




TITLE: **Analisi di un slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array**

DOC. TYPE: Internal Report IASF Bologna 510/2008

PROJECT REF: Planar Array 2006/01 **PAGEs:** 37

ISSUE/REV.: 1.0 **DATE:** 30/06/2007

Prepared by	V. Martorelli RF Designer	Date:	30/06/2007
Approved by	F. Cuttaia Planar Array (2006) Principal Investigator	Date:	30/06/2007

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	i

CHANGE RECORD

ISSUE	DATE	SHEET	DESCRIPTION	RELEASE
1.0			Prima versione	



 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	ii

TABLE OF CONTENTS


1	SUMMARY.....	1
2	DEFINIZIONI.....	2
3	RICHIAMI SULLE SLOT.....	3
4	GUIDE FESSURATE.....	6
5	SLOTTED WAVEGUIDE COME RETE D'ALIMENTAZIONE.....	8
6	SINGLE RIDGED WAVEGUIDE.....	14
7	REALIZZAZIONE DI UNA SRW FESSURATA.....	20
7.1	TRASFORMATORE DI IMPEDENZA.....	21
7.2	EFFETTI DI GIUNZIONE.....	23
7.3	TIPOLOGIA DEL TRASFORMATORE.....	27
7.4	GEOMETRIA DEL TRASFORMATORE.....	28
8	PRESTAZIONI SIMULATE.....	30
9	CONCLUSIONI.....	36
10	BIBLIOGRAFIA.....	37
10.1	FONTI NON CITATE.....	37

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	1

1 Summary

Scopo del documento è di analizzare il funzionamento di un slotted waveguide array per verificare la possibilità di creare una rete di alimentazione per una schiera di antenne planari tramite una guida fessurata. Verrà analizzato il comportamento di una guida standard e di una guida a singolo profilo utilizzando il software commerciale CST Microwave Studio.

Alla fine del documento verrà disegnata anche una struttura da realizzare come test case.

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	2

2 Definizioni

La progettazione dei dispositivi in guida e delle transizioni parte dall'individuazione del concetto di impedenza.

La bibliografia introduce tre differenti definizioni di impedenza caratteristica per il modo TE₁₀ che vengono presentate di seguito:

$$\text{Definizione VI} \quad Z_{VI} = \frac{V}{I} \quad (2.1)$$


$$\text{Definizione PV} \quad Z_{PV} = \frac{1}{2} \frac{V^2}{P} \quad (2.2)$$

$$\text{Definizione PI} \quad Z_{PI} = \frac{1}{2} \frac{P}{I^2} \quad (2.3)$$

dove:

$$V = \int_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} \quad I = \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} \quad P = \frac{1}{2} \int_S \mathbf{E} \times \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S}$$

Nel caso di propagazione di onda TEM le varie definizioni convergono allo stesso risultato. Nel caso invece di propagazione di onde non TEM ad ogni definizione corrisponde un risultato differente. Dalle varie fonti bibliografiche si evince che la scelta di una definizione e l'altra è indifferente purché, nell'ambito dello stesso progetto, questa venga mantenuta durante le fasi del suo svolgimento. Di seguito verrà considerata la prima definizione e si farà riferimento solamente alla propagazione del modo fondamentale.

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	3

3 Richiami sulle slot

Le antenne a slot sono particolari tipi di antenne realizzate eseguendo un taglio sottile su di un piano metallico idealmente infinito. Una slot di lunghezza $\lambda/2$ è una tipica antenna risonante in grado di irradiare su entrambi i lati del piano. A differenza del dipolo elettrico, se la slot è orizzontale allora la polarizzazione del campo è verticale.

L'antenna a slot viene alimentata fornendo una d.d.p. tra due punti posti sui due lati lunghi. Se l'alimentazione viene fornita tramite linea bifilare o cavo coassiale, si preferisce decentrare l'alimentazione lungo la slot per andare incontro a requisiti di accoppiamento. L'antenna a slot alimentata al centro infatti, a causa del massimo di campo elettrico che incontra in quel punto, presenta un'impedenza molto elevata, dell'ordine dei 500 Ω , difficile da accoppiare.

Per studiare molte configurazioni delle antenne a slot si fa riferimento spesso al teorema di equivalenza e al teorema delle immagini ([1]) attraverso i quali è possibile ricondursi ad antenne complementari per le quali una soluzione è già disponibile. Il principio di equivalenza (nella formulazione di Love) può essere espresso nel seguente modo:

Il campo elettromagnetico E , H all'esterno di una superficie chiusa S che racchiude due sorgenti J_i , J_{mi} è esprimibile in termini di sorgenti equivalenti J_{si} , J_{ms} che possono essere determinate a partire dalla conoscenza delle componenti tangenziali del campo E , H sulla superficie S stessa

Questa è anche la formulazione elettromagnetica del noto principio di Huygens che considera ciascun punto dello spazio investito dal campo come una nuova sorgente del campo stesso.


Se si ipotizza che la superficie S racchiuda una regione di spazio riempita da un mezzo conduttore elettrico perfetto (PEC), con sorgenti del campo composte esclusivamente da correnti magnetiche superficiali disposte su S e di densità lineare pari a:

$$J_{ms} = E_S \times n_0 \quad (3.1)$$

che E_2 , H_2 sia il campo prodotto dalle sorgenti J_{ms} allora il teorema di equivalenza si può enunciare nel seguente modo:

Il campo elettromagnetico E , H generato dalle sorgenti impresse J_i , J_{mi} coincide con il campo elettromagnetico E_2 , H_2 generato dalle correnti J_{ms} poste sulla superficie S , frontiera della regione riempita da un mezzo conduttore perfetto.

Come conseguenza del teorema di equivalenza abbiamo che, una volta noto il campo elettrico tangente alla superficie all'interno della slot, è possibile coprire la fessura con un piano metallico e sostituire il campo al suo interno con una corrente magnetica data dalla (3.1). Una volta nota la corrente magnetica equivalente, per poterci ricondurre ad una situazione di spazio libero e poter quindi applicare le classiche formule di radiazione ci viene incontro il teorema delle immagini, che può essere enunciato nel seguente modo:

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	4

Il campo elettromagnetico generato da un sistema di sorgenti agenti in un semispazio occupato da un mezzo omogeneo e isotropo, delimitato da una parete piana conduttrice elettrica perfetta, è identico a quello che verrebbe generato nello stesso semispazio dal sistema di sorgenti e dalla loro immagine, agenti in un mezzo illimitato di caratteristiche uguali a quelle del mezzo esistente nel semispazio di interesse.

Come conseguenza si ha che la radiazione prodotta da una corrente magnetica che scorre su di una superficie PEC, è pari alla radiazione prodotta da una corrente magnetica con lo stesso andamento ma di intensità doppia, situata nella stessa posizione spaziale ma irradiante nello spazio libero.

A questo punto è possibile sostituire una slot avente un campo al suo interno pari a:

$$\mathbf{E}_a = \mathbf{y}E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a}z\right) \quad \begin{array}{l} -a/2 \leq z \leq a/2 \\ y \ll \lambda \end{array} \quad (3.2)$$

con un dipolo magnetico posto nello spazio libero di corrente pari a:

$$\mathbf{M}_s = \begin{cases} -2\mathbf{n} \times \mathbf{E}_a & -a/2 \leq z \leq a/2 \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (3.3)$$

Il dipolo magnetico è concettualmente la struttura duale del dipolo magnetico.

A questo punto, utilizzando il principio di Babinet sulle strutture complementari si ottengono le seguenti formulazioni:

$$Z_s \cdot Z_c = \frac{\eta^2}{4} \quad (3.4)$$


$$E_{\theta_s} = H_{\phi_c} \quad (3.5)$$

$$E_{\phi_s} = H_{\theta_c} \quad (3.6)$$


$$H_{\theta_s} = -\frac{E_{\theta_c}}{\eta_0^2} \quad (3.7)$$

$$H_{\phi_s} = -\frac{E_{\phi_c}}{\eta_0^2} \quad (3.8)$$

dove con il pedice s si sono indicate le grandezze relative alla slot mentre con il pedice c si sono indicate quelle riferite al suo complementare (dipolo).

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	5

Dalla (3.4) si dimostra quanto detto prima, e cioè che una slot risonante presenta un'impedenza di circa 500Ω (considerando l'impedenza del dipolo pari a 70Ω), e che la polarizzazione è ortogonale alla direzione della slot stessa.

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	6

4 Guide fessurate

Uno dei principali utilizzi delle slot è tramite le guide d'onda.

Una slot risonante in una guida è in grado di accoppiare il campo del modo fondamentale con lo spazio libero fungendo da radiatore. Affinché questo avvenga la slot deve tagliare perpendicolarmente il flusso di corrente. Data una guida mostrata in figura Figura 4.1 le correnti sulla parete larga avranno il seguente andamento:

$$\mathbf{J} = -\hat{\mathbf{y}} \times \mathbf{H} = \left(-jE_0 \frac{\pi Y_0}{k_0 a} \cos\left(\frac{\pi X}{a}\right) \hat{\mathbf{x}} - E_0 Y_w \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \hat{\mathbf{z}} \right) \exp(-j\beta z) \quad (4.1)$$

mentre saranno costanti e dirette lungo y lungo le pareti corti.

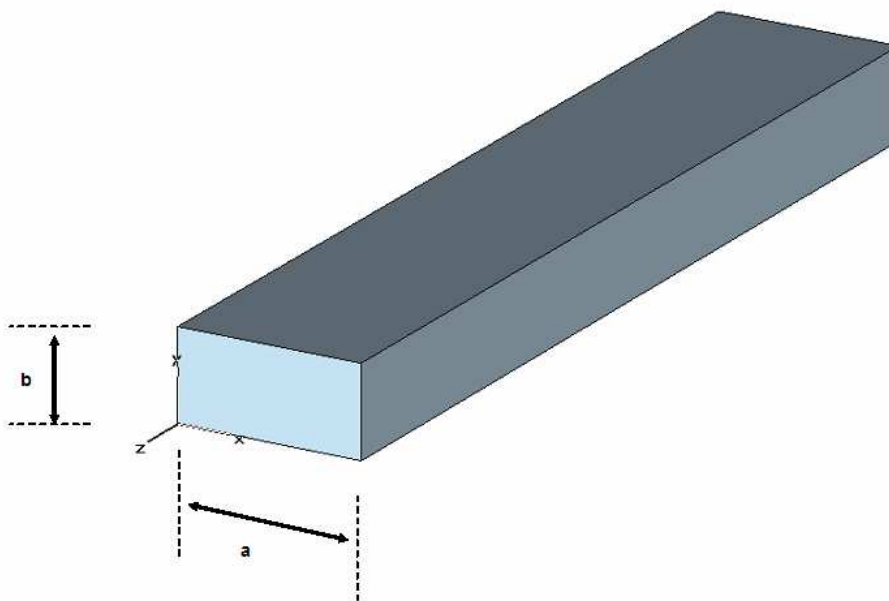



Figura 4.1: Guida d'onda rettangolare

Dalla (4.1) si nota come eseguendo un taglio longitudinale lungo la parete lunga (broad-wall slot), il flusso di corrente tagliato sarà funzione della distanza della slot dall'asse di mezzeria (*offset*), mentre eseguendo un taglio longitudinale lungo la parete corta (side-wall slot) il flusso di corrente è costante. Utilizzando quindi le broad-wall slot è possibile controllare l'ampiezza del campo eccitato nella fessura agendo sull'offset, mentre utilizzando le side-wall slot è possibile controllare l'ampiezza del campo agendo sull'inclinazione.

Il circuito equivalente di una fessura radiante vicina alla risonanza (fig. 4.2) è costituito da un'ammettenza in parallelo ad una linea di trasmissione. L'ammettenza equivalente della slot dipende dall'offset (s), dalla sua lunghezza (l) e dalla frequenza.

Eseguendo più tagli lungo la guida si genera un slotted waveguide array.

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	7

Il circuito equivalente di un array di n slot è rappresentato da n ammettenze in parallelo separate da una linea di trasmissione di lunghezza pari alla distanza tra le fessure.

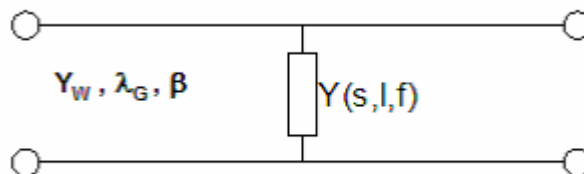



Figura 4.2: Circuito equivalente di una slot in una guida d'onda

Esistono due tipi di array: array risonante e array non risonante.

