

OPTELEX Optical and RF Engineering

Via Lorenzana, 15 00138 Roma (IT)
Tel +39 3206269442 - Fax: +39 1786089097
e-mail: otx@optelelex.com website: <http://www.optelelex.com/>

Analisi tecnica su unità amplificatore TEM B-II 800-1000W CW

(Simulazioni su gentile concessione dell'Università Roma2 di Tor Vergata)

Introduzione	2
Descrizione unità	2
Requisiti di progetto	3
Analisi trasformatore di uscita	3
Suggerimenti per migliorare il circuito di uscita.....	5
Analisi trasformatore di ingresso	6
Suggerimenti per migliorare il circuito di ingresso.....	7
Analisi circuito di polarizzazione.....	8
Suggerimenti per migliorare il circuito di polarizzazione.....	8
Conclusioni	10

Introduzione

Si richiede un'analisi approfondita dell'unità amplificatore FM TEM B-II da 800-1000W CW equipaggiata con transistor finale LDMOS NXP BLF578. In particolare si richiede di fornire suggerimenti e consigli per migliorare la funzionalità e la robustezza elettrica del prodotto mantenendo inalterate le dimensioni del circuito, dove per robustezza elettrica si intende la capacità di resistere a disadattamenti di impedenza sul carico e/o ad eventuali fenomeni di instabilità provocati da particolari condizioni di riflessione.

L'unità si presenta montata come indicato sul disegno seguente:

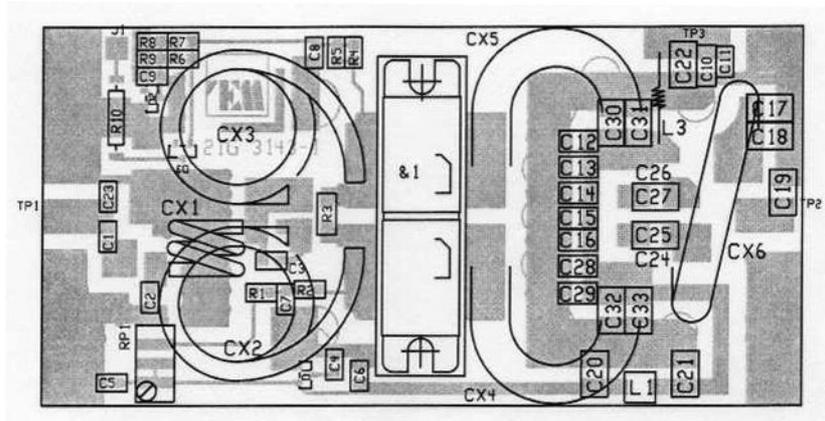


fig.1 disegno di montaggio

Descrizione unità

Il semiconduttore si presenta inserito su un'asola ricavata su un substrato in tela teflonata spesso circa 1mm, probabilmente laminato con un'oncia di rame su entrambe le superfici. A sua volta il substrato è avvitato su un supporto in rame (carrier) spesso circa 6mm circa attraverso il quale avviene lo smaltimento del calore in eccesso prodotto dal semiconduttore. Sullo stesso substrato trovano posto i circuiti di adattamento di ingresso e di uscita, entrambi realizzati con n.3 spezzoni di cavo coassiale e capacità ad alto Q, nonché il filtro di alimentazione e il circuito di polarizzazione di gate a cui fa capo il trimmer di regolazione RP1.

In fig.2 è riportata la foto dello stadio di ingresso, mentre in fig. 3 è visibile la foto dello stadio di uscita.

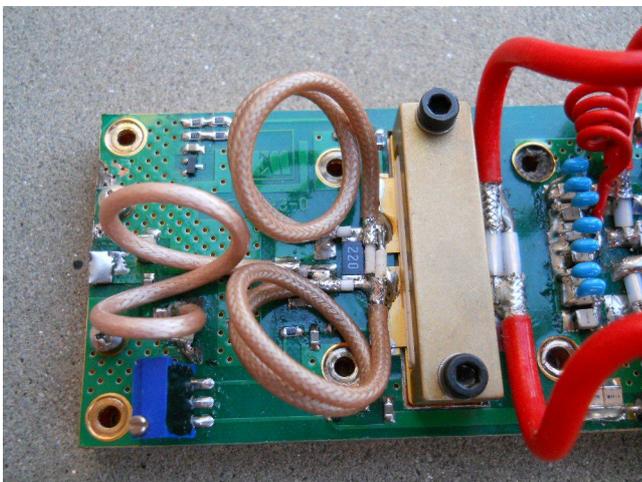


fig.2 stadio di ingresso

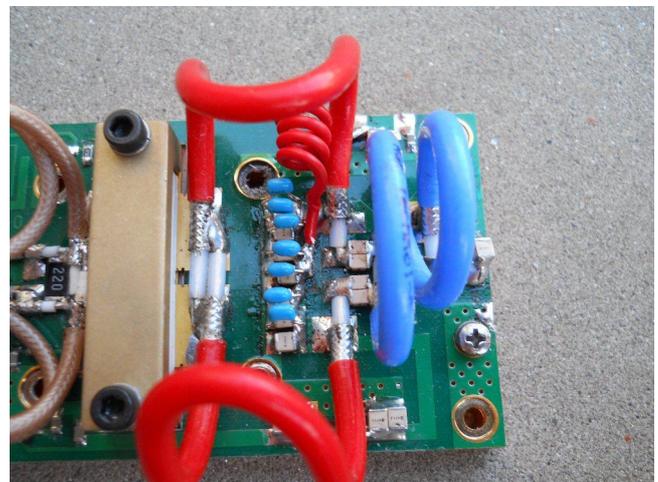


fig.3 stadio di uscita

Requisiti di progetto

Le caratteristiche richieste dall'amplificatore sono elencate di seguito:

