

Capitolo 9

Amplificatori di potenza a radiofrequenza

R. Veltri Gomes ()*

9.1 Introduzione

Da quando i transistor hanno sostituito le valvole anche nelle applicazioni di potenza, si è cercato di stabilire metodi di progettazione che raggiungessero gli stessi risultati nonostante le più elevate difficoltà poste dai dispositivi a semiconduttore. L'obiettivo è quello di costruire sistemi di potenza che, a parità di prestazioni durino molto di più delle 4000 ore di funzionamento normalmente offerte dai tubi.

Inoltre, soprattutto nel settore televisivo, si tende a preferire catene di amplificatori in parallelo al posto di un unico finale di potenza valvolare al fine di ottenere una degradazione graduale della trasmissione (soft degradation) in caso di guasti. Queste esigenze di aumento dell'affidabilità, di incremento del tempo medio di funzionamento tra i guasti (MTBF, v. par. 1.5.d, Vol. 1) ecc., che solo gli amplificatori a stato solido possono soddisfare, fanno sì che il mercato vada verso la produzione di moduli per potenze sempre maggiori che rientrino in specifiche di efficienza sempre più rigide.

Anche se lo studio dei transistor per radiofrequenza ha già percorso trenta anni di sviluppo, molte considerazioni di carattere pratico sulla loro progettazione sfuggono alle teorie e ai modelli matematici normalmente ad essi associati. Lo scopo di questo capitolo è mettere a fuoco le considerazioni essenziali associate a tecniche empiriche e sperimentali normalmente utilizzate nella progettazione industriale di amplificatori a stato solido.

Vi sono molti modi di progettare amplificatori di potenza a RF. La filosofia della progettazione del circuito che contiene il transistor è, ovviamente, quella di ricavare il massimo delle prestazioni che il transistor può offrire. Innanzi tutto, è necessario conoscere a fondo quante e quali sono le nostre esigenze, ovvero, che cosa si vuole ottenere come prestazione finale. Il secondo passo è verificare se esistono dispositivi

(*) Technosystem S.p.A. - Roma, Italia.

all'altezza delle suddette esigenze, cercare chi li costruisce e rintracciare tutte le informazioni, ivi compresi i costi.

Per sapere se determinati transistor risolvono o meno il nostro problema, ci si rivolge alla casa costruttrice che provvederà alla distribuzione dei manuali di dati e specifiche dei dispositivi stessi. I manuali presentano in genere tutte le informazioni necessarie alla scelta preliminare del transistor. La scelta definitiva consegue, però, dall'esito di una prova sperimentale perché questo è l'unico modo di confermare le informazioni fornite dal manuale. Di solito, le curve di prestazione ivi presentate sono risposte medie tipiche di un campione in una partita di centinaia di transistor; queste curve, inoltre, sono associate a determinate condizioni di polarizzazione (v. par. 6.1) che non necessariamente sono le più adeguate alla nostra applicazione. Perciò i costruttori di semiconduttori forniscono, sotto richiesta, campioni gratuiti di transistor di prova per mettere il progettista in condizione di realizzare un prototipo che risponda in linea di massima alle esigenze del progetto.

Una volta scelto il dispositivo, si passa alla fase detta di realizzazione della preserie, dove un certo numero di amplificatori vengono costruiti e provati, facendo attenzione alla riproducibilità del circuito, sia in termini di montaggio (che è interesse del reparto di produzione dell'industria) e delle prestazioni (interesse del progettista), che in termini di taratura e collaudo (interesse del reparto collaudo).

Appena approvata la preserie, si passa alla fase di ingegnerizzazione del prodotto. Partendo dallo stato finale del progetto, vengono apportate le modifiche meccaniche e realizzative finali al prodotto (per esempio miglioramento degli stampati, impiego di componentistica di alta qualità oppure a norma militare, ecc.) con lo scopo di facilitare il montaggio e l'assemblaggio dell'apparecchiatura.

Le specifiche del progetto di una determinata apparecchiatura vanno stabilite come un compromesso tra le prestazioni che essa può potenzialmente offrire e la complessità della progettazione impiegata per ottenere tali prestazioni. Nella complessità del progetto sono compresi il costo dei vari semiconduttori disponibili sul mercato, la maniera in cui vanno assemblati, la criticità e complessità delle reti di adattamento impiegate, la realizzazione meccanica, ecc.

Per esempio: si può ottenere una specifica ottimale impiegando una rete molto costosa e complicata; oppure, con un circuito più semplice del precedente, si può ottenere una prestazione che è una via di mezzo tra la ottimale e il valore minimo accettabile. Ebbene, si preferisce la soluzione più semplice perché è funzionale (minore il tempo investito nel collaudo e

nell'ottimizzazione), costa di meno ed è sicuramente più affidabile e riproducibile della precedente (tanto più quanto meno componenti si impiegano). Nelle prossime pagine, pertanto, le specifiche di progetto avranno per ipotesi l'impiego di soluzioni di costo minimo e i transistor non saranno impiegati in condizioni o in topologie di circuito molto diverse da quelle consigliate dai rispettivi costruttori. Questo, anche se a priori sembra una restrizione ai metodi di progettazione, conferisce una garanzia di affidabilità al progettista, al quale va una grossa responsabilità per il successo del prodotto.

Il progettista, come si è visto nei capitoli precedenti, ha fondamentalmente tre condizioni di polarizzazione diverse da scegliere: Classe C, Classe AB (compresa la Classe B) e Classe A.

Cominciando dalla Classe C (giunzione B-E inversamente polarizzata), le sue caratteristiche primarie sono:

- scarsa linearità: il valore di IMD2 va tipicamente da -10 dBc a -20 dBc (dBc significa rispetto alla portante o carrier);
- scarsa dinamica di potenza: da 5 a 10 dB prima di arrivare al punto di compressione a 1 dB;
- presenta il guadagno più basso;
- presenta la più alta efficienza: tipicamente da 50 a 70 % in amplificatori a banda larga e fino a 85 % a banda stretta;
- è capace di estrarre la massima potenza di uscita da un dispositivo attivo.

In poche parole, l'alta efficienza, l'assorbimento statico nullo e la conseguente riduzione dei problemi termici di questo modo di operazione rendono questa Classe molto utile negli stadi di potenza di un radar e per trasmettitori FM. Tuttavia, i problemi di alta distorsione e di piccola dinamica di funzionamento la rendono sconsigliabile per molti progetti di amplificatori lineari. Come si è visto nel par. 4.3, Vol. 1, una certa quantità di polarizzazione diretta base-emettitore elimina la distorsione di cross-over comportando un sensibile miglioramento delle prestazioni di linearità. Alcune caratteristiche tipiche della Classe AB sono:

- buona linearità: IMD2 tipicamente da -20 dBc a -40dBc;
- buona dinamica di potenza: tipicamente 30 dB;
- incremento in termini di guadagno: approssimativamente 1.5 dB in più rispetto al funzionamento nella Classe C;
- riduzione moderata dell'efficienza (come prezzo pagato al miglioramento della linearità dovuto alla corrente I_B): η tipicamente da 30 % a 50 % per operazioni a banda larga;
- potenza di uscita leggermente più bassa rispetto alla capacità della Classe C.

Questo modo di funzionamento è un buon compromesso tra efficienza e linearità, essendo usato praticamente in tutte le applicazioni lineari che non richiedano specifiche particolarmente rigide in termini di distorsioni, tipo finali di potenza di trasmettitori video e audio (trasmessi separatamente) ed anche in FM.

Un amplificatore in cui la giunzione base-emettitore sia polarizzata sempre direttamente (Classe A), presenterà le seguenti caratteristiche:

- la migliore linearità: IMD2 da -30 a -50 dBc, o anche meno;
- la migliore dinamica di potenza: tipicamente da 50 a 70 dB di variazione di P_{out} ;
- il guadagno maggiore: approssimativamente 0.5 dB al di sopra della Classe AB;
- scarsa efficienza: tipicamente da 10 % a 20 %;
- capacità di erogazione di potenza di uscita approssimativamente 6 dB al di sotto della Classe C.

I problemi termici causati dall'inefficienza di questa Classe di operazione la rendono utile soltanto quando le specifiche di linearità siano molto rigide (per esempio, nei sistemi di trasmissione di dati, o nei sistemi televisivi a portanti combinate - portanti video, audio e portante cromatica trasmesse insieme sullo stesso canale - che richiedono prodotti IMD molto bassi).

L'efficienza η è stata definita nella (6.16): all'aumentare della frequenza di lavoro e della potenza che il dispositivo deve fornire la V_{CEmin} aumenta e occorre considerare un termine correttivo nell'espressione di η che diviene quindi:

$$\eta = \frac{2y - \text{sen } 2y}{4 (\text{sen } y - y \cos y)} \left(1 - \frac{V_{CEmin}}{V_{CC}} \right) \quad (9.1)$$

9.2 Scelta del dispositivo di potenza a stato solido

9.2.a Transistor doppi push-pull

La tecnologia di alta potenza attualmente offre moduli con due transistor montati in un unico contenitore, identici in funzionamento perché prodotti sullo stesso chip. Tali moduli sono tra i più adatti alla costruzione di amplificatori driver e di finali di potenza.

Il modulo push-pull per bassa frequenza, detto anche coppia complementare, si basa su due transistor, uno PNP e l'altro NPN, con le basi collegate insieme; i semicicli positivi vengono amplificati dal transistor NPN e i negativi dal PNP (v. par. 4.3, Vol. 1). Nel push-pull di potenza a RF, invece, i due transistor sono uguali (o due NPN, o due MOSFET n-channel, ecc., v. Fig. 9.1). Le due porte di ingresso e le due di uscita devono mantenere uno sfasamento costante di 180° tra i rispettivi segnali entranti ed uscenti. Questa configurazione, impiegata in moduli che erogano da decine a centinaia di Watt, è la dominante nel mondo dell'alta potenza.

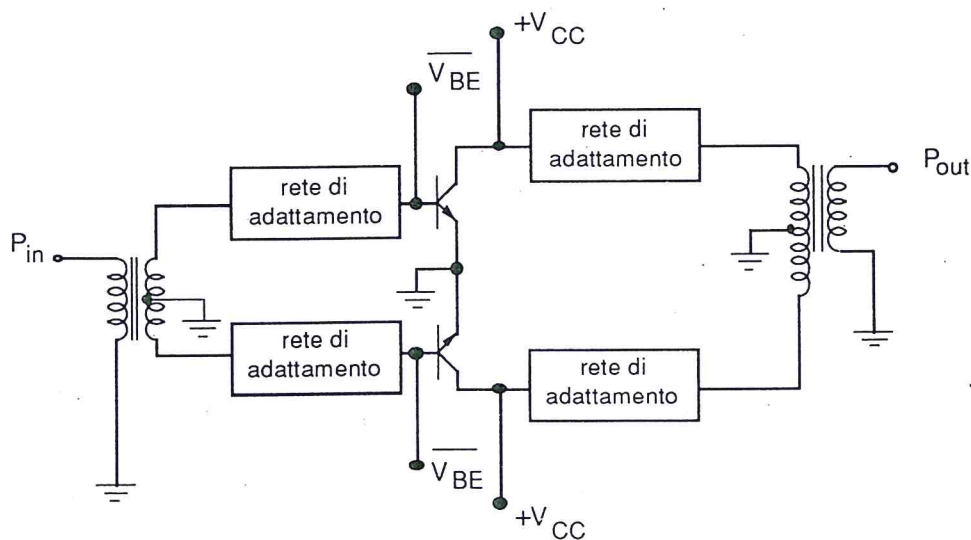


Fig. 9.1

Dimostreremo, infatti, che, come già affermato varie volte nei capitoli precedenti, il funzionamento in push-pull cancella le armoniche di ordine pari all'interno dell'amplificatore. Visto che la seconda armonica risulta di $30 \div 40$ dB al di sotto della fondamentale, è possibile usare filtri più semplici. Inoltre, poiché la potenza utile non è sprecata nella seconda armonica, l'amplificatore opera più efficientemente.

La tecnologia dei dispositivi a semiconduttore, inoltre, non limita la massima potenza di uscita disponibile. Nella maggior parte dei casi, il costruttore può comunque aumentare la dimensione dei chip per un dato contenitore. Tuttavia, in quel caso, si produce un dispositivo con valori estremamente bassi di impedenza di ingresso ed uscita, con la conseguente limitazione delle sue prestazioni di alta potenza a bande passanti eccessivamente strette.

Il parametro limite, perciò, è la capacità del case di rimuovere il calore. Per esempio, un valore pratico della resistenza termica per questi chip ($0.6 \text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$) limita la potenza utile in CW (Continuous Wave) erogata da un push-pull da 150 W a 200 W, per una banda di frequenze da 200 a 300 MHz.

9.2.b *Transistor bipolari*

Sono i più diffusi nelle applicazioni civili in frequenze che vanno dall'UHF fino a pochi GHz. Il mercato dei push-pull bipolari offre dispositivi molto affidabili (alto MTBF, della durata di un centinaio di anni) ed adatti a tutti i tagli di potenza (da pochi watt fino a qualche centinaio), fino ai finali FM (150 W, per esempio) con efficienze superiori all'80%.

Nonostante i vantaggi menzionati, gli amplificatori che impiegano bipolari devono tener conto di una forte deriva termica caratteristica delle giunzioni PN: man mano che aumenta la temperatura, le correnti interne aumentano, reazionando l'effetto in modo positivo. Vi è una progressiva formazione di buchi nella giunzione, detti hot spot, fino ad arrivare a un effetto di valanga. Per evitare ciò, le reti di polarizzazione possono presentare per esempio un loop di corrente controreazionato negativamente da un prelievo della corrente di uscita. Reti del genere sono impiegate in amplificatori in Classe A.

Per i Classe AB, non vale la stessa regola, perché, come abbiamo visto nel par. 4.3 del Vol. 1, la corrente di uscita non ha un valore medio costante. Dunque, la tensione sulla base deve essere costante e non vincolata alla corrente di uscita. Per contrastare la deriva termica dei Classe AB che impiegano BJT si utilizza un circuito che sente le variazioni di temperatura e modifica in modo complementare il pilotaggio della base. Attualmente i chip di alta potenza vengono già costruiti con resistenze (cfr. par. 4.8, Vol. 1) inserite tra l'emettitore e la massa, dette resistenze di ballast; tali resistenze controreaziono negativamente l'effetto della temperatura perché decrementano proporzionalmente la polarizzazione V_{BE} con l'aumento della corrente di collettore. Inoltre il guadagno dei BJT diminuisce con la temperatura fino ad arrivare ad un valore di regime, detto guadagno di potenza a caldo.

