

**Progetto e realizzazione di trasformatori di impedenza waveguide-waveguide (WG-WG) e ridged waveguide (RWG-RWG) rettangolari.**

**Rapporto Tecnico INAF**

**F. Schillirò, M. Poloni**

## 1. Introduzione

Le transizioni di impedenza tra tipi di guida d'onda rettangolare diversi per forma e dimensioni sono uno strumento fondamentale per la realizzazioni di transizioni tra dispositivi in guida d'onda e dispositivi con ingresso in coassiale e microstriscia. Sebbene l'argomento sia già trattato e siano disponibili in commercio ottimi dispositivi sia per funzionamento che per robustezza meccanica, si sente l'esigenza di progettarne e realizzarne in casa di nuovi, che possano adattarsi ancor meglio alle specifiche ed alle esigenze di tipo costruttivo di un sistema ricevitore per radioastronomia ,come per esempio la banda passante del segnale che viene rivelato da un radiotelescopio; inoltre è auspicabile assicurare una continuità progettuale tra il sistema feed ed il primo stadio front end, che come sappiamo vengono progettati e prodotti in modo eccellente dal nostro Istituto; in ultimo, è da mettere in rilievo la relativa facilità di costruzione ed i conseguenti costi contenuti, questi ultimi in grado di portare ad un notevole risparmio di risorse.

In questo rapporto viene descritto il funzionamento di dispositivi di transizione di tipo WG-WG ed RWG-RWG, nonché il lavoro svolto nelle fasi di costruzione di un tool software di progetto, tramite il quale è possibile disegnare e realizzare oggetti di cui sopra, date in ingresso le specifiche di funzionamento.

Saranno quindi descritte routines scritte in codice Matlab ed utilizzate per il progetto ed i disegni compilati in HFSS, compresi di ottimizzazione, che sono stati fondamentali in fase di simulazione e costruzione.

Il lavoro è propedeutico alla realizzazione di transizioni WG-coassiale e WG-microstrip, che saranno descritte in altri rapporti tecnici.

## 2. Impedenza di una WG ed implicazioni di tipo EM

La progettazione delle transizioni appena citate parte dall'individuazione del concetto di impedenza. La bibliografia introduce tre differenti definizioni di impedenza caratteristica che vengono presentate di seguito [1], [2] , [6] :

$$\text{VI - Definition: } Z_{VI} = Ze \frac{\pi b}{2a} \quad 1.a$$

$$\text{PV - Definition: } Z_{PV} = Ze \frac{2b}{a} \quad 1.b$$

$$\text{PI - Definition: } Z_{PI} = Ze \frac{\pi^2 b}{8a} \quad 1.c$$

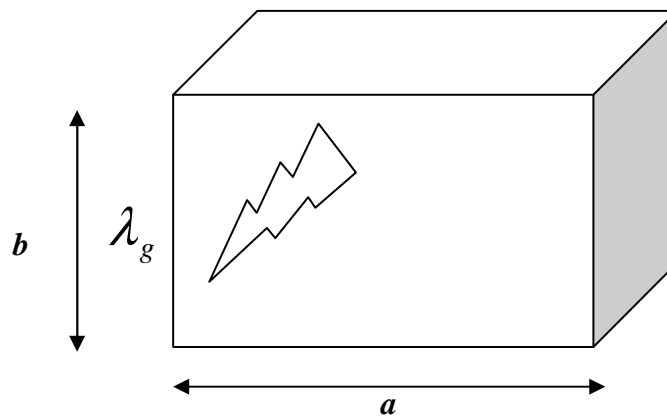
Purtroppo non vi è ancora chiarezza su quale di queste debba essere accettata come standard. Dalle varie fonti bibliografiche si evince che la scelta di una definizione o l'altra è indifferente purchè, nell'ambito di uno stesso progetto questa venga mantenuta durante tutte le fasi del suo svolgimento. Infatti, è da tener presente che, qualora si stia affrontando un progetto in cui il solo modo TEM è in propagazione, le 3 definizioni forniscono un unico risultato mentre, nel caso di strutture non-TEM, i risultati sono, in genere, differenti. Nel seguito si è deciso di utilizzare la definizione VI che da un punto di vista EM si ricava come:

$$Z_{VI} = \frac{V_g}{I_g} \quad (2)$$

essendo

$$V_g^{(z)} = \int_{p_1}^{p_2} E \cdot dL \quad (3.a)$$

$$I_g^{(z)} = \oint_c H \cdot dL \quad (3.b)$$



**Fig.1 Descrizione della guida e relative dimensioni**

Nelle formule  $p_1$  e  $p_2$  sono due punti della sezione trasversale dove viene calcolata la differenza di tensione nella guida, mentre  $c$  è il contorno chiuso su cui si calcola la circuitazione del campo magnetico; generalmente  $c$  sta nel piano contenente la sezione trasversale della guida.

Le ipotesi testè fatte valgono per il modo fondamentale dominante TE<sub>10</sub> in aria, ipotesi con le quali si assumerà d'ora in poi di lavorare. Le impedenze

$$Z_e = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (\text{modo TE}) \quad (4.a)$$

$$Z_m = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\lambda}{\lambda_g} \quad (\text{modo TM}) \quad (4.b)$$

sono le impedenze di modo cioè quelle viste come il rapporto tensione corrente di una guida interpretata come linea di trasmissione in cui si propaga un singolo modo trasverso-elettrico o trasverso-magnetico. Tali impedenze sono dipendenti dalla lunghezza d'onda guidata  $\lambda_g$  calcolata per una data frequenza  $f$ . Tale lunghezza d'onda si ricorda essere, per il modo TE10 fondamentale:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (5)$$

