

Istituto Nazionale Astrofisica

Istituto di Radioastronomia

Rapporto Tecnico

**Progettazione di transizioni guida-coassiale ‘electric probe’
per applicazioni di tipo generale.**

F. Schillirò , M. Poloni

Indice

1. Introduzione	pag. 2
2. ‘Cross Cupled’ Transition	pag. 3
3. ‘Electric Probe’ Transition	pag. 6
4. Ottimizzazione CAD	pag. 10
5. Conclusioni	pag. 10
Bibliografia	pag. 15

1. Introduzione

Sebbene esistano in commercio diverse soluzioni di componenti di transizione guida d’onda cavo coassiale, importanti motivi ci hanno spinto verso lo studio di questi componenti ed il relativo sviluppo di metodologie di progetto e realizzazione; in primo luogo vi è la necessità di adattare questo tipo di componenti alle specifiche dei ricevitori per radioastronomia, questi ultimi tra l’altro vengono già da molto di tempo progettati e realizzati con ottimi risultati dai ricercatori del nostro Istituto; l’obiettivo primario è quindi quello di realizzare delle transizioni dal ‘mondo in guida ’ a quello in coassiale (o ancora meglio in microstriscia) , che abbiano delle specifiche particolari in termine di prestazioni in banda passante di interesse radioastronomico . Un secondo obiettivo è quello di aprire la strada verso un campo di studio che riguarda il passaggio dalla guida d’onda direttamente verso componenti in microstriscia, cosa che commercialmente non è (ed aggiungerei non può esserlo!!) disponibile, anzi è legata a delle soluzioni di tipo artigianale; infine lo sviluppo di metodologie di progetto di tipo elettromagnetico e delle relative competenze di tipo realizzativo, permettono al nostro Istituto di svincolarsi da soluzioni ‘ general purpose ’ alle volte notevolmente costose, e di completare il quadro delle metodologie di sviluppo per tutta la componentistica RF che parte dal feed e finisce dopo il primo stadio di amplificazione.

L’uso di CAD di progettazione elettromagnetica 3D sempre più accurati, ha inoltre facilitato ed accelerato questo processo, permettendo non solo di condurre una fase di progettazione

notevolmente semplificata, ma anche un processo di sviluppo robusto e preciso, per il quale non sempre occorre prevedere ulteriori fasi di tuning manuale.

Oggetto di questo lavoro è lo studio teorico, la descrizione delle fasi progettuali e quelle realizzative di componenti di transizione guida d'onda-cavo coassiale di tipo 'electric probe' su 'ridged wg'; verranno quindi esposti i metodi di progettazione utilizzati, parametrizzando alcune grandezze nel progetto, quindi verranno presentate le simulazioni ed i metodi di ottimizzazione per centrare le specifiche ed affrontarne al meglio le problematiche costruttive.

2. Cross Coupled Transition

Il principio su cui si basa la transizione di tipo 'electric probe' è riconducibile ad un'altra transizione chiamata 'cross coupled', secondo la quale il probe coassiale è inserito all'interno di una determinata guida d'onda sul lato largo della medesima, per tutta l'altezza della stessa, fino a toccare la parete opposta; in questo modo si ottiene un corto circuito tra il probe 'caldo', la guida stessa e il mantello esterno del connettore che è solidale ad essa .

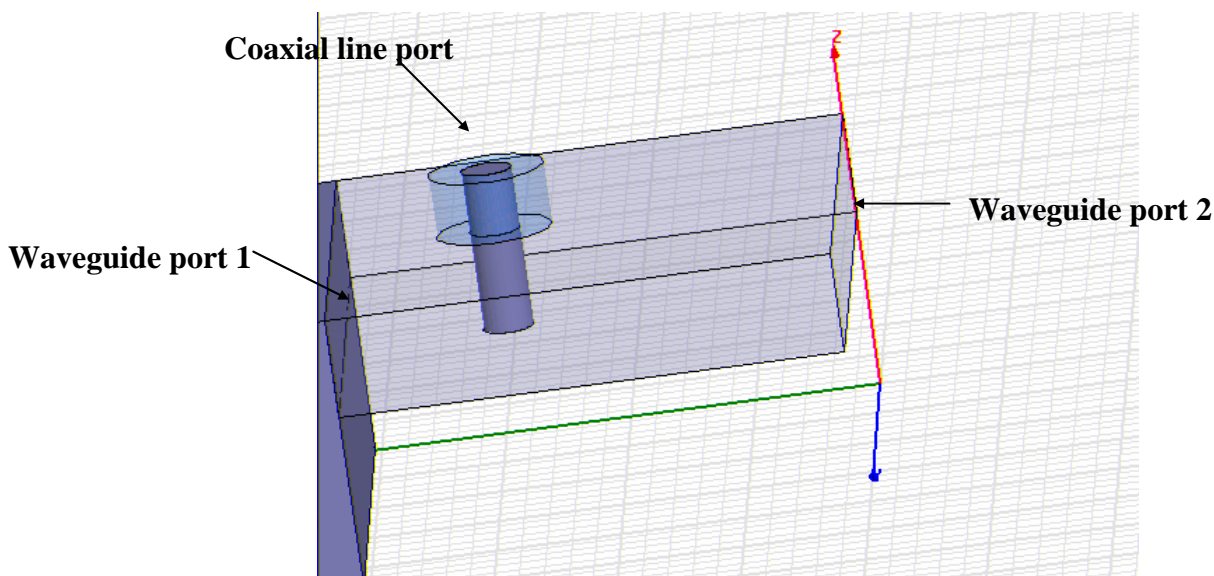


Fig.1 Cross Coupled Junction 3 porte

La descrizione formale in forma chiusa di una giunzione Cross Coupled è stata data da A.G. Williamson [1], [2], allo scopo di risolvere problemi di montaggio di dispositivi alimentati in coassiale e funzionanti all'interno di guide d'onda, e di caratterizzarne il funzionamento.

In funzione delle dimensioni e caratteristiche del cavo coassiale e di quelle della guida d'onda , è possibile ricavare un modello elettrico per il modo fondamentale TE₁₀ che descrive con ottima precisione il funzionamento del dispositivo; quest' ultimo è in generale un 3 porte, una della quali è

il coassiale, le altre due porte sono linee in guida d'onda, adattate sulla comune impedenza caratteristica.