9.2.c *Transistor MOSFET*

Analogamente ai push-pull bipolari, il mercato di alta potenza offre moduli doppi con una coppia di transistor ad effetto di campo. La caratteristica di pilotaggio in tensione del gate è la

differenza fondamentale rispetto ai bipolari. Il MOSFET di potenza è molto semplice da polarizzare e presenta una caratteristica interna di bilanciamento termico opposta al comportamento di deriva termica tipico dei BJT. I MOSFET non richiedono, dunque, resistenze di ballast, offrendo guadagni superiori a parità di potenza utile e di banda di funzionamento.

Il MOSFET è particolarmente adatto al funzionamento in Classe A oppure AB perché la soglia di polarizzazione del gate va in genere da 3 a 6 V.

L'uso di MOSFET è molto diffuso nel mondo dell'FM e del VHF, poiché essi presentano una dinamica superiore ai BJT e una bassa capacità di trasferimento tra ingresso e uscita (buon isolamento). L'alta impedenza di gate facilita la progettazione di reti di adattamento di impedenza e di circuiti di modulazione e controllo automatico di guadagno.

Normalmente il MOSFET presenta un buon compromesso di guadagno e potenza di uscita fino a 500 MHz; esso è, dunque, una eccellente scelta per finali a larga banda in VHF.

9.2.d *Paragone tra BJT e MOSFET*

Si ripete quanto detto al par. 7.5 per riportare un parere di provenienza industriale. La Tab. 9.1 paragona due chip esistenti sul mercato che offrono approssimativamente uguali prestazioni con la stessa robustezza in termini di VSWR di uscita e di tensione di break-down.

9.3 **Metodi di misura e progettazione di finali di potenza**

Nella progettazione dei circuiti attivi lineari (transistor di bassa potenza, amplificatori a bassa cifra di rumore, circuiti ricevitori di segnali radio-televisivi e a microonde) i transistor vengono considerati dispositivi per piccoli segnali. Gli insiemi (o matrici) di parametri $\{y\}$ (parametri ammettenza) o parametri $\{s\}$ (parametri di scattering) sono, dunque, ampiamente utilizzati e facilitano la progettazione tramite l'impiego di semplici modelli matematici. Questi risolvono problemi di progetto come, per esempio:

- valutazione della stabilità, tramite i fattori di Linvill e di Stern;
- calcolo delle impedenze ottimali complesse coniugate per l'adattamento simultaneo di ingresso ed uscita;
- calcolo del guadagno di trasduzione;

Tab. 9.1

SPECIFICA	MOSFET	BJT
larghezza di banda	20-500 MHz	40-500 MHz
potenza di uscita	40 W @ 500 MHz	100 W @ 500 MHz
guadagno in potenza	11 dB minimo	8 dB minimo
efficienza minima	45 % tipica	55 % tipica
riflessione in uscita	5:1	5:1
impedenza di ingresso	capacitiva	capacitiva
andamento della capacità di uscita	1.5 pF/Watt	1.0 pF/Watt
capacità C_{21} di trasferimento	basso valore	alto valore
figura di rumore @ 50 W	da 4 a 7 dB tipico	da 9 a 12 dB tipico
resistenza termica @ 50 W	1.5 °C/Watt	1.5 °C/Watt
prezzo per Watt	2 dollari U.S.A.	1.25 dollari U.S.A.
tensione di breakdown in uscita	80 V	80 V
polarizzazione	facile	richiede circuiti in più
operazione lineare	eccellente	buona
frequenze spurie in uscita	contenute	contenute
stabilità	buona	buona
robustezza	buona	eccellente
decremento della potenza vicino alla compressione	graduale	repentino
facilità alla modulazione	eccellente	buona
facilità al controllo AGC	eccellente	buona
andamento del guadagno in funzione della temperatura	buono	buono
bilancio termico tra i vari chip interni al dispositivo	eccellente	buono
distorsioni in modo pulsato	piccole	molto grandi
rumore a larga banda	basso	alto

- calcolo di cerchi di stabilità sul diagramma di Smith per la progettazione di amplificatori che utilizzano transistor potenzialmente instabili o per la progettazione di oscillatori;
- calcolo di reti che minimizzano la cifra di rumore di un amplificatore a basso rumore.

Quando, però, il transistor viene utilizzato come un dispositivo per grandi segnali, questi modelli non sono più validi; cioè, i parametri $\{y\}$ ed $\{s\}$ sono inadatti perché ne descrivono il comportamento intorno a punti di polarizzazione (tipicamente Classe A) supposti indipendenti dai segnali di ingresso.

La caratteristica degli amplificatori per grandi segnali è, dunque, quella di poter fornire "grandi" escursioni di tensione o corrente ad un carico predeterminato, sia esso un'antenna di trasmissione oppure un altro stadio finale di molti kW (uno stadio a tubi). La progettazione in alta potenza comporta, dunque, l'analisi di modelli molto diversi da quelli utilizzabili per piccoli segnali, poiché entrano in gioco le non-linearità dei dispositivi attivi, presenti durante le suddette escursioni del segnale d'ingresso.

I costruttori specificano tipicamente le curve di impedenza di ingresso e di uscita per grandi segnali. Questi parametri sono misurati direttamente dal dispositivo punto per punto nella rispettiva banda di frequenze nelle condizioni nominali di funzionamento tramite uno speciale banco di collaudo (v. par. 6.1). Il transistor in queste condizioni viene simultaneamente adattato in ingresso e in uscita ad ogni passo di X MHz di frequenza (X varia a seconda della applicazione: per VHF, X può essere 10 MHz, risultando in sette punti di misura da 170 MHz a 230 MHz; per UHF, è sufficiente 100 MHz di distanza tra una misura e l'altra^(*); per FM, per esempio 5 MHz^(**)) tramite l'impiego di reti sintonizzabili che possono offrire qualsiasi valore di impedenza a entrambe le porte di ingresso ed uscita del transistor. Questi strumenti vengono denominati Triple Stub Tuner e i più sofisticati sono automatici nella sintonia, cioè sono programmati per raggiungere i punti di massimo della potenza di uscita per ogni frequenza tramite motori passo-passo controllati a microprocessore. In quel caso, le curve vengono tracciate automaticamente minimizzando il tempo dell'operatore.

Nonostante queste curve diano informazioni precise, a volte le specifiche o le condizioni di operazione scelte dal progettista non sono esattamente uguali a quelle dichiarate; in tal caso, sarà necessario procedere alla misura delle impedenze ottimali nelle condizioni di progetto.

La progettazione dei circuiti di ingresso ed uscita dal transistor deve avere come scopo finale, dunque, il raggiungimento di specifiche del tipo:

(*) Siccome la banda UHF va da 470 MHz a 860 MHz generalmente le frequenze scelte per la caratterizzazione a larga banda partono da 450 MHz e, a passo di 100 MHz l'una, finiscono a 850 MHz.

(**) 88, 93, 98, 103, 108 MHz.

- guadagno in potenza uguale o vicino al valore nominale (cioè, il valore minimo in dB presentato nel rispettivo datasheet);
- piattezza in banda tipicamente entro tot dB. Dato l'intervallo di frequenze f_L e f_H , la variazione massima in ampiezza tra il guadagno massimo e il minimo non deve superare un certo valore in dB; in questo caso, la banda $(f_H - f_L)$ viene denominata banda passante a tot dB;
- banda passante adatta all'impiego dell'amplificatore (se FM, da 88 a 108 MHz, se trasmettitore televisivo VHF, da 170 a 230 MHz, se trasmettitore UHF, da 470 a 860 MHz, ecc.), sempre contenuta dentro l'intervallo operativo del semiconduttore(*);
- potenza lineare in uscita uguale a quella tipica garantita dal fabbricante; generalmente il valore in Watt di P_{out} presentato nel datasheet corrisponde alla massima potenza di uscita in compressione per un segnale CW di frequenza f ($f_L < f < f_H$) applicato in ingresso nelle condizioni nominali di polarizzazione e di adattamento di impedenza di ingresso e di uscita;
- coefficiente di riflessione in ingresso VSWR uguale al minimo accettabile per le suddette applicazioni. Nelle catene di amplificatori, di solito, è necessario garantire un minimo di adattamento tra l'uscita del driver e l'ingresso dell'amplificatore successivo, per cui il VSWR non deve superare il valore 1.02:1 che corrisponde a un coefficiente di riflessione in ingresso, $\Gamma_{in}^{(**)}$, minore o uguale a -20 dB. Negli amplificatori in Classe A esso va misurato utilizzando un accoppiatore direzionale, un analizzatore di reti e una sorgente di piccoli segnali che spazzoli in frequenza nella banda desiderata;
- coefficiente di riflessione in uscita VSWR uguale al minimo accettabile per garantire il massimo trasferimento di potenza al carico di uscita; normalmente è misurato utilizzando un wattmetro on-line (v. par. 6.1).
- valori di polarizzazione (V_{CE} , I_C per i BJT, V_{DS} e I_D per i MOSFET) dentro gli intervalli massimi permessi dal fabbricante; di solito vi è la possibilità di variare I_C e V_{CE} in

(*) In certi casi è possibile impiegare il transistor in frequenze leggermente al disotto o al disopra del suo intervallo operativo; attenzione deve essere fatta a:

- 1) l'esistenza di reti di pre-adattamento (prematching networks) all'interno del chip che limitano l'utilizzo agli estremi della banda utile;
- 2) l'insorgere di oscillazioni in bassa frequenza, che possono essere dannose per il dispositivo.

(**) Dalla teoria delle linee di trasmissione:

$$VSWR = (1 + |\Gamma_{in}|) / (1 - |\Gamma_{in}|)$$

Siccome $0 \leq |\Gamma_{in}| \leq 1$, allora $1 \leq VSWR \leq \infty$.

modo tale da raggiungere determinate specifiche, senza superare il prodotto $V_{CEmax} I_{Cmax}$ che definisce l'area di operazione sicura (SOA, cfr. par. 1.11.b, Vol. 1);

- contenuto spettrale di armoniche (spurie) sufficientemente basso (soppressione tipica di almeno 40 dB), per tutta la dinamica di potenza in ingresso e stabilità contro oscillazioni nell'intervallo $f_H - f_L$.

Inoltre, vi sono altre specifiche di carattere termico operativo (che saranno discusse nel par. 9.4) come: resistenza termica, dimensionamento del dissipatore, stima della temperatura operativa della giunzione e intervallo di escursione termica cui verrà sottoposto l'amplificatore.

Nei prossimi punti verrà descritto un iter tipico di progettazione.

9.3.a Caratteristiche del modulo due porte

9.3.a.1 Adattamento in ingresso

Il parametro Γ_{in} viene definito nella teoria delle linee di trasmissione come il coefficiente di riflessione (v. par. 1.9.d, Vol. 1). Esso è espresso dalla relazione:

$$\Gamma_{in}(Z_L) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (9.2)$$

dove Z_0 è l'impedenza caratteristica della linea e può essere (come Z_L) complessa, dipendendo quindi da f . Il modulo(*) del vettore Γ_{in} è tanto più vicino a zero quanto più il trasferimento di potenza si avvicina al suo massimo valore (condizione di adattamento).

La misura di Γ_{in} può essere ottenuta utilizzando un accoppiatore direzionale e una misura lineare (per piccoli segnali, v. par. 9.3.a.3) nel caso di amplificatori in Classe A e si esegue con il banco di misura mostrato nella Fig. 9.2. Il livello di riferimento è la riflessione totale, ossia $|\Gamma_{in}| = 1$, che equivale a 0 dB.

(*) La grandezza Γ_{in} risulta dalla divisione di due numeri complessi ed è quindi un vettore con modulo e fase. Se il modulo si avvicina allo zero ($-\infty$ in dB) si può affermare che il circuito è adattato; in casi pratici, un buon adattamento per un carico di laboratorio è -50 dB (per esempio l'adattamento di un carico appartenente a un kit di calibrazione per un analizzatore di rete). Un buon adattamento per un circuito passivo di prova è da -18 a -25 dB, per frequenze che vanno da 100 MHz fino a 1 GHz.

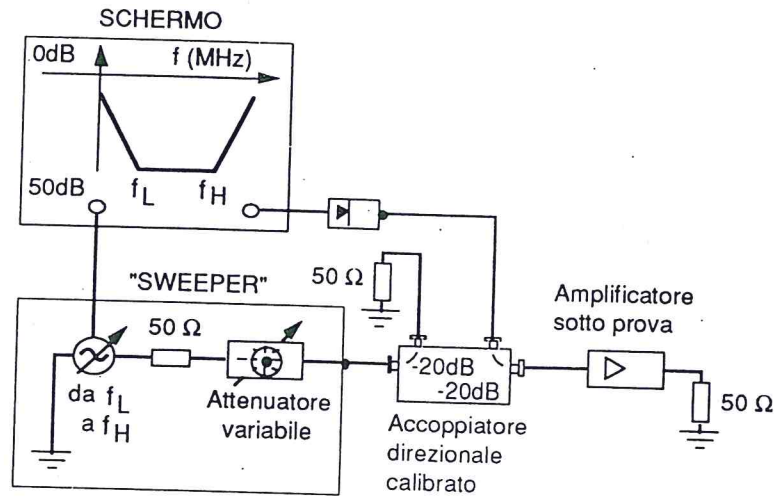


Fig. 9.2

Posizionato sullo schermo il livello della riflessione totale con un carico di laboratorio (adattamento minimo -50 dB) si carica l'uscita del modulo sotto misura. Il diodo usato come rivelatore quadratico (v. par. 1.11, Vol. 1) fornirà un segnale proporzionale alla potenza riflessa.

Per i Classe AB, B e C, siccome soltanto potenze vicine alla potenza nominale innescano l'amplificazione del segnale di ingresso, un banco per misure lineari non sarebbe in grado di misurare le riflessioni. E' necessario, dunque, utilizzare amplificatori driver per portare il segnale di uscita di uno sweeper alla potenza nominale di ingresso. Con l'ausilio di un accoppiatore direzionale e di un wattmetro, si preleva quindi il segnale che viene riflesso dalla rete di ingresso (v. Fig. 9.3) del modulo in prova.