Requisiti Elettrici

<i>Banda di funzionamento:</i>	88 ÷ 108 MHz
<i>Impedenza di ingresso:</i>	50 Ohm
<i>Impedenza di uscita:</i>	50 Ohm
<i>Return Loss di ingresso:</i>	≤ -13 dB
<i>Guadagno in potenza:</i>	≥24 dB
<i>Flatness:</i>	±1.5 dB
<i>Bias Current:</i>	200mA
<i>Power Supply Voltage:</i>	+45V ÷ +50V
<i>Prestazioni tipiche:</i>	800W-CW (1000W con V _{dd} =50V)
<i>Rendimento:</i>	75%min
<i>Rapporto di Onda Stazionaria:</i>	1:1 ≤ ROS ≤ 3:1 (all phase angle)

Requisiti Meccanici

<i>RF Input connection:</i>	Solder Tab
<i>RF Output connection:</i>	Solder Tab

Requisiti Ambientali

<i>Temperatura ambiente consentita per funzionamento:</i>	-5 ÷ +45 °C
<i>Temperatura ambiente consentita per immagazzinamento:</i>	-20 ÷ +75 °C
<i>Umidità relativa:</i>	20 ÷ 95% in assenza di condensa

In fig.4 è riportato l'attuale schema elettrico dell'unità amplificatore. Esso ricalca in grandi linee quello indicato dal costruttore del semiconduttore (NXP) sull'Application Note 10800 (file AN10800.pdf) sul quale viene indicato proprio un esempio di amplificatore RF sulla banda medesima e con simili parametri di progetto.

Analisi trasformatore di uscita

Il trasformatore di impedenza di uscita è realizzato con n.3 spezzoni di cavo coassiale dei quali i primi due, CX4 e CX5 entrambi da 25 ohm (cavi con rivestimento di colore rosso), realizzano il primo salto di impedenza in modalità differenziale, mentre il terzo, CX6 da 50 ohm (cavo con rivestimento di colore blu) determina il secondo salto di impedenza nonché la trasformazione del segnale da differenziale bilanciato in sbilanciato (o single ended).

Come già accennato il circuito di uscita ricalca in grandi linee quello di esempio prodotto dalla NXP che realizza il tuning del semiconduttore mediante due capacità poste in serie fra i primi due coassiali e il terzo coassiale in uscita. Questo tipo di tuning consente di evitare di porre una capacità fra i due drain con una conseguente riduzione del calore emesso in questa regione e di conseguenza un aumento del rendimento del circuito. In queste condizioni la capacità richiesta fra questi due punti si riduce notevolmente come indicato dalla simulazione (vedi fig.5, fig.6, fig.7 e fig.8) che quindi può diventare un valore trascurabile considerando la capacità parassitaria offerta dalle piazzole di drain. E' però importante operare con lunghezze ottimali dei coassiali di uscita a 25 ohm nonché del valore dei due condensatori in serie fra i primi due coassiali e il terzo da 50 ohm.

Ora, attualmente il coassiale da 50 ohm CX6 è stato evidentemente calcolato da TEM per avvicinarsi all'estremo superiore della banda, ovvero a 108MHz (il taglio viene indicato 143mm punta punta, equivalente a 139mm fra le spellature delle due calze), contrariamente alle indicazioni di NXP che indica una lunghezza di 6" (152mm circa), certamente più adatta per centrare la banda operativa a 98MHz. Ovviamente questa lunghezza dovrà essere la copia esatta di quella del balun di ingresso CX1.

Di norma si preferisce mantenere molto basso il livello della seconda armonica negli amplificatori TV proprio per limitare i prodotti di intermodulazione del secondo e terzo ordine che causano una evidente distorsione del segnale in trasmissione. Per questo motivo si preferisce allungare le prime due linee a 25 ohm che realizzano il primo salto di impedenza, CX4 e CX5. Nei trasmettitori FM, invece, si usa spesso accorciare notevolmente queste due linee poiché viene amplificata solo una portante e quindi sussistono solo prodotti armonici, per cui la lunghezza di 102mm (di taglio calza, punte escluse) come indicato da NXP è certamente la più appropriata (vedi simulazione in fig.6).

