

10.7 Dimensionamento di amplificatori per piccoli segnali

Il progetto di un amplificatore a microonde segue diversi passi che sono anche tipici di un qualsiasi progetto a microonde (es. filtri, oscillatori etc.). Si parte dalle "specifiche di progetto" che sono fornite dal committente. Il primo passo del progetto consiste nella scelta di una certa "topologia circuitale" adatta a meglio soddisfare le specifiche (adattamento reattivo, struttura bilanciata, controreazione, etc.). L'esperienza del progettista, ovvero un'analisi dei componenti disponibili sul mercato lo porterà a scegliere un dato "transistor". A questo punto si procede con il "dimensionamento" dell'amplificatore. In questa fase, lavorando con la carta di Smith o con programmi ad hoc il progettista dimensiona il circuito. Il progetto prosegue con la realizzazione del "layout" e l'"ottimizzazione" finale per rimuovere l'effetto dei parassiti. Se il progetto rispetta le specifiche si può passare prima alla produzione del "prototipo" sul quale effettuare le prime misure di verifica, ed infine alla produzione su "scala".

In questo paragrafo sono indicati alcuni criteri per il dimensionamento di amplificatori di segnale e verrà tralasciato, per semplicità, lo studio degli amplificatori di potenza. In particolare si farà riferimento al progetto di amplificatori a partire da transistor incondizionatamente stabili, condizionatamente stabili, e al progetto di un amplificatore a basso rumore. Un cenno verrà infine dato al progetto di un amplificatore distribuito.

10.7.a Amplificatore per il massimo guadagno a partire da un transistor incondizionatamente stabile

Come esempio per questa classe di amplificatori si è considerato un progetto intorno alla frequenza di 15 GHz a partire dal transistor NEC 71083. I parametri di scattering per questo transistor, valutati per $V_{DS} = 3V$ e $I_{DS} = 10mA$ sono riportati di seguito in modulo e fase.

$$S_{11}(.567, 128) \quad S_{21}(1.467, -45) \quad S_{12}(.101, -33) \quad S_{22}(.609, -169)$$

Preliminarmente si verifica la stabilità del transistor alla frequenza di interesse. Utilizzando i parametri di scattering a 15 GHz e le Eq. (10.7) e (10.16) si ottiene:

$$|\Delta| = 0.2439 \quad (10.114)$$

$$K=1.239$$

quindi il transistor è incondizionatamente stabile e si ha in base alla (10.79):

$$G_{TMAX} = 9.676 \text{ dB} \quad (10.115)$$

Se avessimo considerato il transistor unilatero si aveva, in base alla (10.50):

$$MUG = 7.026 \text{ dB} \quad (10.116)$$

Quindi i due guadagni differiscono di 1.65 dB. Questo risultato ci dice che l'analisi semplificata, che può essere fatta considerando il transistor unilatero, fornisce dei risultati in buon accordo con quelli reali. Tuttavia se sono richiesti dei valori molto precisi l'ipotesi di transistor unilatero va rimossa.

I coefficienti di riflessione che permettono di ottenere il G_{TMAX} sono ricavabili in base alle (10.73)-(10.76) e si ottiene:

$$\Gamma'_S = -0.399 - j 0.670 \quad (10.117)$$

$$\Gamma'_L = -0.797 + j 0.069$$

Il MUG invece si ottiene semplicemente ponendo $\Gamma'_S = S_{11}^*$ e $\Gamma'_L = S_{22}^*$ per cui si ha:

$$\Gamma'_S = -0.349 - j 0.446 \quad (10.118)$$

$$\Gamma'_L = -0.597 + j 0.116$$

Come si vede i coefficienti da realizzare nel caso di transistor unilatero sono abbastanza vicini a quelli del transistor non unilatero.

Il progetto delle reti di adattamento in ingresso ed in uscita (Fig. 10.11), che consentono di ottenere i citati valori dei coefficienti di riflessione, può essere condotto direttamente sulla carta di Smith.

Con riferimento all'ingresso si può considerare una rete di adattamento reattiva del tipo di quella riportata in Fig. 10.18.

Questa rete può essere dimensionata muovendosi sulla carta di Smith a partire dal punto $R_G=50 \Omega$ fino ad arrivare, per effetto dello stub in parallelo (l_2) e del tratto di linea (l_1), nel punto Γ'_S .

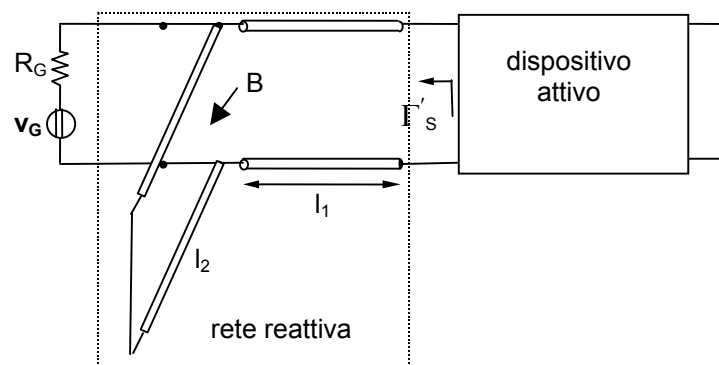


Fig. 10.18

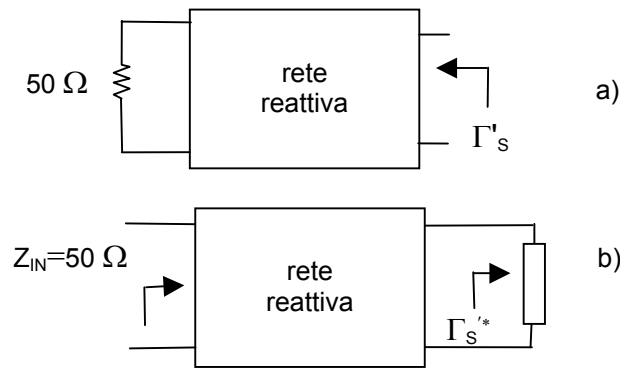


Fig. 10.19

Una procedura alternativa si basa sulla seguente osservazione: preso il coniugato del coefficiente di riflessione da sintetizzare (Γ'_S), la rete (reattiva e priva di perdite) che trasforma questo carico in 50Ω (Fig. 10.19b), è la stessa che trasforma i 50Ω in Γ'_S (Fig. 10.19a). Il secondo problema (Fig. 10.19b) è un classico problema di adattamento che può essere risolto con le tecniche descritte in precedenza (v. cap. 3).

Con riferimento a questa seconda procedura si vuole progettare la rete di adattamento che, nell'ipotesi di transistor non unilatero, fornisca il G_{TMAX} . Alla frequenza di 15 GHz si ha: $\Gamma_S(z) = -0.399 - j 0.670$ (punto A sulla carta di Smith delle impedenze di Fig. 10.20). e quindi $\Gamma'_S(z) = -0.399 + j 0.670$ (punto B). Passando alla carta di Smith delle ammettenze (come descritto nel par 3.3.a) si ottiene il punto C ($\Gamma'_S(y)$).

La procedura sopra esposta richiede ora di trasformare $\Gamma'_S(y)$ in 50Ω . Quindi, a partire dal punto C ci si muove su di una circonferenza percorsa in senso orario per un angolo $\theta_1 = 2\beta l_1 \approx 270^\circ$ fino a raggiungere il punto $1 + jB'$ (punto D). In questo modo si può progettare la lunghezza del tratto l_1 essendo $\beta l_1 \approx 135^\circ$. A questo punto si somma una suscettanza B tale che: $Y_{IN} = 1 + jB' - jB = 1$. Questa seconda suscettanza può essere realizzata ad esempio con uno stub in corto circuito. Questo stub si può progettare muovendosi sulla circonferenza unitaria a partire dal corto (punto E) fino a raggiungere il valore di suscettanza desiderato (punto F) in questo caso si descrive un angolo $\theta_2 = 2\beta l_2 \approx 60^\circ$ per cui risulta $\beta l_2 \approx 30^\circ$. Un discorso analogo può essere ripetuto per la rete di adattamento in uscita ottenendo: $\beta l_3 \approx 20^\circ$ e $\beta l_4 \approx 150^\circ$.

