

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI ROMA



"TOR VERGATA"

FACOLTA' DI INGEGNERIA ELETTRONICA

DOTTORATO DI RICERCA IN
SISTEMI E TECNOLOGIE PER LO SPAZIO

Ciclo XXI°

STRUTTURE E TECNICHE DI COMBINAZIONE DI POTENZA PER
APPLICAZIONI SPAZIALI

Ing. Marco Imbimbo

A.A. 2008/2009

Tutor: Prof. Paolo Colantonio

Coordinatore: Prof. Giancarlo Cardarilli

Ringraziamenti

Le persone da dover ringraziare sono veramente molte, i colleghi di lavoro, i miei cari più stretti che mi hanno sempre sostenuto moralmente e tante altre persone ancora. È stato un periodo molto importante, in cui ho imparato moltissime cose tecniche grazie alle situazioni che mi si proponevano davanti. Nell'ambiente universitario ho imparato a districarmi e a trovare soluzioni ragionate di innumerevoli aspetti.

Ringrazio chi ha diviso con me non solo una stanza ... Antonio, Patrick e Rocco, sempre pronti a soprassedere ai miei sbalzi di umore e a condividere i miei stati d'animo. Certo questo periodo mi è costato molto dal punto di vista dei caffè da dover pagare soprattutto ad Antonio, ma l'ho fatto volentieri. Ringrazio anche Massimiliano, "compagno" di mille misure e caratterizzazioni. Con lui è stato un vero crescere per quanto riguarda le caratterizzazioni di dispositivi. Walter che mi ha aiutato anche per la misura del "Macrodispositivo"; Mauro sempre pronto a rispondere con una battuta del buon Alberto Sordi; sicuramente vanno ringraziati anche Sergio e Tommaso, menzionati sempre a coppia poiché facenti parte della stessa "onda. Discorso a parte va fatto per Franco. Franco lo posso definire il mio "Guru" dell'elettromagnetismo. È stato di fondamentale importanza per una buona parte della mia tesi di dottorato e credo che senza le sue risposte critiche non sarei mai arrivato ai risultati ottenuti. Una persona che ha dato molto e vuole dare molto del suo sapere "raccolto" anche nel mondo dell'industria e che quindi risulta essere per persone come me un pozzo di sapere da cui attingere la razione giornaliera di scienza e non solo. Chiaramente non vanno dimenticati tutti i professori che avevo come insegnanti fino a poco tempo prima e poi, in qualche modo li ho ritrovati come colleghi. Il fatto stesso di stare davanti al simulatore con al tuo fianco una persona come il professor Franco Giannini, e discutere sugli andamenti di una simulazione ... beh ragazzi non è sicuramente cosa di tutti i giorni e per tutte le persone. Per non parlare poi del rapporto ormai consolidato con il Professor Paolo Colantonio, che mi ha esaminato durante la mia carriera di studente, esaminato durante questa di dottorando e comunque "compagno di

diverse merende” ... Vanno comunque ringraziati il Professor Ernesto Limiti, Antonio Serino, Lucio Scucchia, anche loro sempre pronti a darti dei consigli.

A questo punto dovrei ringraziare i miei cari più stretti. In primis i miei genitori chiaramente, primo perché tali e poi perché senza di loro e senza gli insegnamenti di vita che loro mi hanno trasmesso (sempre per rimanere in tema delle ricetrasmissioni ...), credo che mai sarei riuscito a raggiungere questo come tanti altri obiettivi. I vari “appoggi morali” decisivi soprattutto nei momenti più critici quando mi si è presentata la dannosa malattia alla vista. Anche il mio “fratellino” ha fatto la sua parte, anche lui ha vissuto i momenti di sconforto che io palesavo la sera a tavola, e quindi anche lui è stato in qualche modo coinvolto in questo mio “percorso”. Altra persona davvero speciale che ha contribuito notevolmente a portare a termine il dottorato di ricerca è sicuramente Daniela. Lei è già stata autrice di una vera e propria mandata di nitro nel periodo della tesi specialistica. Mi è stata sempre molto vicina e pronta ad ascoltarmi, nonché a revisionare molti miei documenti, che a quel punto hanno preso una via decisamente “legale”. Sono sicuro che lei mi continuerà ad ascoltare e a revisionare tutti i vari documenti poiché sarà ormai anche suo interesse. Vorrei poi ringraziare anche lo “Zio Claudio”, che grazie alla sua esperienza sul campo mi ha insegnato ad apprezzare anche i risultati ottenuti non solo con simulatori e strumenti di alta tecnologia, ma anche risultati ottenibili con saldatore e basetta millefori. Questo mi ha permesso di ragionare per trovare soluzioni alternative a come effettuare misure se non hai lo strumento apposito, o trovare soluzioni di derivazione meccanica o altro ad ostacoli prettamente elettronici. Ringrazio poi tutte e dico tutte le persone che mi conoscono che hanno stima della mia persona e che quindi meriteranno sempre di essere rispettate.

Sommario

Sommario

Introduzione

Introduzione.	9
Capitolo 1	13
Divisori e combinatori.	13
Trasmissione di informazione in modo guidato.	21
Branch line.	24
Il rat race	26
Il Wilkinson.....	28
Il combinatorio Gysel.....	30
References	32
Capitolo 2	34
Stabilità delle strutture passive.	35
Concetto del Macro Dispositivo.....	36
Descrizione della teoria.	38
Implementazione della teoria su CAD.	41
Sviluppo del metodo con software dedicato.	57
Determinazione dei Γ_s e Γ_L	65
Misure.	68
Reference	74
Capitolo 3	75
Effetto “TALBOT”	75
Interferenza generale.	84
Interferenza “comandata”.	88
Descrizione del metodo utilizzato.	91
La teoria dei raggi con l’ausilio del software MathCAD.	93
Simulazione di una struttura.	103
Sintesi	110
Propagazione nelle antenne HORN.....	111
Calcolo dell’impedenza di una guida d’onda.	115

Sommario

Reference	118
Capitolo 4	119
L'idea.	119
Teoria relativa alla realizzazione di un trasformatore bi-banda.....	123
Progettazione su ADS.	134
Disegno su CAD.	142
Realizzazione e misura del dimostratore.	153
Reference	154
Conclusioni.....	155
Appendice	159
Propagazione di segnali in strutture guidanti.....	159
Propagazione in guida d'onda.	167
Equazioni utili.....	171
Routine sviluppate in ambiente MathCAD.	173

Introduzione.

Le comunicazioni sono state per l'umanità sempre al centro dei discorsi e della ricerca, poiché è grazie alle comunicazioni se oggi si è arrivati ad un livello di conoscenza reso possibile dallo scambio di informazioni da parte di tutte le civiltà presenti al mondo. La tecnologia delle trasmissioni chiaramente si è evoluta, e mentre per Marconi risultava un sogno mettere in comunicazione due persone che si trovavano ai capi opposti del globo, ora risulta "normale" porre in comunicazione due interlocutori siti uno sulla terra e l'altro a bordo di una stazione orbitante.

Per arrivare a fare ciò sono necessari dei ricetrasmittitori in grado di stabilire il collegamento su cui viaggerà tutta l'informazione che due o più punti intendono scambiarsi. Un ricetrasmittitore è composto di una parte non poco importante che è il modulo (o stadio), di potenza. Tale parte del ricetrasmittitore riveste un ruolo molto importante poiché la "struttura" e i modi di funzionamento del PA (amplificatore di potenza), determinano il corretto funzionamento di tutto l'assime, in modo molto più evidente da quando sono state implementati nuovi modi di modulazione di tipo digitale. La realizzazione di un collegamento radio, risulta essere un argomento molto vasto e sicuramente esula dall'essere trattato approfonditamente all'interno di questa tesi, e anche i tipi di segnali trasmessi comportano l'uso di architetture hardware diverse da caso a caso. Infatti, diversi studi evidenziano la possibilità di estendere la tratta radio, nonché la sua qualità, utilizzando dei modi di trasmissione diversi. In altre parole, sarà sempre più difficile con l'andare avanti del tempo trovare un collegamento in cui la comunicazione avvenga per "semplice" modulazione AM o FM, ma da derivate e combinazione di queste ultime. Gli "espedienti" per migliorare la qualità di un collegamento radio sono innumerevoli dal punto di vista software, come d'altro

Introduzione

canto lo sono anche dal punto di vista hardware. Una semplice “compressione” e poi successiva “espansione” del segnale che si vuole trasmettere, fa sì che la tratta radio acquisti diversi dB di guadagno rispetto alle interferenze, e quindi come se l’hardware fosse in grado di gestire segnali con più potenza di quella in realtà in gioco. Anche l’agire sul sistema di antenne con cui viene equipaggiato un ricetrasmittitore, impatta in modo più o meno positivo sulla quantità di potenza che il modulo finale deve erogare. Chiaramente al di là delle tecniche di ottimizzazione del collegamento radio e del rendere la potenza necessaria alla sua realizzazione del valore più esiguo possibile, la potenza erogata dal PA deve essere chiaramente adeguata alla perfetta realizzazione del collegamento stesso. Il rendere la potenza erogata del valore più basso possibile, è un aspetto ed esigenza che si impone sempre più in maniera vincolante per un progettista di amplificatori di potenza, da pochi anni a questa parte. Vi sono due diversi aspetti che fanno tendere in tal senso. Uno è sicuramente l’aspetto legato alla compatibilità elettromagnetica e quindi alla qualità della vita dell’utente ultimo dell’apparato. L’altro aspetto, non trascurabile, riguarda la necessità di avere una efficienza di conversione la più alta possibile e di conseguenza se si parla di efficienza di sistema, tutti i componenti a quest’ultimo associati devono presentare un rendimento di conversione elevato. Questo discorso è valido per tutti i sistemi di nuova generazione, e ancor di più dove le risorse energetiche sono limitate. Si pensi ad esempio ai ponti ripetitori di segnale dislocati in luoghi angusti e lontani dal poter essere raggiunti dalla normale linea elettrica di alimentazione e quindi alimentati da sistemi di energia alternativa come pannelli solari o combinazione di questi ultimi con sistemi eolici, risulta evidente in questi casi la necessità di disporre di tecnologie che presentino efficienze elevate. Questo discorso è ancor più valido sui satelliti artificiali. L’energia presente a bordo dei satelliti artificiali è una risorsa importantissima che va centellinata per ogni singolo modulo presente nella struttura che compone l’apparecchiatura. Solitamente il modulo di potenza dei satelliti presenta come stadio finale un TWT, (Travelling Wave Tube), un Klystron o comunque dei dispositivi basati su tecnologie derivanti da strutture guidanti dette *ad onda* lenta, facenti parte della branca dei tubi a vuoto. Questi sono dispositivi che offrono caratteristiche molto interessanti in termini di affidabilità, potenza erogabile, efficienza, linearità,

Introduzione

punto di intercetta del terzo ordine ed altro. Di contro hanno sicuramente le dimensioni, il peso, le tensioni necessarie al loro corretto funzionamento. Queste tre deficienze e i valori di potenza erogabili dalle ultime tecnologie di realizzazione di dispositivi MIMIC, hanno ultimamente portato in discussione l'uso di tubi a vuoto a bordo dei satelliti. Questo perché il costo per la posa in orbita di un satellite è veramente oneroso, e siccome ad oggi non sono più i soli enti governativi che per spese di armamenti e quanto a ciò vicino erano disposti a spendere somme di danaro considerevoli, ma anche privati come enti di telefonia eccetera, abbattere i costi della posa in opera sicuramente è una parte importante della strategia di sviluppo di dette aziende. I costi per chilo sono estremamente elevati, quindi abbattere il peso equivale ad ammortizzare in modo considerevole le su citate spese. Al di là del peso stesso del tubo, e del suo ingombro, la necessità di avere tensioni elevate, comporta la presenza di convertitori di tensione a bordo del satellite stesso. Convertitori che devono prelevare la tensione di bordo delle batterie, ed innalzarle alle tensioni di esercizio del tubo. Ciò si traduce in ulteriori dispositivi e quindi ingombro, altro peso, nonché aumento della possibilità di guasti a bordo essendo presenti altri moduli. Tutto ciò sarebbe sormontabile dall'uso di dispositivi in grado di erogare potenze elevate come gli ultimi LDMOS, ma essendo tecnologia non ancora consolidata da una effettiva sperimentazione di anni di esercizio, sono pochi gli enti che si prefiggono di usare tale tecnologia. Si ricorda infatti che la tecnologia presente a bordo dei satelliti (dispositivi qualificati per lo spazio), solitamente è costituita da dispositivi che hanno superato test di controllo e collaudo e anni di uso in ambiente "normale" per poi essere usati in ambiente spaziale con le dovute precauzioni e necessità del caso. Per tale motivo si cerca di usare invece dispositivi MIMIC di consolidata tecnologia e cercare di combinare insieme questi ultimi, in modo tale da ottenere potenze elevate mantenendo inalterate tutte le loro caratteristiche positive, e soprattutto l'affidabilità. Altri motivi che spingono verso l'uso di dispositivi MIMIC, va cercata anche nelle caratteristiche intrinseche che questi presentano se combinati insieme. Questo è l'argomento che verrà affrontato nella presente tesi.

Concludendo possiamo allora dire che obiettivo della presente tesi, è stato il ricercare modi di divisione/combinazione di segnali, per ottenere alte potenze con

Introduzione

l'uso di dispositivi a tecnologia integrata, qualificati per lo spazio. Tutto ciò porta ad un'alta riduzione dei costi di posa in opera. Anche la riuscita di ogni singola posa in orbita viene aumentata, considerando che la fase di lancio è quella in cui avviene la maggior parte dei guasti (dovute in principal modo a stress meccanici e termici), dei dispositivi del pay load. Questo aumento è chiaramente dovuto al numero inferiore di moduli (convertitori di tensione a altro), presenti a bordo del satellite stesso.

Capitolo 1

In questo capitolo verranno introdotti e analizzati i principali tipi e “famiglie” di divisori/combinatori utilizzati in elettronica, analizzando solamente gli aspetti più importanti senza scendere nei particolari della progettazione stessa. Molte di queste strutture risultano essere i punti di partenza per molte altri tipi di strutture.

Divisori e combinatori.

Esistono diverse tecniche di divisione-combinazione, e possiamo dire che il discreto numero perviene da una parte dal continuo e dovuto evolversi della tecnologia e dalla ricerca stessa, nonché dalla necessaria predisposizione delle suddette strutture per applicazioni particolari. In Figura 1 è possibile vedere una suddivisione delle più conosciute tecniche di divisione/combinazione.

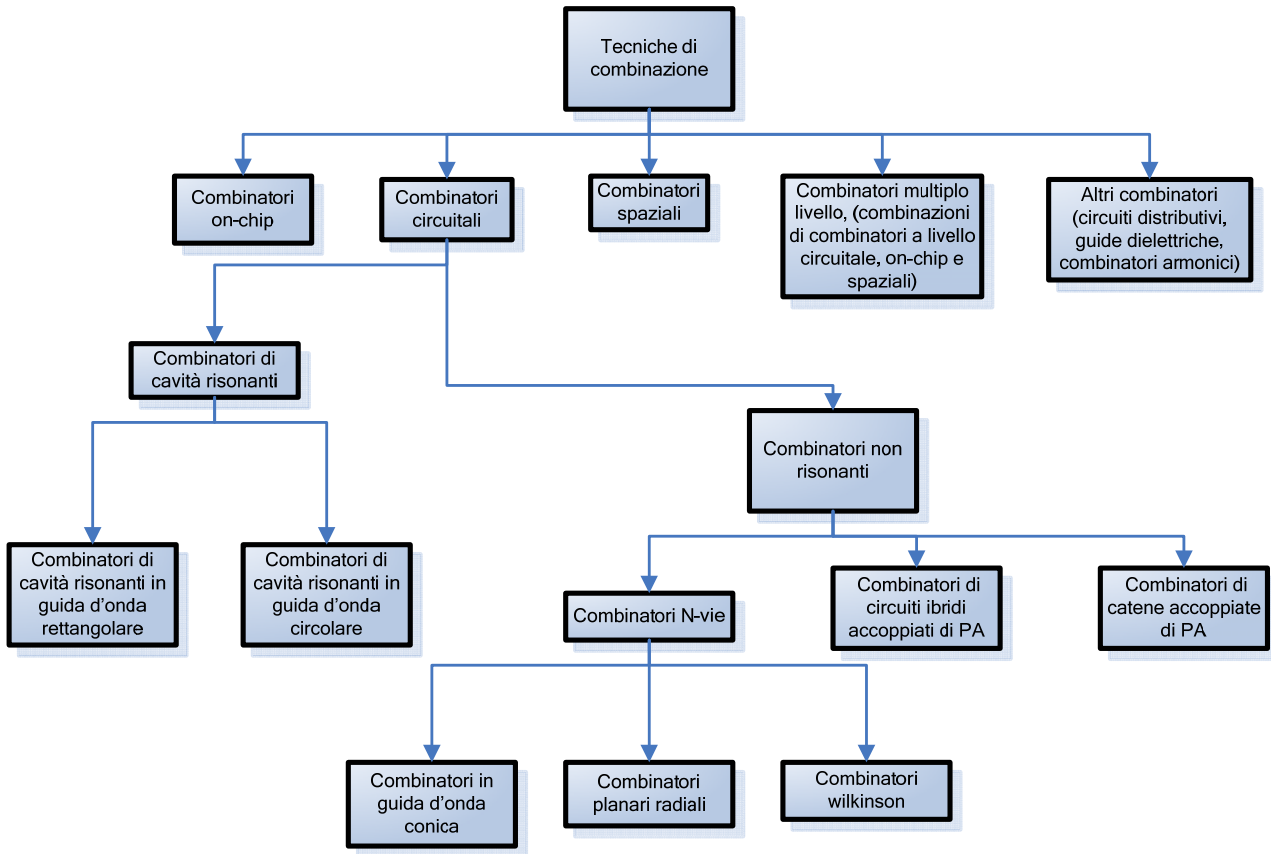


Figura 1 Tipi diversi di strutture di divisione/combinazione.

Quando si usano tali tecniche, si parte chiaramente dal presupposto che i dispositivi presentino delle caratteristiche le più possibili simili. Anche le reti di divisione/combinazione si cerca di realizzarle con identiche caratteristiche in modo tale da avere andamenti uniformi per quanto riguarda la fase e l'ampiezza dei segnali. Per raggiungere un determinato livello di potenza il progettista solitamente sceglie di usare dispositivi con ampie "aree attive", questo per cercare di minimizzare il numero dei dispositivi necessari per il raggiungimento dei valori di potenza prefissati, nonché la complessità delle reti necessarie per parallelizzare i dispositivi stessi. Questo modo di procedere, logicamente giusto per il raggiungimento di un certo livello di potenza, non può essere seguito se vi sono importanti restrizioni da un punto di vista di efficienza e bassa distorsione di fase. In taluni casi risulta migliore la soluzione che prevede l'uso di dispositivi con piccola periferia di gate, che però presentano alte efficienze, e basse distorsioni di fase, rispetto a dispositivi che hanno periferie di gate maggiori. Vi sono ulteriori

vantaggi dall'uso di dispositivi con periferia di gate minore, quale ad esempio i costi inferiori della produzione, la riduzione del rumore di fase che diminuisce come $1/N$ (con N numero dei dispositivi combinati), se confrontato con il rumore derivante dall'uso di dispositivi di potenza con una grande area attiva [5]. In altre parole il miglioramento relativo al rumore di fase può essere aumentato combinando più amplificatori. Vi è da aggiungere che l'uso di amplificatori con piccola periferia di gate, permette di raggiungere più facilmente ampie larghezze di banda. Anche per questi motivi, spesso si ricorre a strutture di divisione/ricombinazione.

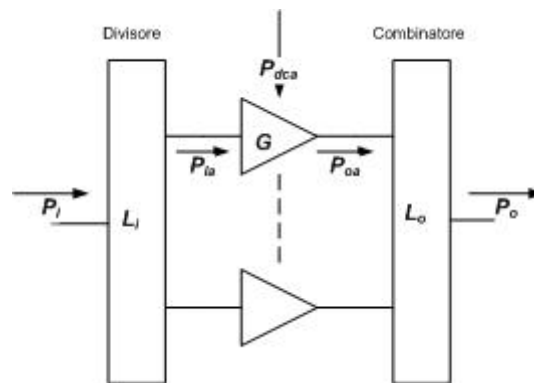


Figura 2 Combinatore "standard".

Un combinatore di tipo "standard" potrebbe essere rappresentato come in Figura 2, dove sono evidenziate le potenze di ingresso e di uscita alla struttura stessa, che vengono usate per la stima delle perdite ed altro. Le perdite dovute alla divisione di ingresso e alla ricombinazione di uscita, sono denotate con L_i ed L_o rispettivamente. Ad esempio, assumendo la connessione di due dispositivi, che il divisore presenti un buon adattamento e che i dispositivi siano uguali, è possibile stimare l'efficienza di conversione del combinatore come .

$$\eta_c = \frac{P_o}{N \cdot P_{oa}} = L_o \quad [1]$$

Dove con P_o si denota la potenza totale di uscita dell'intero sistema, e con P_{oa} la potenza di uscita di ogni singolo amplificatore presente all'interno del sistema.

Capitolo 1

La PAE di ogni singolo amplificatore presente in Figura 2 può essere definita come :

$$\eta_a = \frac{P_{oa} - P_{ia}}{P_{dca}} = \frac{P_{ia} \cdot (G - 1)}{P_{dca}} \quad [2]$$

Dove con G si denota il guadagno di ogni singolo amplificatore di potenza, e con P_{dca} la potenza in continua necessaria al funzionamento di ogni singolo amplificatore. Usando la notazione di Figura 2, possiamo scrivere una relazione generalizzata riferita alla PAE di una struttura di divisione/combinazione data da :

$$\eta_{sis} = \frac{P_o - P_i}{P_{dc}} = \frac{P_i \cdot (L_i \cdot G \cdot L_o - 1)}{N \cdot P_{dca}} = \frac{(L_i \cdot G \cdot L_o - 1)}{L_i \cdot (G - 1)} \cdot \eta_a \quad [3]$$

Dalla relazione appena descritta, si evince che all'aumentare del guadagno G le perdite dovute alle strutture passive diventano via via meno significanti. Combinando insieme le ultime due espressioni, si può facilmente verificare con semplici passaggi algebrici che all'aumentare del guadagno G , $\eta_{sis} \rightarrow \eta_a \eta_c$.[5].

Gli alti guadagni raggiungibili con dispositivi che hanno piccole periferie di gate, permettono di compensare le perdite dovute alle strutture passive, e quindi mantenere alti i livelli di efficienza dei divisori/combinatori utilizzati in tali strutture. Per mantenere alto il livello del guadagno di una struttura di combinazione, si può introdurre l'uso di un preamplificatore di ingresso. La presenza di un preamplificatore, aumenta il dispendio di potenza in continua necessaria al funzionamento del combinatorio, però fa sì che venga migliorato l'efficienza di tutta la struttura come precedentemente evidenziato.

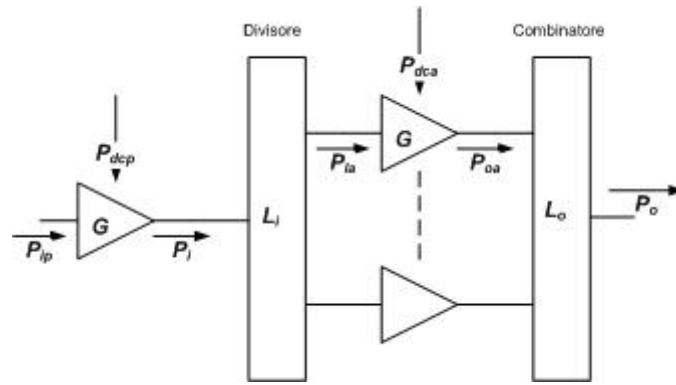


Figura 3 Combinatore "standard" con preamplificatore.

Prendendo in considerazione lo schema di principio di Figura 3 si può scrivere l'equazione relativa all'efficienza di sistema come:

$$\eta_{sis} = \frac{(G_p \cdot L_i \cdot G \cdot L_o - 1)}{\frac{1}{\eta_a} \cdot (G_p \cdot L_i \cdot (G - 1)) + \frac{1}{\eta_p} \cdot (G_p - 1)} \quad [4]$$

Dove con η_{sis} viene denotata l'efficienza del preamplificatore, ed è definita come :

$$\eta_p = \frac{P_i \cdot (G_p - 1)}{P_{dcp}} \quad [5]$$

Quando si è nelle condizioni di simmetria della struttura, e nell'equivalenza delle efficienze dei PA presenti all'interno della struttura ($L_i = L_o, \eta_p = \eta_a, G_p = G$), la relazione relativa all'efficienza di tutta la struttura diventa :

$$\eta_{sis} = \frac{G \cdot L_o - 1}{(G - 1)} \cdot \eta_a \quad [6]$$

L'espressione di cui sopra risulta essere identica a quella nel caso dell'assenza del preamplificatore, nel qual caso non vi fossero perdite dovute alla rete di ingresso ($L_i = 1$).

I combinatori spaziali, rispetto ai planari, hanno delle efficienze di divisione/combinazione relativamente basse, poiché tutto dipende molto dal numero dei dispositivi che vengono combinati insieme. Questo è dovuto al fatto che la maggior parte dell'efficienza dei combinatori spaziali viene persa

tipicamente a causa dei fenomeni di diffrazione o alti modi di propagazione che si vengono a creare nelle strutture. Proprio per tale motivo il reale vantaggio dei combinatori spaziali è che l'efficienza è approssimativamente indipendente dal numero dei dispositivi che si intende combinare.

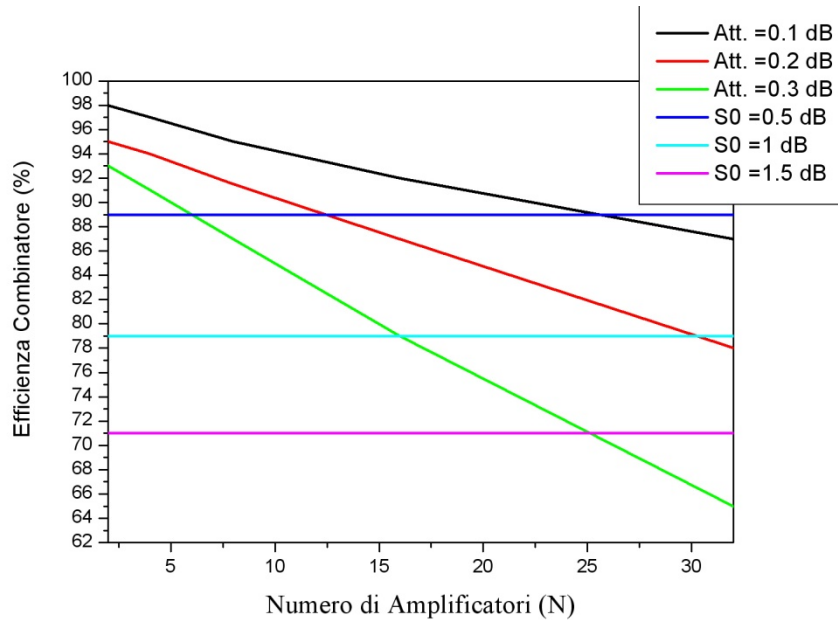


Figura 4 Andamento dell'efficienza di combinatori Planari e Spaziali.

Da quanto riportato in Figura 4, si può affermare che quando il numero N dei dispositivi attivi da combinare è superiore a 32, i combinatori spaziali risultano avere un'efficienza maggiore di una qualsiasi struttura planare. Un combinatorio planare presenta una perdita complessiva definita come :

$$L_o = \alpha^k \tag{7}$$

dove α è la perdita per ogni singolo stadio, mentre $k = \log_2 N$ è il numero di stadi.

Nel caso dei combinatori spaziali invece si ha che le perdite hanno andamenti dati dalla relazione (Figura 4):

$$L_o = S_o \tag{8}$$

Per stimare con precisione il numero N per cui conviene usare l'una o l'altra tecnologia di divisione/combinazione, si fa uso della seguente relazione :

Capitolo 1

$$N_c = 2^{\frac{S_o[dB]}{\alpha[dB]}}$$

[9]

Ad esempio in banda “X” un combinatore Wilkinson presenta un’attenuazione $\alpha=0.15$, mentre un combinatore spaziale presenta un $S_o=0.5$ [5]. Con tali parametri si stima un numero N_c pari a circa 10. Quindi è possibile affermare che per avere l’ottimo, se il numero dei dispositivi da combinare è maggiore di 10, a causa del valore di potenza richiesta, è conveniente usare la tecnica spaziale. Quando la potenza di uscita richiesta è maggiore di $N_c \cdot P_a^{\max} \cdot S_o$ allora è chiara la convenienza dell’uso di combinatori spaziali.

L’uso di un discreto numero di dispositivi combinati per il raggiungimento di un certo livello di potenza, comporta un miglioramento dal punto di vista del rumore di fase.

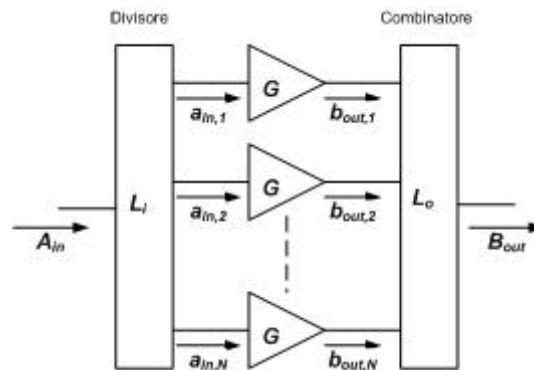


Figura 5 Schema combinatore per l’analisi del rumore di fase.

Con riferimento alla Figura 5, possiamo scrivere che il segnale applicato in ingresso è della forma :

$$A_{in} = A \cdot \cos(\omega \cdot t + \delta\theta_{in})$$

[10]

Dove con $\delta \cdot \theta_{in}(t)$ si denotano le fluttuazioni del rumore di fase tempo dipendenti del segnale di ingresso.

Considerando per semplicità un power splitter lineare e a larga banda, possiamo scrivere che il segnale in ingresso ad ogni amplificatore è del tipo:

Capitolo 1

$$a_{in,i} = \frac{A}{\sqrt{N}} \cdot \cos(\omega \cdot t + \delta\theta_{in}) \quad [11]$$

Il rumore di fase all'uscita di ogni singolo amplificatore, ha due contributi principali : il rumore $\frac{1}{f}$ e chiaramente il rumore derivante dalle non linearità del dispositivo stesso. Esula da questa analisi andare ad investigare le sorgenti del rumore, ma cercare di capire come varia questo in funzione del numero degli amplificatori presenti nel divisore/combinatore. Il segnale di uscita da ogni singolo stadio può essere scritto come:

$$b_{out,i} = \frac{A \cdot G}{\sqrt{N}} \cdot \cos(\omega \cdot t + \delta\theta_{in} + \delta\varphi_i) \quad [12]$$

La potenza totale sarà data dalla somma e quindi possiamo scrivere che :

$$B_{out} = \sum_{i=1}^N \frac{b_{out,i}}{\sqrt{N}} = \frac{A \cdot G}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N \cos(\omega \cdot t + \delta\theta_{in} + \delta\varphi_i) = A \cdot G \cdot \cos(\omega \cdot t + \delta\theta_{out}) \quad [13]$$

$$\delta\theta_{out} = \delta\theta_{in} + \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \delta\varphi_i \quad [14]$$

Dalla precedente espressione si evince che all'aumentare del numero N dei dispositivi interessati dall'essere combinati, diminuisce il valore del rumore di fase.

Questo risultato poteva in qualche modo essere predetto, in quanto il progettista ha interesse a far ricombinare in fase il segnale utile sul combinatoro di uscita. Quindi vi saranno opportuni sfasamenti per raggiungere tale obiettivo. Alla luce di ciò la medesima cosa non può essere affermata per il rumore; questo si ricombinerà in uscita in maniera stocastica e quindi il suo livello sarà sicuramente inferiore al caso in cui venga sommato in fase (situazione inverosimile), e da qui il miglioramento del segnale amplificato in termini di rumore di fase.

Trasmissione di informazione in modo guidato.

Le onde elettromagnetiche sono formate dalla propagazione in un mezzo trasmissivo o nel vuoto di un campo elettrico e di uno magnetico. Essi risultano essere variabili nel tempo ed essendo tali possono veicolare informazione. Le onde elettromagnetiche si formano quando in una regione del mezzo trasmissivo, viene fatta variare (perturbata) una grandezza elettrica o facendo variare una grandezza magnetica. È risaputo che a una variazione elettrica è associata una variazione magnetica e viceversa, e quindi generando perturbazione elettrica o magnetica nel mezzo trasmissivo, si avrà sempre come risultato la generazione di un fenomeno elettromagnetico. Per le onde piane, esistono due modi principali di propagazione, la propagazione libera e la propagazione guidata. La propagazione libera è quella che si ha ad esempio tra due antenne e quindi l'onda nel "portarsi" da un'antenna all'altra, si trova distante da qualsiasi piano metallico. La propagazione guidata invece si ha quando sono presenti delle strutture atte a guidare l'onda. Sono esempi di tali strutture le linee bifilari, i cavi coassiali e le guide d'onda. Possono essere considerati guide d'onda quei condotti che presentano dei coefficienti di riflessione diversi. Si pensi ad esempio al condotto atmosferico che si viene a creare tra la troposfera e la ionosfera e che permette dei collegamenti con poca potenza di trasmissione, proprio grazie alla presenza di tale fenomeno (indici di rifrazione diversi dei due strati). Anche una fibra ottica è una guida e gli indici di rifrazione del nucleo e del mantello sono diversi proprio per confinare il segnale al suo interno e non farlo disperdere né tanto meno attenuare. Una guida d'onda può allora essere rappresentata con buona approssimazione come due superfici metalliche parallele.

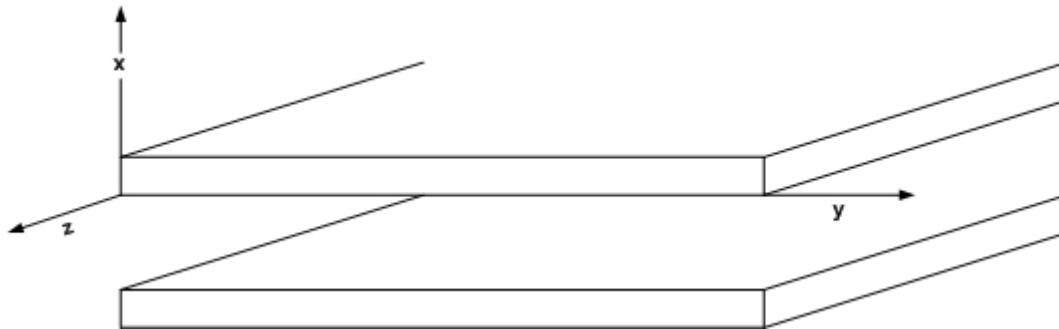


Figura 6 Facce metalliche parallele atte a costituire una guida d'onda.

Sfruttando la simmetria presentata dalla struttura, e sotto altre ipotesi, possiamo affermare che lo studio della propagazione in tale guida d'onda è riconducibile a studiare la componente longitudinale sia del campo elettrico che di quello magnetico (E_z , H_z).

Detto ciò si distinguono i tre casi principali di propagazione :

- Modo TM in cui si hanno rispettivamente

$$E_z \neq 0 \text{ e } H_z = 0$$

Ossia il campo magnetico H si trova sul piano ortogonale alla direzione di propagazione (asse Z).

- Modo TE in cui si hanno rispettivamente

$$E_z = 0 \text{ e } H_z \neq 0$$

Ossia il campo elettrico E giace sul piano ortogonale alla direzione di propagazione (asse Z).

- Modo TEM in cui si hanno rispettivamente

$$E_z \neq 0 \text{ e } H_z \neq 0$$

Sia il campo elettrico E che il campo magnetico H si trovano sul piano ortogonale alla direzione di propagazione (asse Z).

Capitolo 1

La microstriscia è un tipo di struttura guidante sulla quale ci si propaga il modo detto quasi TEM. In pratica il modello approssima la componente longitudinale della propagazione a zero, in modo tale da ricondursi a studiare solo i campi presenti sul piano ortogonale al verso di propagazione. In tale modello non esiste la frequenza di *cut-off*. Nel modello non vengono prese in considerazione le perdite, e quindi la costante di propagazione γ sarà composta dalla sola parte immaginaria β che vale :

$$\beta = \omega \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{eff}} \quad [15]$$

La costante dielettrica è dipendente dalla geometria della microstriscia stessa e possiamo affermare che $\varepsilon_{eff} \neq \varepsilon_0$.

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{\beta}{\beta_0} \right)^2 \quad [16]$$

$$\beta_0 = \omega \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0} \quad [17]$$

Per quanto concerne le strutture planari che vengono usate per effettuare divisione e/o ricombinazione, possiamo affermare che quelle più conosciute ed utilizzate da cui poi derivano anche gli altri tipi di strutture, sono il branch line, il rat race ed il Wilkinson.

Branch line.

Il branch line si presenta come una rete quattro porte passiva[1]. La struttura (Figura 7) ha due piani di simmetria e di conseguenza per quanto concerne la matrice dei parametri di scattering, si hanno le seguenti relazioni :

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$$

$$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43}$$

$$S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32}$$

$$S_{31} = S_{13} = S_{24} = S_{42}$$

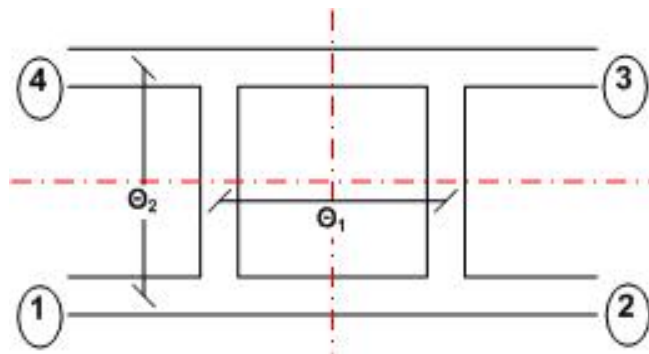


Figura 7 Branch Line.

La simmetria viene sfruttata per lo studio della matrice di scattering del branch line, che “gode” anche della proprietà di reciprocità. Questa, come altre strutture passive note in elettronica, è molto importante poiché la sua configurazione “classica” trova molte varianti che le permettono di trovare applicazioni in diversi contesti. Un esempio potrebbe essere quello presentato in [1] un lavoro dove è stata presa la struttura “canonica” e si è cercato di diminuirne le dimensioni, andando a ridurre le due lunghezze elettriche Θ_1 e Θ_2 . Queste ultime sostanzialmente determinano l’ingombro fisico della struttura. Le lunghezze in esame dipendono chiaramente dalla frequenza e precisamente devono avere una

lunghezza pari a $\lambda/4$. Per ridurre le dimensioni fisiche del branch line, Θ_1 e Θ_2 sono state sintetizzate con una struttura a “T”.

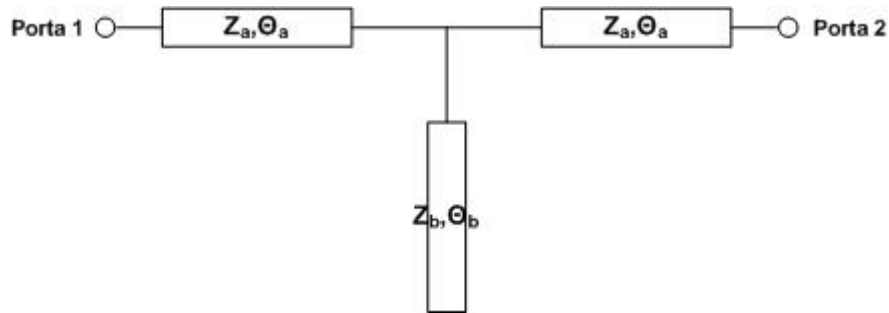


Figura 8 Struttura per la riduzione fisica delle lunghezze Θ_1 e Θ_2 .

In tal modo, come è possibile notare in Figura 9, la presenza delle “T” modifica la forma del branch line. Anche la presenza di una massa distribuita (Defected Ground Structure), al di sotto della struttura contribuisce ad un miglioramento delle prestazioni in banda, rendendola più piatta. L’uso di CAD permette di ottimizzare, a volte anche empiricamente, le prestazioni di queste strutture.

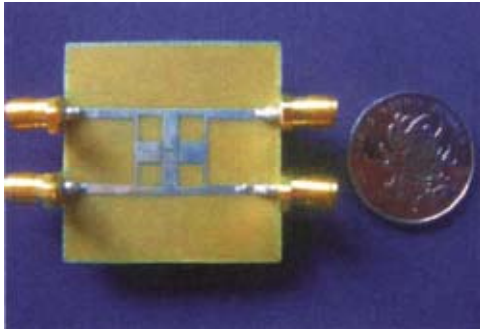


Figura 9 Branch line visto dall'alto.



Figura 10 Branch line visto da sotto.

Il rat race

Il rat race è anch'essa una struttura a quattro porte, ma in questo caso esiste un solo piano di simmetria[2,3]. La matrice di scattering è costruita partendo dal presupposto che valgono le seguenti relazioni:

$$S_{11} = S_{44}$$

$$S_{22} = S_{33}$$

$$S_{21} = S_{12} = S_{34} = S_{43}$$

$$S_{32} = S_{23}$$

$$S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42}$$

$$S_{14} = S_{41}$$

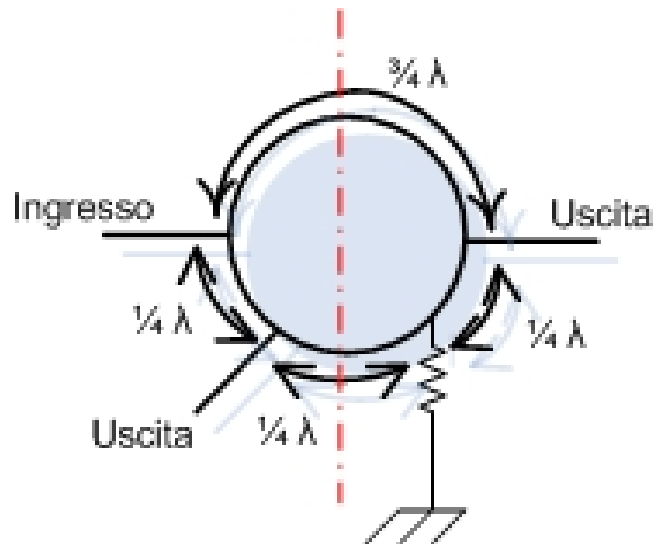


Figura 11 Rat race.

Quella in Figura 11 è la forma “classica” del rat race. Una possibile variante è stata proposta in [2] in cui oltre a trovare una soluzione per ridurre gli ingombri fisici, si è ottenuta anche la soppressione delle armoniche superiori. Quindi è stato possibile avere il controllo su frequenze diverse dalla fondamentale. Per eliminare le frequenze indesiderate, sono stati inseriti dei stub aperti. Questi hanno reso possibile da un lato l’eliminazione delle frequenze indesiderate appunto e dall’altro la riduzione delle dimensioni di tutta la struttura. Anche in questo caso l’uso di un DGS [3] (Defected Ground Structure), ha reso possibile un miglioramento delle prestazioni in banda. Introducendo questi stub aperti si realizza un filtro, quindi oltre ai su citati miglioramenti delle prestazioni, si ha anche la possibilità di ridurre il numero dei dispositivi presenti nel sistema. Si pensi ad una schiera di antenne in cui devono essere eliminate determinate frequenze, sia in ricezione che in trasmissione. Con un dispositivo simile tale incombenza è lasciata direttamente alla struttura passiva che senza dispendio di ulteriori risorse effettua il filtraggio voluto.

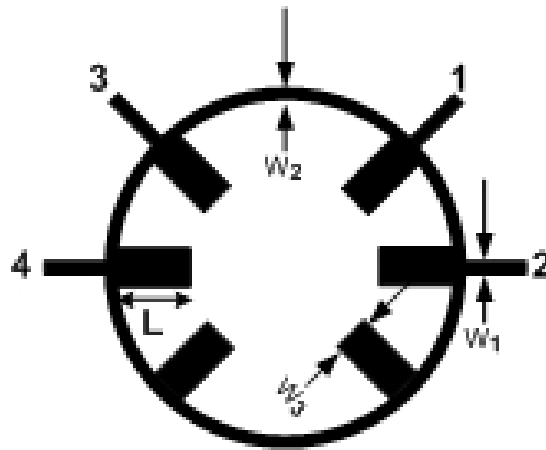


Figura 12 Vista del layout del rat race.

Il Wilkinson

Le strutture viste fino ad ora sono quattro porte [4], ma in realtà vengono usate solo tre porte ed una viene chiusa su di un carico noto. Il Wilkinson invece è una struttura tre porte, e come tale risulta anche essere un pochino più complessa dal punto di vista dell'analisi. Lo studio di tale struttura parte dall'imporre la condizione sulla divisione della potenza tra le due porte di uscita.

$$P_3 = K^2 \cdot P_2$$

Anche per il Wilkinson, sono state effettuate diverse rivisitazioni per raggiungere delle prestazioni particolari a seconda dei casi. Il Wilkinson per sua natura, è una struttura dipendente dalla frequenza di lavoro come anche il branch line ed il rat race, e rendere invece tale oggetto usufruibile anche ad altre frequenze nello stesso istante è cosa sicuramente appetibile, viste anche le ultime applicazioni multi banda di telefonia mobile e altro.

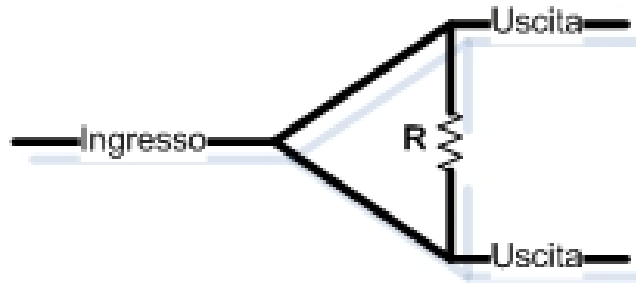


Figura 13 Wilkinson "canonico".

Per estendere la banda di funzionamento del Wilkinson, sono state realizzate dei tratti di linea a diverse impedenze e con lunghezze elettriche differenti [4].

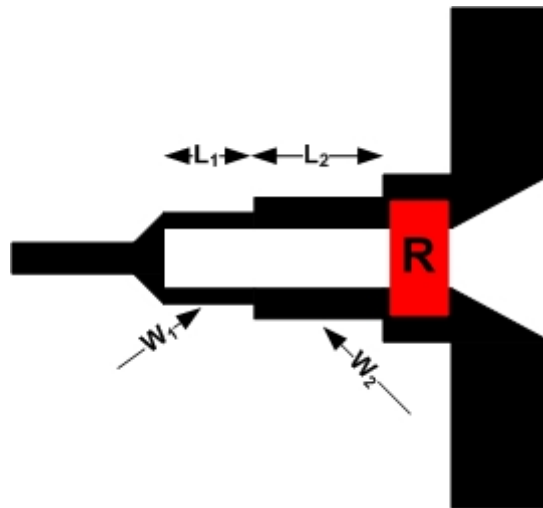


Figura 14 Wilkinson "canonico".