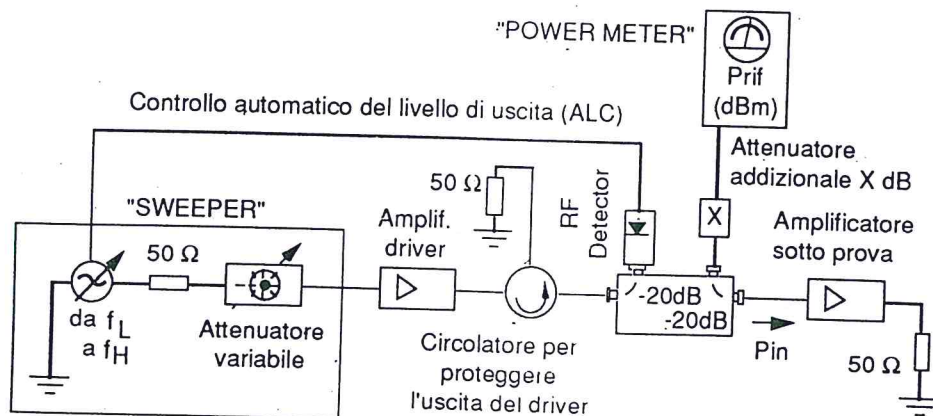


Fig. 9.3

Il coefficiente di riflessione in ingresso vale:

$$|\Gamma_{in}|_{dB} = \frac{P_{rif_{dB}} + X_{dB} + 20 \text{ dB}}{P_{in_{dB}}} \quad (9.3)$$

dove P_{rif} è il valore della potenza riflessa misurato dal power meter in dB, X è l'attenuazione prima del power meter e i 20 dB equivalgono all'attenuazione dell'accoppiatore direzionale utilizzato.

9.3.a.2 Adattamento in uscita e resistenza ottimale di carico

Nei datasheet si trova in genere il valore della capacità totale di uscita del transistor (v. par. 6.1). Questo valore è dato in funzione della frequenza, della potenza e della tensione di alimentazione. La parte reale dell'impedenza di uscita è calcolabile quando si conoscono le condizioni nominali di polarizzazione e la potenza che il transistor deve fornire al carico. Questa resistenza, denominata resistenza ottimale di collettore (o di drain), viene calcolata utilizzando la (6.1).

Per esempio, per il transistor Motorola TPV8100B si ottiene:

$$V_{CC} = 28 \text{ V}$$

$$V_{CEsat} = 0.23 \text{ V}$$

$$P_{out} = 100 \text{ W}$$

$$R_{out} = \frac{(V_{CC} - V_{CEsat})^2}{2 P_{out}} = 3.9 \Omega$$

Prelevando il valore di C_{out} dalla curva della capacità di uscita in funzione della frequenza, il compito del progettista sarà quello di sintetizzare una rete di adattamento che compensi tale capacità parassita e che, allo stesso tempo, trasformi l'impedenza di carico di uscita nel valore ottimale di carico del transistor (v. Fig. 9.4).

In genere, per passare da 50Ω ad un valore così basso di resistenza di uscita, come nell'esempio precedente, si ricorre a trasformatori coassiali a larga banda, denominati BAL-UN (BALanced-UNbalanced) nel caso di adattamento di un carico non bilanciato ad una uscita doppia bilanciata (v. Fig. 9.5, dove il BAL-UN ha rapporto 1:4 essendo $R_1 = 9.4 \Omega$, $f = 665 \text{ MHz}$, $\omega L_1 = 86.8 \Omega$ e $|X_C| = 1/\omega C_1$) o UN-UN, nel caso di adattamento di linee non bilanciate a transistor singoli con riferimento alla massa (v. Fig. 9.4).

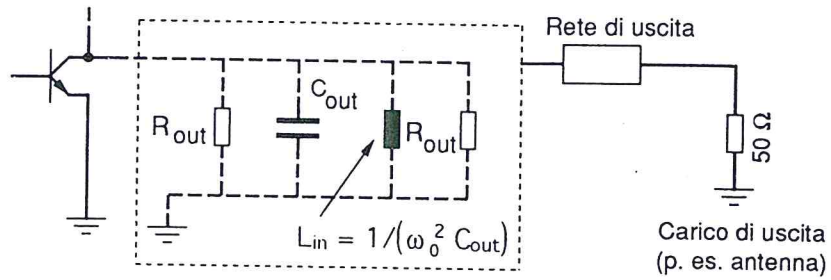


Fig. 9.4

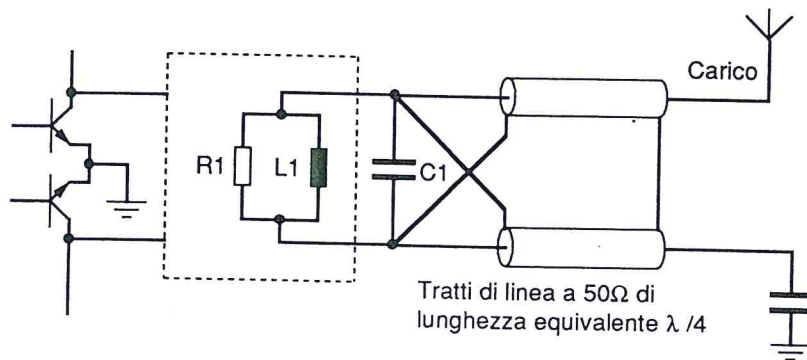


Fig. 9.5

Il metodo più utilizzato per la misura di Γ_{out} è tramite il valore dell'efficienza stimata per non dover misurare potenze a RF troppo elevate. Cioè: ammettendo che l'efficienza da raggiungere sia η , una volta adattato l'ingresso, si misurano:

- con un accoppiatore direzionale in uscita, la potenza P_{outZ} erogata ad un carico ad una frequenza f con $f_L < f < f_H$;
- la tensione di collettore $\overline{V_{CE}}$ (o di drain, $\overline{V_{DS}}$) che vale quasi sempre V_{CC} o V_{DD} ;
- la corrente di collettore $\overline{I_C}$ (o $\overline{I_D}$) in presenza di RF e si calcola:
 $P_{out} = \eta P_{AI} = \eta \overline{V_{CE}} \overline{I_C}$ (potenza totale che l'uscita del transistor deve erogare alla rete di uscita, operando con efficienza pari a η).

Ne consegue che:

$$|\Gamma_{out}|_{dB} = 10 \log \left[\frac{P_{rif}}{\eta P_{AI}} \right] = 10 \log \left[\frac{\eta P_{AI} - P_{outZ}}{\eta P_{AI}} \right] \quad (9.4)$$

Conoscendo la componente reattiva dell'uscita dell'amplificatore, basterebbe inserire in parallelo una reattanza uguale e di segno opposto immediatamente all'uscita del dispositivo, seguita da un trasformatore coassiale, per ottenere il desiderato adattamento di uscita. Tuttavia, la realtà è considerabilmente diversa, per tante ragioni:

- la capacità (oppure l'induttanza) fornita nei manuali presenta una incertezza molto grande per quanto riguarda la sezione di riferimento dove viene misurata (non si deve dimenticare che i terminali del transistor presentano forte carattere induttivo e, dipendendo dalla posizione dell'ammettenza di cancellamento, il risultato finale varierà enormemente);
- la capacità di uscita è, inoltre, funzione della frequenza; ciò rende estremamente complicata la riproduzione di $C(f)$ in un adattamento a larga banda come per esempio in UHF.

Per risolvere il problema dell'incertezza nel valore della capacità non vi è altra soluzione che la misura in laboratorio. Tuttavia, si possono impiegare modelli più sofisticati per i componenti passivi da utilizzare nel cancellamento delle ammettenze di collettore per procedere a una valutazione a priori.

Una prima considerazione riguarda i modelli dei condensatori o delle induttanze da applicare all'uscita del transistor: nel caso dei condensatori ATC tipo B, per esempio, l'induttanza serie ha un valore di 0.5 nH per l'intervallo di capacità che va da decine di pF fino a 1000 pF. Inoltre, si stima che il valore minimo di reattanza distribuita che sorge nel contatto meccanico con il circuito stampato a RF sia intorno a 1.2 nH. Introducendo tutti questi modelli corredati delle rispettive reattanze parassite in programmi di simulazione lineare (per esempio SPICE, EESOF, HP MDS, etc.) gli adattamenti di impedenza ricavati saranno molto più vicini alla realtà. Durante la simulazione si può avere un'idea della criticità di determinati valori di componenti passivi, così come è possibile ottimizzare il risultato nelle frequenze di interesse.

Un esempio di stima di un modello per condensatori ceramici multistrato a montaggio superficiale in UHF (Multilayer Ceramic Chip Capacitor) viene riportato in Fig. 9.6 e si riferisce ad una simulazione a 860 MHz.

Le caratteristiche dell'induttanza serie risultano essere:

$$L = 0.5 \text{ nH}$$

$$Q_L = 50$$

$$Q_L(f) = Q_L = \text{cost}$$

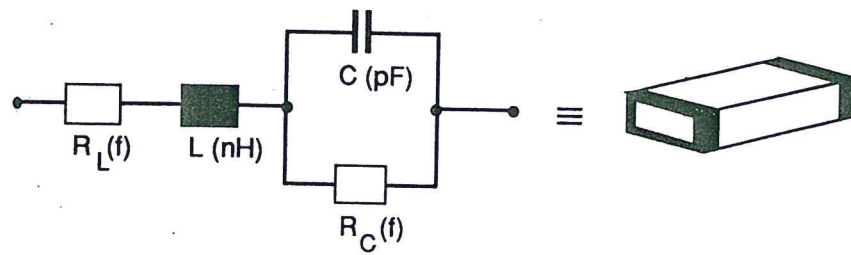


Fig. 9.6

$$R_L(f) = \frac{2 \pi f L}{Q_L}$$

Le caratteristiche della capacità sono, invece:

$$C = 94 \text{ pF}$$

$$Q_C = 70$$

$$Q_C(f) = Q_C \sqrt{\frac{f}{860 \cdot 10^6}}$$

$$R_C(f) = \frac{Q_C(f)}{2 \pi f C}$$

In queste condizioni si può ottenere l'espressione della parte reattiva del componente:

$$X_C(f) = \frac{2 \pi f L - 2 \pi f C R_C^2(f) + (2 \pi f)^3 L C^2 R_C^2(f)}{1 + [2 \pi f C R_C(f)]^2} \quad (9.5)$$

da confrontare con:

$$X_{ideale}(f) = \frac{-1}{2 \pi f C}$$

In Fig. 9.7 è riportato il comportamento di $X_C(f)$ e di $X_{ideale}(f)$. Dopo 730 MHz $X_C(f)$ presenta comportamento induttivo.

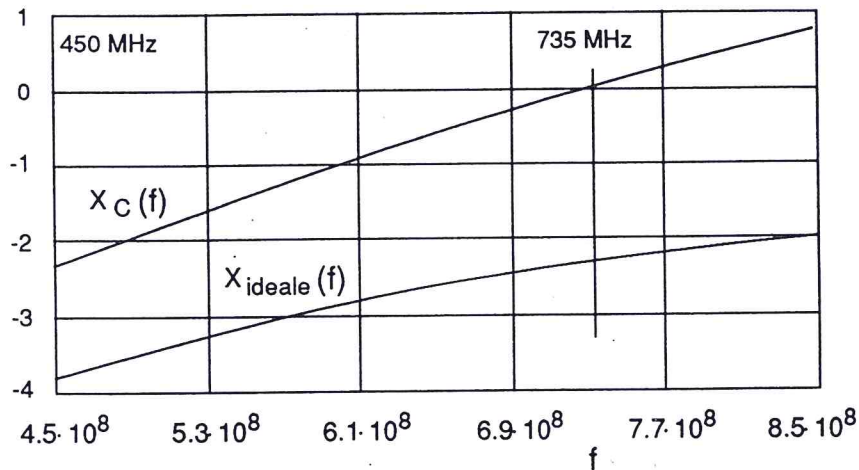


Fig. 9.7

9.3.a.3 Banchi di misura lineari

Il progettista di RF avrà fondamentalmente i seguenti strumenti a disposizione:

ANALIZZATORE DI RETI SCALARE (Scalar Network Analyzer)

Lo schema dell'analizzatore di reti scalare è mostrato in Fig. 9.8. Esso comprende un generatore di piccoli segnali (tipicamente da -40 dBm a +10 dBm, al massimo) che spazzola nei tempi e nei limiti di frequenza desiderati. La rampa di frequenza è sincronizzata con una rampa in tensione che pilota il canale orizzontale di uno schermo.

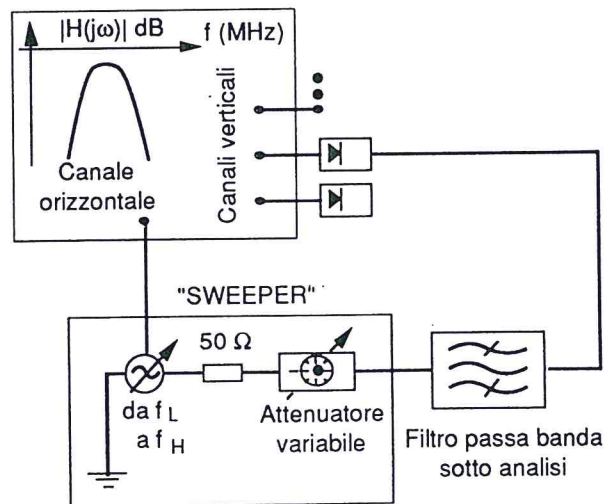


Fig. 9.8

Il canale (o i canali) verticale dello schermo prevede un diodo rivelatore del segnale RF (che lo trasforma in un valore di tensione proporzionale al livello di potenza RF di ingresso). Il segnale rivelato passa per un amplificatore logaritmico all'interno dell'analizzatore che permette di visualizzare in dB il modulo(*) $|H(j\omega)|$ di una funzione di trasferimento.