Il progetto della rete di adattamento può essere condotto anche utilizzando delle reti reattive composte da induttanze e capacità. Questa tecnica di adattamento è stata descritta nel paragrafo 3.2.d. Ora viene utilizzata per il dimensionamento della rete di adattamento di un amplificatore.

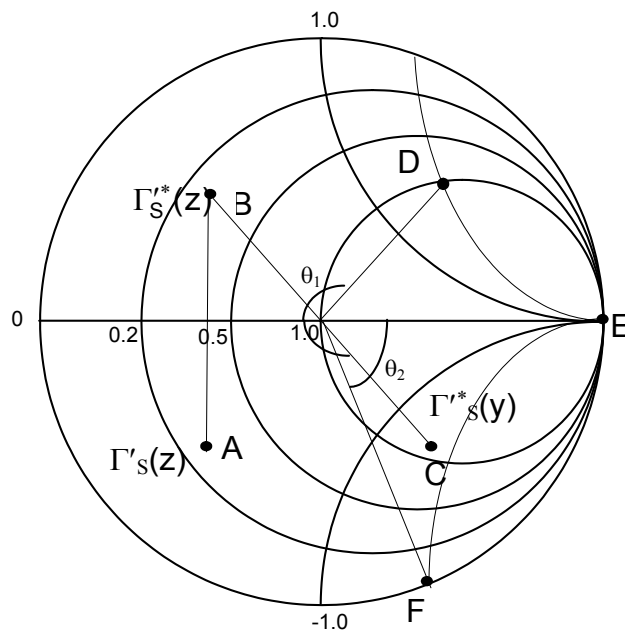
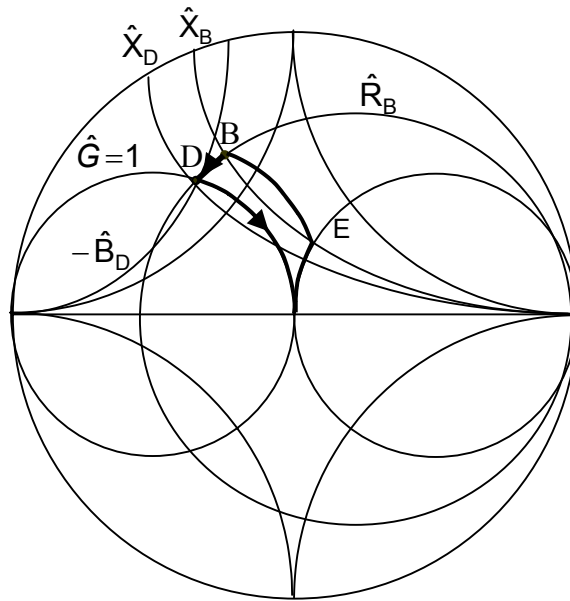


Fig. 10.20

Supponendo di voler adattare lo stesso carico $\Gamma'_S(z)$ visto in precedenza (punto B in Fig. 10.21a) a questo carico è associato un certo valore \hat{R}_B e \hat{X}_B ; per arrivare sulla circonferenza $\hat{B}=1$ devo aggiungere una capacità in serie a questo carico, in questo modo mi muovo sulla circonferenza a \hat{R}_B costante. Il valore di capacità dovrà essere progettato per portare il carico in D sulla circonferenza $\hat{G}=1$ e quindi è dato da: $1/C_S = (\hat{X}_B - \hat{X}_D)50\omega$. A questo punto posso leggere il valore di \hat{B} in D ($-\hat{B}_D$) e dovrò aggiungere una suscettanza \hat{B}_D per spostare il carico nell'origine e quindi ottenere l'adattamento. Questo può essere ottenuto aggiungendo una capacità in parallelo il cui valore è dato da $C_P = \hat{B}_D / 50\omega$. Quindi, in questa situazione, si ottiene una rete formata da due capacità. Si noti che si poteva adattare anche con una rete formata da una capacità in parallelo seguita da una serie.

In questo caso ci si portava prima sulla circonferenza ad $\hat{R} = 1$ (punto E) e poi sull'origine. Se il carico da adattare era posto in un altro punto della carta di Smith si potevano avere circuiti L-C o L-L.



a)

Fig. 10.21

10.7.b Amplificatore a banda frazionale stretta a partire da un transistor condizionatamente stabile

Come esempio per questa classe di amplificatori riportiamo un progetto alla frequenza di 10 GHz condotto a partire dal transistor NEC 32400. Per questo transistor polarizzato con $V_{DS} = 1.6$ V e $I_{DS} = 17$ mA, ($V_{GS} = -0.2$ V) alla frequenza di 10 GHz risulta $K = 0.3$.

In questa situazione si possono scegliere due strategie:

- a) Si possono aggiungere delle reti di controreazione reattive o resistive al fine di ottenere un dispositivo complessivamente incondizionatamente stabile.
- b) Si può mantenere il transistor condizionatamente stabile e lavorare nella regione stabile.

Con riferimento al punto a, una rete di controreazione che si può utilizzare per ottenere un dispositivo incondizionatamente instabile ($K > 1$ e $|\Delta| < 1$) è costituita da un'induttanza in serie al source del transistor.

Per il dimensionamento dell'induttanza serie è utile valutare i parametri di scattering del transistor con l'induttanza in serie (Fig. 10.22 - reazione serie induttiva).

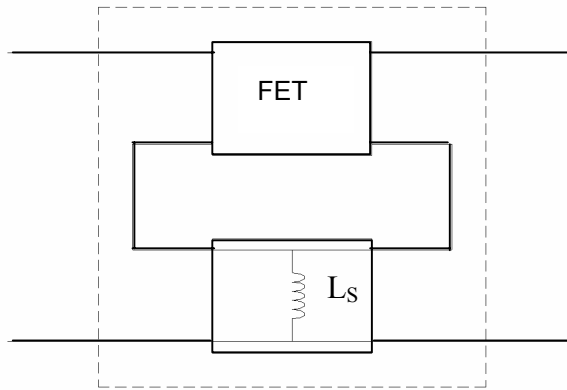


Fig. 10.22

Dalla matrice di scattering del dispositivo non reazionato si può calcolare la matrice delle impedenze con la relazione:

$$[Z_{FET}] = Z_0 \left([I] + [S_{FET}] \right) \left([I] - [S_{FET}] \right)^{-1} \quad (10.119)$$

La matrice $[Z]$ dell'induttanza L_S è costituita da tutti elementi uguali e pari all'impedenza dell'induttanza:

$$[Z_{LS}] = j\omega L_S \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (10.120)$$

Il collegamento tra il FET e l'induttanza è del tipo serie-serie, quindi la matrice impedenze del FET reazionato è la somma delle matrici impedenze del FET e dell'induttanza:

$$[Z_{TOT}] = [Z_{FET}] + [Z_{LS}] \quad (10.121)$$

Dalla $[Z_{TOT}]$ si può calcolare la matrice di scattering del FET reazionato:

$$[S_{TOT}] = \left([Z_{TOT}] + Z_0 [I] \right)^{-1} \left([Z_{TOT}] - Z_0 [I] \right) \quad (10.122)$$

Un approccio alternativo per calcolare i parametri di scattering del FET controreazionato si basa sull'uso dei parametri di scattering del transistor visto come rete a 3 porte e verrà descritto nel capitolo 11. In conclusione,

conoscendo i parametri di scattering si possono graficare le grandezze di interesse per valutare l'effetto della reazione: in Fig. 10.23 è tracciato il K al variare dell'induttanza di reazione

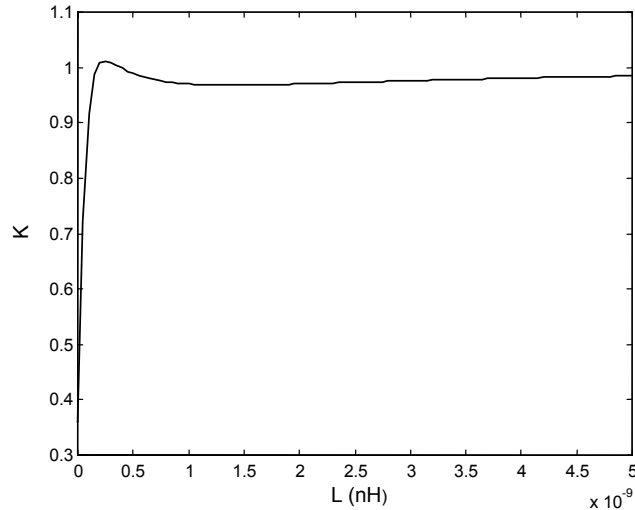


Fig 10.23

Come si vede una modesta reazione induttiva rende il FET incondizionatamente stabile, valori più grandi di induttanza, invece, lo lasciano nella condizione di stabilità condizionata ma si ottengono, in ogni caso, dei valori di K più grandi. Con altri dispositivi si potevano ottenere risultati diversi ma l'andamento generale è simile a quello mostrato in Fig. 10.23. Si vuole infine osservare che il miglioramento di K e quindi della stabilità avviene a scapito del guadagno che diminuisce al crescere di L_s .

