

**Progetto di LNA:
Suggerimenti per ridurre effetti
parassiti delle connessioni**

Sergio Mariotti

Rapporto Interno IRA N° 361 /2004

Revisore: Andrea Cremonini

Indice:

Induttanza dei bondwires	3
Attenuazione delle Linee di Trasmissione	11
Conclusioni	17
Appendice.....	18

Lo scopo del presente rapporto è di elencare alcuni suggerimenti di carattere pratico per valutare e limitare l'effetto induttivo e parassita dei bondwires (microfili) a frequenze millimetriche e per limitare l'attenuazione delle linee microstrip nei LNA.

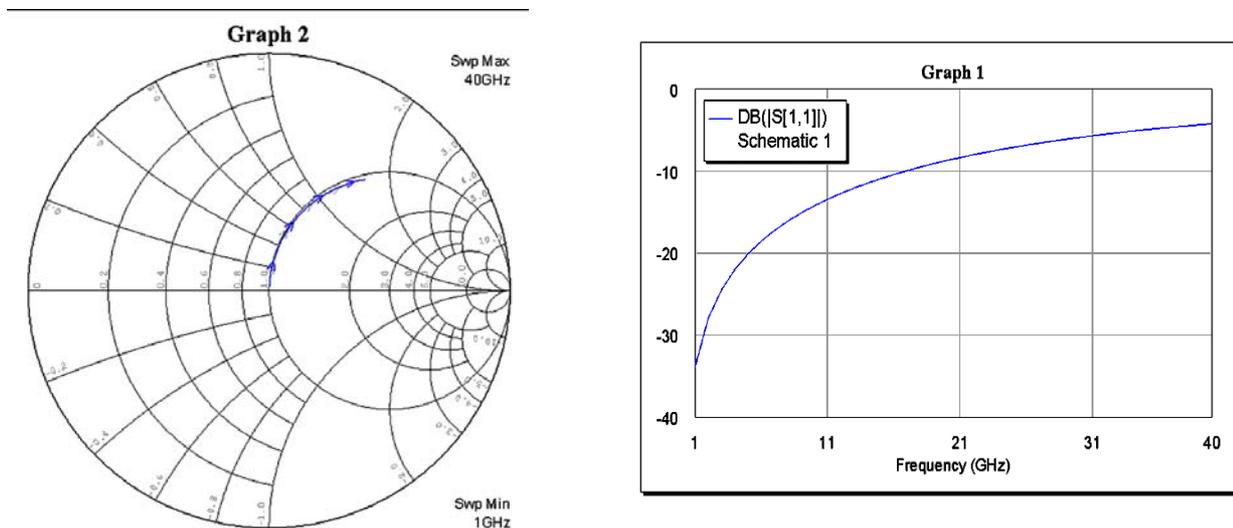
Questa nota è indirizzata ai progettisti di circuiti e layouts.

Induttanza dei bondwires

I due grafici sottostanti mostrano come una piccolissima induttanza in serie ad un carico perfettamente adattato deturpi il coefficiente di riflessione in maniera inaccettabile.

L'induttanza è formata da un bondwire di Diametro=17 μm , lunghezza=0.3mm.

☞ *L'induttanza parassita dei bondwires è un problema grave a frequenze millimetriche, le differenti prestazioni di ogni dispositivo incapsulato (packaged) o die chip (nudo) dipendono principalmente dall'induttanza dei bondwires. Pertanto se si prendono in considerazione dispositivi die chip piuttosto che dispositivi incapsulati non si risolve il problema ma lo si sposta ! Vedi Appendice.*

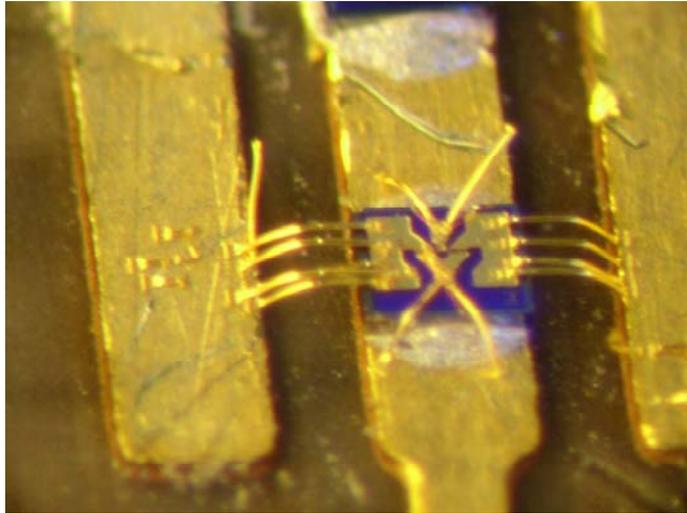


• Simboli utilizzati:

L	Induttanza (auto induttanza) di uno o più bondwires
M	Induttanza mutua fra due fili
N	Numero di bondwires in parallelo
H	Distanza dal piano di massa (corrisponde a Height della microstrip)
ℓ	lunghezza bondwire
s	distanza fra due bondwires
ϕ	Diametro bondwire
CW	Clock wise "in senso orario"
Bondwire	microfilo
μstrip	microstrip
W	larghezza microstrip
T	Spessore microstrip
p	Spessore di penetrazione (effetto pelle)

- **Applicabilità:**

Bondwire dritti o leggermente incurvati o comunque tali che non si formi più di mezza spira.



- **Lunghezza:**

La lunghezza dei bondwires dovrebbe essere la più corta possibile.

In deroga alla precedente ovvia regola, ci sono distanze minime sotto alle quali difficilmente si scende. Le ragioni sono di natura meccanica e riguardano prevalentemente l'accuratezza di posizionamento dei componenti, i gap (clearance) necessari per gli incastri dei pezzi, lo spazio di fuga necessario alle resine ecc.

I seguenti valori derivano da una lunga serie di indagini, colloqui con personale di aziende specializzate ed esperienze personali.

• Lunghezze minime dei microfilari – “Rule of Thumb”	
Laminati “teneri” a base di PTFE, materiali con truciolo,	• Laminati “duri” Alumina, Quarzo, ecc.
• 200 – 300 μm	• 75 – 150 μm

- **Elementi parassiti:**

Il bondwire è assimilabile ad una induttanza, altri effetti parassiti sono di entità estremamente limitata anche ad alte frequenze.

In generale il valore di **L** cresce con ℓ , e **H**, mentre cala con ϕ e **N**.