Le due lunghezze L_1 e L_2 e le due larghezze W_1 e W_2 , sono calcolate in modo tale da realizzare un adattamento più ampio e quindi allargare la banda di operatività della struttura. Il resistore R è necessario come è risaputo per disaccoppiare le due porte di uscita.

Il combinatoro Gysel.

Tutte le strutture viste fin'ora, sono legate a delle formule chiuse per quanto riguarda l'analisi e la sintesi. In letteratura esistono anche strutture usate per dividere e/o combinare segnali che fanno riferimento a formule o metodi empirici per conseguire il traguardo preposto. Un esempio di una struttura realizzata con tale metodo è il combinatoro Gysel [6]. Presentata da Ulrich Gysel per la prima volta nel 1975, la struttura deriva dal Wilkinson e operante alla frequenza di 1.15 GHz. Realizzato in stripline, i valori di potenza gestibili dipendono essenzialmente dal materiale usato.

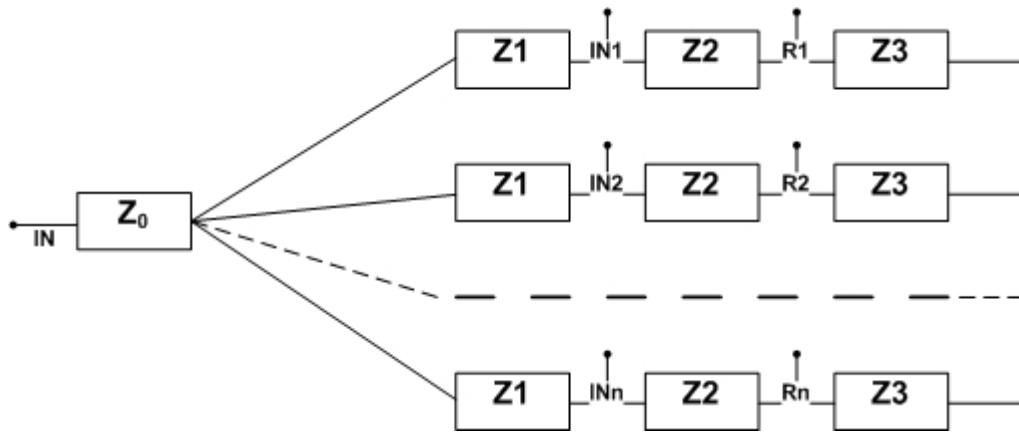


Figura 15 Divisore Gysel.

Come mostrato in Figura 15, sono presenti delle linee a impedenza controllata. I resistori di carico da R_1 a R_n , rendono molto versatile la coniugazione con linee di impedenza diversa dagli usuali 50Ω . Il combinatoro connette insieme otto dispositivi, presentando delle caratteristiche di insertion loss, isolamento tra le porte ed altro, molto performanti. In Figura 16 è possibile notare la struttura completa con al centro il connettore di ingresso/uscita e intorno i connettori per gli otto ingressi/uscite e a fianco il connettore per il carico R di chiusura.

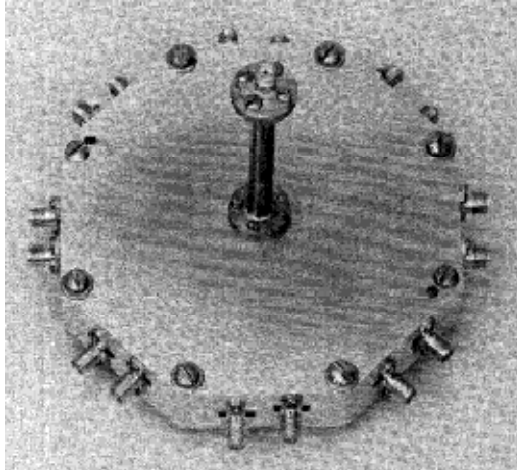


Figura 16 Vista del combinatore.

References

1. **“Design and realization of a new compact branch-line coupler using defected ground structure”**, Huaming Wang,; Xueguang Liu,; Wenfeng Cai,; Hongfang Cao, Solid-State and Integrated-Circuit Technology, 2008. ICSICT 2008. 9th International Conference on 20-23 Oct. 2008 Page(s):1376 - 1379
2. **“Harmonic suppression and size reduction of planar rat- race hybrid couplers”** Mondal, P.; Chakrabarty, A.; Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific 12-15 Dec. 2006 Page(s):671 - 673 Digital Object Identifier 10.1109/APMC.2006.4429509
3. **“Size Reduction and Harmonic Suppression of Rat-Race Hybrid Coupler Using Defected Ground Structure,”**Y. J. Sung, C. S. Ahn, and Y.-S. Kim, *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 14, no. 1, pp. 7-9, January 2004.
4. **“Design of a compact UWB Wilkinson power divider”** Lin Yang; Qing-Xin Chu; International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. ICMMT 2008. Volume 1, 21-24 April 2008 Page(s):360 - 362 Digital Object Identifier 10.1109/ICMMT.2008.4540387
5. **“Some considerations for Optimal Efficiency and Low Noise in Large Power Combiners”** Robert A. York Senior Member, IEEE; Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 49, Issue 8, Aug. 2001 Page(s):1477 - 1482 Digital Object Identifier 10.1109/22.939929
6. **“A New N-Way Power Divider/Combiner Suitable for High-Power Applications”** Gysel, U.H.; Microwave Symposium Digest, MTT-S International Volume 75, Issue 1, May 1975 Page(s):116 – 118

7. **“A simplified design approach for radial power combiners”** Fathy, A.E.; Sung-Woo Lee; Kalokitis, D.; Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 54, Issue 1, Jan. 2006 Page(s):247 – 255
8. **“Millimeter-Wave Power-Combining Techniques”**, Kai Chang, Cheng Sun.; Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 2 MTT-31 Feb. 1983.
9. **“Some considerations for optimal efficiency and low noise in large power combiners”** York, R.A.; Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 49, Issue 8, Aug. 2001 Page(s):1477 - 1482

Capitolo 2

Nel presente capitolo verrà affrontato il discorso relativo alla realizzazione di quello che è stato definito un “Macro Dispositivo”. In pratica facendo riferimento a quanto esposto in precedenza, il sostituire la parte relativa allo stadio finale di potenza, con la combinazione di dispositivi attivi, permette di ottenere diversi vantaggi derivanti dalla tecnologia utilizzata come ad esempio l’abbattimento dei costi. Per poter sviluppare tale concetto si sono rese necessarie diverse conoscenze relative alla combinazione di dispositivi MIMIC, realizzati nelle varie tecnologie. Oltre a ciò, sono state investigate metodologie di progettazione relativamente ai problemi delle oscillazioni che solitamente si hanno quando si è in presenza di dispositivi attivi combinati con strutture passive. Infatti l’analisi della stabilità di amplificatori a microonde, risulta essere una parte preponderante di tutta la progettazione di strutture del genere. Successivamente allo studio e analisi della stabilità della struttura progettata, sono state effettuate le misure dello stesso “Macro Dispositivo”.

Stabilità delle strutture passive.

L'analisi dei circuiti a microonde dove sono presenti dei dispositivi MIMIC, viene effettuata considerando la struttura nel suo complesso una rete due porte. Lo studio della stabilità di tali reti due porte, si rende necessaria per verificare la stabilità ed eventualmente studiare possibili soluzioni per rendere stabili le stesse. I dispositivi MIMIC solitamente sono instabili a bassa frequenza a causa dell'elevato guadagno, e quindi le reti di stabilizzazione spesso possono essere integrate nelle reti stesse di alimentazione. L'analisi della stabilità di una rete due porte si basa sull'esaminare il cosiddetto *Fattore di Stabilità K*. La condizione necessaria e sufficiente per la stabilità può essere riassunta con la seguente relazione :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} > 1 \quad [1]$$

E la contemporanea verifica di una delle seguenti :

$$|\Delta| = |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}| < 1 \quad [2]$$

$$\frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{12} \cdot S_{21}|} > 1 \quad [3]$$

$$\frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{12} \cdot S_{21}|} > 1 \quad [4]$$

$$1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad [5]$$

$$1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad [6]$$

La verifica della stabilità legata alle influenze reciproche che il circuito MIMIC presenta con le porte esterne, non danno informazioni riguardo a possibili oscillazioni che si potrebbero instaurare però all'interno della struttura, e non visibili dall'esterno essendo le porte di "osservazione" disaccoppiate dal circuito stesso. Per verificare la stabilità in tal senso, sono necessari altri tipi di

Capitolo 2

valutazione e studio di queste strutture. Questo poiché potrebbero esistere modi di oscillazioni del circuito che non risultano essere osservabili dalle porte esterne e quindi non analizzabili con l'uso del solo fattore K. Questo è dovuto alla non presenza di correnti e tensioni sulle porte della rete due porte stessa. Come risultato finale, si ha che non è possibile stimare la stabilità globale del circuito attraverso il solo studio delle porte della rete. Vi è poi da dire che l'instabilità si può presentare sia nel caso in cui il dispositivo è interessato da piccoli segnali di eccitazione che nel caso di grandi segnali di eccitazione. Nel primo caso, potrebbe accadere che l'analisi della stabilità dia un parere favorevole, mentre analizzando la stessa struttura nel caso di grandi segnali ciò non è più vero. Questo è dovuto in principal modo a diversi aspetti quali ad esempio i parametri del dispositivo che subiscono delle variazioni quando questo viene interessato da ampi segnali. I parametri che variano sono ad esempio nel caso di un PHEMT le C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} e il G_m . Anche i valori di frequenze multipli della fondamentale che si vengono a generare all'interno della struttura stessa, diventano fonti di possibili oscillazioni. Quando si ha a che fare con strutture che al loro interno hanno più dispositivi attivi, e quindi presentano anche delle reti di reazione all'interno stesso della struttura, bisogna fare uso di tecniche di studio di stabilità più "articolate", che tengo conto di ulteriori informazioni.

Concetto del Macro Dispositivo.

Facendo riferimento a quanto descritto nel primo capitolo in relazione all'uso di dispositivi attivi invece di amplificatori a onda viaggiante per amplificare i segnali a bordo dei satelliti, quello che si è andati a investigare è stata la possibilità di realizzare un Macro Dispositivo combinando dei dispositivi MIMIC di relativa potenza. Così facendo si ha a disposizione un dispositivo formato dall'unione di due o più di questi. È ben diverso il concetto del Macro Dispositivo dal concetto di combinare insieme più dispositivi attivi. Infatti nel combinare insieme più

dispositivi attivi, si inseriscono anche i resistori per controllare le oscillazioni che si potrebbero avere all'interno della struttura di combinazione e altro. Nel caso del Macro Dispositivo invece, quello che si va ad implementare è l'insieme più elementi attivi con una mera struttura passiva. Chiaramente la struttura deve essere tale che sia stabile e che non presenti oscillazioni pari e dispari. In tal caso il risultato sarà un componente che può anche essere caratterizzato come se fosse un singolo dispositivo.

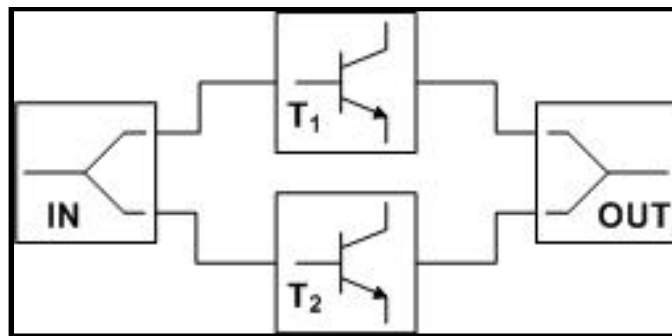


Figura 17 Dispositivi MIMIC combinati tramite struttura passiva.

È stata utilizzata tecnologia GaN sviluppata presso i laboratori della Selex sistemi Integrati. In Figura 18 è riportata la foto al microscopio di un singolo dispositivo in GaN, impiegato per la realizzazione di un Macro Dispositivo.

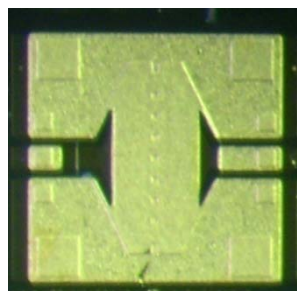


Figura 18 Immagine di un singolo dispositivo MIMIC.

Descrizione della teoria.

La prima cosa necessaria da effettuare è stata quella di verificare e validare la teoria a oggi presente per quanto concerne lo studio della stabilità di strutture passive che inglobano al loro interno componenti attivi. La necessità di avere la certezza che un dispositivo non oscilli è molto importante e lo è ancor di più nel caso dell'implementazione di un dispositivo costituito dal parallelo di due o più di questi[7], soprattutto se si parla di monolitici. Come abbiamo già avuto modo di evidenziare, esistono diversi metodi per lo studio dell'analisi della stabilità di circuiti. Anche i CAD fanno chiaramente uso di questi approcci, come il criterio di Nyquist, o il fattore di Rollet che abbiamo già evidenziato nel precedente paragrafo. Questi approcci hanno la peculiarità di lavorare nel dominio della frequenza ($j\omega$). Tale dominio è quello che viene utilizzato dai vari strumenti di misura e dai simulatori elettromagnetici utilizzati dal progettista per poter giungere a dei risultati validi. Il metodo che è stato usato per lo studio della stabilità della struttura, prevede che quest'ultima sia simmetrica (Figura 17). Il metodo è basato sullo studio dei parametri di scattering. La Figura 17 rappresenta una possibile parallelizzazione di dispositivi MIMIC perfettamente identici, tale da far essere la struttura completamente simmetrica. Il piano di simmetria deve essere orizzontale, e per semplicità si può assumere che la rete di divisione sia uguale a quella di ricombinazione. Il metodo, essendo "legato" alla simmetria della struttura, funziona solo con un numero pari di dispositivi, ed in particolare l'andamento di tale numero va come una potenza di due.

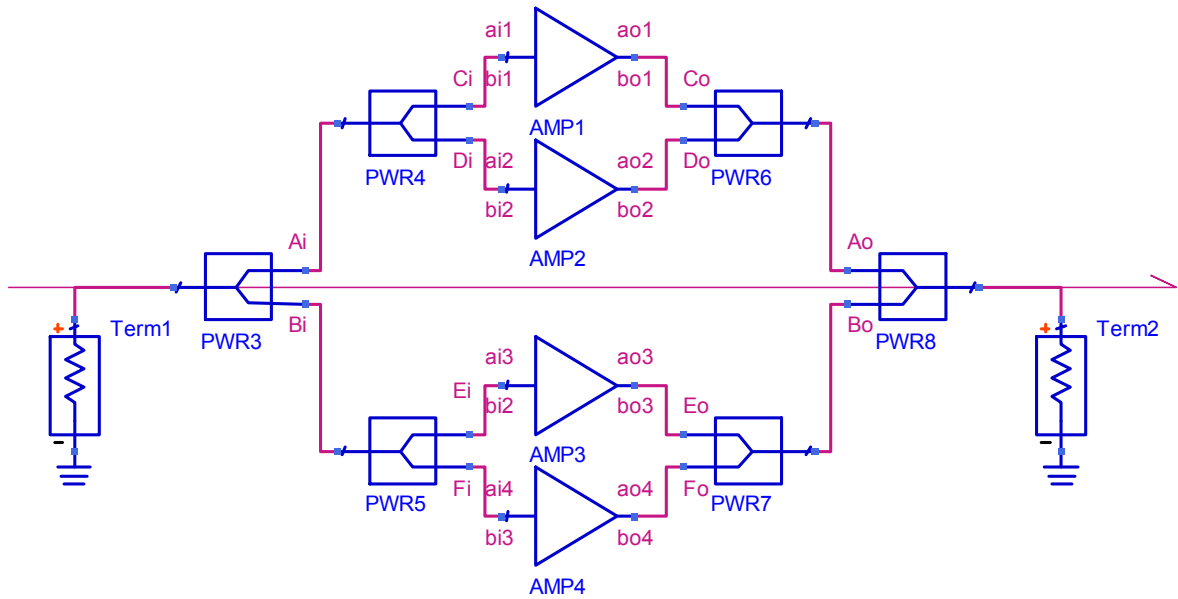


Figura 19 Schematico di una struttura con quattro dispositivi MIMIC.

Facendo riferimento alla Figura 19, grazie alla simmetria si possono scrivere le seguenti relazioni :

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_R \quad [7]$$

$$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = S_{MN} \quad [8]$$

$$S_{13} = S_{14} = S_{23} = S_{24} = S_{31} = S_{32} = S_{41} = S_{42} = S_{MF} \quad [9]$$

Utilizzando le precedenti relazioni si può giungere ad una scrittura dei parametri di scattering :

$$b_1 = S_R \cdot a_1 + S_{MN} \cdot a_2 + S_{MF} \cdot a_3 + S_{MF} \cdot a_4 \quad [10]$$

$$b_2 = S_{MN} \cdot a_1 + S_R \cdot a_2 + S_{MF} \cdot a_3 + S_{MF} \cdot a_4 \quad [11]$$

$$b_3 = S_{MF} \cdot a_1 + S_{MF} \cdot a_2 + S_R \cdot a_3 + S_{MN} \cdot a_4 \quad [12]$$

$$b_4 = S_{MF} \cdot a_1 + S_{MF} \cdot a_2 + S_{MN} \cdot a_3 + S_R \cdot a_4 \quad [13]$$

Il vettore delle onde incidenti viene definito nel seguente modo :

Capitolo 2

$\bar{a} = [a_1, a_2, a_3, a_4]^T$ che è possibile definire come :

$$\bar{a} = \alpha \cdot \bar{m}_1 + \beta \cdot \bar{m}_2 + \gamma \cdot \bar{m}_3 + \delta \cdot \bar{m}_4 \quad [14]$$

Dove si ha che i parametri $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ sono delle quantità scalari, mentre si ha che :

$$\bar{m}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \bar{m}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \quad \bar{m}_3 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}, \quad \bar{m}_4 = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Le precedenti equazioni evidenziano la possibilità per cui il vettore delle onde incidenti (a), può essere espresso come combinazione lineare di vettori linearmente indipendenti $(\bar{m}_1, \bar{m}_2, \bar{m}_3, \bar{m}_4)$, e che quindi realizzano una base per lo spazio delle onde incidenti. Ovviamente la scelta dei vettori $\bar{m}_1, \bar{m}_2, \bar{m}_3, \bar{m}_4$, non è univoca, ma la scelta fatta rende più agevoli i calcoli, nel senso che risulta essere una base per i segnali ciclici e quindi quel tipo di segnali che in qualche modo rendono instabili le strutture che si vuole studiare. Facendo riferimento alle espressioni delle equazioni precedentemente esposte, utilizzando il metodo di sovrapposizione degli effetti il problema dello studio dell'analisi della stabilità può essere ricondotto a studiare la stabilità di quattro modi indipendenti o considerando questi come la base dello spazio dei segnali di eccitazione, i quattro modi fondamentali $\bar{m}_1, \bar{m}_2, \bar{m}_3, \bar{m}_4$. Se per esempio consideriamo il modo \bar{m}_3 , tale modo comporterà che le equazioni 4,5,6,7, portano a scrivere :

$$b_1 = b_2 = -b_3 = -b_4 = b = (S_R + S_{MN} - 2 \cdot S_{MF}) \cdot a \quad [15]$$

Dove :

$$a = a_1 = a_2 = -a_3 = -a_4 = \alpha \quad [16]$$

Dalla [16], andando a sostituire si evince che l'analisi della stabilità per il modo fondamentale \bar{m}_3 , richiede lo studio di un circuito dove la porta di uscita del

Capitolo 2

transistor risulta essere chiusa su di un carico avente un coefficiente di riflessione dato da :

$$\rho_{L3} = \frac{b}{a} = S_R + S_{MN} - 2 \cdot S_{MF} \quad [17]$$

Lo stesso procedimento può essere applicato alla rete di ingresso e caricando la stessa con un coefficiente ρ_{S3} , che chiaramente presenterà la stessa forma analitica di ρ_{L3} , con i parametri di scattering del divisore di ingresso al posto di quelli del combinatorio di uscita. Così ogni modo di oscillazione e ogni singolo transistor e la relativa rete viene analizzata per verificare la stabilità. Questo procedimento può essere implementato su un CAD in maniera tale da snellire sia l'onere dei calcoli che la facilità di “interfacciare” i parametri stessi dei dispositivi misurati con la strumentazione.

Implementazione della teoria su CAD.

Il procedimento descritto nel paragrafo precedente, è stato implementato su CAD Advanced Design System della Agilent Technologies®.

Il dispositivo fornito dalla selex sistemi integrati, è stato misurato e dello stesso sono stati estratti i parametri “S” per alcune diverse polarizzazioni. Dello stesso dispositivo è stato anche realizzato un modello “non lineare”. Con il CAD sono stati verificati i parametri “S” simulati e misurati, in modo tale da avere un riscontro riguardo al corretto funzionamento del modello non lineare. Questo perché anche le curve in continua saranno poi ulteriore oggetto di verifica una volta realizzato il Macro Dispositivo, le curve in continua del singolo dispositivo devono risultare pressoché la metà di quelle del Macro Dispositivo.

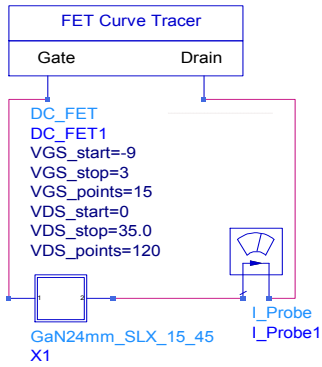


Figura 20 Schematico per la determinazione delle caratteristiche in continua.

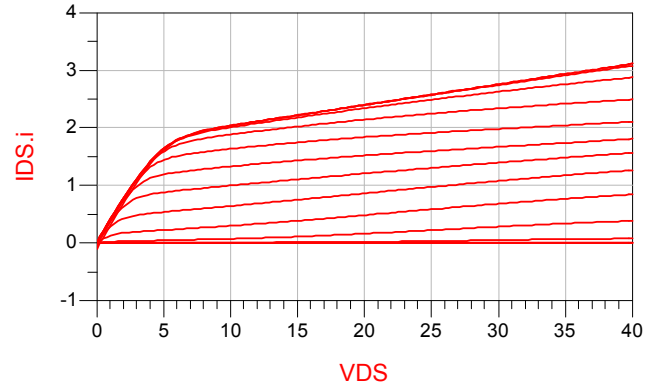


Figura 21 Caratteristiche in continua del dispositivo da 2.4mm.

Una volta verificati gli andamenti delle caratteristiche in continua del dispositivo singolo, si è passati ad analizzare i parametri “S” dello stesso. In Figura 22 sono riportati lo schematico e i risultati della simulazione per la visualizzazione dei parametri “S” di un singolo dispositivo, polarizzato a 18 volt di Drain e -5 volt di Gate. Questa verifica è “dovuta” soprattutto al fatto che l’attendibilità del modello del dispositivo sarà poi necessaria per la successiva progettazione di un ipotetico amplificatore che faccia uso del Macro Dispositivo. Come si può notare dalla figura, gli andamenti sono molto simili se non puntualmente identici per un ampio valore di frequenze. Infatti, anche le simulazioni sono state fatte in un intervallo di frequenze che va da 10 MHz a 40 GHz. In Figura 23 è invece riportato lo schematico del modello del Fet, con tutte le variabili e i parametri necessari a modellizzare i collegamenti del dispositivo attivo fin verso i pad di connessione.

necessaria per ovvi motivi dovuti agli standard di progettazione. Ad esempio nel caso in cui si volessero combinare insieme quattro dispositivi, la chiusura deve essere fatta sul valore dell'impedenza dell'ingresso e quindi con un valore di 25Ω nel caso che l'ingresso di tutta la struttura presenti 50Ω .

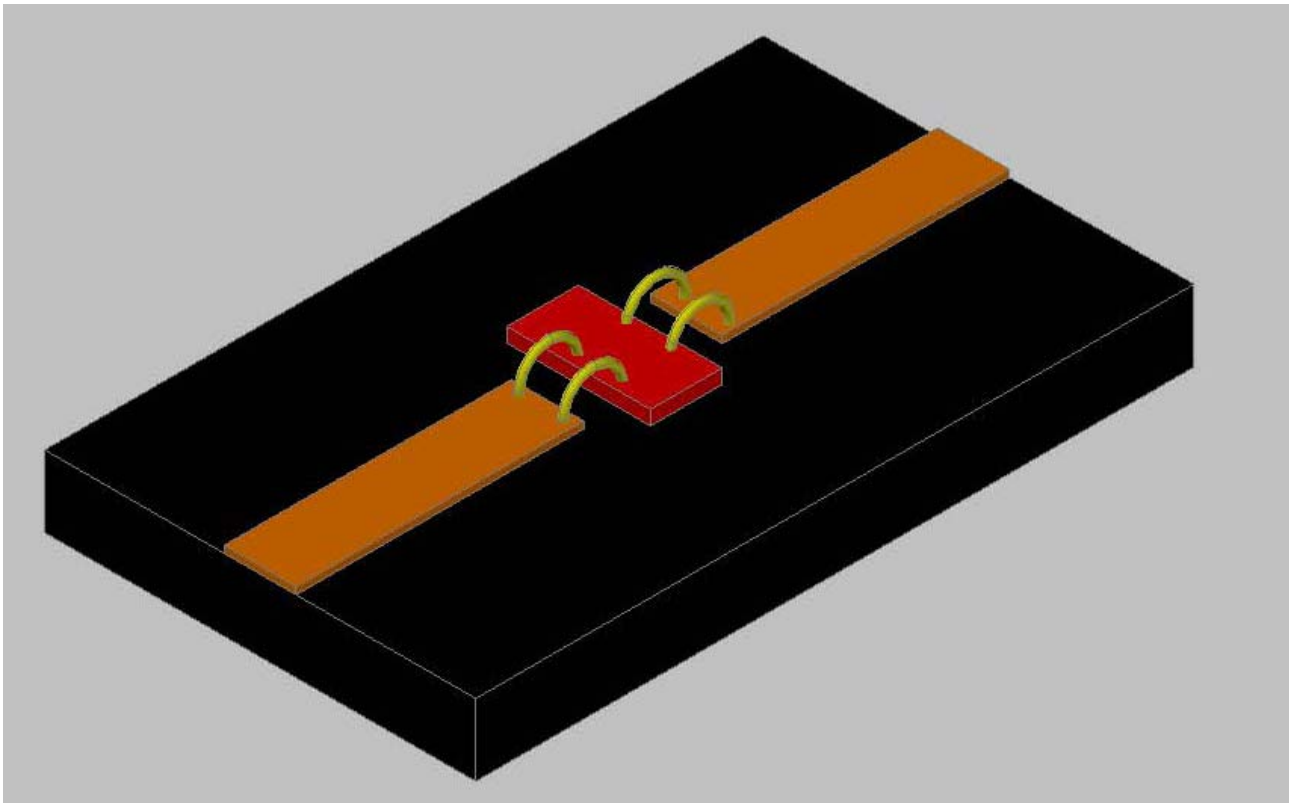


Figura 24 Collegamenti di un dispositivo DIE.

Vengono combinati insieme i due dispositivi, e visualizzati i parametri “S”, per verificare gli andamenti di questi ed osservare se rimangono pressoché gli stessi una volta sostituite le connessioni ideali con la vera struttura del divisore e del combinatore di uscita. In tal modo si potrà verificare quanto i parametri di scattering si discostano da quelli di un singolo dispositivo, da quelli di due dispositivi combinati con reti ideali e da quelli combinati con reti reali. Tale prima verifica potrebbe risultare molto interessante, nel caso in cui il parallelo tra i due dispositivi comporti degli andamenti dei parametri di scattering che in qualche modo potrebbero complicare in modo evidente il successivo utilizzo in una realizzazione di un amplificatore del Macro Dispositivo che si va a realizzare.

Capitolo 2

Questo poiché se i parametri S_{11} ed S_{22} dello stesso si trovano in una regione estrema della carta di smith, risultano chiari gli svantaggi nel proseguire la progettazione di tali reti. Se ad esempio il parametro S_{11} si trova in una regione prossima al corto circuito, bisognerà poi realizzare una rete di adattamento che in qualche modo “allontani” tale parametro da quella regione, questo per permettere una “più semplice” progettazione con l’uso del Macro Dispositivo. La situazione è la medesima di quando si parla di dispositivi di potenza che risultano essere costruiti inserendo all’interno del case, più dispositivi parallelizzati. All’interno del case, vi è una rete di adattamento per avvicinare il più possibile i valori dei parametri S_{11} ed S_{22} , verso i 50 ohm. Infatti, nei cataloghi dei produttori di dispositivi di potenza, vi è la voce che indica se il dispositivo è pre-adattato in ingresso, in uscita o in entrambe le porte. Questa informazione è molto importante, poiché se un dispositivo è pre-adattato sia in ingresso che in uscita, ciò non permetterà di usare tale dispositivo in configurazioni in cui vengono effettuate manipolazioni armoniche. Il motivo risiede nel fatto che i componenti che realizzano il pre-adattamento, inficiano sul comportamento delle varie armoniche che quindi non possono essere controllate direttamente dall’esterno. Nel nostro caso invece, non essendo necessario inserire dei componenti che ottimizzino i parametri S_{11} ed S_{22} del Macro Dispositivo che sarà realizzato, questo potrà anche essere usato per la progettazione di amplificatori in cui si necessita del controllo sulle frequenze armoniche della fondamentale. Una volta verificato quindi che i parametri S_{11} ed S_{22} sono tali da rendere “semplice” un adattamento verso i 50 ohm (in questo caso), si può procedere alla progettazione delle due reti di ingresso e di uscita. In Figura 24 è visualizzato un “canonico” tipo di collegamento tramite fili d’oro (segmenti di colore giallo), dal dispositivo DIE (parallelepipedo di colore rosso), verso delle linee a 50 ohm. Tutto il blocco andrà poi montato all’interno di un contenitore in modo tale da realizzare il dispositivo “ibrido”. Le reti di adattamento di ingresso e di uscita verso i 50 ohm delle linee, sarebbero realizzate sul monoblocco di colore rosso.

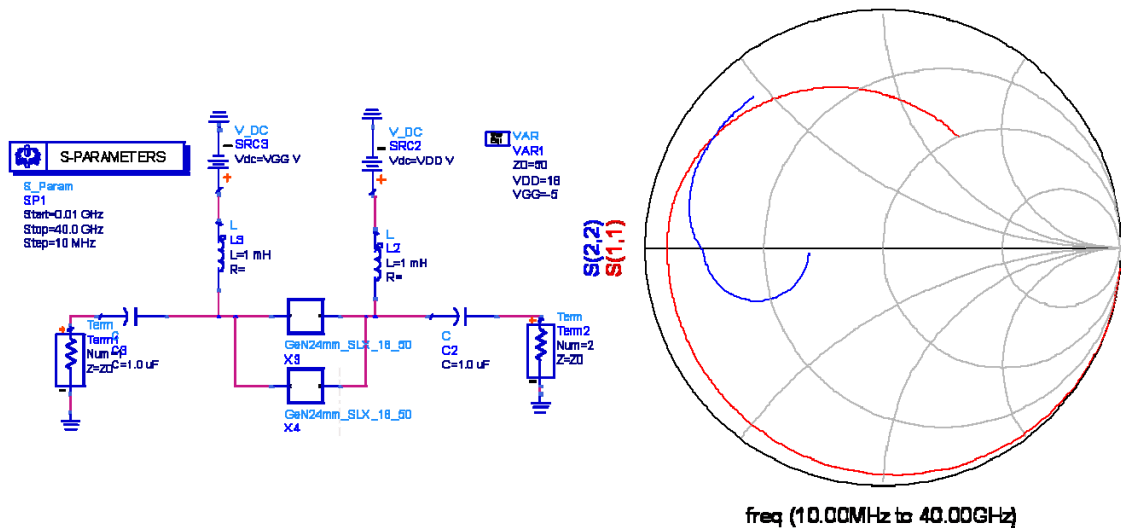


Figura 25 Andamento dei parametri S_{11} e S_{22} di due dispositivi.

La successiva operazione è stata quella di procedere alla progettazione delle due reti di ingresso e di uscita, utilizzando componenti in coplanare (Figura 26).

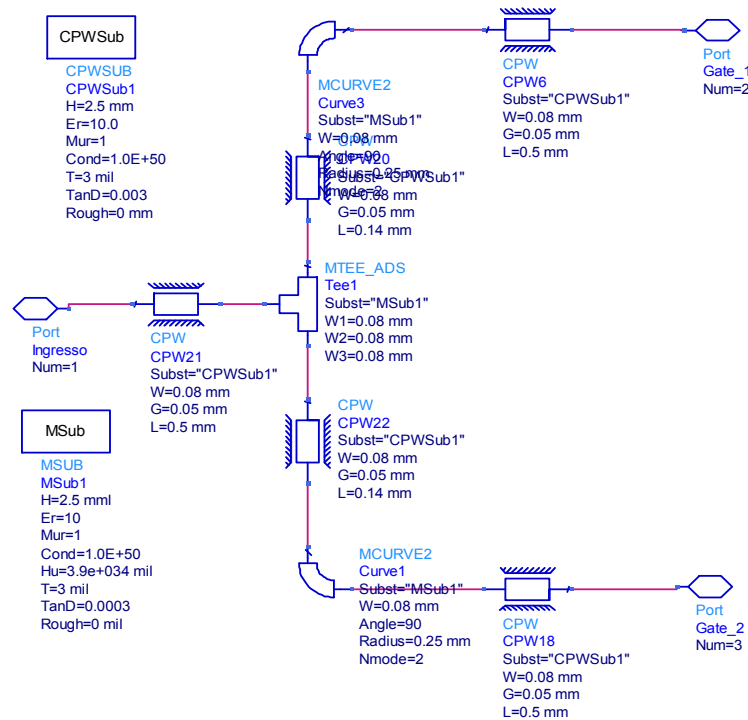


Figura 26 Schematico della rete di ingresso

In Figura 26 è possibile notare che vi sono due definizioni riguardante il substrato, "CPWSub" ed "MSub". Questo è dovuto al fatto che la libreria del CAD non supporta alcuni "elementi base" in coplanare. Le parti relative a curve e altro, devono per forza essere implementati in microstriscia, simulati in tal senso a livello di schematico e successivamente "rivisitati" una volta generato il layout. Infatti, se prendiamo in considerazione un segmento di linea (Figura 27), il simulatore considera tale componente come una linea equi spaziata da entrambi i piani di massa circostanti, e tali piani di massa sono di dimensione infinita. Ora chiaramente il concetto di piano di massa infinito non si può associare ad una curva ad esempio, proprio per un discorso geometrico.

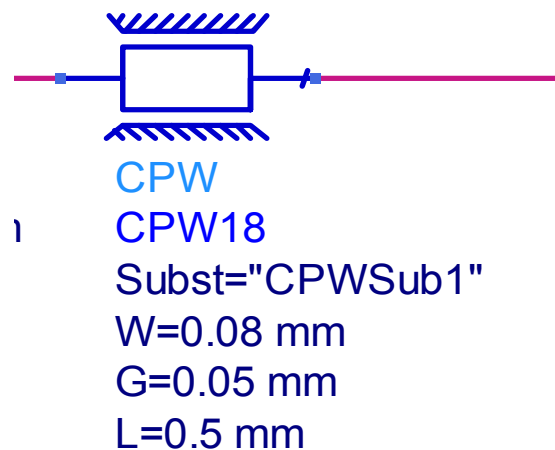


Figura 27 Segmento di linea coplanare.

Anche altri componenti non possono essere rappresentati con una coplanare i cui piani di massa a destra e a sinistra sono infiniti, come ad esempio per le connessioni a "T". il procedimento è quindi quello di simulare il tutto con l'uso di componenti a microstriscia, e di "raffinare" in un secondo momento con l'uso della simulazione elettromagnetica.

Per quanto riguarda il tipo di propagazione su una microstriscia e una coplanare infatti esistono delle differenze, in quanto la coplanare tende a mantenere il campo confinato, mentre la microstriscia presenta delle perdite in aria (Figura 28, Figura 29).

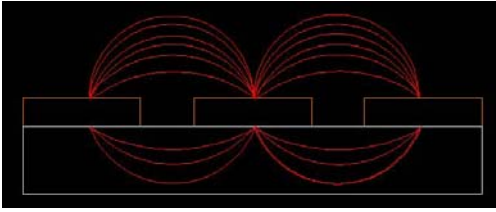


Figura 28 Linee di campo in una struttura coplanare.

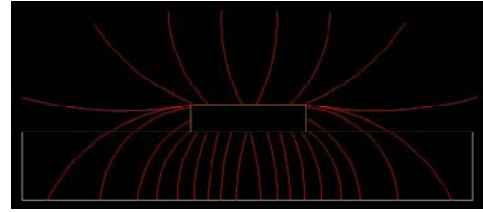


Figura 29 Linee di campo in una microstriscia.

Una volta realizzata la struttura, di divisione di ingresso del tutto analoga a quella di ricombinazione di uscita, sono state inserite all'interno di due blocchetti successivamente usati per fare le simulazioni dei parametri di scattering di tutta la struttura. È dunque la prima fase di realizzazione del Macro Dispositivo.

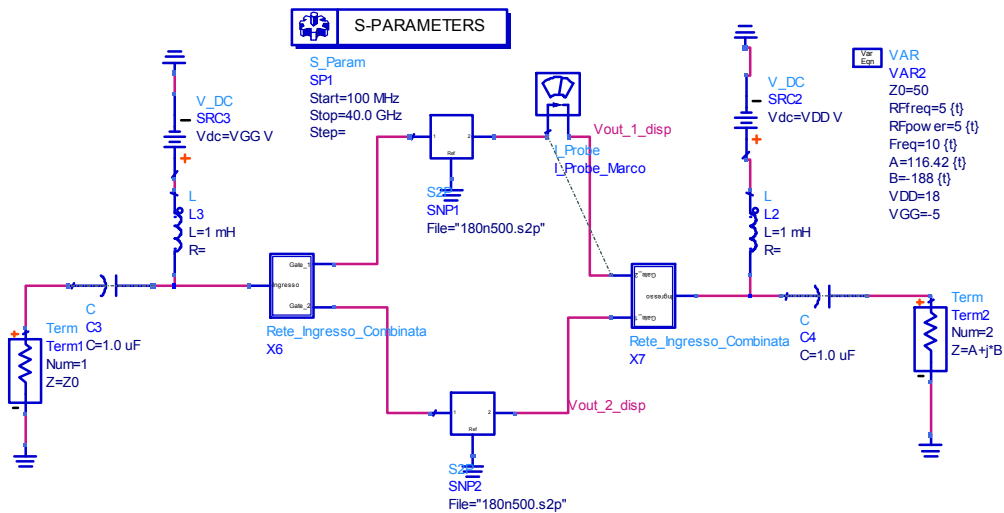


Figura 30 Schematico della combinazione dei due dispositivi con i blocchi contenenti le due strutture di divisione/combinazione.

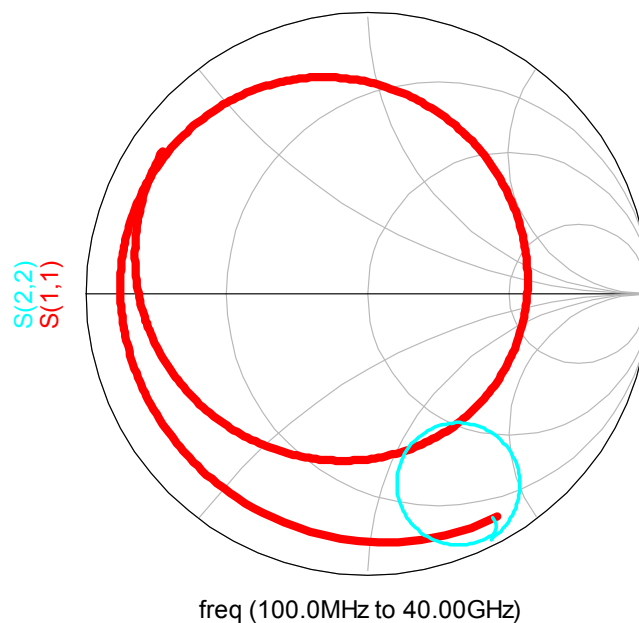


Figura 31 parametri S_{11} e S_{22} della struttura completa.

È possibile notare la differenza dei parametri di scattering dalla configurazione con un solo dispositivo, diversa da quella con due e ancora diversa da quella con due dispositivi combinati con una rete composta da tratti di linea. La Figura 31 fa notare che l'andamento dei parametri è abbastanza distante dal bordo della carta di smith.

Proprio per quanto accennato precedentemente, si dovrà esportare il layout dello schematico della struttura (Figura 32), e su questo fare delle simulazioni elettromagnetiche, in modo da importare i parametri di scattering e simulare nuovamente per determinare la stabilità della struttura attraverso l'applicazione del metodo. Come precedentemente accennato, bisogna evitare qualsiasi tipo di oscillazione all'interno della struttura completa, in maniera tale che in tal modo non essendo presente alcun tipo di oscillazione all'interno, saremo sicuri che non esisteranno possibili oscillazioni di modo dispari.

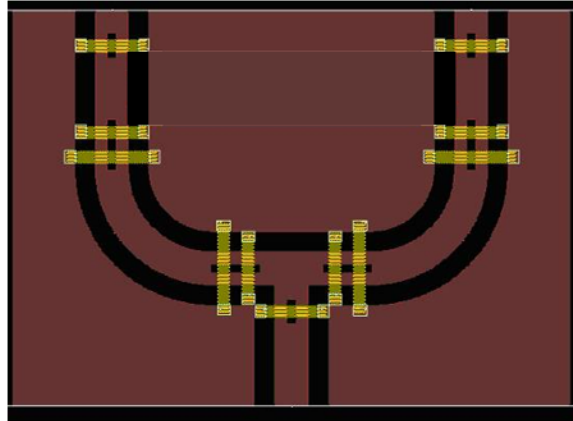


Figura 32 Layout della rete di ingresso/uscita del Macro Dispositivo.

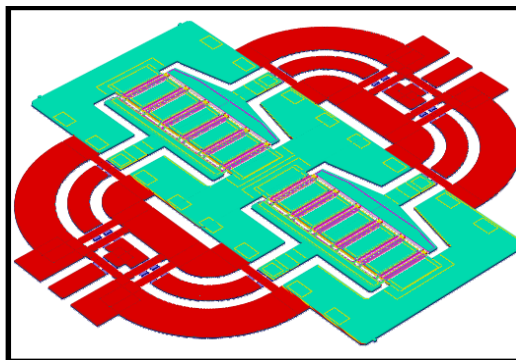


Figura 33 Vista della struttura completa dei due dispositivi.

In Figura 32 è visibile la rete che è stata simulata elettro-magneticamente e di cui sono stati estratti i parametri di scattering, per sostituirli nello schematico e studiarne la stabilità. I segmenti in giallo sono i bridge necessari per il riporto di massa. Questo poiché una qualsiasi struttura di tipo coplanare, deve avere i due piani di massa confinanti il lato caldo della struttura, allo stesso potenziale. Per fare ciò è opportuno che vengano realizzati questi collegamenti i quali altro non sono che dei collegamenti in aria tra le due parti. Altra metodologia è quella di praticare dei fori ed oltrepassare il substrato fino ad arrivare al piano di massa di riferimento sottostante tutta la struttura. Questa operazione è quella che viene effettuata anche per applicazioni discrete. Vengono realizzati dei fori metallizzati che collegano la parte sovrastante con la sottostante. La presenza dei fori deve essere più densa quanto più è alta la frequenza di lavoro. Chiaramente dipende dalla tecnologia il numero di fori che può essere realizzato, che dipende dalla larghezza minima del foro stesso, visto che poi questo deve essere metallizzato e

se non abbastanza largo, potrebbe non crearsi la patina di materiale necessario ad assicurare una perfetta metallizzazione del foro stesso e quindi una buona riuscita del riporto di massa. Nel nostro caso particolare il riporto di massa tramite dei fori metallizzati non è stato reso possibile poiché quando è stato realizzato il prototipo, la tecnologia ancora non era allo stato tale da consentire una corretta riuscita di tali fori. Chiaramente questo è dovuto al fatto che la realizzazione di fori è lasciata a processi chimico fisici che ancora non erano abbastanza “maturi” sulla corretta riuscita degli stessi.

In Figura 33 è invece riportato il layout preliminare ed ancora da ottimizzare, delle reti compresi i due dispositivi da 2.4 mm. Per poter effettuare la realizzazione della struttura finale, la fonderia ha dovuto fornire anche il layout del dispositivo. In tale layout sono visibili i vari strati con cui è realizzato il dispositivo stesso.

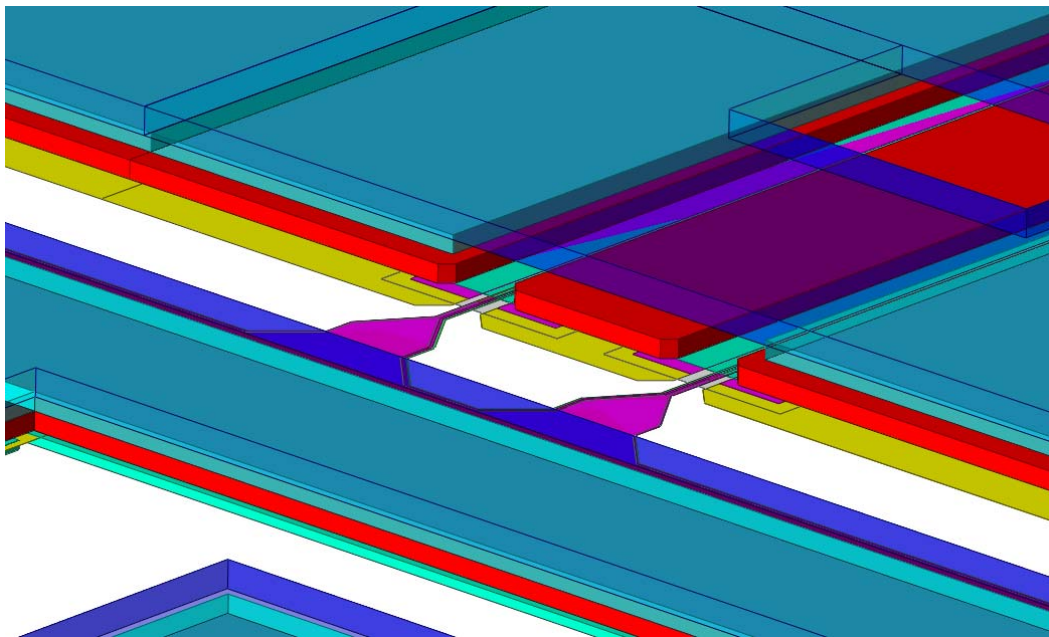


Figura 34 Vista dei finger di Gate del dispositivo.