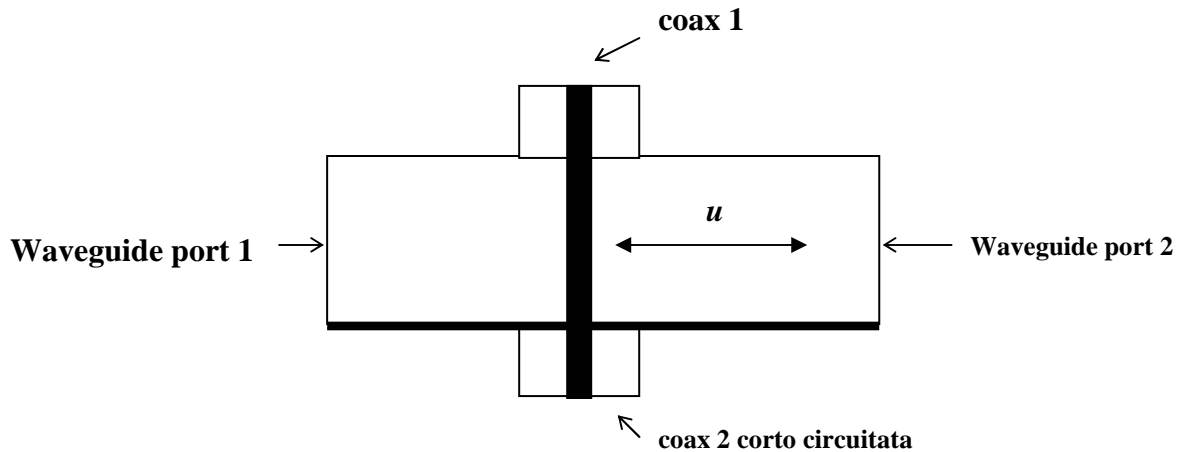


Fig.2 Cross Coupled Junction 2 porte

In conclusione, per questo tipo di dispositivo è possibile evincere un modello elettrico equivalente raffigurato in fig. 3; i valori degli induttori, dei capacitori e delle impedenze sono stati calcolati con programmi appositi e dipendono dai parametri costitutivi del coassiale (raggio interno, esterno, costante dielettrica) e della guida d'onda (dimensioni e dielettrico); le reattanze legate ad essi dipendono soprattutto dal calcolo dei modi superiori che si innescano all'interno della guida per la presenza del probe coassiale stesso, che costituisce un ostacolo ai campi in guida. Teoricamente occorre tenere conto di infiniti modi, tuttavia considerazioni di buon senso ed esigenze di calcolo limitano il numero di modi da prendere in considerazione tipicamente ad un massimo di 20.

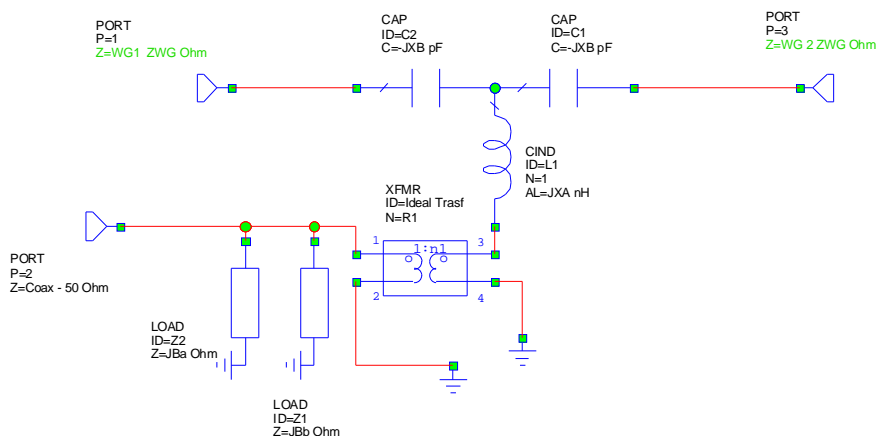


Fig.3 Modello elettrico equivalente per la Cross Coupled Junction 3 porte

Tali reattanze dipendono dalla frequenza, quindi variano il loro valore in banda, perciò il circuito non può essere considerato a parametri costanti; questo è il motivo fondamentale per cui, dovendo

caratterizzare dei componenti a parametri variabili in frequenza, è risultato più semplice calcolare volta per volta i parametri elettrici al variare delle dimensioni del disegno considerando il dispositivo come una rete 3 porte descritta mediante i suoi parametri alle porte:

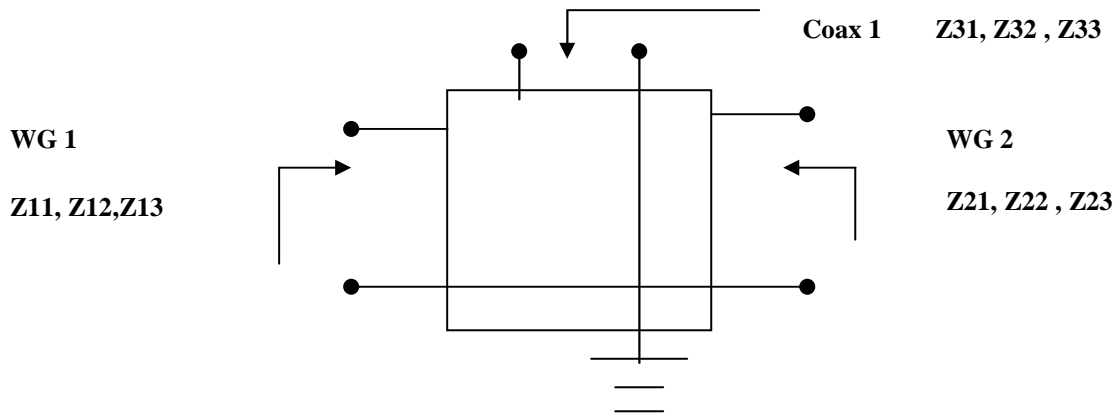


Fig.4 Rete 3 porte per il modello equivalente

$$\begin{array}{lll}
 \mathbf{Z11}=1/(j(\mathbf{Ba+Bb}); & \mathbf{Z21}=1/(j(\mathbf{Ba+Bb}); & \mathbf{Z31}=1/(j(\mathbf{Ba+Bb})) \\
 \mathbf{Z12}=1/(j(\mathbf{Ba+Bb}); & \mathbf{Z22}=j\mathbf{Xa-jXb+1}/(j(\mathbf{Ba+Bb}); & \mathbf{Z32}= j\mathbf{Xa+1}/(j(\mathbf{Ba+Bb})) \\
 \mathbf{Z13}=1/(j(\mathbf{Ba+Bb}); & \mathbf{Z23}=j\mathbf{Xa+1}/(j(\mathbf{Ba+Bb}); & \mathbf{Z33}=j\mathbf{Xa-jXb+1}/(j(\mathbf{Ba+Bb}))
 \end{array}$$

I valori per i parametri Z elaborati al variare della frequenza e per ogni set di parametri costitutivi del coassiale e della guida, vengono salvati in un file in formato Touchstone [3] scrivendo un opportuno codice; il formato in questione è leggibile da MW Office in modo tale da caratterizzare la rete al variare della frequenza.