In un array risonante le fessure sono tutte eccitate in fase e producono un diagramma di radiazione *broadside*. Per ottenere questo effetto le slot devono essere poste a distanza λ_g o a distanza $\lambda_g/2$ introducendo un opportuno sfasamento di $\pi/2$. Se la guida è riempita con dielettrico allora è possibile utilizzare la prima soluzione, mentre se la guida è al suo interno vuota allora è preferibile la seconda soluzione per evitare *grating lobes* nella finestra di visibilità. Per ottenere lo sfasamento di $\pi/2$ è possibile utilizzare offset di segno alterno tra due slot adiacenti poste nel broad-wall e inclinazione alterna fra slot adiacenti poste nel side-wall.

In un array risonante la guida è terminata con un cortocircuito distante $\lambda_g/4$ dal centro dell'ultima slot. Alla frequenza di progetto l'ammettenza in ingresso (Y_{tot}) sarà pari alla somma delle singole ammettenze. Per avere il massimo trasferimento di potenza tra il generatore e l'array occorre che $Y_w = Y_{tot}$. L'array risonante è un array a banda stretta sia a livello di impedenza che di pattern. A frequenze diverse da quelle di progetto le slot non saranno più distanti $\lambda_g/2$ e si genererà un'onda riflessa che degraderà il VSWR. Allo stesso modo il pattern sarà "tiltato" a causa dell'irradiazione non in fase delle slot ed inoltre è possibile ottenere un secondo "beam" causato dall'onda riflessa.

L'array non risonante è costituito da slot a distanza leggermente diversa da $\lambda_g/2$ e quindi con irradiazione non *broadside*. In questo caso l'array è terminato con un carico adattato. La presenza di questo carico e il fatto che le slot non si trovino a distanza $\lambda_g/2$ producono un'attenuazione dell'onda riflessa (non c'è interferenza costruttiva) rendendo il ROS meno sensibile alla frequenza rispetto all'array risonante. Comunque a frequenze diverse da quella di progetto le slot saranno eccitate in maniera diversa con degradazione del pattern.

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	8

5 Slotted waveguide come rete d'alimentazione

In linea di principio è possibile sfruttare le slot radianti di un array in guida come lanciatori per le antenne goodundo del planar array, come mostrato in fig. 5.1.

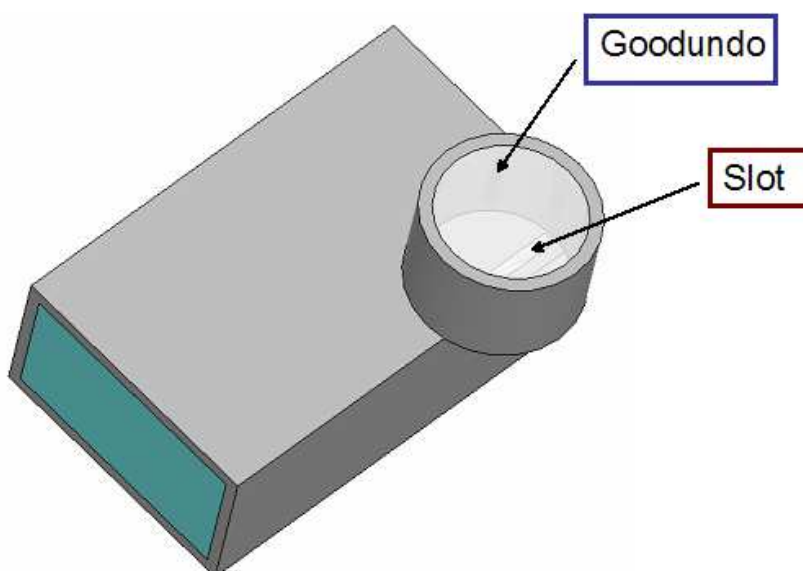


Figura 5.1: Principio del lanciatore per goodundi realizzato in guida fessurata.


In questa analisi si è scelto di utilizzare guide d'onda rettangolari standard in modo da avere a disposizione componenti a basso costo. La guida in grado di lavorare correttamente nella banda di utilizzo è la WR75 funzionante in banda M (10-15 GHz, frequenza di cutoff pari a 7.88 GHz). Le dimensioni della guida sono mostrate nella tabella 5.1.

	Waveguide Dimensions	
	<u>Inside</u>	<u>Outside</u>
Width [mm]	19.05	21.59
Height [mm]	9.53	12.07

Tabella 5.1: Dimensioni della guida WR75

Le caratteristiche elettriche del modo fondamentale della WR75 sono le seguenti:

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (5.1)$$

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA</small> <small>NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	9

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (5.2)$$

$$Y_w = \frac{\beta}{kZ_0} \quad (5.3)$$

dove k è la costante di propagazione nel vuoto, a è il lato lungo della guida, Z_0 è l'impedenza del vuoto.

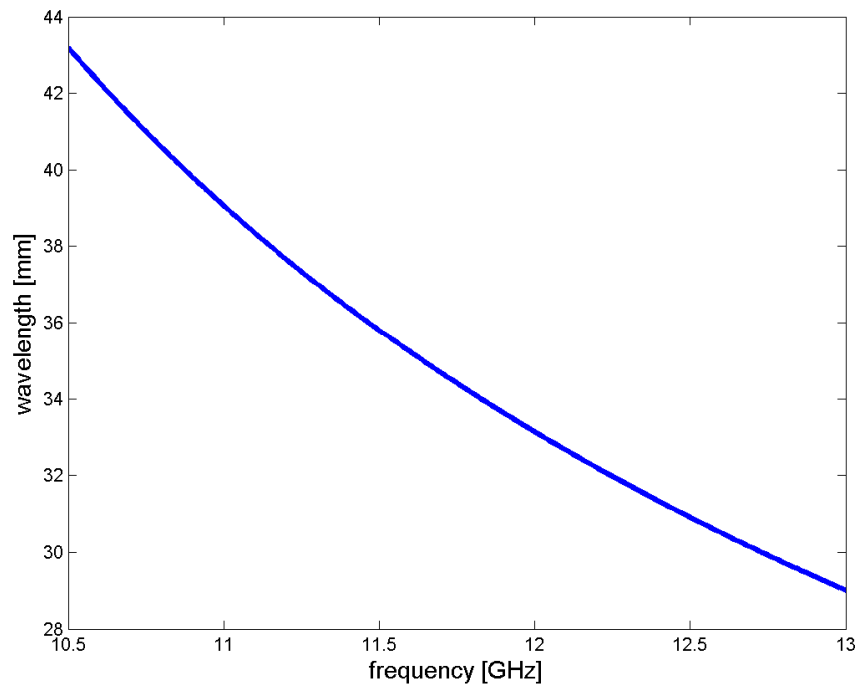



Figura 5.2: Lunghezza d'onda in guida per una WR75

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	10

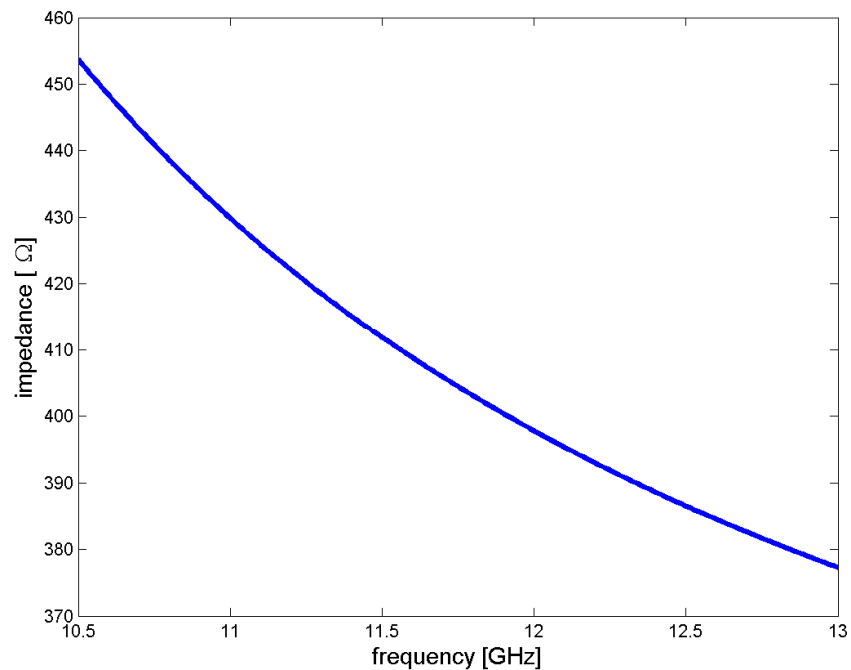


Figura 5.3: Impedenza del modo fondamentale in una WR75


Alla frequenza centrale si avrà:

- $\beta = 181.246 \text{ m}^{-1}$;
- $\lambda_g = 34.66 \text{ mm}$;
- $Y_w = 1.964 \text{ S}$.

Utilizzando questa guida le slot ad offset alterno saranno distanziate longitudinalmente di 17.33 mm, circa $0.67\lambda_0$ alla frequenza centrale.

Per quanto riguarda il goodundo, è stato modellato come una guida circolare chiusa su di un carico adattato riempita di rexolite ($\epsilon_r = 2.53$, $\tan\delta = 9e-4$). È stato scelto di utilizzare una guida adattata sia per velocizzare le simulazioni, sia per scorporarci dal disadattamento dell'antenna con lo spazio libero. La slot utilizzata ha una lunghezza pari al diametro del goodundo (11 mm), una larghezza di 1 mm ed è stata posta a ridosso della parete laterale per assicurarci il massimo accoppiamento.

Per determinare l'accoppiamento guida-goodundo è stato utilizzato il modello equivalente delle linee di trasmissione modellando la slot come una semplice ammettenza concentrata. Le simulazioni sono state eseguite considerando una linea di trasmissione chiusa in cortocircuito ad una distanza di $\lambda_g/4$ dal centro dell'ultima slot e considerando il seguente modello equivalente:

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	11

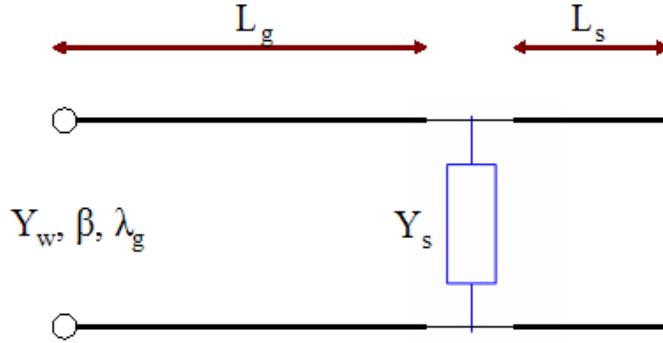


Figura 5.4: Modello equivalente della slot d'accoppiamento di fig. 4.1

L'ammettenza di input del seguente circuito è facilmente calcolabile tramite la teoria delle linee di trasmissione.

$$Y_{CC} = -jY_w \cot(\beta L_s) \quad (5.4)$$

$$Y^i = Y_s + Y_{CC} \quad (5.5)$$

$$Y_{in} = Y_w \frac{Y^i + jY_w \tan(\beta L_g)}{Y_w + jY^i \tan(\beta L_g)} \quad (5.6)$$


dove Y_{CC} è l'ammettenza del cortocircuito vista dalla slot, Y_s è l'ammettenza della slot, Y^i è l'ammettenza vista in ingresso alla slot e Y_{in} è l'ammettenza vista in ingresso alla guida. Introducendo grandezze normalizzate all'ammettenza del modo fondamentale le (5.4), (5.5) e (5.6) possono essere riscritte nel seguente modo:

$$\hat{Y}_{CC} = -j \cot(\beta L_s) \quad (5.7)$$

$$\hat{Y}^i = \hat{Y}_s + \hat{Y}_{CC} \quad (5.8)$$

$$\hat{Y}_{in} = \frac{\hat{Y}^i + j \tan(\beta L_g)}{1 + j \hat{Y}^i \tan(\beta L_g)} \quad (5.9)$$

Il massimo accoppiamento si ha quando Y^i è pari all'impedenza modale, cioè quando $\hat{Y}^i = 1$. Per calcolare l'ammettenza della slot dalle simulazioni conviene partire dal return loss calcolato e procedere a ritroso. In questo caso le formule da utilizzare saranno le seguenti:

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	12

$$\hat{Y}^i = \frac{1 - s \exp(2 \cdot j \cdot \beta \cdot L_g)}{1 + s \exp(2 \cdot j \cdot \beta \cdot L_g)} \quad (5.10)$$

$$\hat{Y}_s = \hat{Y}^i - \hat{Y}_{CC} \quad (5.11)$$

dove s è il coefficiente di riflessione complesso calcolato in ingresso alla guida.