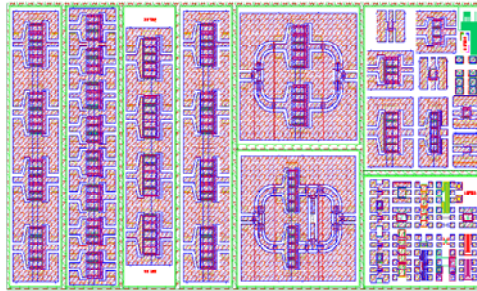


Figura 35 Vista della porzione del Wafer su cui sono presenti alcuni dispositivi, e i Macro Dispositivi.

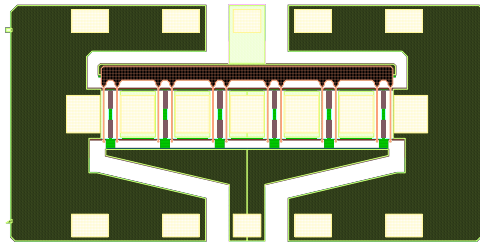


Figura 36 Layout del dispositivo da 2.4 mm.

In Figura 35 è riportata una parte del wafer per la realizzazione di diversi dispositivi attivi, di un Macro Dispositivo di dispositivi più piccoli e combinati tramite rete passiva ed altri elementi necessari per lo studio della tecnologia stessa e delle sue limitazioni quindi. Gli elementi presenti sulla parte sinistra di Figura 35, realizzano connessioni “true”, linee in “aperto” ed altro.

La struttura si può schematizzare come in Figura 37 e Figura 38:

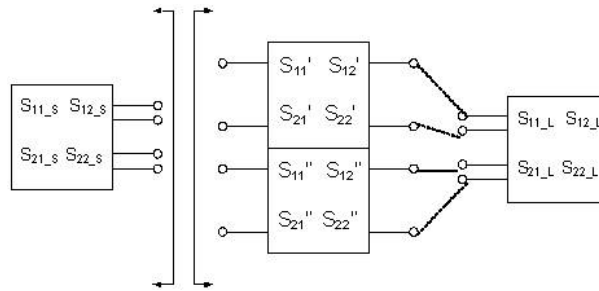


Figura 37. Schema a blocchi della rete per la determinazione delle possibili oscillazioni (1).

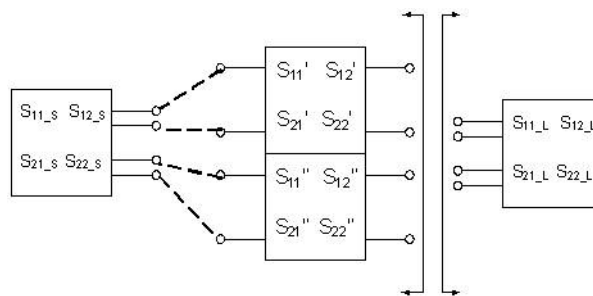


Figura 38 Schema a blocchi della rete per la determinazione delle possibili oscillazioni (2).

Si andranno a studiare i guadagni presenti alle interfacce tra i parametri “S” dei dispositivi e i parametri “S” delle due reti. L’equivalente degli schemi a blocchi di Figura 37 e Figura 38 sono rispettivamente (Figura 39/Figura 40):

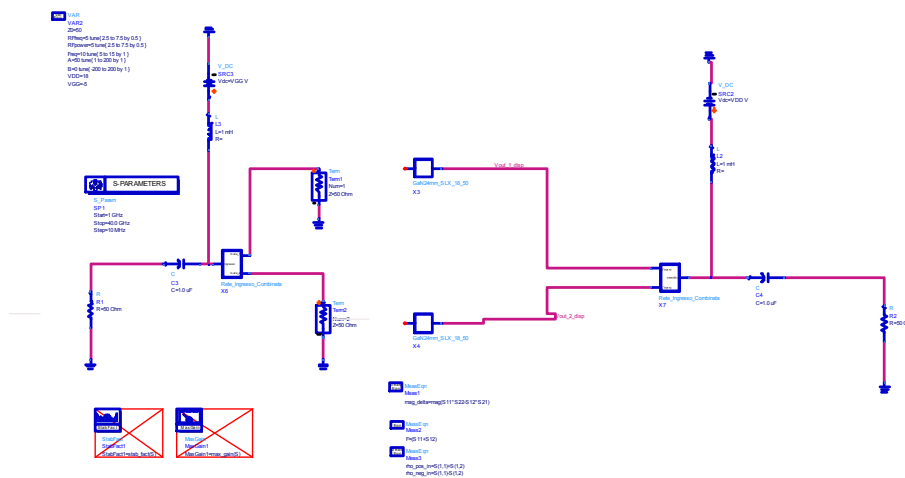


Figura 39 Schematico su CAD per la determinazione dei guadagni (1).

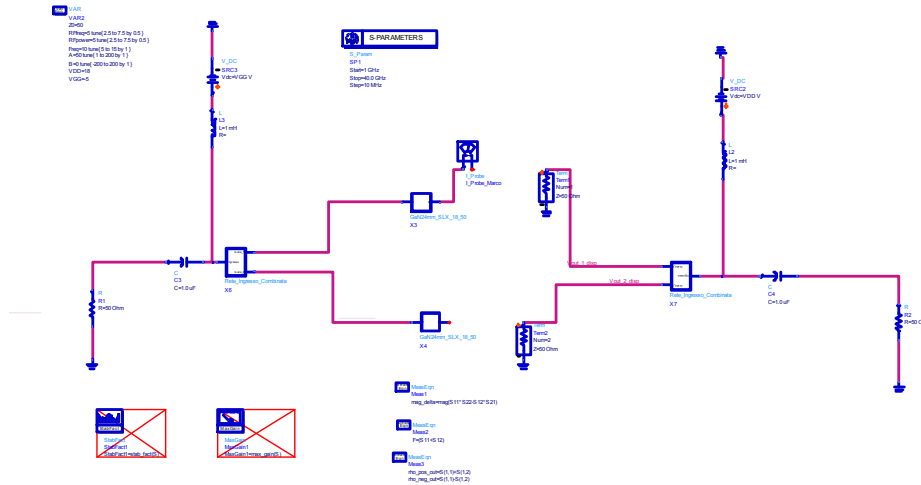


Figura 40 Schematico su CAD per la determinazione dei guadagni (2).

Con gli schematici di Figura 39 e Figura 40 si determinano i parametri definiti come ρ [7].

$$\rho_{_POS_IN} = S_{11S} + S_{12S} \quad [18]$$

$$\rho_{_NEG_IN} = S_{11S} - S_{12S} \quad [19]$$

$$\rho_{_POS_OUT} = S_{11L} + S_{12L} \quad [20]$$

$$\rho_{_NEG_OUT} = S_{11L} - S_{12L} \quad [21]$$

Questi parametri sono necessari per la determinazione dei quattro guadagni dell'anello che si viene a "creare". I file dei quattro parametri sono stati salvati nei rispettivi file, e poi richiamati durante la simulazione a parametri "S" :

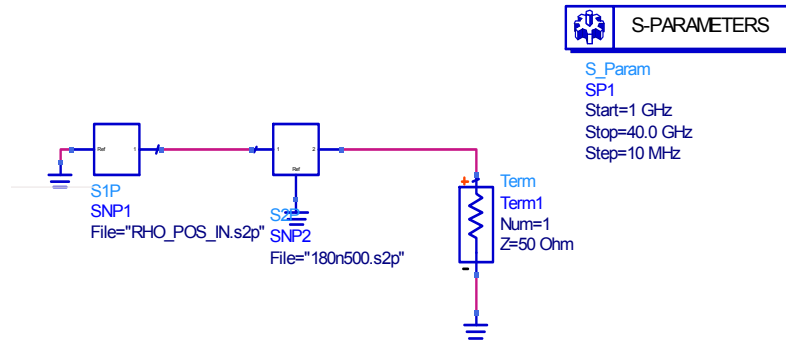


Figura 41 Schematico per la determinazione dei parametri ρ_{M1_IN} e ρ_{M2_IN} .

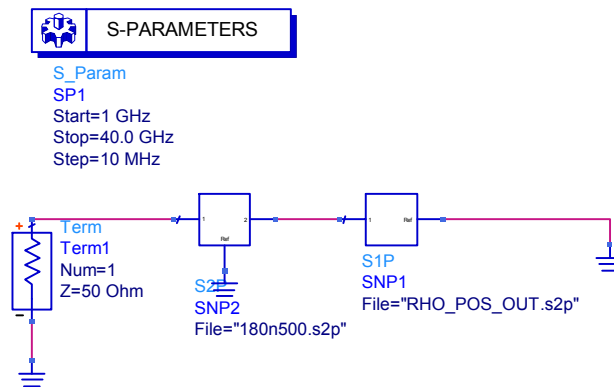


Figura 42 Schematico per la determinazione dei parametri ρ_{M1_OUT} e ρ_{M2_OUT} .

Una volta che si hanno a disposizione tali informazioni si possono determinare i quattro guadagni d'anello come :

$$G_1 = S_{11_{\rho_{M1_IN}}} \cdot \rho_{POS_IN} \quad [22]$$

$$G_2 = S_{11_{\rho_{M2_IN}}} \cdot \rho_{NEG_IN} \quad [23]$$

$$G_3 = S_{11_{\rho_{M1_OUT}}} \cdot \rho_{POS_OUT} \quad [24]$$

$$G_4 = S_{11_{\rho_{M2_OUT}}} \cdot \rho_{NEG_OUT} \quad [25]$$

A questo punto si è in grado di analizzare i risultati e determinare se la struttura nel complesso risulta essere stabile o meno. Per verificare questa cosa, bisogna porre su di uno stesso grafico l'andamento dei quattro guadagni e delle fasi relative di questi. Dalla teoria si evince che la struttura risulterà essere

stabile se nel momento in cui la fase attraversa l'asse delle "x" (lo zero), il valore del guadagno è inferiore all'unità.

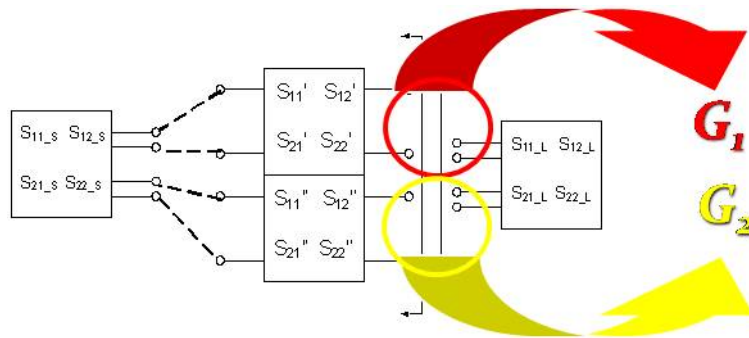


Figura 43 Schema a blocchi per la determinazione dei guadagni G_1 e G_2 .

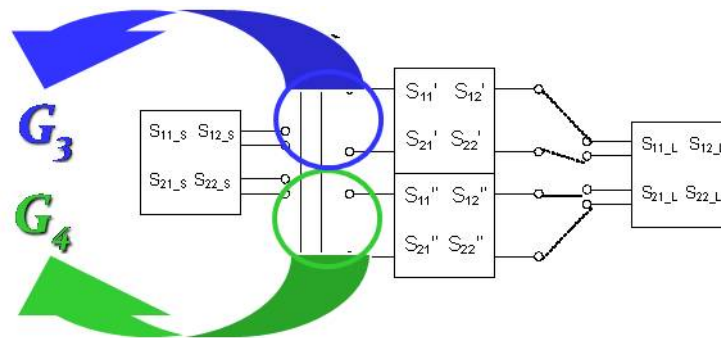


Figura 44 Schema a blocchi per la determinazione dei guadagni G_3 e G_4 .

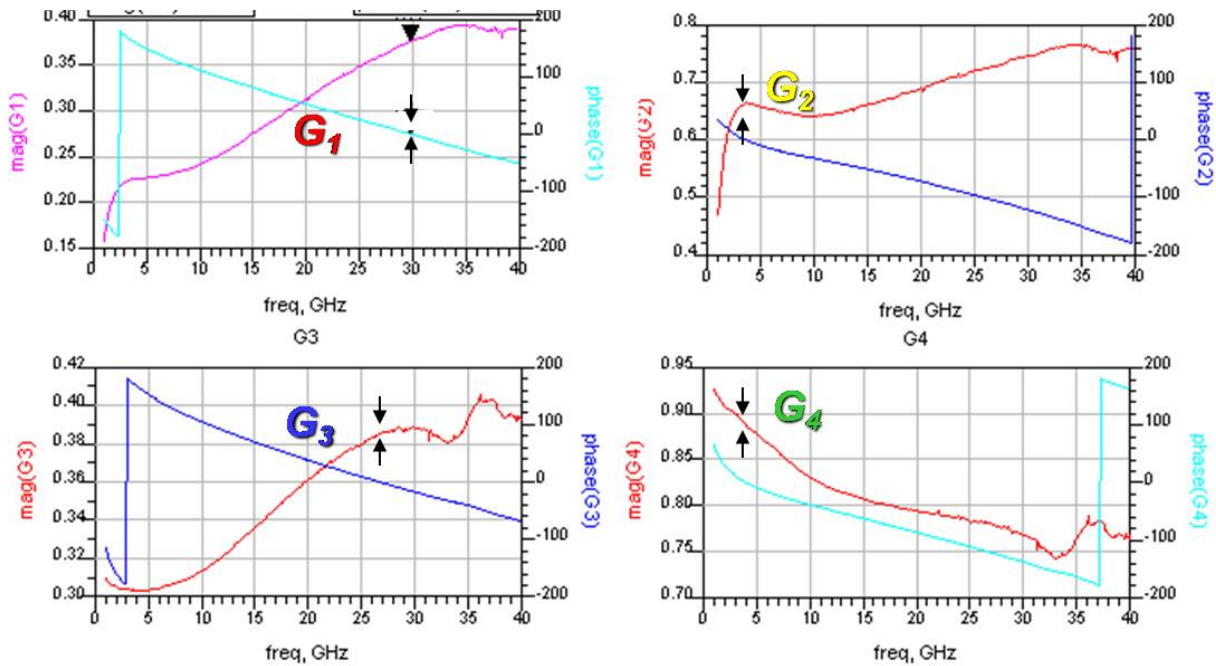


Figura 45 Andamento dei guadagni e delle fasi.

Alla luce di quanto emerso dalle simulazioni, la struttura nel complesso risulta essere stabile sia per quanto riguarda le oscillazioni di “modo pari” che di “modo dispari”. Conseguenza dello studio fatto è che si può affermare di poter realizzare la struttura completa avendo la certezza che essa non causi auto oscillazioni al suo interno. Quindi i file relativi alla realizzazione della struttura passiva sono stati consegnati alla fonderia che porterà a termine la realizzazione del prototipo da dover successivamente misurare per poter validare la teoria e lo studio effettuato.

Sviluppo del metodo con software dedicato.

Si è voluto implementare lo sviluppo di un software che svolgesse l’analisi di strutture passive e che a partire dai soli parametri “S” di queste e dei dispositivi attivi potesse determinare l’implementazione nonché la realizzabilità di Macro Dispositivi.

L'idea è quindi quella di fornire come dati di ingresso ad un software dedicato i parametri "S" e da questi determinare alcune informazioni utili alla possibile realizzazione di un Macro Dispositivo.

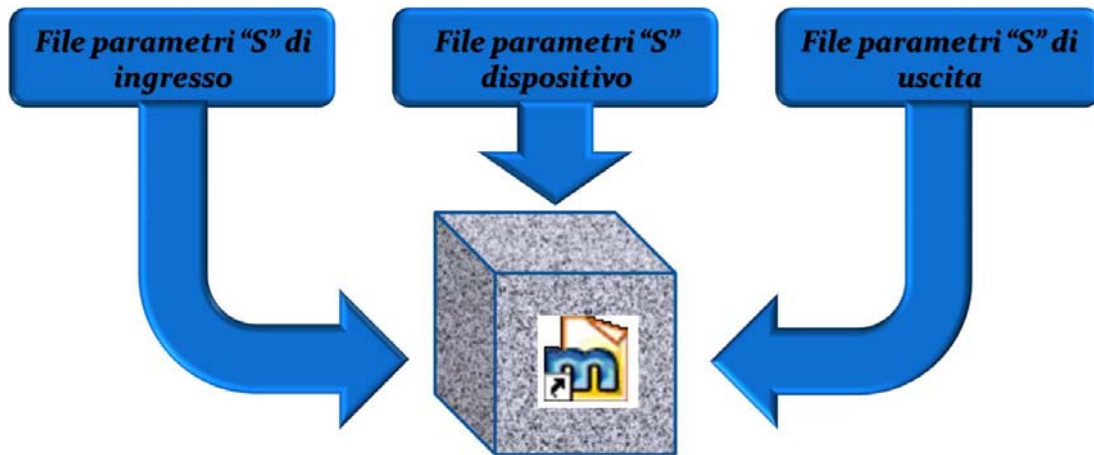


Figura 46 Funzionalità del software.

Come ambiente di sviluppo si è scelto MathCAD®. La scelta non è stata dettata da nessuna esigenza particolare, come per'altro anche i parametri "S" delle singole strutture possono essere determinate utilizzando un qualsivoglia CAD inerente la progettazione a radio frequenza.

Come parametri di ingresso il software sviluppato per portare alla sinterizzazione del Macro Dispositivo, necessita dei parametri "S" dei dispositivi e delle reti. I parametri "S" dei dispositivi provengono dalle misure effettuate sugli stessi, mentre per quanto riguarda i parametri "S" delle reti, questi devono essere determinati mediante l'uso del software che si usa per la progettazione a radio frequenza.

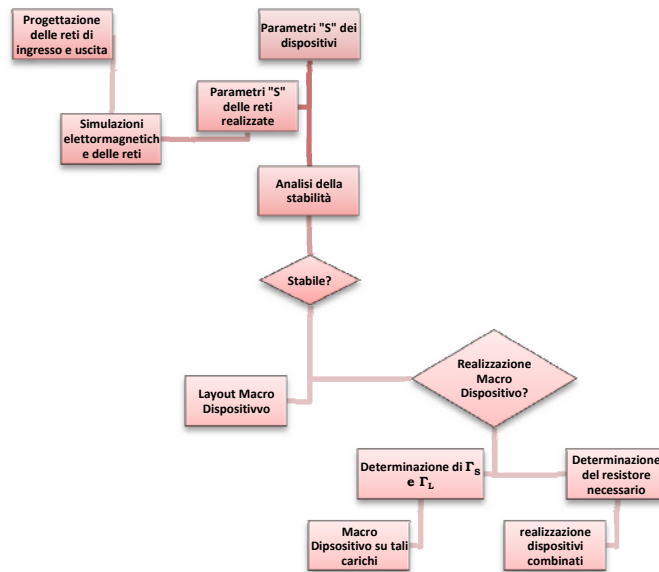


Figura 47 Grafo di flusso del programma di sintetizzazione.

L'uso del software prevede quindi la sintesi di semplici reti passive necessarie a collegare i dispositivi, e una volta realizzate queste, effettuando le simulazioni elettromagnetiche, estrarre i parametri "S". A questo punto si possono dare in pasto al software tali informazioni, che le elaborerà in modo tale da poter determinare le condizioni, se vi sono, di oscillazione.

Seguendo lo schema del diagramma di flusso, per poter effettuare lo studio della stabilità, è necessario trasformare una rete tre porte in una due porte inglobando al suo interno il valore del coefficiente di riflessione dipendente chiaramente dal tipo di carico su cui si chiude l'ingresso (l'uscita). La trasformazione da una rete due porte a una tre porte implica la "determinazione" di una chiusura.

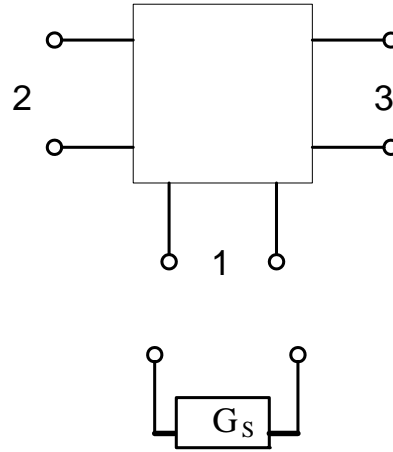


Figura 48 Trasformazione rete tre porte in rete due porte.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad [26]$$

$$b_1 = (\Gamma_s)^{-1} \cdot a_1 \quad [27]$$

$$\frac{b_2}{a_2} = S_{21} \cdot \frac{a_1}{a_2} + S_{22} + S_{23} \cdot \frac{a_3}{a_2} \quad [28]$$

$$(\Gamma_s)^{-1} \cdot a_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 + S_{13} \cdot a_3 \quad [29]$$

$$(\Gamma_s)^{-1} \cdot \frac{a_1}{a_2} = S_{11} \cdot \frac{a_1}{a_2} + S_{12} + S_{13} \cdot \frac{a_3}{a_2} \quad [30]$$

$$\frac{a_1}{a_2} = \frac{S_{12}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} + \frac{S_{13}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} \cdot \frac{a_3}{a_2} \quad [31]$$

$$\frac{b_2}{a_2} = \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} + S_{22} + \frac{S_{21} \cdot S_{13} \cdot \frac{a_3}{a_2}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} + S_{23} \cdot \frac{a_3}{a_2} \quad [32]$$

$$\frac{b_3}{a_3} = S_{31} \cdot \frac{a_1}{a_3} + S_{33} + S_{32} \cdot \frac{a_2}{a_3} \quad [33]$$

$$(\Gamma_s)^{-1} \cdot a_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 + S_{13} \cdot a_3 \quad [34]$$

Capitolo 2

$$(\Gamma_s)^{-1} \cdot \frac{a_1}{a_3} = S_{11} \cdot \frac{a_1}{a_3} + S_{12} \cdot \frac{a_2}{a_3} + S_{13} \quad [35]$$

$$\frac{a_1}{a_3} = \frac{S_{12}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} \cdot \frac{a_2}{a_3} + \frac{S_{13}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} \quad [36]$$

$$\frac{b_3}{a_3} = \frac{S_{31} \cdot S_{12}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} \cdot \frac{a_2}{a_3} + S_{33} + S_{32} \cdot \frac{a_2}{a_3} + \frac{S_{31} \cdot S_{13}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} \quad [37]$$

Giungendo quindi a determinare le seguenti due matrici :

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} + S_{22} & \frac{S_{21} \cdot S_{13}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} + S_{23} \\ \frac{S_{31} \cdot S_{12}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} + S_{32} & \frac{S_{31} \cdot S_{13}}{(\Gamma_s)^{-1} - S_{11}} + S_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad [38]$$

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{(\Gamma_L)^{-1} - S_{11}} + S_{22} & \frac{S_{21} \cdot S_{13}}{(\Gamma_L)^{-1} - S_{11}} + S_{23} \\ \frac{S_{31} \cdot S_{12}}{(\Gamma_L)^{-1} - S_{11}} + S_{32} & \frac{S_{31} \cdot S_{13}}{(\Gamma_L)^{-1} - S_{11}} + S_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad [39]$$

In questo modo abbiamo “ridotto” la rete di ingresso (uscita), ad una rete due porte. A questo punto bisognerà chiudere le porte della rete quattro porte data dai due dispositivi combinati, su due “elementi” che tengano conto della rete di uscita (ingresso), e del relativo coefficiente di riflessione Γ_{in} . (Γ_{out}), Quindi si prende la rete due porte della rete di ingresso(uscita), e la si chiude sul coefficiente di riflessione che si desidera (Γ_{in} o Γ_{out}). Successivamente la rete così chiusa va ridotta ad una rete ad una sola porta :

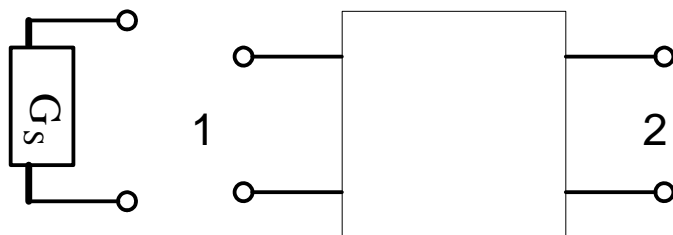


Figura 49 Trasformazione rete due porte a rete una porta.

Capitolo 2

$$\frac{b_2}{a_2} = S_{22} - \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{(\Gamma_S)^- + S_{11}} \quad [40]$$

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} - \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{(\Gamma_L)^- + S_{22}} \quad [41]$$

Ora possiamo andare a chiudere la rete quattro porte formata dal “parallelo” dei due dispositivi, con le due reti a una porta che intrinsecamente tengono conto dei coefficienti di riflessione di ingresso e uscita e dei parametri fisici del divisore di ingresso e del combinatorio di uscita. Di seguito i passaggi algebrici per trasformare una rete quattro porte in una rete tre porte. Successivamente la rete va ulteriormente trasformata in una due porte ed applicato il metodo di verifica della stabilità.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \quad [42]$$

$$a_2 \cdot (\Gamma_2)^- = b_2 \quad [43]$$

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12} \cdot \frac{a_2}{a_1} + S_{13} \cdot \frac{a_3}{a_1} + S_{14} \cdot \frac{a_4}{a_1} \quad [44]$$

$$\frac{a_2 \cdot (\Gamma_2)^-}{a_1} = S_{21} + S_{22} \cdot \frac{a_2}{a_1} + S_{23} \cdot \frac{a_3}{a_1} + S_{24} \cdot \frac{a_4}{a_1} \quad [45]$$

$$\frac{a_2}{a_1} = \frac{S_{21}}{(\Gamma_2)^- - S_{22}} + \frac{S_{23}}{(\Gamma_2)^- - S_{22}} \cdot \frac{a_3}{a_1} + \frac{S_{24}}{(\Gamma_2)^- - S_{22}} \cdot \frac{a_4}{a_1} \quad [46]$$

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12} \cdot \left[\frac{S_{21}}{(\Gamma_2)^- - S_{22}} + \frac{S_{23}}{(\Gamma_2)^- - S_{22}} \cdot \frac{a_3}{a_1} + \frac{S_{24}}{(\Gamma_2)^- - S_{22}} \cdot \frac{a_4}{a_1} \right] + S_{13} \cdot \frac{a_3}{a_1} + S_{14} \cdot \frac{a_4}{a_1} \quad [47]$$

$$\frac{b_3}{a_3} = S_{31} \cdot \frac{a_1}{a_3} + \frac{S_{32} \cdot S_{21}}{(\Gamma_2)^- - S_{22}} \cdot \frac{a_1}{a_3} + \frac{S_{32} \cdot S_{23}}{(\Gamma_2)^- - S_{22}} + \frac{S_{32} \cdot S_{24}}{(\Gamma_2)^- - S_{22}} \cdot \frac{a_4}{a_3} + S_{33} + S_{34} \cdot \frac{a_4}{a_3} \quad [48]$$

$$\frac{b_4}{a_4} = S_{41} \cdot \frac{a_1}{a_4} + \frac{S_{42} \cdot S_{21}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} \cdot \frac{a_1}{a_4} + \frac{S_{42} \cdot S_{23}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} \cdot \frac{a_3}{a_4} + \frac{S_{42} \cdot S_{44}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} + S_{44} + S_{43} \cdot \frac{a_3}{a_4} \quad [49]$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} + \frac{S_{21} \cdot S_{12}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} & S_{13} + \frac{S_{23} \cdot S_{12}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} & S_{14} + \frac{S_{24} \cdot S_{12}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} \\ S_{31} + \frac{S_{32} \cdot S_{21}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} & S_{33} + \frac{S_{32} \cdot S_{33}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} & S_{34} + \frac{S_{32} \cdot S_{24}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} \\ S_{41} + \frac{S_{42} \cdot S_{21}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} & S_{43} + \frac{S_{42} \cdot S_{23}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} & S_{44} + \frac{S_{42} \cdot S_{44}}{(\Gamma_2)^{-1} - S_{22}} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \quad [50]$$

Quindi a questo punto la rete quattro porte formata dal parallelo dei due dispositivi, può essere chiusa su due carichi al cui interno si tiene conto dei due coefficienti di riflessione Γ_S e Γ_L e delle reti passive.

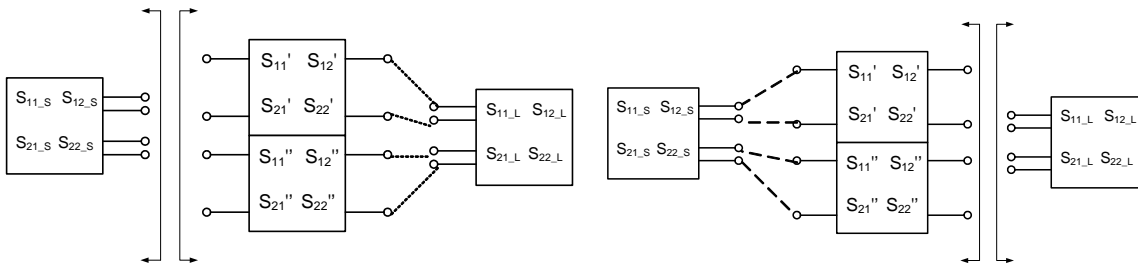


Figura 50 Riduzione della matrice per la verifica della stabilità.

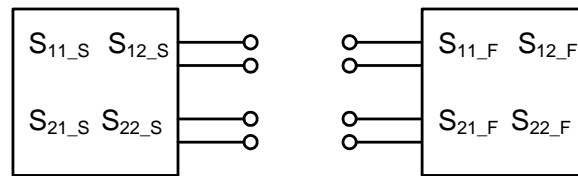


Figura 51 Calcolo di G_1 e G_2 .

$$S_{even_input2} = S_{11S} + S_{12S}$$

$$S_{even_output2} = S_{11F} + S_{12F}$$

$$G_3 = S_{even_input2} + S_{even_output2}$$

$$S_{odd_input2} = S_{11S} - S_{12S}$$

Capitolo 2

$$S_{odd_output2} = S_{11F} - S_{12F}$$

$$G_4 = S_{odd_input2} + S_{odd_output2}$$

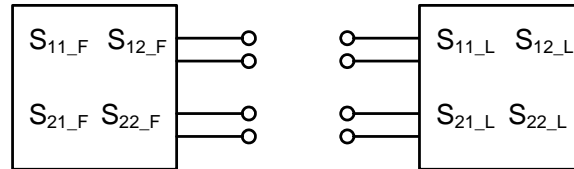


Figura 52 Calcolo di G_3 e G_4 .

$$S_{even_input} = S_{11F} + S_{12F}$$

$$S_{even_output} = S_{11L} + S_{12L}$$

$$G_1 = S_{even_input} + S_{even_output}$$

$$S_{odd_input} = S_{11F} - S_{12F}$$

$$S_{odd_output} = S_{11L} - S_{12L}$$

$$G_2 = S_{odd_input} + S_{odd_output}$$

Il suffisso “F” sta ad indicare Finale, ossia la matrice finale che rappresenta la “cascata” di tutte le matrici dei componenti della struttura.

Facendo riferimento al diagramma di flusso, si è giunti al primo blocco decisionale. Se come risultato dell’analisi effettuata dal software la struttura risulta essere stabile, si può proseguire realizzando la struttura completa. Nel caso invece che l’analisi dia come risultato la instabilità della struttura, o si decide di “disegnare” una nuova struttura per il combinatore e il divisore, e quindi ripetere l’analisi della stabilità con i nuovi parametri “S”, oppure decidere di determinare i valori di Γ_s e Γ_L per cui la struttura risulta essere stabile, o ancora introdurre un resistore per smorzare tali oscillazioni.

La scelta di “ridisegnare” il divisore e il combinatore è una soluzione che necessita di rivisitazioni del layout. La rivisitazione del layout è lasciata al

Capitolo 2

progettista e alla sua esperienza in merito. Al contrario le altre sue soluzioni, sono di discreto interesse. Infatti, una porta a determinare quali sono quei carichi di ingresso che garantiscono la stabilità della struttura, mentre l'altra introduce un resistore per stabilizzare la struttura stessa.

Determinazione dei Γ_S e Γ_L .

Per la determinazione dei Γ_S e Γ_L , il programma procede iterativamente, utilizzando un vettore di valori sia per Γ_S che per Γ_L . Così facendo iterando l'algoritmo precedentemente esposto, si otterrà al termine di questa iterazione, un vettore in cui saranno indicati i valori dei carichi Γ_S e Γ_L per il quale la struttura sarà stabile. A questo punto il progettista che avrà intenzione di usare il Macro Dispositivo derivante dal parallelo dei due dispositivi, saprà quali sono i carichi che deve far "vedere" alla struttura per poter progettare senza incorrere in oscillazioni della struttura stessa.

L'inserimento del resistore necessario a smorzare le possibili oscillazioni, prevede anche in questo caso un'iterazione dell'algoritmo relativo alla determinazione della stabilità. Infatti, un vettore in cui sono presenti dei valori di resistenza, viene utilizzato per verificare la stabilità appunto. Il valore del resistore che realizza la stabilità, viene preso come primo risultato, ma in realtà il software indica un valore di resistenza di poco superiore, o meglio che dia un certo margine di affidabilità. Questo lo si imposta sul software stesso agendo sul valore dei guadagni G_1 G_2 G_3 e G_4 . Quindi indicando quanto deve essere "distante" il valore dei guadagni dall'unità si indica un margine di affidabilità della stabilità della struttura stessa. Per implementare la presenza del resistore, bisogna porre in parallelo alla rete del divisore, il resistore stesso. Ciò lo si implementa facilmente utilizzando una matrice di ammettenze.

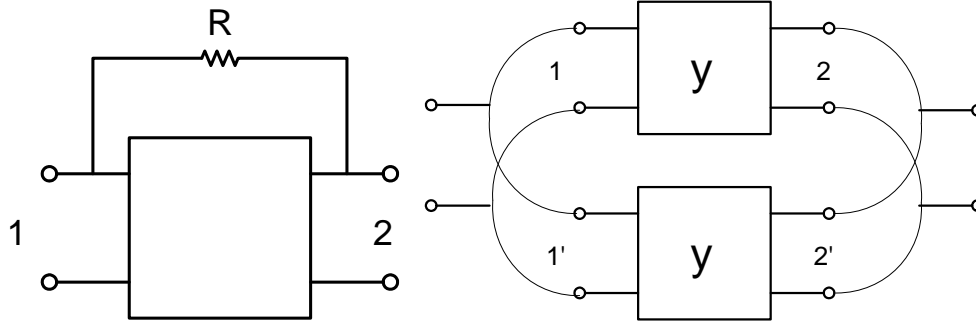


Figura 53 Introduzione del resistore per lo smorzamento delle oscillazioni.

Il software realizza una trasformazione della matrice a parametri “S” della rete di ingresso, e fa poi la somma con la matrice a parametri “Y” del resistore, inglobando così “l’effetto” dello stesso. Di seguito la matrice da trasformare in parametri Y in modo tale da poter effettuare la somma delle reti del resistore e del combinatore.

$$\begin{pmatrix} b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{(\Gamma_L)^{-1} - S_{11}} + S_{22} & \frac{S_{21} \cdot S_{13}}{(\Gamma_L)^{-1} - S_{11}} + S_{23} \\ \frac{S_{31} \cdot S_{12}}{(\Gamma_L)^{-1} - S_{11}} + S_{32} & \frac{S_{31} \cdot S_{13}}{(\Gamma_L)^{-1} - S_{11}} + S_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad [51]$$

La rete due porte che descrive la resistenza necessaria per stabilizzare la struttura è del tipo :

$$Y_R = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z} & \frac{-1}{Z} \\ \frac{-1}{Z} & \frac{1}{Z} \end{bmatrix} \quad [52]$$

A questo punto possiamo scrivere la rappresentazione della matrice S in Y in modo tale da poter scrivere un'unica matrice per andare poi a caricare la rete quattro porte che descrive il parallelo dei due dispositivi.

$$Y_{11} = \left[\frac{(1 - S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) + (S_{12} \cdot S_{21})}{(1 + S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) - (S_{12} \cdot S_{21})} \right] = \quad [53]$$

Capitolo 2

$$Y_{11} = \frac{\left[1 - \left(\frac{S_{12} \cdot S_{21}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{22} \right) \right] \cdot \left[1 + \left(\frac{S_{13} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{33} \right) \right] + \left(\frac{S_{12} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{32} \right) \cdot \left(\frac{S_{21} \cdot S_{13}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{23} \right)}{\left[1 + \left(\frac{S_{12} \cdot S_{21}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{22} \right) \right] \cdot \left[1 + \left(\frac{S_{13} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{33} \right) \right] - \left(\frac{S_{12} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{32} \right) \cdot \left(\frac{S_{21} \cdot S_{13}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{23} \right)} \quad [54]$$

$$Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11}) \cdot (1+S_{22}) - (S_{12} \cdot S_{21})} =$$

$$Y_{12} = \frac{-2 \cdot \left(\frac{S_{21} \cdot S_{13}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{23} \right)}{\left[1 + \left(\frac{S_{12} \cdot S_{21}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{22} \right) \right] \cdot \left[1 + \left(\frac{S_{13} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{33} \right) \right] - \left(\frac{S_{12} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{32} \right) \cdot \left(\frac{S_{21} \cdot S_{13}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{23} \right)} \quad [55]$$

$$Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11}) \cdot (1+S_{22}) - (S_{12} \cdot S_{21})} =$$

$$Y_{21} = \frac{-2 \cdot \left(\frac{S_{31} \cdot S_{12}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{32} \right)}{\left[1 + \left(\frac{S_{12} \cdot S_{21}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{22} \right) \right] \cdot \left[1 + \left(\frac{S_{13} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{33} \right) \right] - \left(\frac{S_{12} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{32} \right) \cdot \left(\frac{S_{21} \cdot S_{13}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{23} \right)} \quad [56]$$

$$Y_{22} = \frac{\left[(1+S_{11}) \cdot (1-S_{22}) + (S_{12} \cdot S_{21}) \right]}{\left[(1+S_{11}) \cdot (1+S_{22}) - (S_{12} \cdot S_{21}) \right]} =$$

$$Y_{22} = \frac{\left[1 + \left(\frac{S_{12} \cdot S_{21}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{22} \right) \right] \cdot \left[1 - \left(\frac{S_{13} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{33} \right) \right] + \left(\frac{S_{12} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{32} \right) \cdot \left(\frac{S_{21} \cdot S_{13}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{23} \right)}{\left[1 + \left(\frac{S_{12} \cdot S_{21}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{22} \right) \right] \cdot \left[1 + \left(\frac{S_{13} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{33} \right) \right] - \left(\frac{S_{12} \cdot S_{31}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{32} \right) \cdot \left(\frac{S_{21} \cdot S_{13}}{\Gamma_S - S_{11}} + S_{23} \right)} \quad [57]$$

A questo punto una volta determinata la matrice Y_E , si fa di questa la trasformazione in matrice di tipo S. Una volta trasformata la matrice in una di tipo S, si può applicare nuovamente il metodo per la determinazione della stabilità per verificarne l'effettivo miglioramento dato dall'introduzione del

Capitolo 2

resistore. Dopo tale verifica si possono esportare i file necessari alla realizzazione della struttura.

Come si può notare dalla descrizione fatta del programma per lo studio della stabilità di una struttura passiva che combina insieme due o più dispositivi, questo è abbastanza riconfigurabile e si presta ad analizzare anche strutture in cui siano presenti più dispositivi, basta che siano rispettate le condizioni al contorno dettate dalla teoria. Il software sostanzialmente rende “ciclica” la teoria, per far sì di ottenere più soluzioni progettuali con i dispositivi che si hanno a disposizione, e delle stesse sceglierne l’ottimale in relazione alla situazione.

Misure.

La fonderia ha realizzato due dispositivi con periferia di gate diversa (1.2 e 2.4 mm), e quindi anche potenza erogabile diversa. Avendo a disposizione le misure a parametri “S” dei due dispositivi, è stato possibile utilizzare il software sviluppato con MathCad per la verifica della stabilità. Sono state quindi realizzate le due strutture di divisione/combinazione ed analizzate con i rispettivi dispositivi. Come risultato si è avuto che la struttura con su il dispositivo più piccolo risultava essere instabile, al contrario quella che faceva uso del dispositivo da 2.4 mm risultava invece stabile. A questo punto si è decisi di far realizzare il Macro Dispositivo con la struttura stabile, mentre del dispositivo da 1.2 mm si è decisi di far realizzare la versione con il resistore.

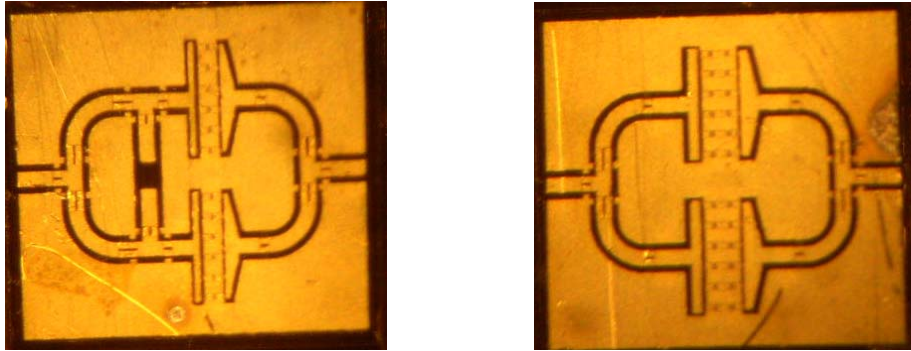


Figura 54 Vista del layout delle due strutture realizzate.

In Figura 54 si possono vedere le due strutture che sono state realizzate. In quella di destra è stato utilizzato il dispositivo con la periferia di gate da 1.2 mm. Infatti, è possibile notare sulla rete di divisione di ingresso, il resistore di colore nero. Nella figura di destra tale componente chiaramente non è presente. Su entrambe è possibile vedere i “bridge” necessari per effettuare il riporto di massa e quindi portare allo stesso potenziale le varie parti del circuito.

Giunti a questo punto, non rimane che caratterizzare il Macro Dispositivo realizzato, mediante delle misure e verificare l’effettiva stabilità dello stesso. Tali informazioni risulteranno poi necessarie per effettuare progettazione con tale Macro Dispositivo.

Le misure sono state effettuate con un VNA HP 8510. In prima istanza sono state effettuate le misure dei parametri “S”, andando a polarizzare il Macro Dispositivo allo stesso punto di funzionamento al quale è stato effettuato lo studio della stabilità. Di seguito sono riportati gli andamenti di alcuni parametri del Macro Dispositivo e gli andamenti delle misure in continua effettuate sullo stesso.

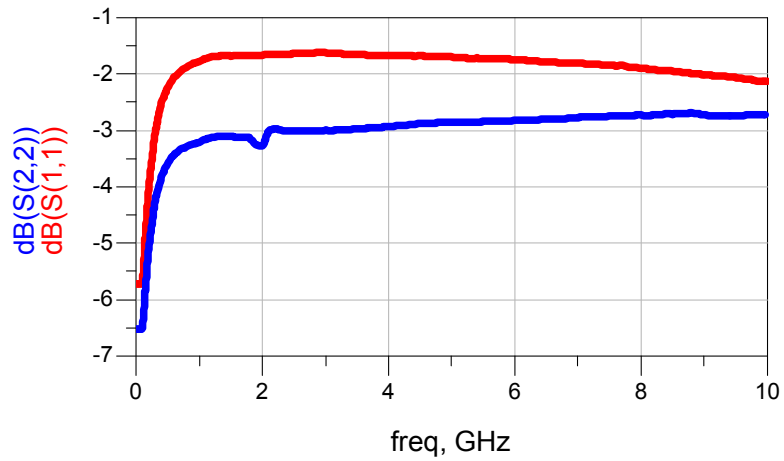


Figura 55 Parametri S_{11} e S_{22} .

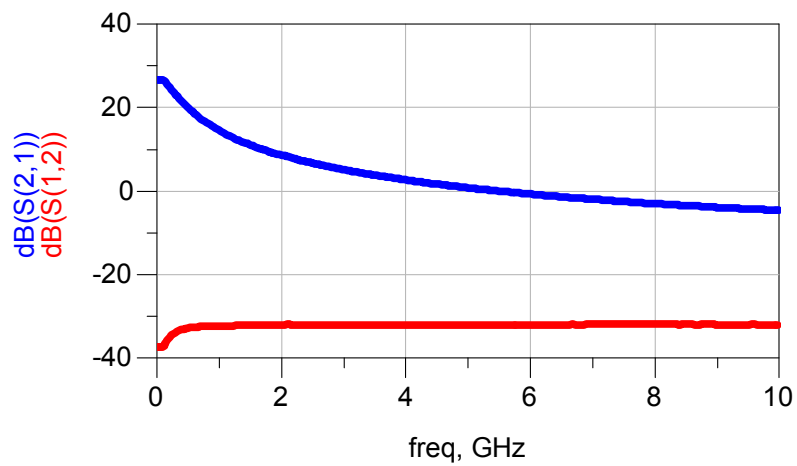


Figura 56 Parametri S_{21} e S_{12} .

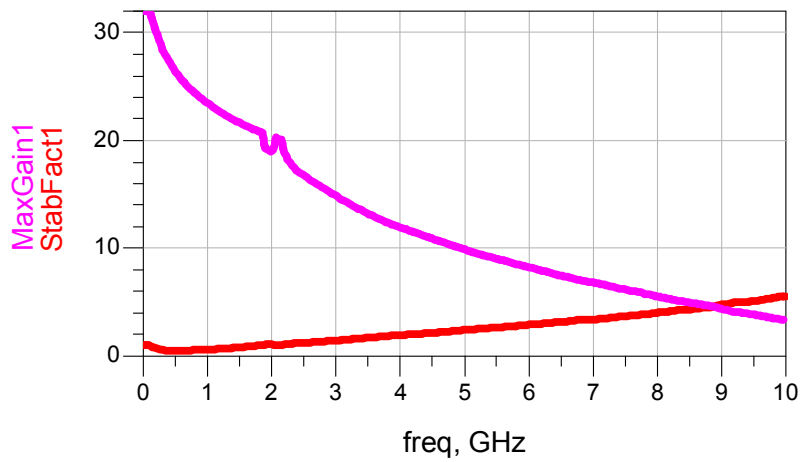


Figura 57 Andamento del Massimo Guadagno Disponibile e del Fattore di Stabilità "K".

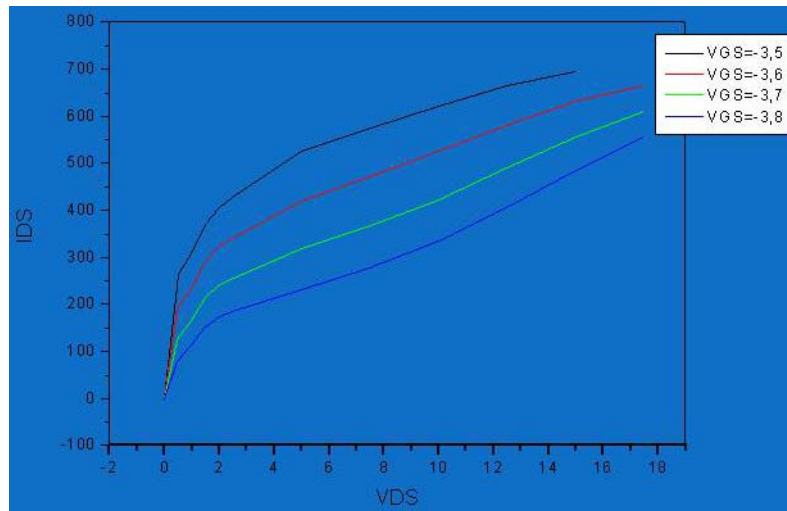


Figura 58 Andamenti delle curve in continua.