Tale rete è pronta per essere connessa con qualsiasi altro dispositivo; tipicamente una porta della guida è cortocircuitata ad una distanza u dal coassiale, in modo da ottenere un dispositivo 2 porte, una coassiale l'altra in guida d'onda. La distanza ottima u dal probe al corto è un parametro libero da ottimizzare, non sempre essa è pari al valore $\lambda_g/4$ rispetto alla frequenza di centro banda, ma spesso dipendente da diversi fattori di cui si parlerà più avanti, primo tra i quali la dispersione in frequenza dell'impedenza caratteristica di una qualsiasi guida d'onda.

3. Electric Probe Transition

La transizione coassiale-guida che prendiamo in considerazione deriva da quella precedentemente descritta, in quanto ne eredita molte caratteristiche strutturali; tuttavia importanti differenze di tipo costruttivo e quindi elettrico permettono a quest'ultima di raggiungere ottimi risultati sia a livello di Return Loss, che di perdite di trasmissione. In particolare l'obiettivo che ci si pone è quello di scendere sotto i -25 db di RL in tutta la banda relativa di definizione, che per le applicazioni di interesse radioastronomico non supera quasi mai il valore di 0.4 (definita come $f_c/(f_2-f_1)$ dove f_c è la frequenza di centro banda, f_2 ed f_1 sono le frequenze massima e minima della banda di interesse.)

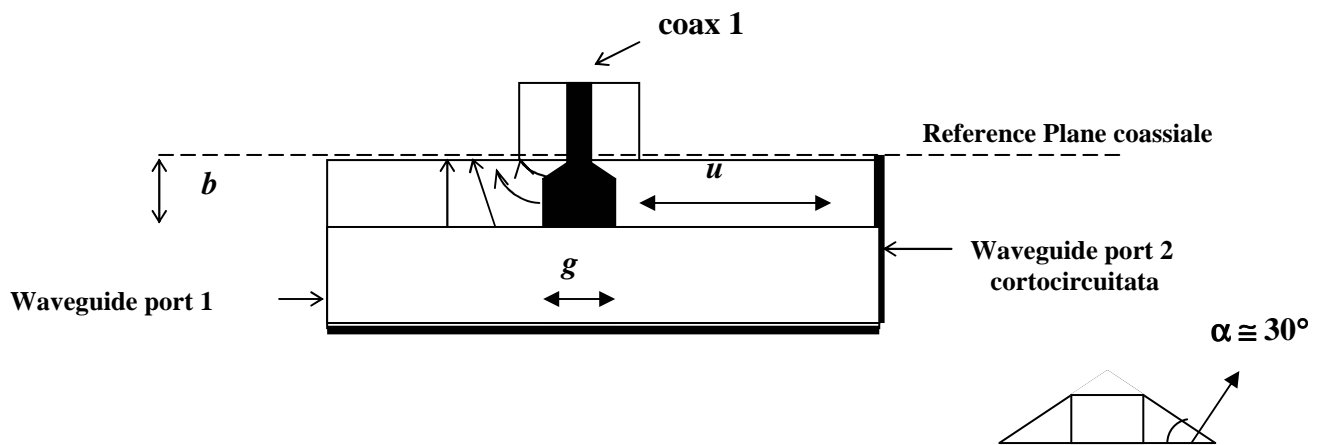


Fig. 5 Schema generale per la Electric Probe Transition

1) La prima vera differenza rispetto alla transizione Cross Coupled è la presenza di un cap cilindrico di spessore g il cui compito è quello di compensare con un effetto capacitivo la reattanza prevalentemente induttiva costituita dal solo probe inserito dentro la guida, come nel caso della 'cross coupled' [8], [9], [10]. Da calcoli su modelli sperimentali, ma in discreto accordo con le equazioni di progetto presenti in bibliografia [5], si è trovato un valore ottimo per il valore di g , ovvero pari a $0.15 \cdot a$ e $0.2 \cdot a$ nei casi di connettori rispettivamente in aria e con materiale commerciale (in particolare Kapton utilizzato dai componenti Radiall [12]). Naturalmente tale spessore è fortemente legato al campo elettrico irradiato dal reference plane del connettore coassiale, campo elettrico che si può considerare in prima approssimazione di tipo TEM. Per limitare questo effetto capacitivo si è reso necessario applicare un passaggio graduale tra probe e cap cilindrico, mediante uno spezzone tronco conico che raccorda i due e permette di eliminare i

forti effetti capacitivi di bordo esistenti tra le estremità del cap e quelle della guida in prossimità del reference plane. Lo spezzone tronco conico presenta un valore ottimale dell'angolo α alla base di circa 30 gradi, ed un'altezza che è determinata univocamente dalla scelta di α e del diametro del cap (fig. 5).

2) La seconda variazione rispetto al modello di transizione 'cross coupled' riguarda il fatto che l'altezza b della guida in prossimità del punto di inserzione del probe coassiale viene ridotta sensibilmente rispetto ad una guida in figura 2, in modo tale da raggiungere un valore di impedenza caratteristica per la guida, confrontabile con quello del coassiale, che nel nostro caso è 50 Ohm. Questo fatto è garanzia che il campo passi da un ambiente coassiale ad un altro in guida che abbiano all'incirca lo stesso livello di impedenza; si ricorda che il livello di impedenza di una guida e di una ridged wg per ipotesi viene calcolato con metodo tensione-corrente, che si può facilmente reperire in bibliografia [5], [6], [13]. Questo tratto di linea viene chiamato 'trasformatore' proprio perché trasforma l'impedenza della guida nell'impedenza con valore confrontabile a quella del coassiale. La lunghezza del trasformatore viene fissata inizialmente pari al valore del quarto d'onda della frequenza di centrobanda, ma deve essere necessariamente ottimizzato per tenere conto degli effetti capacitivi di giunzione degli ulteriori spezzoni di guida (o di ridged wg) necessari al passaggio verso la sezione massima [6], e del carattere dispersivo in frequenza dello spezzone in guida WG o in ridged WG. In realtà l'impedenza del trasformatore non è fissata esattamente al valore 50 Ohm, perché la presenza stessa del cap cilindrico influenza (diminuendolo) il livello l'impedenza in uscita dal coassiale. Una variazione di questo livello di impedenza si traduce spesso in un allargamento della banda passante utile in cui S_{11} è piatto e accettabile secondo le specifiche.