Nelle figure 5.5, 5.6 e 5.7 sono mostrati il return loss, l'ammettenza normalizzata e l'insertion loss. Si può notare innanzitutto che a differenza di quanto succede per una classica guida fessurata la slot posta sul bordo (e quindi sul massimo di corrente) non accoppia completamente il modo in guida. Qui il fenomeno è parecchio più complicato e gli andamenti così complessi dell'ammettenza richiedono l'utilizzo di modelli più accurati per poter rappresentare la slot tramite parametri concentrati.

Un risultato evidente è rappresentato comunque dalla banda non ampia della struttura. Questo risultato è causato sia perché la slot è una struttura a banda stretta, sia perché le caratteristiche della guida rettangolare e della guida circolare variano in maniera non lineare con la frequenza. Un'altra caratteristica di questa slot è rappresentata dalla reattanza di tipo induttiva in tutta la banda. E' necessario quindi, per poter utilizzare le slot come sistema di accoppiamento, disporre di un sistema in grado di compensare la reattanza induttiva della slot.

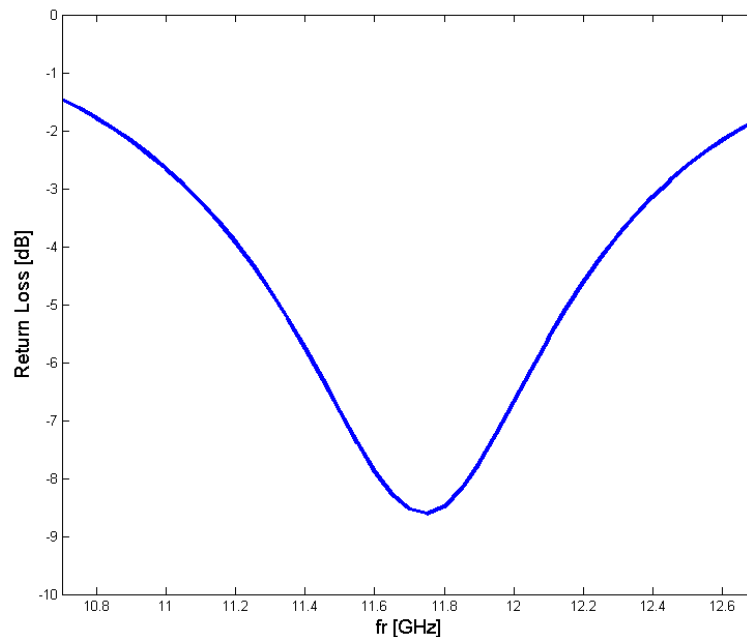


Figura 5.5: Return Loss della struttura di fig. 4.1

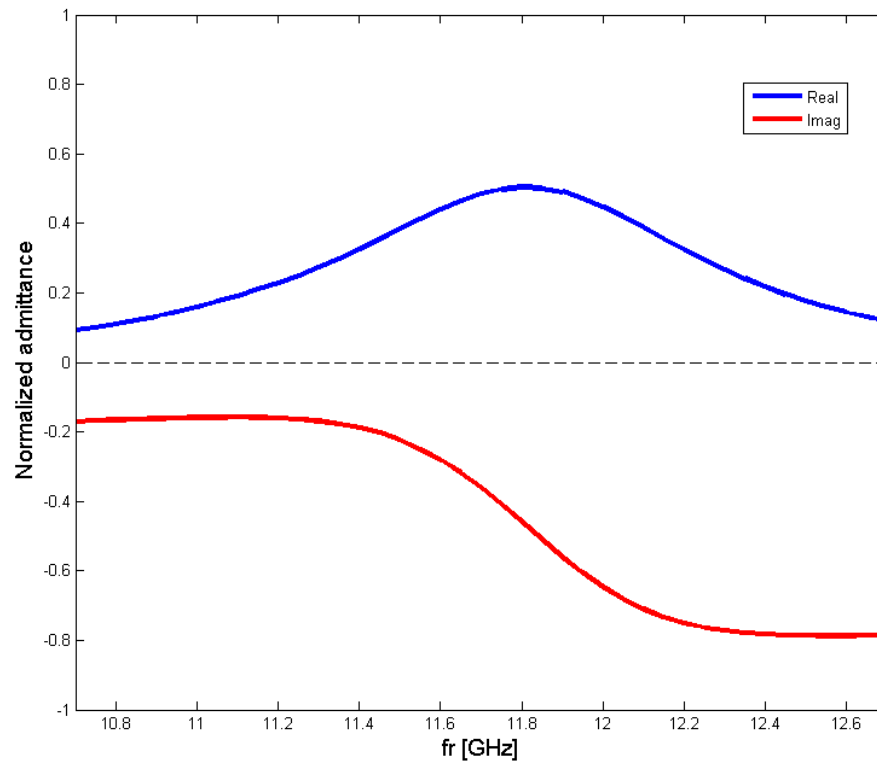


Figura 5.6: Ammettenza normalizzata della slot calcolata tramite le (4.7) e (4.8)

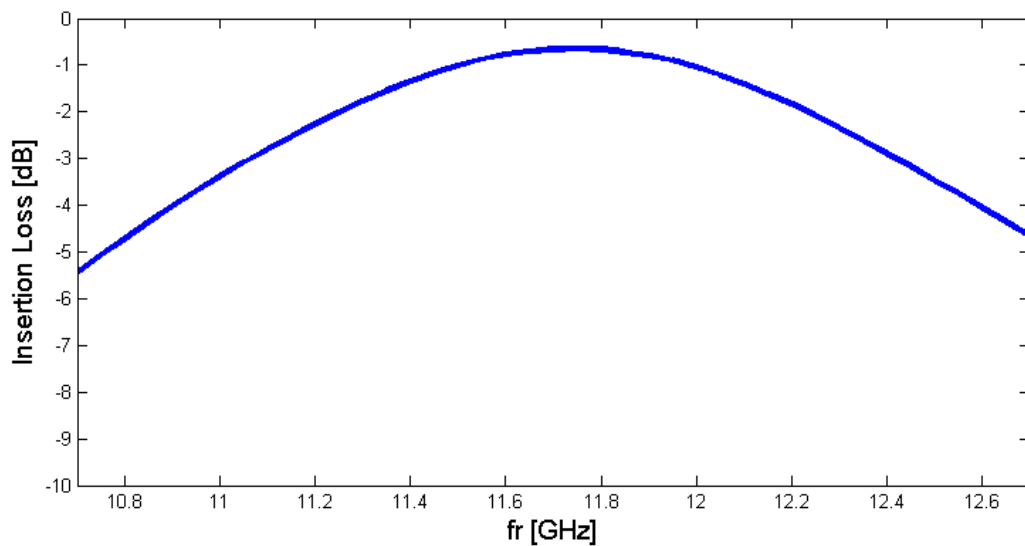



Figura 5.7: Insertion Loss tra guida e goodundo

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	14

6 Single Ridged Waveguide

Le *ridged waveguide* sono guide d'onda con profilo trasversale sagomato lungo il broadwall. Questa sagomatura può avvenire su un solo lato (*single ridged*) o su entrambi (*double ridged*). L'effetto della sagomatura è quello di aggiungere una capacità in parallelo che di fatto permette di aumentare la lunghezza d'onda di cut-off del modo fondamentale aumentando la banda della guida.

La single ridge waveguide (srw) utilizzata nel progetto ha le seguenti dimensioni:

a	13.2 mm
B	6 mm
s	7 mm
d	3 mm

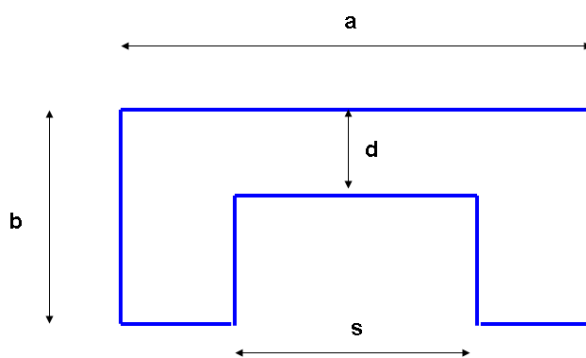



Figura 6.1: Sezione della single ridged waveguide

Le caratteristiche elettriche possono essere determinate a partire dalle relazioni approssimate descritte in ([2]) e riportate di seguito:

$$A = \frac{4}{\pi} \left(1 + 0.2 \sqrt{\frac{2b}{a-s}} \right) * \ln \left(\csc \left(\frac{\pi}{2} d \right) \right) \quad (6.1)$$

$$B = \left(2.45 + 0.2 \frac{s}{a} \right) \frac{sb}{d(a-s)} \quad (6.2)$$

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	15

$$\lambda_c = 2(a - s)\sqrt{1 + A + B} \quad (6.3)$$


$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (6.4)$$

$$\frac{B_0}{\lambda_0} = \left(\frac{4b}{\lambda_c}\right) \ln \left[\csc \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right] \quad (6.5)$$

$$Z_\infty = \frac{60\pi^2(2b/\lambda_c)}{\frac{b}{d} \sin\left(\pi \frac{s}{\lambda_c}\right) + \left\{ \frac{B_0}{\lambda_0} + \tan \left[\frac{\pi(a-s)}{2\lambda_c} \right] \right\} \cos\left(\pi \frac{s}{\lambda_c}\right)} \quad (6.6)$$

$$Z = \frac{Z_\infty}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (6.7)$$

Nelle figure 6.2 e 6.3 sono riportati gli andamenti della lunghezza d'onda in guida e dell'impedenza (valevoli per il modo fondamentale) ottenuti con le relazioni (6.4) e (6.7). Le caratteristiche modali possono essere trovate tramite un solutore agli autovalori (tab. 6.1).

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	16

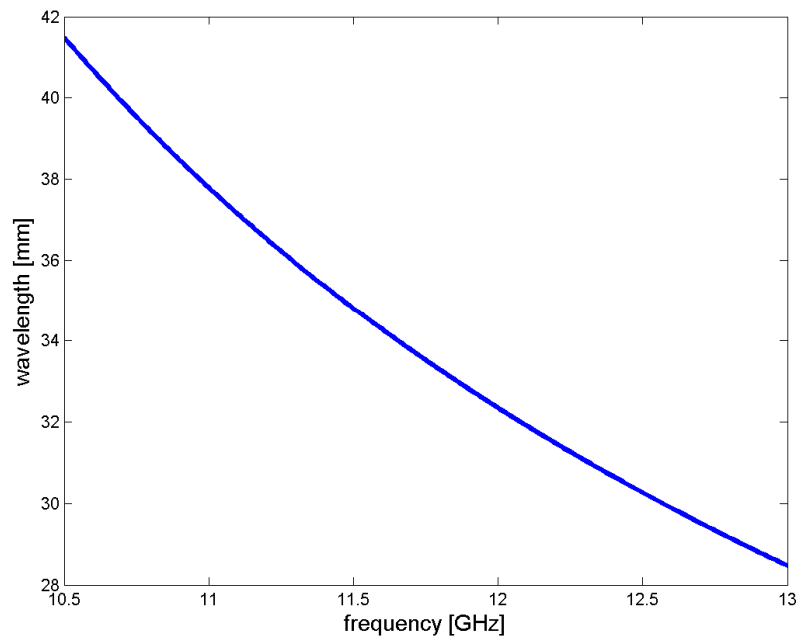


Figura 6.2: Andamento della lunghezza d'onda in guida per la single ridged waveguide di fig. 6.1

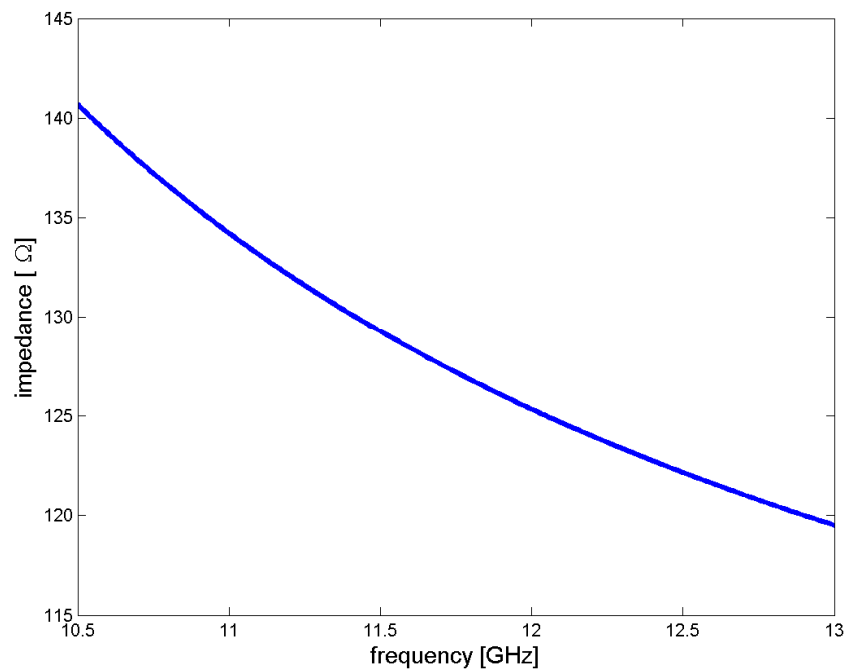



Figura 6.3: Impedenza caratteristica del modo fondamentale per la single ridged waveguide di fig. 6.1

Note queste relazioni è possibile considerare le guide in esame come linee di trasmissione per onde TEM ed applicare la apposita teoria già vista per le guide standard.