Chiaramente  $\lambda$  è la lunghezza d'onda ad una data frequenza  $f$  superiore alla frequenza  $f_c$  che è il cut off del modo fondamentale in guida (TE10 per guida rettangolare), che vale

$$f_c = \frac{c}{2a} \text{ Hz}, \quad (6) \quad \text{dove } c \text{ è la velocità della luce nel vuoto.}$$

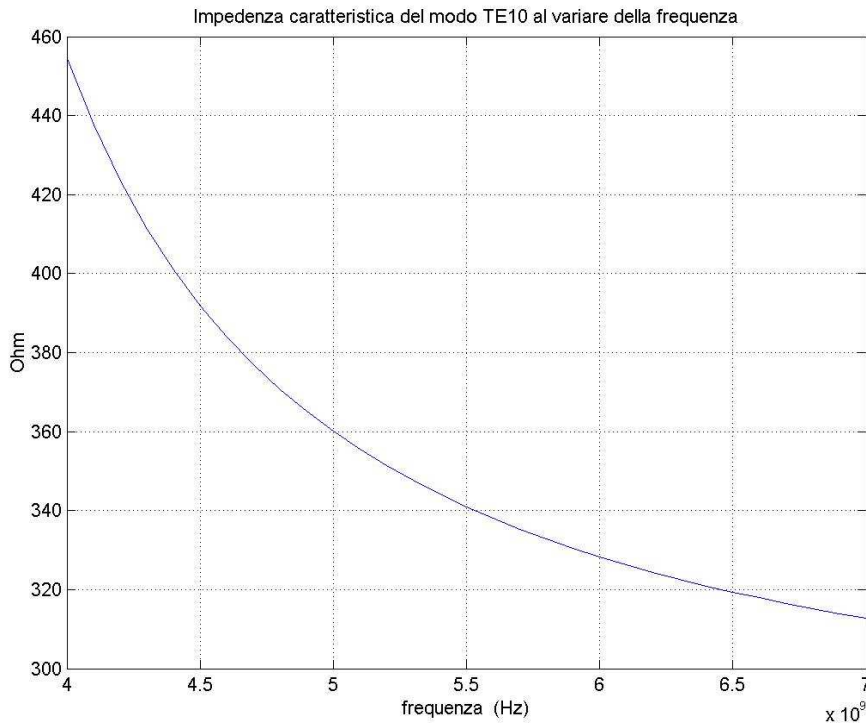
Riassumendo, è possibile considerare uno spezzone di guida d'onda rettangolare come una linea di trasmissione di tipo TEM (anche se il modo di trasmissione è TE) che presenta la lunghezza d'onda guidata e l'impedenza caratteristica dipendenti dalla frequenza<sup>1</sup>. In particolare si fa riferimento alla seguente formula approssimata, valida nelle ipotesi già discusse prima:

$$Z_c = 600 \frac{b}{a} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (7) \quad [11]$$

L'andamento della impedenza caratteristica in funzione della frequenza è rappresentato in figura 2; come si evince chiaramente maggiore è la frequenza, più piatto è l'andamento, cosa che porta ad una conclusione fondamentale; se si usa uno spezzone di guida d'onda in un range di frequenza non troppo vicino al cut off ma neanche oltre l'innescò del secondo modo fondamentale, è possibile considerare tale impedenza caratteristica all'incirca costante al variare della frequenza e quindi costruire degli adattatori di impedenza a lambda quarti per la realizzazione i reti di transizione tipo Butterworth o Chebyshev, sia stepped che tapered.

In questo documento viene affrontato il caso particolare di trasformatore di impedenza Chebychev da un valore iniziale di impedenza  $Z_i$ , ad un valore finale di carico  $Z_L$  utilizzando 2, 3 e 4 spezzoni a quarto d'onda, calcolati in modo rigoroso con apposite routines scritte in Matlab; in questi casi si è in grado di assicurare requisiti di banda larga e alti valori di attenuazione per il Return Loss; nel

<sup>1</sup> Tutto ciò è basato sul concetto di "Parallel Plate" in cui quella che dovrebbero essere la dimensione "a" della guida viene considerata  $\infty$ . Ciò comporta una lunghezza d'onda di cutoff del modo fondamentale anch'essa  $\infty$  (e quindi  $f_c=0$ ).

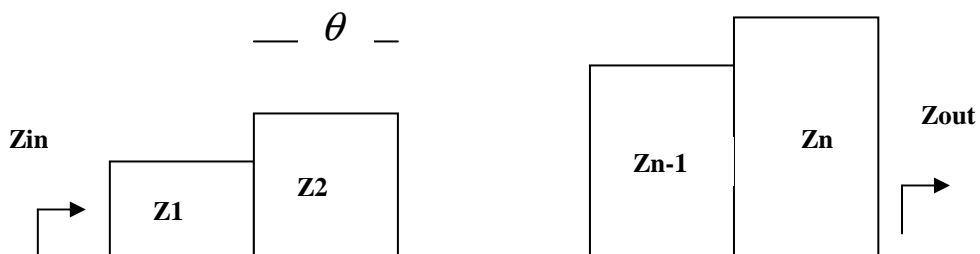


**Fig.2 Andamento dell'impedenza caratteristica di uno spezzone di guida rettangolare.**

caso in cui non basti utilizzare un tale numero di spezzoni, esistono delle apposite tabelle [2] basate su analisi approssimate che permettono di aumentare la banda ,anche se bisogna fare attenzione nell'uso di queste ultime poichè non sempre le diminuzioni di RL sono distribuite uniformemente su tutta la banda.

### 3. Trasformatori di Impedenza Chebyshev WG-WG.

In questo paragrafo viene descritta la teoria rigorosa che sta dietro al progetto di trasformatori Chebyshev ideali a quarto d'onda 2 e 3 spezzoni, mentre per gli altri casi si rimanda alla letteratura in bibliografia [1], [2],[8].