3) Un'altra modifica è l'inserimento del corto circuito ad una distanza u dal probe; tale accorgimento tecnico viene eseguito al fine di convogliare tutto il campo disponibile solo sulla porta 1, per cui lo spezzone di guida chiusa sul corto circuito deve rappresentare una impedenza infinita, su tutta la banda di interesse; al fine di ottenere ciò è necessario non solo trovare una lunghezza u ottimale, ma anche aumentare l'impedenza caratteristica della linea in guida di corto circuito, semplicemente aumentando l'altezza b_{cc} dello spezzone.

Riferendoci direttamente al caso di una ridged wg che poi è quello effettivamente trattato (ma è assolutamente applicabile anche al caso di guida d'onda), è possibile progettare la lunghezza u tenendo presente che l'impedenza Z_{in} vista a destra del cap cilindrico, guardando verso il corto circuito, vale:

$$Z_{in} = Z_c * j \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} u\right) \quad (3.1)$$

essendo la linea in ridged wg caricata su un corto circuito e con impedenza caratteristica Z_c :

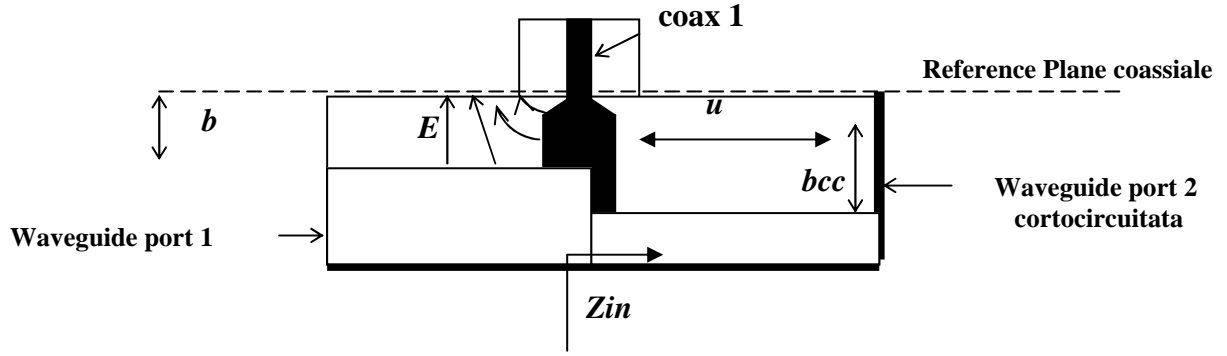


Fig. 6 Schema finale per la Electric Probe Transitino

$$Z_c = \frac{120\pi^2 b_2}{\lambda_{cr} \left(\sin \theta_b + \frac{b_2}{b_1} \cos \theta_b \tan \frac{1}{2} \theta_a \right)} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} = \frac{Z_{0\infty}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} \quad (3.2)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} \quad (3.3)$$

essendo f_c la frequenza di cut-off della ridged wg; sostituendo la 3.2 e la 3.3 nella 3.1 si ottiene quindi:

$$Z_{in} = jZ_{0\infty} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} \tan \left(\frac{2\pi * u}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2} \right) \quad (3.4)$$

Per f che tende al valore f_c si ottiene una forma indeterminata $0/0$ che si può dimostrare tende ad un valore finito; invece il valore Z_{in} tende ad infinito quando l'argomento della tangente tende a $\pi/2$, e dunque:

$$\frac{2\pi * u}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2} = \frac{\pi}{2} \quad (3.5)$$

da cui, svolgendo i calcoli si ottiene ancora che :

$$f^* = \sqrt{f_c^2 + \left(\frac{c}{4u} \right)^2} \quad (3.6)$$

(c è la velocità della luce nel vuoto) ; in questo modo si mette in relazione la lunghezza u dello stub, con la frequenza f^* alla quale l'impedenza Z_{in} risulta infinita; il valore f^* ottimale deve essere pari al valore di centrobanda della banda di interesse. Inoltre se si sceglie un valore relativamente

piccolo di f_c , cioè della frequenza di cut-off dello spezzone in guida, e nello stesso tempo un'altezza b_{cc} opportunamente grande tale da aumentare il valore $Z_{0_{wg}}$, è possibile allargare la banda per cui si ha una Z_{in} molto alta su tutta la banda di interesse [7]. Operazioni di tuning automatico con CAD sui valori di u variano la posizione della banda utile in frequenza (variazione delle frequenze di risonanza dovute allo stub), sui valori di $Z_{0_{wg}}$ variano il livello di S11 e l'ampiezza della banda passante stessa.

4) Così facendo si ottiene un dispositivo che deve essere ancora interfacciato con una guida di dimensioni standard (WR187 oppure WR42, etc.) che avrà un'altezza ben maggiore di quella risultante dal dispositivo in figura 6; è necessario quindi progettare un passaggio in guida fino alla altezza desiderata, utilizzando transizioni di impedenza WG-WG stepped oppure tapered, oppure si può scegliere di lavorare sin dall'inizio con soluzioni di tipo ridged waveguide, che sono più facili da costruire, presentano una frequenza di cut off più piccola e quindi garantiscono una minore dispersione in frequenza per i valori di impedenza caratteristica [6] ed una banda maggiore in fase di realizzazione dello stub in corto circuito [7].