- **L vs ℓ :**

L'induttanza è proporzionale alla lunghezza. Possiamo pertanto parlare in termini di “Induttanza Specifica” ed esprimere l'unità di misura in [nH/mm].

Comportamento confermato da simulatori Genesys® e MWOffice® Harmonica®, AppCad®

- **L vs ϕ :**

Secondo alcuni simulatori basati sulla formula di Grover [10], la dipendenza **L** vs ϕ è talmente limitata da essere trascurabile in un range di un'ottava di ϕ .

Secondo altri metodi di simulazione (slabline Genesys®) si nota una certa dipendenza. I risultati sono riportati nella seguente tabella nel formato più normalizzato e generalizzato possibile. Si noti comunque che l'entità delle variazioni è da considerarsi sensibile ma modesta.

Induttanza vs. Diametro		
Genesys® elem: slabline	Grower, MWO®, Genesys® elem: wire	AppCad® elem: Wire over GND
$\frac{dL}{d\Phi} \approx -9 \text{ [nH/mm]}$	$\frac{dL}{d\Phi} \approx 0 \text{ [nH/mm]}$	$\frac{dL}{d\Phi} \approx -20 \text{ [nH/mm]}$

Es. di calcolo: Problema: un bondwire di 17 μ m ha induttanza di 0.5nH/mm. Di quanto cala l'induttanza specifica se aumento il diametro a 25 μ m?

Risposta: consideriamo i dati nella terza colonna. L'induttanza cala di $20 \cdot (0.025 - 0.017) = 0.16 \text{ nH/mm}$, quindi diventa $0.5 - 0.16 = 0.34 \text{ nH/mm}$

- **L vs. H :**

Anche in questo caso il risultato dipende dall'algoritmo utilizzato nel simulatore: la già citata formula di Grover non contempla la distanza dal piano di GND. E' evidente invece che ci troviamo nel caso di linea di trasmissione "Wire over GND" pertanto la distanza effettiva dal piano di GND gioca un ruolo che può essere importante.

I risultati sono riportati nella seguente tabella nel formato più normalizzato e generalizzato possibile. Si noti comunque che l'entità delle variazioni è da considerarsi sensibile ma modesta.

Induttanza vs. Altezza da GND		
Genesys® elem: slabline	Grower, MWO®, Genesys® elem: wire	AppCad® elem: Wire over GND
$\frac{dL}{dH} \approx +2 \text{ } (\pm 50\%) \text{ [nH/mm]}$	$\frac{dL}{dH} \approx \text{N/A}$	$\frac{dL}{dH} \approx +1.1 \text{ } (\pm 25\%) \text{ nH/mm]}$

Es. di calcolo: Problema: dato un bondwire con induttanza specifica 0.5nH/mm piazzato ad un'altezza da GND di 0.6mm di cui 0.5mm in PTFE e 0.1mm in aria, lo si sposta ad un'altezza di 1mm. Calcolare l'induttanza specifica.

Soluzione: utilizziamo ad es. i dati in terza colonna della tabella superiore.

La costante dielettrica del materiale non ha nessuna influenza.

La nuova induttanza specifica aumenta di $1.1 \cdot (1 - 0.6) = 0.44 \text{ nH}$, pertanto diventa $0.5 + 0.44 = 0.94 \text{ nH/mm}$

- **Risonanza:**

Il bondwire risuona alla frequenza per la quale ℓ vale $\lambda/4$.

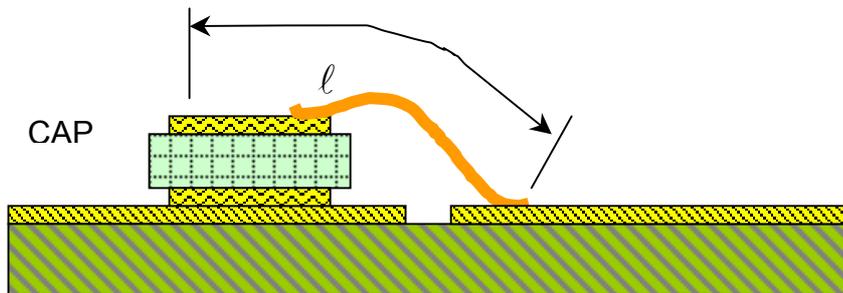
E' ovvio che piazzando bondwires in parallelo non diminuisce la Frequenza di Risonanza.

L'induttanza cresce all'avvicinarsi della F_0 . La seguente tabella sintetizza l'andamento L vs. Freq.

Induttanza vs. Frequenza		
DC	$F_0 / 3$	$F_0 / 2$
L_{DC}	$L_{DC} + 10\%$	$L_{DC} + 27\%$

$$F_0 = \text{Frequenza di risonanza} = 3 \cdot 10^8 / 4\ell$$

Il concetto di lunghezza ℓ deve essere considerato in senso lato. Anche lunghezze "nascoste" devono essere considerate: l'esempio seguente mostra che oltre alla lunghezza propria del filo anche l'armatura superiore del Capacitore contribuisce a formare la "lunghezza".



- **Parallelo di fili:**

Si possono collegare in parallelo i bondwires.

L si riduce. Viene divisa per il N° dei fili.

Se si da credito alla formula di Grover, al fine di ottenere la minima induttanza, è meglio impiegare fili sottili in parallelo piuttosto che un solo filo grosso (o bandella) di pari sezione.

- **Induttanza Mutua:**

Fili molto vicini si accoppiano mutuamente aumentando L_{TOT} del parallelo dei fili.