**Fig. 3 Adattamento di impedenze da  $Z_{in}$  a  $Z_{out}$**

Partendo da un livello di impedenza  $Z_{in}$  fino ad un livello di impedenza  $Z_{out}$  si passa per un numero  $n$  di spezzoni a quarto d'onda, tenendo presente che l'impedenza caratteristica di ogni spezzone non è costante in frequenza, ma varia come espresso nella (7), e quindi il trasformatore viene progettato per una singola frequenza, quella di centro banda che chiamiamo  $f_0$ ; a questo proposito è utile definire la Fractional Bandwidth come la banda utile da utilizzare per il nostro scopo, pari a  $\Delta f/f_0$ , essendo  $\Delta f$  pari alla ampiezza di banda ed  $f_0$  la frequenza centrale. I risultati, tuttavia sono ugualmente accettabili anche se si discostano dal caso ideale di livelli di impedenza costanti.

Si può partire definendo il  $P_{LR}$  (Power Loss Ratio) come il rapporto tra la potenza disponibile incidente in ingresso  $P_i$  e la potenza reale consegnata al carico  $P_L$ . Se inoltre si definisce la potenza riflessa in ingresso come  $P_r = \rho^2 P_i$ , si ottiene dunque:

$$P_{LR} = \frac{P_i}{(1 - \rho^2)P_i} = \frac{1}{1 - \rho^2} \quad (8)$$

$$\rho = \sqrt{\frac{P_{LR} - 1}{P_{LR}}} \quad (9)$$

essendo quindi  $\rho$  il coefficiente di riflessione calcolato adattando entrambi le porte sulle impedenze caratteristiche  $Z_{in}$  e  $Z_{out}$  [1], [7].

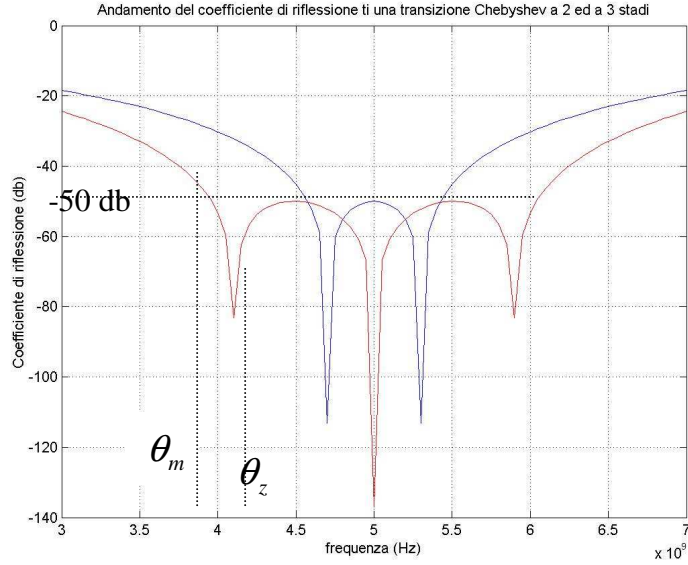
E' possibile a questo punto, esprimere  $P_{LR}$  come funzione di un polinomio pari di grado  $2N$  nella variabile  $\cos(\theta)$  i cui coefficienti sono funzioni delle diverse impedenze degli spezzoni; si ricorda che  $\theta$  la lunghezza elettrica dello spezzone di guida.

$$P_{LR} = 1 + Q_{2N}(\cos \theta) \quad (10)$$

Nel caso si voglia garantire una caratteristica equal ripple è possibile usare polinomi e quindi trasformatori di tipo Chebyshev che hanno una forma del tipo:

$$P_{LR} = 1 + k^2 T^2_N(\sec \theta_m \cos \theta) \quad (11)$$

dove  $k^2$  è la tolleranza in banda passante per il rapporto  $P_{LR}$  per cui il massimo valore è proprio  $1+k^2$  quando il polinomio  $T^2_N$  ha il massimo valore, cioè 1. Per quanto riguarda  $\theta_m$ , esso è il limite inferiore della banda passante per cui è garantito che  $P_{LR}$  sia minore o uguale alla massima tolleranza, mentre  $\theta_z$  corrisponde al primo valore in frequenza a cui corrisponde un picco di minimo. Di seguito sono date le formule per  $P_{LR}$ ,  $\rho_m$ ,  $k^2$  e delle impedenze di passaggio nei casi  $n=2$ ,  $n=3$ , dati in ingresso le impedenze di carico il caso  $n=4$  non verrà discusso, anche se pure per questo sono state sviluppate analoghe routines in Matlab.



**Fig. 4. Coefficiente di riflessione per un trasformatore Chebyshev a 2 e 3 stadi con -50 db di attenuazione in banda passante**