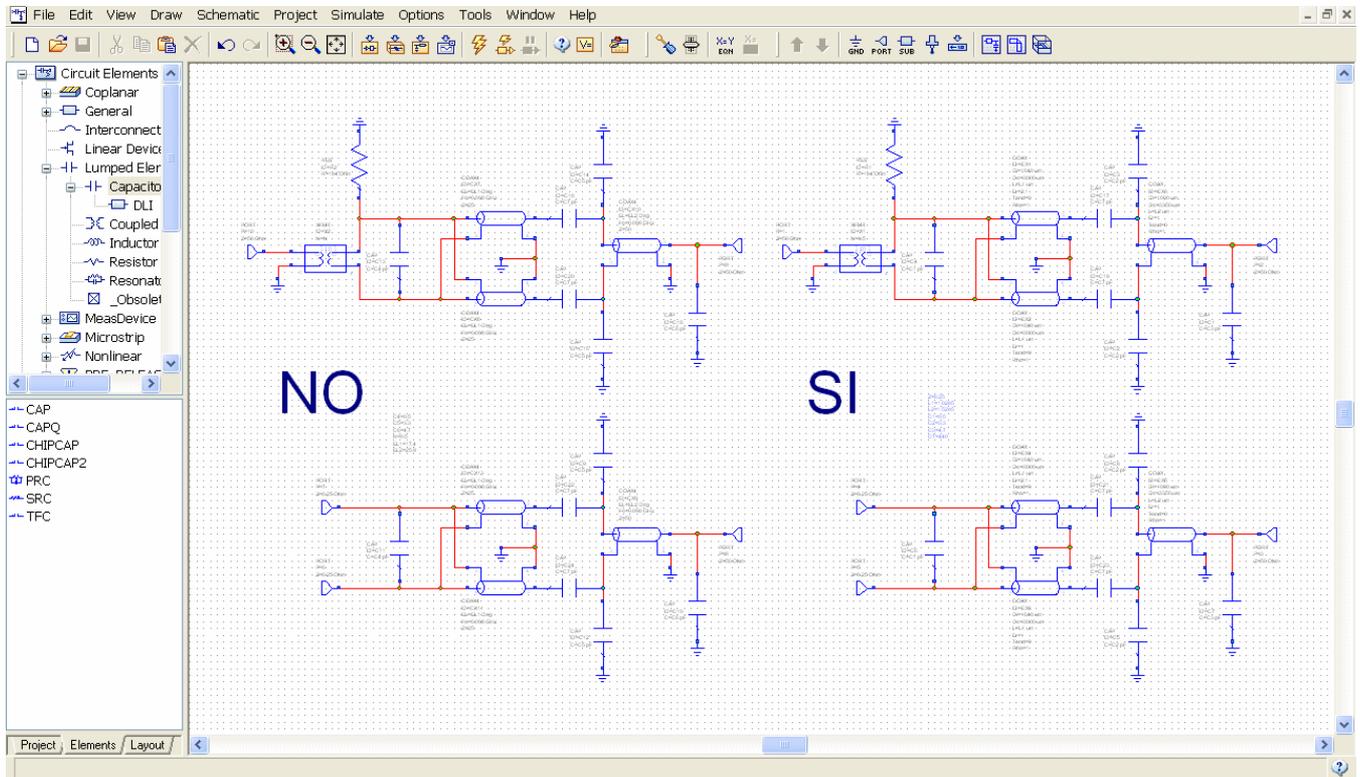


fig.5 schemi per analisi in ambiente simulato

Suggerimenti per migliorare il circuito di uscita

Dopo aver dichiarato più idonee le lunghezze dei cavi indicate da NXP sulla loro application note AN10800 veniamo alle capacità di adattamento di uscita. In base alla simulazione le capacità da porre in serie fra il balun CX6 e le due linee di uscita CX4 e CX5, ovvero C24, C25, C26 e C27 dovranno avere un valore pari a 220pF ciascuna. Per quanto riguarda C19 il simulatore indica un valore di 4,7pF ma prevede anche una capacità di 1,6pF circa fra C25 e C27 (lato connessione con CX6). Tale condensatore ha una reattanza trascurabile alle frequenze in gioco e quindi dovrebbe poter essere eliminato come pure la capacità da collegare fra i due drain.

Qualora si volesse ottimizzare il rendimento aggiungendo una capacità fra i due drain e irrobustendo il condensatore C19, come indicato da NXP, per valori superiori a 12pF si suggerisce di utilizzare due capacità ad alto "Q" in parallelo dimezzandone il valore per abbattere il calore che dovranno dissipare durante il normale funzionamento, questo vale soprattutto per quelli che riguardano il lato "drain" del semiconduttore. Tutti i condensatori posti sulle piste "calde" del circuito di uscita dovranno essere ad alto "Q" e dovranno poter sopportare una tensione di almeno 500V.

Infine, è preferibile eliminare i condensatori C17 e C18 e cortocircuitare a massa la calza del balun CX6 in prossimità dell'uscita. Non ha senso infatti sollevare galvanicamente la calza di CX6 dalla massa poiché il balun risulta essere già disaccoppiato in continua.

