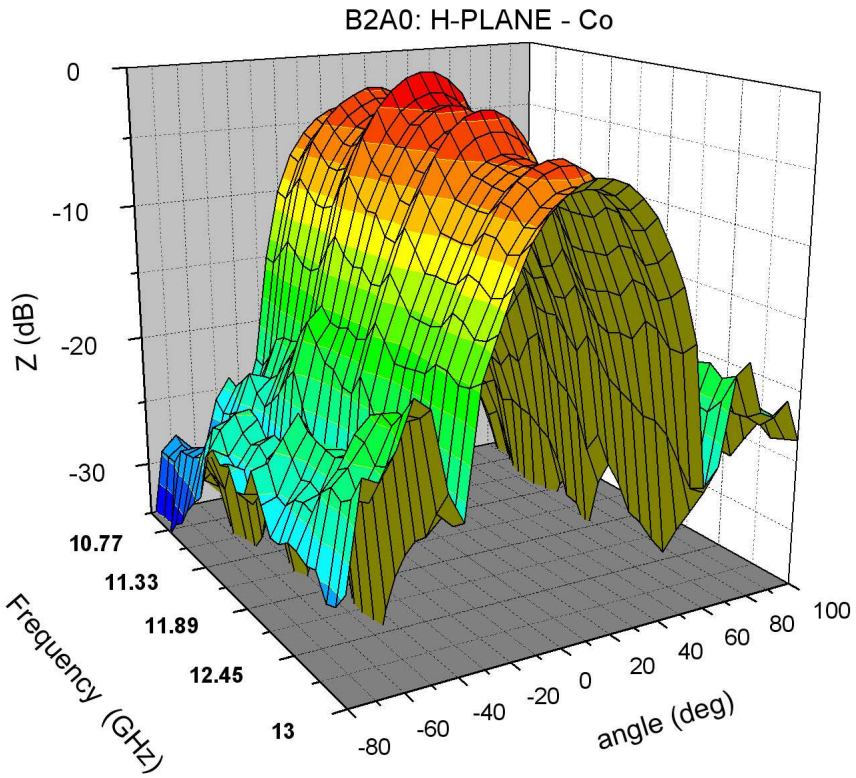


Figura 48

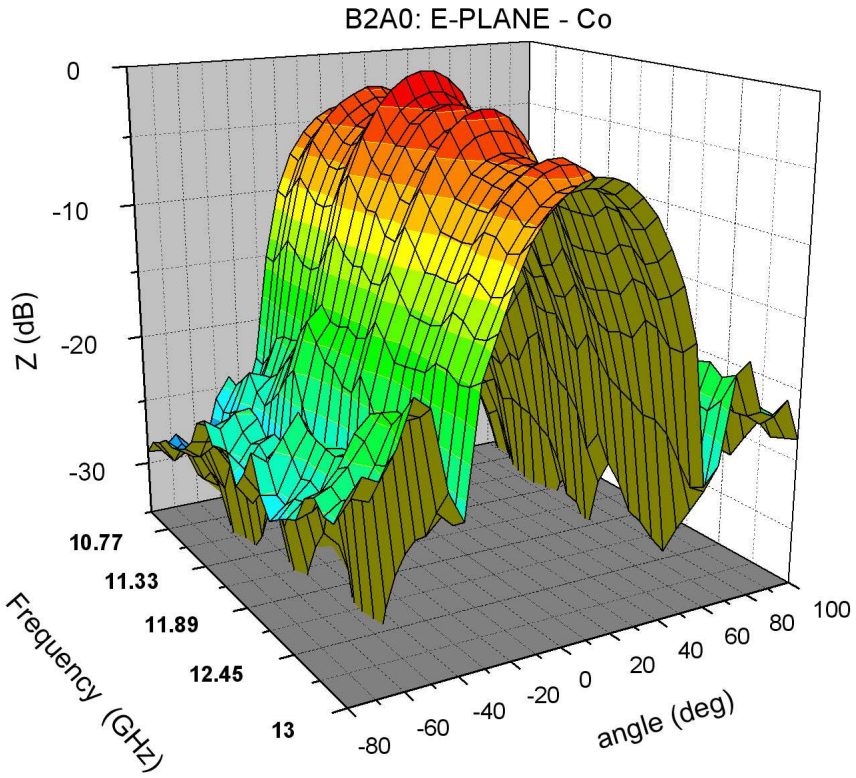


Figura 49

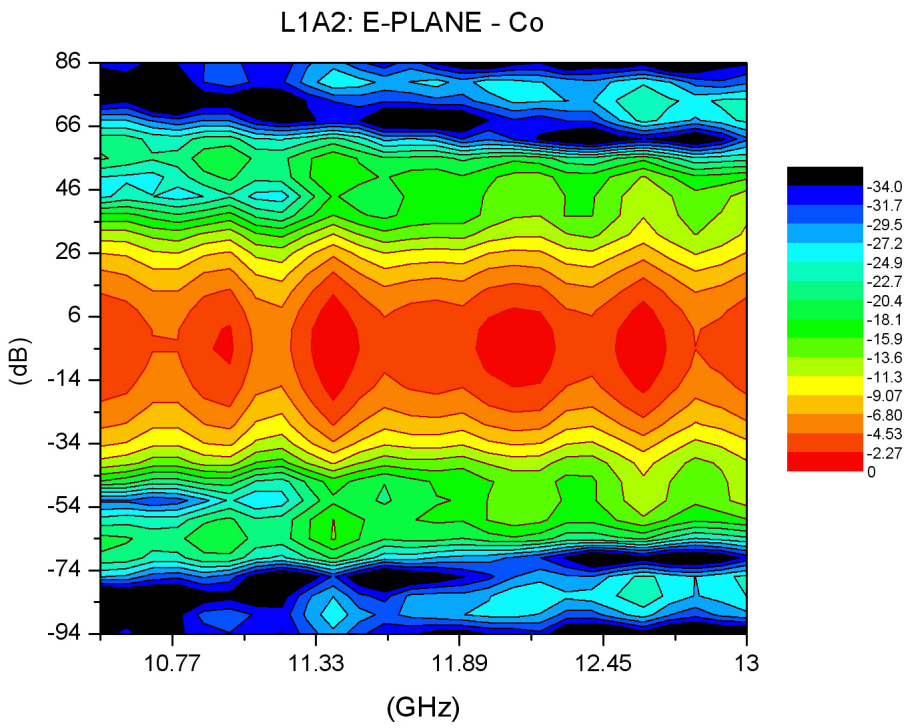


Figura 50

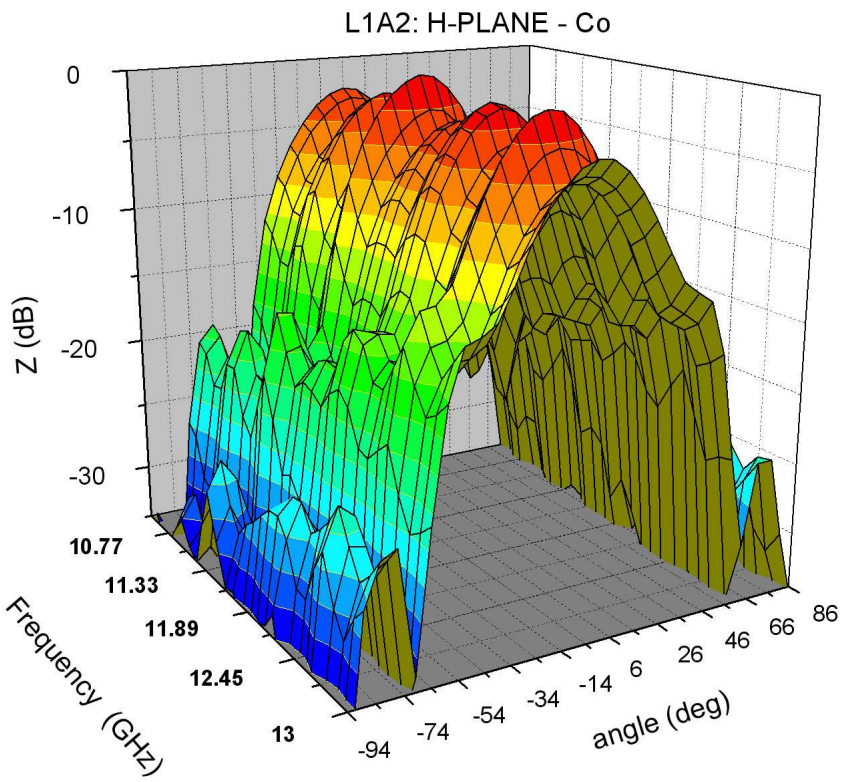


Figura 51

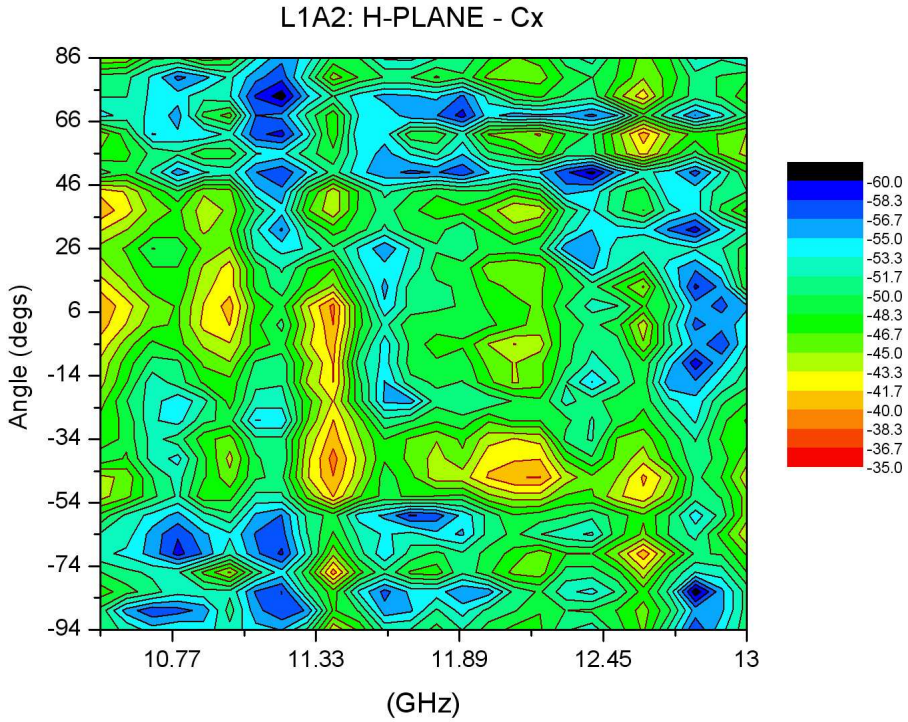


Figura 52 Cross polarization level for single element L1A2

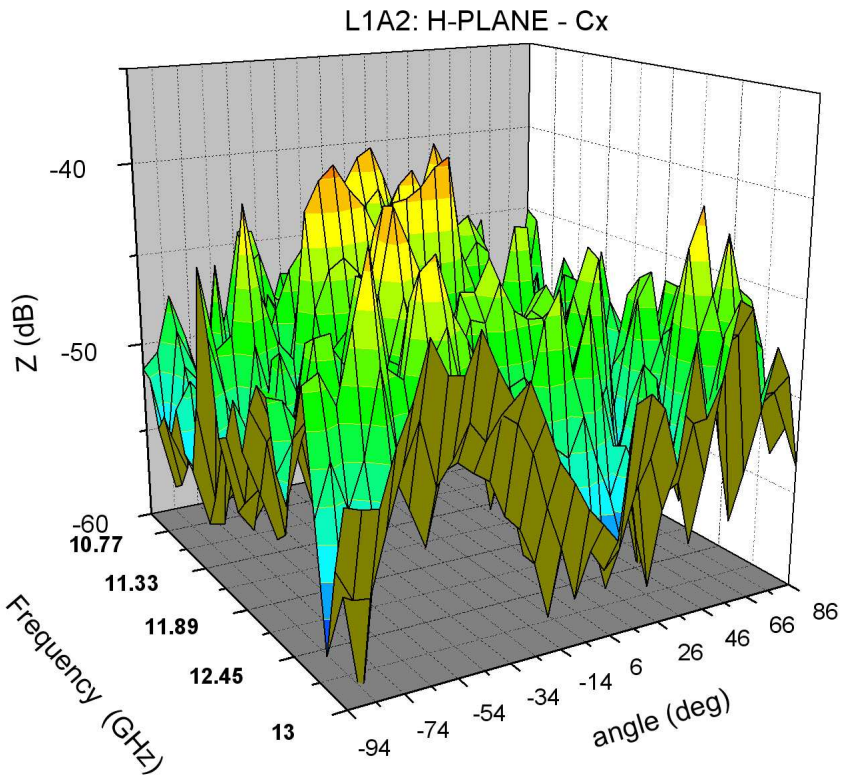


Figura 53 Cross polarization level for single element L1A2

4.4 Rete di alimentazione

Un discorso a parte meritano i test della rete di alimentazione. Alla data odierna, entrambe le reti di alimentazione (TIPO A e TIPO B) sono state realizzate; tuttavia, poiché solo due lanciatori di backup B1 e B2 risultano terminati, si rimanda ad una prossima sessione di misure la caratterizzazione del TIPO B.
Le misure realizzate sulla rete TIPO A hanno purtroppo dato risultati diversi da quelli attesi. Il confronto col modello e le possibili spiegazioni del caso sono qui rimandate al §5.1.
Qui vengono riportati i risultati sperimentali delle misure a banco sulla rete.
Va precisato che son stati realizzati due set di misure indipendenti su due differenti reti di alimentazione TIPO A, per verificare se i problemi rilevati potessero essere ascrivibili a non idealità nel processo di saldatura dei connettori. Per il resto, la seconda rete è da design in tutto simile alla prima.

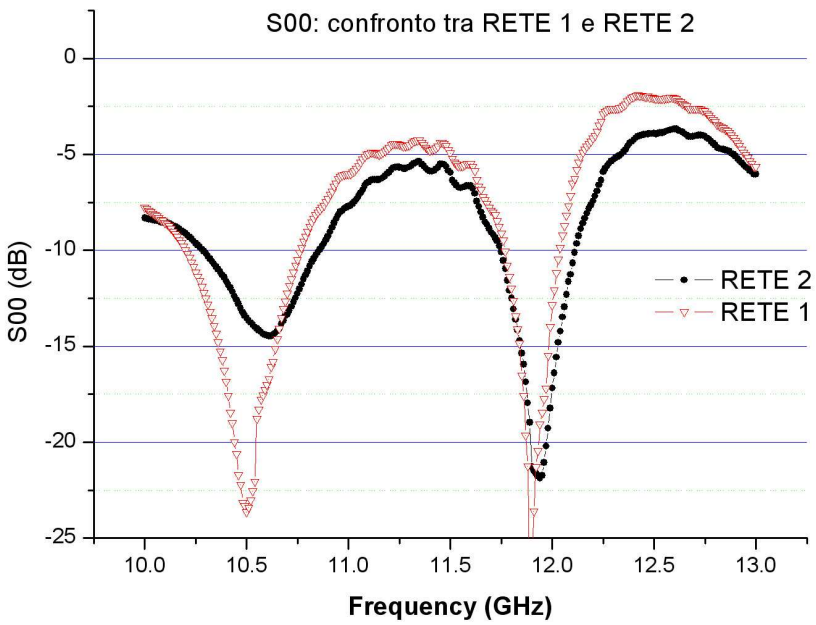


Figura 54

La Figura 54 mostra che un piccolo miglioramento è stato ottenuto in seguito alla lavorazione meccanica, anche se non tale da modificare sostanzialmente le performance.
La nomenclatura utilizzata per la identificazione delle porte è descritta in Figura 55.