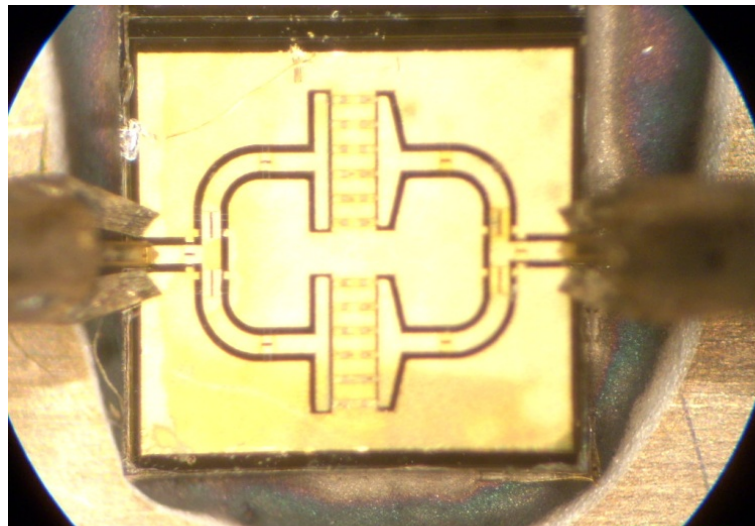


Figura 59 Vista al microscopio dei due dispositivi combinati.



Figura 60 Banco di misura .

In Figura 59 è visibile la struttura poggiata sul “supporto di misura” del VNA. Sono visibili le punte delle sonde che vanno a poggiarsi sulla superficie della struttura. Le sonde sono formate dalle due protuberanze esterne che sono il riferimento di massa, mentre il contatto centrale è quello dove transita il segnale utile. Le sonde in coplanare sono ancorate ad una struttura solidale con il supporto di misura. Sulla superficie del supporto di misura sono presenti dei fori che hanno il compito di ancorare il circuito al supporto di misura stesso. Questa operazione viene realizzata tramite l’uso di una pompa che crea il vuoto dai fori del supporto di misura. Delle viti senza fine, comandano i supporti delle sonde e permettono i movimenti necessari per far aderire queste sui contatti dei circuiti. In Figura 60 è possibile notare tutta la strumentazione necessaria ad effettuare la misura. Sono presenti il VNA, davanti al quale è posizionata la probe station con il microscopio necessario ad effettuare i movimenti per poter raggiungere i circuiti da misurare. È presente anche una stazione per la termoregolazione del supporto di misura, infine è presente un computer per il controllo da remoto della strumentazione, come alimentatori e quant’altro che fa parte del banco di misura.

Le misure a parametri “S” della struttura fanno denotare la stabilità della stessa. Gli andamenti infatti sono simili a quelli simulati. Gli assorbimenti in corrente sono congrui con quelli che ci si aspettava e che indicavano le simulazioni, questo ancora a validare la stabilità del Macro Dispositivo. Infatti, se fossero state presenti delle oscillazioni di modo dispari e quindi non visibili dall’esterno, gli assorbimenti delle correnti sarebbero stati maggiori di quelle che

Capitolo 2

ci si attende a riposo e con un “andamento crescente” nel tempo. Infatti, è proprio per tali motivi che le oscillazioni sono deleterie per i dispositivi, oltre al fatto che un amplificatore che oscilla non può essere usato come tale, l’innescò delle oscillazioni porta alla rottura del dispositivo stesso, poiché esso continuerebbe ad aumentare l’ampiezza delle oscillazioni presenti all’interno del loop, fino a giungere al limite delle sue caratteristiche fisiche e quindi terminando con la rottura dello stesso.

Le misure hanno quindi validato la teoria e il software implementato. Si è però visto un degrado di alcuni parametri, degrado dipendente per lo più dalle perdite introdotte dalla struttura passiva di cui sono composti sia il divisore che il combinatori, ma d’altronde è la contropartita per avere un dispositivo più grande. Vi è comunque da aggiungere che il medesimo degrado lo si avrebbe avuto anche con una semplice parallelizzazione tramite struttura Wilkinson e così via.

Reference

1. **“A Novel Method for Even Odd Parametric Oscillation Stability Analysis of a Microwave Power Amplifier”** Elad, D.; Shaulsky, R.; Mezhebovsky, B.; Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International 11-16 June 2006 Page(s):1850 - 1854
2. **“A unified analysis of mimic power amplifier stability”**, Ronald G. Freitag, Microwave Symposium Digest, 1992 IEEE MTT-S International Digest.
3. **“Stability and improved circuit modeling considerations for high power MMIC amplifiers”** Freitag, R.G.; Lee, S.H.; Krafcsik, D.M.; Dawson, D.E.; Degenford, J.E.; Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1988. Digest of Papers., IEEE 1988 24-25 May 1988 Page(s):125 – 128
4. **“Three-dimensional high-frequency distribution networks. II. Packaging and integration”** Henderson, R.M.; Herrick, K.J.; Weller, T.M.; Robertson, S.V.; Kihm, R.T.; Katehi, L.P.B.; Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 48, Issue 10, Oct. 2000 Page(s):1643 – 1651
5. **“Uniplanar MIC power dividers using coupled CPW and asymmetrical CPS”** Lu Fan; Kai Chang; Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International Volume 2, 17-21 June 1996 Page(s):781 - 784 vol.2
6. **“Uniplanar hybrid couplers using asymmetrical coplanar strip lines”** Lu Fan; Heimer, B.; Kai Chang; Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International Volume 1, 8-13 June 1997 Page(s):273 - 276 vol.1
7. **“Stability analysis of multi-transistor microwave power mplifier”**A. Costantini, G. Vannini, F. Filicori, A. Santarelli ; Proc. of GAAS2000, Gallium Arsenide Applications Symposium, Paris, France, pp.342-345, Oct 2-3, 2000.
8. **“Microwave Transistor Amplifier Analalysis and Design”**, Guillermo Gonzales. PRENTICE-HALL, INC., Englewood Cliffs, N.J. 07632
9. **“Elettonica delle Microonde Parte I: Componenti Passivi, Parametri S”**, G. Ghione, M. Pirola. Otto Editore.

Capitolo 3

Negli ultimi anni molta della tecnologia ha focalizzato i propri interessi verso l'Interferenza Multi Modale (MMI). Le proprietà della MMI si basano sul principio detto dell'"Auto-Immagine". Il principio dell'"Auto-Immagine", è stato per la prima volta affrontato da William Henry Fox Talbot circa 150 anni fa che effettuò i suoi studi in matematica a Cambridge e si dedicò allo studio dei fenomeni ottici e delle loro peculiarità.

Effetto "TALBOT"

L'effetto Talbot è un effetto di diffrazione del campo vicino che è stato osservato sia con la luce che con l'ottica dell'atomo. Il principio di tale fenomeno si basa sul fatto che quando un'onda PIANA è emessa attraverso una struttura a "GRIGLIA", o altra periodica, il fronte d'onda si propaga in tal modo e replica la struttura (griglia), a multipli di una certa distanza [1]. L'effetto TALBOT implica che se tra la sorgente (a griglia con una certa distanza geometrica tra le varie "piccole sorgenti"), e la ricezione del segnale, ci si pone ad una distanza pari alla metà della "distanza di TALBOT", si può osservare una struttura che ha dimensioni metà di quella della sorgente. Allora tale effetto potrebbe essere usato per

Capitolo 3

depositare degli atomi ad una distanza di 50µm su di un substrato usando una sorgente (o griglia che faccia da filtro) con una spaziatura di 100µm ad esempio. Chiaramente la precisione e le dimensioni della deposizione di materiale dipendono anche da altri fattori che ne limitano la miniaturizzazione (diffrazione data dalla griglia, collisione tra particelle ecc.). RAYLEIGH “rispolverò” l’effetto TALBOT dimostrando che la lunghezza di TALBOT è così definita:

$$Z_t = \frac{a^2}{\lambda} \quad [1]$$

a : periodo della griglia

λ : lunghezza d’onda della sorgente

Gli studi relativamente all’effetto Talbot per le onde che interagiscono con la materia, hanno visto un forte interessamento da parte della tecnologia negli ultimi 25 anni. Hanno suscitato grande interessamento sicuramente per lo studio e la realizzazione dei microscopi atomici, ed altri strumenti che basano il loro principio di funzionamento su questa caratteristica non poco importante del comportamento sia di un fascio di luce (investigato da Talbot nel 1836), che di un fascio di particelle ad esempio per l’implementazione del processo di sputtering per la realizzazione di dispositivi microscopici.

Il principio di base da cui ha origine l’effetto Talbot, è da ricercare nella diffrazione da “campo vicino” a cui sono sottoposte tutte le “sorgenti” presenti nella griglia principale e nell’interferenza che poi subiscono le onde nel prosieguo del loro propagarsi. Tuttavia la curvatura che presentano i vari fronti d’onda nel campo visivo non può essere del tutto ignorata, poiché ha un discreto effetto sul modello risultante dell’intensità [1]. Questo fenomeno è conosciuto come “diffrazione di Fresnel”. La condizione necessaria per cui si abbia la diffrazione di Fresnel, mette in relazione la lunghezza d’onda della sorgente stessa e le dimensioni fisiche della griglia su cui “impatta” la sorgente. La distanza reticolare ρ della griglia, deve soddisfare la relazione :

$$\rho^2 \geq \lambda \cdot z \quad [2]$$

Capitolo 3

Possiamo però fare riferimento al principio di Huygens, il quale afferma che ogni punto dell'onda può essere assunto come sorgente puntiforme. Sotto questa ipotesi allora la griglia può essere considerata come una sorgente multi punto. Per semplificare ulteriormente l'analisi, si può assumere che la grandezza di ogni singola sorgente sia priva di dimensione fisica e che ogni singola "fessura" contenga una sola sorgente. Per un insieme infinito di "fessure" possiamo descrivere la funzione d'onda nel punto r con la relazione :

$$\Psi(r) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{i(k \cdot r_n - \omega t)}}{\sqrt{r_n}} \quad [3]$$

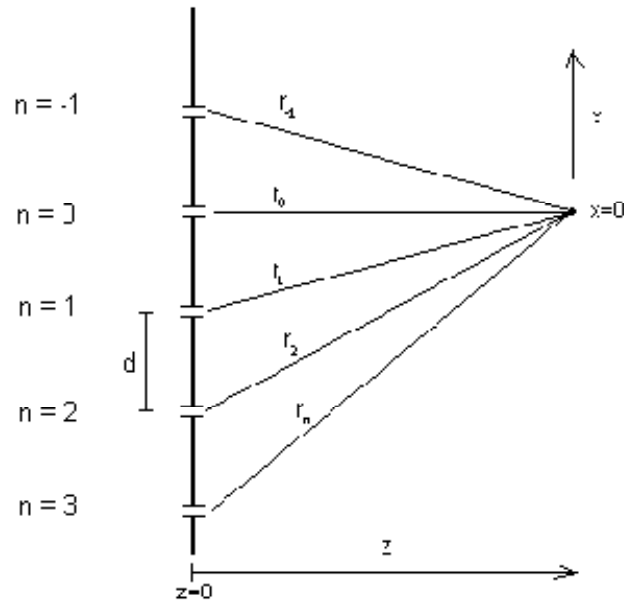
Dove r_n è la distanza dell' n -esima fessura dal punto in cui si sta considerando il fronte d'onda, k è il numero d'onda e ω è chiaramente la frequenza angolare. La dipendenza di r con la radice quadra risiede nel fatto che l'attenuazione di un'onda cilindrica deve essere $1/r$. L'intensità o flusso di atomi è misurabile con la quadrica della funzione d'onda seguente :

$$\langle I(r) \rangle_t = \left\langle \left| N \cdot e^{-i\omega t} \cdot \sum_n \left[\frac{\cos(k \cdot r_n)}{\sqrt{r_n}} + \frac{i \cdot \sin(k \cdot r_n)}{\sqrt{r_n}} \right] \right|^2 \right\rangle_t \quad [4]$$

Sviluppando in parte reale ed immaginaria si ottiene :

$$I(r) = \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{\cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \sqrt{z^2 + (x + n \cdot d)^2}\right)}{\sqrt{r_n}} \right] \right|^2 + \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{i \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \sqrt{z^2 + (x + n \cdot d)^2}\right)}{\sqrt{r_n}} \right] \right|^2 \quad [5]$$

Risolvere la precedente equivale a determinare una "nuova sorgente" lungo l'asse z (direzione di propagazione), e $x=0$ per avere il massimo dell'intensità. Quindi effettuare la derivata della funzione che descrive l'onda equivale a determinare il massimo della stessa.



Trascurando il coefficiente $\sqrt{r_n}$, si può affermare che l'argomento del coseno deve essere un multiplo di π e quindi per ogni n deve esistere un numero intero m tale per cui vale la seguente relazione :

$$\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \sqrt{z^2 + (n \cdot d)^2} = \pi \cdot m \quad [6]$$

Espandendo la relazione al primo ordine otteniamo :

$$\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{n \cdot d}{z} \right)^2 + \dots - O \left(\frac{n \cdot d}{z} \right)^4 \right) = m \quad [7]$$

Arrangiando l'equazione, si può determinare la distanza z :

$$z = \frac{n^2 \cdot d^2}{m \cdot \lambda} \quad [8]$$

Poiché esiste per ogni n un numero intero m che soddisfa la precedente equazione, significa che ogni "fessura" contribuisce in fase nel punto $z = \frac{d^2}{\lambda}$.

Per poter trascurare i termini di ordine superiore al quarto, si deve avere che

$$\frac{2 \cdot \pi \cdot z}{\lambda} \cdot \frac{3}{8} \cdot \left(\frac{n \cdot d}{z} \right)^4 \ll \pi \quad [9]$$

Capitolo 3

La relazione di cui sopra comporta che $n^2 < \frac{d}{\lambda}$, e fin quando tale rapporto è valido, risulta essere valida l'approssimazione per la determinazione del valore di z . Da un punto di vista più "pratico", si sta considerando il fronte d'onda come parabolico anziché sferico.

La teoria appena descritta è alla base del funzionamento delle guide d'onda multi modali. Questo tipo di analisi derivante direttamente dall'ottica geometrica, è stata poi ripresa più volte e validata anche con l'analisi elettromagnetica. Chiaramente gli stessi risultati sono numericamente ottenibili con entrambi gli approcci, nel caso in cui la frequenza a cui si effettua l'analisi è elevata.

L'auto immagine è alla base del funzionamento dell'interferenza multi modale. Si può riassumere il principio delle MMI con la seguente definizione :

“L'auto immagine è una proprietà delle guide d'onda multi modali per cui il profilo del campo che si trova in ingresso è riprodotto in un singolo o più immagini multiple a intervalli periodici lungo l'asse di propagazione della guida stessa”

Una struttura MMI si basa principalmente sulla guida d'onda che deve supportare un ampio numero di modi, tipicamente maggiore di tre [2]. Solitamente l'ingresso è realizzato in modo che sia mono modale (single mode), per il segnale di ingresso e successivamente la struttura stessa effettua un "salto strutturale" e passa in guida multi modale (over mode). Proprio per tale motivo spesso ci si trova davanti a strutture denominate NxM MMI, dove con N ed M si intendono N ingressi ed M uscite rispettivamente della guida d'onda. Un'analisi di tutti i modi di propagazione è forse quella più esaustiva da un punto di vista teorico per descrivere il fenomeno del "multi modo" all'interno di una guida d'onda. Questo modo di analisi non solo imposta le basi per una modellizzazione della struttura stessa necessaria per una ipotetica progettazione, ma fa capire bene il meccanismo che si cela dietro una struttura multi modale. Da qui in poi seguirà un'analisi della propagazione dei modi guidati in una struttura (Multi

Capitolo 3

Mode Propagation Analysis MPA), per la formulazione della periodicità dell'immagine.

L'auto immagine può esistere in strutture multi modali tridimensionali, per cui l'analisi MPA combinata con una in due dimensioni risulta essere un adeguato strumento di analisi per lo studio di tali strutture. È quindi lecito studiare la struttura multimodo come una struttura planare e "sommare" poi i risultati di un'analisi planare con un'altra anch'essa planare e ricondurre alla fine tutto ad un'analisi tridimensionale.

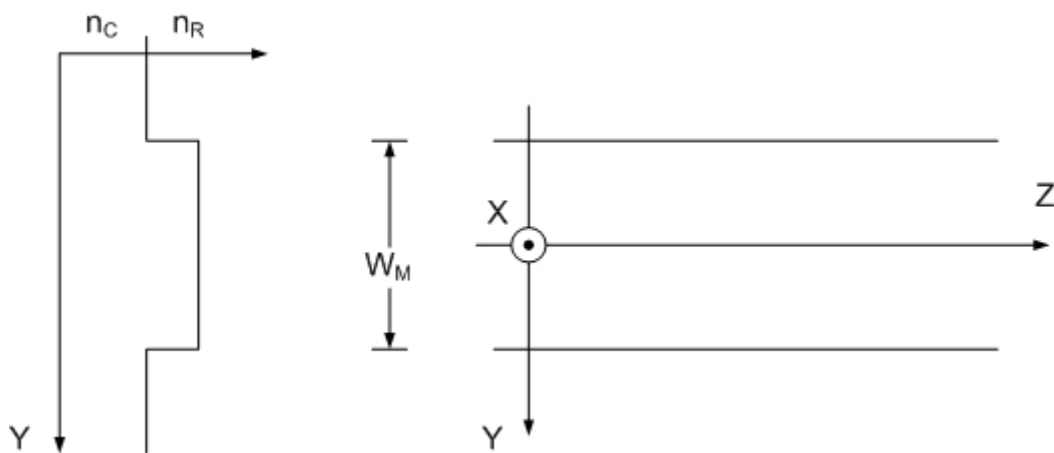


Figura 61. Rappresentazione del cambio di geometria di una struttura multimodale.

Possiamo quindi fare riferimento alla Figura 61 per l'analisi di una struttura multimodale. La struttura di Figura 61 è un esempio di guida d'onda con larghezza W_M indice di rifrazione n_r e indice di rifrazione effettivo del mantello n_c . La guida d'onda supporta dei modi di propagazione $v=0,1,2,\dots,m-1$ e una lunghezza d'onda nel vuoto λ_0 . Il numero d'onda k_{yv} e la costante di propagazione β_v , sono in relazione con l'indice n_r tramite l'equazione di dispersione :

$$k_{yv}^2 + \beta_v^2 = k_0^2 \cdot n_r^2 \quad [10]$$

k_{yv} è la parte reale

mentre β_v è la parte immaginaria.

$$k_0 = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_0} \quad [11]$$

Capitolo 3

$$k_{y\nu} = \frac{(\nu+1) \cdot \pi}{W_{e\nu}} \quad [12]$$

Dove con $W_{e\nu}$ si intende l'effettiva larghezza della guida d'onda poiché viene considerata la "proprietà di penetrazione" di ogni singolo modo di propagazione, all'interno della struttura metallica della guida stessa. Per guide d'onda con un alto potere di riflettere il segnale/modo che si sta propagando, allora si può assumere che $W_{e\nu} \simeq W_M$. In generale la larghezza effettiva della guida d'onda può essere approssimata con W_{e0} ossia la larghezza effettiva associata al modo fondamentale di propagazione.

$$W_{e\nu} \simeq W_e = W_M + \left(\frac{\lambda_0}{\pi}\right) \cdot \left(\frac{n_c}{n_r}\right)^{2\sigma} \cdot (n_r^2 - n_c^2)^{-1/2} \quad [13]$$

Per i modi TE $\sigma=0$ e $\sigma=1$ per i modi TM.

Usando un'espansione binomiale con $k_{y\nu}^2 \ll k_0^2 \cdot n_r^2$.

La costante di propagazione β_ν può essere ricavata dalla seguente :

$$\beta_\nu \simeq k_0 \cdot n_r - \frac{(\nu+1)^2 \cdot \pi \cdot \lambda_0}{4 \cdot n_r \cdot W_e^2} \quad [14]$$

D'altronde la costante di propagazione di una guida multimodale a variazione di indice, presenta una dipendenza quasi quadratica rispetto al numero di modo ν .

Si definisce L_π la lunghezza tra due ordini modali, ossia la distanza fisica tra un'onda associata ad un ordine e quella relativa ad un altro ordine modale.

$$L_\pi = \frac{\pi}{\beta_0 - \beta_1} \simeq \frac{4 \cdot n_r \cdot W_e^2}{3 \cdot \lambda_0} \quad [15]$$

Quindi la distanza tra le costanti di propagazione può essere ricavata dalla seguente relazione :

$$(\beta_0 - \beta_\nu) \approx \frac{\nu \cdot (\nu + 2) \cdot \pi}{3 \cdot L_\pi} \quad [16]$$

Quindi “allontanandosi” dalla sorgente, si avrà l’aumento del numero del modo di propagazione. Sostanzialmente si avrà l’andamento riportato in Figura 62 :

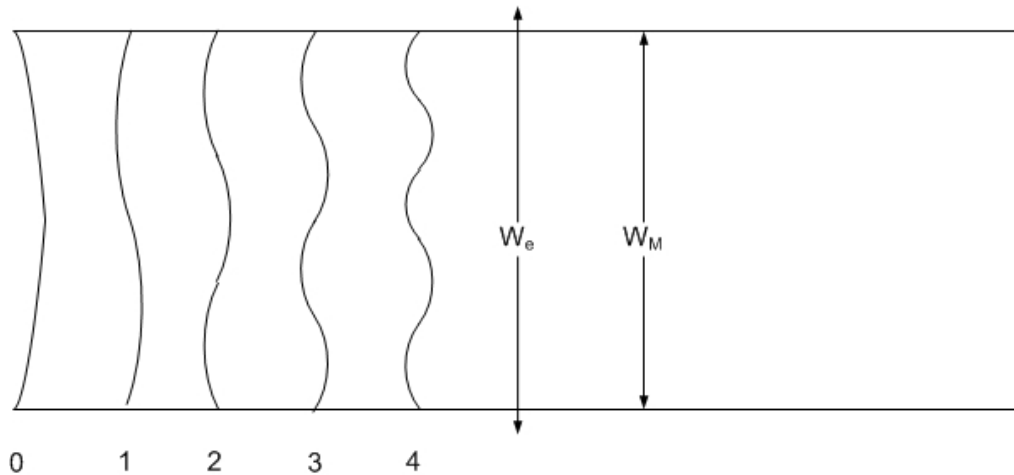


Figura 62. Esempio di andamento dei modi in una guida "steppata".

Nella Figura 61Figura 62, è riportato l’esempio di una guida in cui è presente uno step di impedenza. Tale step di impedenza corrisponde al punto di alimentazione. Infatti in una guida d’onda di qualsiasi tipo, uno step della larghezza corrisponde ad una variazione dell’impedenza della struttura stessa. In pratica ogni discontinuità localizzata produce un certo numero di effetti, quali la generazione di modi superiori (come stiamo analizzando nel presente documento), il cambiamento dell’impedenza della guida stessa eccetera. Allontanandosi dall’ingresso della guida, si nota come il segnale assume una forma diversa legata appunto al numero del modo. Questa è una rappresentazione grafica di quanto fino ad ora analizzato, poiché è possibile notare che all’aumentare della distanza varia la forma dell’onda. Il coefficiente L_π è la distanza a cui si ripetono le “forme” dell’onda associata a determinati ordini modali. Ad esempio esisterà un L_π tra i modi 2 e 4 e così via [2].

Per effettuare un’analisi della propagazione dei modi guidati, prendiamo in considerazione un segnale di ingresso $\Psi(y,0)$ imponendo $x=0$ e assumendo $W_e = W_M$ il profilo del campo guidato può essere così descritto :

Capitolo 3

$$\Psi(y,0) = \sum_v c_v \cdot \psi_v(y) \quad [17]$$

I coefficienti c_v tengono informazione relativamente al “modulo” del segnale presente in quel punto dello spazio. Utilizzando uno spazio ortogonale in cui sono rappresentati i campi, è possibile stimare i valori dei coefficienti c_v .

In pratica possiamo affermare che se la guida d'onda nel quale viene fatto propagare il segnale, non presenta un salto di impedenza adeguato, il segnale continuerà a propagarsi in modo monomodale. Quindi la larghezza della guida d'onda nel punto di step deve essere tale da indurre un cambiamento repentino di impedenza tale da innescare la generazione dei modi di ordine superiore.

Se vogliamo rappresentare il profilo di un fronte d'onda considerando solo un numero finito di modi di propagazione allora la precedente relazione va scritta come :

$$\Psi(y,0) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \cdot \psi_v(y) \quad [18]$$

E quindi il profilo del campo ad una data distanza dallo step di impedenza può essere scritto come sovrapposizione di tutti i modi guidati $m-1$:

$$\Psi(y,z) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \cdot \psi_v(y) \cdot e^{[j(\omega t - \beta_v \cdot z)]} \quad [19]$$

Prendendo la fase del modo fondamentale come fattore comune e portandolo fuori dalla sommatoria, il profilo del campo può essere descritto dalla seguente :

$$\Psi(y,z) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \cdot \psi_v(y) \cdot e^{[j(\beta_0 - \beta_v) \cdot z]} \quad [20]$$

Per determinare l'espressione del campo ad una certa distanza $z = L$, si sostituisce

$$(\beta_0 - \beta_v) \approx \frac{v \cdot (v+2) \cdot \pi}{3 \cdot L_\pi} \quad [21]$$

All'interno della precedente e si determina quindi :

Capitolo 3

$$\Psi(y, z) = \sum_{\nu=0}^{m-1} c_{\nu} \cdot \psi_{\nu}(y) \cdot e^{\left[j \frac{\nu \cdot (\nu+2) \cdot \pi}{3 \cdot L_{\pi}} \cdot L \right]} \quad [22]$$

La forma del profilo $\Psi(y, L)$ e conseguentemente il tipo di immagine formatasi, sarà determinata da c_{ν} e dalle proprietà del fattore di fase :

$$e^{\left[j \frac{\nu \cdot (\nu+2) \cdot \pi}{3 \cdot L_{\pi}} \cdot L \right]} \quad [23]$$

Vedremo come, sotto opportune ipotesi, $\Psi(y, L)$ sarà una perfetta replica del campo $\Psi(y, 0)$ e si potrà distinguere il caso di interferenza generale e interferenza limitata all'interno di una struttura guidante, avendo cura di eccitare solo alcuni modi.

Interferenza generale.

Nel caso dell'interferenza generale, non vi sono vincoli riguardanti i coefficienti c_{ν} e si può quindi analizzare la periodicità del campo all'interno della guida verificando il comportamento della seguente relazione :

$$e^{\left[j \frac{\nu \cdot (\nu+2) \cdot \pi}{3 \cdot L_{\pi}} \cdot L \right]} \quad [24]$$

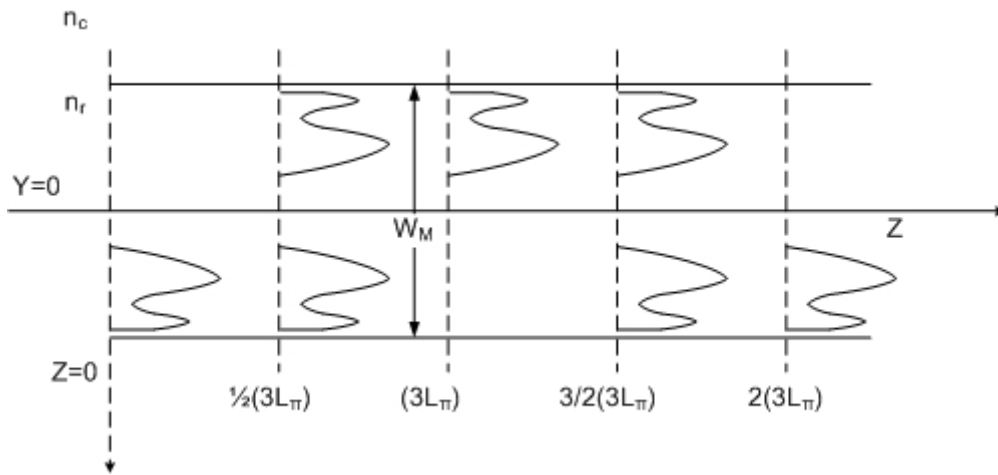


Figura 63. Guida d'onda multimodale e andamento della forma del campo al suo interno.

Analizziamo la forma del campo nel caso in cui la precedente sia pari ad 1 o $(-1)^v$. Nel caso in cui il risultato dell'esponenziale sia pari all'unità, significa che la fase di tutti i modi di propagazione cambia lungo il percorso di propagazione con una periodicità pari a 2π . In taluni casi tutti i modi di propagazione contribuiscono con la stessa fase come in $z=0$. L'immagine risulta allora essere una perfetta replica dell'ingresso ($\Psi(y,L) = \Psi(y,0)$). La seconda condizione indica che a fase deve essere alternativamente pari o dispari a intervalli regolari pari a multipli di π . Quindi si avrà che i modi di ordine pari risulteranno essere in fase e i modi dispari in controfase. La simmetria dispari del campo produrrà un'immagine "specchiata" della forma del campo rispetto all'asse Y, come rappresentato in Figura 63.

Entrambe le condizioni sull'esponenziale sono soddisfatte nel caso in cui

$$L = p \cdot (3 \cdot L_\pi) \quad [25]$$

Con $p=0,1,2,\dots$

Il fattore moltiplicativo "p" denota la natura periodica dell'immagine lungo l'asse di propagazione z della guida d'onda. Singole immagini perfettamente replicate o "specchiate" rispetto all'asse Y del campo di ingresso $\Psi(y,L)$, si formano a distanza z dalla sorgente a multipli $(3 \cdot L_\pi)$, come mostrato in Figura 63.

Capitolo 3

Oltre al caso appena visto della propagazione delle singole immagini, vediamo come nell'intermezzo tra la replica di una singola immagine ed un'altra, vi siano altre repliche del campo di ingresso con forme chiaramente diverse da quest'ultima.

Consideriamo ad esempio come primo caso l'immagine che si verrebbe a trovare a metà tra due immagini successive, quindi si ricade nel caso in cui

$$L = \frac{p}{2} \cdot (3 \cdot L_\pi) \quad [26]$$

Con $p=1,3,5 \dots$

Il campo totale a queste lunghezze sarà determinato sostituendo all'interno dell'espressione del campo prima considerata ottenendo

$$\Psi\left(y, \frac{p}{2} \cdot 3 \cdot L_\pi\right) = \sum_{v=0}^{m-1} c_v \cdot \psi_v(y) \cdot e^{\left[jv \cdot (v+2) \cdot p \cdot \frac{\pi}{2}\right]} \quad [27]$$

Con p numero intero dispari. Sotto l'ipotesi di struttura e forma del campo completamente simmetrici rispetto all'asse Y , la precedente equazione può essere riscritta come

$$\Psi\left(y, \frac{p}{2} \cdot 3 \cdot L_\pi\right) = \sum_{v=\text{pari}} c_v \cdot \psi_v(y) + \sum_{v=\text{dispari}} j \cdot c_v \cdot \psi_v(y) = \frac{1+(-j)^p}{2} \cdot \psi(y,0) + \frac{1-(-j)^p}{2} \cdot \psi(-y,0) \quad [28]$$

La precedente relazione rappresenta un numero pari di immagini del campo $\psi(y,0)$, con ampiezza $\frac{1}{\sqrt{2}}$ e distanza pari a $\frac{1}{2} \cdot z$ ($z = (3 \cdot L_\pi), \frac{3}{2} \cdot (3 \cdot L_\pi) \dots$), come mostrato in Figura 63. Dai risultati ottenuti si può affermare che questo potrebbe essere il caso in cui si voglia sfruttare tale teoria per la progettazione di un divisore a 3 dB.

Ora per andare a determinare le posizioni all'interno della guida d'onda dei punti in cui si trovano le repliche del segnale di ingresso, bisogna introdurre un campo $\psi_{in}(y)$ inteso come estensione periodica del campo $\psi(y,0)$.

Capitolo 3

$$\Psi_{in}(y) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} [\psi \cdot (y - \nu \cdot 2 \cdot W_e, 0) - \psi \cdot (-y + \nu \cdot 2 \cdot W_e, 0)] \quad [29]$$

Approssimando l'espressione del campo come una funzione sinusoidale

$$\psi_{\nu}(y) \approx \sin(k_{y\nu} \cdot y) \quad [30]$$

E sapendo che a distanza $L = \frac{P}{N} \cdot (3 \cdot L_{\pi})$, con $p \geq 0$ e $N \geq 1$ l'espressione del campo può essere scritta nella forma seguente

$$\Psi(y, L) = \frac{1}{C} \sum_{q=0}^{N-1} [\psi_{in} \cdot (y - y_q) e^{j\varphi_q}] \quad [31]$$

$$y_q = p \cdot (2 \cdot q - N) \cdot \frac{W_e}{N} \quad [32]$$

$$\varphi_q = p \cdot (N - q) \cdot \frac{q \cdot \pi}{N} \quad [33]$$

La costante "C" è una normalizzazione di un numero complesso necessario per la rappresentazione tramite Fourier.

$$|C| = \sqrt{N} \quad [34]$$

Con la variabile p si denota la periodicità dell'immagine lungo l'asse z, mentre con q si denota ognuna delle N immagini presenti lungo l'asse z stesso. La precedente equazione esprime il fatto che a distanza $z = L$ si sono formate N immagini del campo $\psi_{in}(y)$ (estensione del campo sorgente $\psi(y, 0)$), posizionate nei punti y_q , ognuna con ampiezza $\frac{1}{\sqrt{N}}$ e fase φ_q . Questi punti in cui sono presenti le N immagini, generalmente non sono equispaziate. La teoria delle multi immagini consente lo studio la progettazione e la realizzazione di divisori/combinatori con NxN ingressi/uscite o anche NxM ingressi/uscite. Chiaramente il più piccolo divisore/combinatore si ha scegliendo p=1. In questo caso la fase del segnale all'interno di un NxN divisore/accoppiatore MMI, segue le seguenti relazioni [2]

Capitolo 3

$$\varphi_{rs} = \frac{\pi}{4 \cdot N} \cdot (s-1) \cdot (2 \cdot N + r - s) + \pi \quad [35]$$

Nel caso che $r+s$ sia pari

$$\varphi_{rs} = \frac{\pi}{4 \cdot N} \cdot (r+s-1) \cdot (2 \cdot N - r - s + 1) \quad [36]$$

Nel caso che $r+s$ sia dispari

Con la variabile “r” si denotano gli ingressi, mentre con la variabile “s” le uscite della guida d’onda.

$$r = 1, 2, \dots, N \text{ e } s = 1, 2, \dots, N .$$

Interferenza “comandata”.

Come precedentemente asserito, è possibile analizzare anche strutture in cui i modi di eccitazione siano del tutto controllati. Quindi ora analizzeremo la possibilità di realizzare strutture MMI nelle quali solo alcuni particolari modi vengono eccitati e quindi la distribuzione del campo risulta “controllata”.

$$\text{mod}_3 [\nu \cdot (\nu + 2)] = 0$$

Per $\nu \neq 2, 5, 8 \dots$

Ora la periodicità della presenza del campo rispetto al verso di propagazione sarà del tipo

$$L = p \cdot (L_\pi)$$

Con $p = 0, 1, 2 \dots$

Capitolo 3

Per poter realizzare avere delle particolari configurazioni di campo all'interno della guida stessa, bisogna agire sui coefficienti c_v come precedentemente esposto. L'eccitare in modo "comandato" non è assolutamente immediata come alternativa all'eccitazione generale. Infatti mentre nel caso dell'eccitazione generale la nascita dei modi è lasciata "al caso", ossia è sufficiente una discontinuità localizzata e l'andare in multi modo con la struttura subito dopo di questa, nel caso di una struttura multi modale in cui si vogliono "accendere" solo alcuni modi, non è così semplice poiché bisogna calcolare perfettamente il punto di inserzione del segnale di ingresso nonché la forma del campo stesso (eccitazione "particolare"). Possiamo riassumere in una tabella le peculiarità dei tre sistemi di propagazione all'interno di una struttura guidante.

	Generale	Accoppiato	Simmetrico
Ingressi/Uscite	$N \times N$	$2 \times N$	$1 \times N$
Distanza dalla prima immagine	$3 \cdot L_\pi$	L_π	$\frac{(3 \cdot L_\pi)}{4}$
Tipo di eccitazione richiesta	Nessuna	$c_\nu = 0$ per $\nu = 2, 5, 8 \dots$	$c_\nu = 0$ per $\nu = 1, 3, 5 \dots$
Posizione della sorgente	Qualsiasi	$y = \pm \frac{We}{6}$	$y = 0$

Tabella 1. Tabella riassuntiva delle peculiarità di una struttura multi modale.

Come accennato in precedenza, le due teorie portano ai stessi risultati per quanto riguarda il “comportamento” di un segnale che si propaga all’interno di una guida d’onda. I risultati diventano sempre più simili anche da un punto di vista numerico con l’aumentare del valore della frequenza. In questa parte del lavoro di tesi, quello che si è cercato di affrontare è stato il procedere nello studio di strutture di divisione/combinazione utilizzando strumenti meno “pesanti” da un punto di vista del calcolo. Si è allora decisi di utilizzare i risultati ottenuti dalle due teorie e cercare di validare uno strumento che tenesse conto dei suddetti risultati, utilizzandoli per semplificare l’analisi.

Descrizione del metodo utilizzato.

Il punto di partenza è stato quello di andare a descrivere il comportamento di una sorgente posta al centro di una struttura. Quindi possiamo affermare che tutto quanto si cela dietro il metodo che andremo ad illustrare è valido per strutture di tipo simmetrico. D'altronde molte delle applicazioni già in uso che sfruttano strutture guidanti per dividere/combinare segnali, fanno uso di strutture simmetriche. Questo per due motivi principali: uno risiede nel fatto che lo studio, la progettazione e spesso anche la realizzazione di strutture simmetriche risulta essere più agevole; l'altro aspetto non meno importante risiede nel fatto che la propagazione in strutture non simmetriche spesso causa l'insorgere di fenomeni non voluti e non "attesi". Possiamo quindi affermare che l'andare ad impostare il proseguo del lavoro esclusivamente su strutture di tipo simmetrico non sia poi così del tutto restrittivo ai fini dell'uso finale dello strumento.

Cerchiamo di esporre in termini molto semplici cosa avviene all'interno di una guida prima che questa divenga un divisore/combinatore. Come è stato già accennato, ad una data frequenza la struttura guidante all'interno del quale transita un segnale, si comporta come un filtro passa alto. Le frequenze dei segnali al di sotto della frequenza di cut-off vengono fortemente attenuate. All'interno di tale struttura transitano quindi solo segnali che hanno una frequenza superiore a quella di cut-off. I modi di ordine superiore se non eccitati, rimangono "nascosti" all'interno del segnale che si sta propagando. Non appena per qualsivoglia ragione questi ultimi vengono eccitati e la struttura consente il loro propagarsi, la guida diviene veicolo di trasmissione di più modi. Come abbiamo avuto già modo di sottolineare, la presenza di una discontinuità localizzata comporta l'eccitazione di modi di ordine superiore. Ora, se la struttura è simmetrica, i modi eccitati presenteranno anch'essi una forma del campo relativamente "lineare".

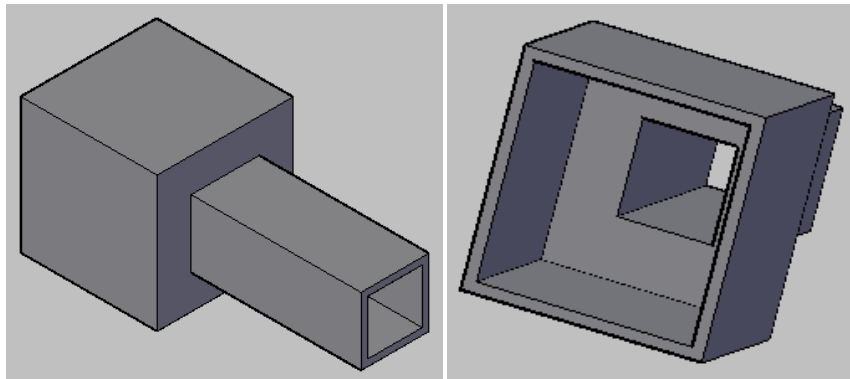


Figura 64. Vista prospettica della guida d'onda.

Come si può osservare in Figura 64 , la struttura della guida ad un certo punto si “allarga” consentendo e stimolando al tempo stesso, il propagarsi dei modi di ordine superiore. Per lo studio della struttura si è scelto anche in questo caso di utilizzare un software di calcolo come MathCad. Dalla teoria prima affrontata e dalle considerazioni fino ad ora effettuate, è stato impostato il lavoro effettuando un “sezionamento” della struttura stessa. Questo poiché è stata considerata la sorgente del segnale presente all’interno della guida come una sorgente puntiforme. Tale considerazione non è assolutamente restrittiva in quanto spesso ci si riconduce a tale approssimazione nei casi di studio dei fenomeni elettromagnetici.

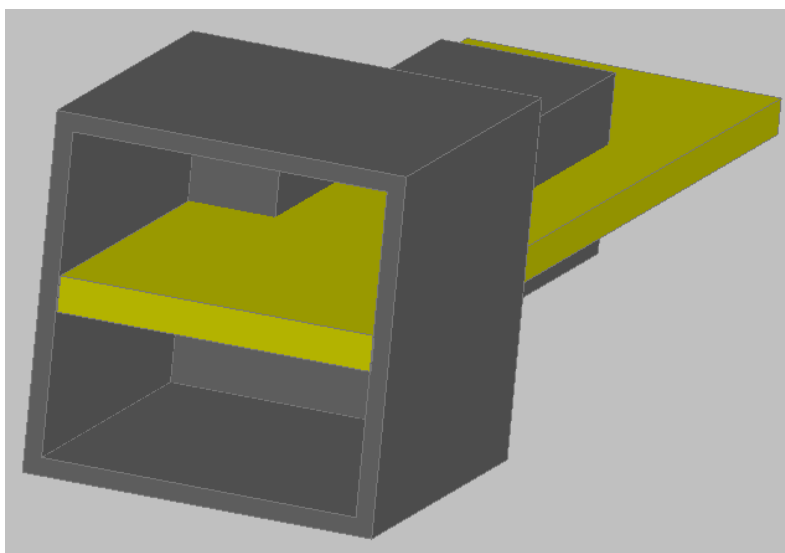


Figura 65. Vista del sezionamento della struttura.

Capitolo 3

Nella Figura 65 è possibile notare come la parte in colore giallo sarà il sezionamento “base” su cui verrà effettuato lo studio della propagazione all’interno della guida.

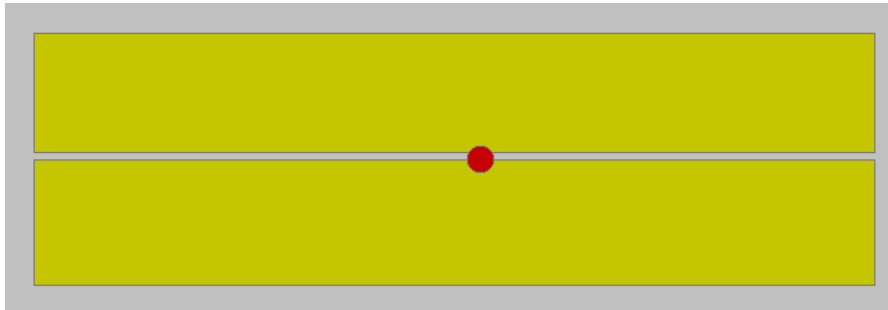


Figura 66. Vista dall'alto del sezionamento e del punto a cui viene associata l'origine della sorgente.

Lo studio della struttura passerà allora da un'analisi tridimensionale ad una bidimensionale. Successivamente basterà “ricombinare” opportunamente i risultati per ottenere una risposta del “comportamento” del segnale all’interno della struttura.

La teoria dei raggi con l’ausilio del software MathCAD.

Illustreremo ora il principio di funzionamento della teoria dei raggi. Le frequenze in gioco sono tali da permetterci di manipolare i raggi elettromagnetici con la teoria dell'ottica geometrica. In Figura 67 è presente una semplificazione della struttura che si sta analizzando, ossia una parte del sezionamento della struttura. Il valore della variabile "Z" è tale che si va a prendere in considerazione la presenza delle prime due caustiche. Nel prosieguo si indicheranno con i termini “caustiche” e/o “fuochi”, i punti sull’asse Y in cui sono presenti i valori massimi (in termini di ampiezza), dell’immagine del campo di ingresso. Come precedentemente esposto, il sezionamento effettuato della struttura rende possibile un’analisi bidimensionale e sotto questa ipotesi vediamo che in Figura

67 è rappresentata la parte del sezionamento investigato per verificare l'andamento del campo elettromagnetico propagante all'interno della guida d'onda. Il segnale partendo dal punto "S" si propaga in multimodo e raggiunge il punto "H".

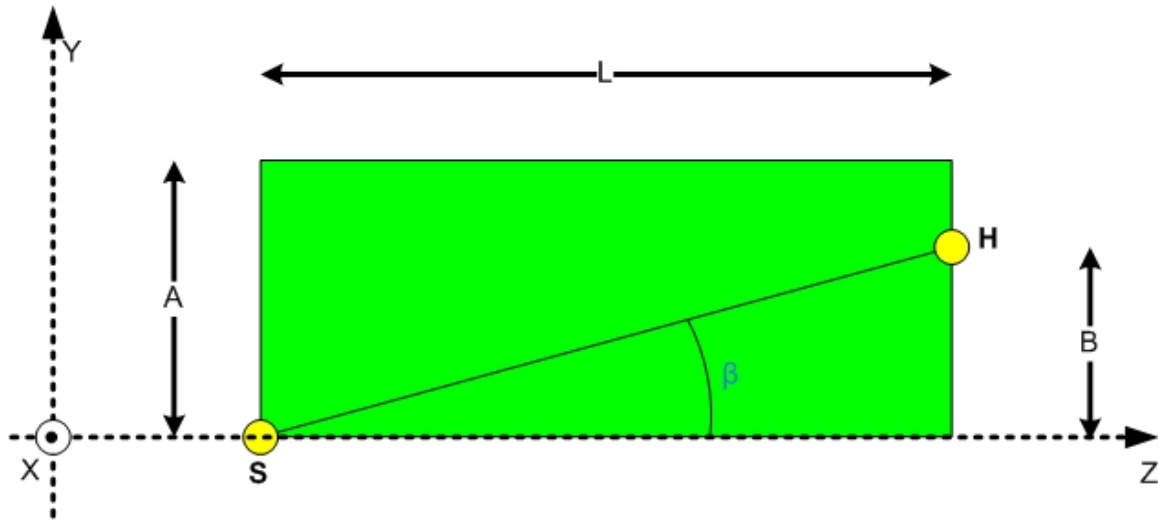


Figura 67. Parte della struttura studiata con l'ottica geometrica.