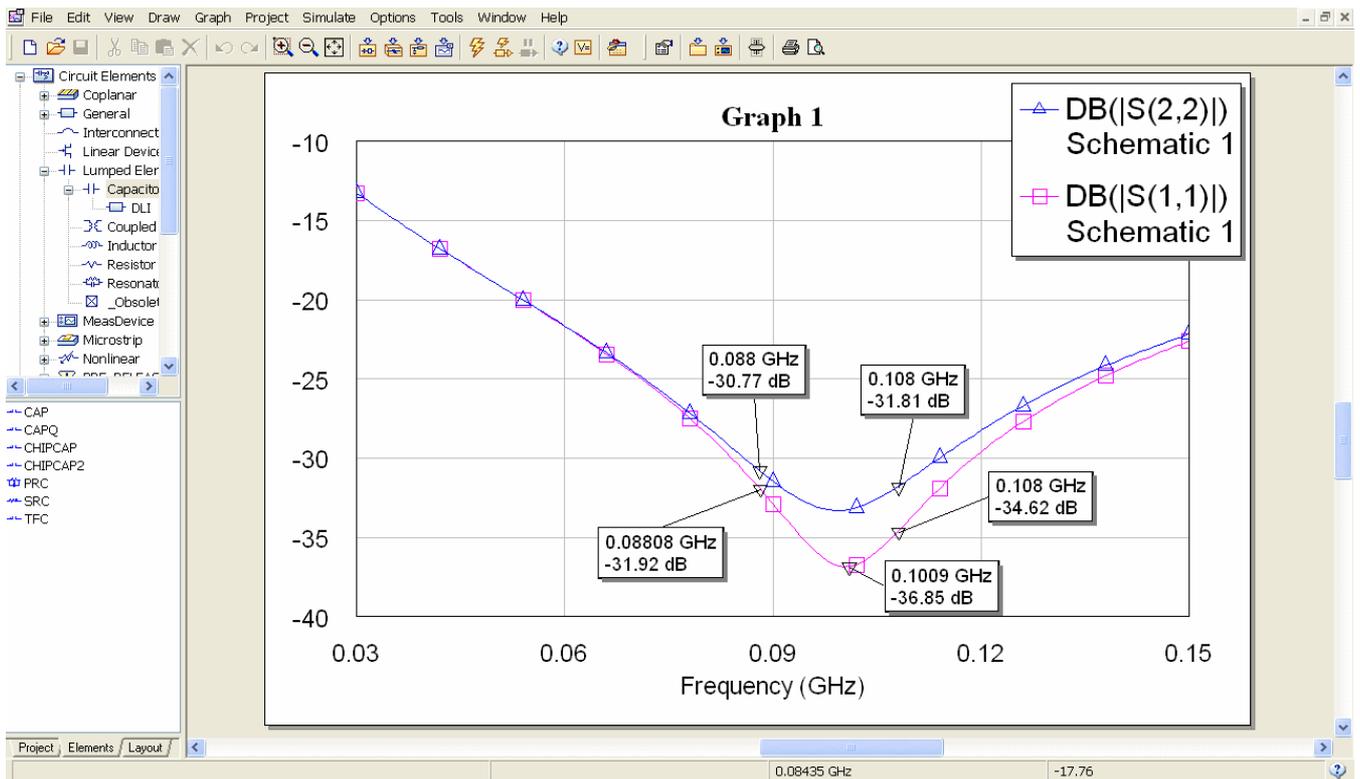


fig.6 adattamento del circuito di uscita in ambiente simulato

Analisi trasformatore di ingresso

Generalmente si usa replicare lo stesso tipo di trasformatore che si utilizza in uscita anche per il circuito di adattamento in ingresso. In questo caso TEM propone una interessante variante su questo circuito collegando “a unun” i due coassiali da 25 ohm in prossimità dei gates del semiconduttore per realizzare il primo salto di impedenza (CX2 e CX3). In questo modo è possibile utilizzare cavi estremamente corti senza la necessità di aggiungere ferriti. Le calze di ingresso dei due unun sono collegate direttamente al balun di ingresso costituito a sua volta dal cavo CX1 (rif. schema elettrico in fig.4).

Non sono state fornite indicazioni sulle lunghezze di questi tre cavi, tuttavia è abbastanza facile immaginare che la lunghezza del balun coassiale CX1 sia identica a quella del balun di uscita CX6 mentre le lunghezze dei due spezzoni di cavo da 25 ohm CX2 e CX3 dovrebbero ricalcare in grandi linee quelle dei due coassiali da 25 ohm collegati sui due drain (CX4 e CX5), anche se non è strettamente necessario utilizzare questa lunghezza per i cavi di ingresso trattandosi di un collegamento diverso. Il trasformatore di impedenza si completa con un resistore di basso valore posto fra i due gates del semiconduttore (R3, valore indicato sullo schema = 10 ohm 1/2 W mentre sul prototipo è stato montato un resistore SMD da 22 ohm 1/2W) nonché un condensatore da 33pF posto all'uscita del balun (C3, rif. schema elettrico in fig.4).

La separazione galvanica avviene attraverso i due condensatori da 1nF posti all'ingresso del balun, ovvero C1 e C2. In particolare C2 è stato aggiunto volante in un secondo momento poiché sul substrato non è presente la seconda piazzola ad esso relativa. Tale collegamento pertanto risulta essere estremamente critico, infatti un distacco accidentale del collegamento di massa sul coassiale di ingresso può provocare forti instabilità sull'intero circuito, nonché l'immediata distruzione del dispositivo LDMOS.

La tensione di polarizzazione di entrambi i gates del semiconduttore giunge attraverso il resistore R2 sul primo gate e viene trasferita quasi integralmente sul secondo gate attraverso il resistore di potenza R3. L'idea iniziale del progetto di distribuzione del bias prevede di disporre la regolazione del bias e il suo trascinarsi termico sui due lati opposti del trasformatore di ingresso.