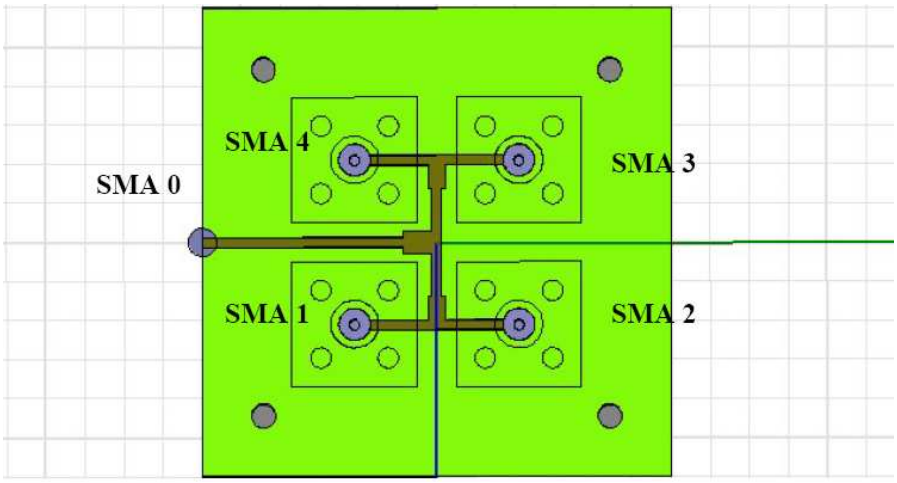


Figura 55 nomenclatura delle porte della rete di alimentazione

Le misure eseguite sono state rispettivamente:

Sii : Return Loss di ciascuna porta nella condizione in cui tutte le altre sono terminate su un carico adattato di 50 Ohm.
Sij: coefficiente di trasmissione di ogni porta quando il segnale è inserito dalla porta i –esima e ricevuto dalla j-esima. Tutti gli altri connettori son terminati su carico adattato di 50 Ohm.
Vengono qui di seguito riportate le misure (ampiezza e fase) eseguite sulla RETE 1 a partire dai connettori 0 e 1.

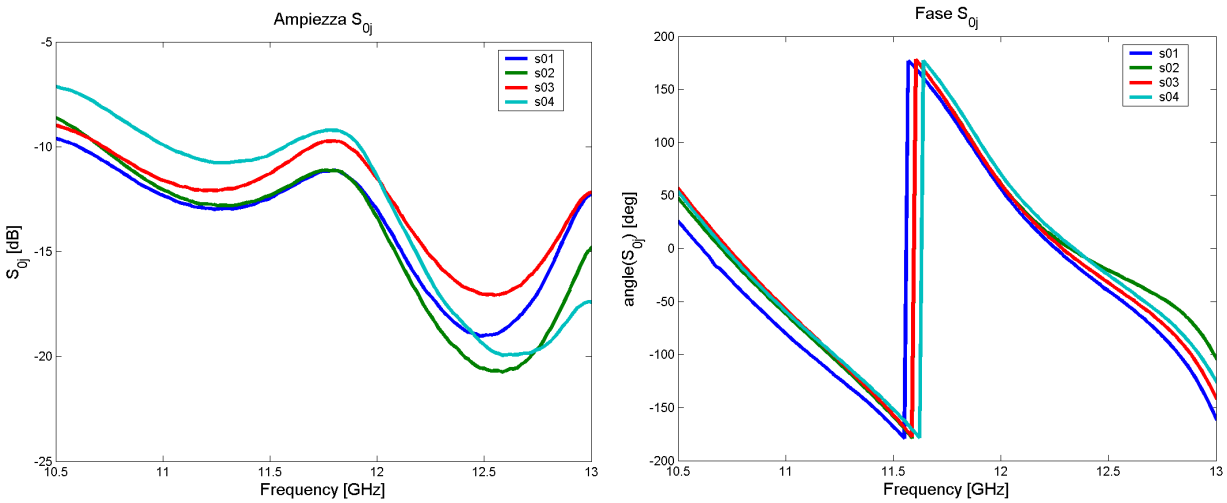


Figura 56 parametri S0j in ampiezza (sinistra) e fase (destra).

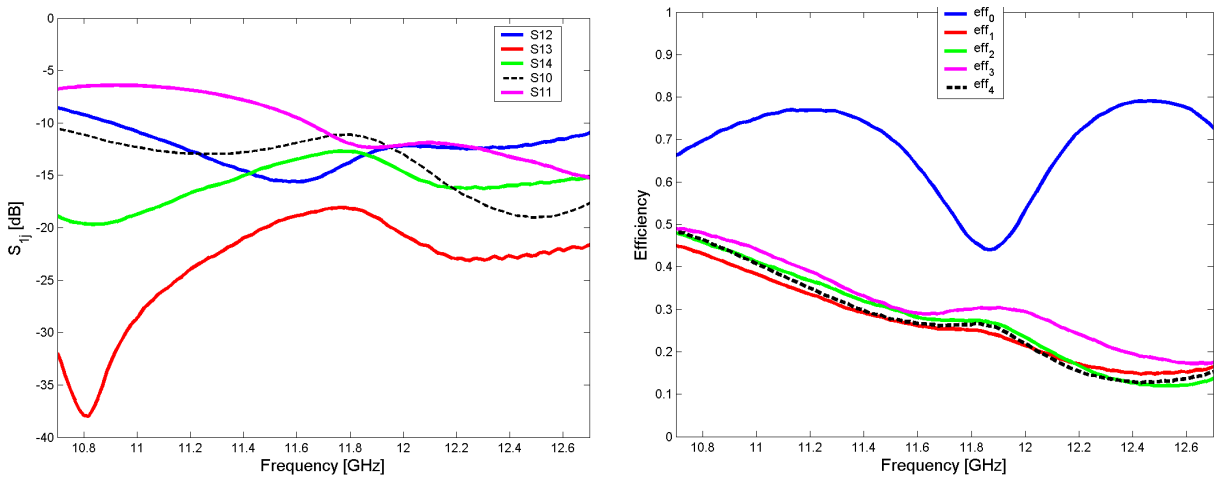


Figura 57 parametri S1j (sinistra) e efficienza di radiazione (destra)

Come si evince dalle Figura 56 e Figura 57 la rete risulta essere poco efficiente, a causa dell' alto coefficiente di riflessione S00 e delle probabili alte perdite lungo i cammini i-j. Le differenze di fase tra un connettore e l'altro (differenza massima dell'ordine dei 30 °) sono presumibilmente imputabili alle saldature; attualmente non esiste una misura di fase nel caso della RETE 2, dalla quale ci si aspetta un miglioramento sostanziale, vista la maggiore pulizia e linearità delle saldature.
Questa differenza di fase verrà tenuta in considerazione nel modello analitico dell'array descritto nel §615.4.

4.5 Array

L' array è stato caratterizzato dapprima a banco (parametro S00) e successivamente in camera anecoica (S00 e pattern d'antenan sui piani principali in Co e cross polarizzazione).
Le misure di pattern sono state eseguite posizionando il sistema su manipolatori micrometrici a 3 assi, utilizzando la stessa antenna TX adoperata per le misure di elemento singolo, ma posizionando il sistema ad una distanza inferiore (d=1.4 m) rispetto ai casi precedenti (d= 2.1 m) : questo al fine di aumentare il range dinamico dello strumento e compensare in parte la attenuazione dovuta alla propagazione in spazio libero. Il setup sperimentale è rappresentato nella Figura 58 e nella Figura 59.

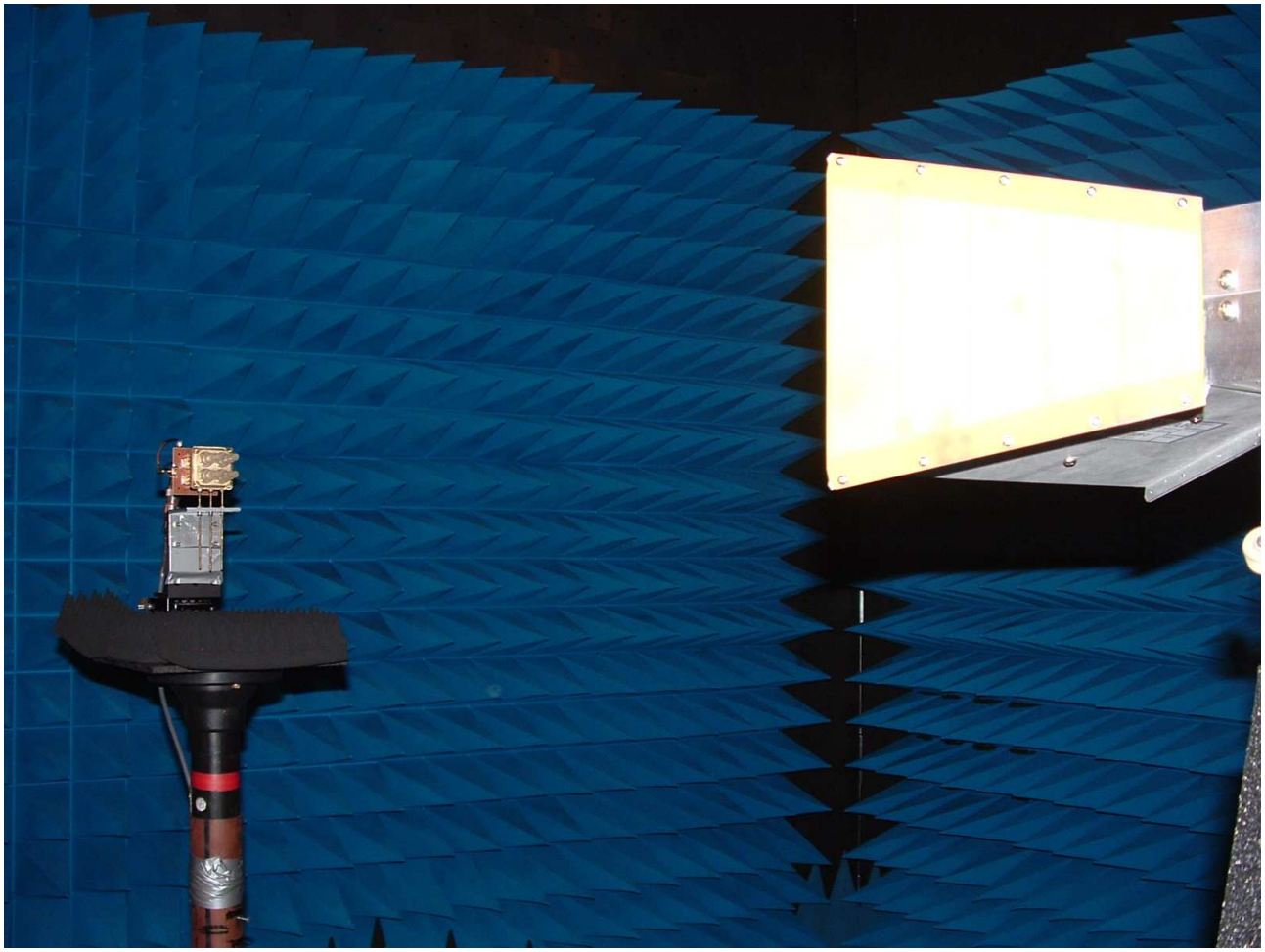


Figura 58

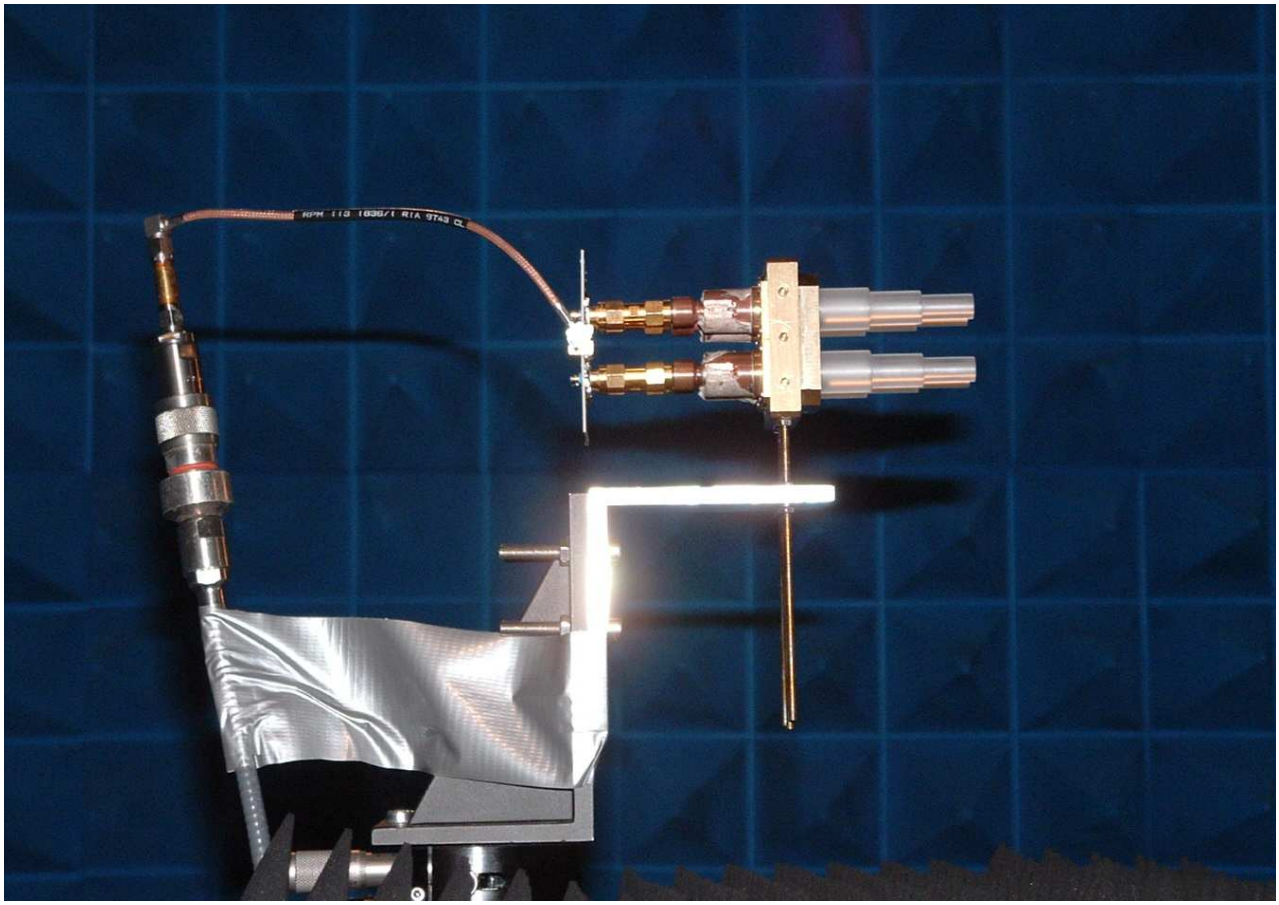


Figura 59.