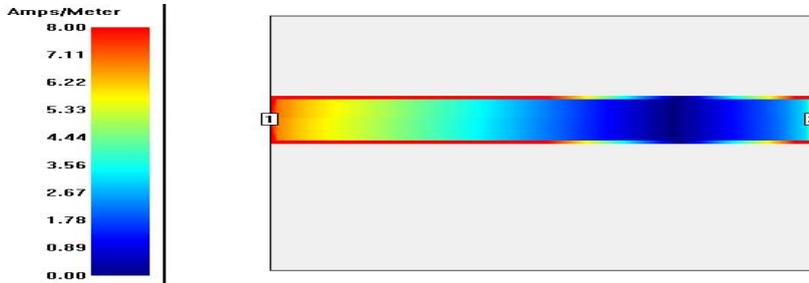
Con distanze $s > H$, $M \rightarrow 0$. Con distanze $s \ll H$, $M \rightarrow +0.2 L$

L & M	
$s \geq H$	$s \ll H$
L	$1.2 L$

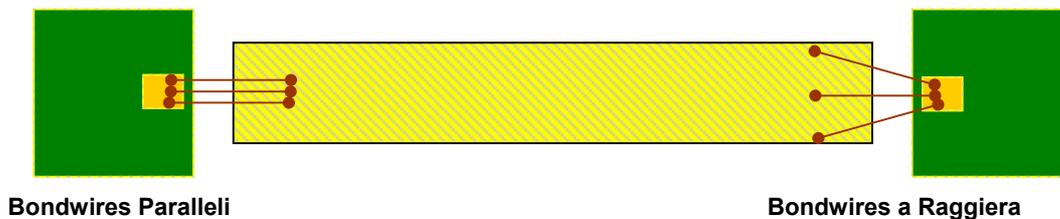
La differenza fra i due casi è da considerarsi contenuta, in altre parole si ottiene solo una piccola diminuzione dell'induttanza piazzando i bondwires a raggiera. Si consideri inoltre che spesso i fili disposti a raggiera sono + lunghi dei fili paralleli

- **Distribuzione corrente su strip**

E' noto che la corrente in una microstrip è più intensa ai bordi come si evince anche dalla seguente figura:



Dal punto di vista della distribuzione di corrente si ottiene un piccolo miglioramento connettendo i bondwire ai bordi della W della microstrip.



- **Resistenza serie. Q factor**

Tutti i simulatori possono modellare la resistività del bondwire, ma solo alcuni contemplano l'effetto pelle. Per un bondwire 17 μ , l'effetto pelle è sensibile per frequenze maggiori di circa 500 MHz.

Resistenza Serie. Materiale Au		
17 μ	$0.18 * F_{\text{GHz}}^{0.5}$	[Ω/mm]
25 μ	$0.12 * F_{\text{GHz}}^{0.5}$	[Ω/mm]

Esempio: Problema: Calcolare il budget delle resistenze serie dello stadio di input, relativo alle sole interconnessioni quando si utilizza filo $\phi=17\mu$ e i bondwire solo lunghi 300 μ . Frequenza 22 GHz.

Soluzione: Ai fini del computo del rumore è importante considerare la resistenza serie nel percorso connettore – gate del primo HEMT.

Si consideri che per collegare il condensatore di disaccoppiamento alla microstrip si possono impiegare 3 bondwires. Mentre per collegare la microstrip al gate si utilizza 1 bondwire.

$$R_{\text{bond}} = 0.3 / 3 * 0.18 * 22^{0.5} + 0.3 * 0.18 * 22^{0.5} = 0.08 + 0.25 = 0.34 \Omega$$

A tale R_{bond} va aggiunti altre resistenze parassite solitamente trascurate quali la ESR del condensatore di disaccoppiamento, la resistenza della resina conduttrice, resistenza del contatto al connettore coassiale.

- **Induttanza di un bondwire:**

Valori tipici di L : 0.5 - 1 nH/mm. Dipende dai già citati H , ϕ

- **Modelli dei simulatori:**

E' bene che i modelli contemplino:

Lunghezza., Diametro, H (altezza dalla GND del substrato), Resistività. I modelli avanzati prevedono la forma ad arco del bondwire; di fatto si tratta di una falsa prestazione dei simulatori, nella realtà pratica ci sono molteplici e diverse situazioni e forme dei bondwires, compresi i fili "quasi verticali" di collegamento fra μ strip e componenti incollati.

- **Soluzioni pratiche x diminuire l'induttanza:**

1. Mettere in parallelo N fili, diminuisce L di circa un fattore N .
2. Bondwires a "raggiera" piuttosto che "paralleli" sono efficaci solo se $s \geq H$, e anche in questo caso il miglioramento è molto contenuto. In ogni caso i fili a raggiera non devono essere più lunghi dei fili paralleli.
3. Aumentare diametro: secondo alcuni simulatori si ha miglioramento, secondo altri no.
4. Diminuire lunghezza: diminuisce L ed aumenta F_0 . In generale, è raro operare nelle vicinanze di F_0 del bondwire stesso. Si pensi che per un bondwire 300 μ m, $F_0 = 250$ GHz. Però nel caso che un bondwire collegato in serie ad un condensatore, la frequenza di risonanza di tale serie sarà considerevolmente più bassa di quella del condensatore e/o bondwire stesso.
5. Diminuire distanza (H) da GND quando possibile.
6. Open effect: l'effetto capacitivo di "open effect" ha un piccolo effetto di compensazione dell'induttanza del filo. Eventualmente agire sulla capacità di fringing come descritto di seguito.
7. Componenti che permettono un solo bondwire (HEMT). Dove e se possibile, prevedere un progetto elettrico "robusto ed insensibile" che contempli eventualmente due bondwire. Il secondo bondwire verrà piazzato a discrezione della persona che cura il montaggio.

- **Progettare compensando...**

Qual'è il "confine" di un LNA? Dove piazzare il piano di sezionamento che divide LNA dal mondo che lo precede? Forse alla porta coplanare dell'MMIC? Forse lungo la linea microstrip con $Z_0=50\Omega$? Il confine è sul Ref Plane della connessione fornita dall'antenna, sia essa una guida d'onda, sia esso un connettore coassiale.

Pertanto è sulla porta complementare a quest'ultima che l'LNA "inizia" ed è in tale porta che il coefficiente di riflessione deve essere minimo.

Dalla porta d'ingresso dell'LNA al dispositivo attivo (es. MMIC) il percorso RF viene ostacolato da numerosi parassiti soprattutto induttanze, una di queste è il bondwire di collegamento microstrip - MMIC.