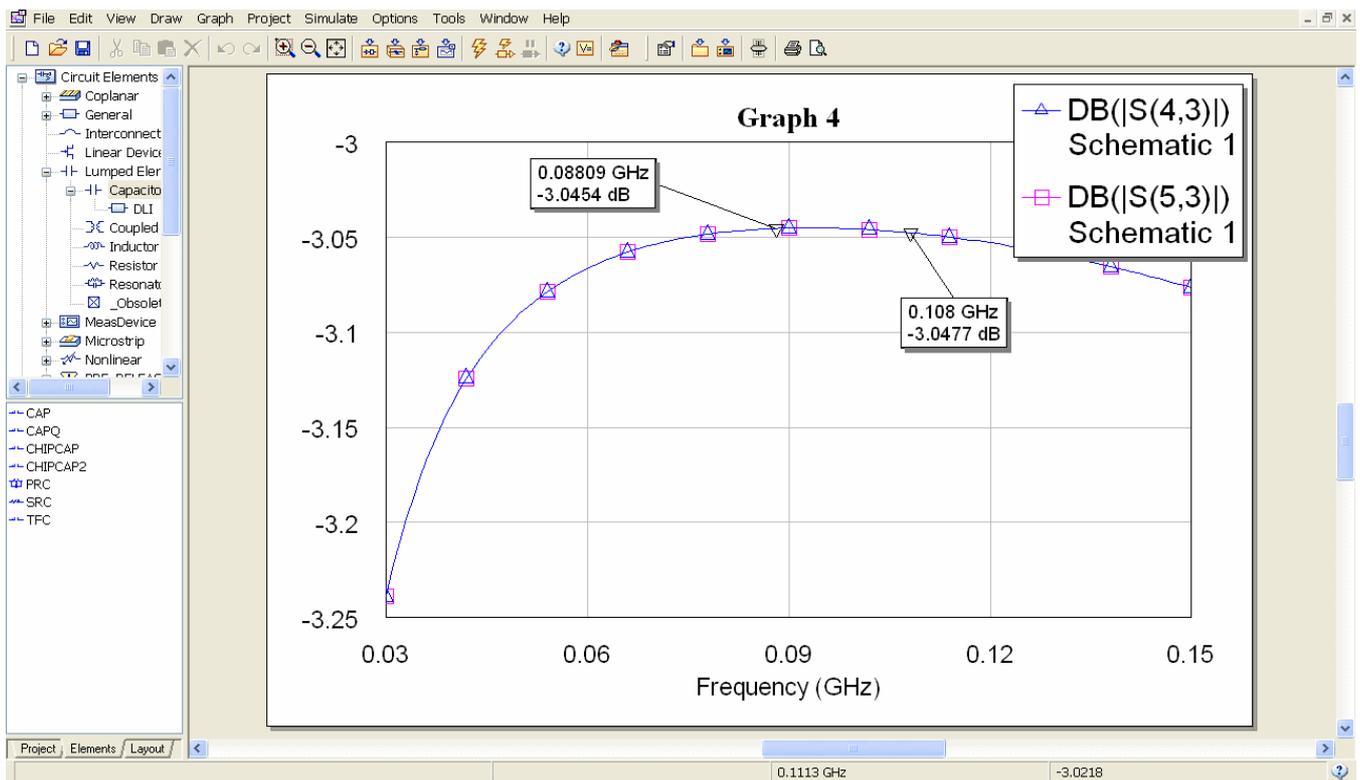


fig.7 perdita di inserzione dei due rami del circuito di uscita in ambiente simulato

Suggerimenti per migliorare il circuito di ingresso

Pur essendo un'idea originale il fatto di utilizzare una coppia di unun per realizzare il primo salto di impedenza sul trasformatore di ingresso, è sempre preferibile utilizzare la soluzione tradizionale di replicare il circuito di trasformazione posto in uscita per ragioni di omogeneità. Inoltre, è sempre indicato interrompere la polarizzazione in continua del semiconduttore al termine del circuito che realizza il primo salto di impedenza, cosa comunque fattibile anche utilizzando l'attuale configurazione a doppio unun. Tale provvedimento consente di delimitare molto più efficacemente la banda operativa evitando pericolosi inneschi a bassa frequenza che causerebbero inevitabilmente l'immediata distruzione del semiconduttore.

Considerando la bassa frequenza operativa dell'unità amplificatore, il circuito ideale da adottare per realizzare lo stadio di ingresso rimane sempre il cosiddetto trasformatore a "U" con salto di impedenza 1:9. Una soluzione economica è quella di utilizzare uno o due nuclei binoculari zinco-nickel F100b, ma a questa frequenza è anche possibile utilizzare del cavo semirigido a schermo interrotto da 25 ohm senza peraltro notare perdite di inserzione apprezzabili. Il trasformatore a "U" consente di ridurre al minimo il rischio di innesco causato da forti disadattamenti del carico proprio perché esso si dispone in modo planare sul substrato, in questo modo si riduce al minimo l'accoppiamento elettromagnetico con gli stadi di uscita.

Comunque, qualora si volesse mantenere l'attuale trasformatore di ingresso a cavo, si raccomanda di prevedere un'adeguata schermatura fra i circuiti di ingresso e quelli di uscita, soprattutto se si desidera utilizzare un coperchio metallico per schermare l'intera unità o gruppi multipli di unità amplificatori. Tale schermatura deve essere collegata a massa anche attraverso le viti che stringono il semiconduttore sul carrier di rame. Un buon adattamento del circuito di ingresso dovrebbe garantire un guadagno di almeno 24dB in potenza. Qualora il guadagno fosse inferiore sarà necessario aumentarlo agendo sul valore di R3 (che non deve scendere sotto i 5 ohm e che deve necessariamente essere sostituita con una ad impasto e a montaggio tradizionale da 3-4 Watt per ragioni di probabile eccessivo stress termo-meccanico sul componente), sulla capacità di adattamento C3 ed eventualmente anche su una ulteriore capacità da aggiungere fra i due gates da individuare sperimentalmente, e su quelle di disaccoppiamento che, ripetiamo, devono sempre essere uguali e poste in serie a valle del balun. Inoltre, come vedremo in seguito, sarà da modificare anche il valore della resistenza che porta la tensione di polarizzazione ai due gates del transistor.