Si noti che, in fase di progetto, un criterio di massima per poter considerare il transistor incondizionatamente stabile è quello di avere $K > 2$. Si devono scegliere per K dei valori molto più grandi di 1 per compensare le tolleranze dei parametri di scattering e delle reti di adattamento.

Come detto in precedenza, sempre con riferimento al punto a, un'ulteriore strategia per rendere il transistor incondizionatamente stabile consiste nell'aggiungere una rete resistiva in uscita o in ingresso al transistor. La presenza di resistenze nelle reti di adattamento genera un'attenuazione per dissipazione che aumenta il K ma diminuisce nello stesso tempo il guadagno. Le resistenze possono essere considerate come facenti parte del transistor analogamente a quanto fatto per la reazione induttiva, e se ne può valutare l'effetto valutando il parametro K a varie frequenze in funzione del valore della resistenza applicata. A questo fine è preferibile utilizzare le matrici di trasferimento [T] del FET singolo e della resistenza (serie o parallelo), per calcolare la matrice [T] globale e risalire ai parametri di scattering del transistor caricato.

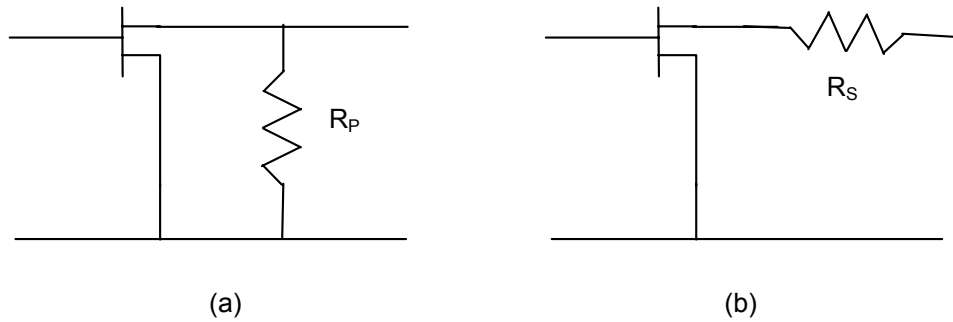


Fig 10.24

Con riferimento allo schema di Fig. 10.24 La matrice T del FET è:

$$[T] = \frac{\begin{bmatrix} (1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21} & (1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21} \\ (1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21} & (1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21} \end{bmatrix}}{2S_{21}} \quad (10.123)$$

Per le resistenze si ha:

$$[T]_s = \begin{bmatrix} 1 & R_S \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10.124)$$

$$[T]_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/R_P & 1 \end{bmatrix} \quad (10.125)$$

La matrice $[T]_{TOT}$ è data dal prodotto delle due in cascata ed infine la matrice S totale si calcola come:

$$[S]_{TOT} = \frac{\begin{bmatrix} A_{TOT} + B_{TOT} - C_{TOT} - D_{TOT} & 2(A_{TOT} D_{TOT} - B_{TOT} C_{TOT}) \\ 2 & -A_{TOT} + B_{TOT} - C_{TOT} + D_{TOT} \end{bmatrix}}{A_{TOT} + B_{TOT} + C_{TOT} + D_{TOT}} \quad (10.126)$$

Una volta calcolati i parametri di scattering del transistor caricato si può graficare il fattore K al variare della resistenza.

Ponendo una resistenza in parallelo in uscita si ottiene per il NEC32400 l'andamento riportato in Fig. 10.25. In figura sono riportate varie curve al variare della frequenza. Come si vede si ottengono dei valori di K maggiori di 1 con bassi valori di R, ma le cose peggiorano al diminuire della frequenza.

Ponendo una resistenza in serie in uscita si ottiene l'andamento riportato in Fig. 10.26. In questo caso si stabilizza il transistor con elevati valori di R ma di nuovo le cose vanno male alle basse frequenze.

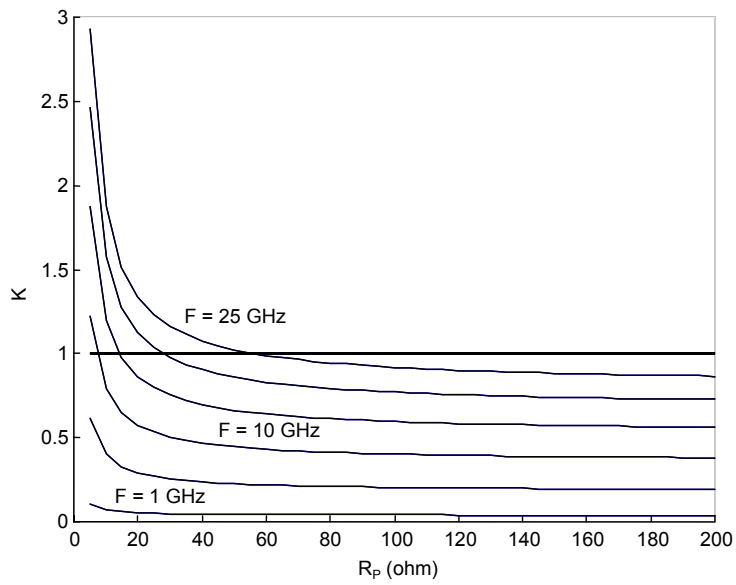


Fig 10.25

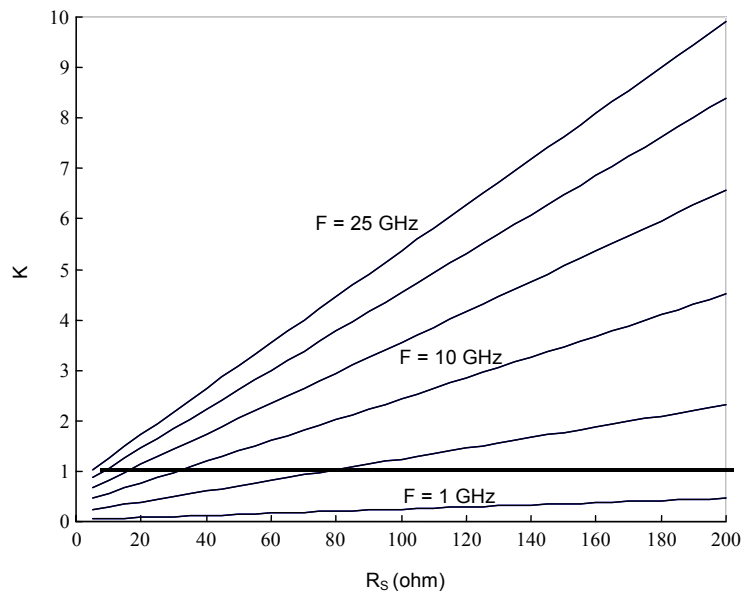


Fig 10.26

I migliori risultati si ottengono con una resistenza in parallelo in ingresso. Questo caso è mostrato in Fig. 10.27. La condizione $K > 2$ si ottiene facilmente con bassi valori di R . In Fig 10.28 è riportato l'andamento di G_{TMAX} . Come prevedibile il G_{TMAX} si riduce al diminuire di R . Una scelta di compromesso, in questo caso particolare, consiste nello scegliere $R \approx 45 \Omega$.