Il punto "S" risulta essere il centro della guida d'onda entro la quale è veicolato il segnale elettromagnetico. Il punto "H" è il punto che viene investigato per la determinazione della quantità di raggi che arriveranno a sommarsi in fase in quel punto. L'angolo " β " è il primo angolo utile per far giungere in quel punto un raggio. La variabile "A" è pari alla metà della larghezza della "bocca" della tromba (o apertura). La lunghezza "L" è invece la lunghezza lungo la direzione di propagazione della tromba.

Per il calcolo del raggio diretto, che quindi parte dal centro della cavità e giunge nel punto dove è presente la caustica, si utilizzerà semplicemente il teorema di Pitagora:

$$\beta = \frac{360}{2 \cdot \pi} \cdot \arctg\left(\frac{B}{L}\right) \quad [37]$$

Per il calcolo dell'angolo diretto si deve per forza di cose scrivere a_1 , poiché la relazione iterativa per la determinazione dell'angolo non prevede una lunghezza pari a B, questo a causa che il raggio diretto non attraversa la mezziera della struttura.

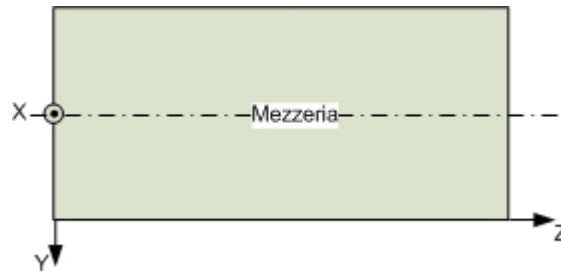


Figura 68. Segmentazione della struttura.

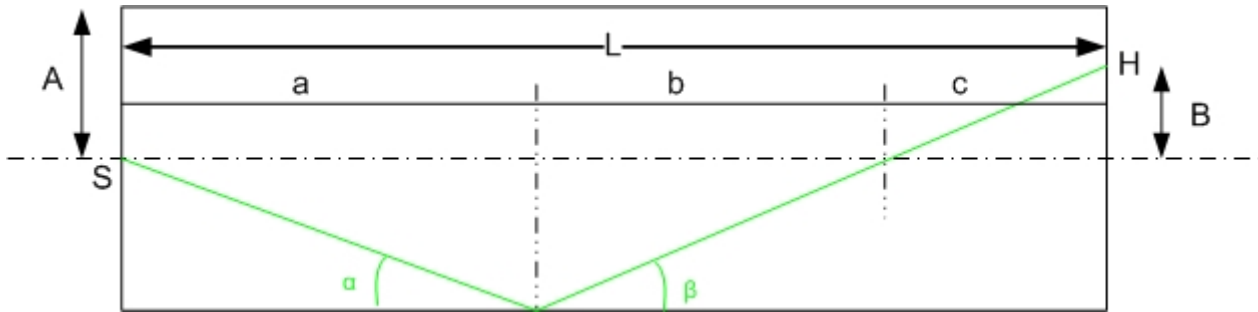


Figura 69. Raggio che attraversa la mezzeria della struttura.

Dipendente dal valore dell'angolo β associato al raggio scaturito dalla sorgente, il raggio per giungere nel punto "H" non attraverserà la mezzeria solo nel caso in cui esso colpisce direttamente il punto "H" e nel caso in cui "rimbalza" sulla parete superiore della struttura. In tutti gli altri casi, il raggio attraversa almeno una volta la mezzeria come riportato ad esempio in Figura 69. Trascurando le attenuazioni derivanti dall'iterazione tra il raggio e le pareti della struttura stessa, si fa uso della legge di Snell per verificare gli angoli nonché tutti i percorsi possibili e quindi i raggi che partendo dal punto "S" andranno a colpire il punto "H". La lunghezza "L" risulterà divisa in più segmenti all'aumentare del valore dell'angolo β . Questa circostanza permette di andare a investigare solo ed esclusivamente sull'ultimo segmento con cui viene divisa la lunghezza "L". Questo è determinato dall'ultimo attraversamento della mezzeria da parte del raggio stesso, nonché dall'ultima iterazione con la parete superiore della struttura. Proprio dalla Figura 70 si evince il duplice modo di determinazione del percorso ultimo del raggio incidente il punto focale. Infatti, il software sviluppato tratta in modo diverso i percorsi dei raggi che attraversano la mezzeria prima di "impattare" sul punto focale e quelli che invece interagiscono con la parete superiore della struttura prima di giungere anche loro nel punto "H".

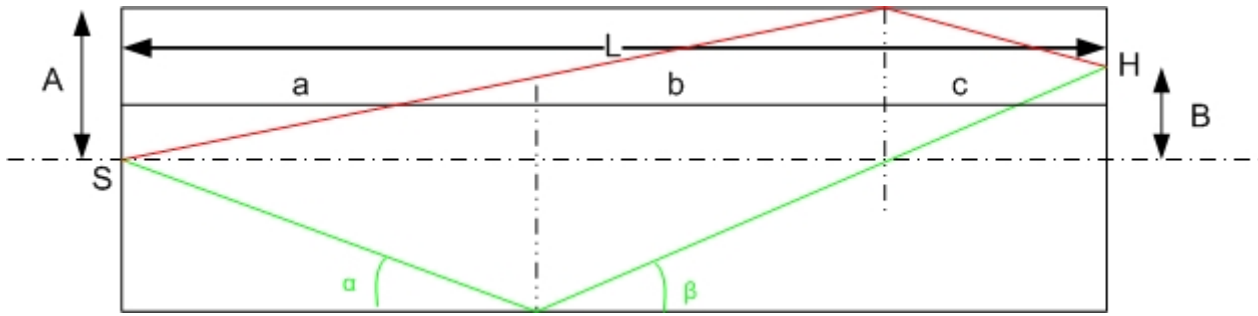


Figura 70. Raggi incidenti il punto focale.

Prima di descrivere il processo iterativo di determinazione delle varie incognite, descriviamo di seguito la costruzione geometrica su cui si basa il procedimento.

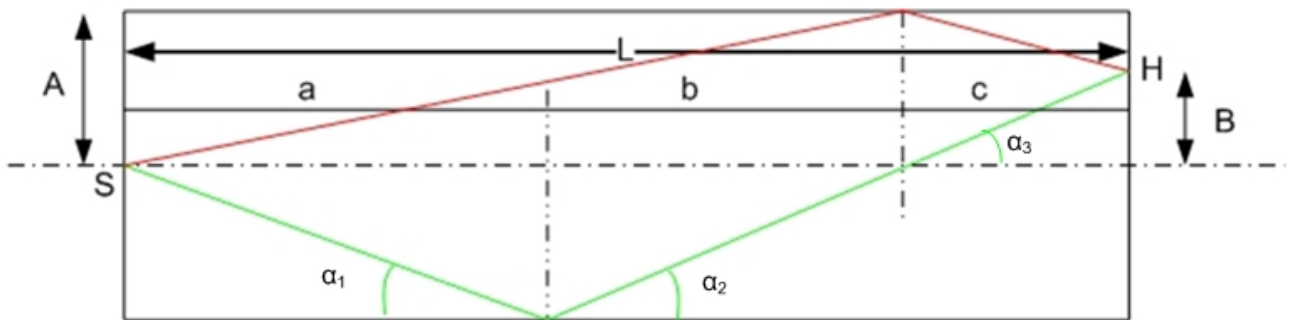


Figura 71. Costruzione geometrica per la determinazione dei percorsi.

Facendo riferimento alla Figura 70, possiamo scrivere la seguente equazione che rispetta la legge di Snell :

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3$$

$$\alpha_1 = \arctg \frac{A}{a} = \arctg \frac{A}{b} = \arctg \frac{B}{c} \quad [38]$$

Possiamo quindi anche scrivere che

$$\frac{A}{a} = \frac{A}{b} = \frac{B}{c} \rightarrow a = b \Rightarrow c = \frac{B \cdot b}{A} \quad [39]$$

$$a + b + c = L$$

$$b = L - b - a$$

Capitolo 3

$$\begin{cases} a = b \\ c = \frac{B \cdot b}{A} \\ b = L - c - a \end{cases} \quad \begin{cases} a = b \\ c = \frac{B \cdot b}{A} \\ b = L - c - b \end{cases} \quad \begin{cases} a = b \\ c = \frac{B \cdot b}{A} \\ 2b = L - c \end{cases} \quad \begin{cases} a = b \\ c = \frac{B \cdot b}{A} \\ 2b = L - \frac{B \cdot b}{A} \end{cases} \\
 \\
 \begin{cases} a = b \\ c = \frac{B \cdot b}{A} \\ 2b + \frac{B \cdot b}{A} = L \end{cases} \quad \begin{cases} a = b \\ c = \frac{B \cdot b}{A} \\ b \cdot \left(2 + \frac{B}{A} \right) = L \end{cases} \quad \begin{cases} a = b \\ c = \frac{B \cdot b}{A} \\ a = b = L \cdot \left(\frac{A}{2 \cdot A + B} \right) \end{cases} \quad [40]
 \end{cases}$$

$$C = \frac{B}{A} \cdot L \cdot \left(\frac{A}{2 \cdot A + B} \right) = \frac{L \cdot B}{2 \cdot A + B} \quad [41]$$

$$\alpha = \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \arctg \frac{A}{b}$$

Il primo passo consiste nell'individuare la lunghezza dei percorsi b_n e c_n ($a_n = b_n$), lungo la direzione di propagazione z . La lunghezza di questi ultimi servirà per determinare la struttura geometrica su cui applicare poi delle semplici relazioni geometriche per la determinazione di angoli, cateti e simili.

$$b_n(n) = \frac{L \cdot A}{n \cdot A + B} \quad [42]$$

$$c_n(n) = \frac{L \cdot B}{n \cdot A + B} \quad [43]$$

Nel caso di n pari zero siamo nel caso del raggio diretto, mentre nel caso in cui il lato "B" è uguale al lato "A", le lunghezze a_n, b_n, \dots , sono tutte uguali e pari a

$$a_n = \frac{L}{n+1}. \quad [44]$$

Per poter effettuare il calcolo del percorso dei raggi, bisogna stimare la lunghezza dal punto della mezzeria al punto "H". Durante il calcolo di cui sopra si distingue

Capitolo 3

il caso in cui la lunghezza è presa a partire dal punto della mezzeria e il caso in cui essa è considerata a partire dal lato esterno della struttura. Questa distinzione è resa necessaria per considerare il caso in cui il raggio interagisce per ultimo “rimbalzando” dalla parete della struttura e il caso in cui attraversa per ultimo la mezzeria della struttura. Per poter distinguere questi due casi viene effettuato il seguente controllo

$$\Delta(n) = \begin{cases} B \Rightarrow \text{mod}(n, 2 = 0) \\ A - B \Rightarrow \text{altrimenti} \end{cases} \quad [45]$$

Come conseguenza le precedenti relazioni per determinare i segmenti b_n e c_n diventano :

$$b_n(n) = \frac{L \cdot A}{n \cdot A + \Delta(n)} \quad [46]$$

$$c_n(n) = \frac{L \cdot \Delta(n)}{n \cdot A + \Delta(n)} \quad [47]$$

Per il calcolo dell'angolo n-esimo :

$$\alpha_n(n) = \frac{360}{2 \cdot \pi} \cdot \text{arctg} \left(\frac{A}{b_n(n)} \right) \quad [48]$$

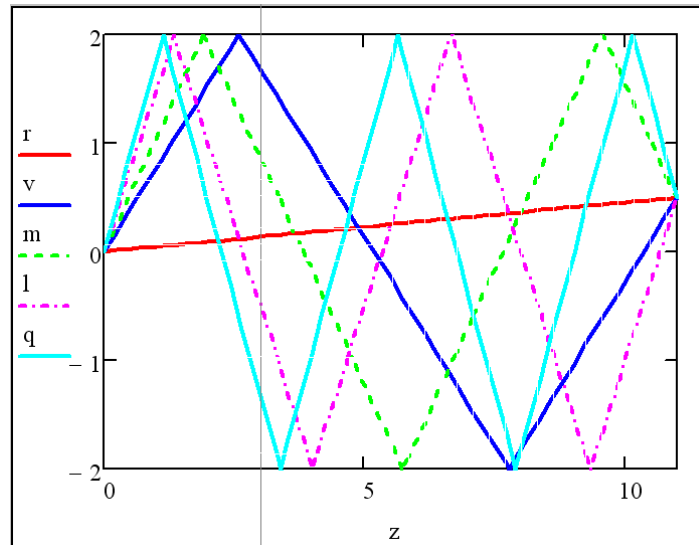


Figura 72. Visualizzazione dei raggi ottici incidenti nel punto "H".

Il software è ora in grado di stimare il numero dei raggi, nonché graficare il loro percorso dal punto "S" al punto "H" come è possibile vedere in Figura 72. La visualizzazione è completa, ossia essa è estesa a tutta la struttura. Il raggio diretto è chiaramente uno solo e in Figura 72 è rappresentato dal raggio "r". I restanti raggi rappresentati da "v", "m", "l", "q", individuano quelli che giungeranno sicuramente nel punto "H" a partire dal punto di sorgente "S" (lo zero), che intersecano subito la parte superiore della struttura. Per individuare quelli che invece intersecano la parte inferiore, basta sottrarre a 180° i valori angolari determinati moltiplicati per due. In tal modo si avrà la rappresentazione completa di tutti i possibili raggi che incideranno nel punto "H".

Per le routine sviluppate in ambiente MathCAD, si rimanda in appendice.

A questo punto il software ha determinato la lunghezza di ogni singolo percorso, basta eseguire la somma dei vari tratti dei segmenti presenti all'interno della porzione di guida. La lunghezza dei percorsi è molto importante per la determinazione del valore della fase con cui ogni singolo raggio arriva nel punto "H". Infatti in tal modo è possibile effettuare la somma in fase o meno dei singoli percorsi che si trovano all'interno della struttura sotto esame. Il software restituisce il valore degli angoli dei raggi che giungeranno nel punto "H" e con queste informazioni si possono investigare diversi aspetti del caso, a partire dal

determinare quali sono i raggi che si sommano in fase o meno nel punto “H”. Senza effettuare calcoli molto complessi, è sufficiente dividere per il numero della lunghezza d’onda λ la lunghezza del percorso sotto esame. Questa operazione viene effettuata per ogni singolo raggio e il risultato viene memorizzato in un vettore. Essendo un’operazione dal costo computazionale molto basso (come del resto tutto il software sviluppato), viene eseguita molto rapidamente e dà dei risultati puntualmente esatti visto che sono determinati applicando formule di calcolo chiuse.

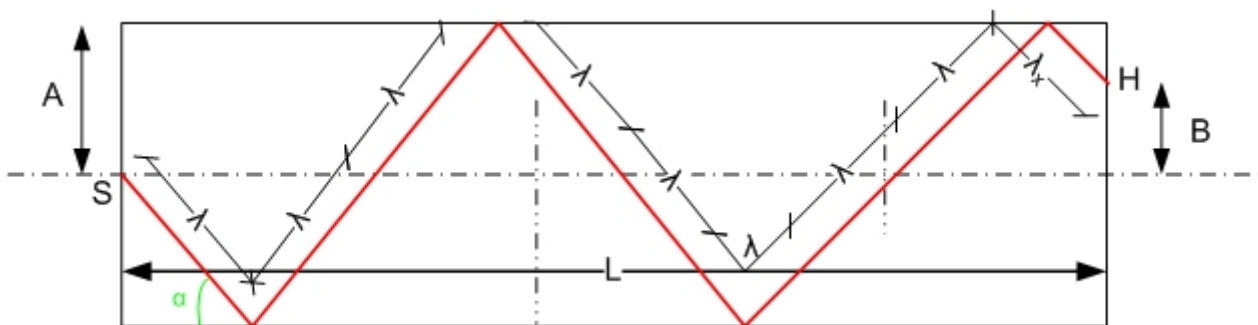


Figura 73. Determinazione della fase.

In Figura 73 in rosso è evidenziato il percorso che l’*n*-esimo raggio effettua per potersi portare dal punto “S” fino al punto “H”. Con questa apparentemente banale informazione, si possono settare un numero considerevole di parametri, a partire dall’attenuazione di tratta che il raggio subisce, all’attenuazione dovuta all’iterazione con la parete stessa della struttura, si potrebbe pensare che all’interno stesso della guida vi siano dei percorsi che subiscono attenuazioni di tratta differenti a causa della presenza di materiale usato per ritardare la fase stessa e tante altre variabili, che possono essere associate alla lunghezza d’onda λ effettiva propagante all’interno della struttura. Per il calcolo della sommatoria in fase o meno del segnale che giunge proprio nel punto investigato “H”, si prende in considerazione il valore della lunghezza dell’ultimo segmento di lunghezza d’onda denominato λ_x .

Grazie a tutte le informazioni che il software è in grado di determinare con dei semplici passaggi algebrici, è possibile andare di volta in volta a personalizzarlo e raffinare sempre più il modello della struttura.

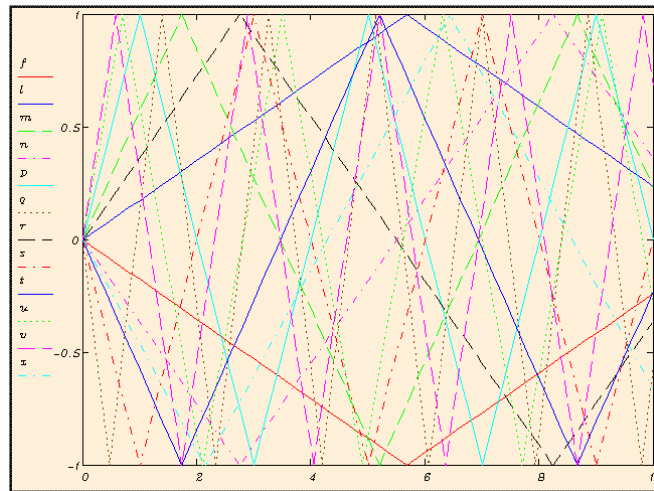


Figura 74. Visualizzazione di raggi con uguale lunghezza d'onda.

In Figura 74 è possibile osservare ad esempio il calcolo e la rappresentazione di tutti i raggi che partono dal punto di sorgente “S” (0), e giungono alla fine della struttura con la stessa fase. In questo caso il software è stato settato dandogli il valore di λ_x e far graficare tutti i raggi (fino ad un massimo “n” dato come variabile, per ovvi problemi di visualizzazione), che arrivano con una certa fase alla fine della struttura. In questo caso è giusto che la rappresentazione dei raggi sia speculare rispetto all’asse della mezzeria. Questo poiché i raggi subiscono la stessa attenuazione in un mezzo trasmissivo del tutto omogeneo. A volte tali strutture necessitano di essere modificate per avere un indice graduale di attenuazione. Questa peculiarità della struttura può essere implementata senza particolari difficoltà, indicando in quali coordinate si trova il materiale “assorbente”. Per materiale assorbente, si indicano quei materiali che permettono di attenuare il modulo di un segnale e anche modificare la fase di questi introducendo un ritardo. Tali materiali vengono usati per “plasmare” i segnali accentuando alcune peculiarità degli stessi.

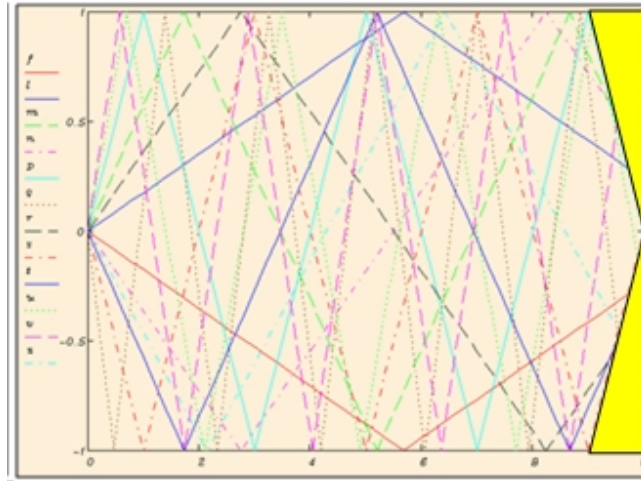


Figura 75. Cavità con materiale "assorbente".

In Figura 75 è possibile notare la modifica di una struttura con del materiale “assorbente” all’interno della stessa. La parte in giallo interesserà il passaggio dei raggi in termini diversi in funzione del loro angolo di incidenza. Alla regione di materiale “assorbente” saranno associati dei parametri relativi alla variazione del modulo del segnale/raggio che lo attraversa, alla fase degli stessi, in modo tale da raffinare oltremodo il modello della struttura. Si potrebbe pensare anche di introdurre altre “regioni” di materiale “assorbente” diverso in altri punti della struttura. Così facendo si andranno a sagomare i raggi in modo tale da ottenere gli andamenti voluti alla fine della struttura, che in realtà altro non è che la bocca di una antenna.

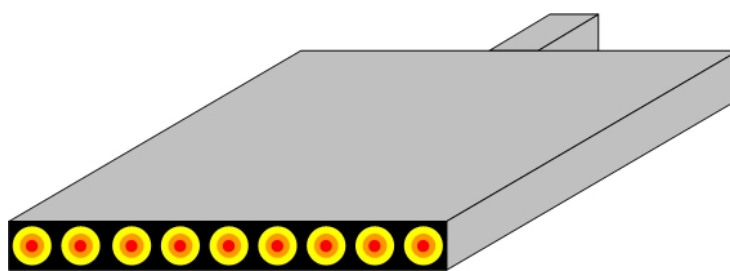


Figura 76. Vista dei fuochi presenti sulla bocca della struttura/antenna.

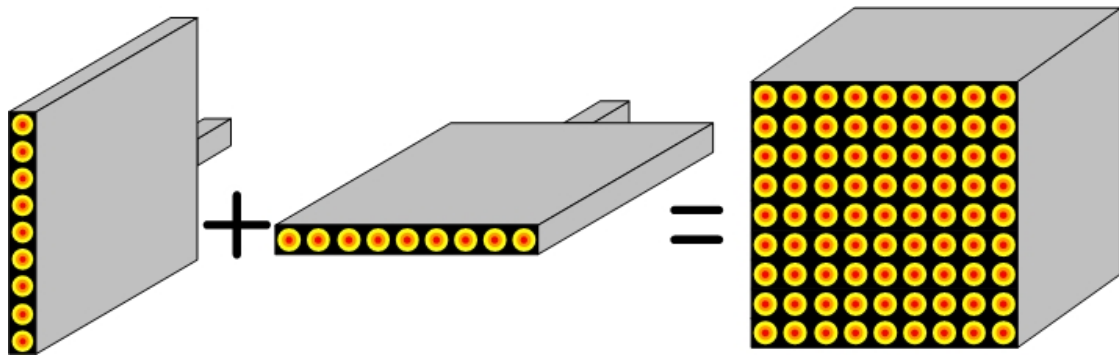


Figura 77. Somma dei risultati ottenuti in 2D.

Avendo cura di utilizzare solo strutture simmetriche come quelle di Figura 77 è possibile, come precedentemente accennato, ricavare risultati anche per il 3D.

Simulazione di una struttura.

Utilizzando un CAD elettromagnetico commerciale, è stata verificata la possibilità di “sezionare” una struttura in tante altre uguali. Questo si è reso necessario per poter validare il punto di partenza su cui si basa lo sviluppo del software in ambiente MathCAD. In particolare è stata simulata una guida d’onda monomodale alla frequenza di 94 GHz, che poi “degenera” in una struttura che comporta la generazione dei modi di ordine superiore e quindi diventa una guida multi modo. È stata prima disegnata la struttura su di un CAD e poi simulata con il software elettromagnetico. Già nella fase di disegno della struttura, bisogna subito distinguere tutto ciò che è metallo e tutto ciò che è aria, questo per poter poi specificare al CAD di che materiale sono realizzate le varie parti.

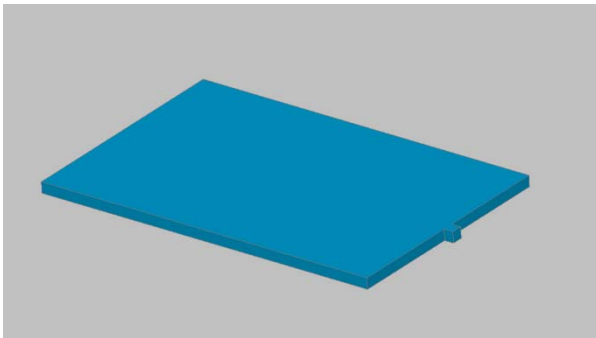


Figura 78. Vista del poligono che definisce l'aria presente all'interno della struttura.

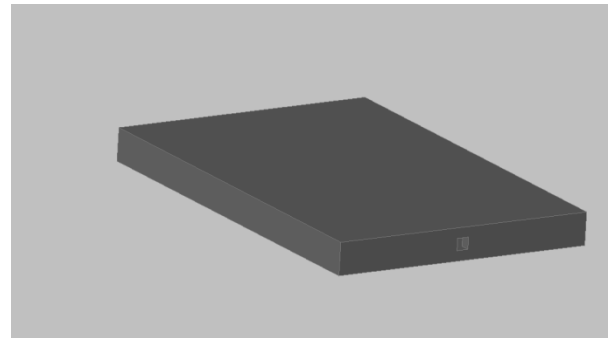


Figura 79. Vista dell'ingresso monomodale della struttura.

In Figura 78 è raffigurato il parallelepipedo che modellerà l'aria contenuta all'interno della struttura. Chiaramente sarà un mezzo isotropo ed omogeneo, considerando il fatto che la struttura è "riempita" di aria. In Figura 79 è invece raffigurato il metallo della struttura, con il particolare del "foro" (guida d'onda monomodale), di ingresso posto al centro della stessa. L'altezza del foro di ingresso è uguale all'altezza della "bocca" di uscita e chiaramente è delle stesse dimensioni anche la larghezza per restare in regime monomodale. In Figura 80 è invece raffigurata la bocca di uscita della struttura. Dalla Figura 78 è possibile notare come dalla guida d'onda si passa con una discontinuità localizzata a struttura che consente la trasmissione multimodo. È proprio in tale punto che il segnale viene "eccitato" a propagarsi in multimodo.

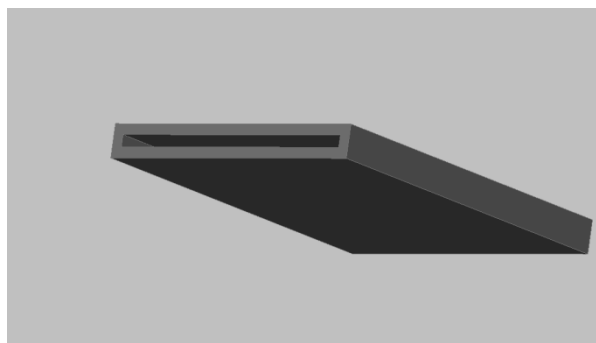


Figura 80. Vista della "bocca" di uscita della struttura.

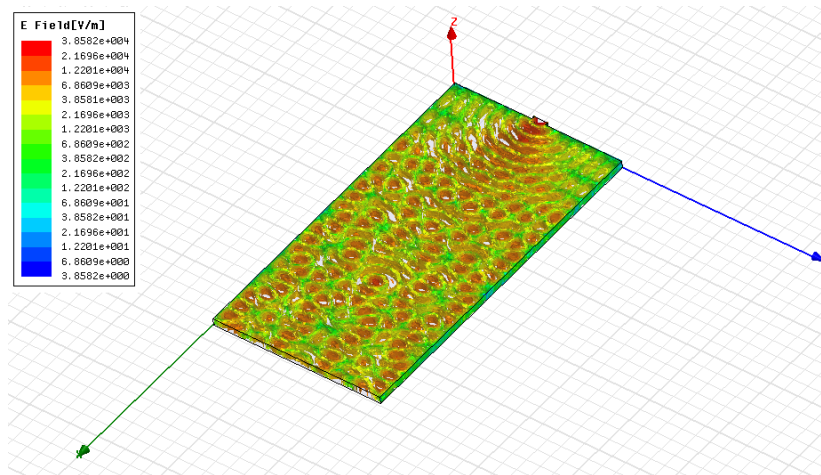


Figura 81. Visualizzazione della simulazione elettromagnetica.

In Figura 81 è raffigurato il risultato della simulazione elettromagnetica effettuata sulla struttura. La simulazione è stata implementata considerando il metallo come un materiale PEC, con al suo interno aria. Sull'ingresso è stata "posizionata" la sorgente radiativa come un campo elettromagnetico. La bocca della struttura è stata impostata come "parte radiativa". Con queste condizioni al contorno è stata verificata la possibilità di "sezionare" la struttura di Figura 65 tramite le soluzioni ottenute dalla simulazione. Notare che il software non permette di avere l'espressione del campo sulla bocca della struttura, mentre il software sviluppato in ambiente MathCAD permetterebbe di ottenere l'espressione del campo posto in ingresso, una volta giunto sul punto "H". Questo avviene poiché i software commerciali spesso giungono al risultato utilizzando routine di calcolo per approssimazioni successive, implementando le soluzioni di complicate espressioni di calcolo ben più "potenti" di quelle che permette di ottenere il software sviluppato in MathCAD. Questo è chiaramente legato al fatto che i software commerciali devono essere in grado di poter trovare soluzioni a un più ampio spettro di quesiti.

Di seguito in Figura 82 la simulazione di una struttura alla frequenza di 96 GHz.

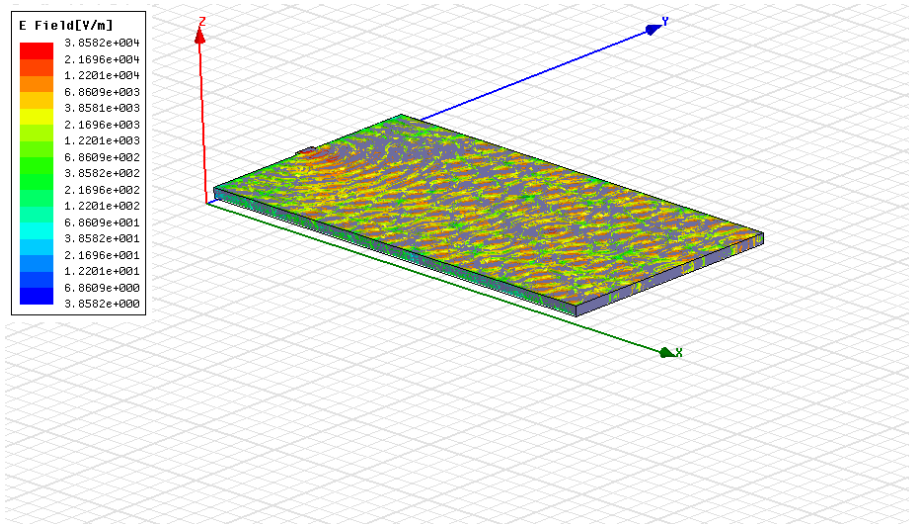


Figura 82. Simulazione di una struttura a 96 GHz.

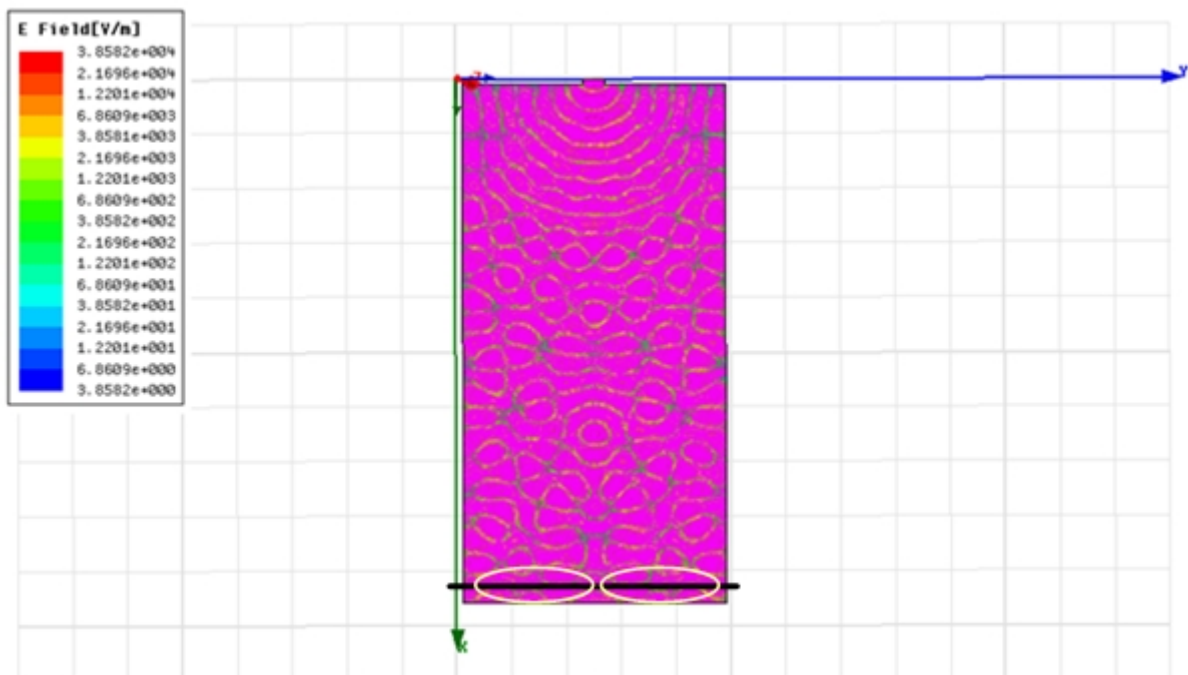


Figura 83. Simulazione di una struttura a 96 GHz(2).

In Figura 83 è riportata la raffigurazione della stessa simulazione e con la riga nera è evidenziata la presenza dei fuochi determinati anche con il software sviluppato in ambiente MathCAD. La linea nera contrassegna l'effettiva "uscita" della struttura simulata in ambiente MathCAD. La simulazione effettuata con il CAD elettromagnetico, tiene conto anche delle attenuazioni all'interno della cavità, mentre nel software MathCAD in questo caso non è stato previsto alcun

parametro che tenesse conto delle attenuazioni. Proprio per tale motivo la “presenza” dei fuochi risulta anticipata rispetto alla simulazione con il software qui proposto. Ad esempio si poteva tener conto dell’iterazione che ogni singolo raggio ha con la struttura ossia il numero di rimbalzi contro la struttura che ogni singolo raggio effettua prima di giungere nel punto “H”. La struttura di Figura 83 ha dimensioni 47.95 x 26 mm e i due cerchi bianchi evidenziano il punto in cui si vengono a formare i fuochi, utili per la divisione del segnale presente in ingresso. In Figura 84 è invece rappresentato il risultato ottenuto con il software MathCAD. Il cerchio nero evidenzia la presenza dei fuochi nella parte terminale della struttura stessa. Si possono infatti notare i quattro punti ad intensità maggiore e che quindi saranno i candidati ad essere i punti in cui sono presenti le caustiche(o fuochi). Come precedentemente accennato, l’analisi è effettuata suddividendo la struttura stessa in due parti uguali ciò vuol dire che i risultati graficati in Figura 84, rappresentano solo una parte di tutta la struttura. Infatti, le caustiche presenti ed evidenziate in Figura 83, sono in numero di otto e distanziate proporzionalmente come in Figura 84.

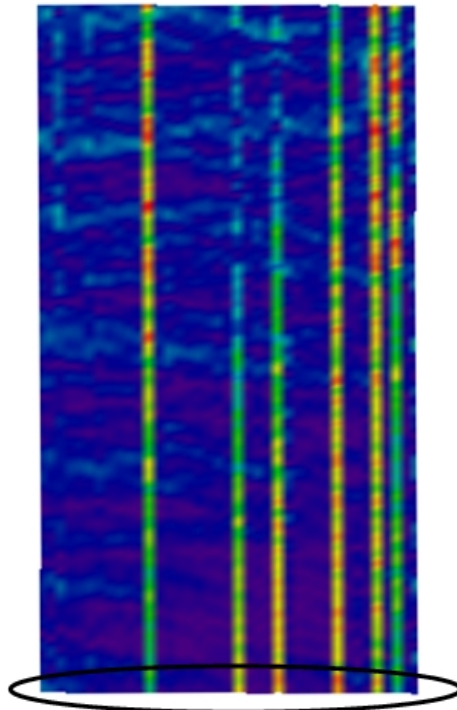
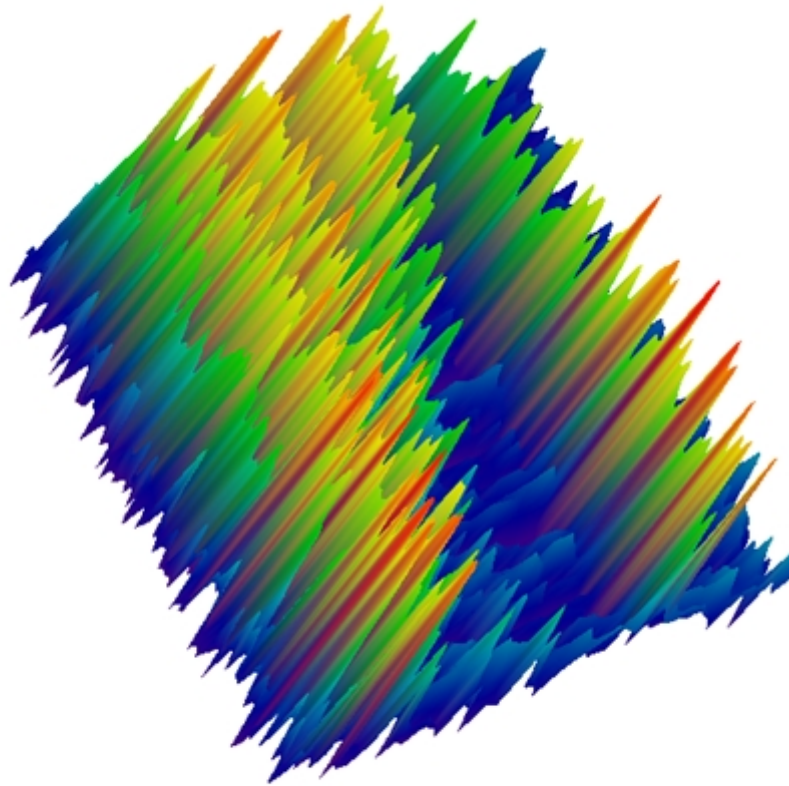


Figura 84. Simulazione con software MathCAD(1).

In Figura 86 è rappresentato l'andamento dei raggi in funzione della loro somma in fase all'interno della struttura stessa, semplicemente affiancando i risultati ottenuti investigando una singola parte della struttura. Le due figure (Figura 83 e Figura 84), divergono solo per la lunghezza, come precedentemente accennato a causa delle attenuazioni di cui tiene conto il CAD elettromagnetico. La divergenza è però di pochi millimetri(1.75 circa), stimata calcolando quante lunghezze d'onda sono presenti dalla sorgente alla fine della struttura stessa. Infatti, tutte le misure considerate in ambiente MathCAD fanno riferimento (normalizzate), alla lunghezza d'onda del segnale di ingresso.



Ciro(stop_B, stop_L, delta_B, delta_L, Bstrl, Lstrl)

Figura 85. Vista in tre dimensioni dell'intensità dei raggi.

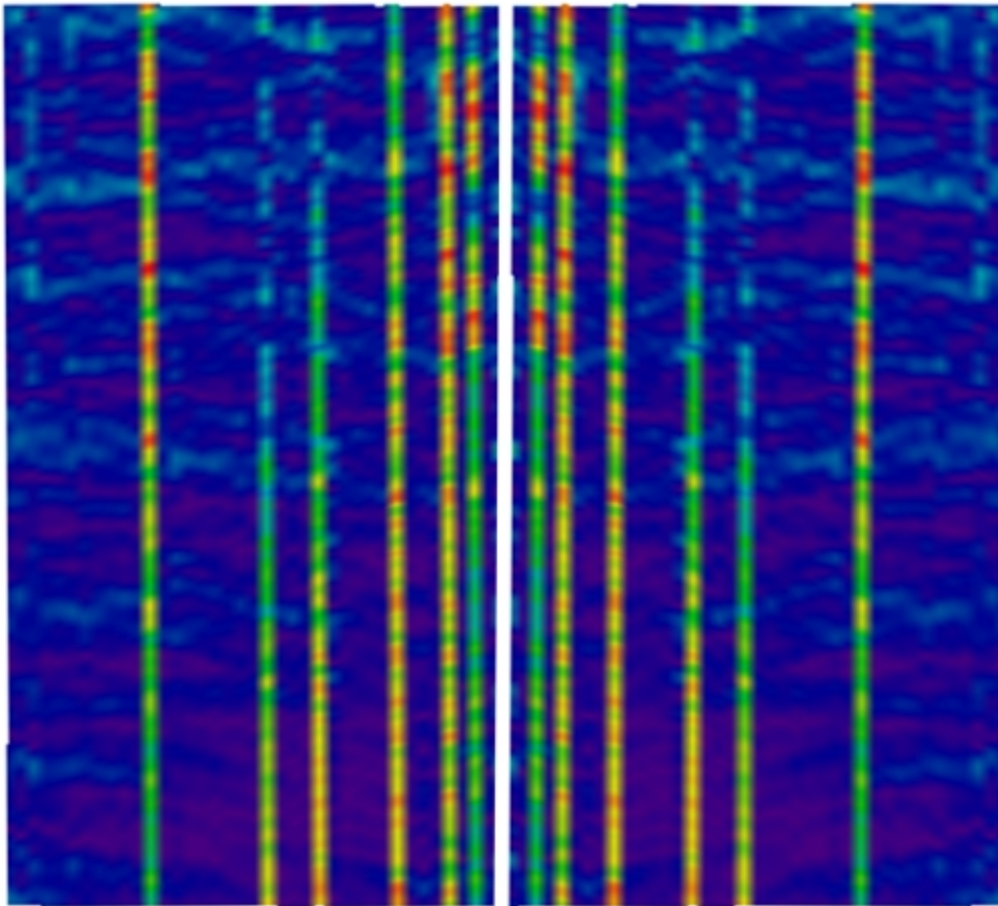


Figura 86. Simulazione con software MathCAD(2).

I risultati ottenuti con il software commerciale e quello sviluppato in ambiente MathCAD, portano quindi alle stesse considerazioni e stesso andamento dei risultati. Per ottenere dei risultati puntualmente identici con i due strumenti, bisogna porre delle condizioni al contorno uguali in entrambi i casi, a partire dalle attenuazioni al fatto che la parte finale della struttura sia di tipo radiativo e altre peculiarità dipendenti dal materiale che si sta analizzando. Se ad esempio al software elettromagnetico non si definisce la fine della struttura come un punto radiativo, la parte finale potrebbe essere intesa come sede di onde stazionarie e quindi far insorgere la presenza di onde stazionarie tra l'uscita e l'ingresso della struttura stessa. Ciò porterebbe chiaramente ad un'analisi errata del comportamento del campo presente all'interno della cavità. Nel caso del software MathCAD, questo "inconveniente" non è presente poiché proprio per come è stato sviluppato i raggi non incontrano "ostacoli" nel propagarsi anche dopo il punto "H". Vi è comunque la possibilità di "chiudere" la fine della struttura con qualsiasi valore di impedenza. Questo è molto utile ai fini della progettazione di

un divisore di potenza. Infatti, introducendo il valore dell'impedenza di campo sulla parte finale della struttura, si può "determinare" l'adattamento stesso tra il segnale elettromagnetico e il carico presente in uscita andando a modificare la lunghezza della struttura ad esempio.

Sintesi

Nel precedente paragrafo è stato visto come con l'ausilio del software sviluppato sia possibile analizzare una struttura passiva anziché con la teoria dell'elettromagnetismo, ricorrendo all'uso della teoria dell'ottica geometrica.

In letteratura sono molteplici i lavori effettuati sullo sviluppo di divisori/combinatori, che sfruttano il principio dell'MMI. In tutti i lavori però si nota una netta distinzione tra chi si occupa della parte elettronica e quindi progettazione e sviluppo della parte relativa all'amplificatore di potenza e chi invece si occupa in particolare della parte elettromagnetica. Questo modo di operare in maniera del tutto solitaria, potrebbe trovare un "antagonista", se dei strumenti semplici consentano al progettista di amplificatori di potenza di potersi "gestire" da solo tutta la parte relativa al divisore/combinatore. In effetti lo sviluppo del software in ambiente MathCAD, ha come obiettivo proprio il porre in condizione il progettista di amplificatori di potenza, di dimensionare in linea di massima tutta quanta la struttura che forma il modulo di potenza. In altre parole, si è cercato di mettere in condizioni il progettista elettronico di poter progettare tutta la struttura del modulo finale, partendo dalla sola informazione relativa alla guida d'onda.

Il successivo sviluppo del software quindi, sarà quello di utilizzarlo come strumento di sintesi. Ad esempio un primo passo potrebbe essere quello di partire dall'espressione del campo presente all'interno della guida e determinare come in precedenza, i luoghi geometrici dove sono presenti i fuochi o caustiche del campo

e in questi punti determinare i valori di impedenza di campo, o ancor meglio i parametri “S” relativi. In questo modo il progettista di amplificatori di potenza ha tutte le informazioni necessarie per poter procedere alla sintesi o comunque sia, ad una prima “selezione” delle peculiarità che deve avere la struttura che si accingerà a progettare. Un esempio potrebbe essere quello di migliorare l’adattamento o aumentare il livello di ampiezza di uno o più fuochi, semplicemente varando le dimensioni della struttura. Come è stato esposto precedentemente, il software permette di ottenere le forme chiuse del campo e quindi la possibilità di derivare tutte le possibili informazioni necessarie per affrontare una corretta progettazione. Quindi il progettista elettronico potrà fare a meno del supporto di un progettista elettromagnetico, vista la semplicità con cui sono trattati gli argomenti.

Propagazione nelle antenne HORN.

Per poter realizzare divisori/combinatori in guida è chiaramente necessario parlare di antenne ad apertura. Nei paragrafi precedenti si sono sempre prese in considerazione strutture che passavano da propagazione guidata monomodale a propagazione guidata multimodale, attraverso una discontinuità localizzata. In letteratura vi sono diversi lavori in cui vengono presentati la progettazione, realizzazione e misura di strutture di divisione/combinazione con all’interno una parte attiva per poter amplificare in maniera efficiente un segnale. Tutti questi lavori fanno uso di transizioni tipo “antenna HORN”.