Caso	N=2	Caso	N=3
	$P_{LR} = 1 + \frac{(Z_L - Z_0)^2}{4Z_L Z_0} \frac{(\sec^2 \theta_z \cos^2 \theta - 1)^2}{\tan^4 \theta_z}$		$P_{LR} = 1 + \frac{(Z_L - Z_0)^2}{4Z_L Z_0} \frac{(\sec^2 \theta_z \cos^2 \theta - 1)^2 \cos^2 \theta}{\tan^4 \theta_z}$
	$k^2 = \cot^4 \theta_z \frac{(Z_L - Z_0)^2}{4Z_L Z_0}$		$k^2 = \frac{(Z_L - Z_0)^2}{4Z_L Z_0} \left( \frac{2 \cos \theta_z}{3\sqrt{3} \tan^2 \theta_z} \right)^2$
	$\rho_m = \sqrt{\frac{k^2}{k^2 + 1}}$		
	$\theta_m = \arccos(\sqrt{2} \cos \theta_z)$		$\theta_m = \arccos\left( \sqrt{\frac{2}{3\sqrt{3}}} \frac{\cos \theta_z}{\sqrt{\sin^2 \theta_z}} \right)$
	$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \arccos(\sqrt{2} \cos \theta_z)$		$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \arccos\left( \frac{2}{\sqrt{3}} \cos \theta_z \right)$
	$Z_1^2 = Z_0^2 \sqrt{\left[ \frac{(Z_L - Z_0)^2}{4Z_0^2 \tan^4 \theta_z} + \frac{Z_L}{Z_0} \right]} + \frac{(Z_L - Z_0)Z_0}{2 \tan^2 \theta_z}$	(*)	
	$Z_2 = \frac{Z_L}{Z_1} Z_0$	$Z_2 = \sqrt{Z_L Z_0}$	$Z_3 = \frac{Z_L}{Z_1} Z_0$

Note;

(\*) In questo caso l'impedenza  $Z_1$  si trova risolvendo la seguente equazione:

$$\frac{(Z_L - Z_0)}{\tan^2 \theta_z} = \frac{Z_1^2}{Z_0} + 2Z_1 \sqrt{\frac{Z_L}{Z_0}} - \frac{Z_L Z_0^2}{Z_1^2} - 2 \frac{Z_0^2}{Z_1} \sqrt{\frac{Z_L}{Z_0}}$$

ottenuta dopo avere risolto i valori di  $Z_2$  e  $Z_3$ . Naturalmente per  $Z_L$  e

$Z_0$  si intendono rispettivamente le impedenze di carico  $Z_{out}$  e  $Z_{in}$ .

Queste ultime permettono non solo di calcolare i valori di impedenza intermedia, ma anche di ottimizzare al meglio la banda passante ed il livello di massima attenuazione, con le giuste precauzioni del caso; spesso, infatti non ha molto senso spingere al massimo il numero di stadi di trasformazione per aumentare la massima attenuazione di RL, se non si hanno anche importanti esigenze in termini di larghezza di banda.

#### 4. Costruzione del trasformatore e calcolo degli effetti di giunzione

Per realizzare le impedenze di cui sopra, si possono implementare diverse soluzioni, egualmente efficaci; quella scelta in questo progetto è stata di lasciare invariata la dimensione trasversale  $a$  della guida e variare l'altezza  $b$  di ogni spezzone, in particolare diminuendone l'altezza allo scopo di diminuire l'impedenza caratteristica, naturalmente fissando la frequenza al valore di centro banda.

Per ogni valore di  $Z$  calcolata con le formule in tabella 1, basta invertire la formula (7), e calcolare l'altezza di ogni spezzone, che comunque avrà sempre la stessa lunghezza pari ad un quarto della lunghezza d'onda guidata in quanto essa, come si vede dalle formule (5) e (6), dipende solo da  $a$  che è rimasta immutata.

Tuttavia 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 al livello dei campi elettrico e magnetico 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'innescò 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, da un punto di vista elettrico si traduce in un aumento di fase ovvero di lunghezza elettrica dello spezzone ad altezza (e quindi ad impedenza) maggiore a cui se ne connette uno ad altezza minore.

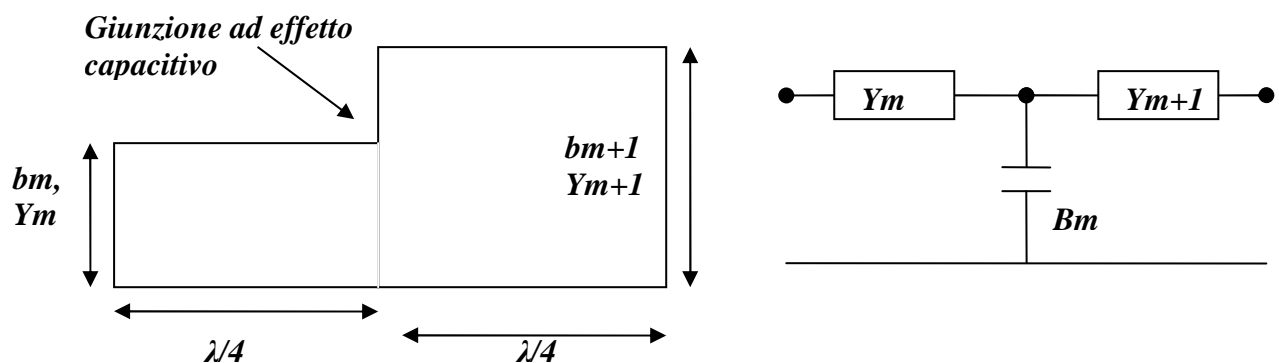


Fig. 5 Corrispondenza tra giunzione di wg a diversa altezza e circuito elettrico equivalente.