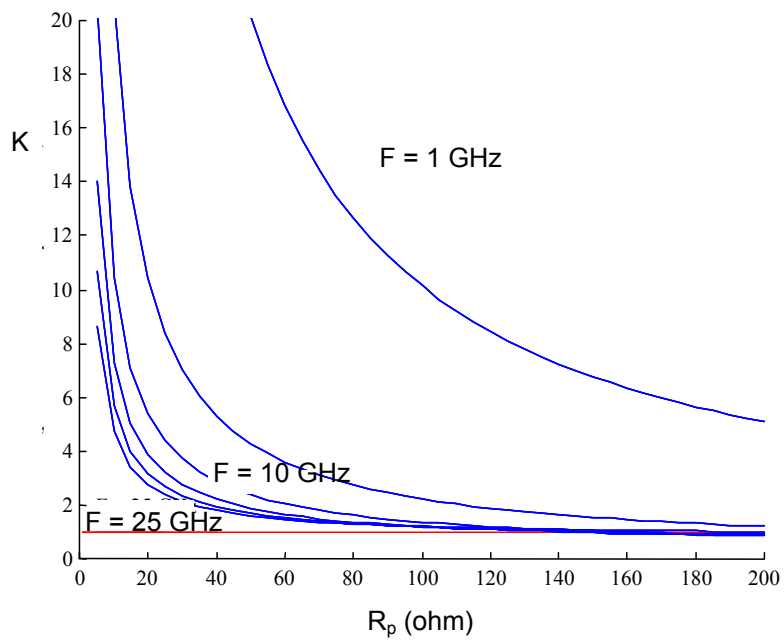


Fig 10.27

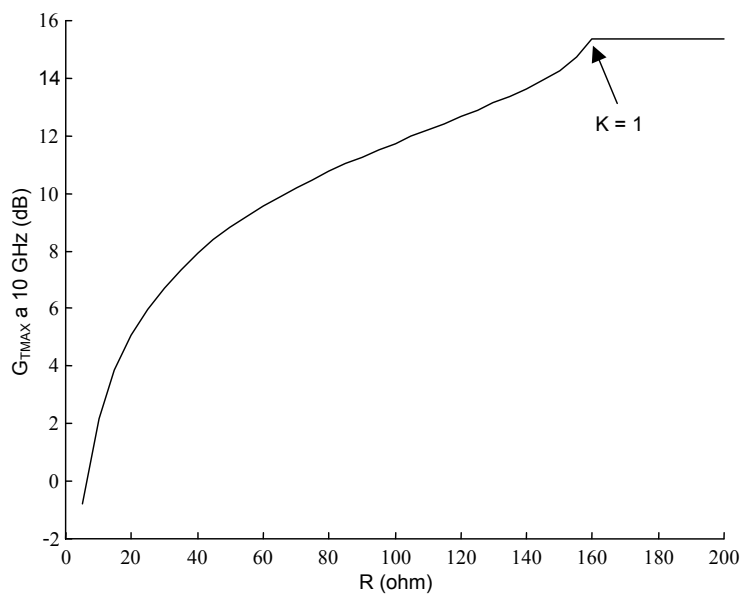


Fig 10.28

Una volta stabilizzato, il transistor può essere adattato in ingresso ed in uscita con le tecniche descritte in precedenza per transistor incondizionatamente stabili.

Come detto all'inizio del paragrafo, (punto b) per realizzare degli amplificatori stabili a partire da transistor solo "condizionatamente stabili" è anche possibile utilizzare dei carichi posti nella regione stabile.

Come visto in precedenza (par 10.4.b), con $K < 1$ non è possibile adattare in maniera coniugata entrambe le porte di un transistor, tuttavia, nel caso particolare $0 < K < 1$ si può cercare di adattare in maniera coniugata una delle due porte^(*). Assumendo ad esempio di adattare in ingresso si avrà $G_P = G_T$; $ML_{IN} = 1$, quindi, al fine di dimensionare G_T posso dimensionare G_P lavorando nel piano di uscita Γ_L .

Poiché risulta:

$$\Gamma_{IN} = \Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (10.127)$$

si ha:

$$\Gamma_L (\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*) = \frac{\Gamma_S^* - S_{11}}{\Gamma_S^* S_{22} - \Delta} \quad (10.128)$$

Questa relazione può essere utilizzata per mappare la circonferenza di stabilità in ingresso nel piano di uscita (Γ_L). Per un generico FET si ottiene la situazione riportata in Fig. 10.29. Nella stessa figura è anche riportata la circonferenza di stabilità di uscita ($G_P = \infty$). La circonferenza di stabilità in ingresso mappata in uscita coincide con la circonferenza a guadagno in potenza costante pari a: $G_P = MSGL = 2K \cdot MSG = 2K |S_{21}/S_{12}|$ ^(*); dove MSG rappresenta il G_{TMAX} del dispositivo attivo con $K = 1$ e MSGL è il massimo guadagno di trasduzione ottenibile con una rete di adattamento priva di perdite. Il cerchio unitario coincide con la circonferenza a guadagno in potenza nullo. Tutte le circonferenze citate passano per due punti in cui quindi il guadagno è indeterminato. Infatti in questi punti $|\Gamma_L| = 1$ e quindi il numeratore di G_P è uguale a zero (vedi Eq. 10.34). Questi punti si trovano anche sulla circonferenza di stabilità dove $|\Gamma_{IN}| = 1$ e quindi anche il denominatore di G_P è uguale a zero per cui G_P è una forma indeterminata. Calcolando il limite si trovano valori diversi a seconda della direzione da cui il limite stesso viene effettuato. In conclusione un dato $G_T \leq MSGL$ può essere ottenuto scegliendo un carico nella regione tratteggiata di Fig. 10.29. A partire da questo carico posso calcolare Γ_{IN} e devo poi progettare $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$.

Il dimensionamento sopra effettuato consente di ottenere un perfetto adattamento in ingresso, tuttavia in molti casi è anche importante vedere cosa succede alla porta non adattata (in questo caso quella di uscita). Se ci si posiziona in un punto per il quale risulta $G_P = MSGL$ si ha $G_D = \infty$ e $ML_{OUT} = \infty$, anche in $G_P = G_T = 0$ trovo $ML_{OUT} = \infty$ questo significa che muovendo il carico, all'interno della zona tratteggiata, ci sarà un punto di minimo per ML_{OUT} . Questo punto di minimo può essere trovato in forma chiusa. In ^(**) è stato dimostrato che si ha:

(*) M.L. Edwards, S. Cheng, J.H. Sinsky, A deterministic approach for designing conditionally stable amplifiers, IEEE Trans. on MTT, Jul.95, pp. 1567-1575.

(**) D. Benvenuti, M. Cicolani, S. Pisa, and A. Trifiletti, LNA Design by Parallel FETs, Microwave and Optical Technology Letters, February 2002, pp. 280-284.