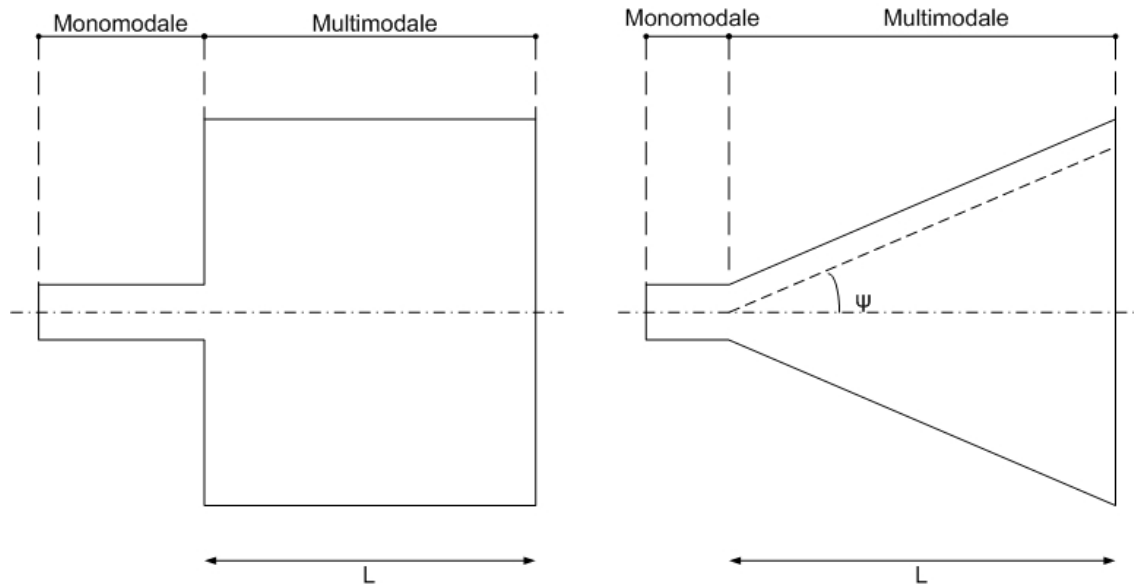


Figura 87. Transizione monomodo-multimodo.

In Figura 87 sono rappresentati due delle diverse possibili soluzioni per passare da una guida d'onda monomodale ad una multimodale. La figura di sinistra è chiamata semplicemente "HORN", mentre quella di destra "FEED-HORN", visto che ha un profilo "graduale". Vi è da fare però una precisazione, ossia che fino ad oggi le transizioni che vengono usate per costruire divisori/combinatori in guida, derivano sostanzialmente da progettazione di antenne ad apertura. Quindi tutta la struttura è stata progettata per massimizzare la propagazione del segnale in un mezzo trasmissivo come l'aria. L'uso di aperture in guida come elementi radianti è abbastanza usuale, ma visto e considerato che in regime di propagazione monomodale l'apertura ha una direttività molto bassa, di solito si aumenta la sezione della bocca della guida andando quindi ad operare in regime multimodale. In taluni casi bisogna allora controllare i modi superiori che si vanno a instaurare, in maniera tale che gli effetti si sommino per raggiungere alti livelli di efficienza di radiazione. Per cercare di "adattare" l'antenna stessa all'aria come mezzo trasmissivo, si cerca di "aprire" la bocca dell'antenna stessa. Questa condizione viene raggiunta aumentando l'angolo " ψ " (Figura 87). Questo però comporta che la fase del segnale sulla bocca dell'apertura non sia più equifase e questo fenomeno sarà tanto più evidente quanto più si aumenta il valore del suddetto angolo. Se l'angolo di svasatura (ψ), aumenta, l'effetto dei fronti di fase diviene sempre più marcato e quindi se la fase varia molto sull'apertura piana, non si ha più l'incremento della direttività.

Quindi in fase di progettazione, bisogna trovare una combinazione ottimale tra apertura e direttività dell'antenna. Nel caso di pure strutture di divisori/combinatori, invece si vorrebbe avere una superficie in cui siano presenti segnali quanto più equifasi, proprio per ovviare al discorso della somma in fase dei vari modi. Per recuperare tali sfasamenti a volte si interviene con delle "lenti di dielettrico", in modo tale da ripristinare questi ritardi(Figura 88).

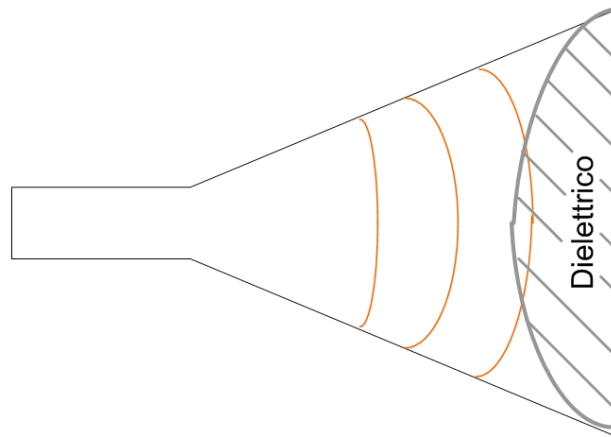


Figura 88. Dielettrico per il recupero della fase.

L'uso di tali lenti però se da un lato permette di effettuare il recupero della fase dei segnali, dall'altro introduce attenuazione e quindi perdita di efficienza da parte del divisore.

Per quanto riguarda il "prelevare" segnale dalla bocca della struttura esistono due modi differenti di procedere, o utilizzando delle antenne patch poste su di una sorta di griglia (Figura 89), oppure mediante delle strutture planari opportunamente sagomate (Figura 90).

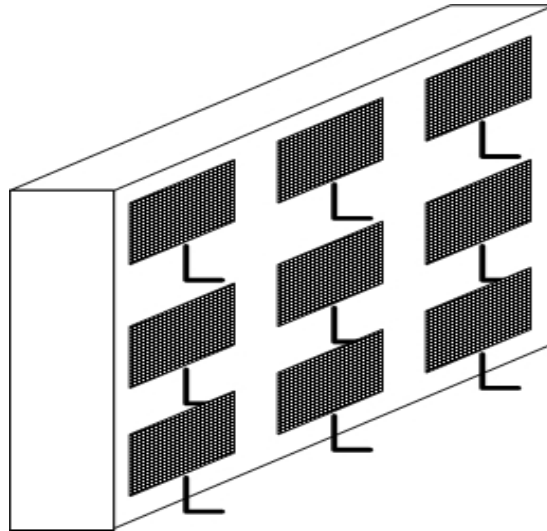


Figura 89. Schiera di antenne patch per "prelevare" il segnale utile sulla bocca della struttura.

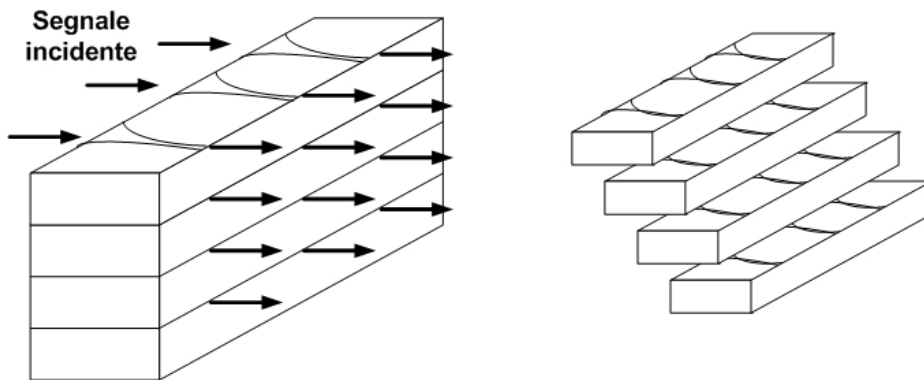


Figura 90. Sagomatura planare (finline) per il prelievo del segnale utile sulla bocca della struttura.

A questo punto il segnale che in origine era veicolato in guida d'onda, ora si trova ad essere suddiviso in più repliche, attenuato in ampiezza chiaramente e con le sfasature derivanti dai fenomeni prima accennati. Ora questi segnali possono essere mandati in ingresso ad amplificatori di potenza, ossia collegare le antenne patch o le sagomature alle linee di trasmissione connesse agli amplificatori. Chiaramente il passo successivo risulta essere quello di ricombinare insieme tutti questi segnali amplificati e riportare tutto in guida d'onda. Per poter effettuare il passaggio inverso basta riproporre la stessa tecnologia, schiera di antenne patch o sagomature tipo "finline".

Calcolo dell'impedenza di una guida d'onda.

Per poter calcolare l'impedenza di una guida d'onda, non è sufficiente effettuare un semplice rapporto, ma bisogna tenere presenti le condizioni al contorno del caso. La bibliografia introduce tre differenti definizioni di impedenza caratteristica [9].

$$Z_{VI} = Ze \frac{\pi \cdot b}{2 \cdot a} \quad [49]$$

$$Z_{PV} = Ze \frac{2 \cdot b}{a} \quad [50]$$

$$Z_{PI} = Ze \frac{\pi^2 \cdot b}{8 \cdot a} \quad [51]$$

Non vi è ancora chiarezza su quale di queste debba essere accettata come standard e dalle varie fonti bibliografiche si evince che la scelta di una definizione o l'altra è indifferente purché, chiaramente, nell'ambito di uno stesso progetto questa venga mantenuta durante tutte le fasi del suo svolgimento. Infatti, è da tener presente che quando si affronta 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 [49] che da un punto di vista EM si ricava come

$$Z_{VI} = \frac{V_g}{I_g} \quad [52]$$

Chiaramente le tensioni e correnti che si vanno a considerare, vanno calcolati da un punto P_1 a un punto P_2 e su delle superfici chiuse e quindi possiamo scrivere :

$$V_g^{(z)} = \int_{P_1}^{P_2} E \cdot dL \quad [53]$$

$$I_g^{(z)} = \oint_c H \cdot dL \quad [54]$$

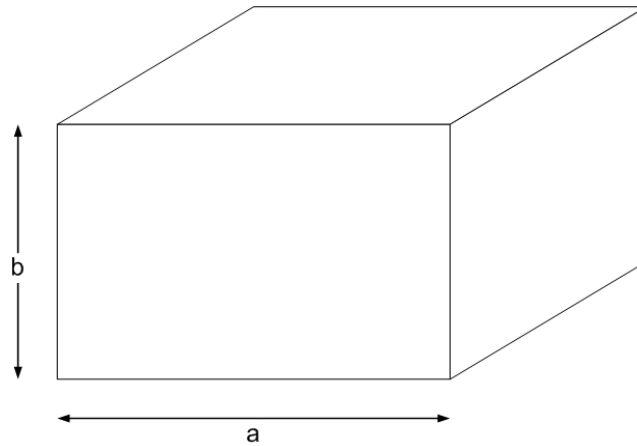


Figura 91. Sezione di guida d'onda.

Quindi i punti 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 ” si trova nel piano contenente la sezione trasversale della guida. Le ipotesi fatte valgono per il modo fondamentale dominante TE_{10} in aria, ipotesi con le quali si assumerà d’ora in poi di lavorare. Si avranno allora le seguenti relazioni:

$$Z_e = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad [55]$$

$$Z_m = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{\lambda}{\lambda_g} \quad [56]$$

Le Z_e e Z_m 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 λ_g calcolata per una data frequenza f .

La lunghezza d’onda λ_g si ricava dalla seguente relazione :

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad [57]$$

Capitolo 3

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

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot a} \quad \text{con "c" velocità della luce nel vuoto.}$$

E' 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. È valida la seguente formula approssimata :

$$Z_c = 600 \cdot \frac{b}{a} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad [58]$$

In Figura 92 è raffigurato il tipico andamento dell'impedenza di una guida d'onda. Si può notare come all'aumentare della frequenza l'andamento dell'impedenza stessa è sempre più piatto.

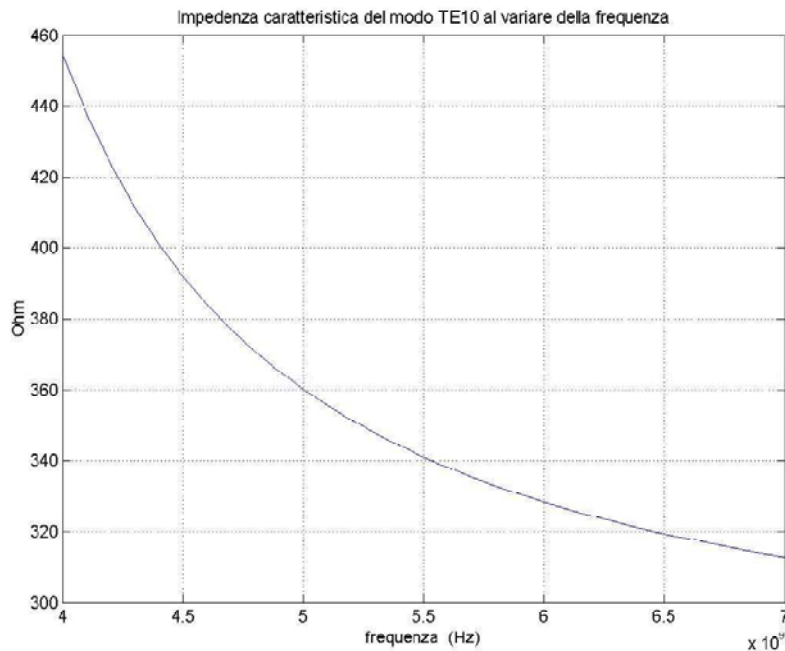


Figura 92. Andamento tipico dell'impedenza di una guida d'onda.

Reference

1. **“Facts relating to optical science No. IV”** H. F. Talbot London, Edinburgh Philosophical al Mag, J. Sci, vol. 9, pp. 401-407, Dec 1836
2. **“Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: principles and applications”** Soldano, L.B.; Pennings, E.C.M.; Journal of Light wave Technology, Volume 13, Issue 4, April 1995 Page(s):615 - 627 Digital Object Identifier 10.1109/50.372474
3. **“Spatial power splitting and combining based on the Talbot effect”** Tayag, T.J.; Steer, M.B.; Harvey, J.F.; Yakovlev, A.B.; Davis, J.; Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Volume 12, Issue 1, Jan. 2002 Page(s):9 – 11
4. **“A 5-watt, 37-GHz monolithic grid amplifier”** Deckman, B.; Deakin, D.S., Jr.; Sovero, E.; Rutledge, D.; Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International Volume 2, 11-16 June 2000 Page(s):805 - 808 vol.2
5. **“Field Theory of Guided Waves”**, Robert E. Collin. McGRAW-HILL BOOK COMPANY, INC. New York Toronto London 1960
6. **“Fundamentals of the Physical Theory of Diffraction”**, Pyotr Ufimtsev. WILWY-INTERSCIENCE A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION.
7. **“Diffraction Grating Handbook”**, Christopher Palmer. Fifth Edition, Erwin Loewen Editor.
8. **“Compatibilità Elettromagnetica”**, Clayton R. Paul. Concetti Fondamentali di Elettromagnetismo. Applicazioni Progettuali. EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO.
9. R.E. Collin. **Foundations for Microwave Engineering**, Mc Graw Hill International Editions

Capitolo 4

Nel presente capitolo verrà affrontata la progettazione di un divisore che può essere classificato come planare. L'idea della realizzazione di tale struttura ha avuto origine “osservando”, durante il periodo di dottorato, le diverse tecniche con cui vengono realizzati i divisori/combinatori, nonché dalla conoscenza delle ultime tecniche di realizzazione di substrati. Utilizzando gli ultimi ritrovati in termini di realizzazione di substrati e le tecniche di divisione/combinazione planari, è stata progettata la struttura che verrà presentata in questo capitolo.

L'idea.

È ormai da diverso tempo che la tecnologia di realizzazione dei circuiti utilizza le tecniche definite “multi-layer”. Queste tecniche permettono di ottenere dei substrati costruiti per “sovrapposizione successive” di singoli circuiti stampati. In particolare la tecnica che usa il consueto FR4, permette la realizzazione di queste strutture utilizzando colanti o tecniche di termocompressione.

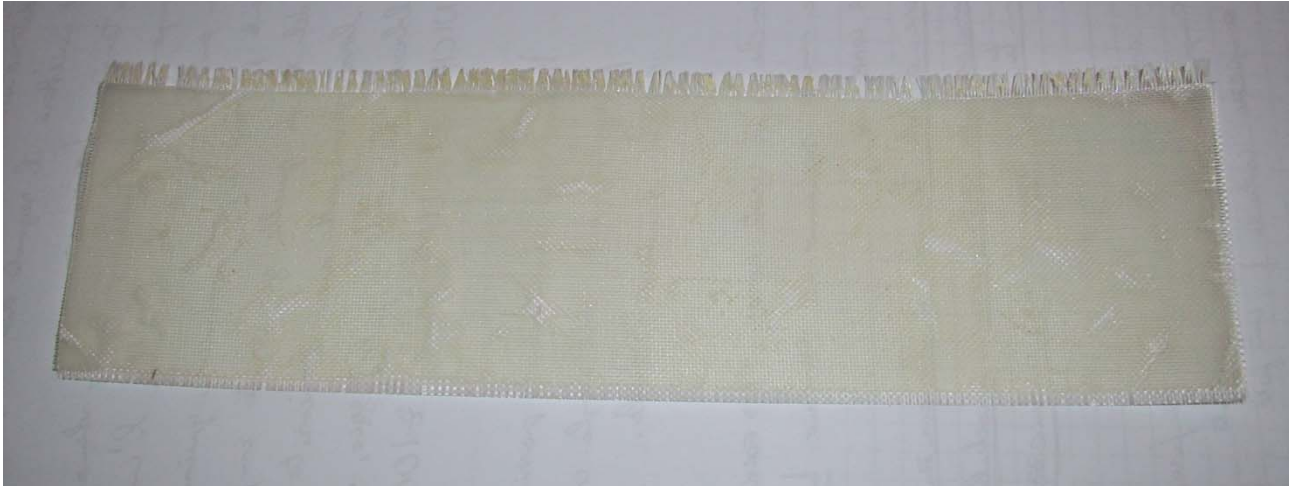


Figura 93. Pellicola di FR4.

In Figura 93 è riportato un lembo di materiale FR4 di tipo ARLON prima della posa. Questo materiale ha delle perdite inferiori a quelle del comune FR4. È possibile notare i filamenti che compongono il materiale realizzando incrociando gli stessi. Questo tipo di costruzione da un lato aumenta la rigidità meccanica e dall'altro, aumenta la costante dielettrica relativa proprio grazie a questo modo di costruzione. In questo caso però, questi materiali sono soggetti a delle limitazioni meccaniche quando si devono realizzare circuiti in cui siano presenti fori troppo vicini tra loro. Questo comporta che una volta realizzato il substrato, la foratura meccanica potrebbe portare all'asportazione di alcune fibre nell'intermezzo del substrato stesso.

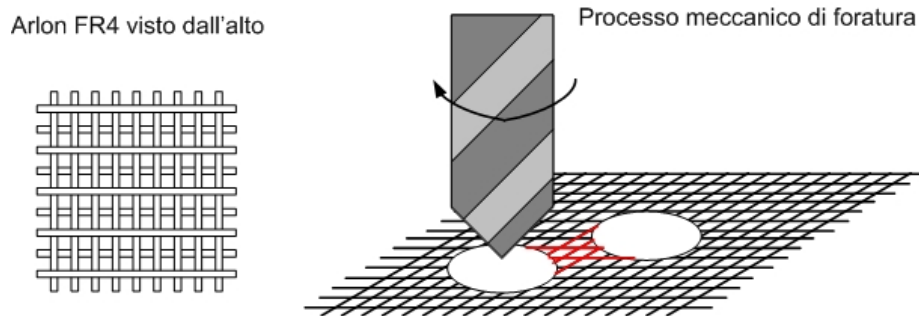


Figura 94. Processo meccanico di foratura del substrato una volta formato il substrato.

L'ostacolo meccanico relativo all'esecuzione dei fori una volta realizzato il substrato/circuito, è facilmente individuabile facendo riferimento alla Figura 94. È possibile notare che se i fori da effettuare sul substrato sono troppo vicini, la punta del trapano che deve effettuare i fori, potrebbe meccanicamente "trascinare

via” le fibre che costituiscono il substrato stesso (fibre in rosso). Questo fenomeno ripetuto per tutti gli strati che formano il substrato, porterebbe ad una costante dielettrica non più uniforme su tutta la superficie del substrato. Questa cosa come già accennato, si nota solo ed esclusivamente quando i fori da realizzare sono troppo vicini tra loro, va da se quindi che le distanze dei fori devono essere opportunamente distribuite. Al di là di questa limitazione, il substrato Arlon FR4, ha la peculiarità di presentare gli stessi parametri sia lungo l’asse “x” che lungo l’asse “y”, proprio grazie al modo di costruzione del materiale stesso. Si può quindi definire il materiale del tutto isotropo sul piano.

Questo tipo di materiale permette quindi la costruzione “personalizzata” del substrato stesso. Infatti interponendo più o meno laminati di dielettrico, si possono raggiungere spessori diversi a seconda delle esigenze e quindi l’assoluta personalizzazione delle caratteristiche del substrato stesso. Di non poco conto il fatto che tutta questa tecnologia messa a disposizione del progettista è assolutamente a basso costo di realizzazione. Ormai è quasi del tutto abbandonato il processo che usa l’interporre del collante tra uno strato e l’altro di substrato/circuito in quanto la tecnica della termocompressione sta prendendo ormai sempre più piede, grazie anche all’abbattimento dei costi delle macchine usate.

La tecnica consiste nel realizzare i diversi circuiti e nell’accoppiarli insieme. La macchina esegue una pressione graduale e ad una determinata temperatura. Una volta realizzata la struttura sovrapposta, si effettueranno i vari fori metallizzati e non, per il corretto collegamento tra le varie parti.

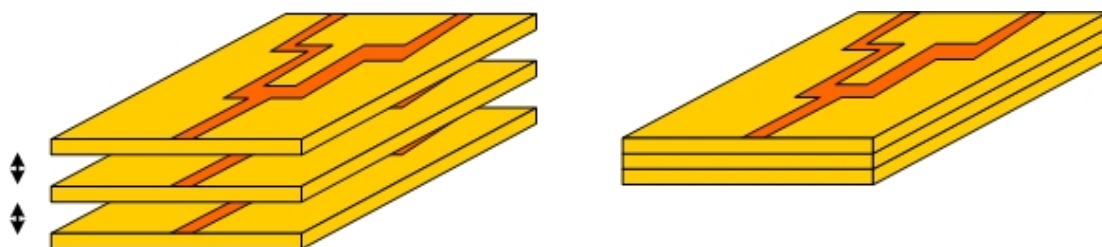


Figura 95. Assemblaggio del substrato.

Visto che il materiale può raggiungere valori di ϵ_r che vanno da 2.5 fino a 11.4, è pensabile sfruttare tali tecniche per la realizzazione di circuiti a RF fino a frequenze abbastanza elevate (fino a circa 5 GHz).

A questo punto si è pensato di sfruttare questa tecnologia per poter realizzare un divisore di potenza planare di tipo “Wilkinson” con quattro uscite anziché le canoniche due. I vantaggi che si otterrebbero da tale configurazione sono sicuramente il minor ingombro e compattezza della struttura completa. Con tale approccio si riduce della metà l’ingombro necessario a combinare insieme quattro dispositivi. Tale tecnica di combinazione potrà essere utilizzata sia nel caso di dispositivi DIE che discreti. Oltre alla possibilità di collegare quattro dispositivi, si è impostata la progettazione per ottenere un divisore che lavori a due frequenze.

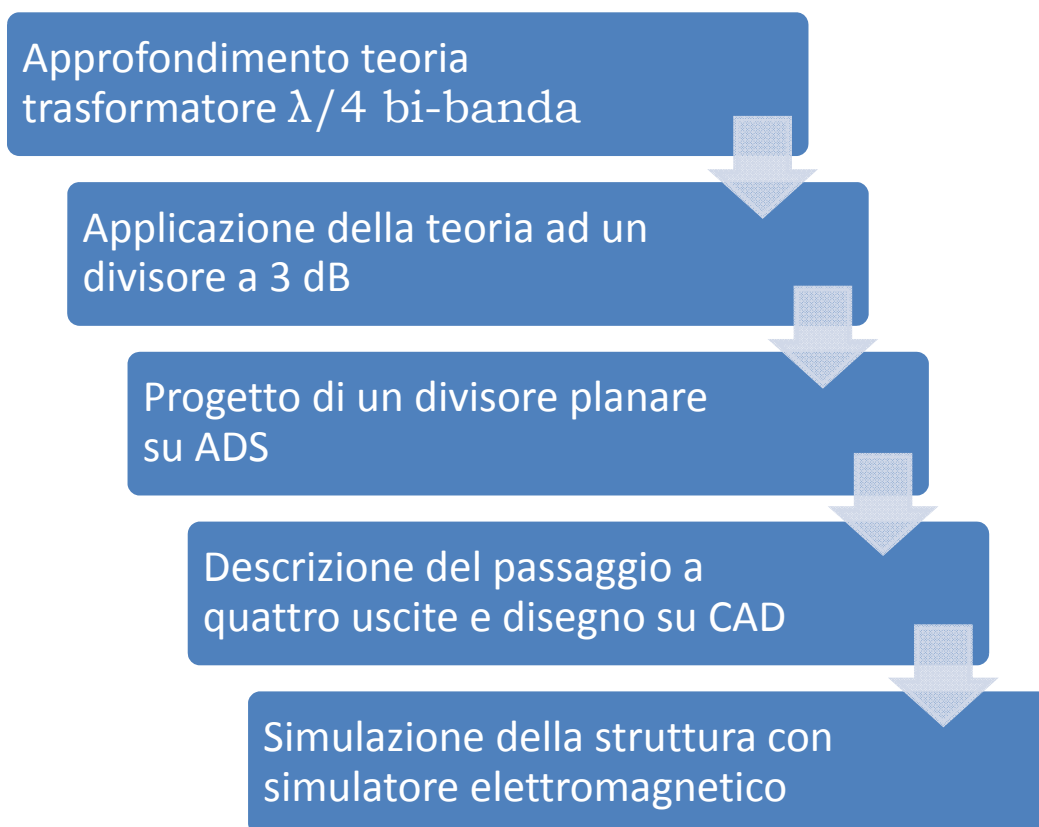


Figura 96 Diagramma di flusso per la realizzazione del divisore.

Come prima cosa viene approfondita la teoria relativa alla doppia banda di un trasformatore a lambda quarti. Verrà poi esposto come applicare tale teoria ad un divisore a 3 dB. Verrà progettato su cad ADS un divisore planare bi-banda e verificate le peculiarità dello stesso. Verrà disegnata su di un cad la struttura completa che su ADS non può essere simulata poiché la “composizione” del substrato non ne permette la realizzazione né come schematico, né tantomeno direttamente come layout. Verranno effettuate simulazioni elettromagnetiche per verificare la risposta della struttura.

Teoria relativa alla realizzazione di un trasformatore bi-banda.

Il trasformatore a quarto d'onda è in elettronica molto importante e risulta essere il trasformatore di impedenza più largamente usato per effettuare adattamenti e simili. I trasformatori di impedenza (Transmission Line Transformer TLT). possono essere suddivisi in due grandi gruppi

- Trasformatori di impedenza con variazione graduale e continua dell'impedenza stessa.
- Trasformatori di impedenza con variazione brusca e discontinua dell'impedenza.

Di seguito viene analizzato il secondo caso ovvero quello di un trasformatore di impedenza in due sezioni a due frequenze arbitrarie f_1 e f_2 . La trattazione porta a soluzioni analiticamente esatte per un trasformatore a due sezioni di impedenza e quindi operante su due frequenze e sotto diverse condizioni di carico.

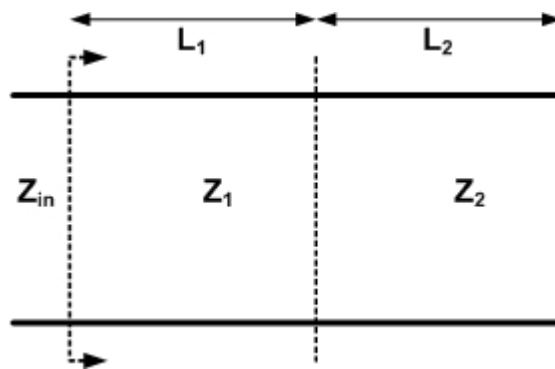


Figura 97. Trasformatore di impedenza bi-banda a due sezioni.

Ricordando la definizione di linea di trasmissione si possono scrivere le seguenti relazioni [1] :

$$Z_{in} = Z_1 \cdot \frac{Z_L' + jZ_1 \cdot tg(\beta \cdot l_1)}{Z_1 + jZ_L' \cdot tg(\beta \cdot l_1)} \quad [59]$$

$$Z'_L = Z_2 \cdot \frac{R_L + jZ_2 \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_2)}{Z_2 + jR_L \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_2)} \quad [60]$$

L'obiettivo è quello di avere adattamento al valore di impedenza Z_0 alle due frequenze di interesse f_1 e f_2 . Uguagliando Z_{in} a Z_0 e risolvendo rispetto a Z'_L dalla [59] si ottiene la relazione :

$$Z'_L = Z_1 \cdot \frac{Z_0 + jZ_1 \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_1)}{Z_1 + jZ_0 \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_1)} \quad [61]$$

È evidente che nel punto di interfaccia le due linee ad impedenza Z_1 e Z_2 , devono essere uguali e quindi è possibile scrivere la seguente equazione :

$$\frac{Z_2 \cdot R_L + jZ_2^2 \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_2)}{Z_2 + jR_L \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_2)} - \frac{Z_1 \cdot Z_0 - jZ_1^2 \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_1)}{Z_1 + jZ_0 \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_1)} = 0 \quad [62]$$

Sviluppando e distinguendo la parte reale da quella immaginaria si ottiene

$$\begin{aligned} & Z_1 \cdot Z_2 \cdot R_L - Z_0 \cdot Z_1 \cdot Z_2 - Z_1^2 \cdot R_L \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_1) \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_2) + Z_2^2 \cdot Z_0 \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_1) \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_2) + \\ & Z_2^2 \cdot Z_1 \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_2) + jZ_1^2 \cdot Z_2 \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_1) - jZ_0 \cdot Z_2 \cdot R_L \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_1) - jZ_0 \cdot Z_1 \cdot R_L \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_2) \\ & (Z_1^2 \cdot R_L + Z_2^2 \cdot Z_0) \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_1) \text{tg}(\beta \cdot l_2) + Z_1 \cdot Z_2 \cdot (R_L - Z_0) = 0 \end{aligned} \quad [63]$$

$$Z_1 \cdot (Z_2^2 - Z_0 \cdot R_L) \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_2) + Z_2 \cdot (Z_1^2 - Z_0 \cdot R_L) \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_1) = 0 \quad [64]$$

Dalle quali si ricavano delle condizioni per la parte reale ([65]) ed immaginaria rispettivamente([66])

$$\text{tg}(\beta \cdot l_1) \cdot \text{tg}(\beta \cdot l_2) = \frac{Z_1 \cdot Z_2 \cdot (R_L - Z_0)}{Z_1^2 \cdot R_L + Z_2^2 \cdot Z_0} = \alpha \rightarrow \text{Parte_reale} \quad [65]$$

$$\frac{\operatorname{tg}(\beta \cdot l_1)}{\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2)} = \frac{Z_1 \cdot (Z_2^2 - Z_0 \cdot R_L)}{Z_2 \cdot (Z_0 \cdot R_L - Z_1^2)} = \gamma \rightarrow \text{Parte_immaginaria} \quad [66]$$

Ponendo a sistema le precedenti si ottengono le relazioni :

$$\begin{cases} \operatorname{tg}(\beta \cdot l_1) \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot l_2) = \alpha \\ \frac{\operatorname{tg}(\beta \cdot l_1)}{\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2)} = \gamma \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \operatorname{tg}(\beta \cdot l_1) = \frac{\alpha}{\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2)} \\ \frac{\alpha}{\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2)} \cdot \frac{1}{\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2)} = \gamma \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \operatorname{tg}(\beta \cdot l_1) = \frac{\alpha}{\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2)} \\ (\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2))^2 = \frac{\alpha}{\gamma} \end{cases} \quad [67]$$

$$\begin{cases} \operatorname{tg}(\beta \cdot l_1) = \frac{\alpha}{\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2)} \\ (\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2))^2 = \frac{\alpha}{\gamma} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \operatorname{tg}(\beta \cdot l_1) = \frac{\alpha \cdot \gamma}{\operatorname{tg}(\beta \cdot l_1)} \\ (\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2))^2 = \frac{\alpha}{\gamma} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} (\operatorname{tg}(\beta \cdot l_1))^2 = \alpha \cdot \gamma \\ (\operatorname{tg}(\beta \cdot l_2))^2 = \frac{\alpha}{\gamma} \end{cases} \quad [68]$$

Se ora si vanno a considerare due frequenze, bisogna tener conto delle due diverse β_1 e β_2 . Ciò implica che si devono andare a determinare le soluzioni relative ad entrambe le costanti di propagazione [1]

Dalle precedenti si ricava facilmente che :

$$\begin{cases} (\operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1))^2 = \alpha \cdot \lambda \\ (\operatorname{tg}(\beta_2 \cdot l_1))^2 = \alpha \cdot \lambda \\ (\operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_2))^2 = \frac{\alpha}{\lambda} \\ (\operatorname{tg}(\beta_2 \cdot l_2))^2 = \frac{\alpha}{\lambda} \end{cases} \quad [69]$$

Ad esempio dalla prima equazione della [69] si ottiene l'equazione :

Capitolo 4

$$\operatorname{tg}(\beta_2 \cdot l_1) = \pm \operatorname{tg}(\beta_1 \cdot l_1) \Rightarrow \beta_2 \cdot l_1 \mp \beta_1 \cdot l_1 = n \cdot \pi \quad [70]$$

Assumendo $l_1 = l_2$

$$l_1 = l_2 = \frac{\pi}{\beta_1 + \beta_2} \quad [71]$$

Fissando poi le lunghezze $l_1 = l_2$ si possono determinare i valori di α_1 e α_2 alle frequenze f_1 e f_2 . Ad esempio ponendo in evidenza f_1 determiniamo :

$$\alpha = (\operatorname{tg}(\beta \cdot l_1))^2 \quad \gamma = 1 \quad [72]$$

Se $\gamma = 1$ allora si ottiene la seguente equazione :

$$Z_0 \cdot R_L = Z_1 \cdot Z_2 \quad [73]$$

Manipolando la [64] con la [70], si ottiene la relazione :

$$Z_1 = \sqrt{\frac{Z_0}{2 \cdot \alpha} \cdot (R_L - Z_0) + \sqrt{\left[\frac{Z_0}{2 \cdot \alpha} \cdot (R_L - Z_0) \right]^2 + Z_0^3 \cdot R_L}} \quad [74]$$

Una volta determinato il valore dell'impedenza Z_1 si può risalire anche al valore dell'impedenza Z_2 .

$$Z_2 = \frac{Z_0 \cdot R_L}{Z_1} \quad [75]$$

Con le equazioni prima determinate, è possibile calcolare la lunghezza elettrica delle linee. Ad esempio alla frequenza fondamentale f_1 [1] avremo :

$$\frac{l_1 + l_2}{\lambda_1} = \frac{\beta_1}{\beta_1 + \beta_2} \quad [76]$$

Chiaramente avendo che $f_2 \geq f_1$ si può facilmente osservare che la lunghezza sarà inferiore di un tratto di mezza lunghezza d'onda. Solo quando le due frequenze saranno propriamente uguali si avrà la lunghezza elettrica pari proprio ad una mezza lunghezza d'onda della frequenza della fondamentale.

Con le relazioni fin qui introdotte, è possibile porre le basi per la progettazione di un divisore Wilkinson funzionante a frequenza f_0 e $2f_0$. Di seguito in Figura 98 è possibile notare lo schematico del divisore sotto esame.

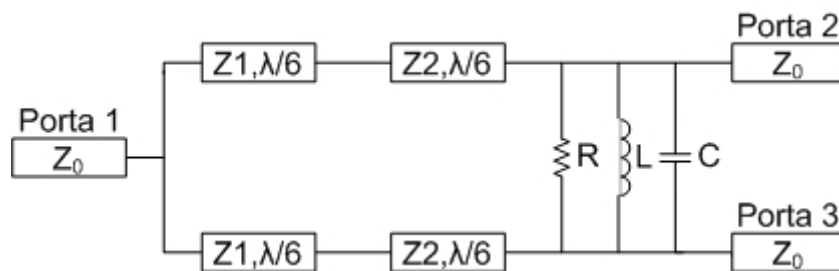


Figura 98. Divisore bi-banda.

I due tratti a lambda quarti, che sono presenti in un divisore Wilkinson, sono sostituiti da due tratti di linea a $\lambda/6$ con impedenza Z_1 e Z_2 rispettivamente. Le porte di uscita sono connesse tramite un resistore, un induttore ed un capacitore. Il divisore risulta essere una struttura del tutto simmetrica e quindi è possibile analizzarlo nei modi di funzionamento pari e dispari.

Nel caso dei modi pari, si può fare riferimento al circuito rappresentato in Figura 99.

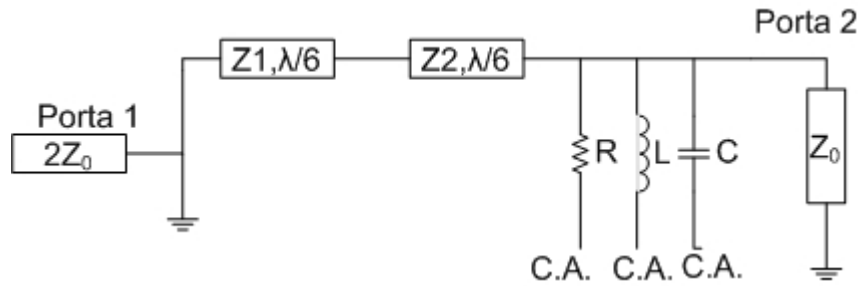


Figura 99. Circuito per l'analisi dei modi pari.

Nel caso in cui due segnali con la stessa ampiezza e stessa fase sono presenti alle porte 2 e 3 rispettivamente, possiamo affermare che non vi è circolazione di corrente attraverso il piano di simmetria. Visto che non vi è circolazione di corrente attraverso il piano di simmetria, i tre componenti R , L e C possono essere omessi. Il valore dell'impedenza di ingresso è chiaramente il doppio nel caso di analisi del circuito "sezionato" rispetto a quello di partenza. Per avere adattamento tra l'ingresso e l'uscita bisogna soddisfare le seguenti relazioni ricavate facendo riferimento all'equazione [74] [2] :

$$Z_2 = \sqrt{\frac{Z_0^2}{2 \cdot \left(\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{3}\right)\right)^2} + \left[\sqrt{\frac{Z_0^2}{2 \cdot \left(\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{3}\right)\right)^2}} \right]^2} + 2 \cdot Z_0^4 \approx 1.26 \cdot Z_0 \quad [77]$$

$$Z_1 = \frac{2 \cdot Z_0^2}{Z_2} \approx 1.59 \cdot Z_0 \quad [78]$$

Quindi progettando il Wilkinson di Figura 98, si otterrà alle frequenze f_0 e $2f_0$ l'adattamento per i modi di trasmissione pari.

Riguardo ai modi dispari i due segnali applicati alle porte 2 e 3 con stessa ampiezza, ma sfasati di 180° , fanno sì che nella "simmetria" del circuito vi sia una tensione nulla. Ciò equivale ad avere un piano di massa di riferimento come illustrato in Figura 100.

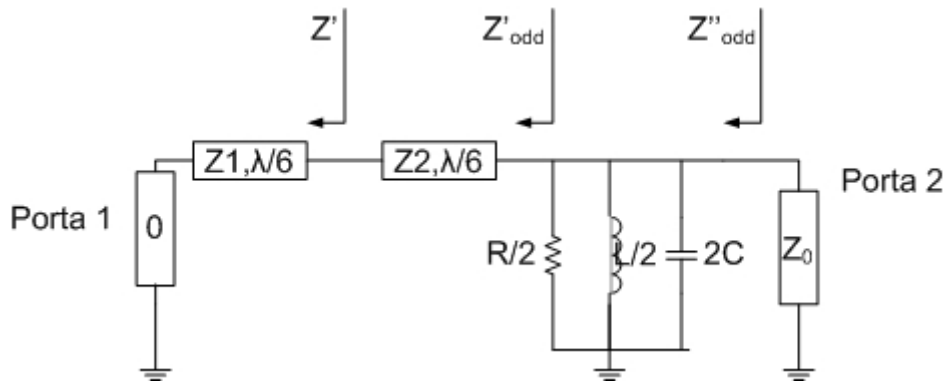


Figura 100. Circuito per l'analisi dei modi dispari.

Le impedenze Z' e Z'_{odd} alla frequenza f_0 sono rispettivamente pari a :

$$Z'_{f_0} = Z_1 \cdot \frac{0 + j \cdot Z_1 \cdot \operatorname{tg}\left(\beta \cdot \frac{\lambda}{6}\right)}{Z_1 + j \cdot 0 \cdot \operatorname{tg}\left(\beta \cdot \frac{\lambda}{6}\right)} \approx j2.75 \cdot Z_0 \quad [79]$$

$$Z'_{odd,f_0} = Z_2 \cdot \frac{Z'_{f_0} + j \cdot Z_2 \cdot \operatorname{tg}\left(\beta \cdot \frac{\lambda}{6}\right)}{Z_2 + j \cdot Z'_{f_0} \cdot \operatorname{tg}\left(\beta \cdot \frac{\lambda}{6}\right)} \approx -j1.77 \cdot Z_0 \quad [80]$$

Visto che la porta 2 è chiusa su di un circuito parallelo, l'impedenza che si vede ai suoi capi (Z''_{odd,f_0}), è pari a :

$$Z''_{odd,f_0} \approx \frac{1}{\frac{1}{-j1.77 \cdot Z_0} + \frac{2}{R} + j\left(\omega_0 \cdot 2 \cdot C - \frac{2}{\omega_0 \cdot L}\right)} \quad [81]$$

La [81] deriva semplicemente dal parallelo tra l'impedenza Z''_{odd,f_0} e i restanti elementi discreti presenti nel circuito equivalente. Quindi per avere adattamento alla porta 2 con valore Z_0 , si devono avere le seguenti condizioni per la parte reale ed immaginaria.

Per la parte reale risulta banale ricavare la condizione

$$Z_0 = \frac{R}{2} \Rightarrow R = 2 \cdot Z_0 \quad [82]$$

Mentre per la parte immaginaria, bisogna far si che la componente relativa ai dispositivi discreti montati sul circuito compensino in fase la parte relativa alla componente distribuita associata all'impedenza Z'_{odd, f_0} . Quindi basta porre uguali ed opposte le due quantità e ricavare i valori necessari per annullare l'effetto della parte distribuita.

$$\frac{-1}{1.77 \cdot Z_0} = \left(\omega_0 \cdot 2 \cdot C - \frac{2}{\omega_0 \cdot L} \right) \quad [83]$$

Alla frequenza $2 \cdot f_0$ valgono le medesime considerazioni e le equazioni [79], [80] e [81] diventano :

$$Z'_{2f_0} = Z_1 \cdot \frac{0 + j \cdot Z_1 \cdot \operatorname{tg} \left(\beta \cdot \frac{\lambda}{3} \right)}{Z_1 + j \cdot 0 \cdot \operatorname{tg} \left(\beta \cdot \frac{\lambda}{3} \right)} \approx j2.75 \cdot Z_0 \quad [84]$$

$$Z'_{odd, 2f_0} = Z_2 \cdot \frac{Z'_{2f_0} + j \cdot Z_2 \cdot \operatorname{tg} \left(\beta \cdot \frac{\lambda}{3} \right)}{Z_2 + j \cdot Z'_{2f_0} \cdot \operatorname{tg} \left(\beta \cdot \frac{\lambda}{3} \right)} \approx -j1.77 \cdot Z_0 \quad [85]$$

$$Z''_{odd, 2f_0} \approx \frac{1}{\frac{1}{j1.77 \cdot Z_0} + \frac{2}{R} + j \left(\omega_0 \cdot 2 \cdot C - \frac{2}{2\omega_0 \cdot L} \right)} \quad [86]$$

Anche in questo caso per avere un buon adattamento, si distinguono le condizioni relative alla parte reale ed immaginaria. La condizione sulla parte reale rimane invariata, mentre per la parte immaginaria si avrà la relazione :

$$\frac{1}{1.77 \cdot Z_0} = \left(2\omega_0 \cdot 2 \cdot C - \frac{2}{2\omega_0 \cdot L} \right) \quad [87]$$

Ora i risultati ottenuti dalle [82] e[83], devono essere “mediati” per poter soddisfare ad entrambe le frequenze. Si ottengono allora le seguenti equazioni :

$$\frac{2}{\omega_0 \cdot L} - \frac{2}{2\omega_0 \cdot L} = \frac{1}{\omega_0 \cdot L} \Rightarrow \frac{1}{\omega_0 \cdot L} = \frac{1}{1.77 \cdot \omega_0} \Rightarrow L = \frac{1.77 \cdot Z_0}{\omega_0} \quad [88]$$

$$2\omega_0 \cdot 2 \cdot C - 2\omega_0 \cdot C = 2\omega_0 \cdot C \Rightarrow 2\omega_0 \cdot C = \frac{1}{1.77 \cdot Z_0} \Rightarrow C = \frac{0.28}{\omega_0 \cdot Z_0} \quad [89]$$

A questo punto si hanno a disposizione tutti gli strumenti per la progettazione di un divisore Wilkinson a due frequenze. Ci si avvarrà del software ADS per la progettazione.

Purtroppo la progettazione di tutta la struttura deve essere assistita anche da altri software poiché ADS non permette la definizione di un substrato multi layer, in cui l'ultimo strato non sia un piano di massa.

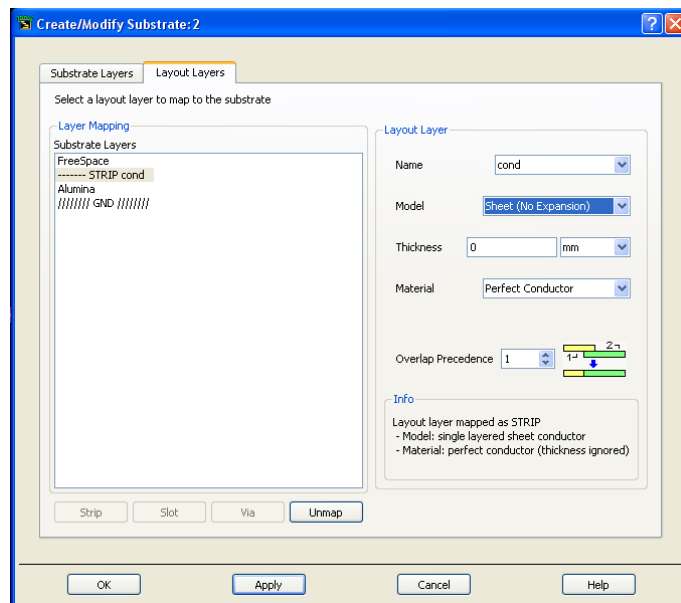


Figura 101. Vista dell'interfaccia per modificare la struttura del substrato.

In Figura 101 è possibile notare come la finestra di interfaccia apposta per la modifica della struttura del substrato, non permette l’inserimento di piste su cui far transitare il segnale utile al di sotto della struttura. Infatti l’ultimo layer rimane fisso e identificato come “GND”, quindi piano di massa distribuito. Tra il piano di massa e l’ultimo strato in alto è invece possibile modificare a piacimento sia il tipo di dielettrico che il tipo di conduttore.