Per compensare questo effetto capacitivo si deve prima di tutto quantificare la suscettanza B che nasce dalla giunzione, quindi è possibile 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, dono disponibili in letteratura, e vengono di seguito riportate in tabella 2;

$$\alpha = \frac{Y_{m+1}}{Y_m} = \frac{b_m}{b_{m+1}}$$

$$p = \frac{b_{m+1}}{\lambda_g} ; \quad q = \frac{b_m}{\lambda_g}$$

$$r = \frac{1+\alpha}{1-\alpha} ; \quad c = \left( \frac{4\alpha}{1-\alpha^2} \right)^2$$

$$A = r^{2\alpha} \frac{1+\sqrt{1-p^2}}{1-\sqrt{1-p^2}} - \frac{1+3\alpha^2}{1-\alpha^2} , \quad A^1 = \left( r^{\frac{2}{\alpha}} \right) \frac{1+\sqrt{1-q^2}}{1-\sqrt{1-q^2}} + \frac{3+\alpha^2}{1-\alpha^2}$$

$$\frac{B_m}{Y_{m+1}} = 2p \left[ \ln \left( \frac{1-\alpha^2}{4\alpha} \right) + \frac{\alpha^2+1}{2\alpha} \ln(r) + 2 \frac{A+A^1+2c}{AA^1-c^2} + \left( \frac{p}{4} \right)^2 \left( \frac{5\alpha^2-1}{1-\alpha^2} + \frac{4\alpha^2c}{3A} \right)^2 r^{-4\alpha} \right]$$

**Tabella 2. Formule per il calcolo della suscettanza capacitiva in discontinuità sul piano E**

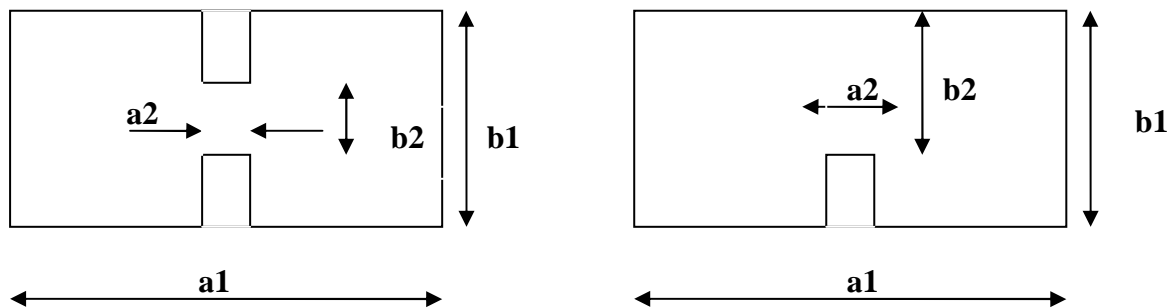
Per il calcolo dello shift di fase causato dalla suscettanza capacitiva vengono implementate, sempre in apposite routines in Matlab, formule che si trovano in letteratura [3],[8], [11]: ma che non vengono riportate per esigenze di sintesi.

## 5. Impedenza e lunghezza d'onda guidata di doubled e single ridged WG.

Le 'ridged waveguide' sia a singolo che a doppio, sono delle particolare guide d'onda che presentano delle differenze strutturali e di funzionamento rilevanti rispetto alle guide d'onda classiche descritte fin qui. In particolare l'uso è particolarmente raccomandato quando vi sono esigenze di buone prestazioni per una banda larga. I trasformatori di impedenza tra guide d'onda a diversa sezione, utili per le transizioni guida cavo che sono l'obiettivo dello studio al quale questo articolo è propedeutico, spesso si avvalgono dell'uso di questo tipo di dispositivi che sono di maggiore utilità di impiego poiché più facili da costruire..

Si è reso necessario, dunque, darne una descrizione ed una caratterizzazione di tipo elettromagnetico, a partire dalle dimensioni e dalla forma che essi assumono.

E' possibile innanzi tutto distinguere le single ridged dalle double ridged, e la differenza strutturale è abbastanza evidente dalla figura 6 .



**Fig. 6. Double e Single Ridged Waveguide**

Come le guide d'onda, anche per le Ridged Waveguide è possibile calcolare i parametri elettrici che descrivono il dispositivo come una linea di trasmissione ,ovvero l'impedenza caratteristica e la lunghezza d'onda, partendo dalle grandezze della stessa; tuttavia in questo caso aumentano le variabili che ne determinano le caratteristiche, in particolare da tenere presente che i parametri  $a_2$  e  $b_2$  delle strutture vanno innanzi tutto a determinare la lunghezza d'onda di cut off della struttura guidante che si abbassa notevolmente rispetto ad una guida d'onda normale che abbia le stesse dimensioni  $a_1$  e  $b_1$ .

Le formule per il calcolo della lunghezza d'onda guidata di cut off  $\lambda_{cr}$  e dell'impedenza caratteristica  $Z_0$  sono approssimate (circa 2% di errore), tuttavia l'implementazione in apposite routines è di fondamentale importanza per la caratterizzazione e la progettazione di spezzoni a quarto d'onda; in tabella 3 vengono riportate le formule approssimate per le single ridged, per

quanto riguarda le double il metodo è lo stesso ma bisogna variare con un artificio i parametri in ingresso, come descritto più avanti . Le formule funzionano benissimo ogni qualvolta comunque si preveda, in seconda battuta, un ulteriore processo di ottimizzazione con Cad 3D.

In questo caso il procedimento di progetto per calcolare le dimensioni delle ridged waveguides intermedie dati i valori di impedenza di trasformazione è un pò più lungo; infatti è fondamentale calcolare la lunghezza d'onda al cut off, che però dipende sia da  $a_1$  e  $a_2$  che da  $b_1$  e  $b_2$ ; fissando costante il valore di  $a_2$ , l'unico valore da determinare per caratterizzare la RWG è l'altezza  $b_2$ , ma chiaramente sia la frequenza di cut off che l'impedenza caratteristica dipendono da questo valore, ed inoltre la seconda dipende dal valore della stessa frequenza di cut off. Dunque poiché non è immediato esplicitare  $\lambda_{cr}$  o  $Z_0$  in funzione di  $b_2$ , è necessario implementare una routine che calcoli queste due grandezze fondamentali fissando un solo valore ottimo per l'altezza  $b_2$  della RWG.