Durante la misura su circuiti attivi si deve fare attenzione alle seguenti norme di sicurezza (v. Fig. 9.9):

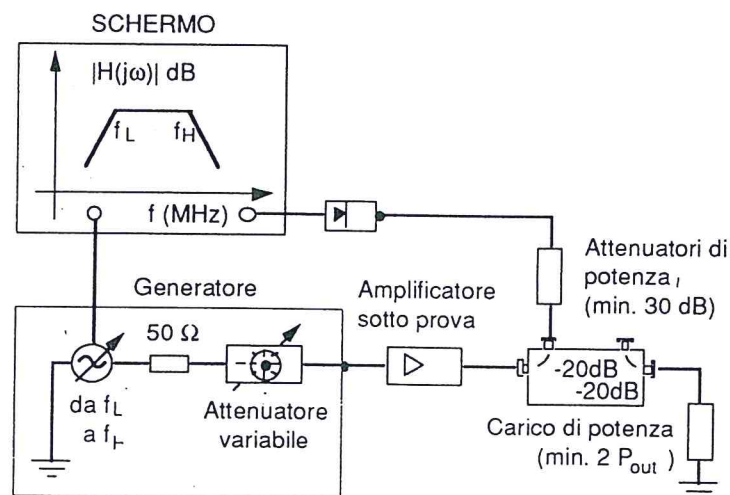


Fig. 9.9

- l'ampiezza del segnale di uscita dall'amplificatore non deve superare il limite di massima potenza di ingresso delle testine dell'analizzatore (in genere 20 dBm)(**);
- amplificatori potenzialmente instabili possono ugualmente generare oscillazioni di uscita dannose alle testine dell'analizzatore. Per misurare funzioni di trasferimento insieme a oscillazioni spurie, l'analizzatore scalare non è il più indicato: in quel caso si ricorre ad un analizzatore di spettro corredato di un generatore interno agganciabile con un PLL (tracking generator), osservando sempre il limite di potenza dell'ingresso a RF.

(*) Da cui viene la denominazione analizzatore scalare: esso misura l'ampiezza (modulo) del segnale rivelato, però non può rivelare niente riguardo la sua fase.

(**) In questi casi si possono utilizzare attenuatori coassiali calibrati all'uscita dell'amplificatore; nel caso di banchi lineari di potenza, al posto degli attenuatori, si utilizzano accoppiatori direzionali (thru-line) con prelievi attenuati di almeno 20 o 30 dB, collegando carichi di potenza all'uscita di essi (v. Fig. 9.9).

ANALIZZATORE DI RETI VETTORIALE

Funziona con gli stessi principi dell'analizzatore scalare, con la differenza che misura contemporaneamente anche le variazioni di fase delle grandezze a RF:

- modulo e fase delle impedenze: $Z = A + jB$;
- modulo e fase della matrice di parametri $\{s\}$: s_{11} , s_{21} , s_{12} e s_{22} ;
- rappresentazione delle impedenze e delle matrici $\{s\}$ nel diagramma di Smith.

E' lo strumento più utilizzato per misurare le impedenze di ingresso ai sintonizzatori (Triple Stub Tuner) avendo calibrato previamente i piani di riferimento con l'ausilio di un kit di connessioni per la calibrazione (v. par. 9.3.b.1).

ANALIZZATORE DI SPETTRO

Uno spectrum analyzer (cfr. par. 6.6, Vol. 4) permette la visualizzazione delle componenti spettrali che compongono un segnale. Comprende un circuito che spazzola tra due estremi di frequenza, amplificatori verticali logaritmici, un filtro di banda (l'approfondimento del funzionamento di questa apparecchiatura sfugge allo scopo di questo capitolo), e, in certi modelli, presenta un'uscita RF per piccoli segnali sincronizzata alla spazzolata in frequenza che lo trasforma in analizzatore di rete (versione con tracking generator). Strumento di prima necessità per la valutazione di prototipi amplificatori, è in grado di monitorare la instabilità degli amplificatori permettendo al progettista di individuare e freddare(*) le frequenze spurie generate internamente. Va utilizzato, dunque, insieme all'analizzatore di reti (v. Fig. 9.10).

9.3.b Metodo sperimentale Load-pull di progettazione

Nei paragrafi precedenti si è visto che la parte più critica della raccolta di dati riguardanti le impedenze è l'incertezza dei punti di prelievo di tali valori (cioè, delle sezioni di riferimento dove le suddette impedenze vengono misurate). Per ovviare a tale inconveniente, è possibile ripetere le misure che le case costruttrici eseguono sui loro dispositivi utilizzando due banchi di collaudo che comprendono i seguenti strumenti:

(*) In gergo tecnico, "l'eliminazione delle oscillazioni spurie tramite l'inserzione di elementi reattivi in un circuito RF".

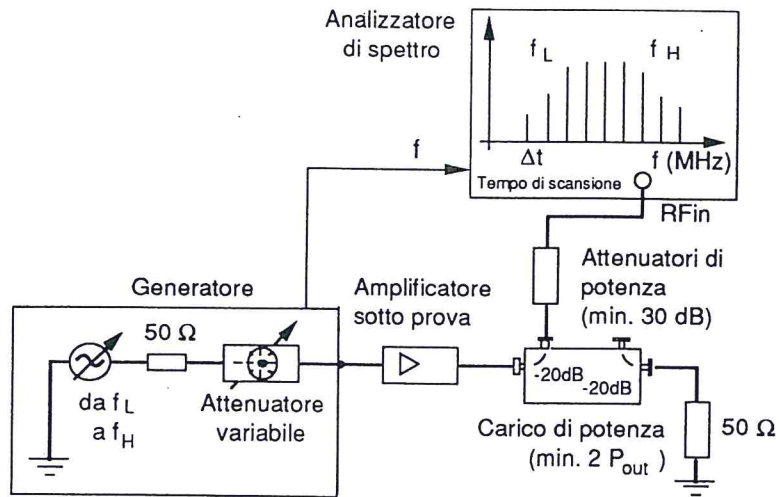


Fig. 9.10

- sorgente di RF, che spazzoli manualmente una portante CW su tutta la banda $f_H - f_L$ di applicazione del transistor;
- amplificatori driver a guadagno costante che portino il segnale RF proveniente dalla sorgente al livello di potenza nominale di ingresso al transistor di prova; è importante un controllo del livello di uscita di questi amplificatori per accertarsi di mantenere costante su tutta la banda la potenza di ingresso al transistor (Fig. 9.11);

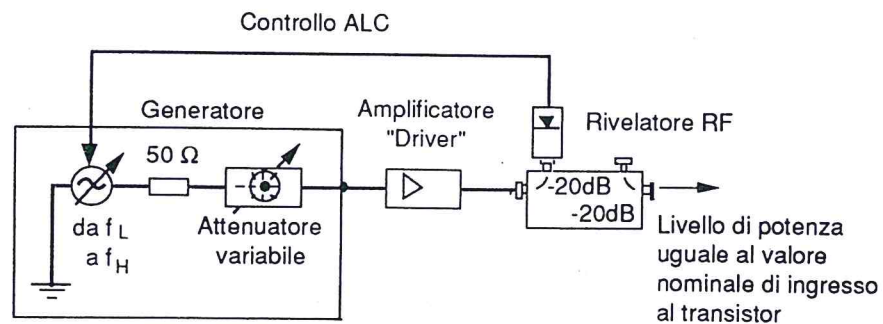


Fig. 9.11

- tre carrier meccanici (Fig. 9.12):
 - a) un carrier B_0 costruito per il transistor di prova con due linee in microstriscia a 50Ω , una per l'ingresso e l'altra per

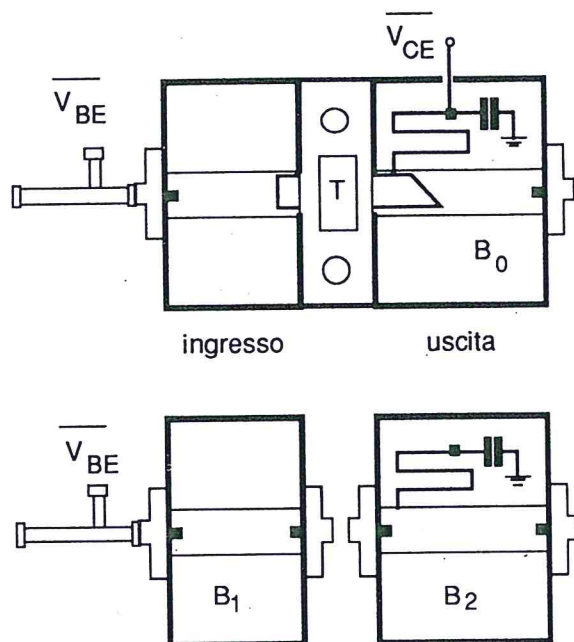


Fig. 9.12

l'uscita. Il carrier deve ovviamente consentire la polarizzazione del transistor: normalmente si utilizzano trasformatori in quarto d'onda(*) per far sì che la polarizzazione non interferisca con la RF e viceversa;

- b) un carrier B_1 con una linea a 50Ω in microstriscia uguale in lunghezza alla linea di ingresso al transistor del primo carrier;
 - c) un carrier B_2 con una linea a 50Ω ugualmente in microstriscia di lunghezza identica alla linea di uscita di B_0 ;
- due sintonizzatori T_1 e T_2 (Triple Stub Tuner) adatti alla banda in uso (essi devono poter riprodurre qualsiasi valore di impedenza, perciò vanno selezionati tra quelli di VHF, UHF, o a microonde, v. Fig. 9.13);

(*) Queste strutture consistono di una linea in microstriscia di lunghezza $\lambda/4$ alla frequenza di centro banda collegata in parallelo al collettore (drain); nell'altro estremo viene collegato un condensatore verso massa che rappresenti un cortocircuito per la RF. In quel punto si collega anche la tensione di alimentazione del collettore (drain). Il cortocircuito, quando trasportato all'uscita del transistor (mezzo giro sul diagramma di Smith dal carico verso il generatore), rappresenta un circuito aperto per la RF.

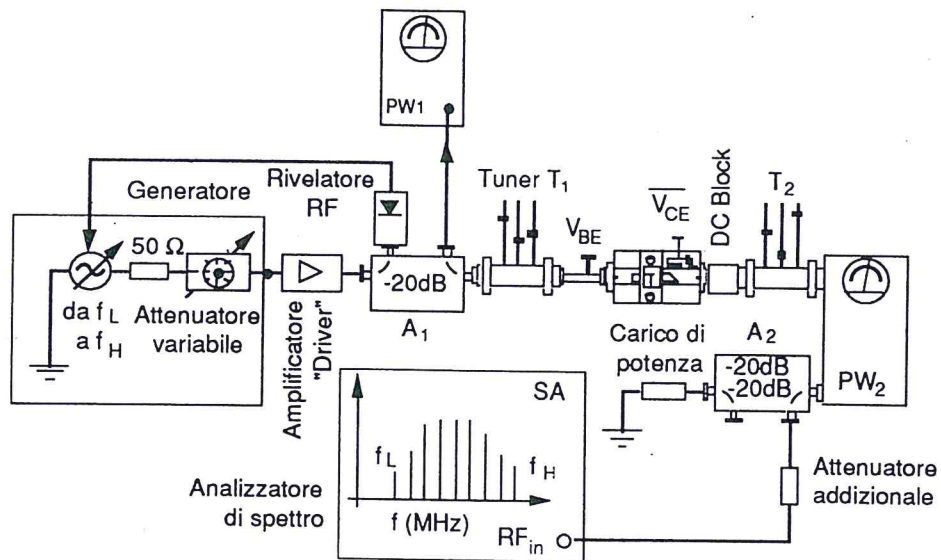


Fig. 9.13

- un accoppiatore direzionale A_1 , da collegarsi tra il driver e l'ingresso del transistor come mostrato nella Fig. 9.13;
- un power meter PW_1 , da collegarsi all'uscita riflessa dell'accoppiatore precedente A_1 ;
- un wattmetro passante PW_2 (thru-line) per monitorare il valore medio della potenza di uscita;
- un accoppiatore direzionale A_2 , da collegarsi tra il wattmetro e il carico di uscita;
- un carico di potenza (per una potenza pari ad almeno due volte il valore massimo della potenza di uscita del transistor) che simuli l'antenna del trasmettitore (oppure gli stadi successivi all'amplificatore di prova);
- un analizzatore di spettro SA da collegarsi all'uscita attenuata dell'accoppiatore direzionale A_2 (Fig. 9.13) che permette all'operatore di monitorare costantemente la frequenza di operazione, la generazione di altre armoniche che possono alterare la lettura del wattmetro o l'innescare di oscillazioni.

Il metodo consiste nel polarizzare il dispositivo nelle condizioni nominali di funzionamento (nel caso di un Classe A, a corrente media costante e controllata da un polarizzatore a loop chiuso; nel caso di un Classe AB, polarizzato a loop aperto con una corrente nominale di riposo); portare la potenza di ingresso progressivamente verso il valore nominale (cominciando da un valore pari a 10 dB sotto il valore nominale e incrementando a

passi di 1 dB) cercando di ottimizzare i sintonizzatori di T_1 per il minimo di $\Gamma_{in}^{(*)}$.

Una volta adattato l'ingresso per una frequenza f , si ottimizza l'uscita tramite T_2 finché la potenza letta in PW_2 passa per un valore massimo. Il metodo è ricorsivo ed è necessario ritoccare l'ingresso finché il guadagno in potenza non corrisponde al valore garantito dal manuale (cioè $PW_2/P_{in} \cong G$ tipico dal datasheet).

Il secondo banco viene utilizzato esclusivamente per misurare le impedenze di ingresso ai triple stub che adesso vengono collegati rispettivamente ai carrier B_1 e B_2 , riportando gli elementi di sintonia alle stesse posizioni riferite ad ogni misura di potenza di uscita per ogni frequenza f . Il banco consiste preferibilmente di un analizzatore di rete vettoriale (Fig. 9.14 e 9.15) con la opzione di stampa di ogni impedenza in un diagramma di Smith.