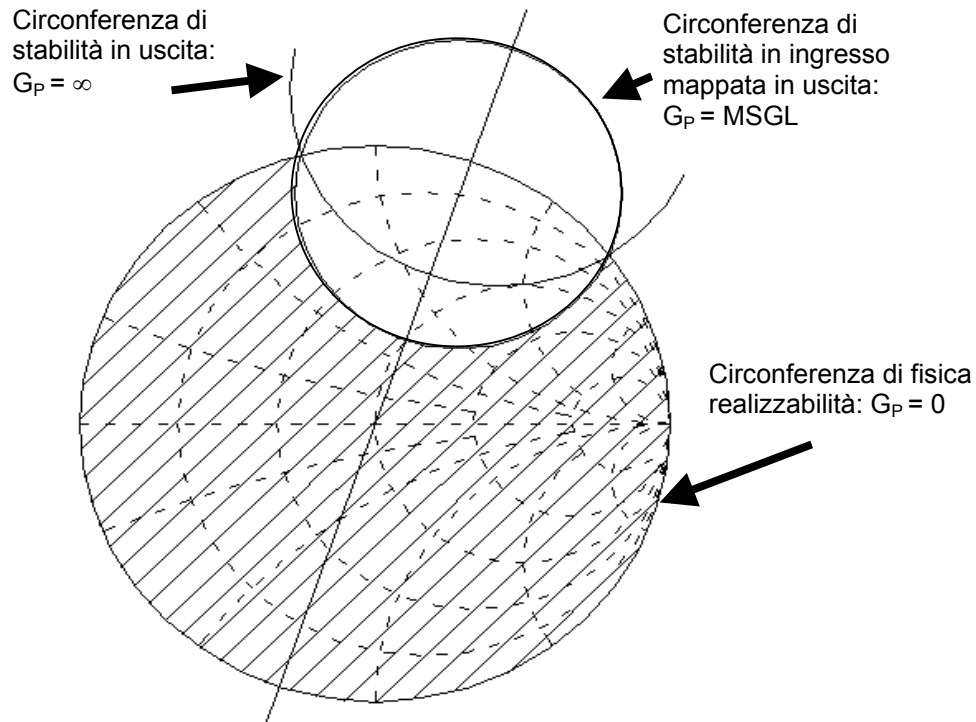


Fig. 10.29

$$ML_{OUTMIN} = \frac{1}{K^2} \quad (10.129)$$

e che in questa situazione risulta:

$$G_{TOPT} = K \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| = K \cdot MSG = \frac{MSG L}{2} \quad (10.130)$$

Quindi se si sceglie un carico Γ_L sulla circonferenza di uscita $G_P = G_{TOPT}$ e poi si realizza $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ si ha $ML_{OUT} = ML_{OUTMIN}$.

10.7.c Amplificatore a basso rumore

Come detto in precedenza, in questi esempi si considerano progetti con configurazioni a singolo stadio. In questa condizione è possibile trovare un compromesso tra il guadagno e la figura di rumore (non si riesce invece ad ottenere in generale anche un buon adattamento per la qualcosa si deve ricorrere ad un amplificatore a più stadi).

Il progetto di un amplificatore a basso rumore, a partire da un transistor incondizionatamente stabile, può essere condotto in due modi:

a) Si può progettare la rete in ingresso per avere minima figura di rumore e quindi:

$$\Gamma_S = \Gamma_{OPT} \quad (10.131)$$

e la rete di uscita per l'adattamento coniugato in uscita:

$$\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^* = \left(S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{OPT}}{1 - S_{11} \Gamma_{OPT}} \right)^* \quad (10.132)$$

b) Si può progettare la rete in ingresso per avere minima figura di rumore e quindi:

$$\Gamma_S = \Gamma_{OPT} \quad (10.133)$$

e la rete di uscita per l'adattamento coniugato in ingresso ovvero:

$$\Gamma_{IN} = \Gamma_{OPT}^* = \left(S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right)^* \quad (10.134)$$

da cui si ottiene:

$$\Gamma_L = \frac{S_{11} - \Gamma_{OPT}^*}{\Delta - S_{22} \Gamma_{OPT}^*} \quad (10.135)$$

In conclusione, utilizzando una configurazione a singolo stadio, è possibile garantire $F = F_{MIN}$ ma si ha adattamento coniugato solo ad una porta. Si può cercare una situazione di compromesso migliorando l'adattamento in ingresso ed in uscita ma questo avverrà, inevitabilmente, a spese di un peggioramento nella figura di rumore.

In tutti i casi citati, per ottenere una bassa figura di rumore con elevati guadagni può essere utile aggiungere un'induttanza in serie al source. L'effetto di questa induttanza è quello di spostare il coefficiente di riflessione ottimo per il rumore Γ_{OPT} verso quello ottimo per il guadagno (Γ'_S per un transistor incondizionatamente stabile) e quindi si può migliorare il compromesso figura di rumore guadagno.

Per dimensionare l'induttanza si devono calcolare i parametri di rumore del transistor controeazionato. A questo scopo si possono utilizzare le matrici di correlazione^(*). Ad esempio per la rappresentazione tramite la matrice di trasferimento (generatori di rumore in ingresso) la matrice di correlazione è data da:

$$[C_T] = \langle [n_T][n_T^*] \rangle = \left\langle \begin{bmatrix} v_{nT} \\ i_{nT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{nT}^* & i_{nT}^* \end{bmatrix} \right\rangle = \begin{bmatrix} \langle v_{nT} v_{nT}^* \rangle & \langle v_{nT} i_{nT}^* \rangle \\ \langle i_{nT} v_{nT}^* \rangle & \langle i_{nT} i_{nT}^* \rangle \end{bmatrix} \quad (10.136)$$

(*) G.D. Vendelin, A.M. Pavio, U.L. Rohde, Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques, John Wiley & Son, 1989.

con n_T vettore di rumore. Con le definizioni riportate in Par. 10.5 si ottiene:

$$[C_T] = 4kT \begin{bmatrix} R_S & \frac{F_{MIN} - 1}{2} - R_S Y_{OPT}^* \\ \frac{F_{MIN} - 1}{2} - R_S Y_{OPT} & R_S |Y_{OPT}|^2 \end{bmatrix} \quad (10.137)$$

Occorre ora conoscere il legame tra la matrice di correlazione di una rete assegnata (ad esempio matrice $[T]$) e la matrice di correlazione della stessa rete con un'altra rappresentazione. In generale, tra i vettori di rumore di due qualsiasi rappresentazioni esiste la relazione

$$[n_\beta] = [T_{\alpha\beta}] [n_\alpha] \quad (10.138)$$

con $T_{\alpha\beta}$ riportato nella Tab. 10.2.

Per le matrici di correlazione vale la:

$$[C_\beta] = [T_{\alpha\beta}] [C_\alpha] [T_{\alpha\beta}^T] \quad (10.139)$$

Inoltre esistono dei legami tra le matrici di correlazione di reti multiple. In particolare la matrice di correlazione $[C_{YP}]$ di due reti collegate in parallelo è la somma delle $[C_{Y1}]$ e $[C_{Y2}]$ delle reti singole. Analogamente, per due reti collegate in serie, si ha che la matrice di correlazione $[C_{ZS}]$ è la somma delle $[C_Z]$ delle reti singole. Nel caso di reti collegate in cascata il calcolo della matrice

di correlazione è diverso e risulta: $[C_{TC}] = [C_{T1}] + [T][C_{T2}][T^T]$.

Tab. 10.2

$T_{\alpha\beta}$ α β	Y	Z	T
Y	I	Y	$\begin{matrix} -Y_{11} & 1 \\ -Y_{21} & 0 \end{matrix}$
Z	Z	I	$\begin{matrix} 1 & -Z_{11} \\ 0 & -Z_{21} \end{matrix}$
T	$\begin{matrix} 0 & T_{12} \\ 1 & T_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} 1 & -T_{11} \\ 0 & -T_{21} \end{matrix}$	I

Utilizziamo ora quanto detto per calcolare i parametri di rumore di un FET reazionato induttivamente.

- Si costruisce la $[C_T]$ del FET mediante la (10.137);
- Si trasforma in $[C_Z]$ con la (10.139) prendendo $T_{\alpha\beta}$ dalla Tab. 10.2;
-

$$[C_Z] = \begin{bmatrix} 1 & -Z_{11} \\ 0 & -Z_{21} \end{bmatrix} [C_T] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -Z_{11}^* & -Z_{21}^* \end{bmatrix} \quad (10.140)$$

(dove i parametri Z_{ij} sono quelli del FET non reazionato)

- Si ritrasforma in $[C_{Ttot}]$ (la $[C_{ZL}]$ dell'induttanza è nulla):

$$[C_{Ttot}] = \begin{bmatrix} 1 & -T_{11tot} \\ 0 & -T_{21tot} \end{bmatrix} [C_Z] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -T_{11tot}^* & -T_{21tot}^* \end{bmatrix} \quad (10.141)$$

(dove i parametri T_{ijtot} sono della rete globale). Dalla $[C_{Ttot}]$ si estraggono i parametri di rumore cercati.

implementando il procedimento descritto, è possibile di valutare l'effetto della reazione induttiva sul rumore in un amplificatore.