$$\frac{b_1}{\lambda_{cr}} = \frac{b_1}{2(a_1 - a_2)} \sqrt{\left[ 1 + \frac{4}{\pi} \left( 1 + 0.2 \sqrt{\frac{b_1}{a_1 - a_2}} \right) \frac{b_1}{a_1 - a_2} \ln \left( \csc \left( \frac{\pi b_2}{2b_1} \right) \right) + \left( 2.45 + 0.2 \frac{a_2}{a_1} \right) \frac{a_2 b_1}{b_2 (a_1 - a_2)} \right]}$$

valide sotto le seguenti ipotesi:

$$0.01 \leq \frac{b_2}{b_1} \leq 1 \quad , \quad 0 \leq \frac{b_1}{a_1} \leq 1 \quad , \quad 0 \leq \frac{a_2}{a_1} \leq 0.45$$

data la frequenza di cut off si ha:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_{cr}} \right)^2}} \quad \text{lunghezza d'onda guidata.}$$

$$Z_0 = \frac{120\pi^2 b_2}{\lambda_{cr} \left( \sin \theta_b + \frac{b_2}{b_1} \cos \theta_b \tan \frac{1}{2} \theta_a \right)} \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{f_c}{f} \right)^2}} \quad \text{impedenza caratteristica della linea}$$

$$\text{essendo } \theta_b = \frac{a_2}{2\lambda_{cr}} \quad \text{e} \quad \theta_a = \frac{a_1 - a_2}{2\lambda_{cr}} .$$

**Tabella 3. Formule per il calcolo della frequenza di cut off e della impedenza caratteristica per una single ridged waveguide, dati in ingresso le sue dimensioni.**

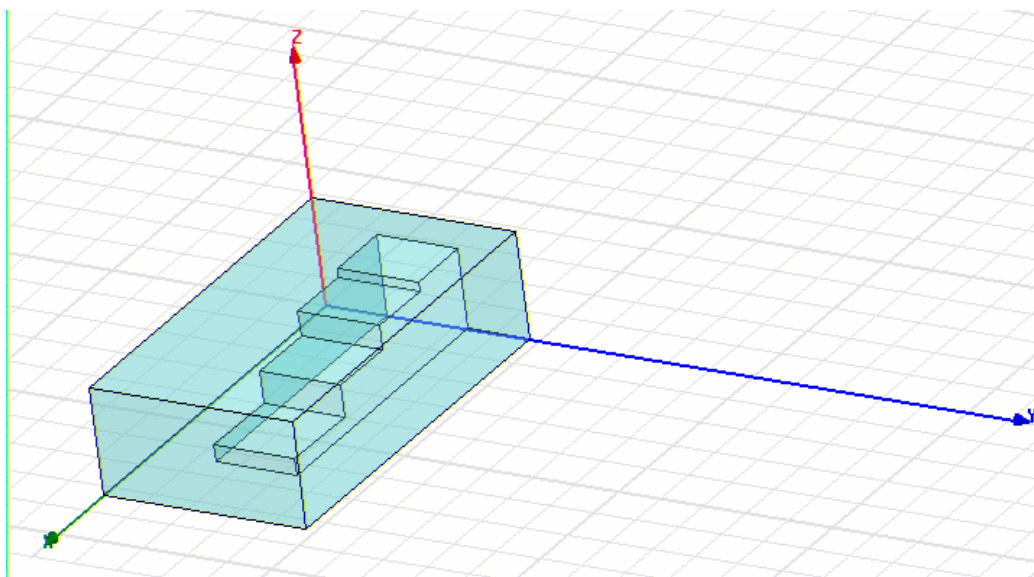
Per il calcolo della impedenza caratteristica di una double ridged si deve semplicemente moltiplicare per due il valore trovato per una single ridged; nel caso della frequenza di cut off basta sostituire al valore di  $b_1$  e  $b_2$  rispettivamente le loro metà [5], [9], [12].

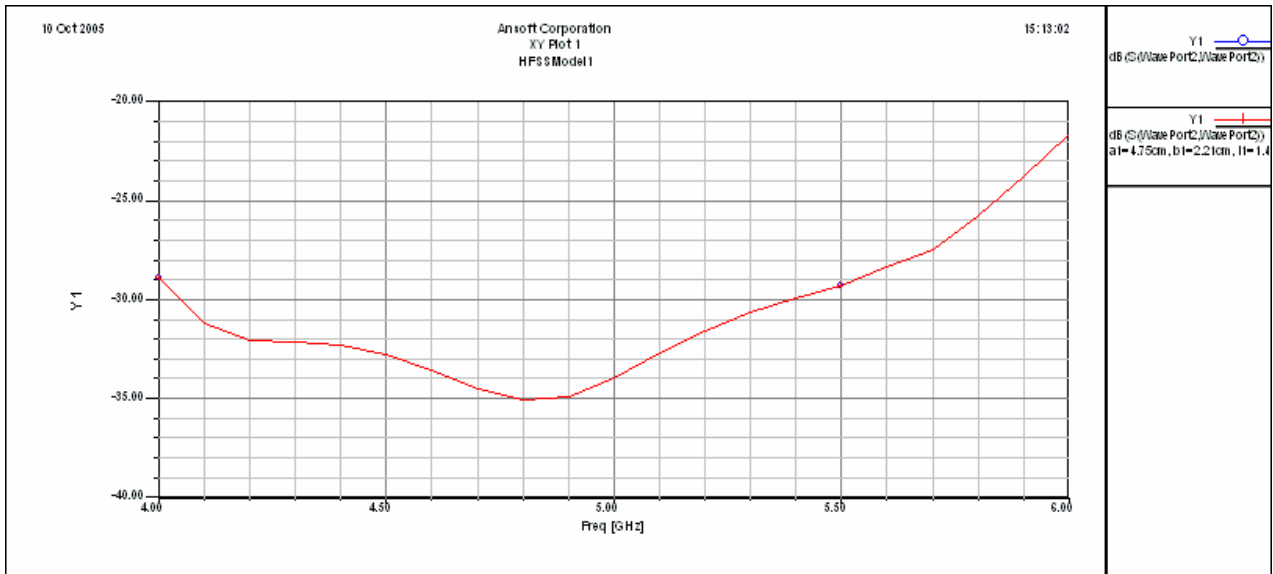
Per quanto riguarda l'effetto capacitivo dovuto alla discontinuità della ridged wg, esso non è così importante rispetto alla risposta generale del dispositivo, per cui alla fine eventuali correzioni possono essere tenute in conto con una eventuale processo di ottimizzazione, che è efficace e si rivela spesso necessario per disporre di importanti margini di miglioramento per il funzionamento di esso.