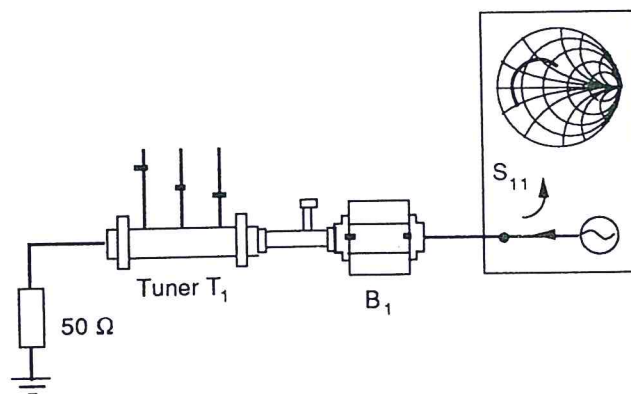


Fig. 9.14

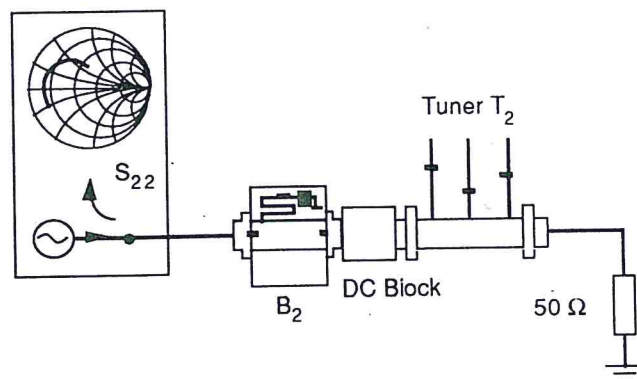


Fig. 9.15

(*) Questo si ottiene monitorizzando quando il valore di PW_1 passa per un minimo per ogni frequenza f ($f_L < f < f_H$).

9.4 Breve introduzione ai calcoli termici di un finale di potenza

L'aspetto termico degli amplificatori ad alta potenza è strettamente collegato all'affidabilità complessiva del progetto dei trasmettitori: si devono considerare specifiche di intervallo di temperatura di esercizio e limiti massimi per la temperatura di giunzione e per la resistenza termica. Minimizzare la resistenza termica complessiva è essenziale per un transistor di alta potenza onde mantenere la temperatura della giunzione al disotto di un valore massimo. Se essa viene mantenuta sufficientemente bassa, è possibile progettare amplificatori ad alta potenza che funzionino per almeno 500000 ore.

Il buon funzionamento e la vita stessa di un apparato elettronico sono spesso strettamente dipendenti dalla temperatura di esercizio. In molti casi la progettazione di un adeguato sistema di raffreddamento ha la stessa importanza del progetto elettronico stesso. Lo studio del comportamento termico va fatto, di solito, in parallelo allo studio delle prestazioni dell'apparecchiatura da progettare, allo scopo di trovare il giusto compromesso tra potenza totale per unità di area e capacità di smaltimento del dissipatore.

Si consideri, ad esempio, una configurazione tipica come quella mostrata in Fig. 9.16 in cui si ha un transistor di potenza che eroga 100 W montato su un dissipatore alettato.

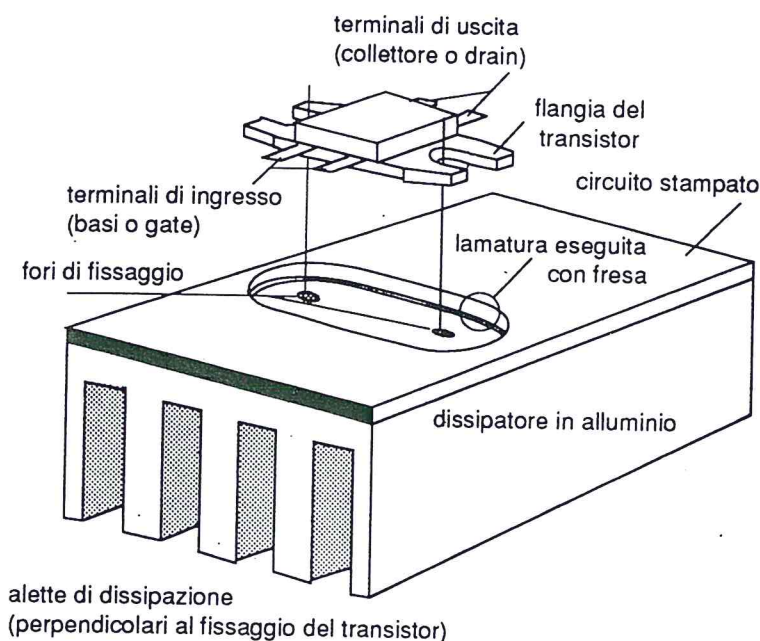


Fig. 9.16

Ipotizzando che il transistor abbia un rendimento del 55%, la potenza totale di collettore viene calcolata come 100 W diviso 0,55, ovvero 182 W. A 182 W di potenza in entrata (cioè, erogata dall'alimentatore) corrisponderanno 100 W di potenza elettrica in uscita e 82 W di potenza termica. Gli 82 W termici prodotti devono essere trasferiti dal transistor al dissipatore alettato e dal dissipatore alettato all'ambiente circostante. La temperatura di ogni componente salirà finché il componente stesso non sarà così caldo da poter trasferire la potenza termica in esso generata all'ambiente. Se il trasferimento non è adeguato, il componente aumenterà di temperatura fino alla sua distruzione.

Uno dei meccanismi di rottura in transistor di RF è la migrazione del metallo (v. par. 1.5.d, Vol. 1), che risulta da elevate densità di corrente ad alte temperature. E' stata sviluppata una relazione che calcola l'MTBF in funzione della temperatura, della densità di corrente e del tipo di materiale, normalmente impiegata dalle case costruttrici per stabilire un limite sicuro per la corrente massima operativa di un determinato transistor ad un valore standard di MTBF (per esempio dieci anni).

Nella Fig. 9.17 è mostrato l'andamento dell'MMMTBF (Metal Migration Mean Time Before Failure) nel caso del transistor Motorola TPV8100B.

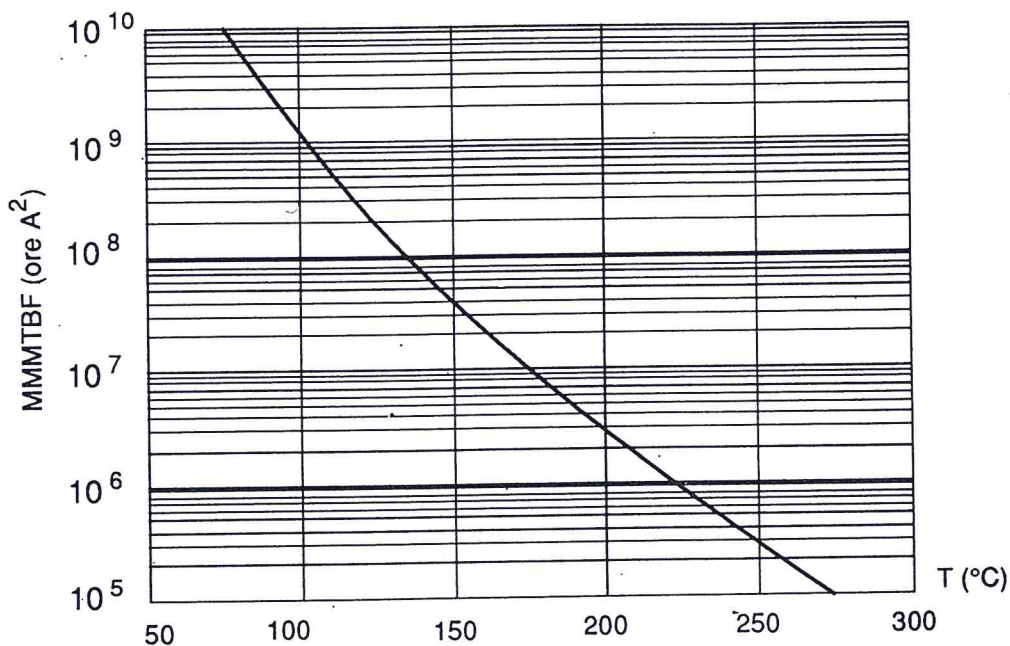


Fig. 9.17

L'MMMTBF è un parametro che indica la vita media di un chip in funzione della temperatura di giunzione. Esso è dato dal prodotto:

$$\text{MMMTBF} = \text{MTBF} \cdot \bar{I}_C^2 \quad (9.6)$$

9.4.a *Temperatura di giunzione e resistenza termica complessiva*

Il punto nel quale si produce la maggior parte della potenza da eliminare è la giunzione di collettore (o di drain). Questo deve essere quindi in contatto termico con il dissipatore, ma isolato elettricamente per non risultare cortocircuitato. Ciò obbliga all'impiego di un materiale isolante e che, allo stesso tempo, presenti una eccellente conduttività termica. Tale materiale, se interposto tra Si e case, deve presentare un coefficiente di espansione termica assai prossimo a quello del silicio e deve anche sopportare temperature superiori a 1000 °C (al momento della costruzione del dispositivo quando si salda il chip contro il case e si attaccano i fili di connessione interna). Inoltre, l'isolamento elettrico deve presentare un valore di capacità talmente piccolo da non alterare le prestazioni elettriche.

A questo fine è stato ampiamente utilizzato l'ossido di berillio (BeO), poiché rientra nelle suddette specifiche ad un costo relativamente basso se paragonato al diamante industriale, il quale, pur presentando le migliori prestazioni termiche ed elettriche, è ancora la soluzione più costosa.

Dal punto di vista dell'affidabilità, la temperatura di giunzione di un dispositivo a stato solido non dovrebbe superare i 200 °C. Vari fattori hanno contribuito a stabilire questo valore come un limite superiore per le temperature dei chip:

- 200 °C è un valore sufficientemente inferiore alla temperatura in cui il silicio diventa intrinseco;
- al disopra dei 200 °C, il fenomeno di elettromigrazione aumenta rapidamente.

Il dato termico più importante fornito dai costruttori di transistor RF è la resistenza termica del contatto chip-case, denominata θ_{jc} (v. par. 1.5.c e 4.8, Vol. 1) che viene utilizzata per stabilire il limite sicuro per T_j :

$$T_j = P_D + \theta_{jc} + T_c$$

dove:

- T_j è la temperatura della giunzione all'interno del transistor (in °C);
- P_D è la potenza totale dissipata all'interno del case (in W);
- θ_{jc} è la resistenza termica giunzione-case (in °C/W);
- T_c è la temperatura misurata sul case del transistor.

Siccome la resistenza termica di tutti i materiali aumenta con l'incremento della temperatura, si può prevedere che il chip stesso e l'isolante di BeO cambino le loro caratteristiche quando il case passa da 25 °C a 75 °C: la resistenza termica θ_{jc} potrebbe aumentare del 25 % rispetto al valore a 25 °C. Ugualmente importante è la resistenza termica tra la flangia del transistor e il dissipatore.

Ognuna delle interfacce e ognuno dei materiali impiegati nella catena del flusso di calore deve essere attentamente studiato per assicurare un adeguato progetto termico. Nella Fig. 9.18 è riportata la rappresentazione degli strati che separano la sorgente di entropia dall'ambiente.

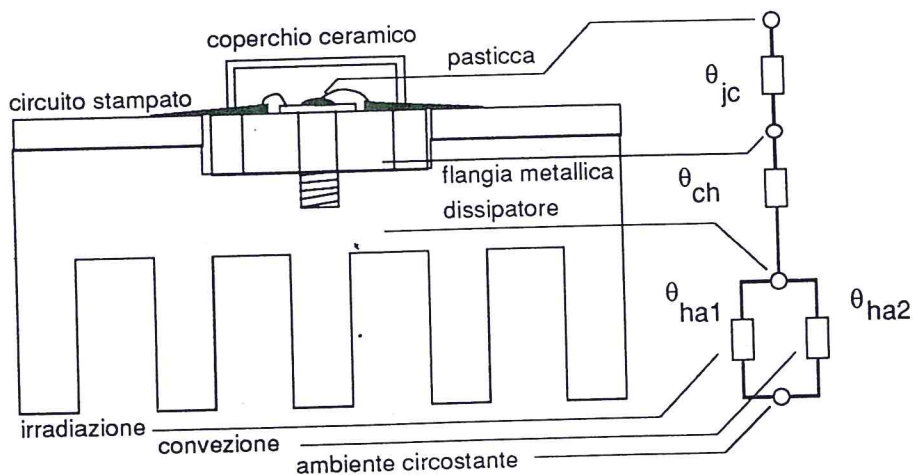


Fig. 9.18

I valori di resistenza termica case-dissipatore (Case-Heat Sink Thermal Resistance, θ_{ch}) variano da dispositivo a dispositivo e possono essere riassunti nella Tab. 9.2.

Tab. 9.2

Tipo di case	Resistenza termica (°C/W)
large gemini	da 0.07 a 0.1
μ500/μ600	da 0.08 a 0.1
case da 1.26 cm	0.1
push-pull standard	0.15
case da 0.965 cm	0.2
small gemini	da 0.2 a 0.3
a vitone da 1.26 cm	0.35
a vitone da 0.965 cm	0.5
a vitone da 0.635 cm	0.9

Il dissipatore è responsabile della dispersione del calore verso l'ambiente circostante tramite l'irradiazione e la convezione. I costruttori di dissipatori forniscono le informazioni riguardanti la loro resistenza termica verso l'ambiente (θ_{ha}) per unità di lunghezza e le curve di θ_{ha} in funzione della velocità dell'aria (nel caso di impiego di aria forzata).

Quando P_D è conosciuta (par. 9.4.d) e si conoscono le resistenze termiche di tutte le interfacce che separano il chip dal dissipatore che si sta progettando, allora, la resistenza termica di questo ultimo può essere calcolata come (v. par. 4.8, Vol. 1):

$$\theta_{ha} \leq \frac{T_{jmax} - T_{amax}}{P_D} - (\theta_{jc} + \theta_{ch}) \quad (9.7)$$

dove:

- θ_{ha} è la resistenza termica dell'interfaccia dissipatore-mezzo dispersivo (per esempio aria, acqua, olio, ecc.);
- T_{jmax} è la temperatura massima ammissibile per la giunzione(*);
- T_{amax} è la massima temperatura di esercizio dell'ambiente circostante;
- P_D è la potenza media dissipata dal transistor;
- $\theta_{jc} + \theta_{ch}$ è la somma delle resistenze termiche giunzione-case (presente nel datasheet del dispositivo) e case-dissipatore (presente nel datasheet del dissipatore).