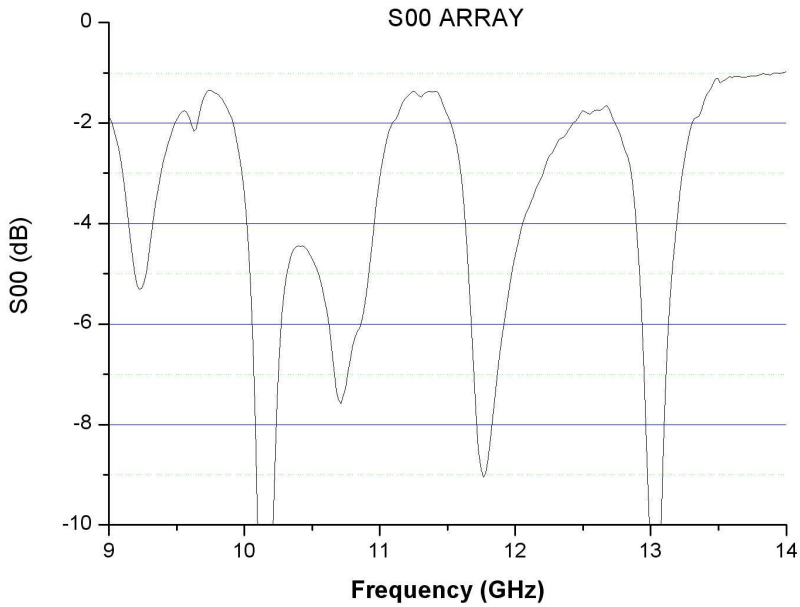


Figura 60

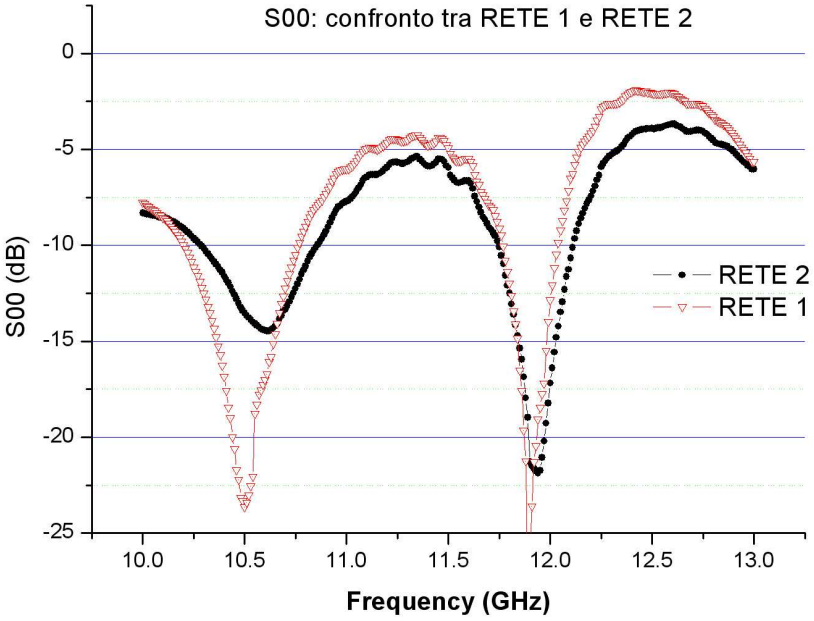


Figura 61 S00 del sistema array completo , abbinato alla rete di alimentazione RETE 1. Nel caso di utilizzo della RETE2 è stato verificato un miglioramento di circa 2.5 dB.

L' accoppiamento radiativo tra due elementi dell'array è stato valutato attraverso una misura di S13; il grafico in Figura 62 mostra l'accoppiamento effettivo, che tiene conto delle perdite dovute alle riflessioni S11 e S33; le perdite causate dall'assorbimento del dielettrico sono invece trascurate.