Poiché il Bondwire è necessario si può pensare di progettare tentando di compensarne l'effetto:

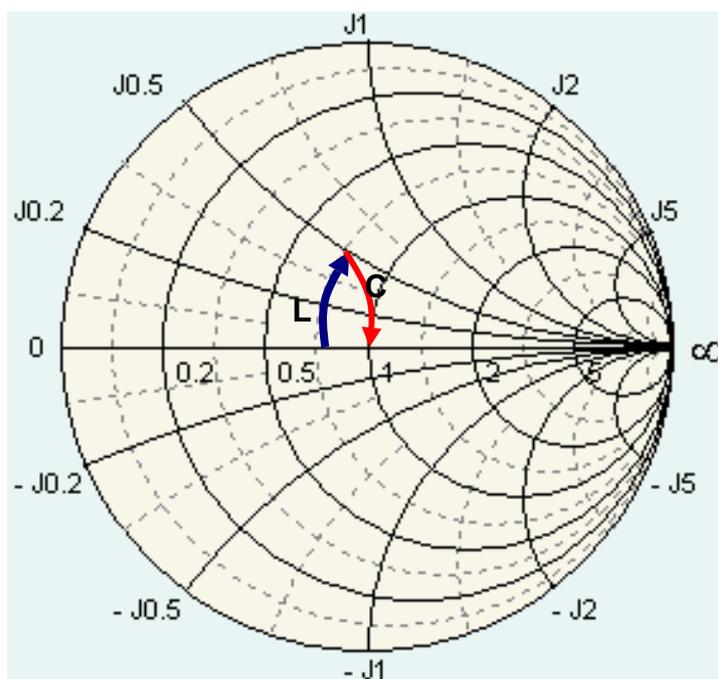


Microstrip. Vista in pianta. Dimensioni non in scala

Da un punto di vista di progetto si tratta di cambiare le specifiche richieste per l'MMIC o il dispositivo ibrido in modo che presenti $Z_{in} < 50 \Omega$ (ad es. circa 40Ω) anziché 50Ω .

Come si vede dalla seguente figura, se percorriamo a ritroso da Z_{in} dell'MMIC alla microstrip, l'induttanza di Bondwire (L) ruota nella carta di Smith verso l'alto, CW come indicato. Se applichiamo una Capacità shunt di valore opportuno si può riportare l'impedenza al valore $Z_{in}=50 \Omega$ (rotazione verso il basso, CW)

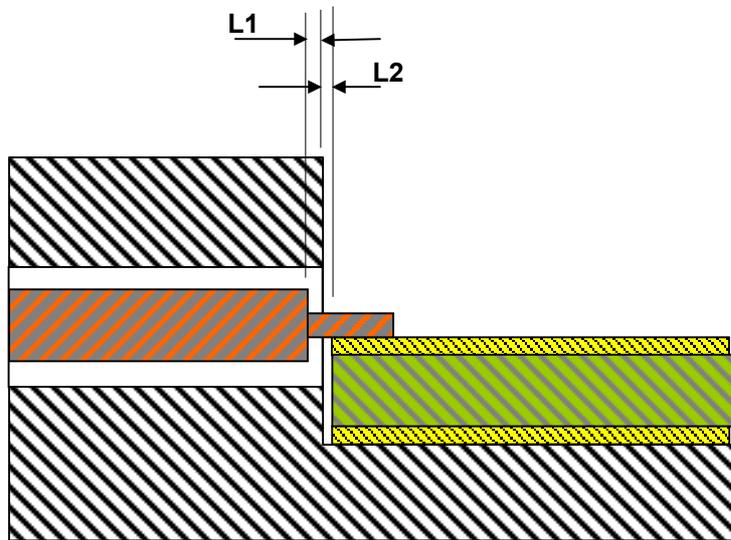
La capacità shunt è facilmente sintetizzabile con un allargamento della dimensione W in prossimità del bondwire.



Un caso analogo si presenta nella transizione coassiale – microstrip.

Si veda la seguente figura.

La inevitabile capacità di fringing dovuta alla troncatura della struttura coassiale, può essere leggermente compensata dalle induttanze della linea ad alta impedenza costituita dal percorso **L1+L2**.



Transizione coax > microstrip. Vista di profilo. Non in scala

Solitamente **L1** è suggerita dal costruttore del connettore ed è dell'ordine dei 50 μ m, mentre **L2** è dettata dall'accuratezza con la quale si piazza il laminato all'interno della cava.

Anche in questo caso, per minimizzare il coefficiente di riflessione al connettore coassiale, è necessario curare le lunghezze **L1** ed **L2** e fare in modo che Z_{in} della linea microstrip sia leggermente inferiore a Z_0 .

- **Documentazione e linguaggi:**

Il documento che il progettista (che esegue la simulazione circuitale) deve fornire alla persona che assembla il circuito, non deve essere il file di simulazione. Tale file contiene informazioni ridondanti non necessarie. Deve essere prodotto un documento specifico, una scheda di lavorazione, contenente un disegno chiaro, pulito e ordinato dei soli componenti e delle lavorazioni (quantità resine, posizione componenti, lunghezze bondwires, punti di aggancio dei bondwires, ecc.). Non è escluso che tale disegno, da effettuarsi a simulazione congelata, sia un lavoro ex novo rispetto al file prodotto dal simulatore. In ogni caso, tale disegno deve essere curato tanto quanto è curata la simulazione.

Attenuazione delle Linee di Trasmissione

- **Scelta del laminato.**

Si mettono a confronto alcuni tipi di laminato fra quelli lavorabili con le semplici procedure artigianali (fresa, attacco chimico ecc.)

Fra i molteplici parametri che caratterizzano i laminati per microonde, la scelta che determina un impatto maggiore è lo spessore H.

La scelta dello spessore H è un trade-off fra attenuazione, dimensioni e frequenza operativa.

In linea di massima più le dimensioni H e W sono grandi, minore è l'attenuazione, d'altro canto sia la dimensione W sia la distanza elettrica "Conduttore – GND" ($H \cdot \sqrt{\epsilon_r}$) dovranno essere sensibilmente inferiori alla lunghezza d'onda.

In generale, l'attenuazione della microstrip dipende dall'attenuazione nel conduttore, dalle perdite nel dielettrico, e dall'irradiazione. A sua volta le attenuazioni nel conduttore si suddividono in tre tipologie legate rispettivamente a resistività del conduttore, effetto pelle, rugosità superficiale.

La seguente tabella riassume le principali cause di attenuazione e fornisce indicazioni per mantenerle ridotte.