## 6. Simulazione ed Ottimizzazione del trasformatore con CAD.

Una volta calcolato ed applicata la correzione di fase e quindi di lunghezza, da applicare a ciascuno spezzone, diventa fondamentale simulare la geometria con opportuni CAD di analisi EM in 3D. In particolare è stato usato CST Microwave Studio, per gentile concessione dell'Università di Catania, con il quale è stato possibile anche ottimizzare le strutture disegnate. La fase di ottimizzazione è necessaria visto che le formule in questione sono approssimate, ma comunque si rivela efficace solo per diminuire i requisiti di attenuazione massima del RL in banda, visto che quest'ultima comunque si rivela essere ben determinata già teoricamente.

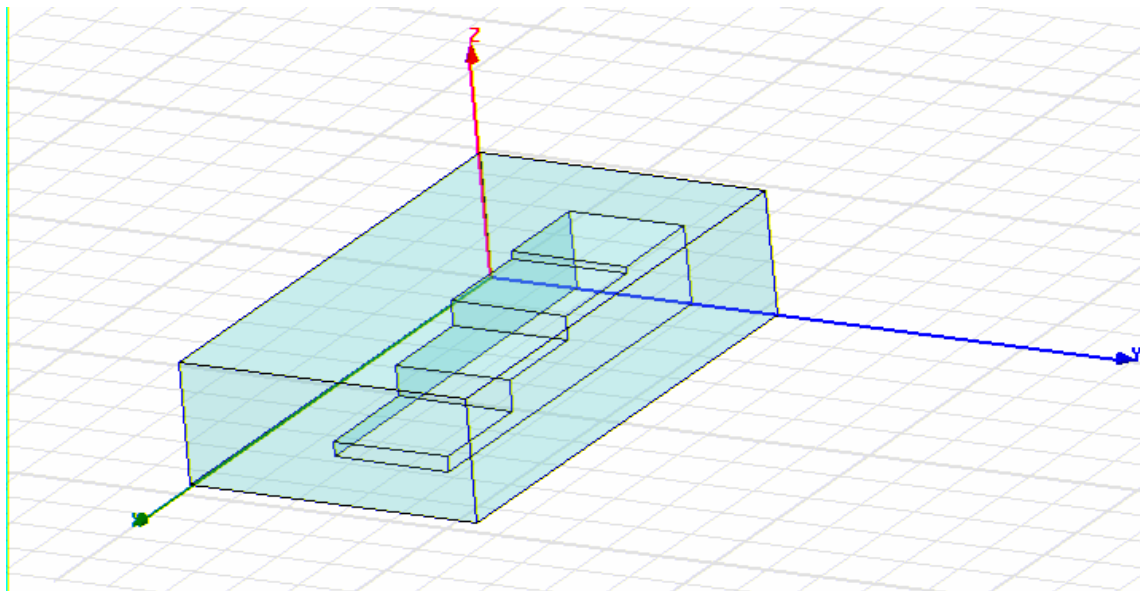
Di seguito sono rappresentati due casi di trasformatori ridged waveguide, uno in banda C (4-6 GHz) con guida d'onda WR187 ed uno in banda K (19-26 GHz) con guida d'onda WR42 entrambi ottimizzati; il primo raggiunge le specifiche in banda con un RL minore di -25 dB, come si vede in figura 7.