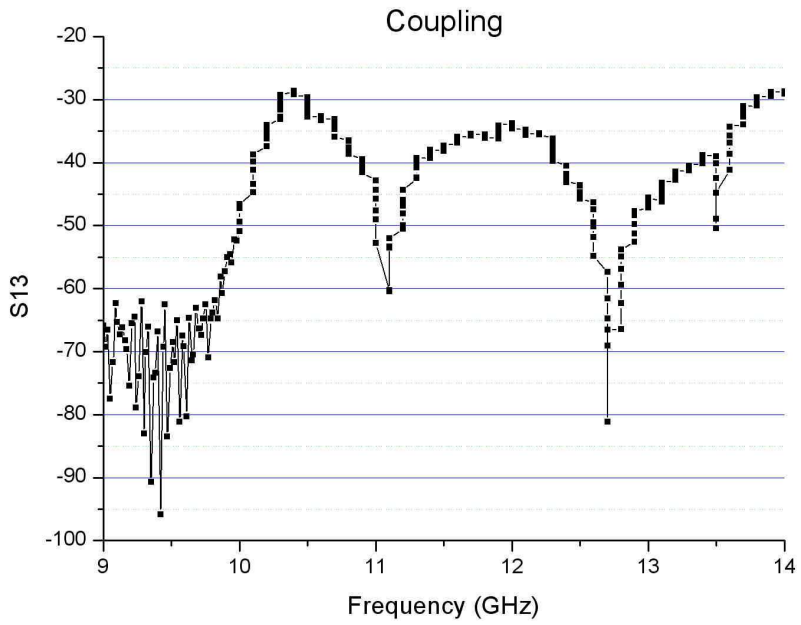


Figura 62

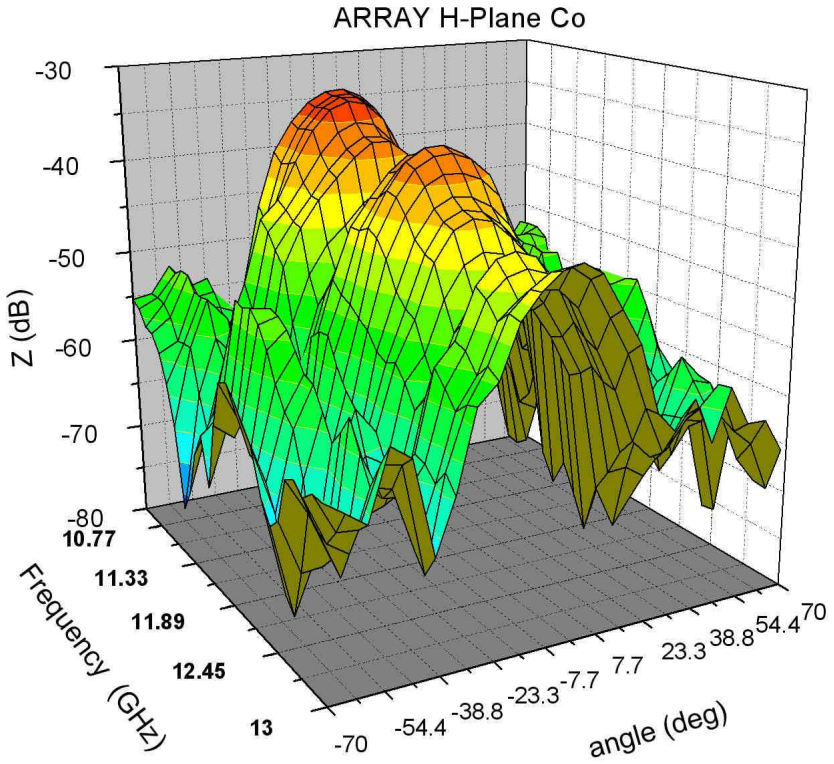


Figura 63

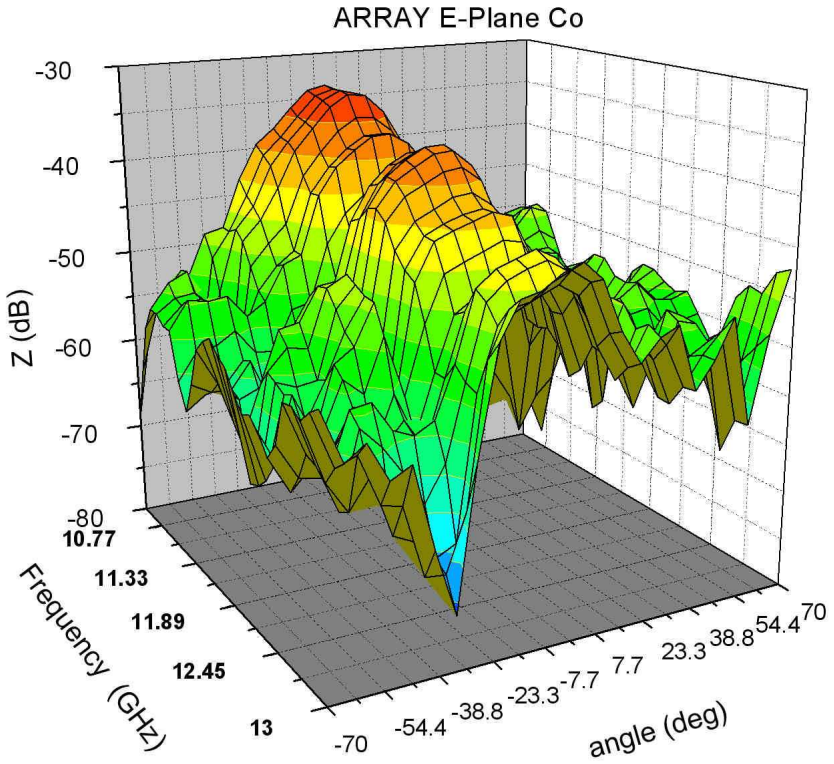


Figura 64

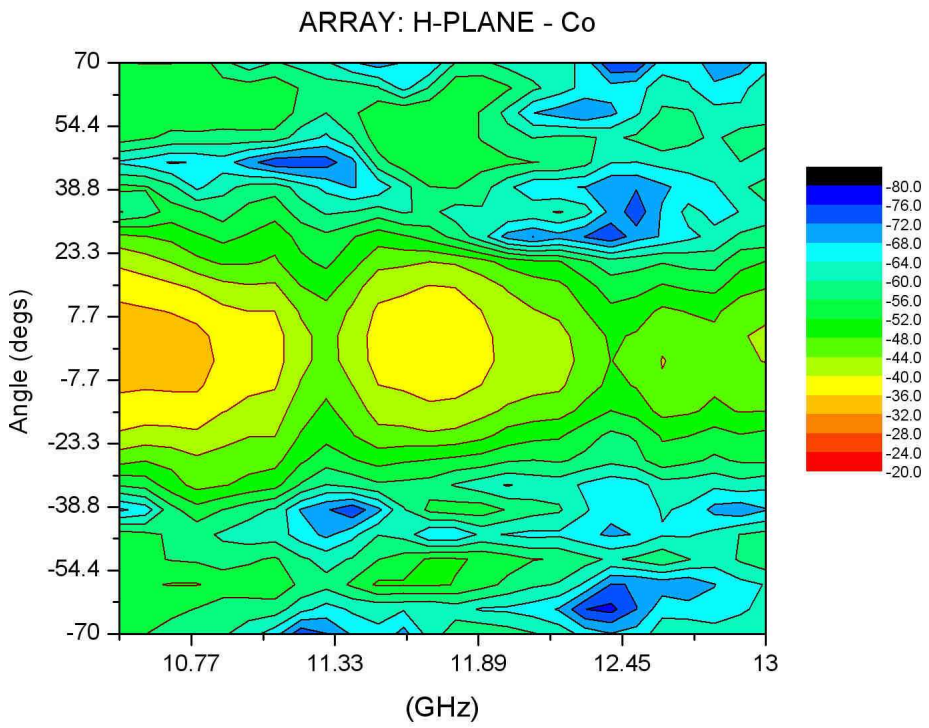


Figura 65

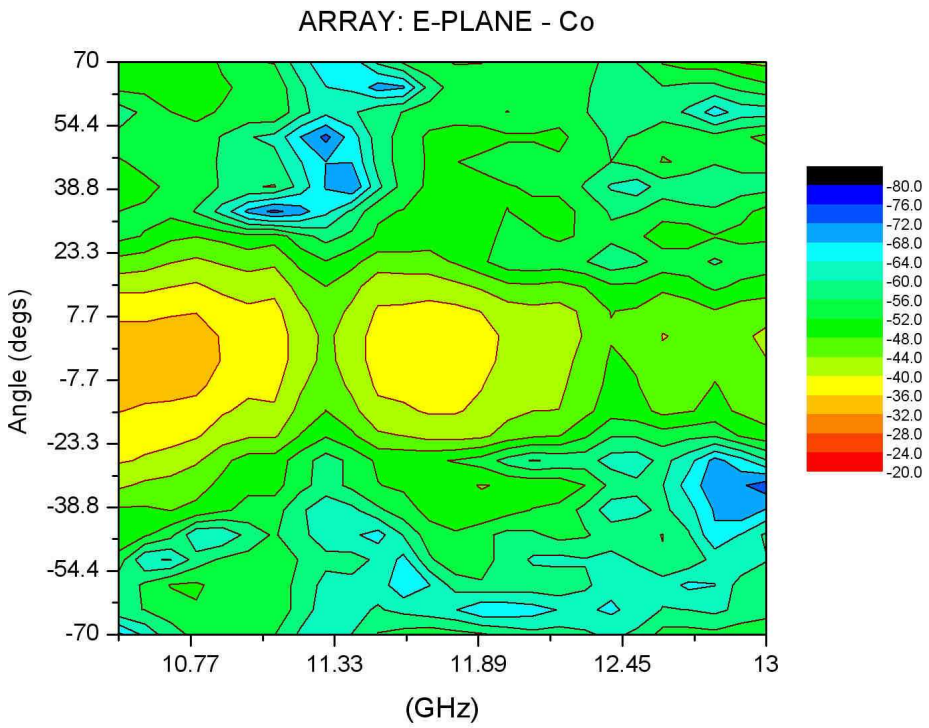
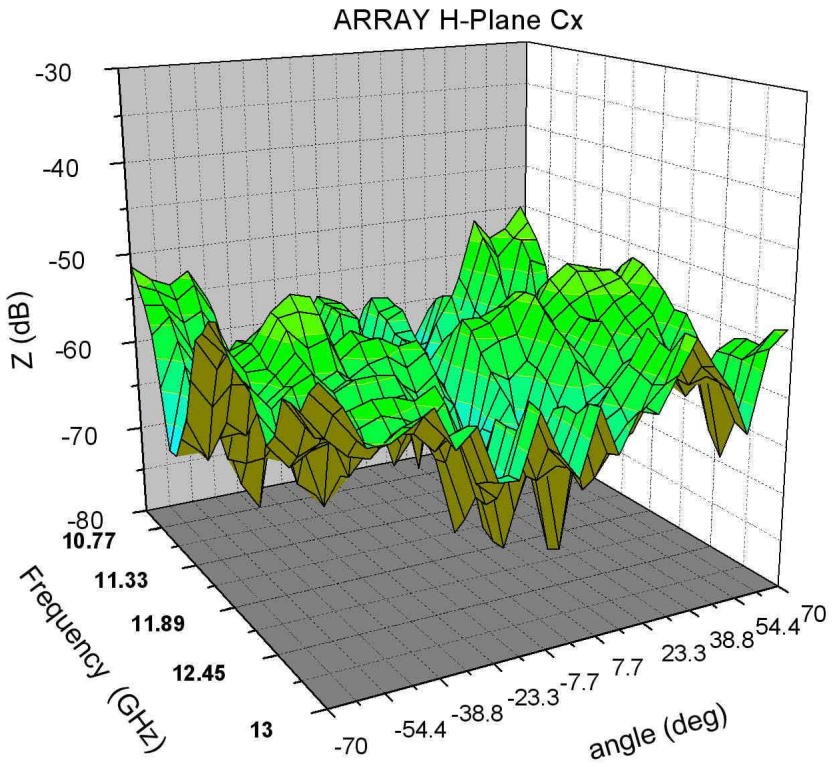
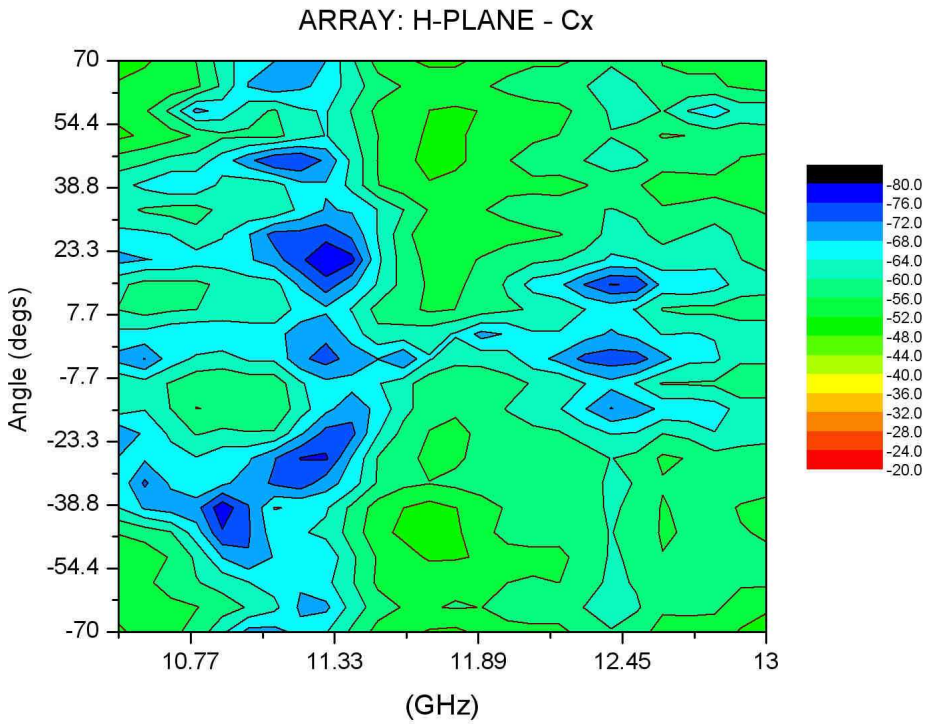


Figura 66


ARRAY H-Plane Cx
Z (dB)
-30
-40
-50
-60
-70
-80
Frequency (GHz)
10.77
11.33
11.89
12.45
13
angle (deg)
-70
-54.4
-38.8
-23.3
-7.7
7.7
23.3
38.8
54.4
70


ARRAY: H-PLANE - Cx
Angle (degs)
70
54.4
38.8
23.3
7.7
-7.7
-23.3
-38.8
-54.4
-70
10.77
11.33
11.89
12.45
13
(GHz)
-80.0
-76.0
-72.0
-68.0
-64.0
-60.0
-56.0
-52.0
-48.0
-44.0
-40.0
-36.0
-32.0
-28.0
-24.0
-20.0

5 ANALISI DATI E CONFRONTO CON I MODELLI

I dati sperimentali hanno evidenziato principalmente due problemi, legati rispettivamente alla rete di alimentazione e al lanciatore coassiale. In entrambi i casi si registra una elevata impedenza. L'analisi nel dominio del tempo tramite l'analizzatore vettoriale porta a ritenere che:
per quanto riguarda la rete, la discontinuità sia a livello del connettore SMA 0.
per il lanciatore, a livello della transizione da SMA a guida circolare.
Invece, relativamente al feed dielettrico e all'array di feed, i risultati sperimentali si mostrano in buon accordo con le aspettative. Un uguale discorso vale per il lanciatore di backup.

5.1 Rete di alimentazione:

Il confronto tra return Loss della rete e dell' array dimostra che le performance dell'array sono dominate dal diagramma di Return loss della rete.
Se, partendo dalla analisi nel dominio del tempo riportata in Figura 70 , si sottrae il primo picco (legato alla discontinuità a livello del connettore 0) e si ripassa nel dominio della frequenza, il risultato ottenuto si avvicina a quello simulato.
Le criticità della modellistica sembrerebbero legate ad alcune assunzioni fatte:
la rete è stata ottimizzata considerando i connettori perfettamente terminati a 50 Ohm. Il connettore non è stato modellato in fase di progettazione, ma in luogo dello stesso è stata posta una porta. La rete è stata tuttavia modellata con differenti SW, e tutti hanno dato risultati coerenti fra loro e di gran lunga migliori rispetto a quelli ottenuti.

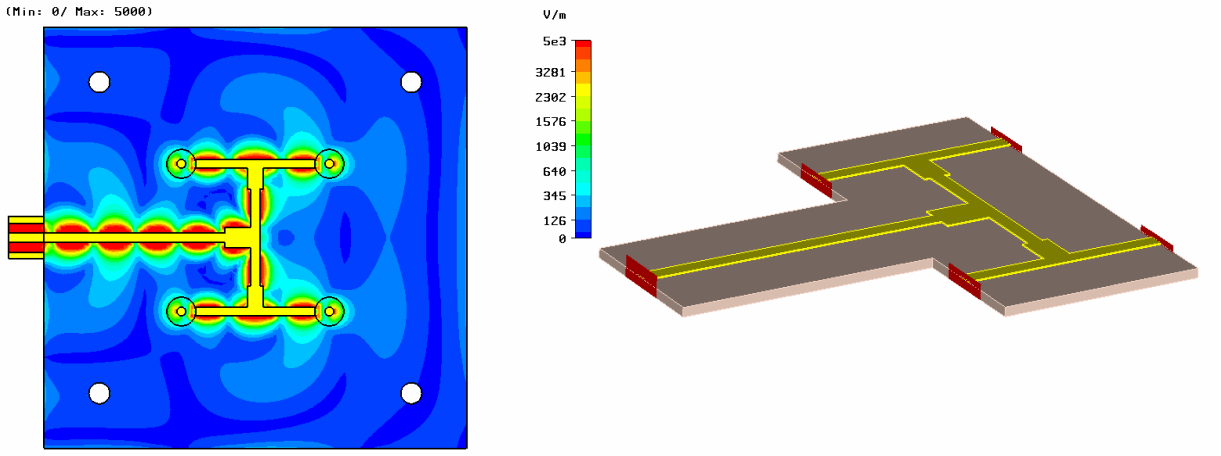


Figura 67

Si è provato allora a rimodellare il sistema e tener conto di tutte le possibili discontinuità, modulando anche in modo interattivo reattanza e resistenza ai connettori. Il modello è rappresentato in Figura 68.

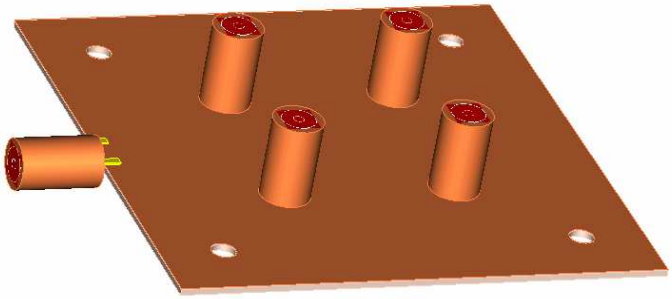


Figura 68

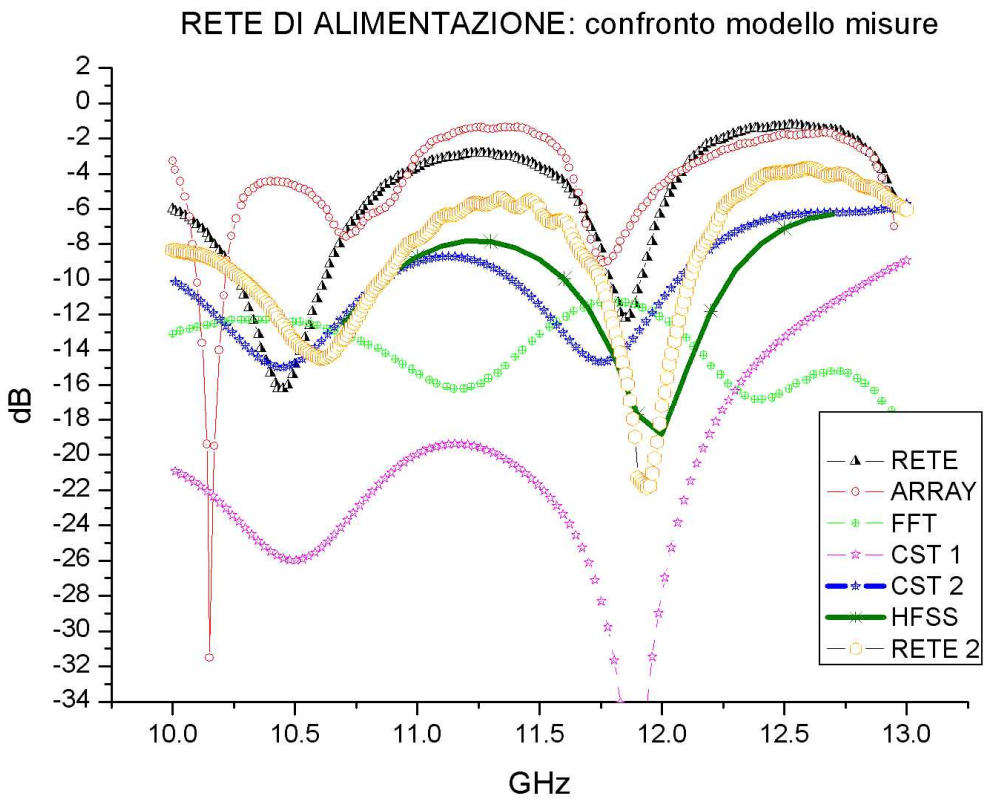


Figura 69

In definitiva, il modello di entrambi i SW, CST e HFSS, si avvicina al risultato sperimentale solo quando si tiene conto delle caratteristiche elettromagnetiche dei connettori. Le saldature hanno un importanza non trascurabile sulle performance della rete, come dimostra il confronto tra la rete 1 e la rete 2. Tuttavia, l'analisi nel dominio del tempo (TD) presentata in Figura 70, mostra che la maggiore discontinuità si registra sul connettore d'ingresso (SMA-0) mentre i

restanti connettori paiono essere ben adattati. In Figura 70 è mostrato il confronto nel TD tra il return loss del connettore SMA 0 della rete (con le altre porte terminate su carichi adattati) e quello di un uguale connettore SMA che irradia direttamente in aria, e quindi è supposto fortemente disadattato all'apertura.
Il picco è stato quindi rimosso ed è stato così ottenuto il diagramma ripulito dall'effetto della discontinuità nel dominio della frequenza (traccia FFT in Figura 69). Questa sembra tuttavia essere una condizione ottimistica, in quanto rimuovendo in toto il primo picco si rimuove anche la discontinuità di design del circuito, inevitabilmente legata alla presenza del connettore SMA-0 , qualsivoglia sia la pulizia della saldatura.

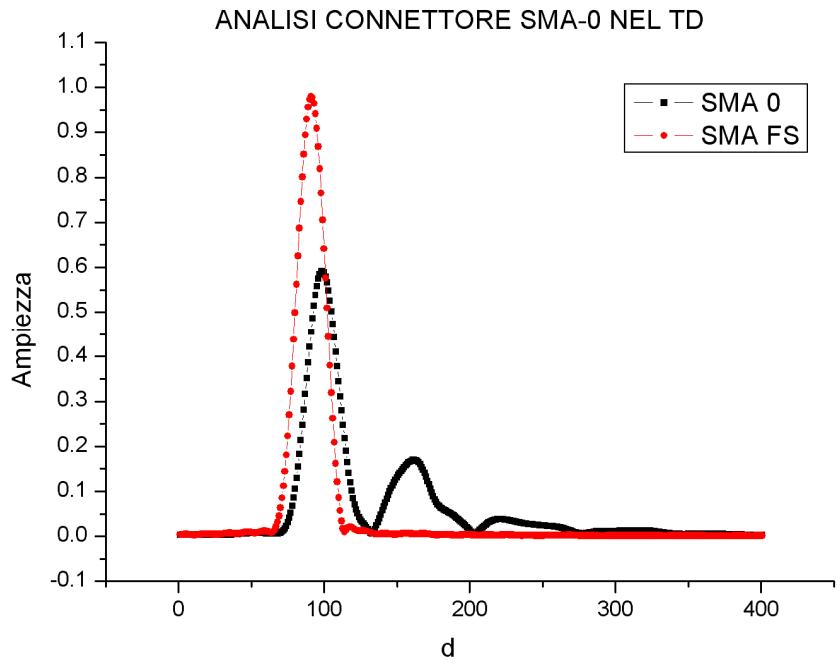


Figura 70

Tra modello e misura continua a sussistere una discrepanza, anche se ridotta , di 3-4 dB nei punti di massimo disadattamento: questo porta a ritenere che ci possano essere delle non idealità , presumibilmente al livello del connettore 0, che attualmente non si riesce a modellare.