Nella figura 10.30 è graficato l'andamento di F_{MIN} al variare di L_S per un particolare transistor. In generale la figura di rumore diminuisce rispetto a quella del transistor non reazionato.

Nel progetto di amplificatori a basso rumore è anche utile valutare l'adattamento in ingresso ML_{IN} quando $F = F_{MIN}$ con l'uscita adattata (Eq. 10.131 10.132). Un possibile andamento di ML_{IN} in funzione di L_S quando $F = F_{MIN}$ è riportato in Fig. 10.31.

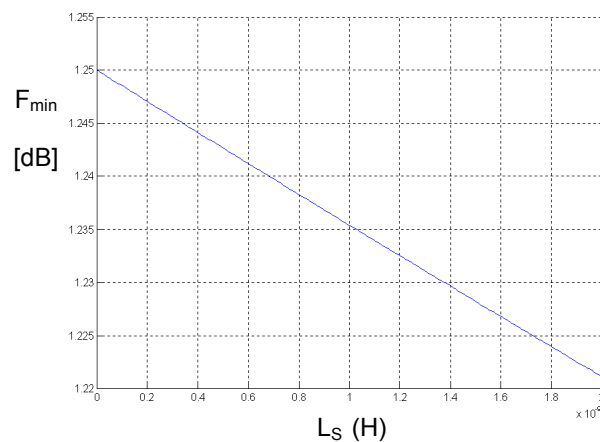


Fig. 10.30

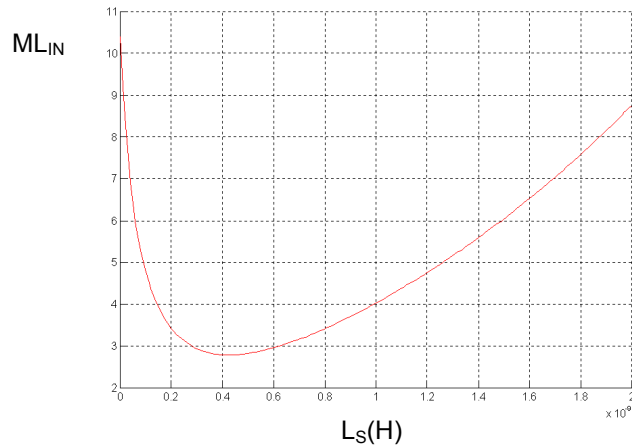


Fig. 10.31

Dalla figura si nota un minimo in ML_{IN} con un valore nettamente inferiore rispetto a quello del transistor non reazionato, cioè la reazione induttiva avvicina il Γ_S per l'adattamento di potenza al Γ_{OPT} . Come detto in precedenza (v. par. 10.7.b) al crescere di L_S in genere il guadagno diminuisce. In conclusione, il valore dell'induttanza di reazione andrà dimensionato operando un compromesso tra figura di rumore minima, adattamento e guadagno.

10.8 Amplificatore distribuito

L'amplificatore distribuito utilizza le proprietà delle linee di trasmissione artificiali che sono state descritte nel par. 2.6.b

Lo schema circuitale di un amplificatore distribuito si presenta come in Fig. 10.32.

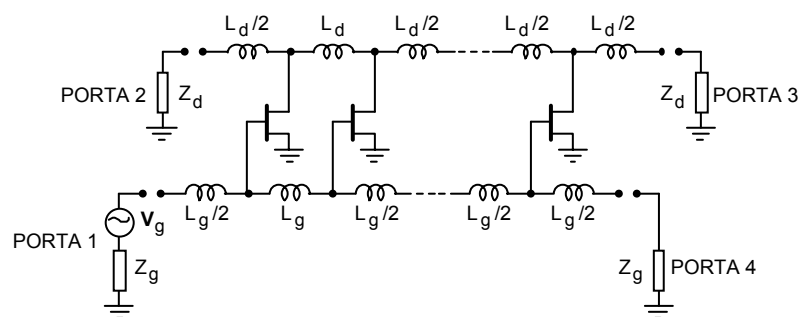


Fig. 10.32

Per comprendere il funzionamento di questo circuito conviene preliminarmente richiamare il circuito equivalente semplificato del MESTET, (Fig. 10.33). Come si vede esso consiste di una capacità di gate C_{gs} ed un generatore di corrente controllato $g_m V_{gs}$ in parallelo alla capacità di drain C_{ds} .

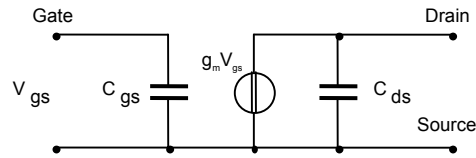


Fig. 10.33

Inserendo il circuito di Fig. 10.33 in quello di Fig. 10.32 si ottiene lo schema mostrato in Fig. 10.34. Si ottengono quindi due linee di trasmissione artificiali, nella prima le capacità di shunt sono sostituite dalle C_{gs} e nella seconda dalle C_{ds} dei FET.

La linea alla quale sono connesse le C_{gs} , detta di gate, è alimentata dal generatore V_g di impedenza interna Z_g , ed è terminata sull'impedenza Z_g , l'altra linea, detta di drain, è terminata ad entrambe le estremità sulle impedenze Z_d .

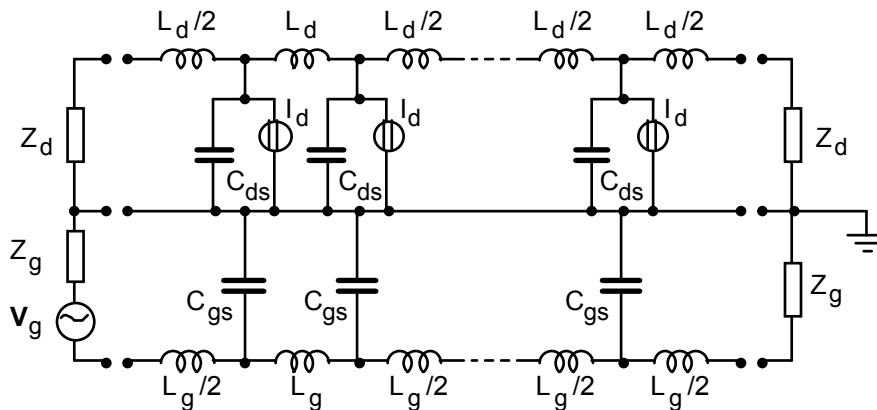


Fig. 10.34

Il progetto delle induttanze è condotto in maniera tale da avere per entrambe le linee la stessa pulsazione di cut-off:

$$\omega_g = \frac{2}{\sqrt{L_g C_g}} = \frac{2}{\sqrt{L_d C_d}}$$

A pulsazioni inferiori a quella di cut-off l'impedenza immagine di gate e l'esponente di trasduzione su base immagine diventano:

$$Z_g = \sqrt{\frac{L_g}{C_g}} \quad \beta_g = \omega \sqrt{L_g C_g} \quad (10.142)$$

e per la linea di drain si ha:

$$Z_d = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} \quad \beta_d = \omega \sqrt{L_d C_d} \quad (10.143)$$

Avendo le due linee la stessa pulsazione di cut-off risulterà anche $\beta_g = \beta_d = \beta$. Inoltre poiché tutte le linee sono terminate su impedenze uguali alla loro impedenza caratteristica non si hanno riflessioni dovute a disadattamento. Dalle relazioni poste segue che questo risultato è indipendente dal numero dei dispositivi connessi.

In generale, si può dire che l'onda di tensione, proveniente dal generatore d'ingresso posto all'estremità di sinistra della linea di gate, si propaga nella linea fino alla terminazione e dà luogo, ai capi di ogni capacità di gate, ad una tensione. La potenza del generatore è poi dissipata nella terminazione della linea.

Ogni generatore in parallelo alle C_{ds} produce una corrente, determinata dalla tensione sulla rispettiva capacità di gate e dalla transconduttanza, questa corrente si propaga in entrambe le direzioni della linea di drain, dissipando potenza utile nelle due terminazioni della linea.