(*) E' considerata buona pratica di ingegneria limitare la temperatura massima di giunzione a 150 °C; inoltre, molti progetti a norma militare limitano T_j a 125 °C.

Inoltre, è buona norma l'impiego di sostanze che aumentino lo scambio termico (per esempio: Dow Corning 340, nel caso in cui si devono incollare due superfici, grasso al silicone o equivalente) nel contatto tra il case e il dissipatore, onde minimizzare l'effetto della rugosità dei due materiali che, ovviamente, tende ad aumentare la resistenza termica. Inoltre, certi costruttori di transistor di tipo a vitone consigliano anche la forza minima da impiegare nell'avvitamento dei dadi, nel caso in cui si usi una chiave a tubo dinamometrica.

9.4.b Scelta del metodo di raffreddamento

Vi sono fondamentalmente quattro meccanismi di raffreddamento:

- per irradiazione e convezione naturale;
- ad aria forzata;
- a liquido forzato;
- per evaporazione.

Queste quattro tecniche di dissipazione del calore sono messe a confronto nella Fig. 9.19 in termini di efficacia. Nella figura è mostrata la quantità di calore che è possibile trasferire per cm^2 di superficie, quando la superficie del dissipatore è a 100°C e l'ambiente è a 20°C .

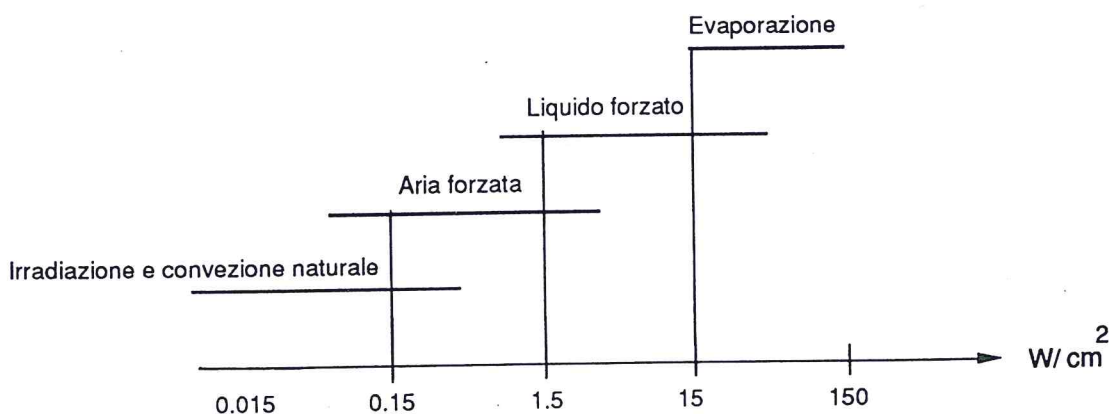


Fig. 9.19

Siccome le due prime tecniche sono ampiamente impiegate nella maggior parte dei trasmettitori di piccola e media potenza, esse verranno spiegate qualitativamente nei prossimi paragrafi.

9.4.b.1 *Irradiazione e convezione naturale*

E' il metodo più semplice di dissipazione del calore. Non viene richiesta nessuna attrezzatura particolare oltre al semplice dissipatore.

Il dissipatore metallico (per esempio quello delle Fig. 9.18) irradia direttamente verso l'ambiente circostante e nello stesso tempo l'aria a contatto col dissipatore si scalda, dando luogo a un fenomeno convettivo. Perciò, amplificatori come quello illustrato in Fig. 9.18 vanno messi con le alette in verticale.

L'importanza relativa dei due fenomeni dipende dalla temperatura, dalla geometria e dall'orientazione del dissipatore. La quantità di calore che può essere dissipata per irradiazione dipende da:

- la temperatura della superficie irraggiante;
- la temperatura ambiente;
- lo stato superficiale del dissipatore (rugosità e colore);
- gli effetti schermanti degli altri dissipatori vicini.

La quantità di calore che può essere dissipata per convezione naturale dipende da:

- la differenza di temperatura fra la superficie e l'aria circostante;
- le dimensioni della superficie;
- l'orientazione della superficie;
- la distanza fra superfici adiacenti;
- la densità dell'aria.

9.4.b.2 *Raffreddamento ad aria forzata*

Nel caso sia necessario incrementare la dissipazione del calore, occorre impiegare il raffreddamento ad aria forzata. Il prezzo che si paga per questo miglioramento è:

- l'aumento della complessità del progetto, dato che richiede l'uso di ventilatori ed anche, in certi casi, di strutture di convogliamento e filtri d'aria;
- la riduzione del rendimento elettrico del sistema, dato che il ventilatore assorbe energia elettrica;
- l'aumento delle vibrazioni e del rumore;
- l'abbassamento dell'affidabilità complessiva del sistema (l'introduzione di altri dispositivi soggetti a guasti, diminuisce l'MTBF totale dell'apparecchiatura).

Visti gli svantaggi cui si va incontro, è ovvio che dove possibile deve essere usato un raffreddamento per irradiazione e

convezione naturale; tuttavia, al di sopra dei 50 W di potenza dissipata, la dimensione delle alette di un dissipatore del genere diverrebbe eccessiva ed allora è necessario ricorrere all'aria forzata.

Il calcolo di un raffreddamento ad aria forzata comporta due difficoltà:

- la scelta del tipo di ventilatore;
- il progetto della geometria del dissipatore.

I suddetti problemi devono essere risolti congiuntamente; infatti, la quantità d'aria che un certo ventilatore può muovere è determinata dal salto di pressione che esso deve vincere. Sia la quantità di calore asportata che il salto di pressione da vincere dipendono dalla geometria del dissipatore. In conseguenza, la scelta del dissipatore e del ventilatore si influenzano e sono possibili teoricamente infinite soluzioni che soddisfano il problema. Compito del progettista è determinare il migliore compromesso fra le due grandezze in gioco.

La descrizione teorica dettagliata dei calcoli che coinvolgono il progetto delle alette di raffreddamento esula dallo scopo di questo capitolo; per ulteriori informazioni, si consiglia di consultare i manuali tecnici di ingegneria nella parte di conduzione del calore.

9.4.c *Calcolo della potenza reale dissipata in funzione del segnale amplificato*

Nell'esempio precedente (finale di potenza di 100 W con rendimento di 55 %), la stima della potenza termica da dissipare, P_D , è stata calcolata semplicemente misurando la potenza di uscita di una portante CW di frequenza f ($f_L < f < f_H$) e la potenza erogata dall'alimentatore. La differenza è da dissipare.

Questo semplice calcolo viene fatto nella maggior parte degli amplificatori di potenza a banda stretta, principalmente negli amplificatori accordati in uscita: è il caso dei Classe C, la cui efficienza di collettore è strettamente collegata al circuito risonante di uscita utilizzato per sopprimere tutte le frequenze diverse dalla fondamentale. Tali amplificatori ad alta efficienza che processano un unico segnale CW sono molto comuni nei seguenti campi di applicazione:

- radiodiffusione FM;
- sorgente di segnali radar;
- finali di potenza per acceleratori di particelle;

- segnali CW di riferimento per la calibrazione di altri amplificatori;
- trasmissione ON-OFF di segnali digitali(*)).

Tuttavia, per un segnale generico, cioè in presenza di una modulazione qualsiasi, non è immediata la misura di P_D . È necessario conoscere il segnale che si desidera amplificare, il suo contenuto energetico e saperlo anche mettere in rapporto alla lettura di un wattmetro (come è stato detto nel par. 9.1, esso misura soltanto il valore medio del segnale, non permettendo la visualizzazione del contenuto energetico di varie portanti trasmesse insieme).

In questo paragrafo verranno trattati i segnali video.

9.4.c.1 Potenza dissipata nella amplificazione di segnali video

Il segnale, che presenta caratteristiche altamente variabili in termini di potenza media trasmessa, è l'insieme di tre portanti che compongono il segnale televisivo. Pur presentando caratteristiche diverse a seconda degli standard televisivi, fondamentalmente esso occupa uno spazio spettrale di circa una decina di MHz (il canale televisivo) in cui vengono trasmesse tre portanti modulate (v. Fig. 9.20).

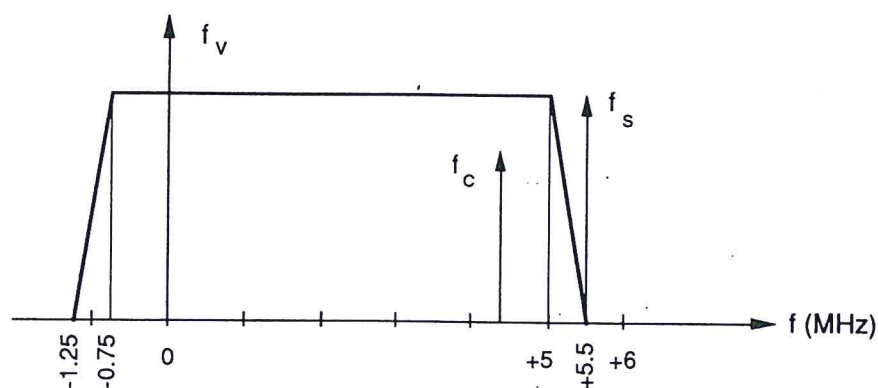


Fig. 9.20

Tutti i sistemi per le trasmissioni televisive adottano la modulazione di ampiezza per il segnale video, mentre, per quanto riguarda il segnale audio, vengono adottate, a seconda dei diversi sistemi, la modulazione di frequenza o quella di ampiezza. Dal punto di vista della larghezza di banda, è ovviamente di preminente

(*) Ovvero, trasmissione degli "1" e degli "0" tramite l'amplificazione della portante f durante un istante Δt_1 e spegnimento dell'amplificatore durante Δt_2 .

importanza il trasmettitore video, in quanto occupa una banda di alcuni MHz contro i 15 kHz dell'audio. E' su di esso, pertanto, che si opera per diminuire l'occupazione di banda a radiofrequenza(*) e per accrescere di conseguenza il numero dei canali disponibili.

Nella Fig. 9.21 è riportata la caratteristica ideale a radiofrequenza del trasmettitore video secondo le norme del sistema PAL, che è quello adottato in Italia per le trasmissioni televisive.

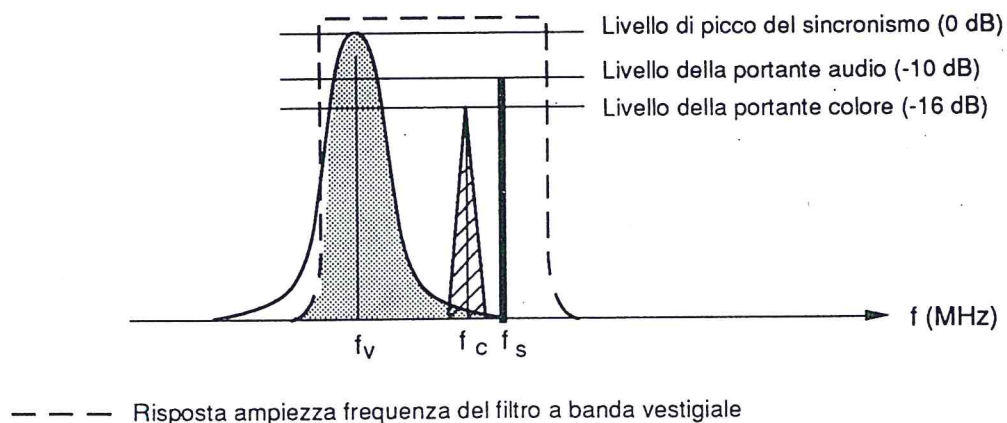


Fig. 9.21

Il segnale televisivo completo è composto da tre portanti modulate; due di esse sono modulate in ampiezza: portante video e portante colore(**) (che va aggiunta alla portante precedente ad una distanza di 4.43 MHz). Ad una distanza di 5.5 MHz dalla portante video e a 1.07 MHz dalla portante colore, vi è la regione dove vengono introdotte le portanti audio (due nel caso del segnale audio stereofonico, o soltanto una nel caso del segnale monofonico). Il caso più semplice è l'audio a portante unica (nella Fig. 9.21 è f_s), la quale viene modulata in frequenza.

Il segnale video, è noto, trasmette informazioni dell'immagine per righe. Tra una riga e l'altra, vi sono dei segnali denominati segnali di sincronismo, che vengono utilizzati da tutti i

(*) Il provvedimento è quello di ricorrere alla trasmissione a banda vestigiale: delle due bande laterali create simmetricamente attorno alla portante dal processo di modulazione di ampiezza, l'una è trasmessa in modo completo e l'altra solo parzialmente, con una larghezza di banda all'incirca 1/5 della prima.

(**) Anch'essa modulata in ampiezza, contiene soltanto informazioni cromatiche, dette "crominanza" del segnale televisivo; d'ora in avanti sarà denominata f_c . Per un'analisi più accurata del segnale televisivo si rimanda ai testi di bibliografia.

circuiti che processano l'immagine per sincronizzare i rispettivi interventi.

L'analisi del colore è un capitolo molto lungo, anche se interessante: la descrizione dei vettori che compongono il colore esula dallo scopo di questo capitolo. In ogni modo, il contenuto energetico della portante colore è molto piccolo (la f_c non modulata viene trasmessa a -16 dB al di sotto di f_v nel sistema PAL B-G italiano) e può essere trascurato per quanto riguarda l'analisi della potenza media dissipata.

Dalla varietà di informazioni visive che possono essere trasmesse per unità di tempo si intuisce che il valore medio della potenza oscillerà tra il valore corrispondente al bianco e quello del nero.

Per arrivare alla potenza media trasmessa è necessaria una rapida introduzione alla polarità della modulazione video. Molti sistemi televisivi, tra cui il sistema PAL, hanno polarità di modulazione negativa. La polarità di modulazione è definita negativa quando ad un incremento di luminosità dell'immagine corrisponde una diminuzione del segnale modulato a radiofrequenza. Nella Fig. 9.22 viene mostrata la forma d'onda di uscita di un modulatore video (a modulazione negativa) e il rispettivo segnale modulante.