5.2 Feed elemento singolo:

Le performance misurate per le singole antenne sono descritte nella tabella sottostante:

B2_E_Co			
fr [GHz]	*BWhp [deg]*	*Side Lobes Level [dB]*	*X-pol max level*
10.7	46	20.5	33.9
11.7	40.5	21	28.3
12.7	44	13.1	23.2
B2_H_Co			
fr [GHz]	*BWhp [deg]*	*Side Lobes Level [dB]*	*X-pol max level*
10.7	43	16	27.07
11.7	41.4	12	27.5
12.7	50.5	18.6	19.77
L1_H_Co			
fr [GHz]	*BWhp [deg]*	*Side Lobes Level [dB]*	*X-pol max level*
10.7	40.3	16.9	25.5
11.7	37.1	14.19	26.9
12.7	37.8	10.55	26.57
L1_E_Co			
fr [GHz]	*BWhp [deg]*	*Side Lobes Level [dB]*	*X-pol max level*
10.7	43.6	21	26.28
11.7	40.2	17.2	28.81
12.7	38	10.55	25.55

Figura 71 performance misurate per le due antenne B2A0 e L1A2; manca nella tabella la combinazione L1_E_Co, anche se la misura è stata effettuata. I dati verranno aggiunti in una prossima Issue del documento.

L'accordo tra modello e misura è buono, sia sul piano E che sul piano H, come dimostrato dal confronto in Figura 72 e Figura 73

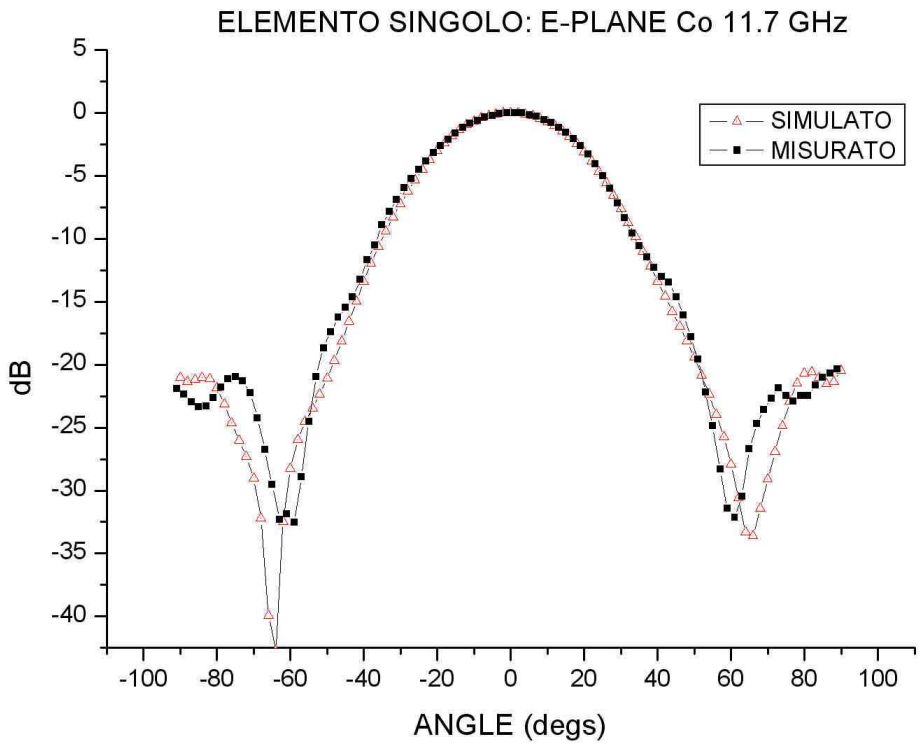


Figura 72

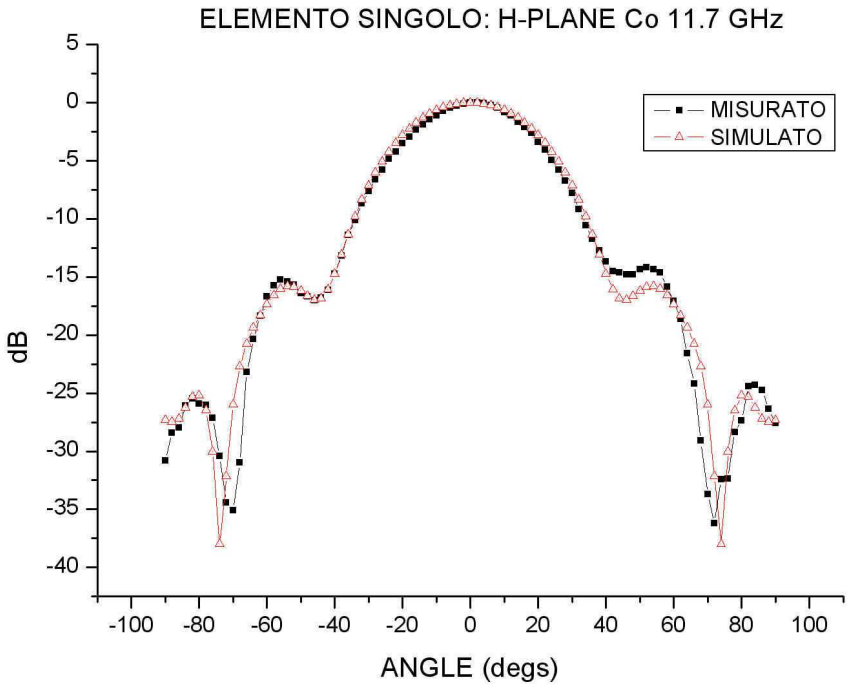


Figura 73

Il confronto nella crosspolarizzazione è privo di senso , in quanto il modello analitico assume che il livello della stessa sia – infinito.

L'analisi del guadagno in frequenza mostra come lo stesso sia modulato dal return loss della rete di alimentazione: infatti, dal confronto dei due diagrammi (a confronto in Figura 74 il Gain Max e il return loss S00) si può apprezzare che il guadagno è in controfase rispetto al S00.

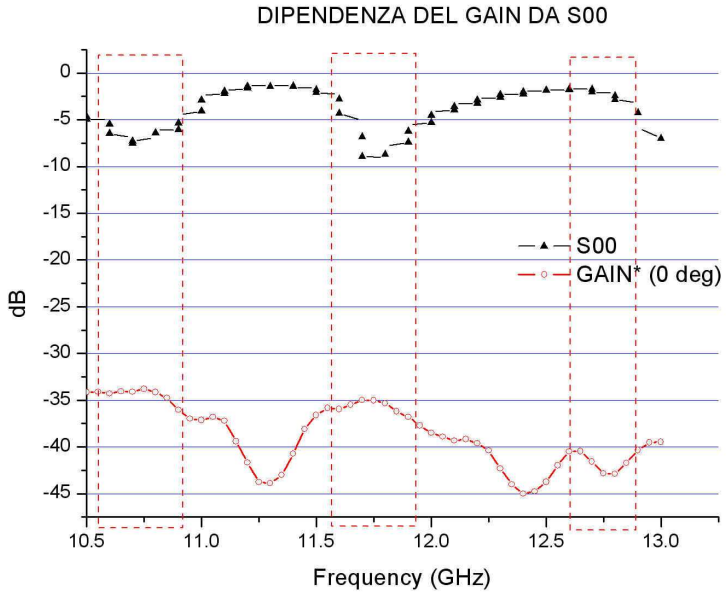


Figura 74

5.3 Lanciatore

Il confronto tra il modello e le misure del lanciatore coassiale (TIPO 1) è piuttosto povero. Come evidenziato dall'analisi nel dominio del tempo, una forte discontinuità al connettore causa un eccesso di radiazione riflessa. Se il problema fosse di natura realizzativa, allora si dovrebbe vedere una differenza di comportamento tra i 5 lanciatori, a meno che l'errore non sia sistematico. Una attenta ispezione al microscopio non ha però mostrato alcun difetto costruttivo. Per svincolarci da una possibile scarsa conoscenza delle caratteristiche elettromagnetiche del dielettrico, si è misurato S11 dopo aver estratto il dielettrico. Il test è stato necessariamente effettuato a frequenze più alte, in modo da non cadere nel range di cut-off.
Il problema ha evidenziato un apparente limite del SW CST, nel modo di definire lo stimolo. Se esso viene definito come porta discreta la discrepanza è particolarmente rilevante; il risultato della simulazione si avvicina più alla misura se lo stimolo è rappresentato come voltaggio: il risultato della analisi con una porta discreta sembra essere il caso limite di un connettore all'aumentare dlla sua lunghezza. Quanto detto è rappresentato dall Figura 75, dove il caso realistico CST 13 mm, dove 13 mm sta per la lunghezza del connettore, si avvicina maggiormente al dato sperimentale .

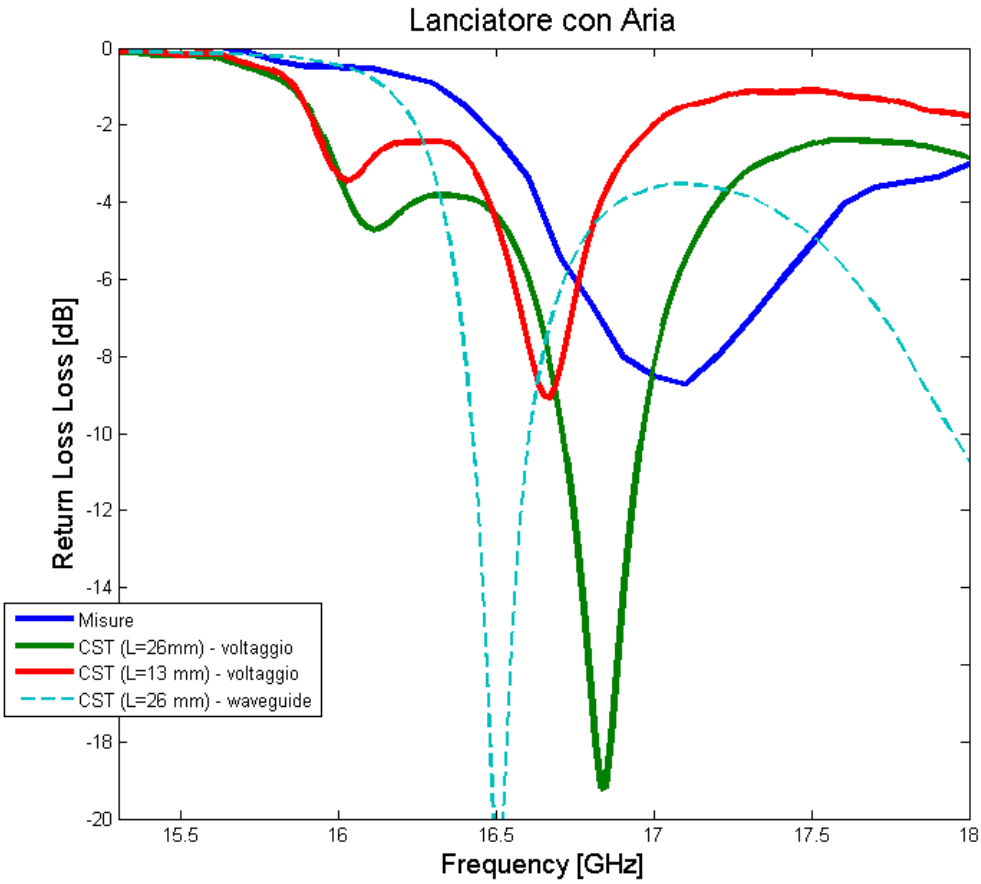


Figura 75

Una differente storia ha il lanciatore di TIPO 2, che è stato modellato con maggiore facilità e migliore convergenza tra dati simulati e misure.
Il modello non tiene conto della presenza del grano di adattamento, che si comporta tuttavia come un corto variabile.
Tuttavia, in questo caso, è stato registrato uno shift in frequenza di circa 0.3 GHz tra modello e misura. Il grafico proposto tiene conto di una correzione arbitraria operata sul dato misurato in modo da sovrapporre le regioni a centro banda. Va tuttavia considerato che il modello si basa su uno sweep in frequenza discreto, ma con mesh ottimizzata alla frequenza di centro banda: per cercare una maggior aderenza del modello alla misura, bisognerebbe ricalcolare la mesh per ciascun punto in frequenza considerato. Il livello misurato e simulata alla frequenza caratteristica della mesh (11.7 GHz) risultava coincidente anche prima dello shift.
Il risultato del confronto è proposto in Figura 76

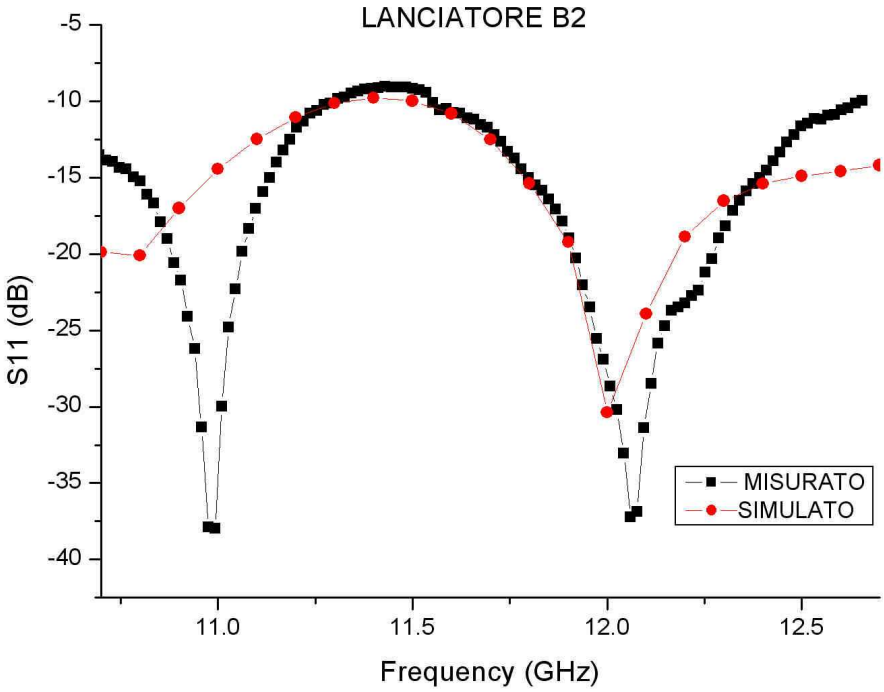


Figura 76

5.4 Pattern dell array

Nonostante le problematicità legate alla malfunzionamento della rete di alimentazione, è stato comunque possibile misurare i pattern dell'intero array. L' esigenza di una adeguata dinamica ha tuttavia imposto di avvicinare considerevolmente tra loro l'antenna Tx e la Rx (1.4 m) , impoverendo in parte l'approssimazione di far field. I pattern risultano un po' irregolari, ma comunque ben formati e con una ragionevole simmetria.
Il confronto tra pattern di elemento singolo e pattern dell'array mostra un sostanziale restringimento del lobo principali senza che , almeno tra 10.7 GHz e 11.7 GHz , si assista a un innalzamento dei lobi laterali. Solo al bordo superiore della band i lobi laterali crescono.
Il modello proposto è un metodo ibrido analitico che tiene conto di alcuni parametro misurati come input:

la potenza effettivamente disponibile a ciascuna porta (S01, S02, S03, S04)
il return loss S00 misurato dell rete di alimentazione
lo sfasamento relativo degli S0j
il pattern d'antenna misurato per un elemento singolo

In particolar modo si è cercato di dar conto di eventuali asimmetrie misurate attraverso le asimmetrie dei 4 elementi radianti.
Il modello non tiene tuttavia conto dell' interferenza delle antenne, intesa come oscuramento e diffrazione prodotta da ciascuna delle tre antenne sulla quarta.
Si può vedere da modello come questo aspetto abbia la sua importanza. Il passo successivo potrebbe essere quello di utilizzare, come pattern di input, un pattern simulato per un sistema di 2 elementi, nel modello ad elementi finiti descritto in ANNEX 4 e presentato, limitatamente alla frequenza 11.7 GHz, in Figura 77.