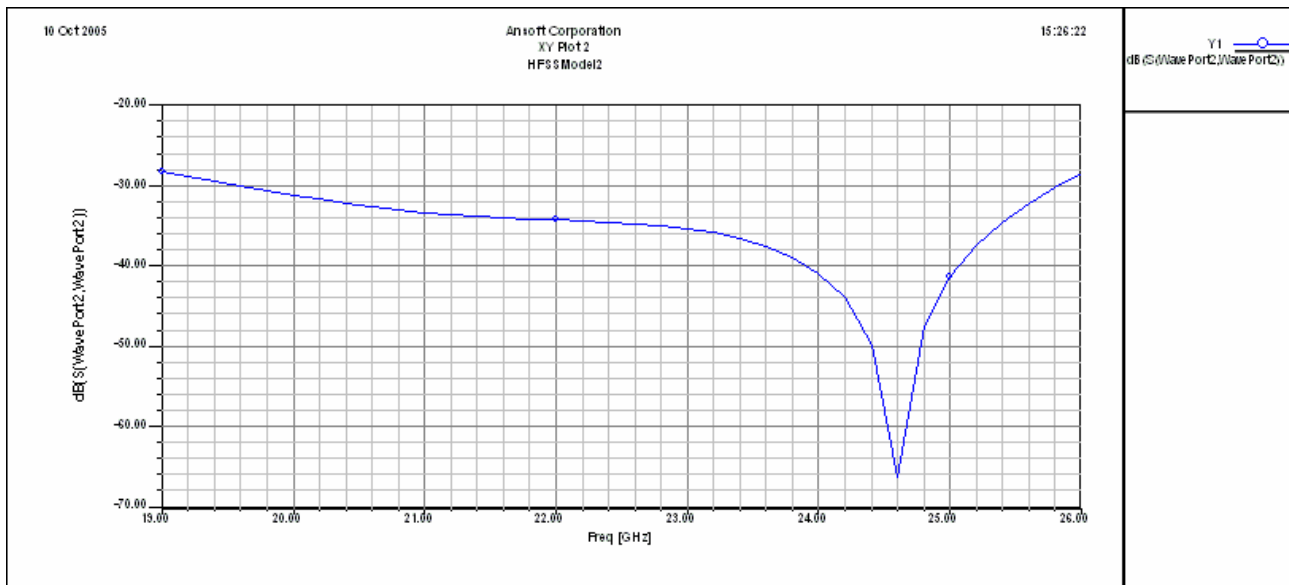




**Fig 7. Esempio di disegno ed ottimizzazione con CAD in banda C con guida d'onda WR187.**

Il caso in figura 8 descrive l'andamento in banda K per una guida WR42, inizialmente progettato per avere in banda -25 dB di RL, con andamento equal ripple, quindi ottimizzato fino ad avere un valore medioidi -30 dB con un picco di risonanza vicino i 25 GHz, cosa che si rivela essere molto utile nella fase di progettazione di adattatori guida cavo di cui ci si occuperà in prossimi lavori.





**Fig 8. Esempio di disegno ed ottimizzazione con CAD in banda C con guida d'onda WR42.**

## 7. Conclusioni

In questo rapporto sono descritti i metodi e le formule usati per la progettazione di trasformatori di impedenza in guida d'onda classica e ridged (singola e doppia), dati in ingresso le specifiche di funzionamento in termini di banda passante e massima attenuazione del Return Loss.

Sono stati privilegiati gli adattatori di tipo Chebyshev con profilo stepped, ma è chiaro che con le stesse linee guida è possibile progettare adattatori di qualsiasi tipo (Butterworth, con zeri di trasmissione, ellittici, etc.) e con di versi profili (stepped , tapered...).

Le fasi di progettazione in sintesi sono le seguenti:

- 1) Waveguide:
  - a) Individuare il tipo di guida e calcolare i parametri fondamentali quali frequenza di cut off, impedenza di modo TE<sub>10</sub>, lunghezza d'onda guidata per il modo fondamentale;
  - b) Calcolo dei requisiti fondamentali del trasformatore, quali Fractional Bandwith, massimo RL in banda, numero massimo di spezzoni a quarto d'onda da inserire nel progetto;
  - c) Calcolo delle impedenze di passaggio, per es. di tipo Chebyshev, e delle altezze relative degli spezzoni di passaggio, calcolo degli effetti capacitivi di giunzione e rispettive contrazioni di lunghezza per correggere tali effetti.
  - d) Simulazione con CAD ed armonizzazione del progetto.

## 2) Ridged Waveguide:

- a) Scelta di uno dei due parametri strutturali della waveguide, (tipicamente  $a_2 = 0.4 * a_1$  per ragioni propedeutiche alla transizione guida cavo);
- b) Calcolo dei requisiti fondamentali del trasformatore, quali Fractional Bandwidth, massimo RL in banda, numero massimo di spezzoni a quarto d'onda da inserire nel progetto;
- c) Calcolo delle impedenze di passaggio, per es. di tipo Chebyshev, e delle altezze relative degli spezzoni di passaggio, tenendo presente che tali altezze influenzano la lunghezza d'onda di cut off  $\lambda_{cr}$  e l'impedenza caratteristica di ogni spezzone  $Z_0$  che sono legate analiticamente tra loro; tale calcolo deve essere fatto in modo iterativo, per approssimazioni successive utilizzando le routines in Matlab, oppure in modo sperimentale con CAD;
- d) Simulazione con CAD ed armonizzazione del progetto.

Il rapporto è propedeutico per lo studio di adattatori guida d'onda coassiali e guida d'onda microstriscia, laddove si rende necessario passare da livelli di impedenza diversi mantenendo molto preciso l'adattamento di impedenza.

## **8. Bibliografia**

- [1] R.E. Collin. **Foundations for Microwave Engineering**, Mc Graw Hill International Editions,
- [2] Gupta, Garg, Chadha, **Computer Aided design of Microwave Circuits**, Artech House,
- [3] Matthaei, Young, Jones, **Microwave Filters Impedance-Matching Networks and Couplings Structures**, Artech House Books.
- [4] Marcuvitz, **The Waveguide Handbook**, IEE's Electromagnetic Wave Serie, Dec. 1985
- [5] Pozar, **Microwave Enginnering**.
- [6] Izadian, Jamal, Shahin, **Microwave Transition Design**, Artech House Publisher.
- [7] Collin, **Theory and Design of Wide Band Multisection Quarter Wave Trasformers**, Proceedings of I.R.E., Feb. 1947.
- [8] Cohn, **Optimum Design of Stepped Trasmission Line Trasformers**, I.R.E Transactions-Microwave Theory and Techniques, 1951.
- [9 ] Hoefler, Burton, **Analytical Expressions for the Parameters of Finned and Ridged Waveguides**.
- [10] Hoefler, Burton, **Closed Form Expressions for the Parameters of Finned and Ridged Waveguides**. IEEE Transactions of MTT, n 12 , 1982.
- [11] Cohn, **Design of Simple Broad-Band Waveguide-to-Coaxial-Line Junction**, Proceedings of I.R.E. , Sept, 1947
- [12] Pyle, **The Cut-Off Wavelength of the TE<sub>10</sub> Mode in Ridged Rectangular Waveguide of any Aspect Ratio** , MTT, vol 14 n. 4 , April 1966;