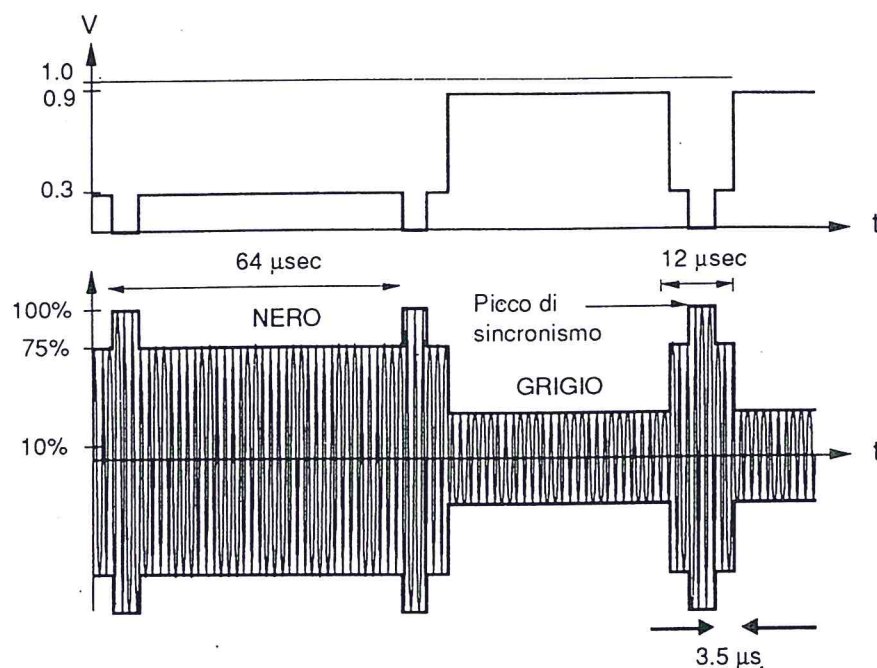


Fig. 9.22

I vantaggi della modulazione negativa sono direttamente collegati alla massima potenza media disponibile. Innanzitutto, la potenza massima di picco viene sollecitata soltanto durante limitati intervalli di tempo corrispondenti alla durata del picco dei sincronismi (vedi riferimento ai livelli di potenza nella Fig. 9.21). Questo rappresenta una migliore utilizzazione dei dispositivi di potenza poiché qualsiasi amplificatore a tubo o a stato solido, a parità di altre prestazioni, può essere impiegato per brevi intervalli di tempo per una più alta potenza di uscita.

Inoltre, la modulazione negativa semplifica tutti i circuiti di controllo automatico di guadagno poiché il livello del picco dell'involuppo di modulazione(*) è costante, indipendentemente da quale sia il segnale modulante, e corrispondente all'impulso di sincronismo di quest'ultimo (v. Fig. 9.22).

Viene di seguito riportato in unità convenzionali il calcolo approssimato della potenza media nel caso di polarità negativa, considerando la sequenza di una riga con contenuto video al livello del nero e di una riga al livello del bianco.

EVENTO	AMPIEZZA (Volt)	POTENZA (data in u(**))
sincronismi	1	1
livello del nero	0.75	0.56 (cioè $[0.75]^2/[1]^2$)
livello del bianco	0.10	0.01

Per ricavare, dunque, il rapporto tra la potenza corrispondente ad un segnale al nero e la potenza riferita al picco dei sincronismi basta introdurre i dati riferiti alla durata dei vari livelli presenti nella riga al nero (Fig. 9.27) e nell'impulso di sincronismo. Per la riga al livello del nero avremo:

$$1 \text{ u} \cdot 5 \text{ } \mu\text{sec} = 5$$

$$0.56 \text{ u} \cdot 59 \text{ } \mu\text{sec} = 33$$

$$\text{totale} = 38$$

(*) Mediante un semplice diodo rivelatore di picco è possibile ottenere una tensione di riferimento che sia un indice diretto della potenza del picco di sincronismo irradiata dal trasmettitore.

(**) In questo caso $1 \text{ u} = [V_{\text{sync}}]^2/75 \text{ } \Omega$, cioè $1 \text{ u} = 1/75$.

Poiché la potenza media riferita al livello del picco di sincronismo vale:

$$1 \text{ u} \cdot 64 \text{ } \mu\text{sec} = 64$$

ne consegue che, nel caso di modulazione negativa, la potenza media al livello del nero corrisponde all'incirca al 60 % della potenza di picco. Nel caso di un segnale al livello del bianco, abbiamo, invece:

$$1.5 \text{ } \mu\text{sec} = 5$$

$$0.56 \cdot (3.5 + 3.5) \text{ } \mu\text{sec} = 3.92$$

$$0.56 \cdot 52 \text{ } \mu\text{sec} = 0.552$$

$$\text{totale} = 9.44$$

Il rapporto tra il livello del bianco e il picco di sincronismo vale $9.44/64 \cong 0.15$ e ciò significa che la potenza media al livello del bianco corrisponde approssimativamente al 15 % della potenza di picco.

Per valutare, allora, la potenza dissipata in funzione di un segnale video generico non è realistico prendere in considerazione il caso peggiore di modulazione, cioè il livello del bianco in cui l'85 % della potenza di picco resta intrappolata nell'amplificatore^(*). Statisticamente si parla di un segnale grigio medio che sarebbe un'ipotetica modulazione che rappresenti la media della luminosità delle trasmissioni televisive in un intervallo di tempo sufficientemente lungo. Un segnale del genere richiede una potenza intermedia tra la massima potenza erogata (cioè il CW) e la minima (bianco) e si può stimare all'incirca al 40 % della potenza di picco. In questa situazione, si può scrivere per un amplificatore televisivo:

$$P_{AI} + P_{in} = P_D + P_{out}$$

dove:

- $\frac{P_{AI}}{V_{CC} I_C}$ è la potenza totale erogata dall'alimentatore (in genere

(*) Per i classe A, non erogare l'85% della potenza di picco significa necessariamente che essi vengono trasformati in calore; ciò non è vero per i classe AB e C, le cui correnti medie di uscita I_C si abbassano in modo corrispondente alla modulazione.

- P_{in} è la potenza introdotta dallo stadio di amplificazione precedente(*);
- P_D è la potenza effettiva da trasferire al dissipatore;
- P_{out} è la potenza media erogata dal finale di potenza.

Per quanto, detto prima sui livelli di luminosità avremo quindi:

$$P_D = \overline{V_{CC}} \overline{I_C} + (P_{inCW} - P_{outCW}) 0.4 \quad (9.8)$$

dove P_{inCW} e P_{outCW} sono le potenze misurate rispettivamente in ingresso e in uscita dell'amplificatore al livello dei sincronismi (e senza la presenza delle portanti audio e croma, che potrebbero alterare la misura).

9.4.d Esempio di calcolo dell'MTBF di un amplificatore

Si ipotizzi l'impiego di un transistor bipolare per l'amplificatore di un trasmettitore video che funziona in Classe AB. I dati nominali valgano, per esempio:

$$P_{outCW} = 100 \text{ W}$$

$$\text{Guadagno in condizioni ottimali di adattamento} = 9 \text{ dB}$$

$$V_{CC} = V_{CE} = 28 \text{ V}$$

$$\eta = 55 \%$$

$$\theta_{jc} = 0.8 \text{ } ^\circ \text{C/W @ } T_c = 25 \text{ } ^\circ \text{C}$$

$$T_c \text{ massima consigliata [@ } T_a = 25 \text{ } ^\circ \text{C}] = 70 \text{ } ^\circ \text{C}$$

I calcoli seguenti verranno divisi in due blocchi:

- calcolo dell'MTBF dell'amplificatore basato sulle specifiche massime di temperatura di esercizio;
- calcolo del dissipatore adeguato al funzionamento dell'amplificatore soggetto alle suddette condizioni di escursione termica e che permetta il raggiungimento dell'MTBF preventivato.

(*) Precedentemente non veniva aggiunto il valore della potenza di ingresso per il calcolo del rendimento, poiché essa era insignificante. In realtà è insignificante per stadi di potenza di guadagno uguale o superiori a 10 dB. Tuttavia, la maggior parte dei finali di alta potenza sono amplificatori ad alta efficienza (classe AB o classe C) con guadagni, di solito, inferiori a 10 dB. In questi casi, il segnale P_{in} è rilevante e va sommato alla potenza totale.

9.4.d.1 Stima dell'MTBF sotto determinate condizioni di escursione termica

La maggior parte delle apparecchiature di tele-radiodiffusione devono sottostare a temperature ambiente variabili con le stagioni (soprattutto per trasmettitori piazzati in postazioni geografiche di grande escursione termica). In genere, queste apparecchiature sono progettate per resistere a cicli di temperatura ambiente che vanno da $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $+45\text{ }^{\circ}\text{C}$ in condizioni nominali di funzionamento.

Queste prove termiche sono eseguite in apposite camere climatiche e servono per valutare le prestazioni dell'apparecchiatura durante variazioni rapide della temperatura esterna (i cicli completi sono, in genere, svolti nel giro di poche ore).

L'MTBF di un amplificatore è direttamente proporzionale all'MTBF del dispositivo impiegato; l'MTBF del sistema subisce, inoltre, una riduzione quando si aggiungono le altre apparecchiature essenziali al funzionamento del transistor (per esempio: ventole, polarizzatori, alimentatori, circuiti di telecomando a relè magnetici o magnetotermici, ecc.) le quali presentano un MTBF, ovviamente, diverso da infinito.

Inizialmente verrà calcolato l'MTBF del transistor per il quale è necessario conoscere la curva MTBF (T_j) del dispositivo che in genere viene fornita dalle case costruttrici sotto richiesta. Supponiamo che si abbia a disposizione la curva della Fig. 9.17.

Siccome l'amplificatore funziona in Classe AB, si trascura la corrente di polarizzazione (in genere dell'ordine di centinaia di mA) e si calcola I_{AI}^{\max} @ [$P_{outCW} = 100\text{ W}$]:

$$I_{AI}^{\max} = \frac{P_{tot}}{V_{CE}} = \frac{P_{outCW}}{\eta V_{CE}} = \frac{100}{0.55 \cdot 28} \cong 6.5\text{ A}$$

Questo risultato è importante per il dimensionamento dell'alimentatore poiché l'amplificatore a stato solido deve essere in grado di funzionare in CW.

Dal guadagno nominale si ricava P_{inCW} che vale:

$$9\text{ dB} = 10 \log (100 / P_{inCW})$$

dunque:

$$P_{inCW} \cong 13\text{ W}$$

La potenza dissipata media è funzione della corrente media $\overline{I_C}$ che viene calcolata come:

$$\overline{I_C} = \frac{\overline{P_{out}}}{\eta V_{CE}} = \frac{0.4 P_{outCW}}{0.55 \cdot 28} = \frac{40}{15.4} \cong 2.6 \text{ A}$$

Questo risultato aiuterà a trovare il valore dell'MMMTBF che è legata al quadrato della corrente $\overline{I_C}$.

Allora, la potenza dissipata media, secondo la (9.8), vale:

$$P_D = \overline{V_{CE}} \overline{I_C} + (P_{incW} - P_{outCW}) 0.4 = 28 \cdot 2.6 + (13 - 100) \cdot 0.4 = 38 \text{ W}$$

Dalla formula per la temperatura di giunzione T_j in funzione di θ_{jc} , si ottiene:

$$\begin{aligned} T_j @ (T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}) &= P_D [\theta_{jc} @ (T_j = 70 \text{ }^\circ\text{C})] + T_c = \\ &= P_D [\theta_{jc} @ (T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}) \cdot 1.25] + T_c = \\ &= P_D [0.8 + 0.2] + T_c = 38 \cdot 1 + 70 = 108 \text{ }^\circ\text{C} \end{aligned}$$

e dal grafico di Fig. 9.20 si ricava il valore:

$$\text{MMMTBF} (108 \text{ }^\circ\text{C}) = 7.06 \cdot 10^8 \text{ ore} \cdot \text{A}^2$$

che in MTBF corrisponde a un valore approssimato di 11922 anni.

Tuttavia, non è realistico supporre una media annuale di 25 °C per la temperatura ambiente. Per correttezza si dovrebbe considerare la media annuale per ogni caratteristica climatica al fine di eseguire un calcolo preciso.

Siccome gli armadi che ospitano questi finali di potenza sono corredati di sistemi di ventilazione, si potrebbe affermare che la temperatura media dell'aria all'ingresso del nostro dissipatore sia la stessa della media stagionale. Dunque, si ipotizza che la temperatura esterna media sia di 35 °C e che sia uguale alla temperatura dell'aria di ingresso al dissipatore alettato che si sta per progettare.

Allora, la T_c passa da 70 °C a 80 °C poiché la temperatura ambiente è passata da 25 °C a 35 °C; il calcolo di T_j , dunque, risulta in:

$$T_j @ (T_a = 35 \text{ }^\circ\text{C}) = P_D [\theta_{jc} @ (T_j = 80 \text{ }^\circ\text{C})] + T_c = 38 \cdot 1 + 80 = 118 \text{ }^\circ\text{C}$$

In questo caso, l'MTBF vale:

$$\text{MTBF (anni)} = \frac{\text{MMMTBF (118 } ^\circ\text{C)}}{\overline{I_C}^2 \cdot 8760 \text{ ore}} = \frac{3.343 \cdot 10^8}{59217} \cong 5645 \text{ anni}$$

Rifacendo i calcoli per un segnale CW (applicazione radar, per esempio), le previsioni sono meno favorevoli:

$$P_D = (\overline{I_C} V_{CC}) + (P_{inCW} - P_{outCW}) = 6.5 \cdot 28 + (13 - 100) = 95 \text{ W}$$

$$T_j @ (T_a = 25 \text{ } ^\circ\text{C}) = 95 \cdot 1 + 70 = 165 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\text{MTBF @ } (T_a = 25 \text{ } ^\circ\text{C}) = \frac{1.573 \cdot 10^7}{(6.5)^2 \cdot 8760 \text{ ore}} = 42.5 \text{ anni}$$

E, infine, considerando una media stagionale di 35 °C, abbiamo:

$$T_j @ (T_a = 35 \text{ } ^\circ\text{C}) = 175 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$\text{MTBF @ } (T_a = 35 \text{ } ^\circ\text{C}) \cong 24 \text{ anni}$$

La ragione del notevole decremento nell'MTBF è l'aumento della potenza media globale quando si passa da un segnale modulato tipo grigio medio ad un segnale CW.