Cause di attenuazione nelle μstrip			
Perdite nel dielettrico	Perdite nel conduttore (Cu)		
Tan δ	Resistività	Effetto Pelle	Rugosità
I valori più performanti di tan δ fra 0.0009 – 0.002	Cu: 1.7 $\mu\Omega$ m Au: 2.2 $\mu\Omega$ m	T > p Usare ottimi conduttori. Evitare conduttori ferromagnetici	RC: 1.4 μ m, ED: 2 μ m Preferire "Rolled Copper" Anzichè "Electrodeposited Copper"
Attenuazione in dB/m			
$\propto \text{Freq}^1$, $\propto \tan \delta$	$\propto \text{Freq}^{0.5}$, $\propto 1/W$		Funzione tipo "S" al crescere della frequenza

Il confronto e quindi la scelta fra laminati a diverse ϵ_r va condotto secondo i seguenti criteri:

- Attenuazione specifica: un confronto onesto va effettuato a parità di lunghezza elettrica della μ strip.
- Range di Z_0 realizzabili: in base all'accuratezza del processo di realizzazione di PCB verificare, specialmente a elevati valori di ϵ_r quale Z_0 massima si può ottenere. Per bassi valori di ϵ_r verificare che per bassi valori di Z_0 la dimensione W potrebbe diventare confrontabile con λ o con la lunghezza della μ strip.
- Possibilità di lavorazioni artigianali: il montaggio sarà più flessibile se il PCB è aggiustabile facilmente (es con cutter). I materiali a base di PTFE lo sono, i materiali ceramici come Alumina non lo sono.
- Plasticità: se il PCB è "plastico" ovvero non rigido, si può pensare che il raffreddamento a temperature criogene non lo distrugga, mentre substrati "duri" (quarzo, Alumina ecc.) devono essere incollati su supporti (*carriers*) con CTE ad hoc.

A titolo di esempio si riporta un confronto di attenuazione fra 3 diversi tipi di substrato:

Il confronto è stato eseguito sia a parità di H sia a parità di W per linee con $Z_0=50 \Omega$.

Nella seguente tabella, la 1° e la 2° colonna mette a confronto linee con $H = 0.51 \text{ mm}$ e diverse ϵ_r , mentre la 1° e 3° colonna mette a confronto linee con $W=0.46\text{mm}$ e diverse ϵ_r .

Nella parte inferiore della tabella sono indicate, per ciascuna frequenza, le attenuazioni in dB/cm dovute al dielettrico ed al conduttore, poi sono riportate anche le somme dei due effetti espresse in dB/λ e in dB/cm.

ϵ_r	10				2.5				2.5			
H	0.5	mm			0.5	mm			0.17	mm		
Keff	7				2.1				2			
$\tan\delta$	0.003				0.001				0.001			
W	0.46	mm	Zo=50		1.38	mm	Zo=50		0.46	mm	Zo=50	
Met	0.017	mm	Cu		0.017	mm	Cu		0.017	mm	Cu	
RHG	0.0024	mm	ED		0.0024	mm	ED		0.0024	mm	ED	
Label	$\epsilon_r=10 \text{ H}=0.5 \text{ W}=0.46$				$\epsilon_r=2.5 \text{ H}=0.5 \text{ W}=1.38$				$\epsilon_r=2.5 \text{ H}=0.17 \text{ W}=0.46$			
Freq	Diel.	Metal	dB/λ	dB/cm	Diel.	Metal	dB/λ	dB/cm	Diel.	Metal	dB/λ	dB/cm
1	0.007	0.028	-0.397	-0.035	0.001	0.011	-0.248	-0.012	0.001	0.033	-0.721	-0.034
2	0.013	0.044	-0.323	-0.057	0.002	0.017	-0.200	-0.019	0.002	0.052	-0.576	-0.054
5	0.033	0.073	-0.240	-0.106	0.006	0.030	-0.149	-0.036	0.006	0.088	-0.399	-0.094
9	0.060	0.101	-0.203	-0.161	0.010	0.040	-0.115	-0.050	0.010	0.120	-0.306	-0.130
23	0.160	0.170	-0.163	-0.330	0.027	0.067	-0.085	-0.094	0.026	0.196	-0.205	-0.222

L'analisi è stata condotta con 7 diversi simulatori. Alcuni di questi forniscono risultati convergenti, altri, forniscono dati troppo ottimistici per essere ritenuti validi.

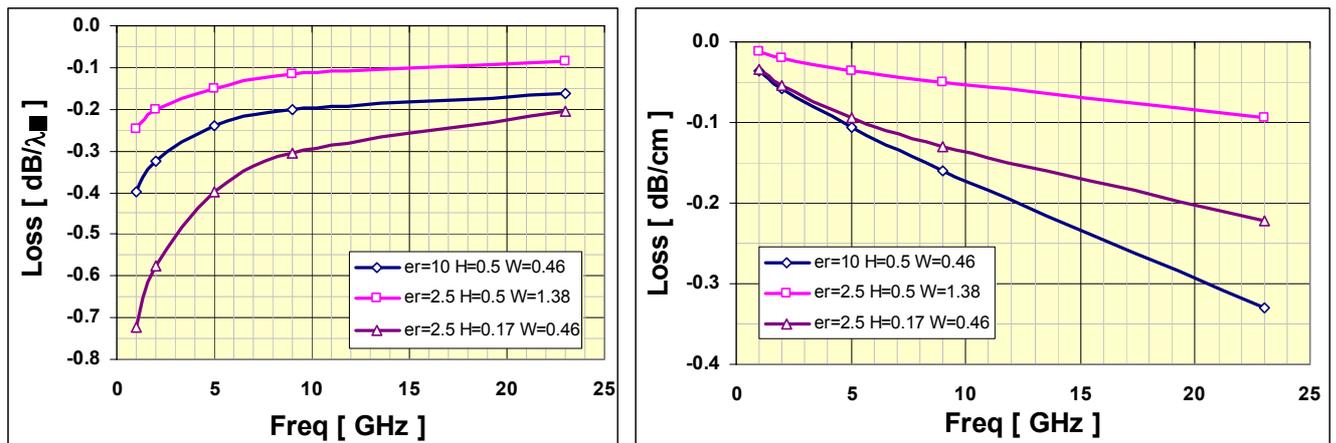
In particolare Compact Software™ (Ansoft™) Harmonica® e TRL.EXE®, EagleWare™- Genesys®, e l'eseguibile in MS-DOS® rilasciato da Rogers™ MWI.EXE forniscono risultati convergenti e credibili, Microwave Office® (sia close form sia simulatore EM) e Sonnet® forniscono risultati di attenuazione ottimistici, ma non contemplano le attenuazioni dovute alla rugosità del conduttore.

Il più completo e probabilmente accurato software per calcolare l'attenuazione della μstrip è il vecchio eseguibile MS-DOS® MWI.EXE fornito da Rogers Co.™ che fornisce calcola l'attenuazione nel dielettrico, nel conduttore, contempla la rugosità del metallo e fornisce dati aggiuntivi sulla conduzione di calore del laminato.