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA</small> <small>NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	17

Modi TE	$f_{\text{cutoff-srw}}$	$f_{\text{cutoff-wr75}}$
fondamentale	8.3 GHz	7.8GHz
1° evanescente	17.8 GHz	15.3 GHz
2° evanescente	24.6 GHz	27 GHz

Tabella 6.1: Caratteristiche modali della srw confrontate con la wr 75. Si nota un' aumento della banda teorica ($f_{\text{max}}/f_{\text{min}}$) da 2 a 2.15

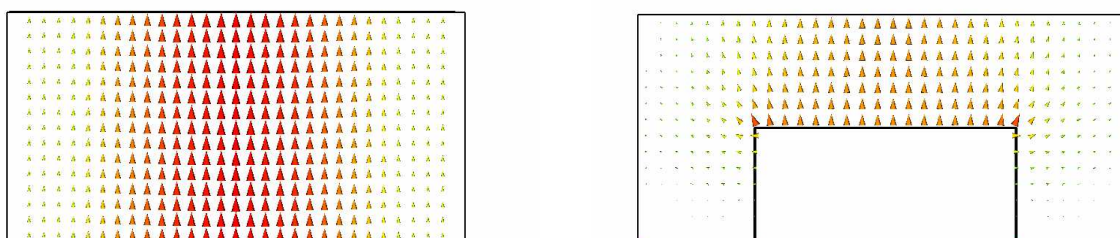


Figura 6.4: Campo elettrico del modo TE10 in una guida standard (sinistra) e modo TE10 in una guida profilata (destra)

1.1 Slotted SRW

Eseguendo dei tagli lungo la parete non profilata si ottiene un'altra tipologia di antenne a slot aventi caratteristiche simili alle slotted waveguide. Una sostanziale differenza risiede nel fatto che spostando la slot verso l'asse di mezzzeria, non varia solamente l'intensità dell'accoppiamento ma anche la risonanza della slot, questo a causa della presenza del profilo.

Nella fig. 6.5 è riportato l'andamento del return loss di un accoppiatore srw-goodundo realizzato tramite slot al variare dell'offset dal bordo verso l'asse della guida. Le slot hanno lunghezza pari al diametro del goodundo, larghezza di 2 mm per avere una risposta in banda più piatta ed è stata considerata una guida con spessore di 1 mm.

Nelle figure 6.6 e 6.7 si vede come modificando l'offset della slot si modifica l'andamento dell'ammittenza in frequenza.

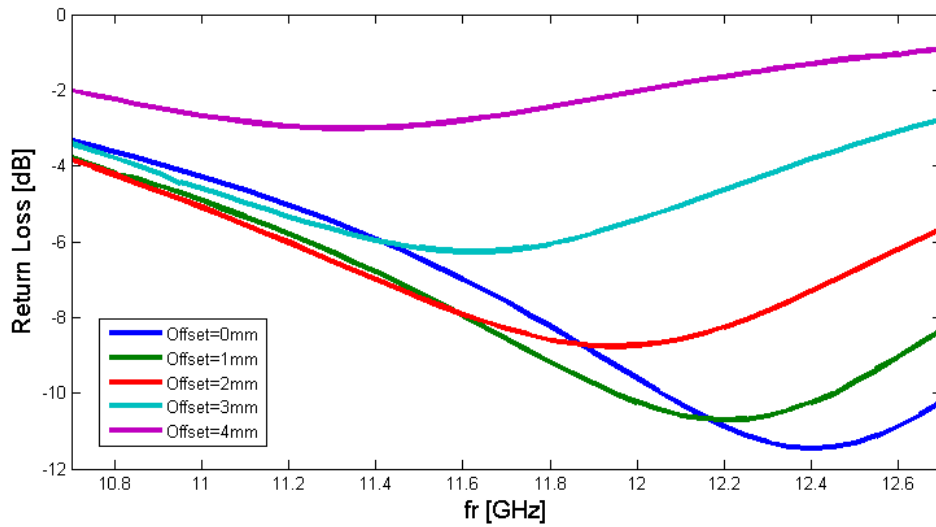


Figura 6.5: Return loss della slotted srw al variare dell'offset. Si nota come, oltre all'accoppiamento, varia la risonanza, a causa dell'effetto capacitivo del profilo trasversale

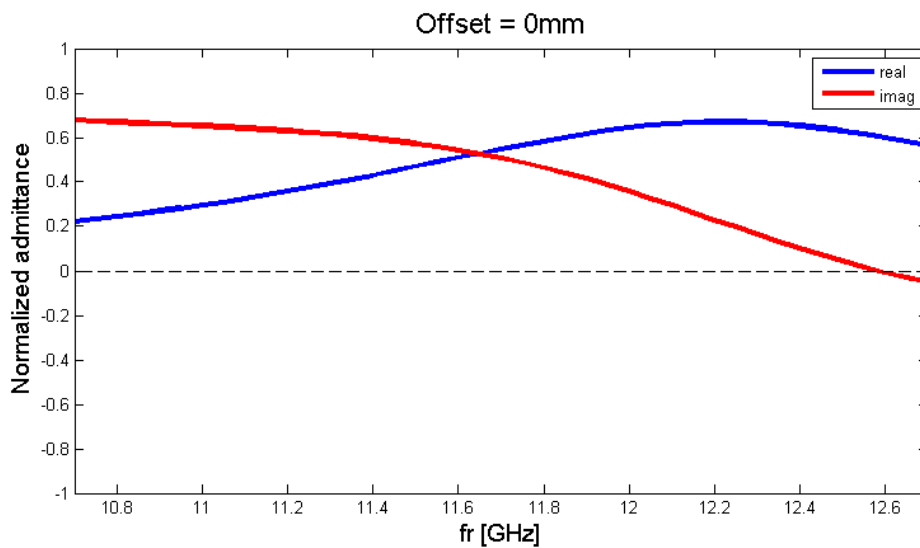


Figura 6.6: Ammettenza della slot in guida srw con offset = 0 mm

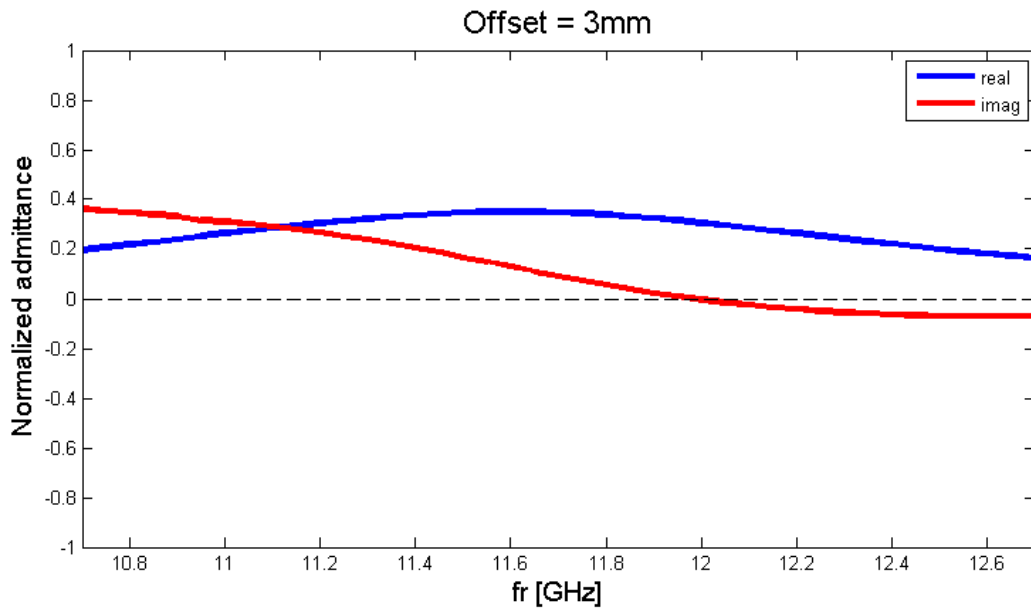



Figura 6.7: Ammettenza della slot in guida srw con offset = 3mm

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA</small> <small>NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	20

7 Realizzazione di una SRW fessurata

Per verificare la possibilità di realizzare una rete di alimentazione in guida è stata realizzata una struttura di prova realizzata tramite una single ridged waveguide con due fessure. La sezione della guida realizzata è quella mostrata in fig. 6.1. La distanza tra le antenne è di 14.85 mm, la guida è chiusa in cortocircuito ad una distanza di 7.4 mm. La guida in questione non gode delle tipiche proprietà di un array risonante, e cioè di avere radiatori distanziati $\lambda/2$ e cortocircuito distante $\lambda/4$. E' stato comunque scelto questo tipo di struttura per due motivi:

- si tratta di un array di slot irradianti nello spazio libero presente in letteratura e funzionante a 13 GHz
- i vari disadattamenti tendono a compensarsi producendo un return loss basso nella banda 10.7 – 12.7 GHz.

La prima simulazione è stata eseguita considerando i goodundi come guide circolari chiuse su di un carico adattato e riempite di rexolite ed alimentando la srw con il suo modo fondamentale. I risultati sono mostrati in figura 7.1. In figura 7.2 è mostrato invece il return loss che si ottiene considerando un'imperfezione nel contatto tra la slot ed il goodundo modellata come un disco di aria posto alla base. Come si sa, una guida in aria avente queste dimensioni presenta una lunghezza d'onda di cut-off ben più bassa con conseguente disadattamento. Il disco in questione, di altezza k , come si vede in figura si comporta come una discontinuità non trascurabile per valori di k maggiori di 0.1mm.

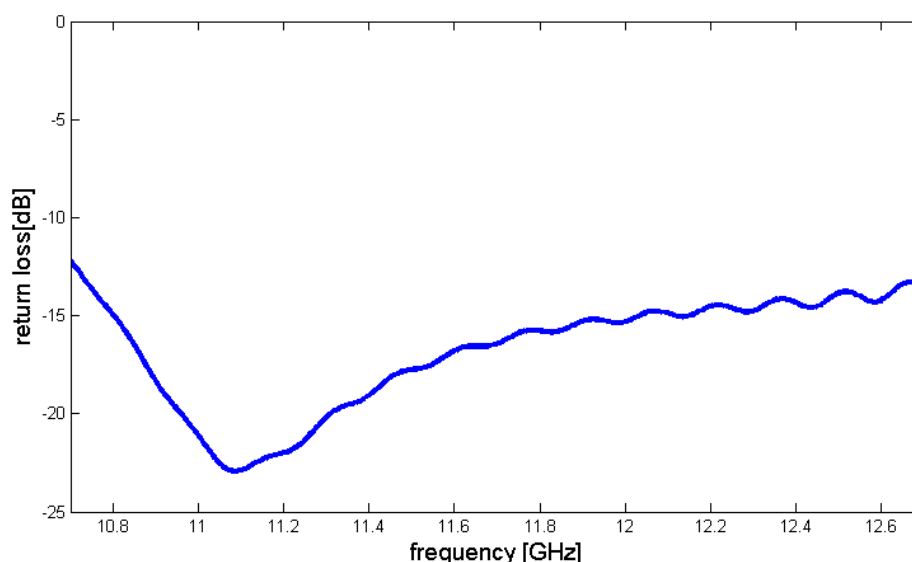



Figura 7.1: Return Loss della srw con antenne goodundo rappresentate tramite delle guide circolari riempite di dielettrico e di lunghezza infinita.