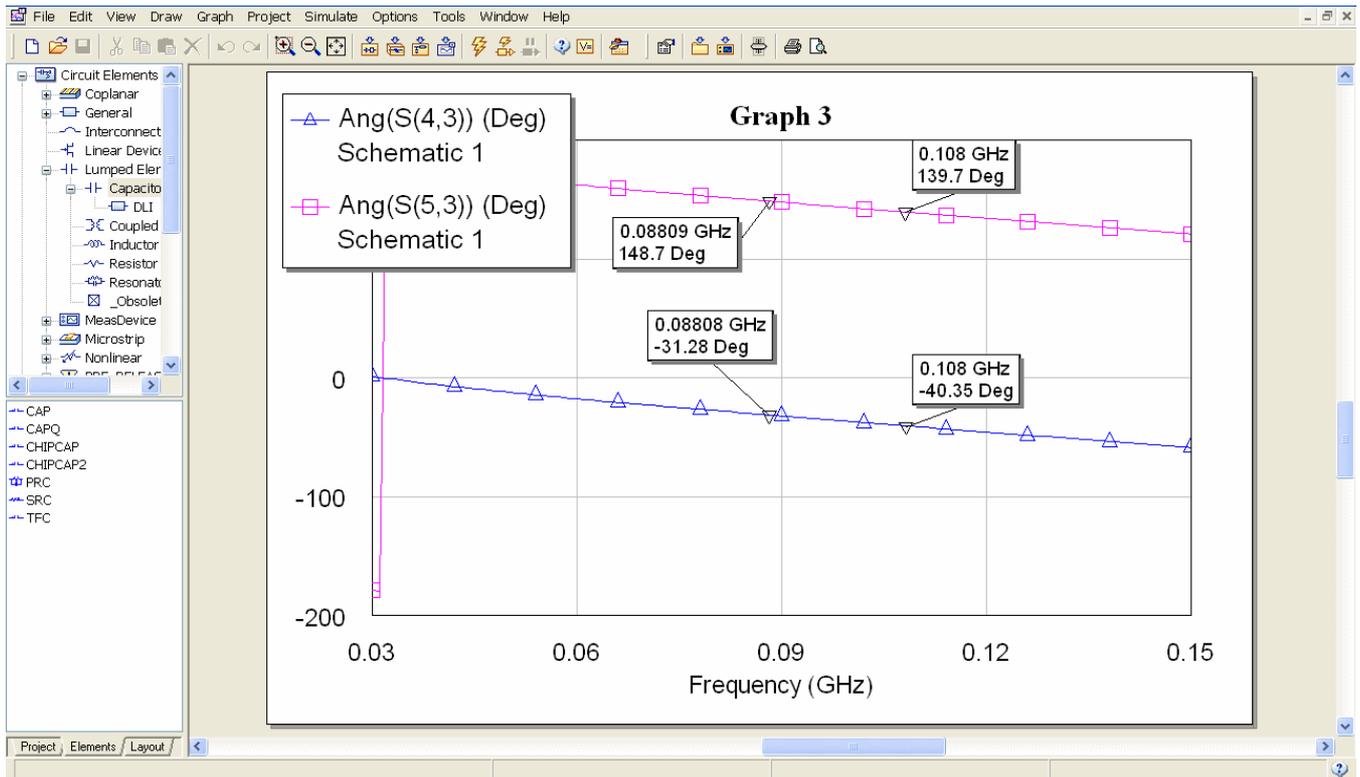


fig.8 fase dei due rami del circuito di uscita in ambiente simulato

Analisi circuito di polarizzazione

La funzione principale di questo circuito è quella di regolare la polarizzazione del semiconduttore in modo da poterne sfruttare le caratteristiche ottimali in condizioni di esercizio. Osservando lo schema di fig.4 appare abbastanza evidente la struttura del filtro a pi-greco che porta la tensione di alimentazione verso i due drain, attraverso l'induttanza L3 e le calze dei due coassiali da 25 ohm CX4 e CX5 che realizzano il primo salto di impedenza del trasformatore di uscita.

Non è invece altrettanto comprensibile la struttura che è stata realizzata per polarizzare i due gates, per lo meno per come è stata rappresentata sullo schema elettrico. Il doppio diodo contro-polarizzato D1 non può avere le caratteristiche per stabilizzare la tensione ai capi di C5 poiché non è un diodo ad effetto zener e comunque non è prevista alcun resistore di caduta prima di esso. L'unico elemento che attualmente realizza una sorta di "stabilizzazione" è il diodo D2 che vincola la caduta di tensione ai capi di C9 ad un valore certo e comunque ben poco dipendente dalla temperatura di esercizio (circa 0,65V). In questo modo il range di variazione della tensione di polarizzazione dei due gates, imposto essenzialmente dal trimmer RP1 e dai resistori R1, R6 ed R7, varierà da +0,78V a +2,2V circa con una tensione di drain pari a 50V, mentre c'è da aspettarsi un 10% in meno con una tensione di drain pari a 45V proprio per l'assenza di una opportuna stabilizzazione di tensione a monte.

Suggerimenti per migliorare il circuito di polarizzazione

Il circuito indicato da TEM per polarizzare i due gates del dispositivo LDMOS è inappropriato proprio perché non è prevista alcuna stabilizzazione della tensione di bias. È infatti fondamentale stabilizzare la tensione che alimenta il circuito di tracking dei due gates in modo da avere sull'amplificatore un riferimento di tensione certo da cui partire per controllare il valore della polarizzazione in funzione della temperatura di esercizio del semiconduttore principale LDMOS. Inoltre, tale valore di tensione di riferimento deve essere tale da non pregiudicare la funzione del semiconduttore in caso di malfunzionamento all'origine o di accidentale cortocircuito durante le manovre di regolazione. La massima tensione applicabile ai due gates indicata da NXP è pari a 11V.