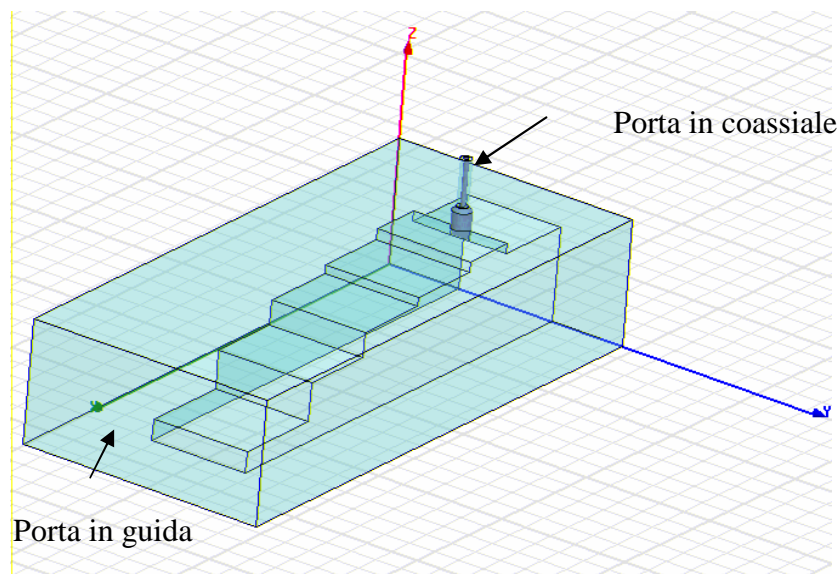


Fig. 7 Configurazione finale della Electric Probe Transitino

Come si può osservare in figura 7, è possibile individuare in modo schematico i componenti in guida di tipo ridged (stub in corto circuito, trasformatore, wg-wg transitino), il cavo coassiale inserito in ambiente guida ed il cap cilindrico con raccordo tronco conico che si va ad innestare direttamente al centro tra trasformatore e stub. Naturalmente questo effetto crea l'innescarsi di effetti reattivi dei quali tuttavia si può ridurre l'effetto con particolare strumenti di ottimizzazione propri dei CAD elettromagnetici 3D.

4. Ottimizzazione con CAD.

L'effetto innescato dal cap cilindrico, gli effetti capacitivi di giunzione degli spezzoni ridged waveguide, dello stub in corto e del trasformatore, rendono necessario un ulteriore processo di ottimizzazione della struttura, che si traduce quasi sempre in un tuning delle lunghezze di ogni singolo spezzone, e più raramente nel variarne l'altezza, visto che da ognuna di esse dipende il livello di impedenza.

I risultati di ogni processo di progettazione ed ottimizzazione sono più che incoraggianti, anzi componenti di questo tipo riescono ad eguagliare le prestazioni di componenti commerciali realizzati da aziende leader nel settore con decenni di esperienza alle spalle. Inoltre è stato dimostrato che questo tipo di progettazione garantisce una certa scalabilità infrequenza, soprattutto nella parte di progettazione del passaggio coassiale guida, mentre solo qualche piccola variazione si è resa necessaria per la parte a valle del blocco trasformatore. Per cui l'obiettivo di ottenere un metodo di progettazione scalabile, ovvero indipendente dalla banda di frequenza a cui si opera, si può considerare centrato.

In figura 8, 9,10, 11 vengono mostrati i risultati di S11 ed S21 per i progetti in banda K (18-26.5 GHz) con coassiale 2.92 mm in aria ed in materiale Kapton (Radiall); in figura 12 e 13 sono mostrati i risultati in banda C (4.3-5.8 GHz) con connettore 2.92 mm in aria; i dettagli di progettazione e realizzazione di questi componenti saranno descritti in altri rapporti.

C'è da riflettere sulle prestazioni che emergono da questi risultati, in quanto se per S11 essi sono da ritenere molto fedeli alla realtà, (cosa che è emersa per componenti costruiti dal laboratorio di meccanica dell'Istituto di Radioastronomia ad Arcetri), per quanto riguarda S21 i risultati sono da ritenere sempre buoni, ma non così ottimali a causa delle normali deviazioni dai casi ideali quali rugosità delle superfici delle guide e del coassiale e le eventuali imperfezioni del montaggio.

5. Conclusioni.

In questo studio ci si è proposti di implementare una metodologia di progetto per transizioni guida d'onda coassiale, scalabile in frequenza e con risultati confrontabili con i dispositivi tuttora in commercio. Tale metodologia è stata messa a punto con successo, ed è applicabile non solo alle bande di interesse radioastronomico, ma addirittura a porzione di banda superiore, rendendo quindi questi ultimi, oggetti 'general purpose'. Si può quindi ritenere gli obiettivi posti inizialmente a questo studio, tutti ampiamente centrati.

Ringraziamenti.

Un ringraziamento particolare va a Sergio Mariotti , per cui i suoi consigli, la sua esperienza e la sua preparazione si sono rivelati strumenti preziosissimi.

Un grazie sentito ed un saluto affettuoso va anche al direttore Gianni Tofani, che ha sempre creduto in questo lavoro, motivandoci ed esortando in ogni modo la cooperazione e la sinergia tra le varie componenti dell'Istituto di Radioastronomia.

Un grazie a Sandro Orfei, Enzo Natale, Renzo Nesti ed Andrea Cremonini per i loro interventi acuti ed i suggerimenti che si sono rilevati determinanti per il buon esito di questo lavoro.