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA</small> <small>NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	21

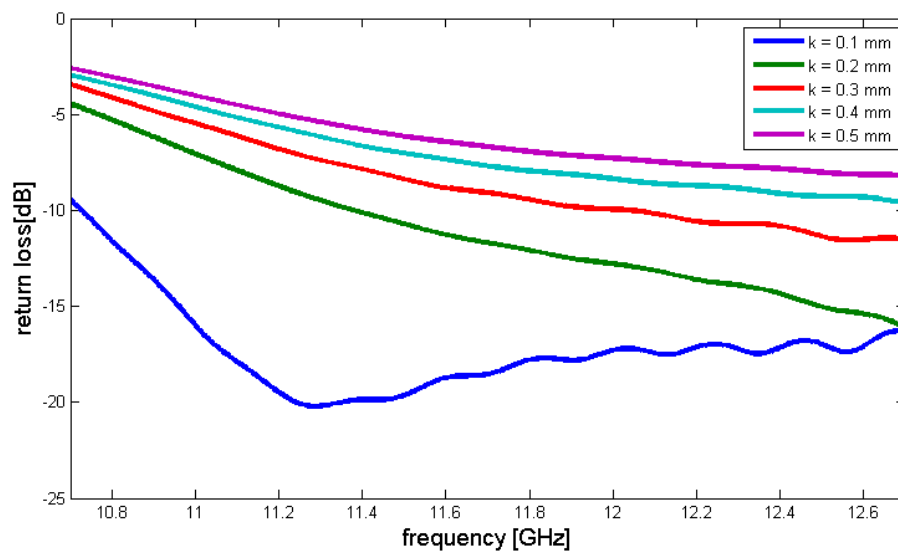



Figura 7.2: Return loss della srw con antenne goodundo rappresentate tramite delle guide circolari riempite di dielettrico e di lunghezza infinita. Tra la slot ed il goodundo è stato inserito un disco di aria di altezza k con il quale si vuole rappresentare un'imperfezione di contatto.

La SRW non è una guida standard e di conseguenza non esistono apposite transizioni per poter collegare alla struttura un cavo coassiale. Dalle figure 5.3 e 6.3 si nota in oltre che la guida SRW presenta un'impedenza diversa dalla guida WR75. La presenza quindi di una singola transizione WR75-cavo potrebbe comportare un elevato return loss con perdita delle prestazioni dell'array. Per minimizzare tale perdita occorre inserire tra la WR75 e la SRW un'apposita transizione.

7.1 Trasformatore di impedenza

Il metodo proposto in questo lavoro è quello di utilizzare spezzoni di guida rettangolare. Ciascun tratto di guida è caratterizzato da una determinata altezza e da una lunghezza specifica, mentre la larghezza sarà pari a quella di una WR75. L'obiettivo è quello di determinare sia il numero che le dimensioni di questi spezzoni affinché si abbia un return loss basso in tutta la banda. Gli unici vincoli imposti sono:

- larghezza degli spezzoni pari a 19.05 mm (larghezza WR75)
- altezza del primo spezzone pari a 6 mm (altezza della SRW)

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	22

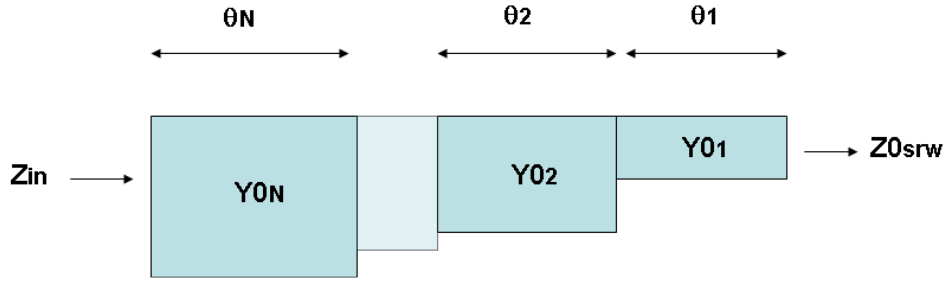


Figura 7.3: Trasformatore di impedenza realizzato come serie di spezzoni in guida aventi uguale larghezza ma altezza e lunghezza diverse

Prendendo spunto dall'immagine di fig. 7.3 in cui Z_{0srw} è l'impedenza della SRW ottenuta dalla (6.7), Y_{0n} è l'ammettenza caratteristica dell' n -esimo spezzone in guida, θ_n è la sua lunghezza elettrica e Z_{in} l'impedenza di ingresso del trasformatore, è possibile determinare l'impedenza totale utilizzando la teoria delle linee di trasmissione:


$$Y_1 = Y_{01} \frac{(Z_{0srw})^{-1} + jY_{01} \tan(\theta_1)}{Y_{01} + j(Z_{0srw})^{-1} \tan(\theta_1)} \quad (7.1)$$

$$Y_n = Y_{0n} \frac{Y_{n-1} + jY_{0n} \tan(\theta_n)}{Y_{0n} + jY_{n-1} \tan(\theta_n)} \quad n=2 \dots N \quad (7.2)$$

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_N} \quad (7.3)$$

$$\rho = \left| \frac{Z_{in} - Z_{0wr75}}{Z_{in} + Z_{0wr75}} \right| \quad (7.4)$$

dove Y_n è l'ammettenza in ingresso dell' n -esimo tratto di guida, Z_{0wr75} è l'impedenza caratteristica di una WR75 e ρ è il coefficiente di riflessione visto in uscita. L'obiettivo di un progetto di una transizione è di minimizzare il valore di ρ nella banda di utilizzo.

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	23

7.2 Effetti di giunzione

Un fattore che deve essere tenuto in considerazione è il fatto che diversi spezzoni con diverse sezioni vengono uniti tra di loro per formare un'unica geometria; questo fatto ha delle conseguenze importanti a livello di campi elettrici e magnetici che si propagano in guida; la giunzione infatti si comporta come un vero e proprio ostacolo inserito dentro la guida e, come tale, favorisce l'innesco di modi di ordine superiore evanescenti che variano localmente il comportamento elettrico della guida anche se non si propagano. Tale comportamento è in prevalenza di tipo capacitivo e da un punto di vista elettrico si traduce in un aumento di fase ovvero di lunghezza elettrica del tratto ad altezza (e quindi ad impedenza) maggiore a cui se ne connette uno ad altezza minore.

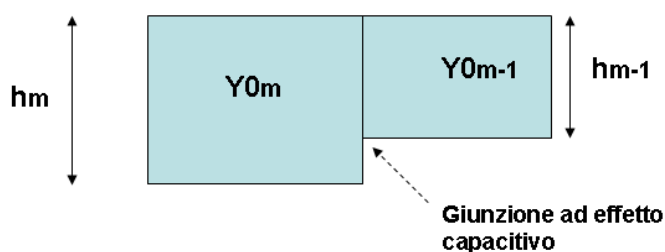


Figura 7.4: Giunzione ad effetto capacitivo tra due guide ad altezza differente. h_m rappresenta l'altezza della m -esima guida, Y_{0m} rappresenta la sua ammettenza caratteristica

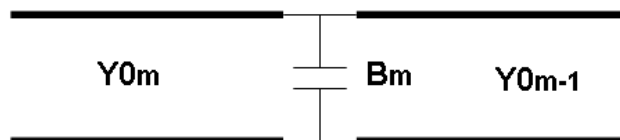



Figura 7.5: Circuito elettrico equivalente della giunzione di fig. 4.2. B_m rappresenta la suscettanza introdotta dalla discontinuità

Per compensare questo effetto capacitivo si deve prima di tutto quantificare la suscettanza che nasce dalla giunzione e successivamente ridurre la lunghezza fisica di ogni spezzone, in modo da annullare l'effetto di cui sopra.

Le formule per il calcolo della suscettanza capacitiva dovuta alla giunzione a differente altezza sono disponibili in letteratura ([3]) e riportate di seguito:

$$\alpha = \frac{h_{m-1}}{h_m} \quad (7.5)$$

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	24

$$A = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{2\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - (h_m/\lambda_g)^2}}{1 - \sqrt{1 - (h_m/\lambda_g)^2}} - \frac{1 + 3\alpha^2}{1 - \alpha^2} \quad (7.6)$$

$$B = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{2/\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - (h_{m-1}/\lambda_g)^2}}{1 - \sqrt{1 - (h_{m-1}/\lambda_g)^2}} + \frac{3 + \alpha^2}{1 - \alpha^2} \quad (7.7)$$


$$C = \left(\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right)^2 \quad (7.8)$$

$$D = \ln \left(\left(\frac{1 - \alpha^2}{4\alpha} \right) \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right)^{\frac{1 - \alpha^2}{\alpha}} \right) \quad (7.9)$$

$$E = 2 \frac{A + B + 2C}{AB - C^2} + \left(\frac{h_m}{2\lambda_g} \right)^2 \left(\frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \right)^{4\alpha} \left(\frac{5\alpha^2 - 1}{1 - \alpha^2} + \frac{4}{3} \alpha^2 \frac{C}{A} \right)^2 \quad (7.10)$$

$$\frac{B_m}{Y0_m} = \frac{4h_m}{\lambda_g} (D + E) \quad (7.11)$$

La (7.11) rappresenta la suscettanza normalizzata causata dalla connessione asimmetrica tra una guida ad altezza h_m con una guida ad altezza h_{m-1} .

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA</small> <small>NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	25

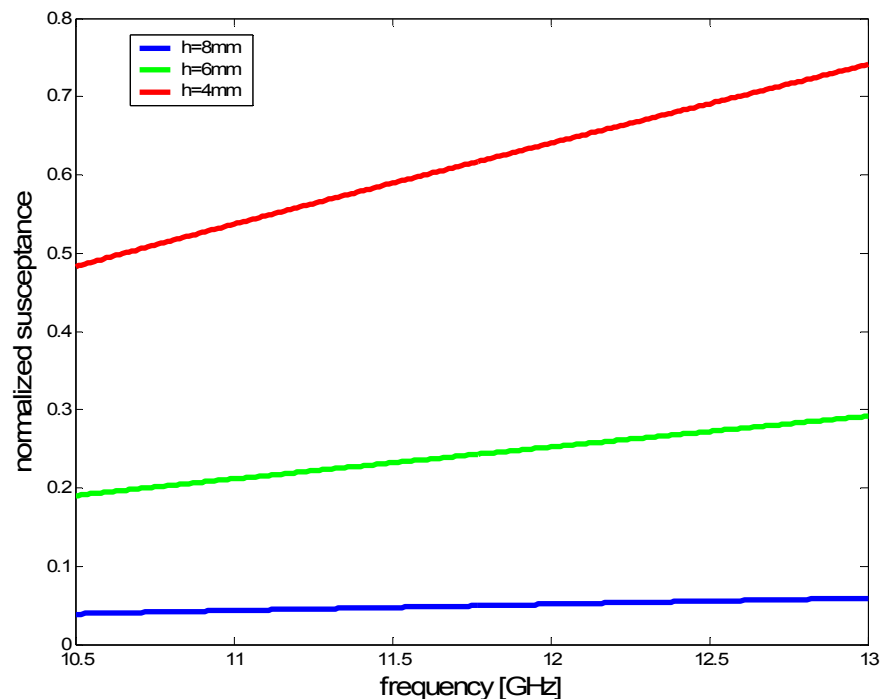



Figura 7.6: Suscettanza introdotta dalla giunzione tra una WR75 ed una guida avente dimensioni 19.05 x h mm (curva rossa: h=4mm, curva verde:h=6mm, curva blu: h=8mm)

Le formule precedenti non valgono per la prima giunzione in cui si ha una connessione tra la SRW ed una guida con dimensioni pari a 19.05x6.00 mm. In questo caso infatti esiste una discontinuità asimmetrica sul piano E causata dal profilo della SRW ed una discontinuità simmetrica sul piano H causata dalla diversa larghezza delle due guide (fig. 7.7). Il primo effetto produce una suscettanza capacitiva mentre il secondo effetto produce una suscettanza induttiva ([3]). Essendo complicato il calcolo analitico della suscettanza totale, è possibile utilizzare un software commerciale di simulazione elettromagnetica. Una volta calcolato l'S11 è possibile risalire al valore dell'ammettenza utilizzando la seguente relazione:

$$\frac{B_1}{Y0_1} = \text{Im} \left[\frac{1 - s_{11} \exp(j \cdot 2 \cdot \Theta_1)}{1 + s_{11} \exp(j \cdot 2 \cdot \Theta_1)} \right] \quad (7.12)$$