Peraltro, la funzione di tracking termico dell'unità amplificatore non può essere demandata alla deriva termica di

un semplice diodo al silicio in polarizzazione diretta. Nell'application notes NXP AN10800 è visibile un valido esempio di tracking termico effettuato con un solo transistor bipolare, il circuito è riportato in fig.9

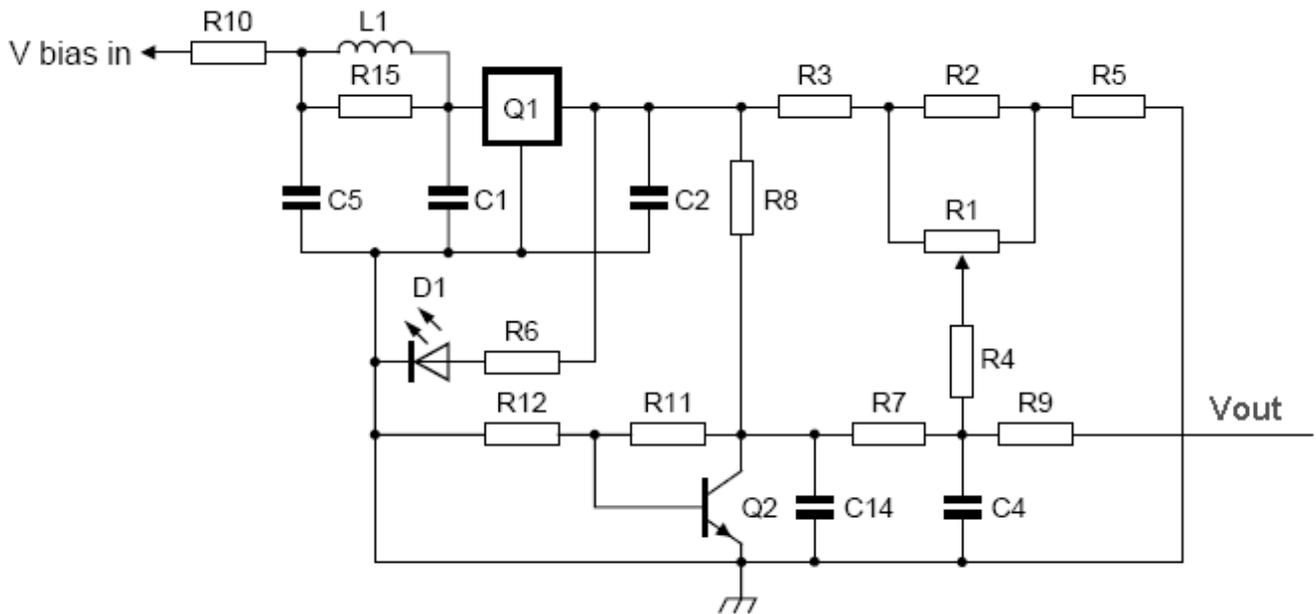


fig.9 esempio di polarizzatore a transistor bipolare

La giunzione base emettitore di Q2 è affetta da deriva termica. Tale deriva viene invertita e amplificata dallo stesso transistor Q2 per cui ai capi di C14 è presente una tensione variabile inversamente proporzionale alla temperatura del circuito. Tale tensione viene miscelata opportunamente con quella proveniente dal circuito di regolazione (formato da R1, R2, R3 ed R5) attraverso i resistori R7 ed R4 per poi giungere all'uscita attraverso R9. Anche in questo caso è visibile un circuito stabilizzatore che fa capo a Q1.

Un ulteriore esempio di circuito di polarizzazione più semplice e intuitivo è indicato in fig.10

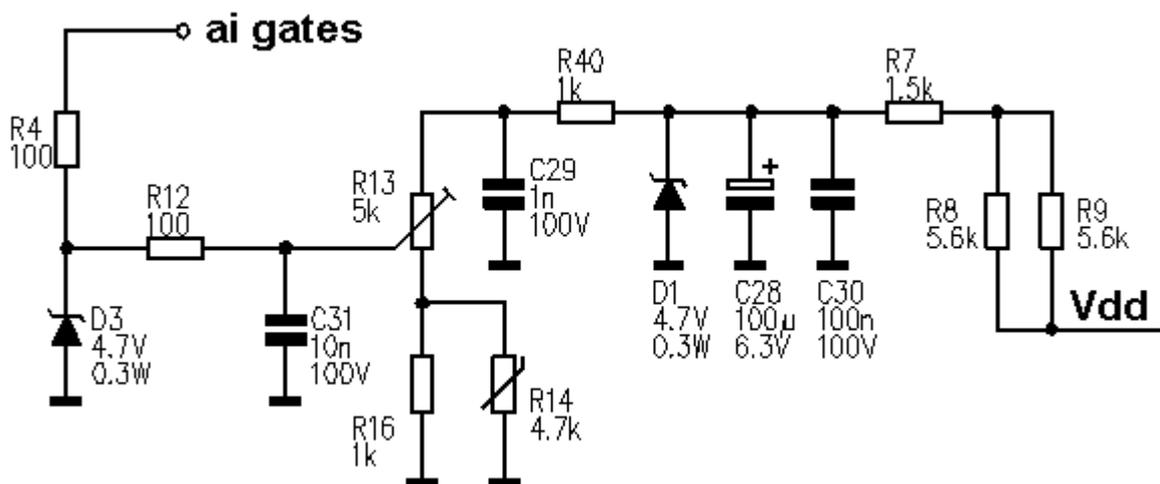


fig.10 esempio di polarizzatore a termistore

In questo caso la stabilizzazione della tensione viene effettuata da un diodo zener (D1), mentre l'operazione di tracking termico viene realizzata dal termistore NTC R14. Lo zener D3 rappresenta una ulteriore protezione in caso di avaria di D1. Con questo circuito la tensione di bias può variare da +0,7V a 4V circa. In questo modo è possibile regolare efficacemente la polarizzazione del semiconduttore per avere la corrente di bias desiderata. In

genere si preferisce utilizzare componenti passivi (termistori) per effettuare il tracking termico sugli amplificatori RF di potenza per evitare che in presenza di forti campi RF e/o di forti riflessioni sussistano malfunzionamenti dei circuiti di polarizzazione di gates.