☞ Come si può notare, nella maggioranza dei casi esposti nella precedente tabella, l'attenuazione totale è dominata dalle perdite nel conduttore piuttosto che nel dielettrico.

È evidente che per ridurre sensibilmente le perdite di una μstrip bisogna aumentare la conducibilità del metallo (superconduttore?) e/o aumentare W (aumentare H).

I Dati di attenuazione tabulati nella precedente tabella sono stati riportati anche nei seguenti grafici.



Le simulazioni effettuate suggeriscono una semplice formula empirica per calcolare l'attenuazione di una linea μstrip:

$$Att_{dB/cm} \cong C0 \cdot \sqrt{GHz} + C1 \cdot GHz$$

Dove: $C0 \approx 0.0056 / H_{[mm]}$, (x Cu, T=0.017mm, rms= 1.4μm)

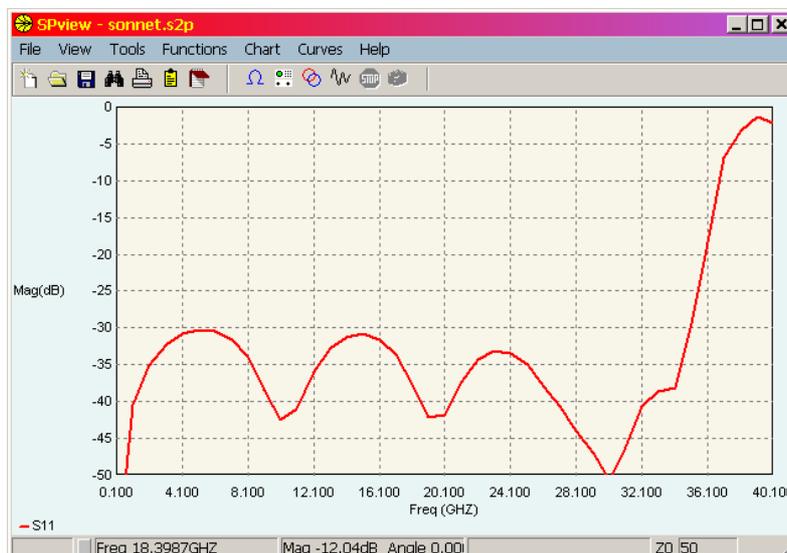
$C1 \approx \tan \delta$

Fissata la massima frequenza di lavoro, le dimensioni della μstrip possono essere aumentate fino a che la potenza continua a propagarsi in modo TEM (o quasi TEM). Alcuni testi citano una non chiara "eccitazione di modi superiori" prendendo a prestito una nomenclatura utilizzata nella propagazione guidata.

Una analisi con simulatore Elettromagnetico ha confermato la regola empirica per la scelta di H_{max} :

$$H_{max} \cdot \sqrt{\epsilon_r} = \lambda_{min} / 10$$

Il seguente grafico mostra come il Return Loss peggiora drasticamente ed in maniera repentina quando $\lambda < 10 H \sqrt{\epsilon_r}$. La simulazione è stata effettuata per: H=0.51mm, $\epsilon_r = 2.5$, W=1.38mm, T=0.017mm, $Z_0 = 50 \Omega$, effetti di bordo/pareti: "de-embedded".

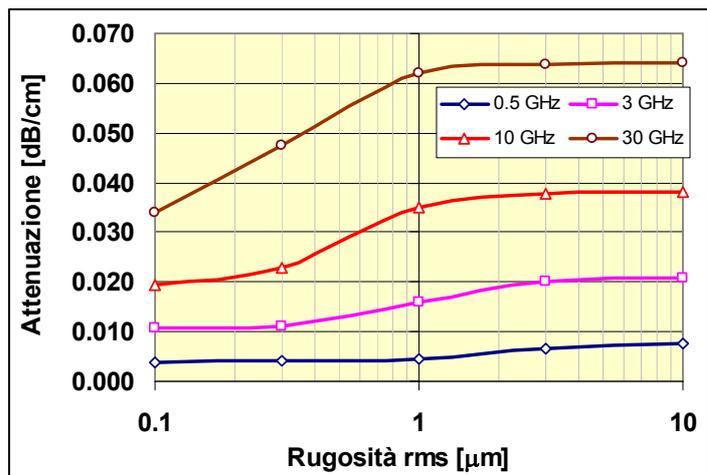


- **Rugosità del metallo**

La rugosità superficiale del conduttore incide sull'attenuazione in modo importante se pur non fondamentale.

Di seguito si riportano i dati simulati per una μ strip Cu, $W=1.38\text{mm}$, $H=0.508\text{mm}$, $T=0.017\text{mm}$ per la quale è stata fatta un'analisi parametrica al variare della frequenza e della rugosità superficiale. I valori sono attenuazioni specifiche espresse in dB/cm del solo Cu.

rms [μm]	Frequenze [GHz]			
	0.5 GHz	3 GHz	10 GHz	30 GHz
0.1	0.0039	0.0106	0.0195	0.0340
0.3	0.0040	0.0111	0.0228	0.0475
1	0.0044	0.0159	0.0349	0.0621
3	0.0065	0.0201	0.0378	0.0638
10	0.0077	0.0209	0.0382	0.0640
Ratio	2.0	2.0	2.0	1.9



Dall'analisi della tabella e del grafico si nota che:

- la funzione è a forma di "S", ovvero peggioramenti drastici della rugosità non sono deleteri.
- Il rapporto fra massimo/minimo di attenuazione dovuta alla rugosità è sempre = 2
- Dati i valori tipici di rugosità che si trovano sul mercato dei laminati ($RC = 1.4 \mu\text{m}$, $ED = 1.9\div 2.4 \mu\text{m}$), si nota che l'uso del RC è migliorativo per le frequenze centimetriche, mentre per le frequenze millimetriche, (dove ci sarebbe bisogno di rugosità ben minori) l'uso del RC fornisce solo un piccolissimo miglioramento.

L'analisi del grafico suggerisce anche una relazione empirica per determinare la zona di massima pendenza delle curve, ovvero quel valore di rugosità nell'intorno del quale si ha la massima sensibilità.