Proprio per tale motivo il software ADS verrà usato per la progettazione di una usuale struttura planare in microstriscia e poi i risultati verranno “uniti” con quelli relativi al resto della struttura. Infatti, la struttura planare risulta in qualche modo a se stante dal resto grazie al piano di massa sottostante. Quindi la progettazione sarà così suddivisa :

1. Determinazione dei parametri dei componenti distribuiti e discreti.
 - Implementazione circuitale di un divisore bi-banda planare.
 - Simulazione a parametri “S” della struttura ed esportazione dei risultati.
2. Progettazione di una struttura di divisione su di un altro CAD.
 - Simulazione elettromagnetica ed esportazione dei parametri “S”.
3. Combinazione dei risultati ottenuti (parametri “S”), con ADS e con cad elettromagnetico.
 - Possibile ottimizzazione della struttura completa.

4. Disegno di tutta la struttura con un CAD che permetta poi l'esportazione in formato gerber o estensione compatibile con il CAM del fornitore che realizzerà il dimostratore.
 - o Realizzazione e montaggio del dimostratore.
5. Misure e comparazione con le simulazioni.

Progettazione su ADS.

Il primo passo che è stato effettuato riguarda la scelta dei valori di impedenza da attribuire alle due porte di uscita della struttura planare. Chiaramente tale scelta ricade sugli usuali 50Ω . A questo punto possiamo determinare (Figura 99) le impedenze delle linee Z_1 e Z_2 [2]. Ricorrendo alle [77] e [78], si ottengono i seguenti valori

$$Z_1 = 79.3\Omega$$

$$Z_2 = 63\Omega$$

$$R = 100\Omega$$

$$L = \frac{1.77 \cdot Z_0}{2 \cdot f_0} = 17.6\mu H$$

$$C = \frac{0.28}{2 \cdot f_0 \cdot Z_0} = 1.1nF$$

Per calcolare la larghezza delle linee con impedenza controllata ricordiamo che, siccome la sezione trasversale di una microstriscia della linea non è omogenea, il modo di propagazione fondamentale non è rigorosamente TEM [6]. Infatti, nelle condizioni pratiche di impiego le componenti longitudinali dei campi elettrico e magnetico sono molto piccole rispetto alle altre e si usa l'approssimazione "quasi-TEM". Non si può esprimere in forma analitica l'impedenza caratteristica ma si possono usare delle formule approssimate. Nel caso di un problema di analisi in cui le dimensioni della linea sono note, si calcola innanzitutto una costante dielettrica equivalente ϵ_r , che dipende non soltanto dal dielettrico che costituisce il substrato, ma anche e soprattutto dalle dimensioni della striscia:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}} \right) \quad [90]$$

Capitolo 4

Si noti che la costante dielettrica ε_r , data dalla [90] non dipende dalla frequenza come è giusto che sia per un modo TEM.

La velocità di fase si calcola, come al solito, in termini di questa costante equivalente :

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad [91]$$

e l'impedenza caratteristica è data da :

$$Z = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \cdot \ln \left(\frac{8 \cdot h}{w} + \frac{w}{4 \cdot h} \right) & \text{se } \frac{w}{h} < 1 \\ \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \cdot \left(\frac{w}{h} \right) + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left(\frac{w}{h} + 1.44 \right)} & \text{se } \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad [92]$$

Le [92] non vengono usate per la progettazione mentre, la [93] che sfrutta anche dei risultati empirici viene largamente utilizzata durante la progettazione.

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8 \cdot e^A}{e^{2 \cdot A} - 2} & \text{se } \frac{w}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \cdot \left[B - 1 - \log(2 \cdot B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \cdot \varepsilon_r} \cdot C \right] & \text{se } \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad [93]$$

Dove

$$A = \frac{Z}{60} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad [94]$$

$$B = \frac{377 \cdot \pi}{2 \cdot Z \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \quad [95]$$

$$C = \log(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \quad [96]$$

Si calcolano i rispettivi A,B e C e si stima il rapporto w/h e si sceglie l'una o l'altra della [93], conoscendo lo spessore del substrato che nel nostro caso è pari a 1.6 mm.

Il valore di A (dalla [94]) risulta essere pari a

$$A = \frac{Z}{60} \cdot \sqrt{\frac{4.5+1}{2}} + \frac{4.5-1}{4.5+1} \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5}\right) = 1.542$$

Utilizzando la prima della [93], si ottiene il seguente risultato

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \cdot e^A}{e^{2 \cdot A} - 2} = 1.88 \Rightarrow w = 1.88 \cdot 1.6 \approx 3mm$$

Il medesimo risultato si ottiene utilizzando il tool presente su ADS per il calcolo sia della larghezza delle linee che di tutti gli altri parametri caratteristici della linea in questione (Figura 102). Come si può notare dalla figura, il valore della larghezza non è propriamente quello che è stato calcolato con la formula di approssimazione [93] vista in precedenza. Naturalmente durante la fase di progettazione questo valore ha subito un'ottimizzazione.

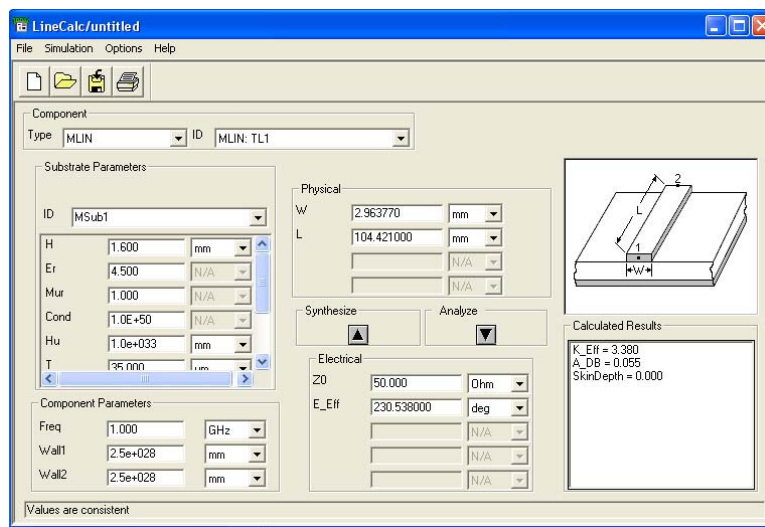


Figura 102. Strumento per la determinazione delle caratteristiche fisiche di una linea.

Una volta determinati i valori dei componenti discreti e delle linee (distribuite), si è passati alla definizione del substrato. Questo, come precedentemente accennato, fa riferimento ad un usuale struttura planare e quindi la definizione dello stesso equivale a definire l'altezza del substrato, il valore della costante dielettrica, il valore di riferimento della conducibilità del materiale (rame), lo spessore del materiale conduttivo, il fattore tangente di delta (legato alle perdite

del materiale) e la rugosità, che viste le frequenze in gioco, può anche essere settata a zero.

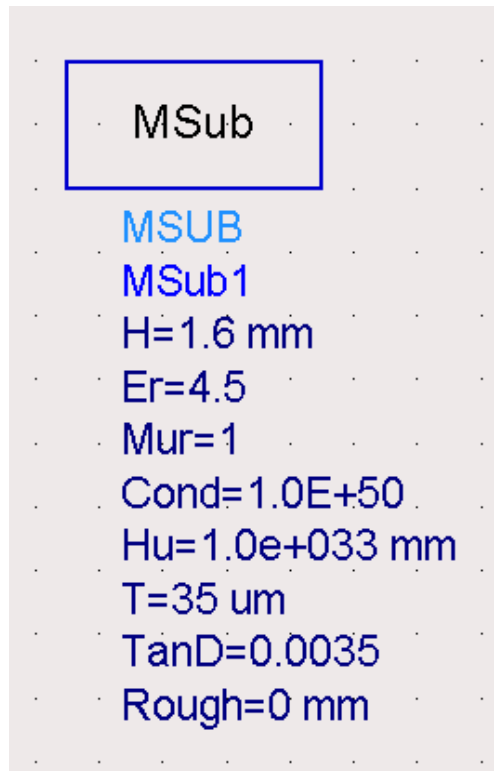


Figura 103. Definizione del substrato.

Si è passati al posizionare i vari componenti sul foglio di lavoro di ADS. Qui si è cercato di fare un connubio tra le necessità circuitali e quelle meccaniche relative alla successiva realizzazione di un dimostratore del circuito stesso.

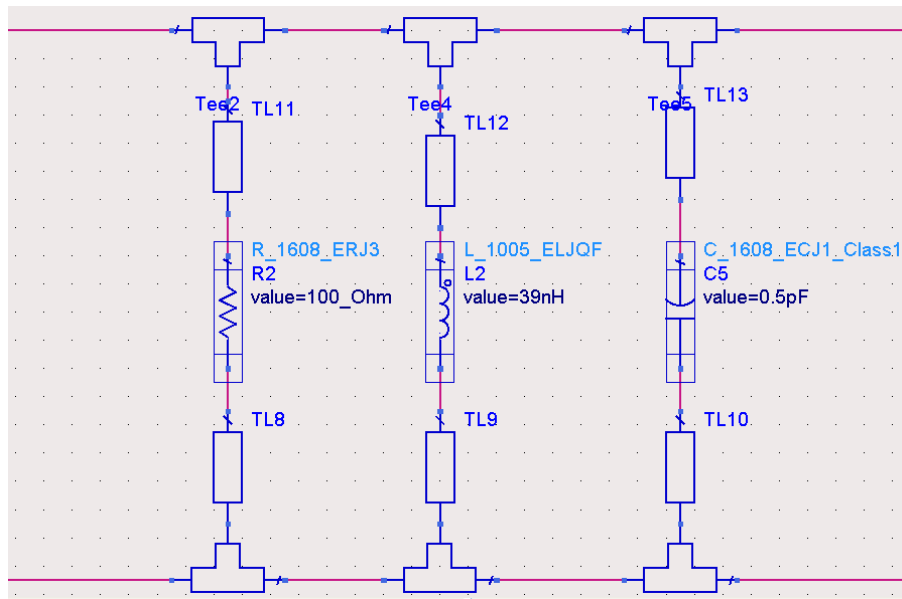


Figura 104. Componenti discreti presenti sul divisore.

I componenti “R₂”, “L₂” e “C₅”, sono dei componenti discreti in formato “0603” derivanti dall’ottimizzazione effettuata con il simulatore. Inizialmente sono stati inseriti tre componenti di tipo ideale. Il passo successivo è stato quello di sostituire i tre componenti ideali con tre modelli di libreria. Questi modelli tengono conto delle varie perdite dovute al contenitore. Infatti al di là del valore di 100 Ω del resistore, gli altri valori dei restanti componenti discreti non sono puntualmente uguali a quelli derivanti dai calcoli teorici. Questo è dovuto in parte alle non idealità dei modelli dei componenti utilizzati e in parte alle varie ottimizzazioni necessarie per raggiungere gli obiettivi preposti in termini di banda passante, dimensioni fisiche, centro banda. In Figura 105 è riportato lo schematico del divisore e in Figura 106 è riportato il layout. Sono visibili le differenti larghezze delle linee che consentono il funzionamento a due frequenze del divisore Wilkinson. Sia verso le uscite che verso l’ingresso è possibile notare che la larghezza delle linee diviene maggiore per consentire un adattamento ai 50 Ω usuali. Ciò è giusto per quanto riguarda un adattamento verso il carico di uscita. Per quanto concerne l’ingresso invece, visto che si dovrà eseguire una “congiunzione” dei risultati ottenuti progettando una struttura planare e una struttura sviluppata in tre dimensioni, non è possibile ora stimare la giusta impedenza da “presentare” alla struttura che verrà posta in ingresso.

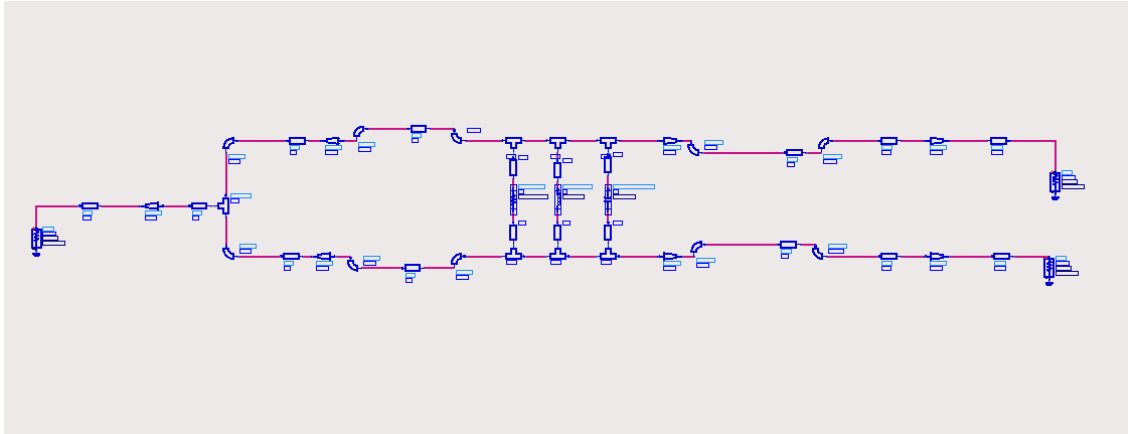


Figura 105. Schematico del divisore.

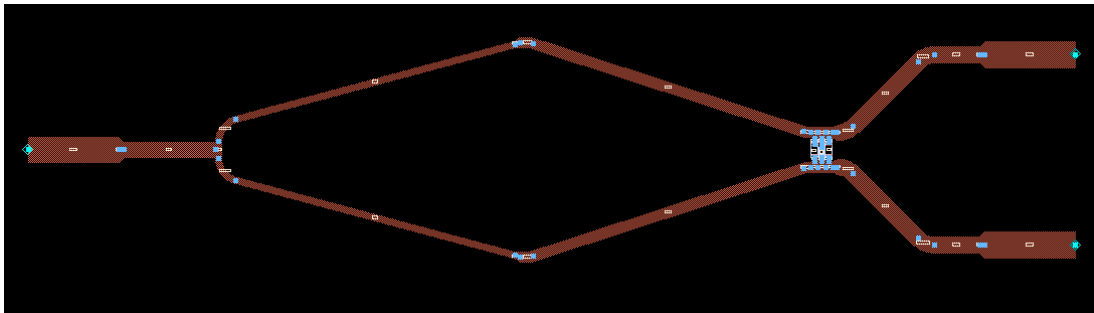


Figura 106. Layout del divisore.

Questo tipo di valutazione potrà essere fatta solo dopo aver determinato la giusta struttura necessaria a realizzare la divisione del segnale di ingresso. Questo modo di procedere non risulta essere una deficienza della progettazione, visto che modificare l'adattamento dell'ingresso della struttura planare verso la struttura posta in ingresso, non è un grande ostacolo basta modificare opportunamente le larghezze delle linee in questione. Risulterebbe ben più oneroso andare di volta in volta a modificare la geometria della struttura di ingresso per raggiungere l'adattamento con l'ingresso del Wilkinson. In Figura 107 sono riportati gli andamenti dei parametri "S" della struttura planare. Essendo la struttura del tutto simmetrica è superfluo graficare il parametro "S₃₃" o "S₃₂" (adattamento della porta di uscita e isolamento tra le porte due e tre rispettivamente). Dal grafico si nota come le frequenze di funzionamento risultano essere pari a 800MHz e 1.7GHz rispettivamente.

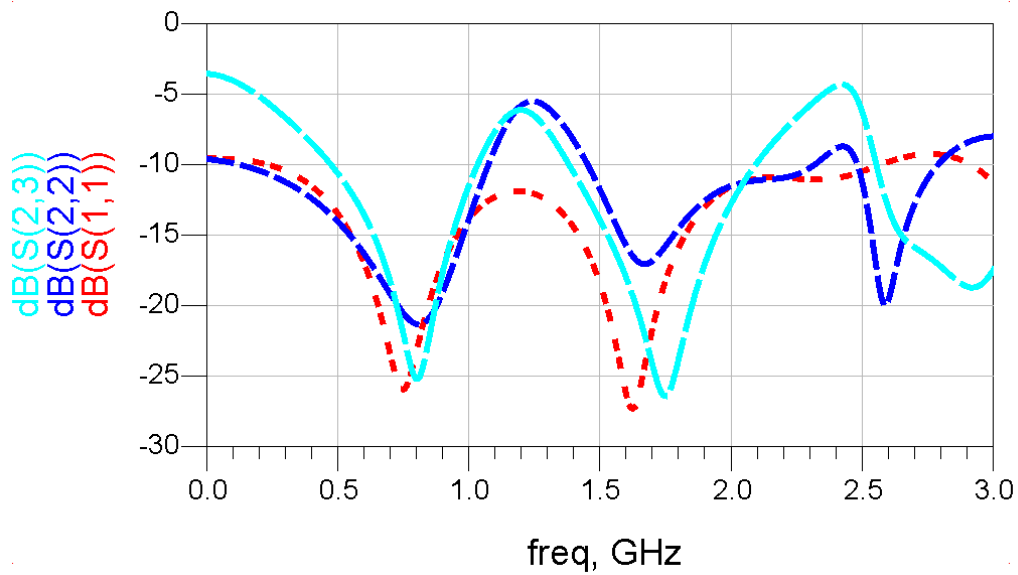


Figura 107. Parametri "S" del divisore.

Sul layout è possibile notare la presenza di linee atte ad effettuare un adattamento detto “smooth” tra un valore di impedenza ed un altro. È buona norma utilizzare tali tipi di adattamenti per evitare brusche variazioni di impedenza e di conseguenza l’insorgere di “comportamenti” discontinui da parte del segnale. In altre parole anche in questo caso come già visto all’interno delle guide d’onda, la presenza di salti bruschi di impedenze provoca l’eccitazione di ordine di modi di propagazione superiori nelle guide. Nel caso di strutture planari ciò comporta la presenza di capacità e induttanze localizzate che potrebbero compromettere, in alcuni casi, anche la buona propagazione del segnale. Tramite alcune tecniche di ottimizzazione si è visto che modificando i valori dei componenti discreti e agendo anche sulle impedenze di Z_1 e Z_2 è possibile, oltre a spostare il centro delle frequenze di funzionamento, modificare anche le loro larghezze. Come riscontro della “linearità”, legata allo spostamento delle frequenze di centro banda, si può notare che i due valori delle impedenze Z_1 e Z_2 determinate con l’applicazione della teoria e pari a 79 e 63 Ω , dopo il processo di “ottimizzazione” sono divenute pari a 93 e 78 Ω . Entrambi i valori sono stati “raggiunti” sommando 14 ohm di valore di impedenza ai rispettivi valori determinati in precedenza. Chiaramente se si aspirava ad ottenere frequenze di risonanza diverse e non multipli l’una dell’altra, si doveva modificare in modo asimmetrico i valori di tali impedenze. A questo punto la progettazione della

prima parte del divisore da una a quattro vie risulta conclusa. A questo punto si può procedere al disegno su CAD della parte che si trova davanti a tale struttura planare.

Disegno su CAD.

Prima di descrivere la progettazione della struttura su un CAD che non è elettromagnetico o che non è concepito per progettare strutture elettromagnetiche, poniamo le condizioni al contorno con cui si è affrontata la progettazione stessa.

Le dimensioni delle piste sono state calcolate sia con le usuali formule che con un software dedicato. Quindi la larghezza delle piste su cui transita il segnale utile è ben definita come anche l'altezza del dielettrico del substrato stesso. Questa fase della progettazione serve esclusivamente a creare un modello compatibile con il software elettromagnetico e a cercare di utilizzare lo stesso per esportare in un file compatibile con il fornitore dei circuiti.

Il disegno sarà composto dai seguenti tipi di elementi :

1. Dielettrico
2. Rame
3. Aria
4. Regione porta ingresso/uscita

I primi due punti non necessitano di ulteriori spiegazioni, mentre è doveroso spiegare la necessità di definire i due particolari layer *aria* e della *regione porta ingresso/uscita*. Una volta disegnata la struttura su CAD, questa deve essere racchiusa all'interno di un volume. Tale parallelepipedo è proprio il volume di aria al cui interno giace tutta la struttura. Le regioni definite come *regioni di porta ingresso/uscita*, servono per definire il luogo geometrico in cui saranno applicati i segnali. È comunque da sottolineare il fatto che la struttura necessaria per poter fare le simulazioni elettromagnetiche è diversa da quella necessaria per poter generare il file gerber per poter produrre il divisore.

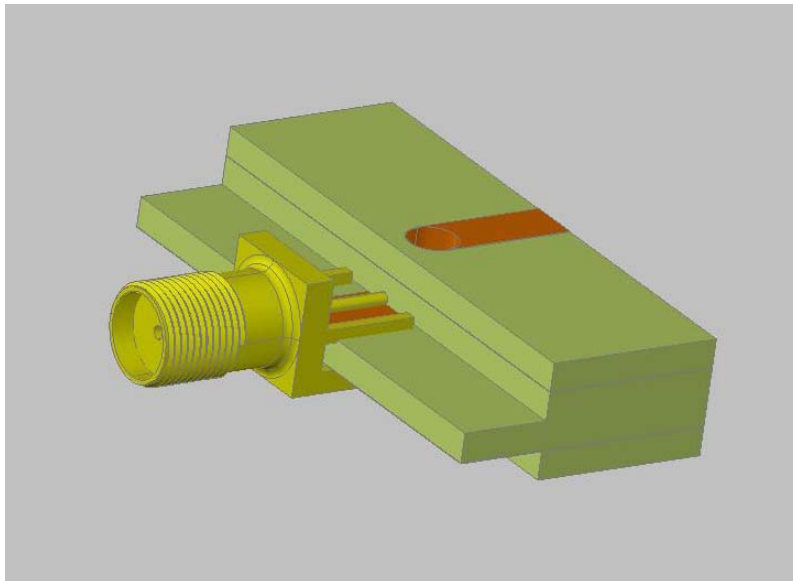


Figura 108. Vista prospettica del divisore di ingresso.

La Figura 108 mostra la “prima parte” della struttura del divisore. Il connettore SMA denota l’ingresso di tutta la struttura, mentre il divisore planare sarà successivamente collegato in cascata. Questo disegno è quello che verrà poi usato per esportare un file compatibile con il CAM usato per generare fisicamente il circuito, visto che qui i spessori del rame ($35\mu\text{m}$), quelli del dielettrico e tutto ciò che riguarda la struttura, rispecchiano la realtà. Anche il foro di connessione tra i vari layer è di dimensioni reali e la metallizzazione che è al suo interno è anche essa di $35\mu\text{m}$.

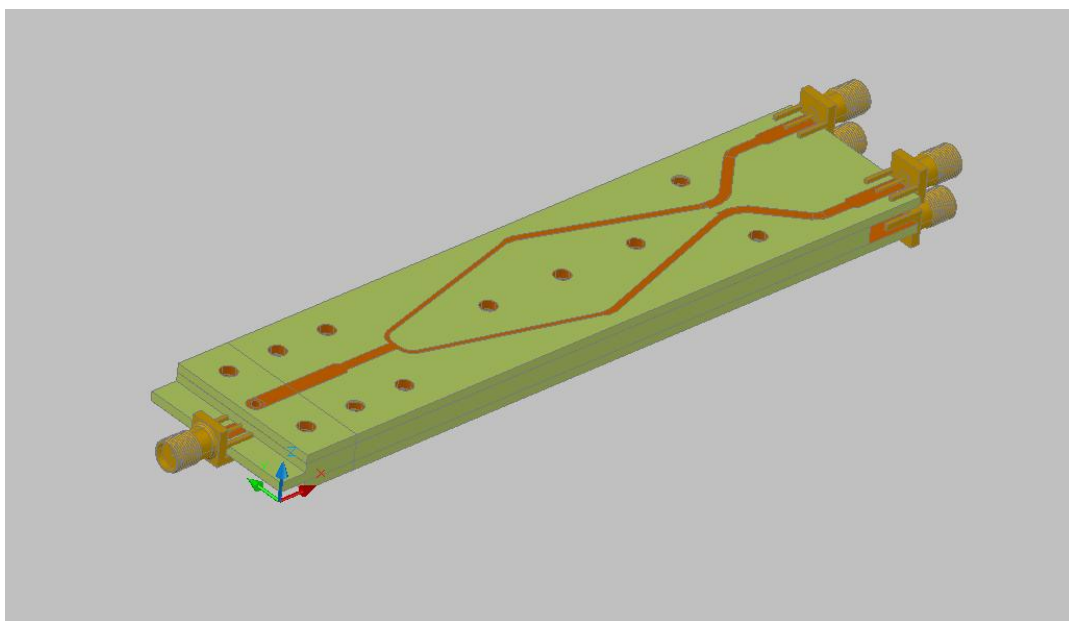


Figura 109. Vista della struttura completa.

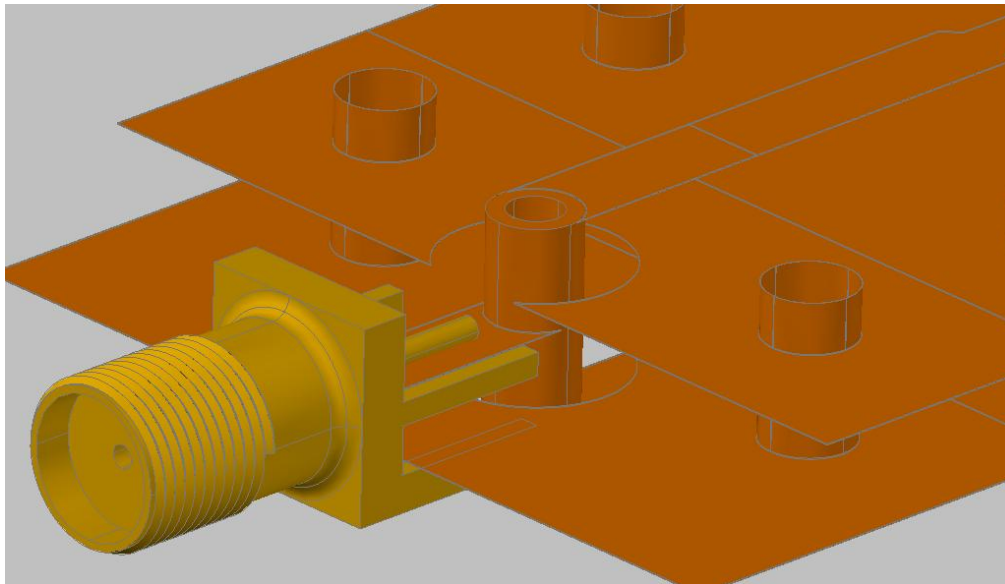


Figura 110. Vista della struttura completa(2).

Nelle Figura 109 e Figura 110, sono riportate due viste prospettiche di tutta la struttura completa. Nel primo caso è visibile il lato rame, il dielettrico e chiaramente i connettori SMA necessari per il collegamento. Nel secondo caso (Figura 110), è visibile solo il layer “rame” ed è possibile notare il foro che collega l’ingresso con i due “lati caldi” che si trovano sopra e sotto l’ingresso. Il foro attraversa tutta la struttura collegando elettricamente i tre punti di interesse, tramite la metallizzazione del foro, visto che viene depositato uno spessore di 35 μm di rame al suo interno. Lo spessore pari a 35 μm , è stato scelto in modo tale da mantenere il profilo della guida del segnale il più uniforme possibile. Sempre dalla Figura 110 si nota che i due piani di massa sono forati con un diametro tale che la distanza tra l’esterno del foro e questi ultimi sia pari a 1.6 mm (Figura 111), ovvero la medesima altezza del dielettrico del substrato. Questo sempre per mantenere il più possibile uniforme il profilo della guida. Sono altresì visibili i fori metallizzati necessari per porre in collegamento elettrico i due piani di massa, necessari per poter avere un unico riferimento su tutta la struttura.

Per quanto riguarda la simulazione elettromagnetica della struttura, è stato generato un altro file in cui le linee del divisore fossero adimensionali. Questo si è reso necessario per snellire l’onere di calcolo dato in pasto al software. Infatti, rendendo adimensionali linee larghe ordine dei millimetri e spessore dei micro

metri, permette al software di non effettuare mesh capillari e quindi molte meno elaborazioni per giungere a dei risultati comunque attendibili.

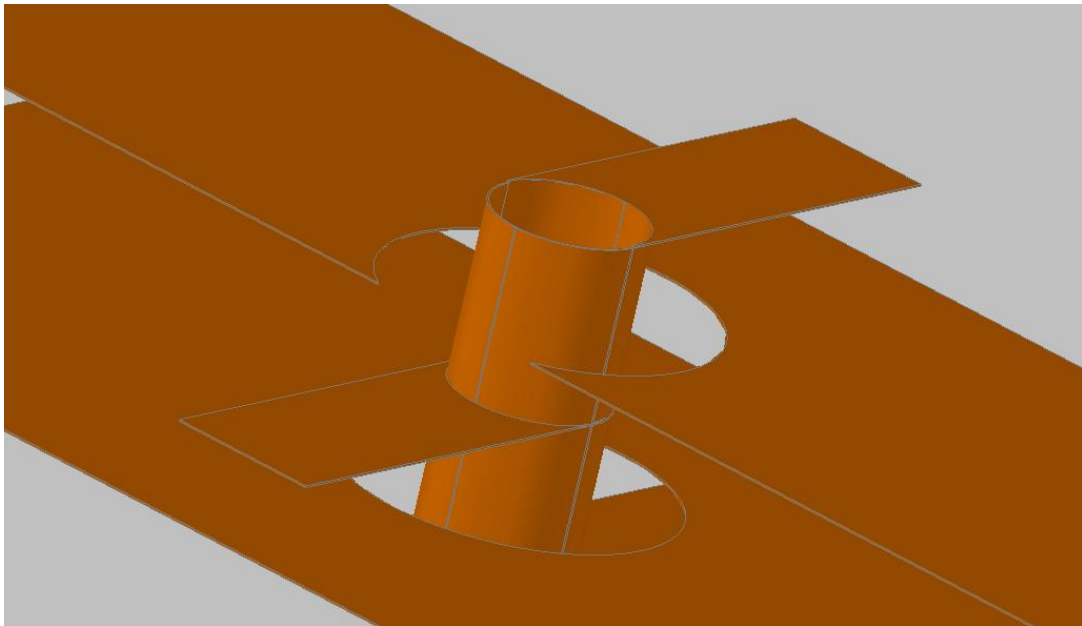


Figura 111. Particolare del "foro di collegamento".

Vi è da aggiungere che questa semplificazione è resa possibile grazie alle frequenze in gioco. Infatti, se le frequenze di interesse fossero state più alte, sicuramente non sarebbe stato possibile effettuare questo tipo di approccio. In realtà tali "semplificazioni" sono possibili quando la lunghezza d'onda delle frequenze da investigare non sono comparabili con le dimensioni della struttura. Ad esempio in questo caso, se i segnali che transitano nella struttura sono segnali in continua, addirittura la simulazione elettromagnetica (che non avrebbe avuto senso fare) poteva essere approntata su una struttura le cui linee erano semplici fili adimensionali. La simulazione in questo caso vede la presenza dei diversi layer precedentemente citati.

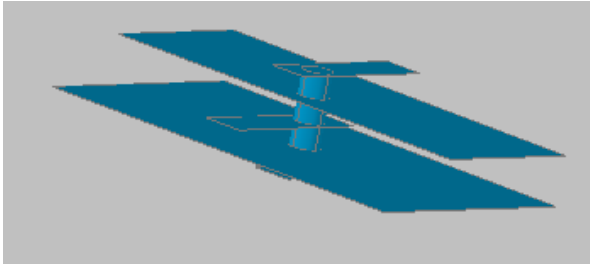


Figura 112. Vista del solo "rame adimensionale".

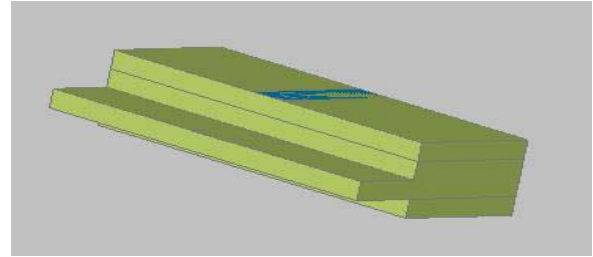


Figura 113. Vista del dielettrico.

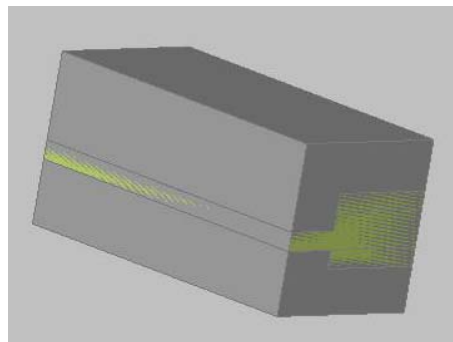


Figura 114. vista del "box aria" che racchiude la struttura completa.

In Figura 112 è riportata la vista del solo layer “rame” di tipo adimensionale e quindi utilizzato per fare la simulazione elettromagnetica. In Figura 113 è invece visibile il dielettrico. In questo caso i diversi strati del materiale sono stati uniti insieme. Il rame risulta “immerso” all’interno del substrato. In questo modo il software riconosce comunque le diversità tra i due materiali ed effettuerà correttamente le simulazioni. Nella Figura 114 è invece riportata la vista del box “aria” con all’interno i due precedenti layer descritti. Anche in questo caso sono chiaramente valide le medesime considerazioni riguardanti “l’immersione” di materiali all’interno di altri. Per quanto riguarda le porte di ingresso e di uscita su cui prendere i risultati delle simulazioni, è opportuno che queste abbiano delle dimensioni almeno doppie rispetto a quelle della distanza tra piano di massa e lato caldo della microstriscia.

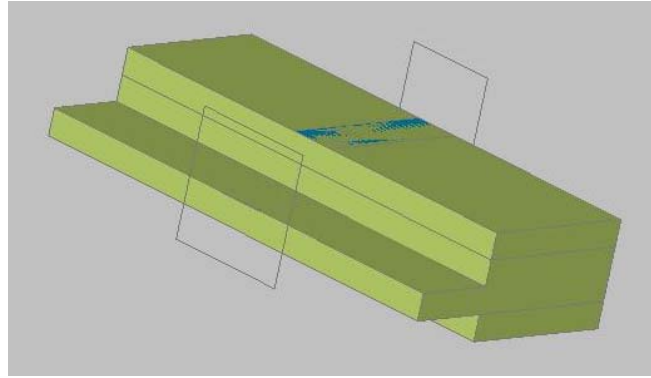


Figura 115. Vista delle porte da cui applicare l'eccitazione.

Ciò incide direttamente sulla bontà delle simulazioni in quanto, se così non fosse, il campo applicato come eccitazione è come se venisse “clippato” dalle dimensioni fisiche stesse della porta di ingresso (uscita rispettivamente). Altra cosa importante è che nell'impostare la posizione della porta stessa, è opportuno che abbia la parte inferiore coincidente con il piano di massa della struttura, il che equivale a dire al simulatore elettromagnetico che il segnale è applicato tra massa e il caldo della microstriscia.

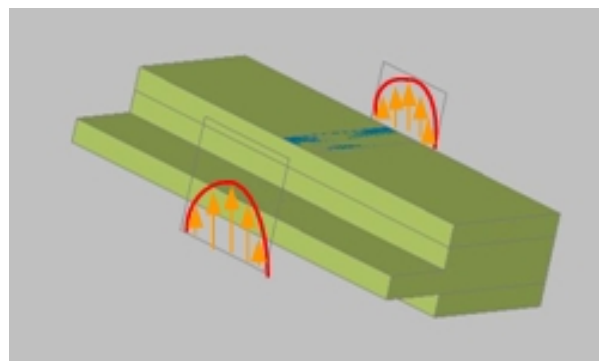


Figura 116. Posizione delle porte.

A questo punto il campo applicato alla porta di ingresso (Figura 117), si andrà a propagare in guida (microstriscia) e poi si dividerà quando il segnale “incontra” il foro che collega i due caldi, infine tornerà a propagarsi su microstriscia e quindi verso la parte di divisore planare.

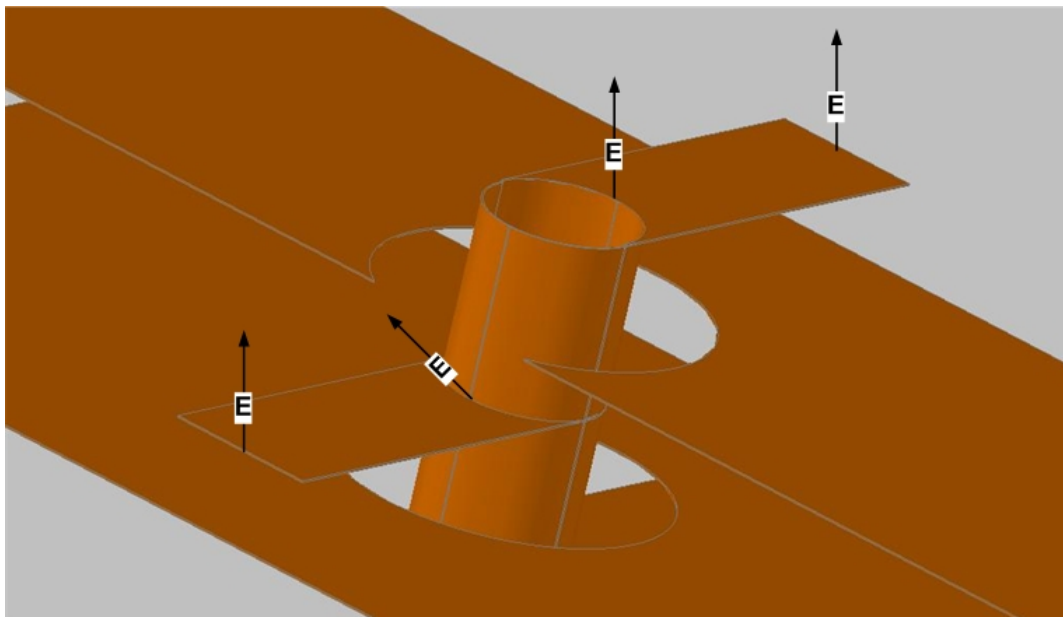


Figura 117. Percorso del campo di eccitazione.

In Figura 118 è invece rappresentato il “percorso” che il segnale effettua lungo tutta la struttura. Chiaramente il percorso risulta essere speculare per la parte sottostante.

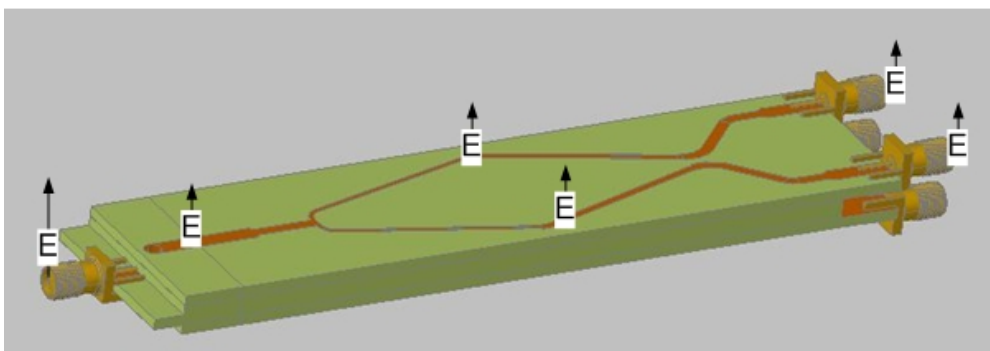


Figura 118. Propagazione del segnale su tutta la struttura.

Le simulazioni effettuate sul CAD elettromagnetico sono state impostate a partire dalla definizione dei vari layer. Metallo per quanto riguarda la parte rame, aria per la box e Arlon 450 per la parte dielettrico.

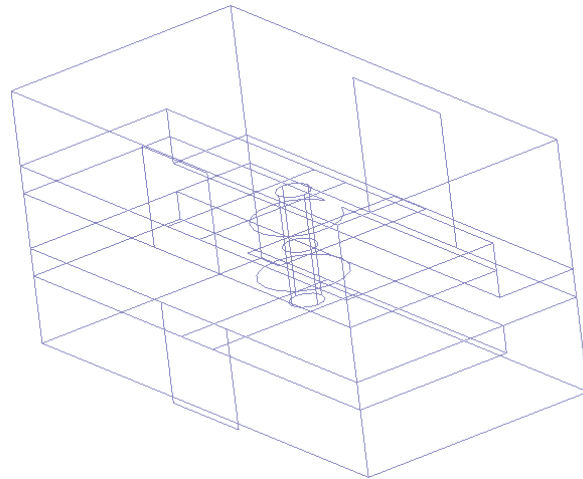


Figura 119. Struttura importata nel CAD elettromagnetico.

Il range di frequenze impostato per la simulazione è da 500 a 2000 MHz, visto e considerato che le due frequenze di funzionamento sono nell'intorno di 800 e 1700 MHz. I risultati ottenuti devono essere importati nel CAD dove è stata sviluppata la parte planare del divisore. Per prima cosa una volta importati i parametri "S", si visualizzano gli stessi per verificare la corretta importazione dei dati.

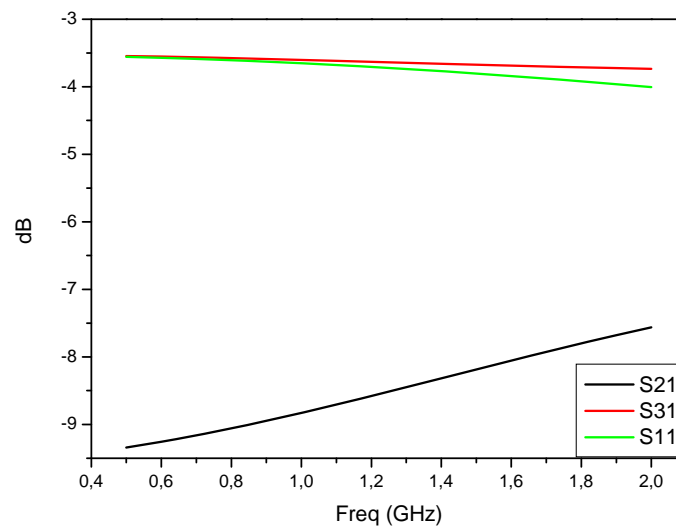


Figura 120. Visualizzazione dei parametri "S" della prima parte della struttura.

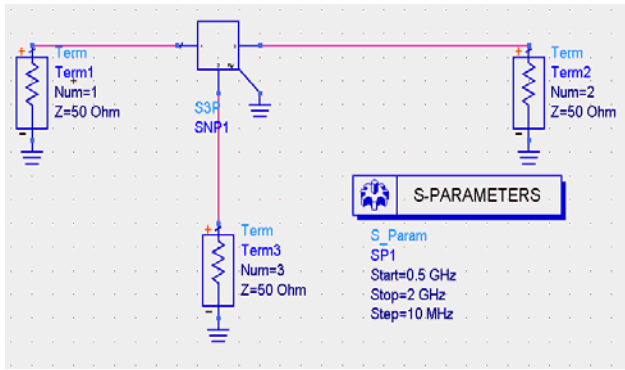


Figura 121. Schematico per la rappresentazione dei parametri "S".

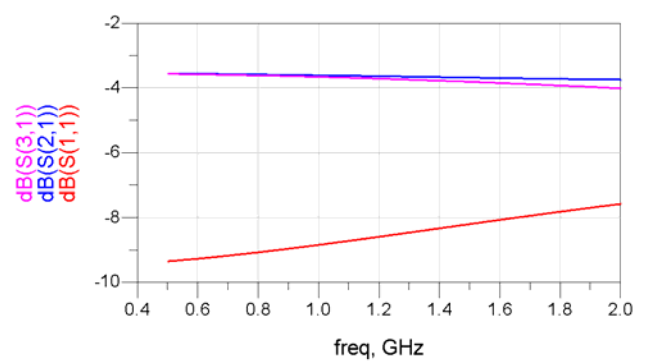


Figura 122. Andamenti dei parametri "S" importati.

Gli andamenti rappresentati in Figura 120 e in Figura 122, nonché i valori puntuali, evidenziano l'assonanza tra i grafici del simulatore elettromagnetico e i stessi parametri "S" importati in ADS. Ulteriore passo sarà quello di utilizzare questi file per effettuare la simulazione a parametri "S" di tutta la struttura.

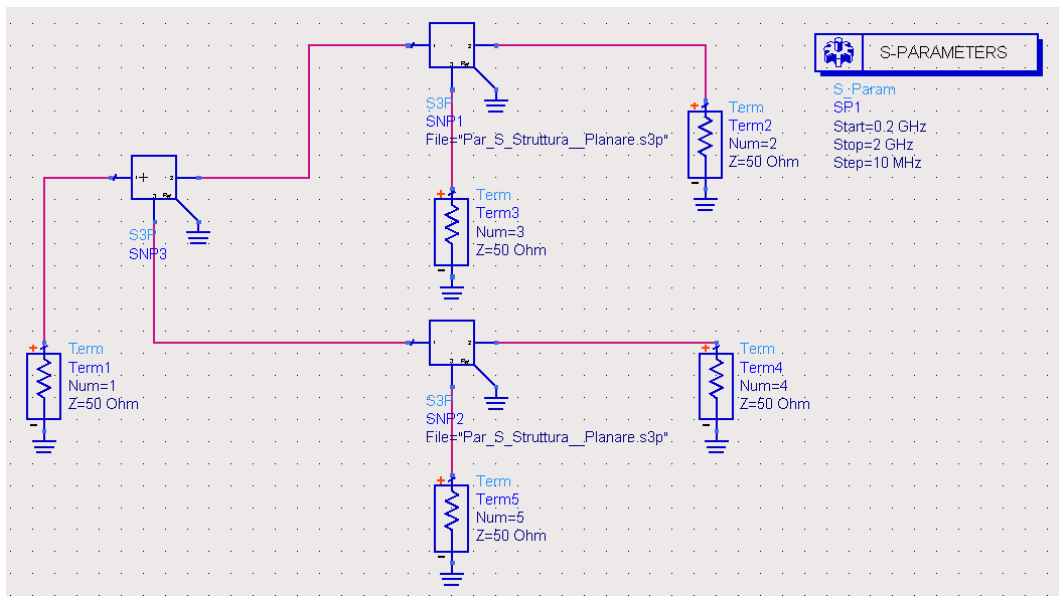


Figura 123 Schematico per la simulazione di tutta la struttura.

In Figura 123, partendo da sinistra si nota il blocco contenente il file relativo ai parametri "S" della parte simulata con CAD elettromagnetico, mentre i restanti due blocchi sono relativi ai parametri "S" della parte planare della struttura. Le terminazioni sulla porta di ingresso e sulle quattro porte di uscita sono tutte a 50Ω.