Va precisato che, sebbene sia qui proposto anche il confronto tra i il modello del lanciatore di backup B2 montato sull'array e dati misurati, questi ultimi sono in realtà relativi all'array con i lanciatori coassiali L.

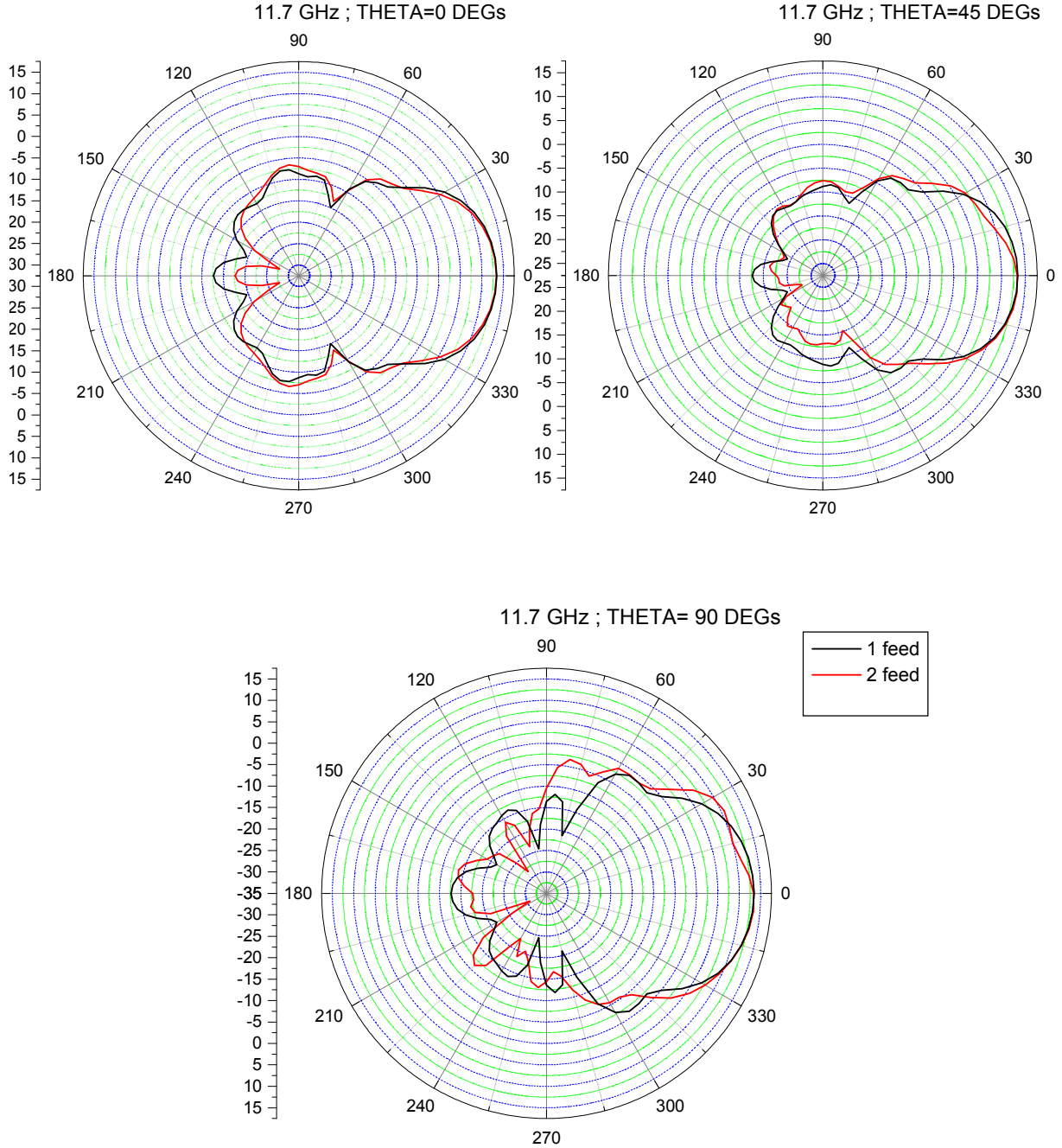
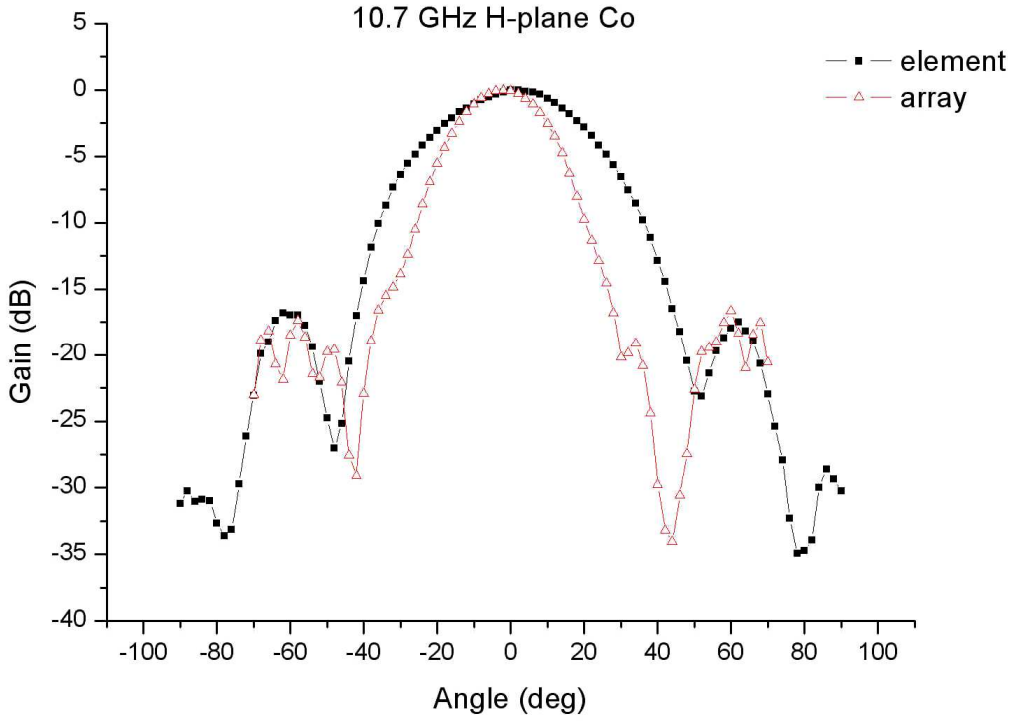
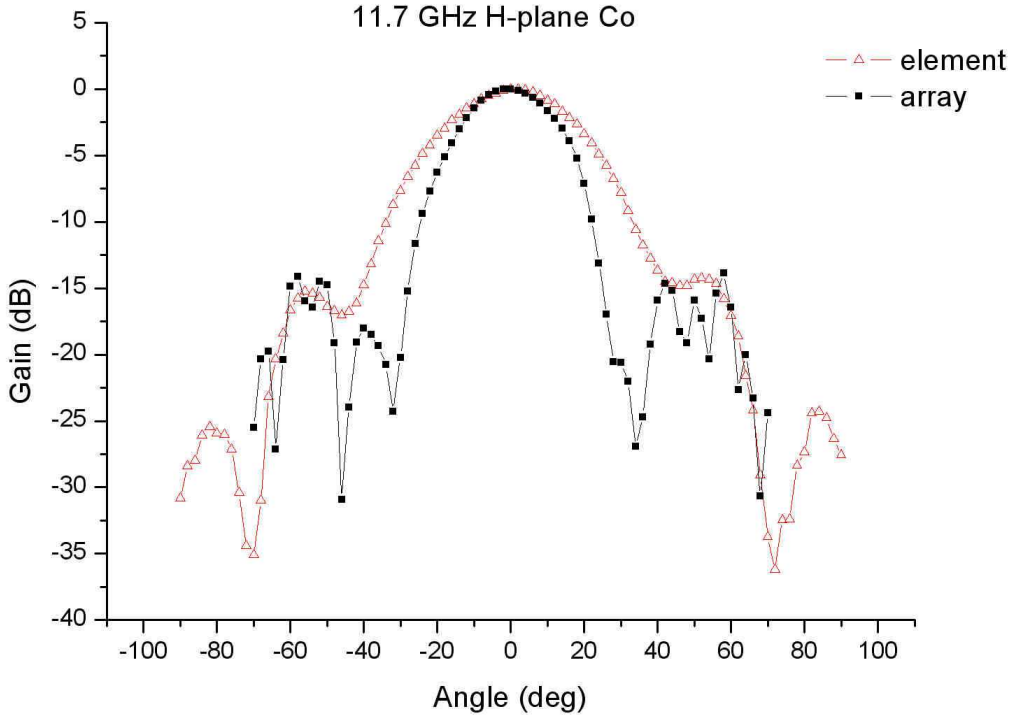