F. Schillirò , M. Poloni

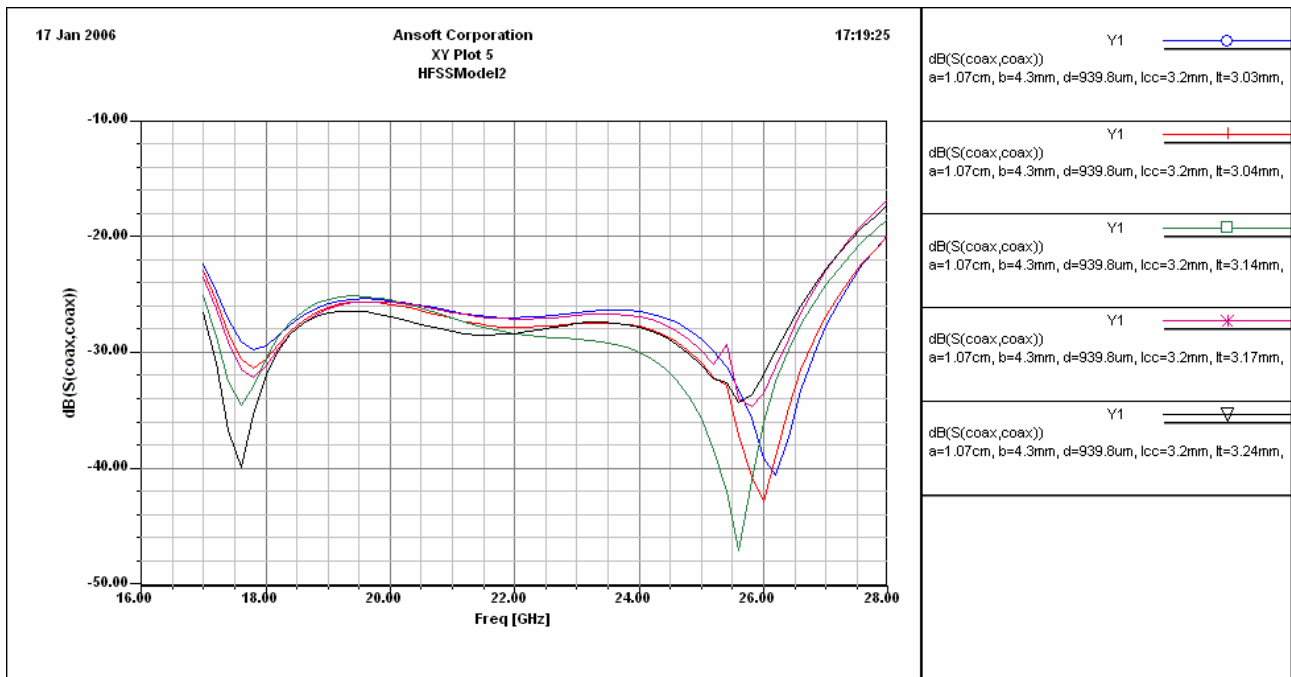


Fig. 8 Famiglia di curve S11 per la Electric Probe Transition in banda K con coassiale 2.92 mm in aria (Southwest)

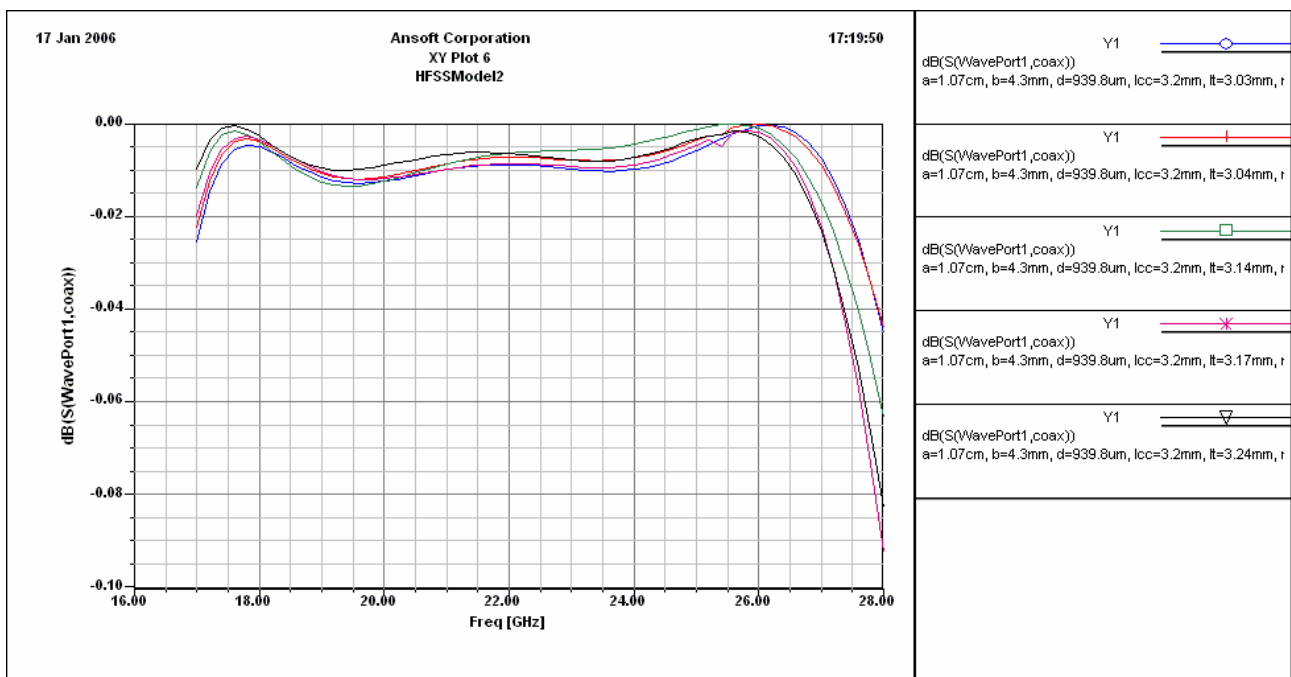


Fig. 9 Famiglia di curve S21 per la Electric Probe Transition in banda K con coassiale 2.92 mm in aria (Southwest)