Da ciò segue che si possono definire due guadagni disponibili, uno G_f corrispondente alla potenza dissipata nella terminazione di drain dell'estremità di destra e dovuta alla propagazione diretta (forward), e l'altro G_r , corrispondente alla potenza dissipata in quella dell'estremità di sinistra, e dovuta alla propagazione inversa (reverse).

10.8.a Guadagno diretto

Si consideri la Fig. 10.35, che rappresenta un amplificatore distribuito con n dispositivi attivi alimentato, sulla linea di gate, da un generatore di ampiezza V_g e chiuso sulle impedenze Z_g e Z_d .

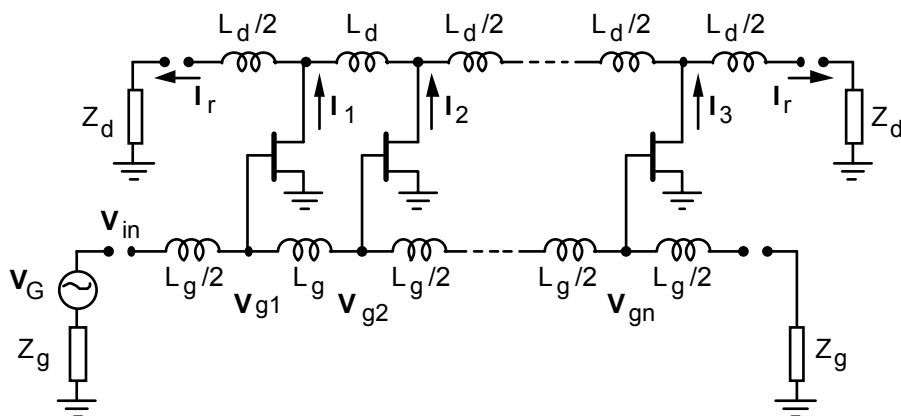


Fig. 10.35

Utilizzando il principio di sovrapposizione degli effetti la corrente I_f applicata all'impedenza Z_d a destra nella linea di drain è data da:

$$I_f = \frac{1}{2} I_1 e^{-j\frac{\beta_d}{2}} e^{-j(n-1)\beta_d} + \frac{1}{2} I_2 e^{j\frac{\beta_d}{2}} e^{-j(n-2)\beta_d} + \dots + \frac{1}{2} I_n e^{j\frac{\beta_d}{2}} \quad (10.144)$$

che, in forma di sommatoria diviene:

$$I_f = \sum_{k=1}^n \frac{1}{2} I_k e^{-j\frac{\beta_d}{2}} e^{-j(n-k)\beta_d} \quad (10.145)$$

Le correnti sono legate alle tensioni sulle capacità di gate dalle relazioni:

$$I_1 = g_m V_{g1} \quad I_2 = g_m V_{g2} \quad \dots \quad I_n = g_m V_{gn} \quad (10.146)$$

Queste tensioni, determinate dall'onda viaggiante sulla linea di gate sono, a loro volta, legate alla V_{in} , cioè alla tensione in ingresso, dalle relazioni:

$$V_{g1} = V_{in} e^{-j\frac{\beta_g}{2}} \quad V_{g2} = V_{in} e^{-j\frac{\beta_g}{2} - j\beta_g} \quad \dots \quad V_{gn} = V_{in} e^{-j\frac{\beta_g}{2} - j(n-1)\beta_g} \quad (10.147)$$

dove il generico termine è esprimibile come:

$$V_{gk} = V_{in} e^{-j\frac{\beta_g}{2} - j(k-1)\beta_g} \quad (10.148)$$

La corrente I_f diventa, quindi:

$$I_f = \frac{g_m V_{in}}{2} e^{-j\frac{\beta_g}{2}} e^{-j\frac{\beta_d}{2}} \sum_{k=1}^n e^{-j(k-1)\beta_g} e^{-j(n-k)\beta_d} \quad (10.149)$$

e può assumere la forma:

$$I_f = \frac{g_m V_{in}}{2} e^{-\frac{j}{2}(\beta_g + \beta_d)} e^{-j(n-1)\beta_d} \sum_{k=0}^{n-1} e^{-jk(\beta_g - \beta_d)} \quad (10.150)$$

Il termine contenuto nella sommatoria è una serie del tipo:

$$\sum_{k=0}^{n-1} x^k = 1 + x + x^2 + \dots + x^{n-1} = \frac{1-x^n}{1-x} \quad \text{con } x = e^{-jk(\beta_g - \beta_d)} \quad (10.151)$$

Sostituendo si ottiene:

$$I_f = \frac{g_m V_{in}}{2} e^{-\frac{j}{2}(\beta_g + \beta_d)} e^{-j(n-1)\beta_d} \left[\frac{1 - e^{-jn(\beta_g - \beta_d)}}{1 - e^{-j(\beta_g - \beta_d)}} \right] \quad (10.152)$$

e, passando alle funzioni trigonometriche:

$$I_f = \frac{g_m V_{in}}{2} \frac{\sin \frac{n}{2} (\beta_g - \beta_d)}{\sin \frac{1}{2} (\beta_g - \beta_d)} e^{-j \frac{n}{2} (\beta_g + \beta_d)} \quad (10.153)$$

Il modulo della corrente che attraversa il carico di destra è quindi:

$$|I_f| = \frac{g_m |V_{in}|}{2} \left| \frac{\sin \frac{n}{2} (\beta_g - \beta_d)}{\sin \frac{1}{2} (\beta_g - \beta_d)} \right| \quad (10.154)$$

Poiché l'impedenza del generatore è uguale a quella della linea si ha:

$$V_{in} = \frac{V_G}{2} \quad (10.155)$$

e quindi:

$$|I_f| = \frac{g_m |V_G|}{4} \left| \frac{\sin \frac{n}{2} (\beta_g - \beta_d)}{\sin \frac{1}{2} (\beta_g - \beta_d)} \right| \quad (10.156)$$

La potenza dissipata in Z_d si può quindi esprimere come:

$$P_D = \frac{|I_f|^2 Z_d}{2} = \frac{g_m^2 |V_G|^2}{32} \left[\frac{\sin \frac{n}{2} (\beta_g - \beta_d)}{\sin \frac{1}{2} (\beta_g - \beta_d)} \right]^2 Z_d \quad (10.157)$$

mentre la potenza disponibile al generatore è:

$$P_{DG} = \frac{|V_G|^2}{8 Z_g} \quad (10.158)$$

Il guadagno disponibile nella direzione forward è dato da:

$$G_f = \frac{g_m^2 Z_g Z_d}{4} \left[\frac{\sin \frac{n}{2} (\beta_g - \beta_d)}{\sin \frac{1}{2} (\beta_g - \beta_d)} \right]^2 \quad (10.159)$$

che, a meno di un fattore moltiplicativo, ha l'andamento della funzione:

$$\left[\frac{\sin n \varphi_F}{\sin \varphi_F} \right]^2 \quad \text{con} \quad \varphi_F = \frac{(\beta_g - \beta_d)}{2} \quad (10.160)$$

Questo andamento è riportato in Fig. 10.36 per alcuni valori di n .

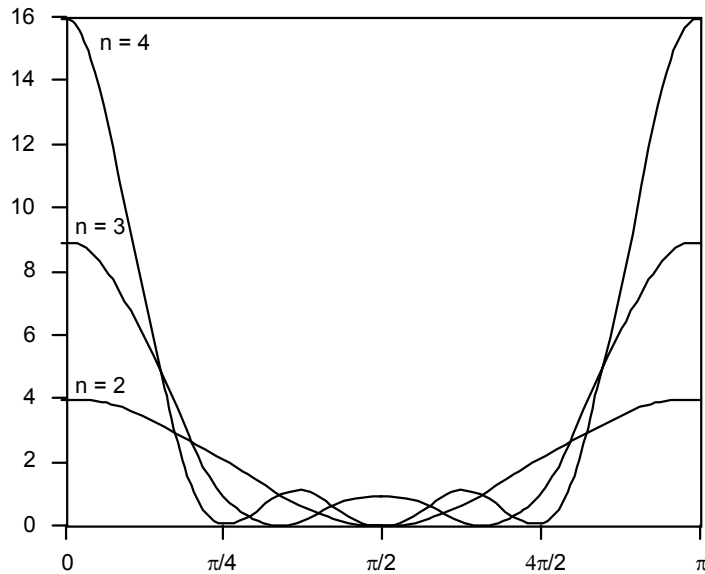


Fig. 10.36

Dalla figura si deduce che per:

$$\varphi_F = \frac{(\beta_g - \beta_d)}{2} = 0 \quad (10.161)$$

cioè quando sono identiche le velocità di fase nelle due linee, il guadagno raggiunge il massimo ed è pari a:

$$G_f = \frac{g_m^2 Z_g Z_d}{4} n^2 \quad (10.162)$$

mentre assume valori via via decrescenti per $\varphi_F > 0$.