Figura 77

5.4.1 Confronto tra pattern d'elemento e pattern d'array





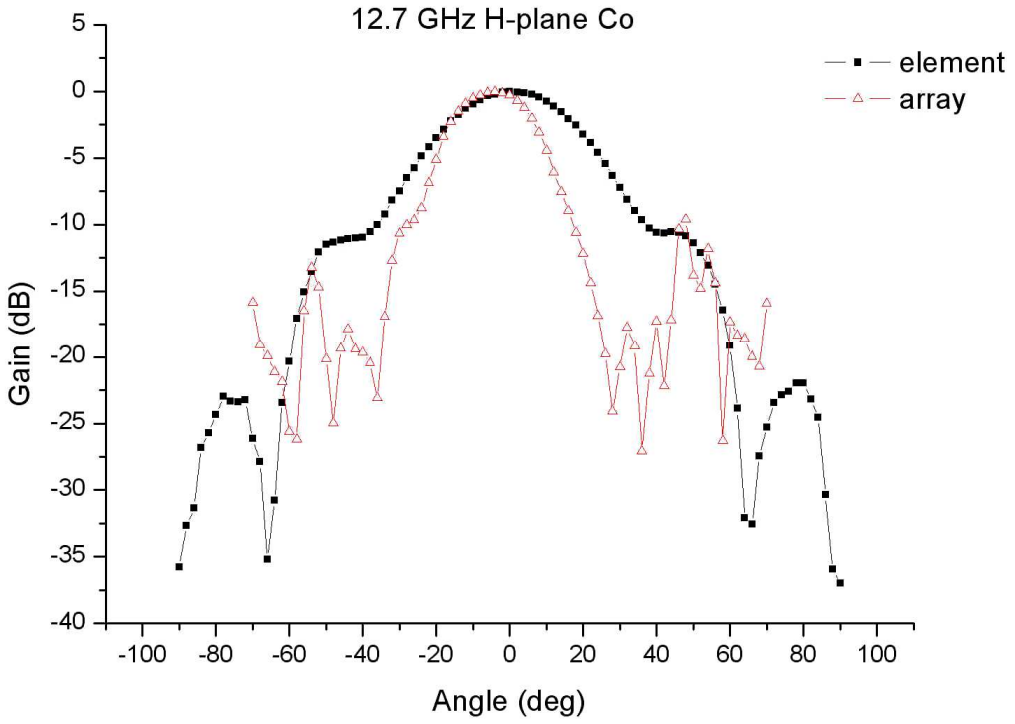


Figura 78

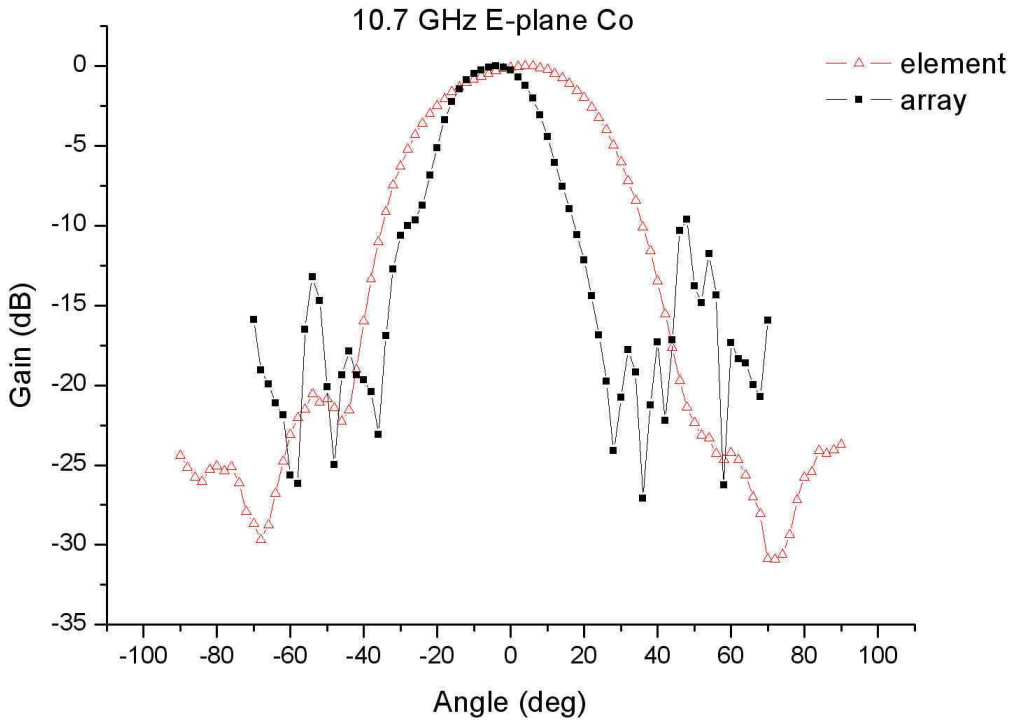


Figura 79

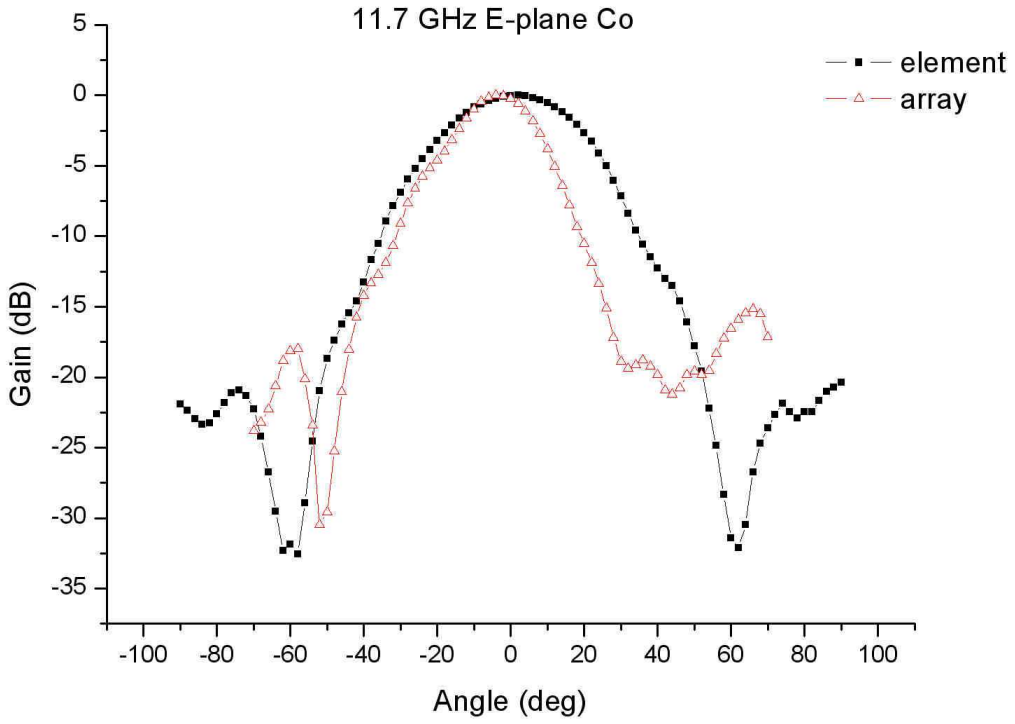
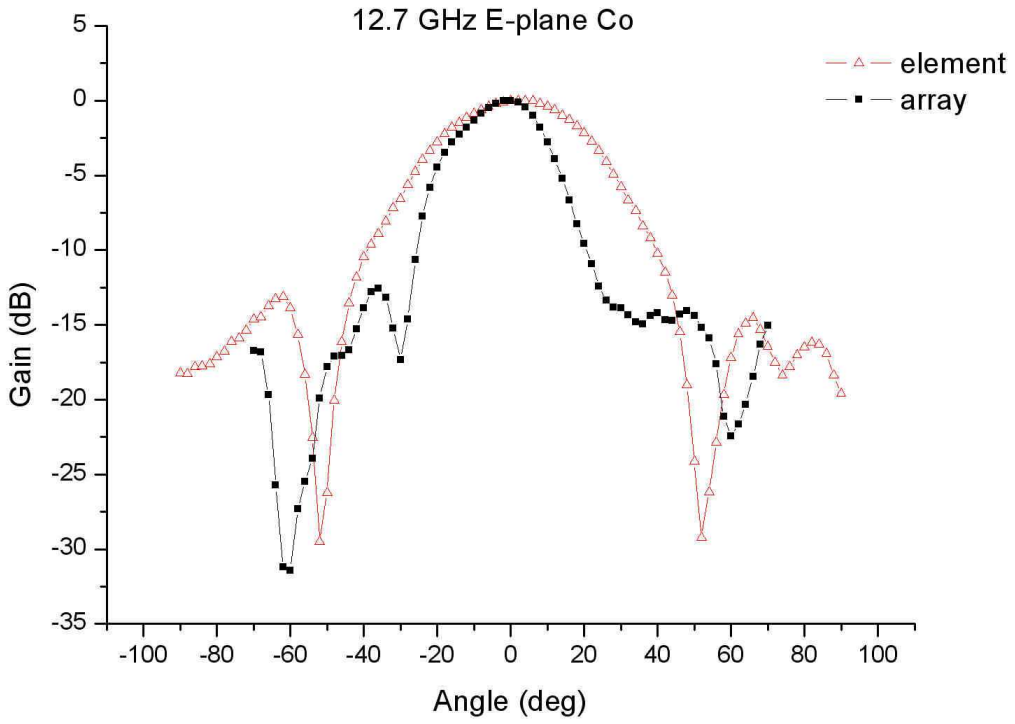
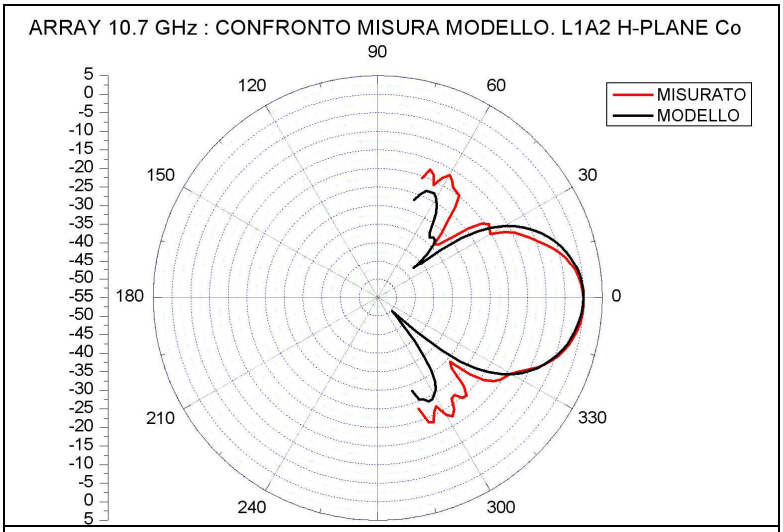
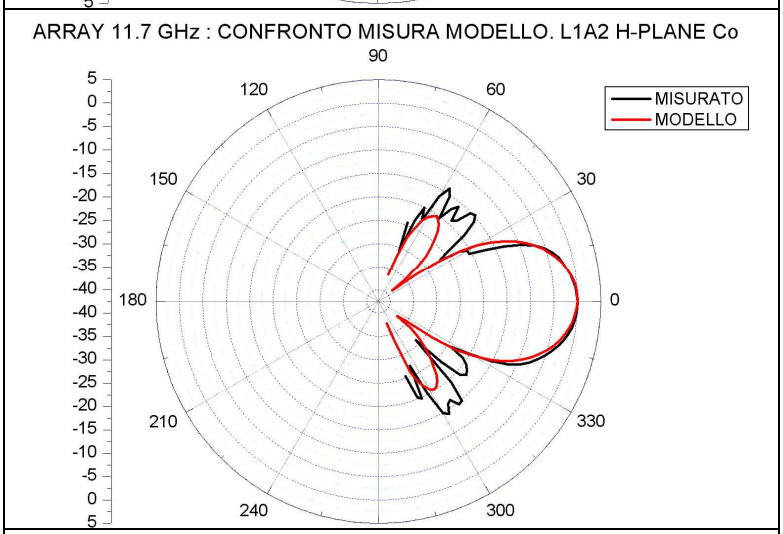

11.7 GHz E-plane Co
element
array
Gain (dB)
Angle (deg)
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
-35
-100
-80
-60
-40
-20
0
20
40
60
80
100

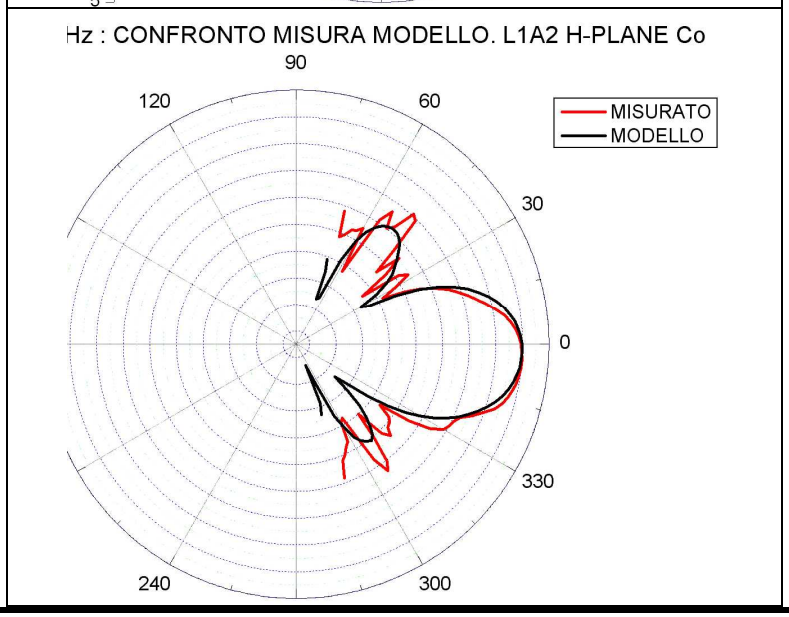
Figura 80

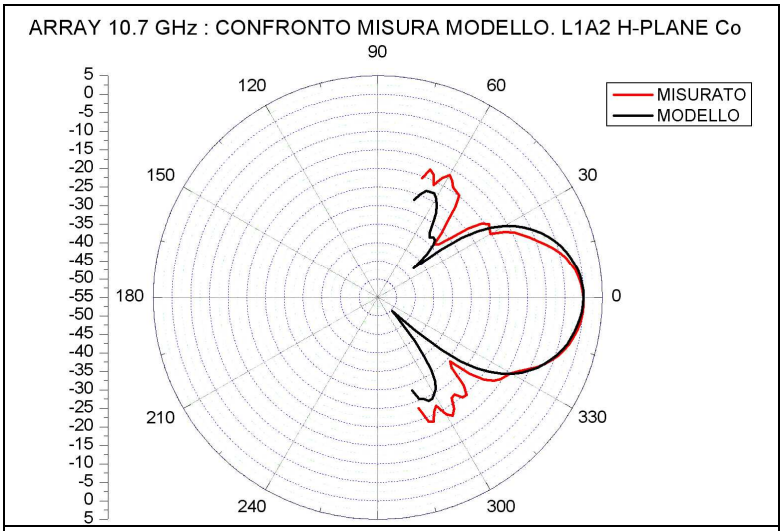

12.7 GHz E-plane Co
element
array
Gain (dB)
Angle (deg)
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
-35
-100
-80
-60
-40
-20
0
20
40
60
80
100

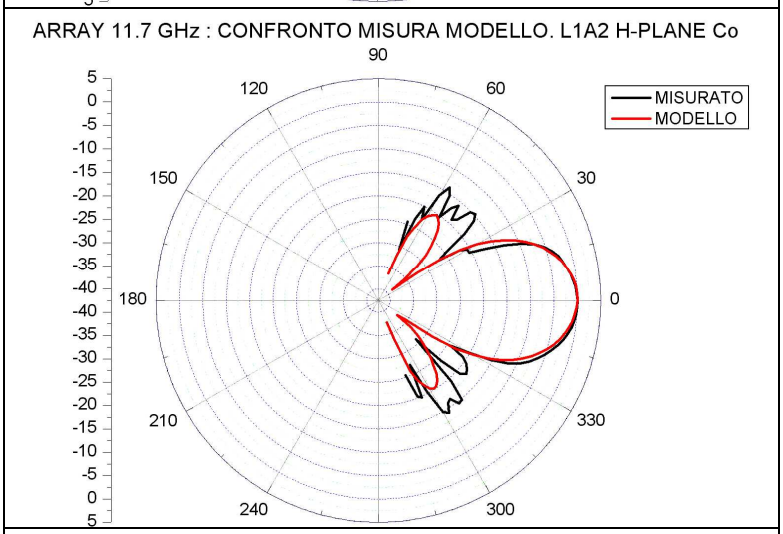
Confronto tra modello semianalitico di array e pattern misurato