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	26

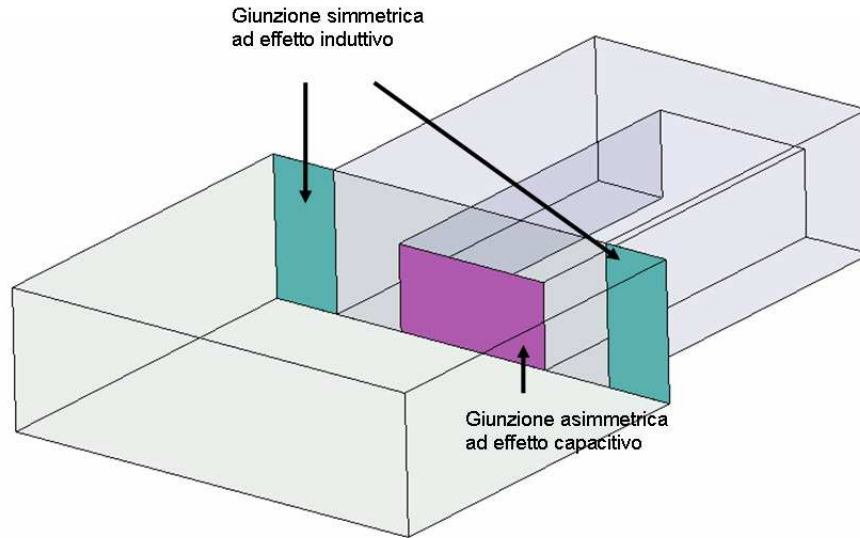


Figura 7.7: Giunzione tra la SRW e il spezzone di guida. In viola è mostrata la discontinuità asimmetrica che causa una suscettanza capacitiva, mentre in celeste sono mostrate le discontinuità simmetriche che causano una suscettanza induttiva

dove la porta 1 rappresenta il modo TE₁₀ in ingresso alla guida, θ_1 rappresenta la lunghezza elettrica del primo spezzone di guida e Y_{01} è l'ammittenza caratteristica del primo spezzone. Il risultato del calcolo è riportato in fig. 7.8

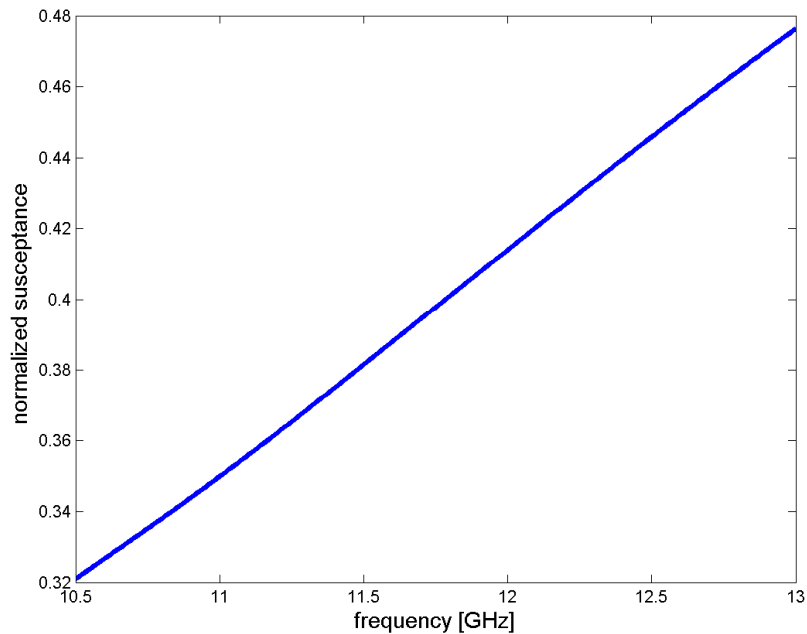



Figura 7.8: Suscettanza normalizzata introdotta dalla giunzione tra il primo spezzone e la SRW

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	27

Una volta calcolata la suscettanza causata dalla giunzione, le formule dalla (7.13) alla (7.16) vanno sostituite con le seguenti:

$$Y_1 = B_1 + Y0_1 \frac{(Z0_{srw})^{-1} + jY0_1 \tan(\theta_1)}{Y0_1 + j(Z0_{srw})^{-1} \tan(\theta_1)} \quad (7.13)$$

$$Y_n = B_n + Y0_n \frac{Y_{n-1} + jY0_n \tan(\theta_n)}{Y0_n + jY_{n-1} \tan(\theta_n)} \quad n=2 \dots N \quad (7.14)$$

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_N} \quad (7.15)$$

$$\rho = \left| \frac{Z_{in} - Z0_{wr75}}{Z_{in} + Z0_{wr75}} \right| \quad (7.16)$$

7.3 Tipologia del trasformatore

I trasformatori più utilizzati sono del tipo a $\lambda/4$ e possono essere del tipo a singolo step o multi-step. Il trasformatore a singolo step è costituito da un singolo tratto di guida di lunghezza pari a circa $\lambda/4$ avente ammettenza caratteristica pari a

$$Y0_1 = \sqrt{Y_1 Y_{wr75}} \quad (7.17)$$


La lunghezza iniziale è pari a $\lambda/4$, ma viene in un secondo passo modificata per compensare le suscettanza introdotte dalle discontinuità.

I trasformatori multi-step sono invece costituiti da due o più spezzoni di guida lunghi $\lambda/4$ e in base a come viene calcolata la loro lunghezza si suddividono in:

- trasformatori binomiali,
- trasformatori di Tchebyshev

Rispetto al caso del singolo step hanno una banda più ampia, dipendente dal numero di spezzoni, ed inoltre il trasformatore di Tchebyshev, grazie ai diversi gradi di libertà, permette di controllare anche il valore del return loss agli estremi della banda. Anche in questo caso la lunghezza reale deve essere modificata in una fase successiva.

Questi trasformatori possono offrire buone prestazioni ma hanno lo svantaggio di lavorare alla frequenza di centro banda, di lavorare su equazioni semplificate ed inoltre, siccome la

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA</small> <small>NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	28

suscettanza viene compensata in secondo momento, presentano prestazioni sub-ottime e spesso è necessario un'ulteriore ottimizzazione utilizzando software elettromagnetici.

7.4 Geometria del trasformatore

Nelle figure 7.9, 7.10, 7.11 sono riportati un'immagine dell'interno del trasformatore a singolo step (di lunghezza 7.5 mm) realizzato per tale scopo, e le prestazioni calcolate.

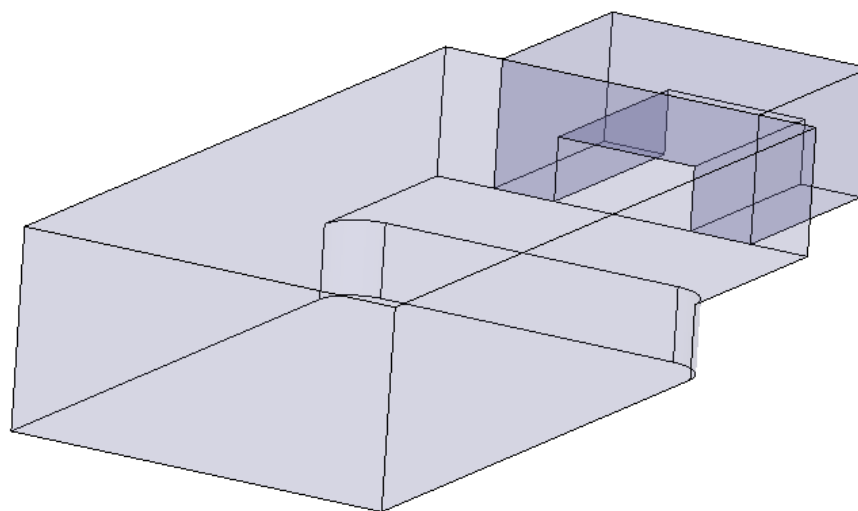


Figura 7.9: Immagine dell'interno della transizione WR75-SRW

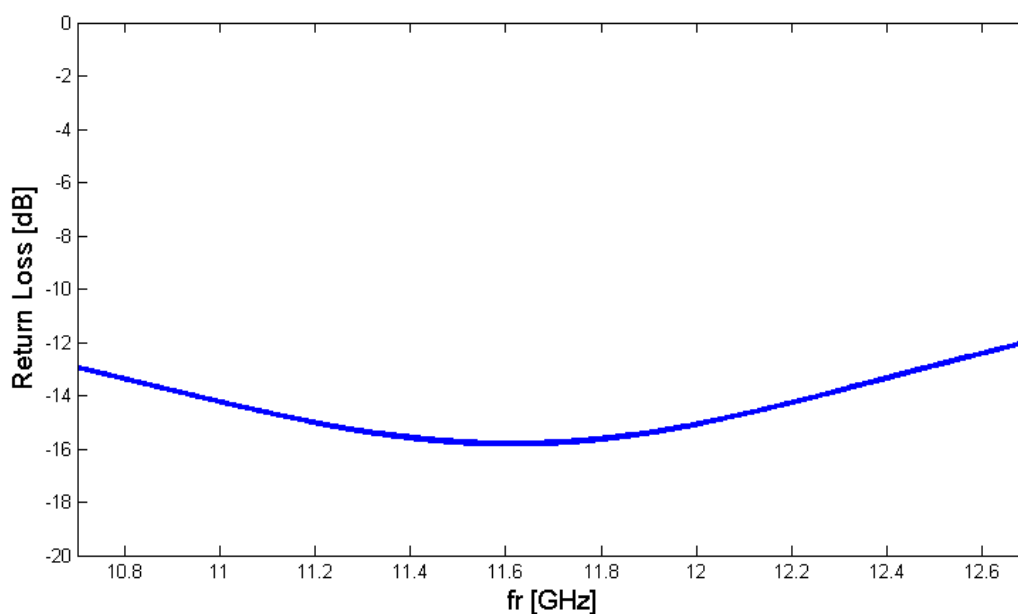



Figura 7.10: Return Loss della transizione WR75-SRW

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	29

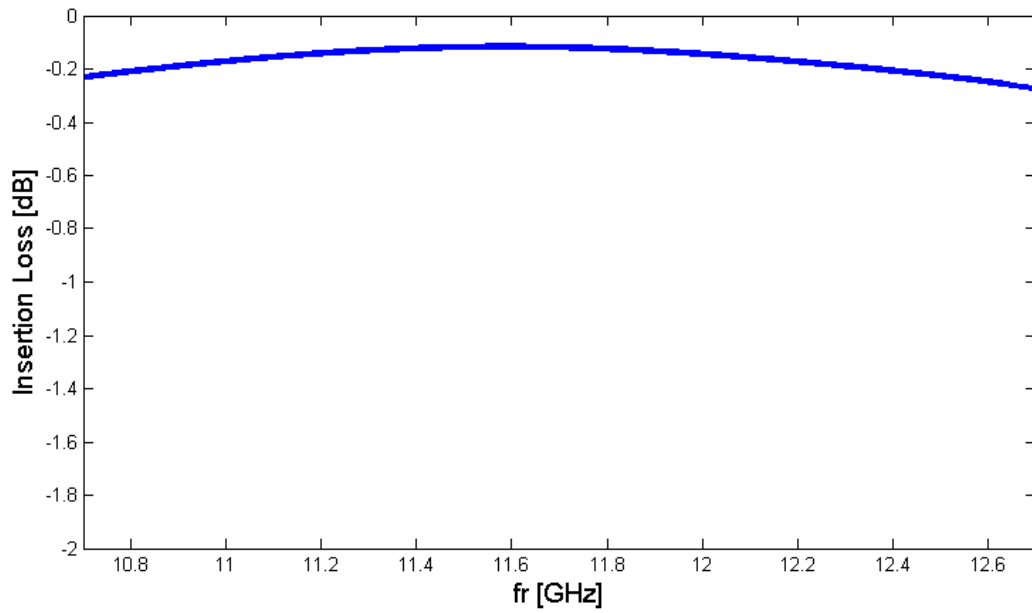



Figura 7.11: Insertion Loss della transizione WR75-SRW

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA</small> <small>NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	30

8 Prestazioni simulate

Di seguito sono riportate le prestazioni calcolate con il software CST Microwave Studio per la struttura di fig. 8.1 ottenuta alimentando i goodundi con la srw vista precedentemente adattata ad una WR75 tramite un apposito trasformatore.