La relazione che esprime il guadagno forward, mostra anche un'indipendenza dello stesso dalla frequenza e, naturalmente, una sua proporzionalità al numero dei dispositivi attivi.

E' quindi l'uguaglianza delle velocità di fase, la condizione che si tende a realizzare; suffragata anche dalla considerazione intuitiva che le onde viaggianti nella due linee devono propagarsi in fase per ottenere un segnale amplificato.

L'uguaglianza delle due velocità di fase viene in genere ottenuta con l'inserimento di una capacità tra il terminale di drain dei MESFET e la massa, per rendere uguali le capacità di shunt delle due linee artificiali. Infatti, poiché $C_{gs} \gg C_{ds}$, per avere le capacità uguali è necessario aggiungere un'altra capacità in parallelo al drain di valore pari a:

$$C_{ext} = C_{gs} - C_{ds} \quad (10.163)$$

Avendo ora le stesse capacità di shunt, per ottenere linee uguali è sufficiente usare induttanze tutte con lo stesso valore sia nella linea di gate che in quella di drain.

10.8.b Guadagno inverso

La corrente che scorre nel carico alla sinistra della linea di drain è:

$$I_r = \frac{1}{2} I_1 e^{-j\frac{\beta_d}{2}} + \frac{1}{2} I_2 e^{j\frac{\beta_d}{2}} e^{-j\beta_d} + \dots + \frac{1}{2} I_n e^{-j\frac{\beta_d}{2}} e^{-j(n-1)\beta_d} \quad (10.164)$$

che in forma di sommatoria diventa:

$$I_r = \sum_{k=1}^n \frac{1}{2} I_k e^{-j\frac{\beta_d}{2}} e^{-j(k-1)\beta_d} \quad (10.165)$$

Applicando le relazioni del paragrafo precedente si ha:

$$I_r = \frac{g_m V_{in}}{2} \frac{\sin \frac{n}{2} (\beta_g + \beta_d)}{\sin \frac{1}{2} (\beta_g + \beta_d)} e^{-j\frac{(n+2)}{2} (\beta_g + \beta_d)} \quad (10.166)$$

e ancora:

$$|I_r| = \frac{g_m |V_d|}{4} \left| \frac{\sin \frac{n}{2} (\beta_g + \beta_d)}{\sin \frac{1}{2} (\beta_g + \beta_d)} \right| \quad (10.167)$$

La potenza dissipata in Z_d è:

$$P_D = \frac{g_m^2 |V_G|^2}{16} \left[\frac{\sin \frac{n}{2} (\beta_g + \beta_d)}{\sin \frac{1}{2} (\beta_g + \beta_d)} \right]^2 Z_d \quad (10.168)$$

ed il guadagno reverse G_r è dato da:

$$G_r = \frac{g_m^2 Z_g Z_d}{4} \left[\frac{\sin \frac{n}{2} (\beta_g + \beta_d)}{\sin \frac{1}{2} (\beta_g + \beta_d)} \right]^2 \quad (10.169)$$

Anche l'andamento del guadagno reverse può essere rappresentato dalla funzione:

$$\left[\frac{\sin n \varphi_R}{\sin \varphi_R} \right]^2 \quad \text{con:} \quad \varphi_R = \frac{(\beta_g + \beta_d)}{2} \quad (10.170)$$

Naturalmente, poiché si tende a realizzare la condizione $\beta_g = \beta_d$, è ovvio che φ_r sarà in genere diverso da zero, e quindi G_r assumerà un valore nettamente inferiore rispetto a G_f .

La resistenza di terminazione posta alla sinistra della linea di drain riceve, quindi, una minima parte della potenza; mentre la maggior parte di essa viene inviata alla resistenza di destra, che costituisce il carico da alimentare.

Considerando una configurazione del tipo di quella mostrata in Fig. 10.35 e considerando l'amplificatore come rete tre porte, si possono determinare i valori assunti dai due guadagni. Valori tipici per il guadagno forward variano tra 6 e 12 dB, mentre il reverse si mantiene quasi costantemente al di sotto dei -5 dB, su una banda tra 2 e 18 GHz (Fig. 10.37).

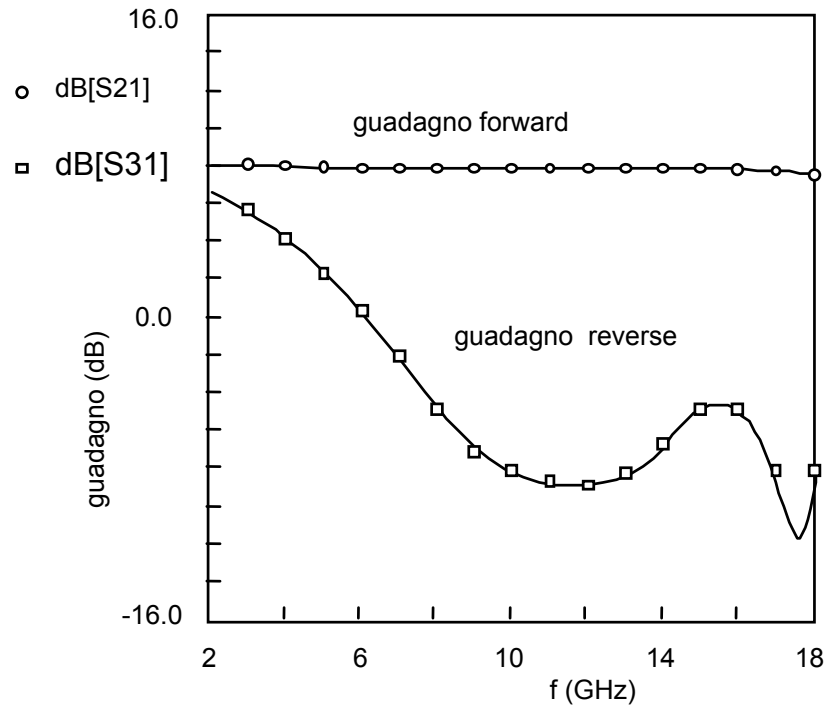


Fig. 10.37

Si osservi infine che, se si realizza la condizione di uguaglianza delle velocità di fase:

$$\beta = \beta_g = \beta_d \quad (10.171)$$

si ottiene:

$$\varphi_F = \frac{(\beta_g - \beta_d)}{2} = 0 \quad (10.172)$$

$$\varphi_R = \frac{(\beta_g + \beta_d)}{2} = \beta \quad (10.173)$$

e alle basse frequenze per β tendente a 0, il guadagno reverse assume gli stessi valori del guadagno forward. (Fig. 10.37)

L'adattamento, in ingresso ed in uscita, rappresenta un'altra importante caratteristica dell'amplificatore distribuito. Infatti con questo tipo di configurazione si riescono ad ottenere valori estremamente bassi (in dB) dei coefficienti di riflessione sia in ingresso che in uscita.

La presenza della linea di trasmissione artificiale, fa sì che l'amplificatore distribuito sia visto alle porte di ingresso e di uscita accesso, come un tratto di linea a 50Ω . Valori facilmente raggiungibili per i moduli di S_{11} e S_{22} sono dell'ordine dei -20 dB. Inoltre il buon adattamento favorisce il collegamento in cascata di più stadi, allo scopo di incrementare il guadagno.