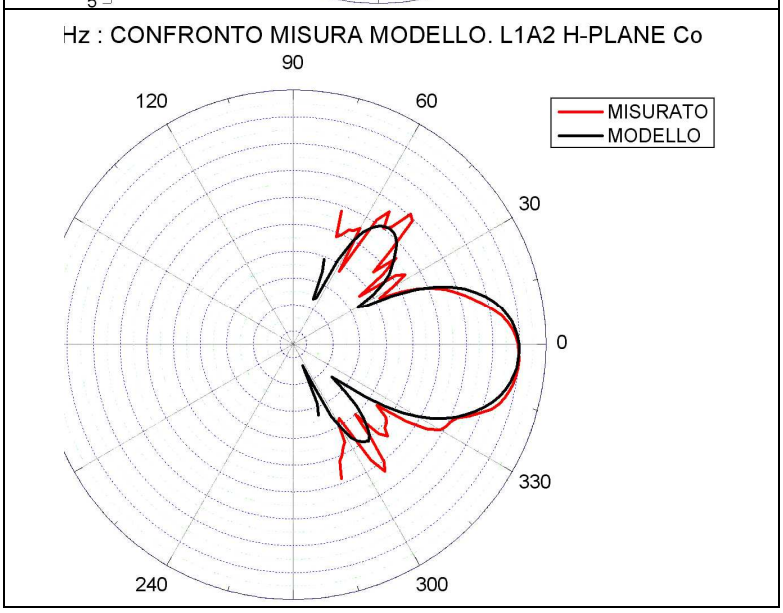


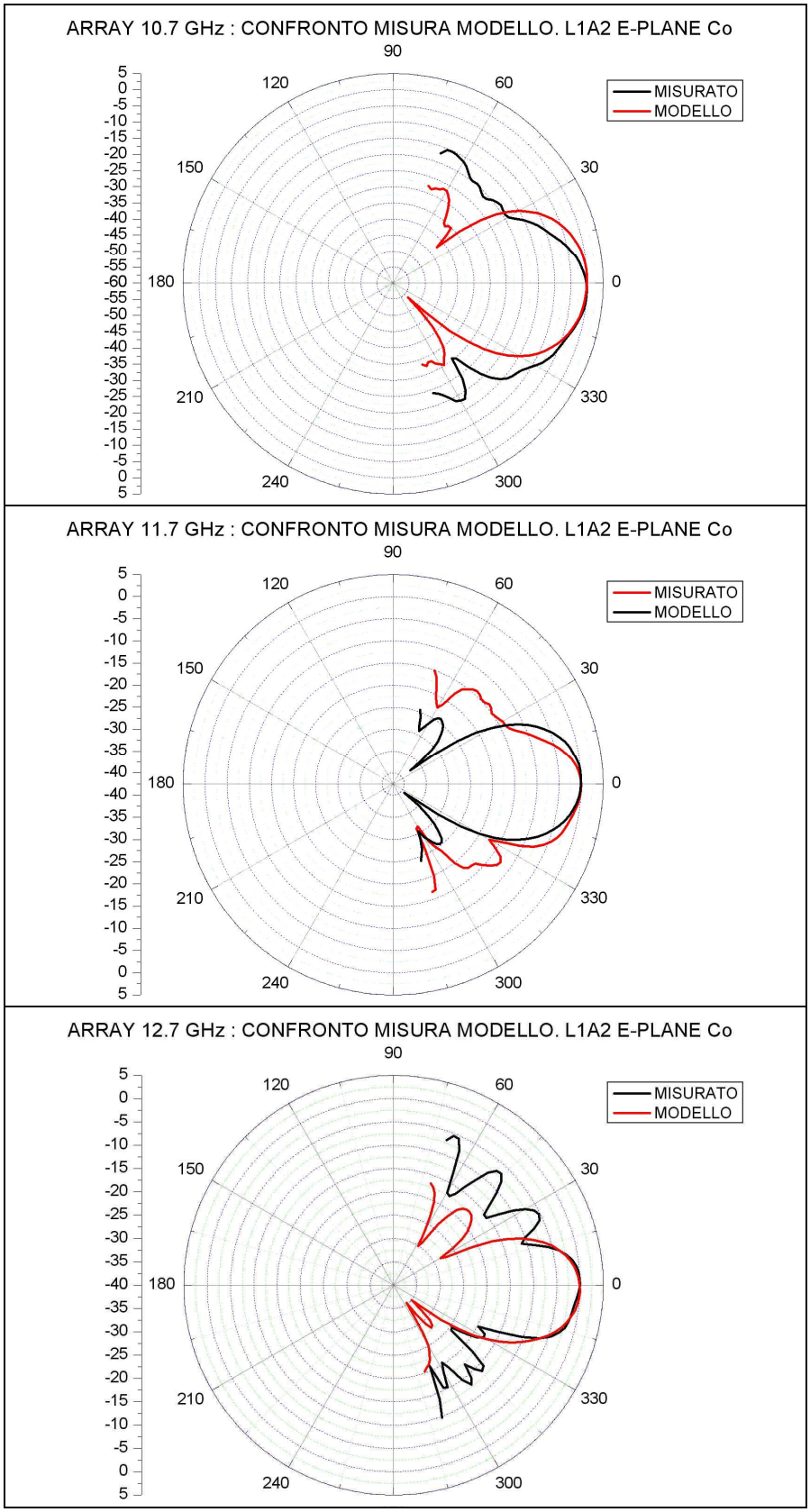


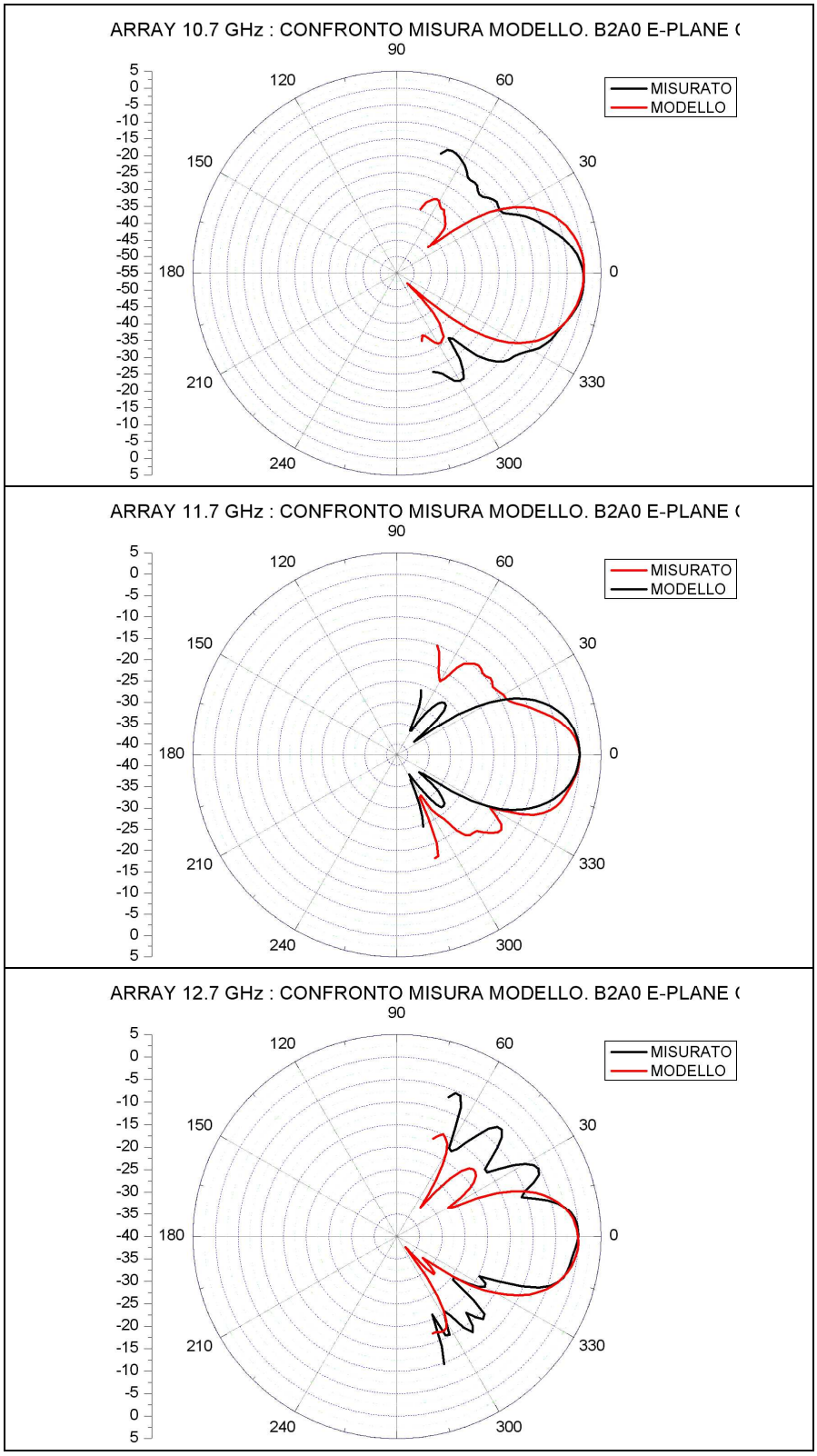



ARRAY 10.7 GHz : CONFRONTO MISURA MODELLO. L1A2 H-PLANE Co
MISURATO
MODELLO


ARRAY 11.7 GHz : CONFRONTO MISURA MODELLO. L1A2 H-PLANE Co
MISURATO
MODELLO


Hz : CONFRONTO MISURA MODELLO. L1A2 H-PLANE Co
MISURATO
MODELLO


ARRAY 10.7 GHz : CONFRONTO MISURA MODELLO. L1A2 E-PLANE Co
MISURATO
MODELLO
ARRAY 11.7 GHz : CONFRONTO MISURA MODELLO. L1A2 E-PLANE Co
MISURATO
MODELLO
ARRAY 12.7 GHz : CONFRONTO MISURA MODELLO. L1A2 E-PLANE Co
MISURATO
MODELLO


ARRAY 10.7 GHz : CONFRONTO MISURA MODELLO. B2A0 E-PLANE (
MISURATO
MODELLO
ARRAY 11.7 GHz : CONFRONTO MISURA MODELLO. B2A0 E-PLANE (
MISURATO
MODELLO
ARRAY 12.7 GHz : CONFRONTO MISURA MODELLO. B2A0 E-PLANE (
MISURATO
MODELLO

Array piano E

fr [GHz]	BWhp [deg]	Side Lobes Level [dB]	X-pol max level
10.7	24.1	12.8	26.2
11.7	27	12.55	22.3
12.7	26.7	5.3	15.25

Array piano H

fr [GHz]	BWhp [deg]	Side Lobes Level [dB]	X-pol max level
10.7	26.5	14.8	-18.4
11.7	28	18.1	-12.5
12.7	25.3	18.6	9.9

Figura 81 Schema riassuntivo delle caratteristiche radiative misurate per l'array

5.4.2 Accoppiamento tra feed (cross talk)

Il modello agli elementi finiti presentato in ANNEX 4 permette di calcolare l'accoppiamento tra due feed.
Il risultato delle misure è in buon accordo con il modello e permette di asserire che l'accoppiamento elettromagnetico tra due feed adiacenti è trascurabile nel range di impiego dell'array.

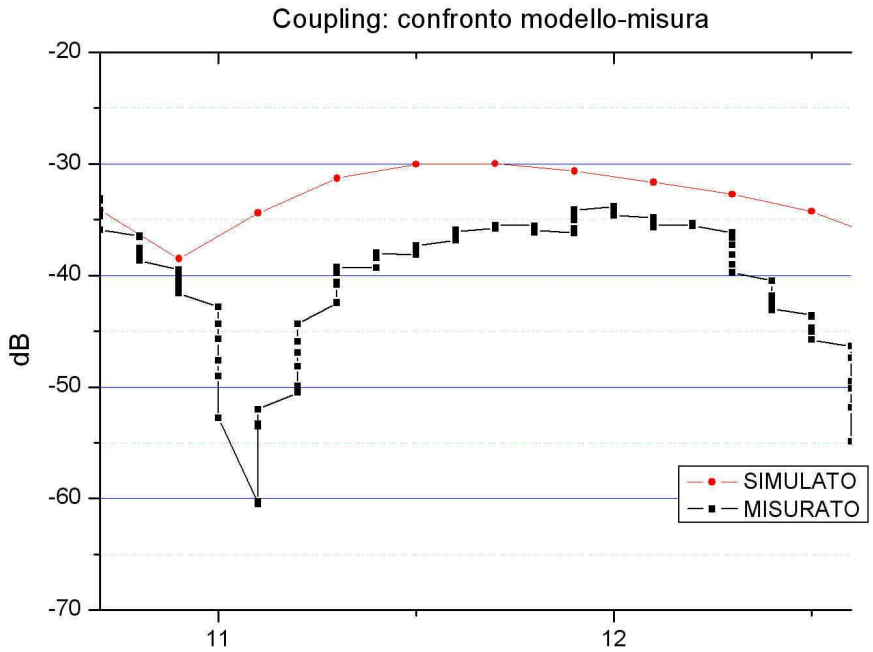


Figura 82

In questo caso la misura è migliorativa del modello. La differenza è da ascriversi al fatto che il modello non tiene conto della potenza assorbita dal lanciatore, in quanto entrambi i feed sono modellati alimentati da una guida d'onda circolare.

6 CONCLUSIONI

Il progetto proposto aveva come scopo la progettazione e realizzazione di un array di quattro elementi radianti , alimentati in fase, operanti tra 10.7 GHz e 12.7 GHz e che rispondessero a requisiti di compattezza e direttività.
Lo studio, come previsto, è passato attraverso la tappa intermedia di progettazione, realizzazione e caratterizzazione elettromagnetica di un elemento radiante singolo.
I risultati ottenuti, sia in termini di capacità progettuali e ingegneristiche evidenziate tanto dalla parte scientfica quanto da quella aziendale, sia in termini di prodotto finale, possono essere considerati più che soddisfacenti.
Sebbene il sistema finito non soddisfi ancora interamente ai requisiti prefissati, tuttavia dimostra che il disegno costruttivo e le scelte e tecniche realizzative adoperate rispondono bene alle esigenze.
Il flusso del lavoro parte dalla progettazione elettromagnetica dell' elemento singolo, eseguita tramite l'uso di software dedicati. Il disegno concettuale è stato dunque ingegnerizzato da parte dell'azienda partner che ha provveduto anche a consolidare il processo di realizzazione dei pezzi dal punto di vista delle tolleranza costruttive e della ripetibilità del processo stesso: i risultati sono da considerarsi decisamente positivi.
Punto d'approdo è stato l'array di quattro feed dielettrici con lanciatore coassiale e rete di alimentazione in comune, che ha visto come tappa intermedia stata la realizzazione dell'elemento radiante singolo: questo ha permesso parallelamente sia di testare l'affidabilità della modellistica, sia di investigare disegni alternativi per il lanciatore e la rete di alimentazione. Questi dispositivi, definiti come soluzioni di backup, sono stati prodotti e caratterizzati.
I test eseguiti sull' harware prodotto, sia meccanici che elettromagnetici, hanno fornito importanti indicazioni.
Le capacità di progettazione elettromagnetica rispondono alle esigenze: i modelli si son dimostrati in generale affidabili e predittivi, fatte salve alcune incongruenze che sono attualmente incorso di verifica.
Le capacità industriali sono state sicuramente in linea con le aspettative: l'azienda partner ha proposto, in modo autonomo soluzioni realizzative, investigato processi produttivi non standard, curato la ripetibilità dei processi seguiti.
C'è stata sempre una continua interazione tra la parte scientifica proponente e l'azienda, cosicché il prodotto finito possa essere considerato il frutto di un lavoro comune.
Il dispositivo realizzato è funzionante e con caratteristiche generalmente in linea con le aspettative. Va tuttavia segnalato che, in seguito ai risultati della campagna di test, sono emerse alcune incongruenze tra performance attese e misurate, soprattutto relativamente alla rete di alimentazione e al lanciatore standard: queste sono attualmente ancora in corso di analisi ma non inficiano il funzionamento generale del dispositivo.

7 ANNEX

Sono allegati al presente, e ne formano parte integrante, altri documenti prodotti come tappe intermedie dello sviluppo del prodotto finale.

ANNEX 1
Progettazione rete di alimentazione in microstriscia per un subarray di 2x2 elementi: PA_2005_06-003

ANNEX 2
Misure di Return Loss prototipo antenna Rod: PA_2005_06-001

ANNEX 3
Confronto tra pattern misurato in camera anecoica e pattern calcolato con SRSR4: PA_2005_06-004

ANNEX 4
VALUTAZIONE DEL CROSS-TALK DI UN SUB-ARRAY DI 2 ELEMENTI: PA_2005_06-007

ANNEX 5
MEMO: Criteri adottati nella scelta del materiale REXOLITE

ANNEX 6
ARRAY PLANARE DI ELEMENTI RADIANTI PER APPLICAZIONI SATELLITARI : TECNICA REALIZZATIVA

ANNEX 7
Data sheet del materiale REXOLITE