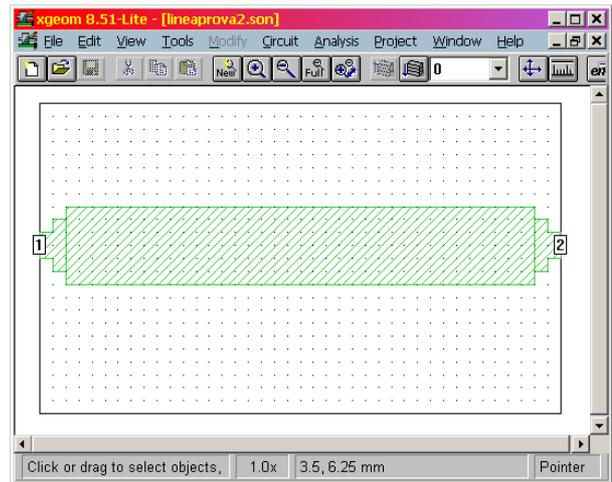
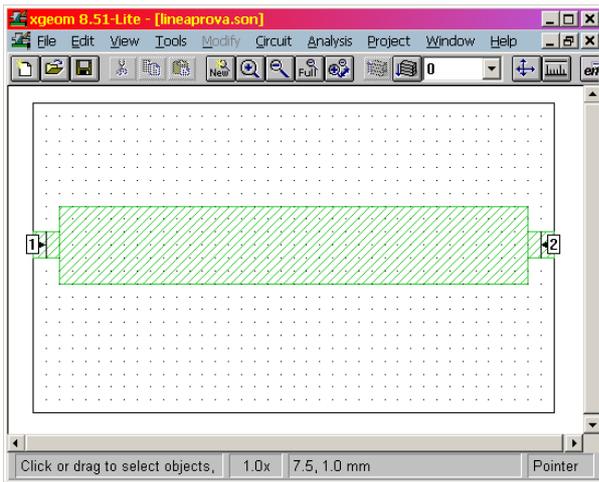
$$rms_{[\mu m]} \leq \frac{\sqrt{\lambda_{[mm]}}}{10}$$

- **Effetti di “Fringing”**

Come per tutte le linee di trasmissione, le riflessioni avvengono in presenza di discontinuità. È pertanto evidente che un simulatore che esegua il de-embedding delle discontinuità mostrerà un risultato estremamente ottimistico ma non realistico.

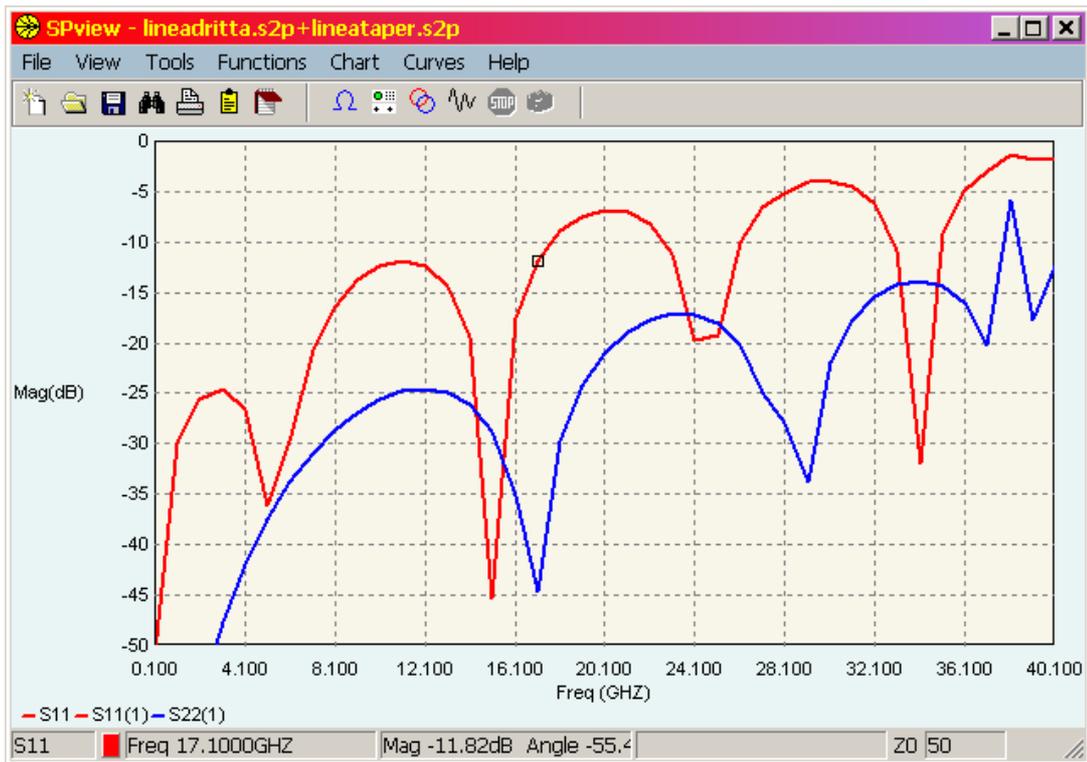
Il de-embedding delle discontinuità ha un senso pratico per analizzare il coefficiente di riflessione residuo del mezzo di trasmissione che nel caso della μ strip è leggermente maggiore di 0 a causa del comportamento dispersivo.

Di seguito viene mostrato un grafico che mostra la simulazione del Return Loss di una linea μ strip; i dettagli delle curve sono indicati nel seguente layout grafico.



H=0.51mm, $\epsilon_r=2.5$, $Z_0=50\Omega$, W=1.38mm, alimentata in ingresso e uscita con μ strip W=0.5m.
Nel seguente grafico: Linea rossa (superiore).

H=0.51mm, $\epsilon_r=2.5$, $Z_0=50\Omega$, W=1.38mm, alimentata in ingresso e uscita con Taper 0.5 x0.5 mm (45°).
Nel seguente grafico: Linea blu (inferiore).



L'effetto migliorativo del taper (Mitred Angle) è evidente e notevole. Ad esempio per le frequenze fra 18 e 26.5 GHz si passa da Return Loss di circa 7 dB (non accettabili) ad un discreto valore di circa 18 dB.

- **Variazione con Temperatura**

La resistività ρ del Cu aumenta sensibilmente con la Temperatura.

La costante dielettrica ϵ_r varia leggermente con la temperatura e tale variazione dipende dal laminato, si consulti il data sheet. Valori tipici del coeff. di variazione per ϵ_r da 0 a -25 ppm/K. In genere l'effetto diventa importante solo in circuiti filtranti ad alto Q.

Il valore $\tan \delta$ aumenta leggermente con la temperatura, un valore tipico è $+50$ ppm/K.