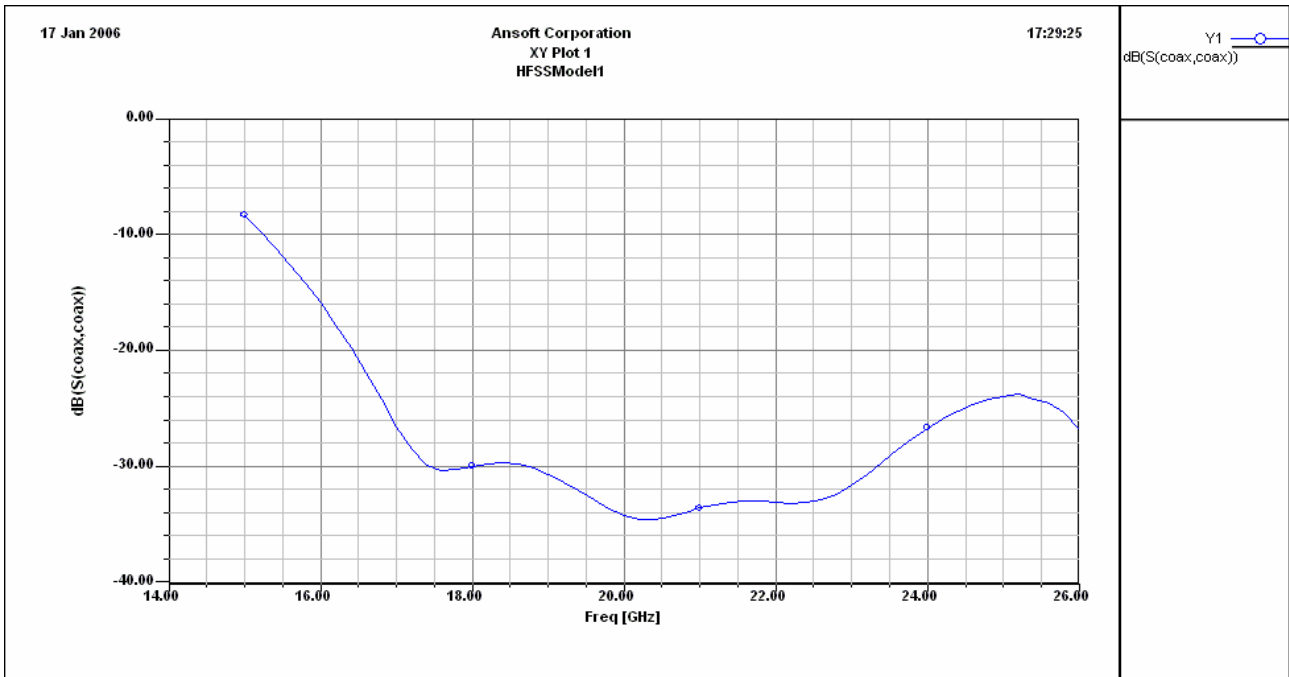


Fig. 10 Famiglia di curve S11 per la Electric Probe Transition in banda K (WR42) con coassiale 2.92 mm in aria (Radiall)

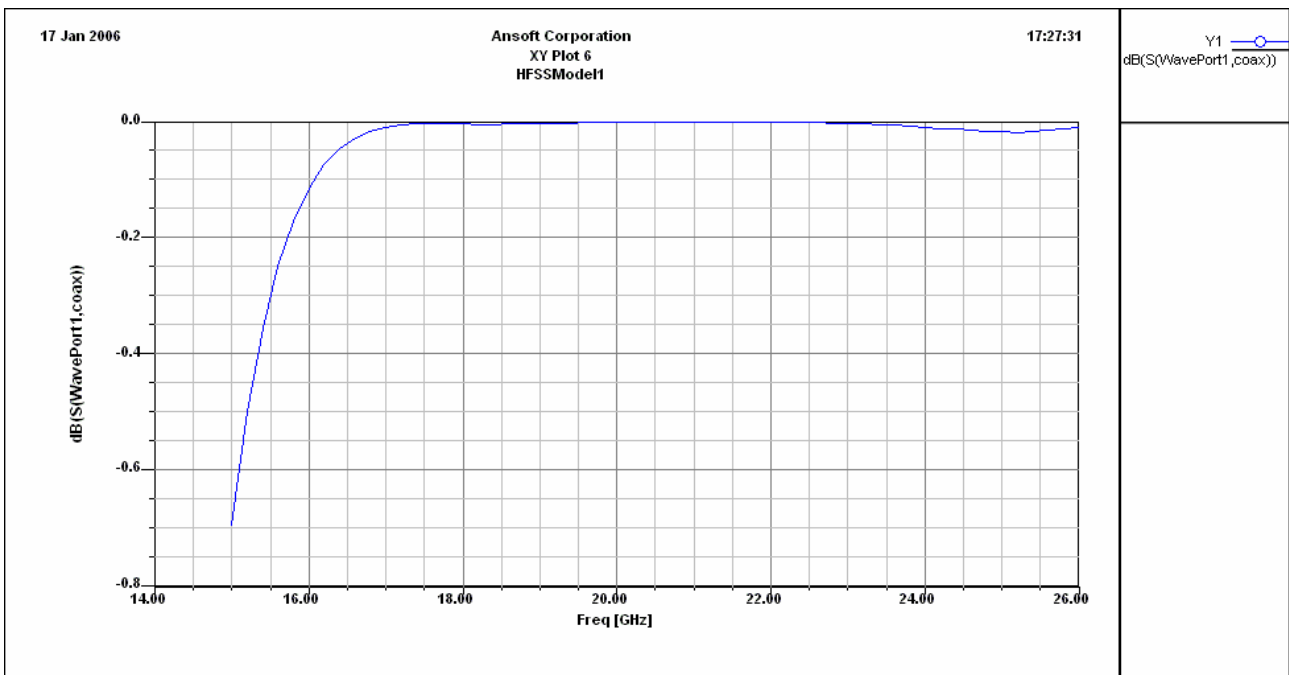


Fig. 10 Famiglia di curve S21 per la Electric Probe Transition in

banda K (WR42) con coassiale 2.92 mm in aria (Radiall)