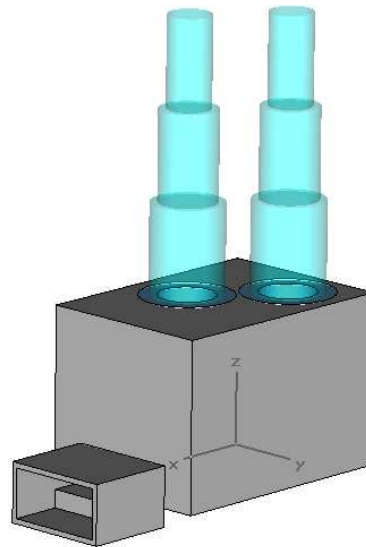


Figura 8.1: Struttura realizzata

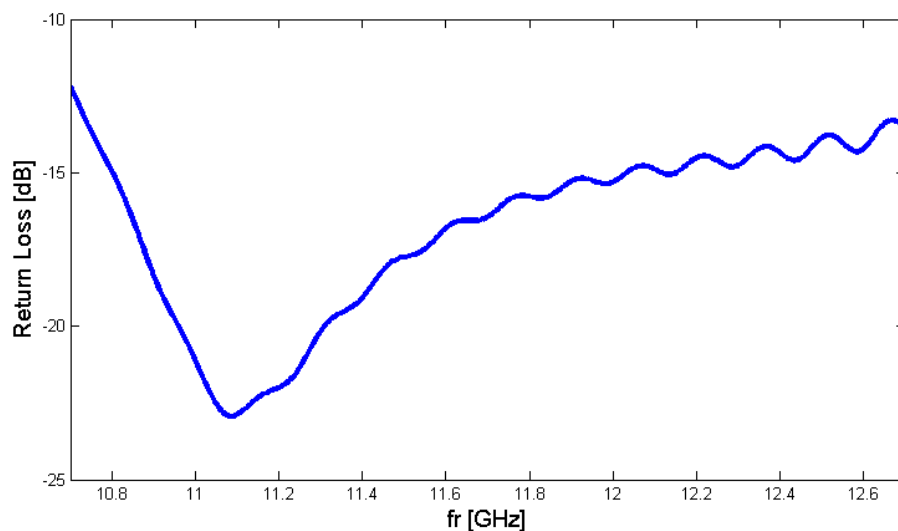


Figura 8.2: Return Loss della struttura di fig 8.1

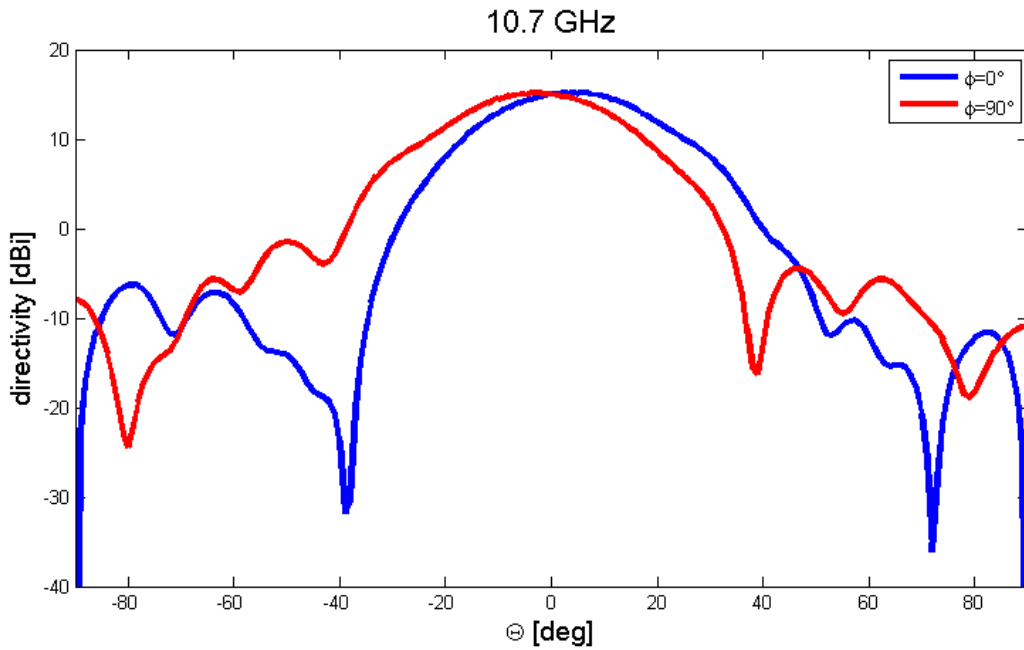


Figura 8.3: Direttività calcolata a 10.7 GHz

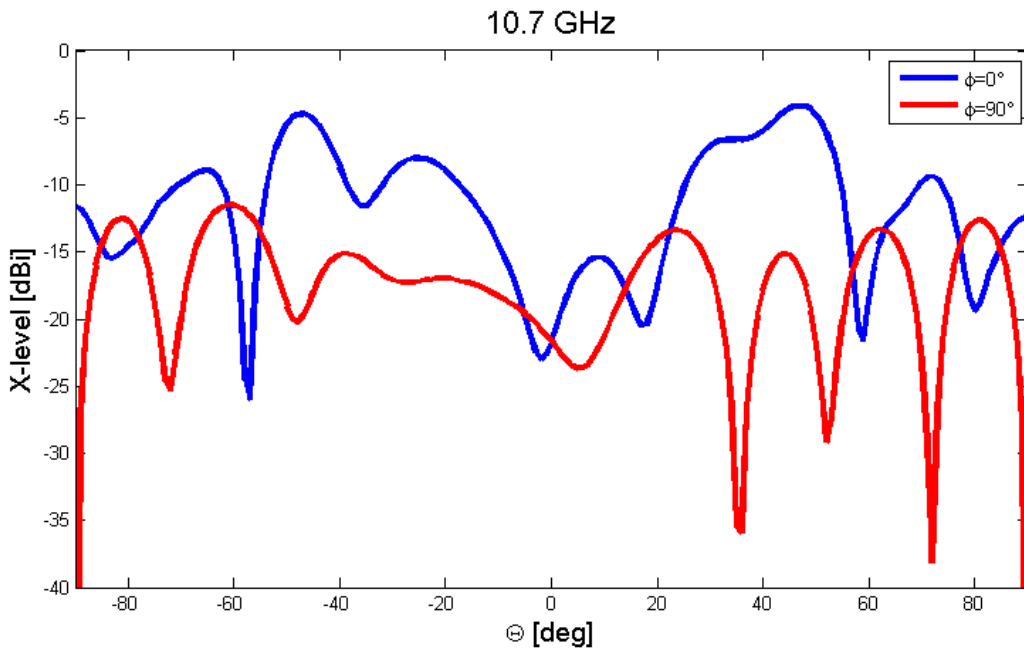


Figura 8.4: X-polarizzazione calcolata a 10.7 GHz

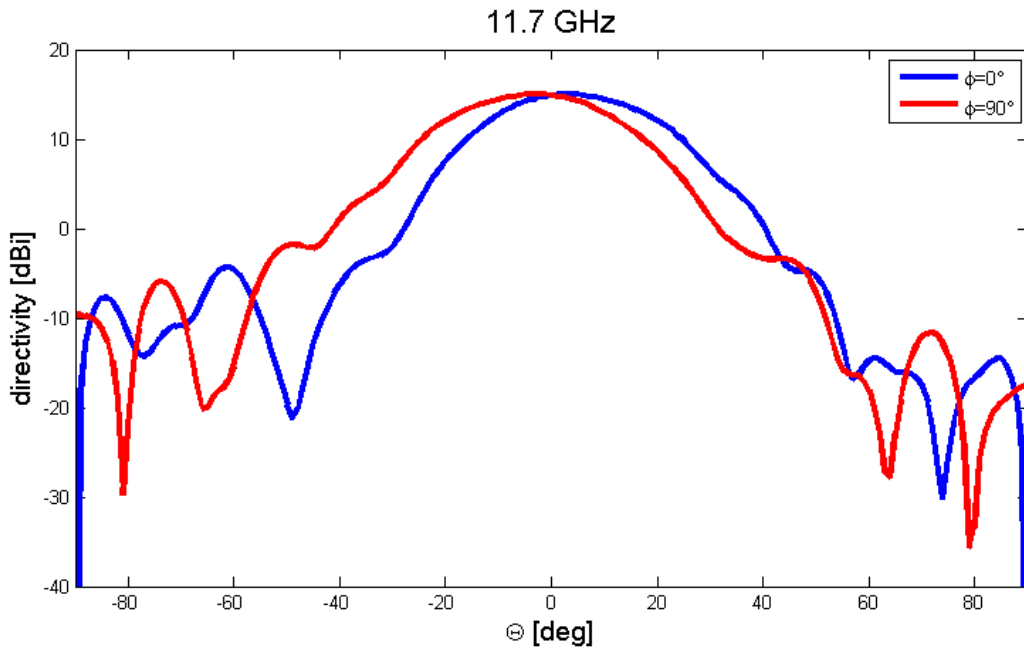


Figura 8.5: Direttività calcolata a 11.7 GHz

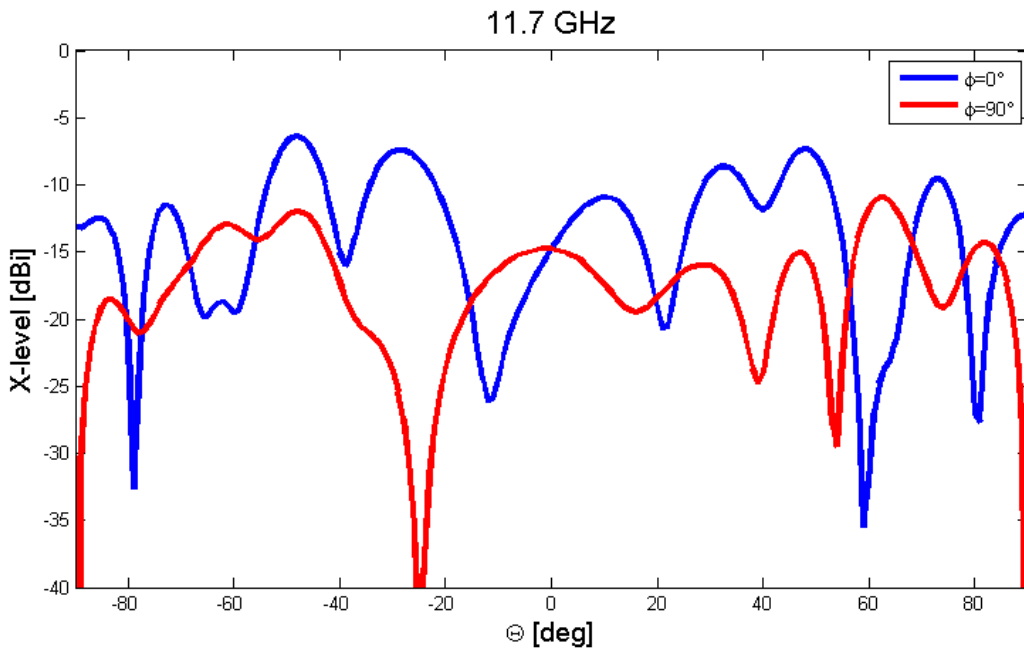


Figura 8.6: X-polarizzazione calcolata a 11.7 GHz

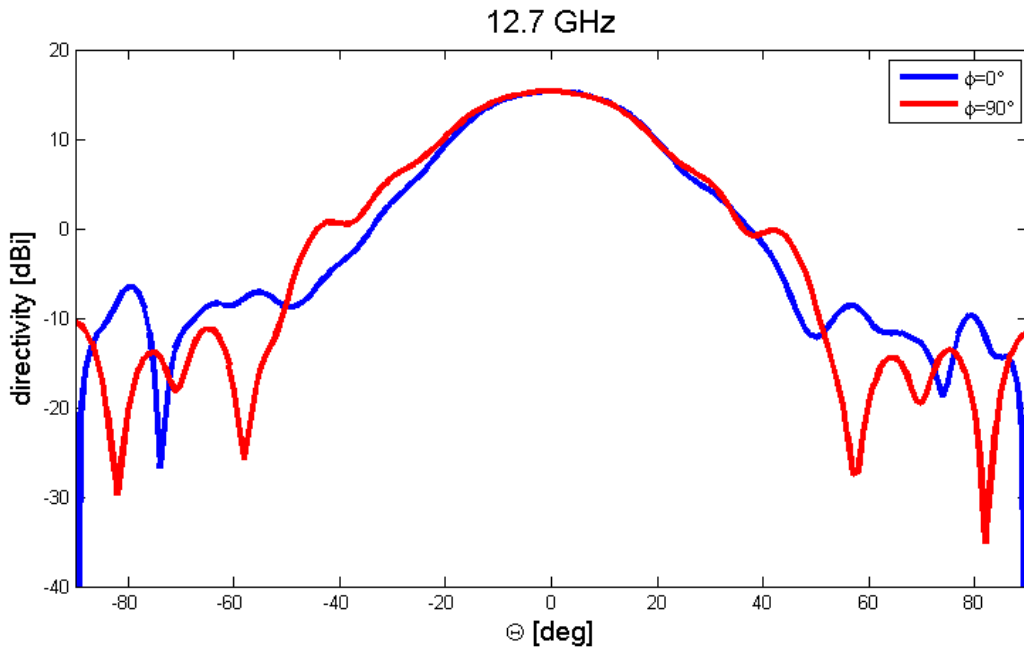


Figura 8.7: Direttività calcolata a 12.7 GHz

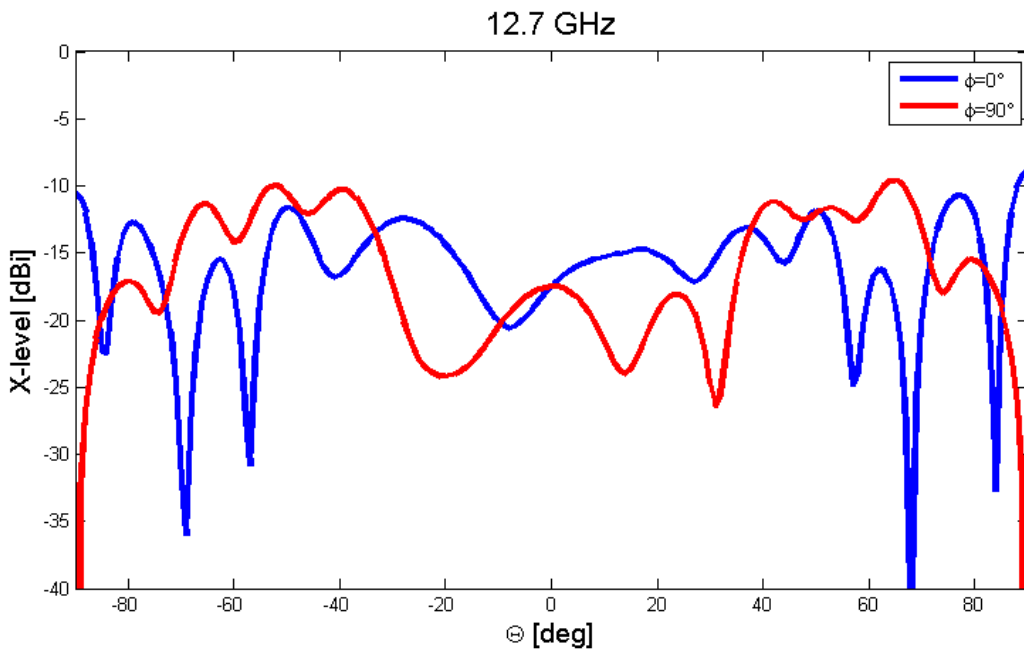



Figura 8.8: X-polarizzazione calcolata a 12.7 GHz

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA</small> <small>NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	34

Nelle figure successive sono mostrati i diagrammi di radiazione che si otterrebbero considerando 32 guide distanziate di 15 mm con 32 slot ciascuna distanziate di 14.85 mm (calcolo analitico).

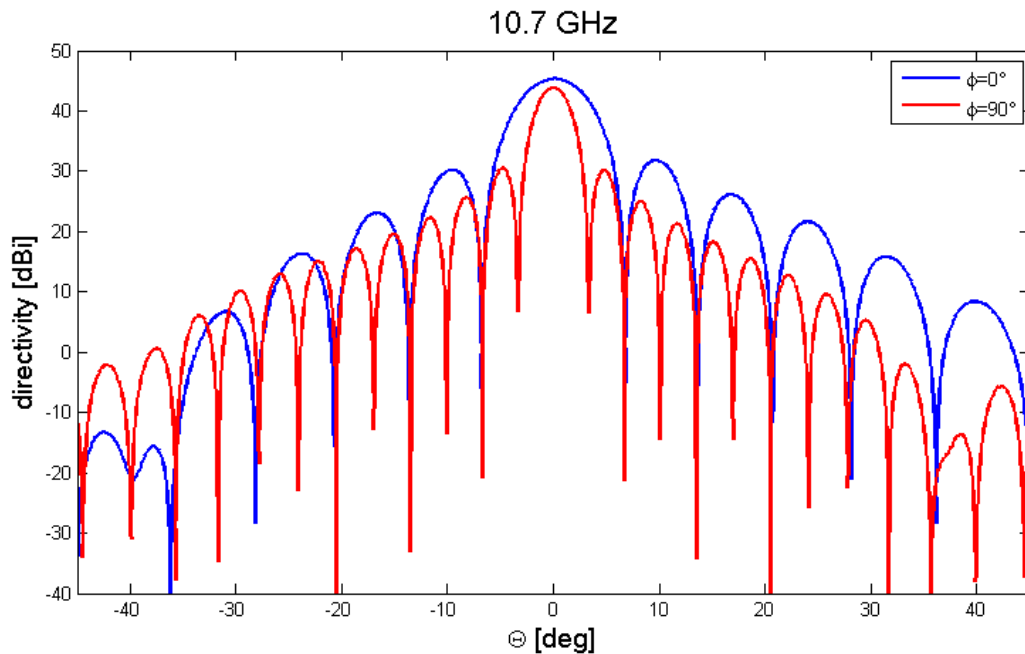


Figura 8.9: Direttività di 32 guide a distanza 15 mm con 32 slot a distanza di 14.85 mm alla frequenza di 10.7 GHz

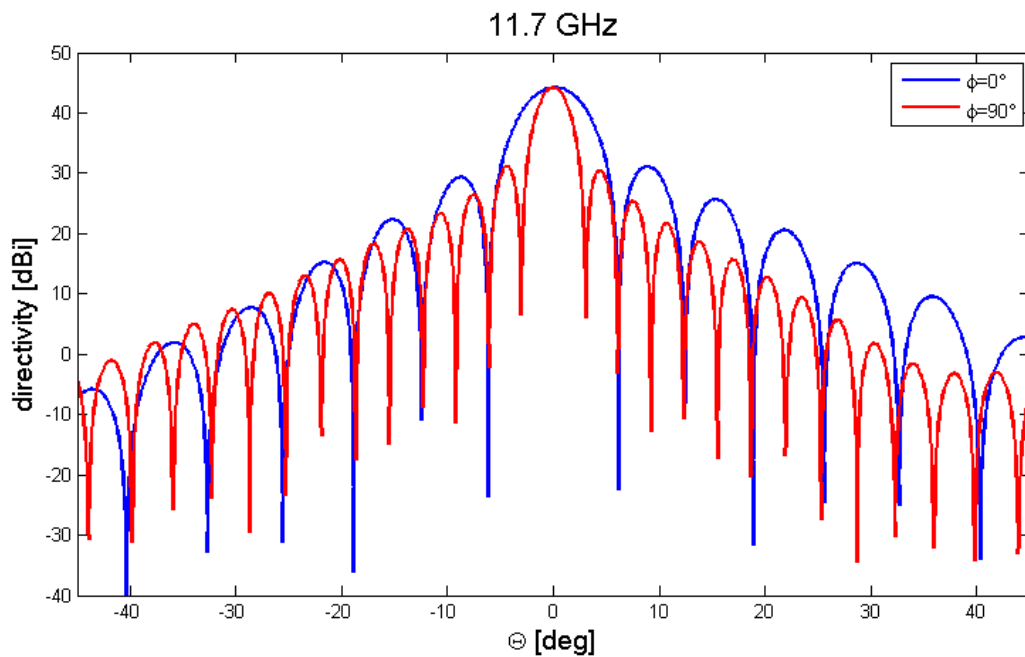



Figura 8.10: Direttività di 32 guide a distanza 15 mm con 32 slot a distanza di 14.85 mm alla frequenza di 11.7 GHz

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA</small> <small>NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	35

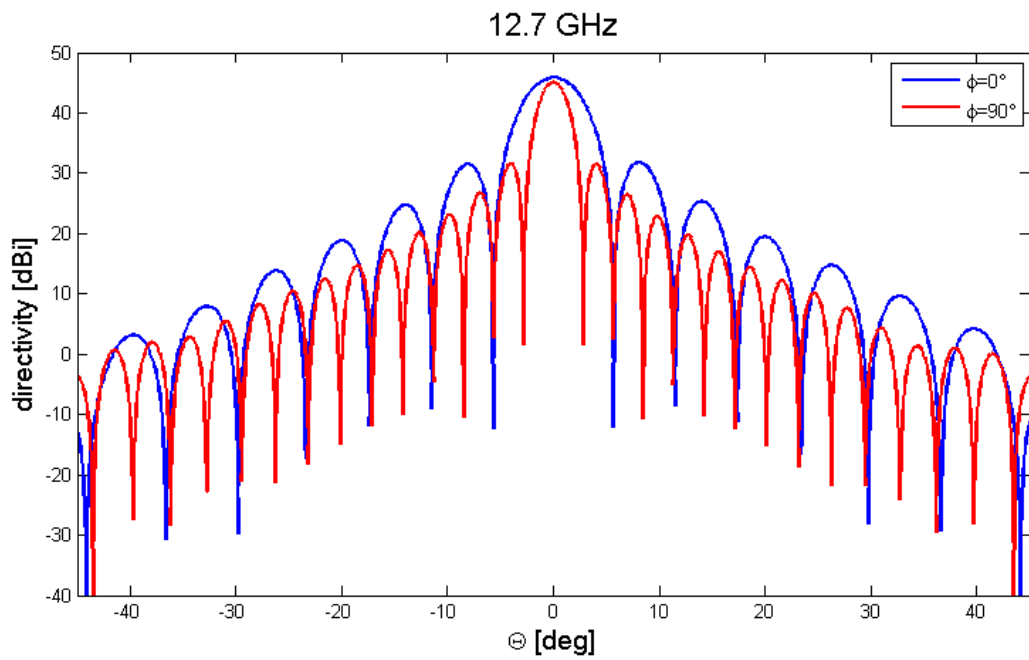




Figura 8.11: Direttività di 32 guide a distanza 15 mm con 32 slot a distanza di 14.85 mm alla frequenza di 11.7 GHz

 INAF <small>ISTITUTO NAZIONALE DI ASTROFISICA NATIONAL INSTITUTE FOR ASTROPHYSICS</small>	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	36