Per quanto riguarda la tensione di alimentazione si suggerisce di non scendere sotto il valore di +45V_{dd} anche se valori inferiori sembrano determinare un aumento del rendimento del circuito. Valori superiori a 78-80% di rendimento con 200mA di corrente di bias devono far presumere ad un pericoloso aumento del livello di distorsione armonica che in genere è la principale causa di distruzione del semiconduttore in presenza di riflessioni sulle frequenze più basse. Pertanto, è altamente sconsigliabile scegliere valori eccessivamente bassi di tensione di alimentazione per tentare di ottimizzare i rendimenti, un eccessivo contributo armonico è anche una pericolosa fonte di instabilità, soprattutto in presenza di filtri in uscita. In ogni caso, anche se il transistor è in grado di erogare potenze superiori, per motivi di sicurezza è preferibile limitare la potenza erogata dall'amplificatore a 800W in condizioni operative.

Infine, per migliorare il filtraggio di alimentazione di drain è preferibile eliminare eventuali elettrolitici posti direttamente fra l'ingresso dell'alimentazione e la massa (eliminare C10) e utilizzare solo uno o due condensatori SMD da 100nF 200V (size 2220) montati di taglio al posto dei 7 condensatori blu visibili in fig.3 montati in parallelo al gruppo di condensatori di filtro C12..C15. Inoltre, qualora si volesse mantenere a monte la rete di filtro realizzata da L1, C20 e C21 (vedi disegno di montaggio di fig.1) è conveniente avvicinare questi componenti a ridosso del semiconduttore e utilizzare per L1 una perla di ferrite con n.2 spire di filo di rame smaltato da 0,3mm. In alternativa è sufficiente utilizzare una induttanza SMD da qualche centinaia di nH, meglio con un avvolgimento ortogonale all'asse di saldatura sul substrato (Murata ne realizza diversi tipi con queste caratteristiche).

Conclusioni

Realizzare una unità amplificatore RF con un semiconduttore di nuova generazione in uno spazio decisamente molto contenuto è sicuramente un'idea vincente. E' altresì indispensabile una maggiore cura nel disegnare il circuito definitivo per evitare insuccessi sul campo a breve e lungo termine. Nel presente documento è stata fornita un'ampia panoramica di possibili miglioramenti che si possono adottare in una eventuale revisione del circuito fermo restando che, anche allo stato attuale, il circuito dovrebbe comunque funzionare perfettamente su carico adattato.

In fase di test e allineamento al banco di ciascuna unità amplificatore, prima di applicare un segnale di ingresso per le prove in potenza è consigliabile effettuare una prima verifica della curva di guadagno con un network scalare. Per questa prova sarà necessario proteggere il circuito con un alimentatore limitato in corrente mentre l'ingresso del network va protetto con un attenuatore coassiale fisso da almeno 30dB. Poi è necessario regolare la corrente di bias a circa 1 ampere e verificare che la curva di guadagno non sia inferiore a 21-22 dB sulla banda di frequenza interessata. Attenzione: valori di corrente di drain superiori a 1 ampere possono causare forti instabilità sul circuito. Al termine di questa prova ricordarsi di regolare nuovamente la corrente di bias a 200mA prima di effettuare le prove in potenza.

Nella maggior parte dei casi la resistenza ad un rapporto di onda stazionaria 2:1 viene considerato un buon elemento di sicurezza in una prima analisi. Per avere una ragionevole certezza di operare sul campo in condizioni di assoluta sicurezza il circuito deve poter sopportare un livello di onda stazionaria 3:1 per un tempo indefinito con qualsiasi angolo di rotazione di fase sul carico (per questa prova sarà necessario utilizzare un sistema di raffreddamento più efficace). Tale condizione è possibile simularla con un filtro opportunamente de-tunato e applicato in serie al carico. Una variazione continua della lunghezza del feeder di uscita di $\pm \lambda/4$ (o $\lambda/2$ in valore assoluto) determina la completa rotazione di fase del carico lungo il tutto cerchio della carta di Smith. Tale verifica dovrebbe essere completata anche riducendo la potenza erogata a -3dB per individuare eventuali ulteriori fenomeni di instabilità latente.

Infine, si ricorda che la NXP fornisce altri due tipi di semiconduttore basato sullo stesso die del BLF578: uno di essi, il BLF178, più economico a banda limitata, realizzato proprio per finali FM in banda 88-108 MHz e un altro (BLF578XR) in grado di sopportare per un tempo limitato fortissimi disadattamenti (maggiori di 65:1) senza peraltro subire alcun danno. Si ritiene che vale la pena verificare l'intercambiabilità di questi dispositivi su uno stesso circuito amplificatore (meglio quello definitivo) in modo da poter eventualmente scegliere il tipo più conveniente da proporre al cliente finale.