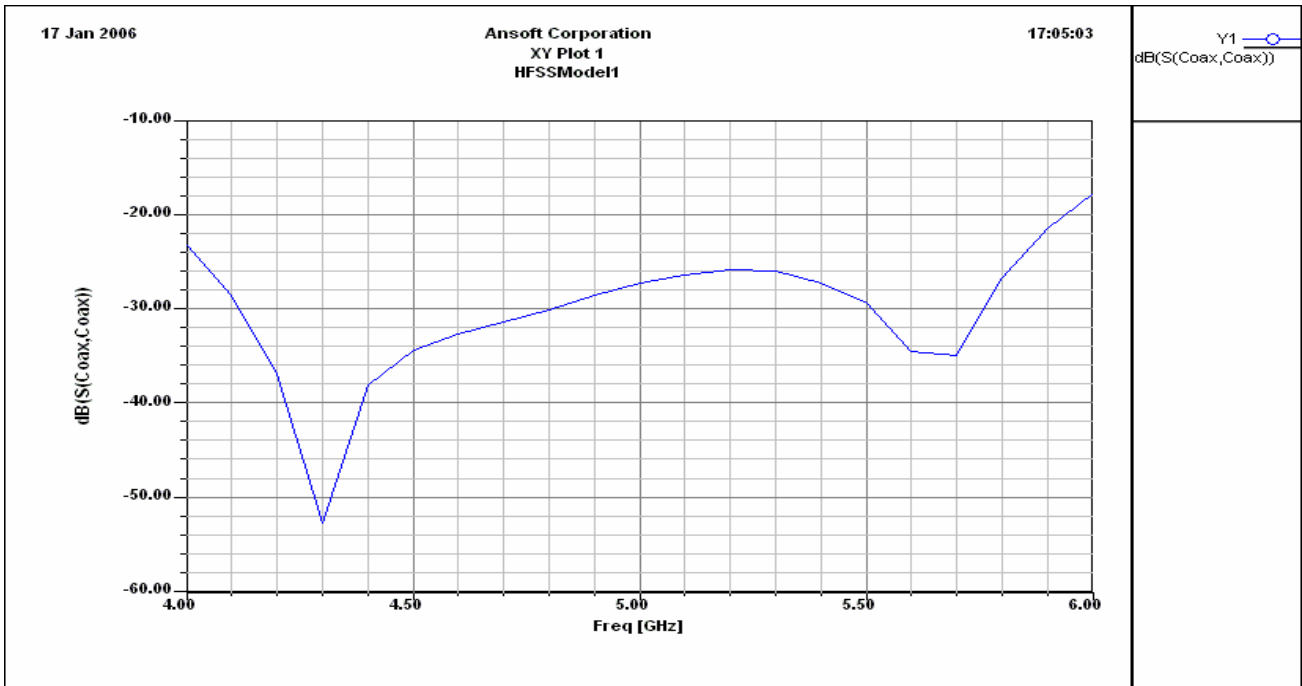


Fig. 10 Famiglia di curve S11 per la Electric Probe Transition in banda C (WR187) con coassiale 2.92 mm in aria (Radiall)

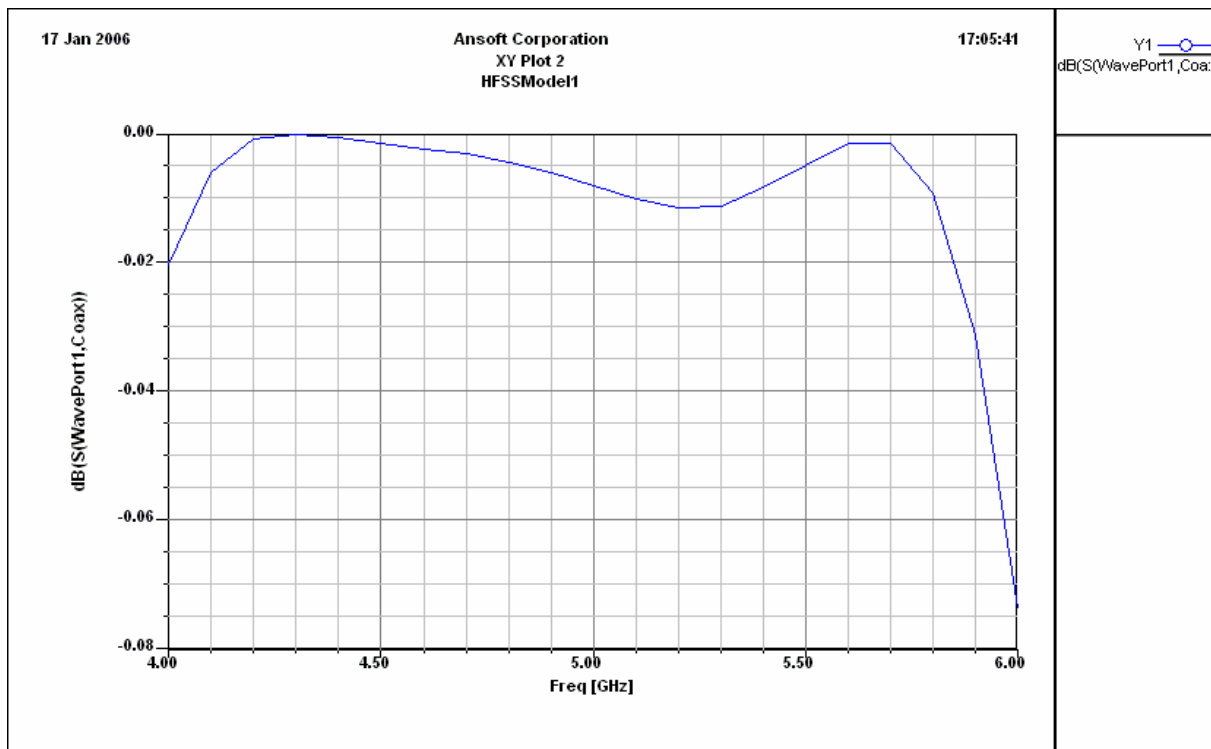


Fig. 10 Famiglia di curve S21 per la Electric Probe Transition in

banda C (WR187) con coassiale 2.92 mm in aria (Radiall)

Bibliografia

- [1] A.G. Williamson, **Analysis and Modeling of ‘Two-Gap’ Coaxial Line Rectangular Waveguide Junctions** , IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-31, no. 3 , March 1983
- [2] A.G. Williamson, **Cross-Coupled Coaxial-Line/Rectangular-Waveguide Junction** , IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-331, no. 3 , March 1985
- [3] **Touchstone® File Format Specification- Rev 1.1 – 10/1/2003;**
- [4] Izadian, Jamal,Shanin, **Microwave Transition Design**, Artech House Publisher.
- [5] Gupta, Garg, Chadha, **Computer Aided Design of Microwave Circuits**, Artech House.
- [6] F. Schillirò, M. Poloni, **Progetto e realizzazione di trasformatori di impedenza waveguide-waveguide (WG-WG) e Ridged Waveguide (RWG-RWG) rettangolari** , rapp. Int INAF.
- [7] Cohn, **Design of Simple Broad-Band Wave-Guide-to coaxial- Line Junctions.**, Proceedings of the I.R.E., Sept. 1947.
- [8] R.L. Eisenhart, **Understanding the Waveguide Diode Mount**, Hughes aircraft Company, California.
- [9] Marcuvitz, **The Waveguide Handbook**, IEE’s Electromagnetic Wave Serie, Dec. 1985
- [10] R.E. Collin. **Foundations for Microwave Engineering**, Mc Graw Hill International Editions,
- [11] Southwest Microwave Inc. ®, **Microwave Coaxial Connectors, Adapters and Installation tools.**
- [12] Radiall® , **Coaxial Connectors , Main series Catalog**
- [13] Marcuvitz, **The Waveguide Handbook**, IEE’s Electromagnetic Wave Serie, Dec. 1985