Per i materiali paramagnetici (Cu, Au, PTFE ecc) la permeabilità magnetica $\mu = 1$ a tutte le temperature.

Una formula empirica per stimare l'attenuazione di una μ strip a temperature criogene è la seguente:

$$Loss_{dB}^{20K} \approx Loss_{dB}^{77K} \approx 0.75 \cdot Loss_{dB}^{300K}$$

Conclusioni

Le prestazioni di un circuito a microonde connettorizzato rispetto ad un circuito MMIC (o un dispositivo tipo HEMT), in generale, sono peggiorate principalmente da due effetti:

1. Bondwires che introducono soprattutto una induttanza parassita.
2. Linee di trasmissione adattate, che introducono soprattutto attenuazione quindi aumentano la temperatura di rumore.

Pertanto ciascuno degli elementi testé riportati devono essere scelti in modo da minimizzare il più importante effetto parassita che generano.

In particolare per i fili di bonding, essi devono essere: il più possibile corti, e grossi, se possibile collegare fili in parallelo.

Le linee microstrip devono essere il più possibile corte e spesse.

Il conduttore deve essere in Rame “Rollato” con spessore (T) >> spessore di penetrazione.

Il dielettrico deve essere a bassissima perdita (tipicamente $\tan \delta \leq 0.0015$).

• Riferimenti

- [1] Programma software: Compact Software – Microwave Harmonica v. 6.0
- [2] Programma software: Eagleware – Genesys ver. 7.52
- [3] Programma software: AWR – Microwave Office ver. 5.5
- [4] Programma software: Agilent Technologies – AppCad ver. 3.0
- [5] Programma software: Rogers Corporation – MWI.EXE
- [6] Catalogo Fujitsu Semiconductors – libreria di parametri s
- [7] NRAO – W. Lakatos, comunicazioni private
- [8] NRAO – M. Pospieszalky, comunicazioni private
- [9] Cnr IRA – G. Tomassetti, comunicazioni private
- [10] Grower – Inductance Calculations – Van Nostrand, Princeton NJ, 1946
- [11] <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/index.cfm>
- [12] Oerlikon Contraves, - Sig. Daidone, comunicazioni private
- [13] Alenia Spazio - Sig. Di Mattia, comunicazioni private
- [14] Nuova Eurotar Circuiti Stampati - Sig. Pignani, comunicazioni private
- [15] Catalogo Hittite Microwave Corporation 2004, sez. 1, HMC263
- [16] Laverghetta – Microwave Materials Fabrication & Techniques – Artech House

Appendice

HEMT die chip vs. HEMT packaged: le differenze sono reali o virtuali?

Si prendano in esame due Hemt, uguali nella parte attiva (intrinseca) ma diversi per formato ed incapsulamento.

Ad esempio il Fujitsu FHR02X (die chip) e FHR02FH (incapsulato in contenitore ceramico).

È evidente che il secondo conterrà elementi parassiti che ne limitano la banda di frequenza.

Si è quindi portati a pensare che per frequenze “alte”, ad es. millimetriche, il dispositivo die chip è più adatto di quello incapsulato

Più specificamente, si è portati ad imputare le differenze di s_{11} e s_{22} ai genericamente chiamati “elementi parassiti”.

Se però si confrontano e si analizzano le curve, soprattutto di s_{11} , s_{22} e Γ_{opt} , si nota che differenze sono imputabili soprattutto a “induttanze in serie” piuttosto che a capacità shunt o reti complicate.

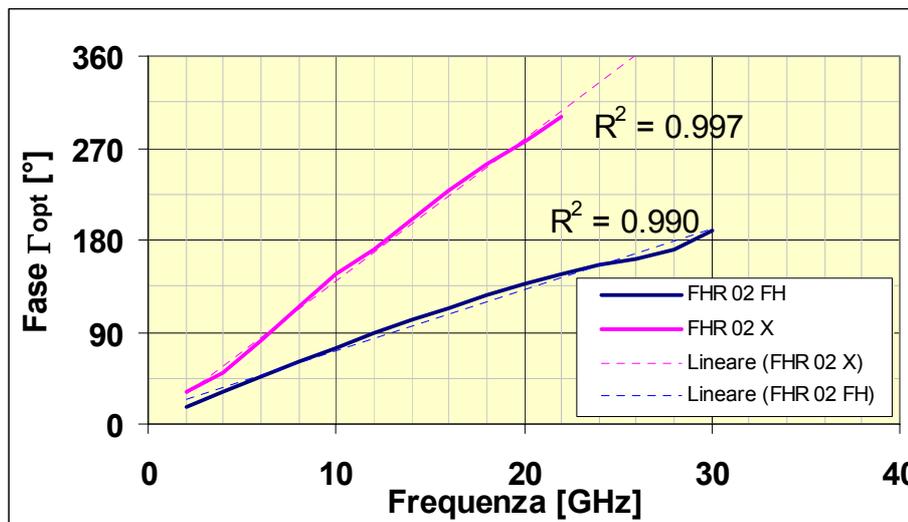
La seguente figura mostra l’andamento della fase di Γ_{opt} per gli Hemt FHR02FH e FHR02X.

Si nota che l’andamento è lineare (la prova ne è il coeff. di correlazione R^2 che è quasi unitario).

Quindi la differenza delle due curve (non indicata nel grafico) non può avere che un comportamento ancora una volta lineare.

Tale differenza, è chiaramente dovuta ad un parassita puramente induttivo in serie all’HEMT intrinseco, piuttosto che da complicate reti L-C.

Tale induttanza è in larga misura dovuta al bondwire di gate dell’Hemt incapsulato.



È evidente che il collegamento fra die chip e microstrip deve essere effettuato, e il bondwire ne è la via maestra.

Qualora si utilizzasse il die chip, la obbligata induttanza del bondwire di gate aumenterebbe la pendenza della curva di fase.

Per ottenere prestazioni “migliori” di quelle che si ottengono dal Hemt incapsulato, è necessario eseguire dei bondwire più corti di quelli che il costruttore (Fujitsu™) impiega nei Hemt incapsulati.

Riassumendo, la tesi proposta in questa appendice è la seguente:

Le migliori prestazioni (in termini di adattamento per il minimo rumore e di Γ_{in}) di un dispositivo die chip rispetto ad uno incapsulato sono virtuali. In pratica si “sposta” il problema, senza risolverlo, dal costruttore di Hemt al progettista di LNA.