9 Conclusioni

Le guide profilate rappresentano un'alternativa valida per realizzare array planari. Esse infatti permettono di avere un'alimentazione in guida integrabile con il supporto stesso delle antenne goodundo. Il progetto però è abbastanza complicato in quanto deve tener conto di numerosi parametri, alcuni dei quali estraibili tramite simulazioni elettromagnetiche o misure stesse. Inoltre un array completo non può essere sintetizzato tramite l'utilizzo di software commerciali a causa delle enormi risorse di calcolo richieste, ed inoltre, i semplici modelli delle guide fessurate che normalmente permettono di progettare un array conoscendo il comportamento di poche slot sono poco accurati in questi casi e quindi inutilizzabili.

Uno studio futuro, tendente non solo ad ottimizzare la geometria della srw ma anche quella dell'antenna stessa potrebbe essere un'ottima strada per creare array planari a basso costo.

	Doc. Title:	Analisi di una slotted waveguide a singolo profilo come rete di alimentazione per il planar array		
	Doc. Ref:	Planar Array 2006/01	Issue/Rev:	1.0
	Date:	30/06/2007	Pag.:	37

10 Bibliografia

- [1] C. A. Balanis, **Antenna Theory – Analysis and Design**, Second Edition, ed. Wiley
- [2] W. J. R. Hofer, M. N. Burton, **Closed-Form Expression for the Parameter of Finned and Ridged Waveguides**, IEEE Transaction of Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-30 no. 12 December 1982
- [3] N. Marcuvits, **The Waveguide Handbook**, IEE Electromagnetic Wave Serie, 1996 Edition

10.1 Fonti non citate

- [*] F. Schillirò, M. Poloni, **Progetto e realizzazione di trasformatori di impedenza waveguide-waveguide (WG-WG) e ridged waveguide (RWG-RWG) rettangolari**, Rapporto tecnico IRA-INAF 382-06