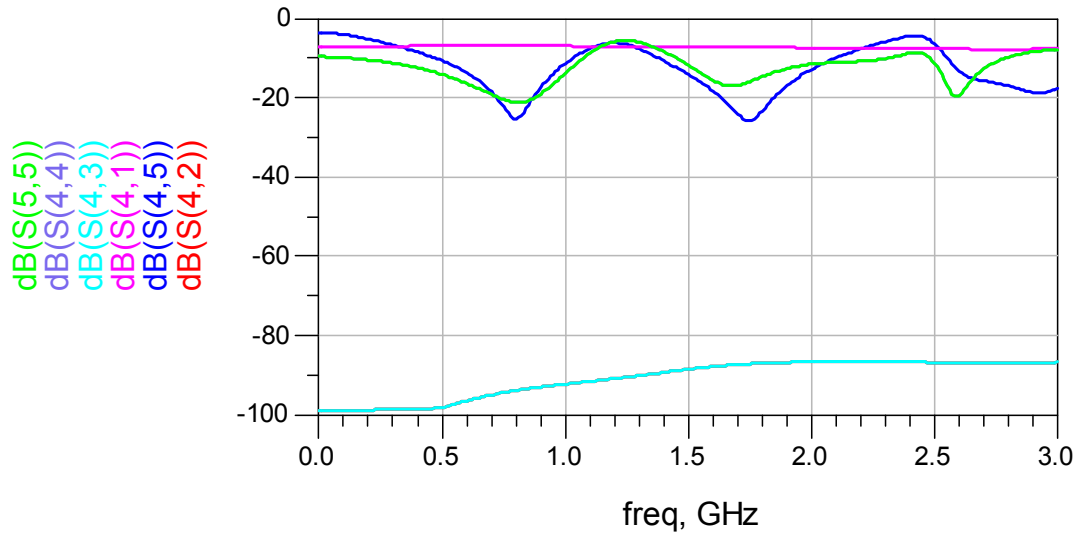


Figura 124. Andamenti di alcuni parametri "S"(1).

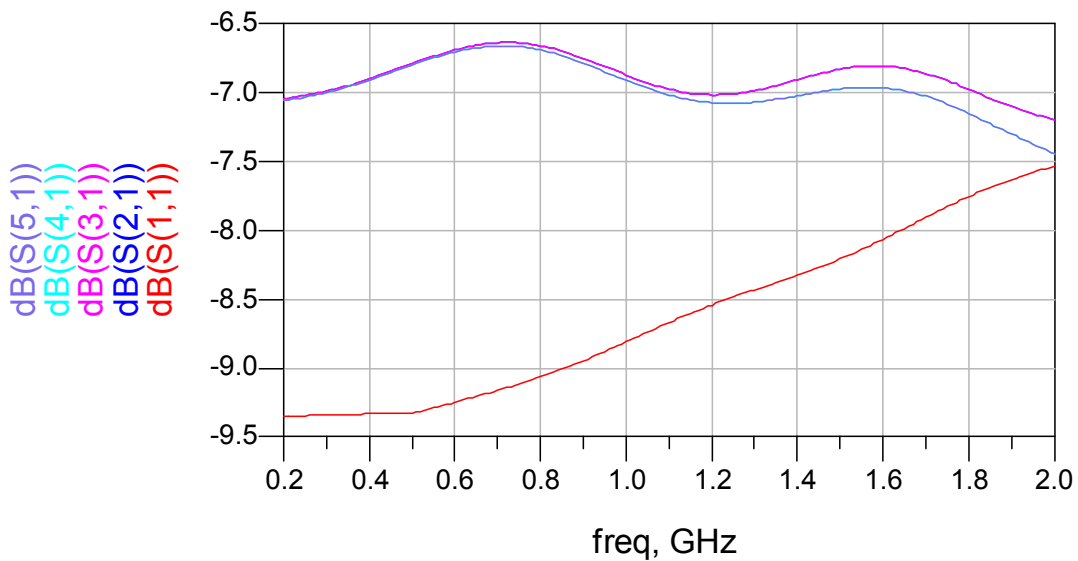


Figura 125. Andamenti di alcuni parametri "S"(2).

Dalla Figura 124 si notano alcuni andamenti dei parametri “S” della struttura completa. Il parametro S_{41} conferma la teoria, infatti, aspettandoci un 6 dB di perdita ne verifichiamo circa 6.6 a causa delle perdite dovute ai componenti non ideali. L’andamento del parametro S_{45} , è rimasto lo stesso che nel caso della sola struttura planare (Figura 107), come ci si aspettava. Anche gli andamenti degli S_{55} ed S_{44} , sono rimasti invariati. Alla luce di quanto visto, ci si aspetta quindi che il disaccoppiamento tra le due strutture planari sia abbastanza evidente. Questa cosa la si può notare dall’andamento del parametro S_{43} (o S_{42} visto che

risultano sovrapposti) che mostra un disaccoppiamento evidente nella banda di interesse ed anche fuori. In Figura 125 sono invece visibili gli andamenti dei parametri relativi alle perdite dall'ingresso verso l'uscita e quelle dovute al disadattamento di ingresso. I parametri S_{51} ed S_{41} risultano avere un andamento leggermente migliore rispetto agli S_{31} e S_{21} . Questi andamenti trovano giustificazione nella struttura stessa, visto che il primo divisore di ingresso presenta una discontinuità "diversa" per il segnale che va verso la parte superiore rispetto a quello che va verso la parte opposta. Il piano di riferimento di massa è infatti presente in un caso mentre nell'altro "compare" solo dopo alcuni millimetri pari alle dimensioni del lanciatore SMA. Questo "inconveniente" non sarà presente nel caso in cui non ci sia tale tipo di connettore, ora necessario per poter effettuare le misure del dimostratore. Nel caso in cui l'ingresso è invece "affidato" ad una linea non vi sarà la presenza di tale componente e quindi il segnale si troverà ad essere guidato all'interno di una strip line. Per quanto riguarda il parametro S_{11} questo non è stato ottimizzato a causa del fatto che il simulatore ADS non prevede la possibilità di sintetizzare tali tipi di strutture come già accennato e l'ottimizzazione tramite l'uso di un simulatore elettromagnetico, il cui fine principale non risulta essere quello di progettare strutture elettroniche, risulta essere molto onerosa. Questo poiché bisognerebbe di volta in volta andare a modificare la geometria della struttura e successivamente simulare fino ad ottimizzare i risultati della simulazione stessa. Quindi bisognerebbe eseguire un'ottimizzazione "manuale" sicuramente molto onerosa, che esula dalle competenze di questo lavoro atto per ora solo a dimostrare la possibilità di ottenere un divisore a quattro vie sfruttando la peculiarità delle moderne tecniche di realizzazione di circuiti stampati.

Realizzazione e misura del dimostratore.

Come già accennato il dimostratore è in fase di realizzazione. Allo stato attuale i file necessari a generare i circuiti sono stati consegnati alla ditta che effettuerà la realizzazione. Gli stessi file sono ora oggetto di verifica da parte dei tecnici per constatare la possibilità di ottenere lo scasso al di sotto dei due piani di massa senza ricorrere ad un processo di fresatura meccanica. Per poter realizzare questa operazione il processo di “costruzione” dovrebbe prevedere la deposizione del materiale di “pre-preg” solo dove è effettivamente necessario realizzare l’incollaggio. Effettuare questa operazione non è cosa usuale e quindi è oggetto di studio da parte dei tecnici come “variante” al classico processo di realizzazione di substrati multi layer. Il processo di realizzazione di questo dimostratore risulta essere anche uno “stimolo” per l’industria ad investigare le tecniche di realizzazione di substrati “particolari” sfruttando le tecnologie usuali di realizzazione.

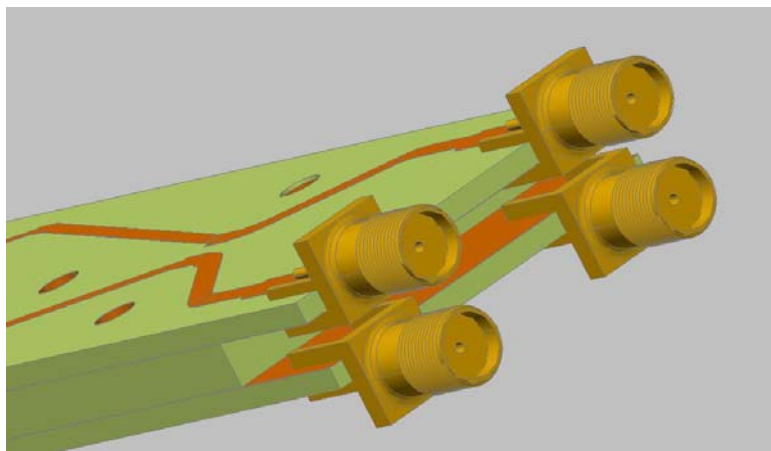


Figura 126. Particolare dello "scarico" presente in uscita.

In Figura 126 è possibile notare il particolare dello “scarico” in cui non deve essere presente dielettrico. Questa particolarità richiede un ulteriore sviluppo in termini tecnologici a partire dalla definizione sul CAM per la definizione del substrato.

Reference

1. **“A small dual-frequency transformer in two sections”** Monzon, C.; IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 51, Issue 4, Part 1, April 2003 Page(s):1157 - 1161
2. **“A dual-frequency wilkinson power divider: for a frequency and its first harmonic”** L. Wu; T. Bitzer; A. Pascht; M. Berroth; IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 15, Feb. 2005
3. **“A New Wilkinson Power Divider Design for Dual Band Application”** Cheng, K.-K.M.; Fai-Leung Wong; Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Volume 17, Issue 9, Sept. 2007 Page(s):664 – 666
4. **“Design and realisation of dual-band 3 dB power divider based on two-section transmission-line topology”** Srisathit, S.; Chongcheawchamnan, M.; Worapishet, A.; Electronics Letters Volume 39, Issue 9, 1 May 2003 Page(s):723 - 724
5. **“A dual-frequency wilkinson power divider”** Lei Wu; Zengguang Sun; Yilmaz, H.; Berroth, M.; Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE Volume 54, Issue 1, Jan. 2006 Page(s):278 - 284
6. **“Antenna theory, analysis and design”** Constantine A. Balanis ; Second Edition. John Wiley & Sons. New York.

Equation Section (Next)

Conclusioni

Durante il periodo di tesi sono stati investigati aspetti diversi di alcune tecnologie :

- tecnologia MIMIC relativa alla realizzazione di un Macro Dispositivo,
- tecniche di divisione/combinazione relative a tecnologie spaziali,
- studio dell'utilizzo delle ultime tecnologie di realizzazione di circuiti stampati

Si è cercato di sfruttare le peculiarità di diverse tecnologie e giungere alla realizzazione di prototipi per poter cercare di dare una svolta a problematiche tecniche a oggi non ancora completamente approfondite.

Con la tecnica del Macro Dispositivo si è visto che implementando una teoria ormai consolidata, è possibile “costruire” un grande dispositivo che continui ad avere più o meno le medesime caratteristiche del singolo, ma aumentando la potenza disponibile. Non meno importante il concetto della riduzione dell'ingombro, sia nel caso di tecnologia MIMIC che discreta. Chiaramente nel caso del discreto ciò vuol dire che parallelizzare più dispositivi utilizzando Wilkinson e via dicendo vuol dire occupare maggiore spazio rispetto ad una rete fatta con “semplici” linee di connessione di dimensioni opportune, relative alle impedenze necessarie. Nel caso dell'uso del divisore Wilkinson si avrebbero anche perdite inferiori poiché non sarebbe presente il consueto resistore. Infatti nulla vieta di applicare tale tecnica di realizzazione anche a dispositivi di tipo discreto e quindi realizzare moduli di potenza, sicuri che questi si comportino come un unico grande dispositivo. Anche il software implementato lascia trapelare la possibilità di sviluppo verso uno strumento di sintesi estremamente personalizzabile e quindi come conseguenza, utilizzarlo come un potente strumento di progettazione. Le misure effettuate sul prototipo realizzato, hanno confermato i risultati dello studio relativo alla stabilità di una struttura realizzata in coplanare con tecnologia GaN. La tecnica relativa alla realizzazione di Macro

Conclusioni

Dispositivi va sicuramente affinata per capire quali applicazioni permette di usare questo metodo di progettazione.

Per quanto concerne la parte relativa alla divisione di un segnale realizzata tramite l'uso di divisori/combinatori spaziali, si può affermare che l'approccio basato sull'uso della teoria dell'ottica geometrica insieme a quella della propagazione elettromagnetica, permette di giungere a dei risultati con tempi di elaborazione dati molto inferiori che nel caso di uso della sola teoria elettromagnetica. Lo studio della propagazione in ottica geometrica, proponibile grazie alle elevate frequenze di lavoro, ha messo in evidenza molti aspetti della stessa che nel caso di analisi mediante l'uso della teoria elettromagnetica sarebbero stati sicuramente di meno facile intuizione. Tutto il discorso relativo al percorso dei raggi elettromagnetici, paragonabili ai raggi ottici, mette in condizione anche un "non esperto di elettromagnetismo" di capire le principali regole di propagazione che sono rispettate all'interno di una guida d'onda o comunque in strutture candidate ad essere tali. Con tale approccio sicuramente si è riusciti ad "avvicinare" le due figure del progettista elettronico a quello elettromagnetico e viceversa. Anche in questo caso l'uso di un software sviluppato appositamente per analizzare strutture candidate a svolgere la funzione di divisore e/o combinatore, ha messo in evidenza la possibilità di essere un valido strumento di apporto oltre agli usuali CAD commerciali. Purtroppo questa parte del lavoro di tesi non è stata seguita da una realizzazione di un dimostratore e relative misure, a causa della complessità nonché difficoltà nel realizzare sia la struttura che il banco di misura necessario per investigare la presenza delle caustiche (o fuochi che dir si voglia). La realizzazione di strutture come quelle disegnate ed investigate, richiedono lavorazioni particolari che non tutte le officine meccaniche possono realizzare. Queste strutture sono per lo più realizzate per processi di "estrusione" e oltre a non essere lavorazioni usuali, , anche le tolleranze in gioco (lavorando a frequenze molto elevate), sono molto stringenti. Questo inconveniente di natura prettamente pratica, viene risolto dalle industrie investendo ingenti somme di capitali per la realizzazione di macchinari personalizzati volti alla produzione di determinati profilati.

Conclusioni

La parte terza relativa alla progettazione di un divisore/combinatore da uno a quattro planare/spaziale, è stato concepito grazie all'investigazione a proposito delle nuove tecniche di realizzazione di circuiti stampati. Dopo aver sviscerato le possibili soluzioni costruttive che tali tipi di tecniche di realizzazione consentono, si è intrapresa la progettazione di una struttura planare bi-banda basata su teorie consolidate. La realizzazione di tali strutture permette di realizzare combinazione di dispositivi discreti (e non), occupando precisamente la metà dello spazio che invece occuperebbero due strutture Wilkinson usuali per realizzare un divisore/combinatore da uno a quattro. La necessità di utilizzare più CAD per la progettazione di tale tipo di struttura, pone in evidenza la novità del tipo del caso. La progettazione è stata eseguita seguendo appunto una linea di progetto che si è avvalsa dell'uso di alcuni software non tutti propedeutici alla progettazione elettronica. La realizzazione del dimostratore della struttura da parte del fornitore non è di facile realizzazione data la presenza dei connettori necessari per la misura. La realizzazione sarebbe meno complicata nel caso della semplice presenza delle piazzole necessarie alla brasatura dei dispositivi. Le misure saranno effettuate e paragonate con le simulazioni. A breve sarà disponibile un dimostratore del divisore. Probabilmente per poter installare i connettori SMA sarà necessario sottoporre il PCB ad un processo di fresatura meccanica per poter asportare il dielettrico al di sotto dei due piani di massa.

Appendice

Propagazione di segnali in strutture guidanti.

Una delle prime strutture guidate usate per la propagazione di segnali a Radio Frequenza, sono state le guide d'onda in cavo coassiale. Queste strutture sono ampiamente usate per il trasporto di energia fino a frequenze piuttosto elevate, per poi lasciare posto alle guide d'onda in strutture metalliche per frequenze molto alte. È pur vero però che anche a frequenze elevate per i piccoli raccordi, vengono comunque usati i cavi coassiali per ovvi motivi di praticità. I cavi coassiali vedono una prima differenziazione dettata dall'impedenza caratteristica Z_0 . Se non specificatamente richiesto da un committente le impedenze sono di tre valori :

- | | |
|---|------|
| 1 | 50Ω |
| 2 | 75 Ω |
| 3 | 93 Ω |

Solitamente di un cavo nel data sheet vengono riportate sia le caratteristiche meccaniche che fisiche, diametro dei vari conduttori, sia interni che esterni, peso del cavo per lunghezza, impedenza, capacità espressa in pF/m , perdite cumulative, resistenza dei conduttori, isolamento della guaina, velocità di propagazione, tipo di dielettrico e sue caratteristiche ed ultima ma non poco importante il raggio di curvatura massimo. Il raggio di curvatura è quel valore di incurvamento per il quale il costruttore assicura il mantenimento delle caratteristiche del cavo stesso.

La propagazione all'interno di un cavo coassiale può essere così semplificata:

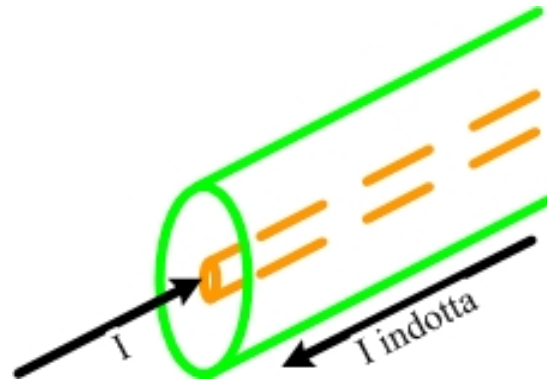


Figura 127 Segnale applicato ad un cavo coassiale

Applicando un segnale di tensione V , scorrerà una corrente I nel conduttore centrale del cavo e la corrente scorrerà solo in ragione della Z_0 . La corrente che scorre nel conduttore centrale si contorna di un campo magnetico \vec{B} , (con verso dato dalla regola della mano destra). Questo campo \vec{B} induce una corrente (I indotta) sulla garza (massa del cavo) con un verso opposto a quello della corrente I del segnale iniettato, tale da opporsi appunto alla causa che l'ha generata. Se il percorso è breve allora la corrente indotta sulla garza (o calza), è sfasata di 180° rispetto alla corrente presente sul conduttore centrale. Nel caso in cui si hanno due correnti con versi opposti e ugual valore, non si ha propagazione attraverso tale struttura. Quindi quando si è di fronte a cavi coassiali di breve lunghezza, non ci si aspetta radiazione da questi (la lunghezza più o meno corta fa sempre riferimento alla frequenza in gioco). Il campo elettrico \vec{E} è di tipo trasversale così come il campo magnetico \vec{B} .

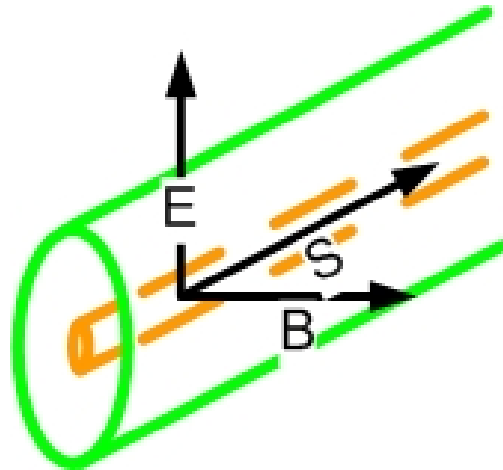


Figura 128 Campo elettrico E e magnetico B in un cavo coassiale.

Il modo di propagazione è allora di tipo TEM (Trasverso Elettro Magnetico). Il verso e direzione di propagazione sono dati dal vettore \vec{S} , definito dalla relazione :

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{B} \quad [1]$$

La velocità con cui si propaga un segnale all'interno di un cavo coassiale non è quella della luce, ma è attenuato chiaramente. È la caratteristica chiamata *Fattore di Velocità* del cavo che determina la velocità all'interno del cavo del segnale. Solitamente tale valore si attesta tra 0.66 e 0.9. Il cavo presenta delle perdite dovute alle correnti distribuite sulle superfici dei conduttori (effetto pelle), e alle perdite nel dielettrico. Il dielettrico si polarizza in “positivo” o in “negativo” con la stessa “velocità” della frequenza del segnale stesso che percorre il cavo, ciò comporta che le cariche di cui esso è composto si “spostano” (o meglio si spostano i baricentri di dette cariche), causando una dissipazione tanto più elevata tanto più è elevata la frequenza. Per diminuire le perdite allora si impiegano conduttori più grandi in modo tale da avere minore resistenza superficiale , minore effetto Joule(dissipazione sotto forma di calore da parte di un conduttore se attraversato da corrente), perdite dielettriche minori poiché il dielettrico stesso risulta essere sottoposto a campi elettrici minori. Ciò però non è più vero nel campo delle microonde.

Appendice

Con un cavo grosso (dimensioni sempre relative alla frequenza), le correnti sul conduttore e sulla calza, non si cancellano più, e vi è irradiazione da parte del cavo stesso. Ciò vuol dire che le correnti non sono più sfasate di 180° , condizione per non avere irradiazione da parte del cavo. Ciò è dovuto al fatto che il campo \vec{E} impiega “troppo tempo” ad indurre una corrente sulla calza tale da annullare l’effetto presente nel conduttore centrale. A questo punto l’onda non viaggia più longitudinalmente, ma trasversalmente e in questo modo di propagazione possono venire eccitati moti diversi di propagazione nel cavo coassiale, che poi nella pratica portano a forti attenuazioni.

Per i motivi sino ad ora esposti, quando si è nel campo delle micro onde, occorre usare cavi di piccole dimensioni con dielettrici di ottima qualità, conduttori argentati e calza costituita da conduttore rigido. Comunque sia a micro onde i cavi coassiali sono usati solo per brevi collegamenti all’interno di apparecchiature. Per il trasferimento di potenza è necessario ricorrere all’uso delle *GUIDE D’ONDA*.

Le guide d’onda possono avere un profilato a sezione circolare, rettangolare, quadrato o ellittico. Un’onda elettromagnetica che si propaga nello spazio libero presenta un vettore \vec{E} e \vec{B} contemporanei e tali che la direzione di propagazione è:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{B}$$

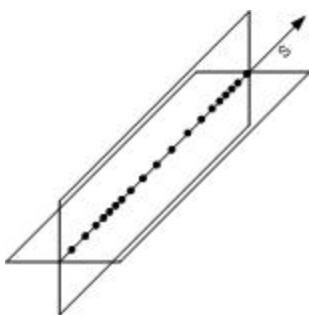


Figura 129 Onda Longitudinale.

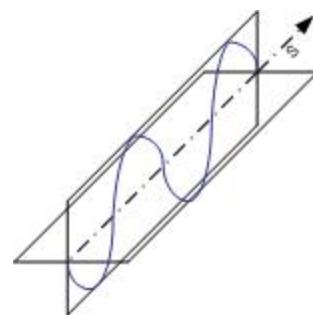


Figura 130 Onda Trasversale.

Appendice

È detta *onda longitudinale* quella in cui la direzione di propagazione e quella dell'oscillazione coincidono; mentre nel caso di un'onda trasversale. La direzione dell'oscillazione risulta essere perpendicolare a quella di propagazione.

All'interno della guida d'onda si troverà una sorgente, di solito costituita da una piccola antenna che irradia onde elettromagnetiche destinate ad essere contenute all'interno della guida. Da qui il nome di *guida d'onda*.

Il profilato che costituisce la guida deve rispettare alcune condizioni al fine di poter "guidare" in modo corretto l'onda. In particolare devono essere rispettate le equazioni di *MAXWELL*. Quindi oltre alle caratteristiche espresse in precedenza, devono valere le seguenti:

- *Il campo elettrico \vec{E} in prossimità della superficie metallica deve essere ad essa PERPENDICOLARE. Sulla superficie il campo parallelo alla superficie stessa deve essere nullo. Ciò poiché una superficie metallica deve essere equipotenziale. Se quest'ultima condizione non fosse vera, ovvero esistesse un campo parallelo alla superficie, questo creerebbe una corrente che, spostando le cariche, cercherebbe di neutralizzare le cariche in superficie; un po' come era stato spiegato per le correnti iniettate ed indotte sulla calza in un cavo coassiale.*
- *Il campo magnetico \vec{B} sulla superficie, deve essere parallelo alla superficie stessa. Le correnti indotte devono essere sempre su piano perpendicolari al campo variabile che le produce e, siccome le correnti devono stare sulla superficie metallica, allora il campo è *perpendicolare alle correnti e parallelo alla superficie.**
- *Le correnti sono distribuite su delle superfici e non scorrono solo lungo l'asse Z (come nei cavi coassiali), ma anche lungo X ed Y.*

Le dimensioni della guida d'onda sono legate alla *frequenza di lavoro* e al *modo*. Nel *modo fondamentale* bisogna far sì che le dimensioni di una guida rettangolare, ad esempio, sia almeno larga $\lambda/2$. Al di sotto di tale frequenza non si

Appendice

può avere propagazione, o meglio, non è possibile che si propagino segnali con frequenze più basse di quelle **cut-off** (così è chiamata tale frequenza limite); la guida d'onda si comporta quindi come un *filtro passa-alto*. Il campo elettrico \vec{E} , nel caso più semplice, è composto dal solo modo fondamentale per cui \vec{E} ha solo la componente lungo Y (\vec{E}_Y). Il massimo sarà presente al centro della sezione della guida, mentre ai due estremi il valore di \vec{E} è zero (Figura 131).

Il campo elettrico \vec{E} è sempre *trasversale* alla direzione di propagazione, mentre il campo magnetico \vec{B} ha componenti sia lungo X che lungo Z . Il modo più semplice è quello definito TE_{10} (trasverso elettrico).

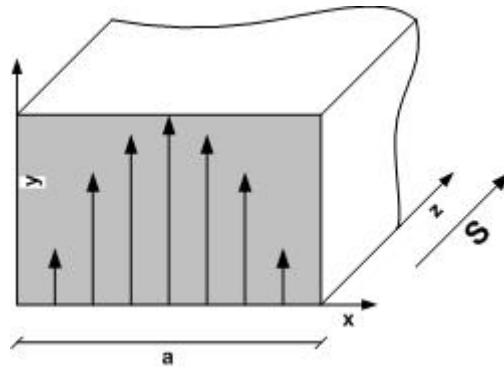


Figura 131 Sezione di guida interessata dal campo elettrico (modo TE_{10}).

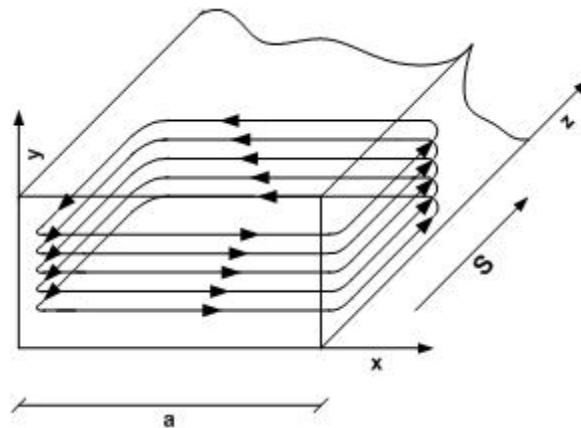


Figura 132 Sezione di guida interessata dal campo magnetico.

Il primo indice è legato al numero di variazioni di 180° nella direzione X della guida. Il secondo indice, invece, al numero di variazioni del pattern di 180° lungo

Appendice

la direzione Y . Nel modo fondamentale (modo TE_{10}), partendo dallo zero (lungo l'asse X) fino ad arrivare all'altra estremità della guida il campo \vec{E} parte da zero, raggiunge il massimo al centro, per poi tornare a zero. Quindi il primo indice è 1 (il pattern del campo \vec{E} è variato di 180° lungo X). Lungo la direzione Y , invece, il campo \vec{E} non varia, quindi il secondo indice è zero. Ad esempio, se lungo l'asse X abbiamo due variazioni di 180° mentre lungo Y nessuna variazione, vuol dire che siamo di fronte ad un modo TE_{20} (se il campo elettrico è ancora trasversale). Se invece oltre alla variazione di oltre 180° lungo l'asse X si hanno variazioni anche lungo l'asse Y , allora il modo diventa TE_{21} . Quindi due variazioni lungo X e una variazione di campo lungo Y . Nel qual caso le condizioni della guida sono tali da consentire una propagazione tale per cui il campo magnetico \vec{B} è sempre trasversale alla direzione di propagazione, si parla di nodi TM (traverso magnetico). Il modo TM con indice più basso è il TM_{11} . Il secondo indice deve essere per forza diverso da 0 altrimenti non sarebbe presente nessuna variazione di \vec{B} .

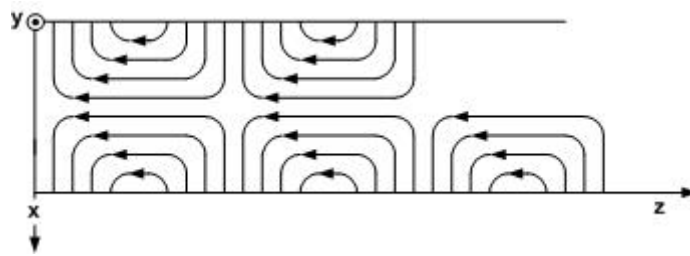


Figura 133 Modo TM_{11} .

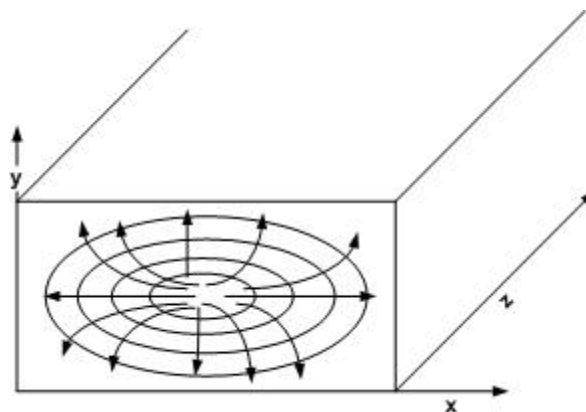


Figura 134 Vista "frontale" TM_{11} .

I modi TE e TM vengono usati nelle guide d'onda mentre il TEM viene usato nei cavi coassiali e nello spazio libero. Per assicurare la trasmissione del modo TE₁₀, come abbiamo detto, la larghezza della guida deve essere $\lambda/2 @ f_0$ e la lunghezza lungo Y deve essere pari a $a/2$.

Le guide circolari hanno il vantaggio di presentare delle attenuazioni più basse che nel caso di guide rettangolari. Non è però vero che i segnali iniettati in guida circolare si ritrovino con le medesime coordinate dopo la propagazione all'interno delle guide stesse. Ciò vuol dire che se voglio "ricevere" il segnale iniettato in guida circolare non è detto che riesca ad acquisire correttamente e con il massimo dell'efficienza il segnale propagatosi all'interno della stessa a causa della non perfetta congruenza tra l'orientamento dell'antenna ricevente (atta a catturare il segnale), e il massimo del campo elettrico E . Per evitare che all'interno di una guida il modo TE₁₀ subisca interferenze COSTRUTTIVE e/o DISTRUTTIVE, derivanti dalla "nascita" del modo successivo TE₂₀, si inietta in guida un segnale la cui frequenza è superiore a quella di *cut-off* e allo stesso tempo inferiore alla frequenza di taglio di tutti i modi successivi. Inietto un segnale compreso tra 3 e 6 GHz, ad esempio a 4 GHz

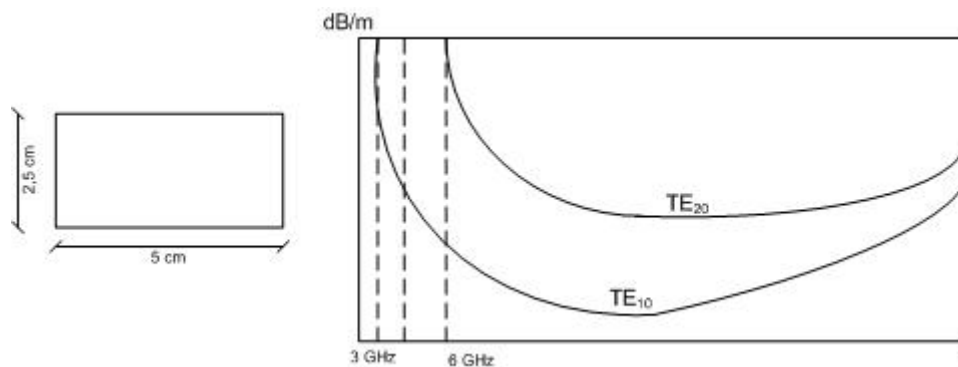


Figura 135 Dimensioni della guida e andamenti delle attenuazioni in funzione della frequenza.

Propagazione in guida d'onda.

La propagazione in guida d'onda la si può interpretare come la risultante di una sovrapposizione, da parte di due onde elettromagnetiche piane, che si propagano con velocità c ma a zig zag, lungo la guida, rimbalzando da una parete all'altra. Le due onde raggiungeranno lo stesso punto sulla parete della guida ma con uno sfasamento di 180° in modo tale da annullare il campo elettrico risultante; in tal modo si soddisfano le equazioni di MAXWELL. Quindi ogni segnale propagante nella guida, con un dato modo e frequenza, avrà un certo angolo Θ per poter rispettare quanto detto sopra.

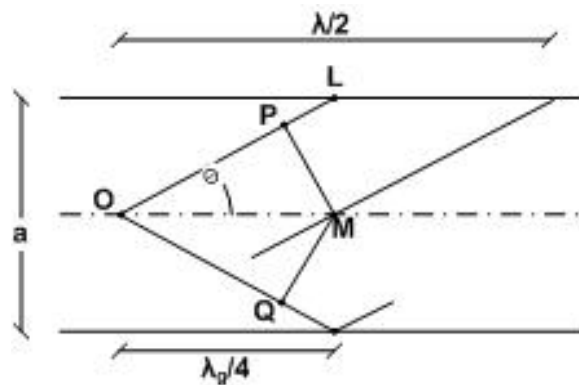


Figura 136 Propagazione in guida.

I due fronti d'onda $\bar{O}\bar{P}$ e $\bar{O}\bar{Q}$ dovranno raggiungere il punto \bar{M} nello stesso istante così come pure il punto O ; però, siccome i due fronti $\bar{O}\bar{P}$ e $\bar{O}\bar{Q}$ procedono a velocità pari a \bar{C} , vuol dire che il punto \bar{O} deve invece procedere a velocità maggiore. Questa velocità è detta velocità di fase V_f che, per segnali propagatisi in guida d'onda, è sempre maggiore di c .

La velocità di fase V_f è determinata da:

$$v_f = \frac{\bar{O}\bar{M}}{\bar{P}\bar{M}} \cdot c \quad [2]$$

O anche :

Appendice

$$v_f = \frac{c}{\sin \theta}$$

Nel caso di guida d'onda rettangolare e modo TE₁₀ si avrà che:

$$\overline{PM} = \frac{\lambda}{4} \quad [3]$$

$$\overline{OM} = \frac{\lambda_g}{4} \quad [4]$$

Dunque sapendo che la larghezza della guida è pari ad a :

$$\overline{LM} = \frac{a}{2} \Rightarrow \overline{PM} = \cos \theta \cdot \overline{LM} = \cos \theta \cdot \frac{a}{2} \Rightarrow \cos \theta = \overline{PM} \cdot \frac{2}{a} \Rightarrow \cos \theta = \frac{\lambda}{4} \cdot \frac{2}{a} \Rightarrow \cos \theta = \overline{PM} \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot a}$$

In tal modo abbiamo legato la condizione di propagazione di una caratteristica fisica della guida ossia, abbiamo il valore dell'angolo Θ necessario affinché siano soddisfatte le condizioni di propagazione. L'angolo Θ è chiaramente dipendente dalla frequenza e dal modo così come già accennato. Ogni segnale percorrerà in un dato tempo un tragitto più o meno lungo (a seconda della sua frequenza) e tale fenomeno comporta ciò che è definito fenomeno di DISPERSIONE. Le onde che compongono il sistema risultante si propagano con direzioni inclinate diverse rispetto all'asse della guida e con una velocità inferiore a c . tale velocità è definita velocità di gruppo V_g . Anche la V_g dipende dalla frequenza e vale:

$$v_g = \frac{c^2}{v_f} \quad [5]$$

Quando la frequenza è tale che la lunghezza d'onda λ è proprio pari a due volte la larghezza della guida, le onde viaggiano avanti e indietro tra le pareti della guida senza nessuna componente lungo l'asse della guida. Non appena si va a frequenze superiori, compare un piccolo angolo θ tale per cui la larghezza della guida diventa

$$a = \frac{\lambda}{2} \cdot \cos \theta \quad [6]$$

Appendice

Da ciò viene generata una piccola componente di propagazione assiale con velocità

$$v_f = \frac{c}{\sin \theta} \quad [7]$$

molto elevata, e quindi una velocità di gruppo

$$v_g = c \cdot \sin \theta \quad [8]$$

molto bassa. Detto ciò si può affermare che per frequenze che tendono all'infinito l'angolo θ tende a 90° e quindi le condizioni si avvicinano sempre più verso una propagazione nello spazio libero. Le dimensioni fisiche per assicurare la propagazione in guida sono determinate applicando la seguente:

$$\lambda_c = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}} \quad [9]$$

a : larghezza della guida

b : altezza della guida

m,n : indici del modo

La lunghezza d'onda in guida sarà invece data da:

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_g^2} \Rightarrow \frac{1}{\lambda_g^2} = \frac{\lambda_c^2 - \lambda^2}{\lambda_c^2 \cdot \lambda^2} \Rightarrow \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{\lambda_c^2}}} \quad [10]$$

ricordando che

Appendice

$$\frac{1}{\lambda_c} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}} \quad [11]$$

Allora

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left[\left(\frac{\lambda m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{\lambda n}{2b}\right)^2 \right]}} \quad [12]$$

Quindi utilizzando una guida al di sotto della sua frequenza critica, non si ha propagazione di onde elettromagnetiche. È però vero che nelle immediate vicinanze dell'iniettore (antenna), è comunque presente un campo elettromagnetico non radioattivo (onda EVANESCENTE). Questo fenomeno può essere sfruttato per la realizzazione di attenuatori a larga banda utile con alti valori di attenuazione e/o filtri molto selettivi di dimensioni molto ridotte.

La sigla WR è di uso in America, il numero successivo indica le dimensioni della lunghezza maggiore **a** nel caso delle guide rettangolari. Ad esempio WR75 indica una guida rettangolare di larghezza :

$$0,0254 \cdot 75 = 19,05mm$$

$$1 \text{ mil} = 0,0254mm$$

Equazioni utili.

In generale l'impedenza Z_0 è espressa come:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Più si sale in frequenza e più i valori di **R** e **G** possono essere trascurati e quindi:

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Quando il campo è confinato interamente in una linea di trasmissione per cui questo presenta una ε costante,

$$Z_{0\varepsilon} = \frac{Z_0(\text{aria})}{\sqrt{\varepsilon}}$$

la costante di propagazione γ è solitamente di tipo complesso:

$$\gamma = \alpha_0 + j\beta_0 = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}$$

Anche in questo caso più si sale in frequenza e più si possono trascurare i termini R e G tale per cui risulta lecito scrivere:

$$\gamma \approx j\beta_0 = \omega\sqrt{L \cdot C}$$

La velocità di propagazione di onde TEM in sistemi di conduttori paralleli e aria come dielettrico con gradiente lineare, è pari alla velocità della luce $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

$$c = v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \lambda \cdot f = \frac{Z_0}{f} = \frac{1}{Z_0 \cdot C}$$

Per una linea con dielettrico ε ISOTROPICO la velocità di propagazione è

$$v_\varepsilon = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}$$

Appendice

Quando una linea a radio frequenza di lunghezza $\beta \cdot l$ gradi (o radianti), è terminata su di una impedenza Z_t , l'impedenza Z_{in} è in generale complessa:

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_t \cdot \cos \beta \cdot l + j \cdot Z_0 \cdot \sin \beta \cdot l}{Z_0 \cdot \cos \beta \cdot l + j \cdot Z_t \cdot \sin \beta \cdot l}$$

Se $Z_t \neq Z_0$, si hanno riflessioni della terminazione, riflessioni che vengono stimate con la seguente:

$$K = |K| \cdot e^{j\psi} = \frac{Z_t - Z_0}{Z_t + Z_0}$$

$$|K| = \frac{SWR - 1}{SWR + 1}$$

Routine sviluppate in ambiente MathCAD.

Di seguito le principali routine sviluppate in ambiente MathCAD, relative al programma per l'analisi e la successiva sintesi di un divisore/combinatore.

```
α.seg(strt,stp) := | j ← 0
                   | for sub ∈ strt..stp
                   |   if mod(sub,2) = 0
                   |     | bsub ←  $\frac{L \cdot A}{sub \cdot A + B}$ 
                   |     | αsub ←  $\frac{360}{6.2831853} \cdot \text{atan}\left(\frac{A}{b_{sub}}\right)$ 
                   |     | anglej ← αsub
                   |     | j ← j + 1
                   |     | sub ← sub + 1
                   |   otherwise
                   |     | bsub ←  $\frac{L \cdot A}{sub \cdot A + A - B}$ 
                   |     | αsub ←  $\frac{360}{6.2831853} \cdot \text{atan}\left(\frac{A}{b_{sub}}\right)$ 
                   |     | anglej ← αsub
                   |     | j ← j + 1
                   |     | sub ← sub + 3
                   | angle
```

Figura 137. Routine per il calcolo del percorso effettuato dai raggi(1).

```
Bseg(strt,stp) := j ← 0
                  for sub ∈ strt..stp
                    if mod(sub,2) = 0
                      
$$b_{sub} \leftarrow \frac{L \cdot A}{sub \cdot A + B}$$

                      
$$\alpha_{sub} \leftarrow \frac{360}{6.2831853} \cdot \text{atan}\left(\frac{A}{b_{sub}}\right)$$

                      anglej ← αsub
                      j ← j + 1
                      sub ← sub + 1
                    otherwise
                      
$$b_{sub} \leftarrow \frac{L \cdot A}{sub \cdot A + A - B}$$

                      
$$\alpha_{sub} \leftarrow \frac{360}{6.2831853} \cdot \text{atan}\left(\frac{A}{b_{sub}}\right)$$

                      anglej ← αsub
                      j ← j + 1
                      sub ← sub + 3
                  b
```

Figura 138. Routine per il calcolo del percorso effettuato dai raggi(2).

```
Cseg(strt,stp) := j ← 0
                  for sub ∈ strt..stp
                    if mod(sub,2) = 0
                      
$$c_{sub} \leftarrow \frac{L \cdot B}{sub \cdot A + B}$$

                      
$$\alpha_{sub} \leftarrow \frac{360}{6.2831853} \cdot \operatorname{atan}\left(\frac{A}{c_{sub}}\right)$$

                      anglej ← αsub
                      j ← j + 1
                      sub ← sub + 1
                    otherwise
                      
$$c_{sub} \leftarrow \frac{L \cdot (A - B)}{sub \cdot A + (A - B)}$$

                      
$$\alpha_{sub} \leftarrow \frac{360}{6.2831853} \cdot \operatorname{atan}\left(\frac{A}{c_{sub}}\right)$$

                      anglej ← αsub
                      j ← j + 1
                      sub ← sub + 3
                  c
```

Figura 139. Routine per il calcolo del percorso effettuato dai raggi(3).

Appendice

```

Int(stat,stp,B,L,A) :=
  αseg ←
  j ← 0
  for sub ∈ stat..stp
    if mod(sub,2) = 0
      bsub ←  $\frac{L \cdot A}{sub \cdot A + B}$ 
      αsub ←  $\frac{360}{6.2831853} \cdot \text{atan}\left(\frac{A}{b_{sub}}\right)$ 
      anglej ← αsub
      j ← j + 1
      sub ← sub + 1
    otherwise
      bsub ←  $\frac{L \cdot A}{sub \cdot A + A - B}$ 
      αsub ←  $\frac{360}{6.2831853} \cdot \text{atan}\left(\frac{A}{b_{sub}}\right)$ 
      anglej ← αsub
      j ← j + 1
      sub ← sub + 3
  angle
Cseg ←
  j ← 0
  sub ← stat
  for sub ∈ stat..stp
    if mod(sub,2) = 0
      csub ←  $\frac{L \cdot B}{sub \cdot A + B}$ 
      αsub ←  $\frac{360}{6.2831853} \cdot \text{atan}\left(\frac{A}{c_{sub}}\right)$ 
      anglej ← αsub
      j ← j + 1
      sub ← sub + 1
    otherwise
      csub ←  $\frac{L \cdot (A - B)}{sub \cdot A + (A - B)}$ 
      αsub ←  $\frac{360}{6.2831853} \cdot \text{atan}\left(\frac{A}{c_{sub}}\right)$ 
      anglej ← αsub
      j ← j + 1
      sub ← sub + 3
  c

```

Figura 140. Routine per il calcolo del percorso effettuato dai raggi(4).

```

B seg ← | j ← 0
        | sub ← stt
        | while sub ≤ stp
        |   | if mod(sub,2) = 0
        |   |   | b_sub ←  $\frac{L \cdot A}{sub \cdot A + B}$ 
        |   |   |  $\alpha_{sub} \leftarrow \frac{360}{6.2831853} \cdot \text{atan}\left(\frac{A}{b_{sub}}\right)$ 
        |   |   | angle_j ←  $\alpha_{sub}$ 
        |   |   | j ← j + 1
        |   |   | sub ← sub + 1
        |   | otherwise
        |   |   | b_sub ←  $\frac{L \cdot A}{sub \cdot A + A - B}$ 
        |   |   |  $\alpha_{sub} \leftarrow \frac{360}{6.2831853} \cdot \text{atan}\left(\frac{A}{b_{sub}}\right)$ 
        |   |   | angle_j ←  $\alpha_{sub}$ 
        |   |   | j ← j + 1
        |   |   | sub ← sub + 3
        |   |
        |   | b
        |
FC ←  $\frac{C \text{ seg}}{\cos\left(\frac{6.2831853}{360} \cdot \text{angle}\right)}$ 
FB ←  $\frac{B \text{ seg}}{\cos\left(\frac{6.2831853}{360} \cdot \text{angle}\right)}$ 
rin ← | j ← 0
      | i ← 0
      | sub ← 0
      | while i ≤ stp
      |   | if mod(j,2) = 0
      |   |   | vett_i ← j
      |   |   | j ← j + 1
      |   | otherwise
      |   |   | vett_i ← j
      |   |   | j ← j + 3
      |   |   | i ← i + 1
      |   |
      |   | vett
out ← augment(FC,FB,rin,C seg B seg)
ind ← 0
f ← 80 · 109
for ind ∈ stt .. stp
  LunghezzaPercorso ←  $\overrightarrow{\left( \text{out}^{(i)} \cdot \text{out}^{(j)} + \text{out}^{(k)} \right)}$ 
   $\Psi \leftarrow 2\pi \cdot \frac{f}{3 \cdot 10^8}$ 
  for ind ∈ stt .. stp
    Modulo_e_Fase ←  $e^{j \cdot \left( 2\pi \cdot \frac{f}{3 \cdot 10^8} \right) \cdot \text{LunghezzaPercorso}}$ 
  ModuloIntensità ←  $\left| \sum \text{Modulo\_e\_Fase} \right|$ 

```

Figura 141. Routine per il calcolo del percorso effettuato dai raggi(5).