9.4.d.2 *Calcolo del dissipatore*

Una volta preventivato l'MTBF dell'amplificatore soggetto alle suddette condizioni termiche, si cercherà di scegliere il dissipatore che meglio si adegui al regime termico dell'apparecchiatura. Si è visto che, per potenze superiori ai 50 W, in genere si opta per il raffreddamento ad aria forzata. In questo caso, avendo a disposizione le curve di un costruttore di profilati, si può facilmente arrivare alla soluzione di compromesso tra prestazioni e dimensioni.

Dalla relazione (9.7) per l'amplificatore che funziona in CW, avremo:

$$\begin{aligned} \theta_{ha} &\leq \frac{T_{jmax} - T_{amax}}{P_D} - [\theta_{jc} @ (T_j = 70 \text{ } ^\circ\text{C}) + \theta_{ch}] = \\ &= \frac{200 - 35}{95} - (1 + 0.2) = 0.54 \text{ } ^\circ\text{C/W} \end{aligned}$$

Avendo calcolato la resistenza termica, si passa alla scelta del dissipatore. Consultando un catalogo di profilati metallici in

alluminio(*) e in base allo spazio disponibile per l'impianto del modulo amplificatore, si possono trovare le lunghezze del profilo in funzione del valore di progetto della resistenza termica (il costruttore fornisce le curve di andamento della resistenza termica in funzione della lunghezza del dissipatore).

Prendendo come esempio la curva del profilato AL115, per un valore di $0.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ ad una potenza dissipata di 100 W (curva intermedia tra 50 e 150 W), la lunghezza del profilato adatta alla dissipazione di tipo convezione/irradiazione, è 120 mm . Nel caso in cui vi fosse la necessità di utilizzare l'aria forzata con lo stesso profilato (ovviamente convogliando il flusso d'aria lungo le alette), si usano le curve di resistenza termica in funzione della velocità dell'aria in m/s . Per esempio, per lo stesso profilato, θ_{ha} scende da $0.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ in regime statico fino a $0.23 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ per una velocità di 0.3 m/s . Supponendo che la sezione del canale di ventilazione sia di 1.31 dm^2 , si ottiene:

portata d'aria = sezione · velocità = $1.31 \cdot 3 \cong 4 \text{ dm}^3/\text{s} = 4 \text{ l/s}$
che permette di scegliere il ventilatore.

L'abbassamento della resistenza termica del dissipatore può essere sfruttato in due direzioni:

- per prolungare l'MTBF dell'amplificatore stesso (poiché l'abbassamento dell'MTBF del sistema dovuto all'introduzione di una ventola è senza dubbio minore se paragonato all'incremento del tempo di vita del transistor quando viene abbassata la resistenza termica complessiva);
- a parità di MTBF, per introdurre un carrier di rame tra il transistor e il dissipatore in alluminio per migliorare la diffusione del calore. La resistenza termica rappresentata dal carrier in rame non deve essere superiore alla differenza $0.54 - 0.23 = 0.31 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

(*) Salvo casi particolari dove il rame viene adottato come materiale per la costruzione del dissipatore, normalmente viene scelto un profilato in (lega di) alluminio. Il rame presenta eccellente omogeneità nella diffusione del calore, alto costo e un netto aumento di peso per l'apparecchiatura quando paragonato al peso dell'alluminio. Il rame può venire utilizzato nella costruzione di moduli amplificatori a due transistor: tali moduli vengono applicati a dissipatori alettati in alluminio poiché il rame permette la diffusione omogenea del calore sulla superficie di contatto. La diffusione sarebbe molto più disuniforme nel caso dell'applicazione diretta del transistor sulla superficie dell'alluminio (v. Fig. 9.16).

9.4.e Stima dell'MTBF di un insieme di moduli combinati in parallelo

Nella combinazione di vari finali a stato solido in parallelo che abbiano come risultato potenze dell'ordine di 1 kW o più, è molto importante la valutazione dell'MTBF di un sistema a N amplificatori (ciascuno con un MTBF, a priori, uguale a X anni) onde convalidare la scelta di un determinato dispositivo fra quelli a disposizione sul mercato (v. Fig. 9.23).

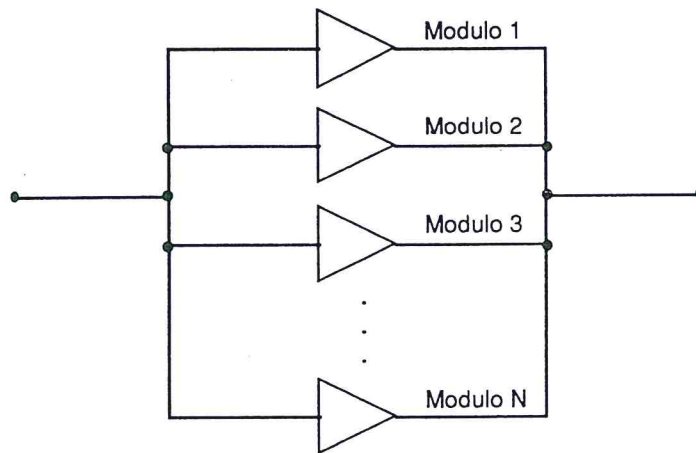


Fig. 9.23

Per illustrare un metodo di calcolo dell'affidabilità nel caso di stadi amplificatori posti in parallelo, premettiamo alcune definizioni.

Sia $f(t)$ la funzione densità di guasto (Failure Density Function = FDF), tale che $[f(t) dt]$ rappresenti la frazione di componenti di una popolazione che ha tempo di vita compreso tra t e $t+dt$. Sarà quindi:

$$Q(t) = \int_0^t f(t) dt \quad (9.8)$$

la frazione di componenti che avranno subito guasto tra 0 e t . Per evidenti ragioni:

$$R(t) = \int_t^{\infty} f(t) dt \quad (9.9)$$

sarà la frazione di componenti che ha tempo di vita maggiore di t , e dovrà ovviamente essere:

$$Q(t) + R(t) = 1 \quad (9.10)$$

Si definisca ora la funzione $\lambda(t)$, tale che $[\lambda(t) dt]$ rappresenti il numero di componenti che hanno tempo di vita compreso tra t e $t+dt$, rapportato, invece che al totale, alla frazione di componenti con tempo di vita maggiore di t , ossia:

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = \frac{f(t)}{1 - Q(t)} = \frac{dQ/dt}{1 - Q(t)} \quad (9.11)$$

che è una grandezza misurabile. Detta:

$$H(t) = \int_0^t \lambda(t) dt \quad (9.12)$$

avremo:

$$H(t) = \ln \frac{1}{1 - Q(t)} = \ln \frac{1}{R(t)} = - \ln R(t) \quad (9.13)$$

dalla quale deriva:

$$R(t) = e^{-H(t)} = e^{-\int_0^t \lambda(t) dt} \quad (9.14)$$

che lega $R(t)$ ad un qualcosa di misurabile.

Nel par. 1.5.d del Vol. 1 si è definito l'MTBF. In questa sede è più appropriato utilizzare il concetto di tempo medio per il primo guasto (Mean Time to First Failure = MTFF), poiché il componente di potenza non è riparabile. Per definizione di valore atteso (v. par. 5.3, Vol. 4), avremo:

$$MTFF = E [\text{tempo di vita}] = \int_0^{\infty} t f(t) dt =$$

$$= - \int_0^{\infty} t \frac{dR(t)}{dt} dt = - \int_0^{\infty} t dR(t) \quad (9.15)$$

Integrando per parti si ottiene:

$$\text{MTFF} = \left[- t R(t) \right]_0^{\infty} + \int_0^{\infty} R(t) dt = \int_0^{\infty} R(t) dt \quad (9.16)$$

poiché si può dimostrare che $R(t)$ tende a zero più velocemente di quanto t tenda ad infinito.

Rimane ora da dare un modello di $\lambda(t)$. Il caso più frequente è quello nel quale la funzione segue l'andamento caratteristico detto a vasca da bagno (bath tub) mostrato in Fig. 9.24, nel quale ad un primo tratto ad alta mortalità (detto di mortalità infantile) dovuto alla rottura di componenti con difetti di costruzione, segue un tratto a $\lambda = \text{cost}$ ed un altro con λ crescente a causa di fenomeni di deperimento per fatica.

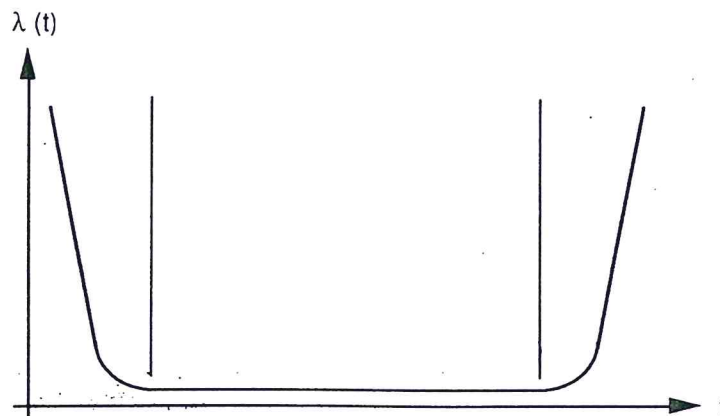


Fig. 9.24

Supponendo di avere scartato in produzione tutti gli individui del campione collassati per mortalità infantile, si ottiene, nel tratto centrale:

$$R(t) = e^{-\lambda t}$$

$$MTFF = \int_0^{\infty} e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda} \quad (9.17)$$

che, per $\lambda \rightarrow 0$, come deve essere durante il funzionamento garantito dell'apparato, porta a conclusioni evidenti.

Da un certo momento, λ comincia a crescere con legge che, per esempio, può essere approssimata a lineare, cioè $\lambda = \alpha t$. Si ha:

$$R(t) = e^{-\alpha t^2/2}$$

$$MTFF = \int_0^{\infty} e^{-\alpha t^2/2} dt \quad (9.18)$$

cioè l'integrale di mezza curva di Gauss che fornisce, quindi:

$$MTFF = \sqrt{\frac{\pi}{2\alpha}} \quad (9.18')$$

Per N stadi amplificatori in parallelo, applicando il postulato della probabilità totale, avremo:

$$R_{TOT}(t) = [R(t)]^N = e^{-N\alpha t^2/2}$$

e:

$$MTFF_{TOT} = \frac{MTFF}{\sqrt{N}} \quad (9.19)$$

maggiore di quanto si sarebbe ottenuto con una semplice divisione per N , che poteva sembrare intuitivamente il procedimento più giusto.

Esempio 9.1 Si impieghino quattro transistor da 100 W per raggiungere una potenza di uscita intorno a 300 W(*) in CW. Utilizzando il risultato ottenuto al punto 9.4.d.1, si avrà:

$$MTBF \text{ di } 4 \text{ transistor da } 100 \text{ W} = \frac{24 \text{ anni}}{4^{1/2}} \cong 12 \text{ anni}$$

(@ $T_{amb} = 35^\circ\text{C}$, CW)

(*) La potenza disponibile all'uscita di una combinazione di transistor in parallelo, di solito, non è uguale alla somma delle potenze individuali: ciò è dovuto alle perdite di ricombinazione in uscita che variano da 0.25 a 0.8 dB a seconda della tecnica di combinazione utilizzata.

contro i 6 anni che si otterrebbero dividendo semplicemente per N.

Quindi, l'aspettativa in termini di MTBF globale di un cliente che acquista, ad esempio, un sistema di 100 kW utilizzando 100 transistor ognuno di loro con un MTBF di 100 anni, non sarà sicuramente di 1 anno (100 anni/100 dispositivi) bensì di 10 anni (100 anni/100^{1/2} dispositivi).

9.5 Esempio di progettazione di un amplificatore nella banda FM

Il segnale FM, per quanto riguarda la potenza dissipata, può essere a tutti gli effetti considerato un segnale CW.

Partendo da questa ipotesi, si progetterà un finale di potenza con le seguenti caratteristiche:

Banda di operazione: da 87.5 MHz a 108 MHz ($f_0 = 97.75$ MHz).

Classe di operazione: AB.

Potenza nominale di uscita CW: 100 W.

Dispositivo da impiegare: TMOS - MRF 174 Motorola:

- $G = 14$ dB, ($P_{in} = 4$ W)
- $V_{DD} = 28$ V.
- $I_D = 100$ mA in assenza di segnale
- η minimo = 55 %.

Substrato impiegato per lo stampato: vetronite tipo FR4

- spessore = 1.6 mm
- costante dielettrica media $\epsilon_r = 4.8$.

Considerando una P_{out} saturata pari a quella massima che il dispositivo può erogare (125 W), dalle caratteristiche del dispositivo si ricavano le informazioni relative alle impedenze di ingresso ed uscita per grandi segnali alla frequenza centrale $f_0 = 98$ MHz. Si ottiene il modello equivalente mostrato in Fig. 9.25.

9.5.a Adattamento in ingresso

In accordo con quanto detto al par. 4.8, poiché è assente il termine di reazione interna, è indifferente l'ordine in cui viene eseguito l'adattamento di impedenza.

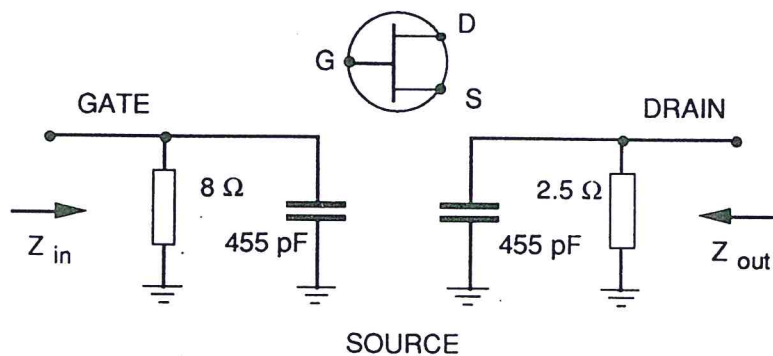


Fig. 9.25

Cominciando, dunque, dall'adattamento di ingresso, si ha che la rete di ingresso al FET dovrebbe compensare la capacità di ingresso, oltre a limitare la banda di frequenze intorno al valore di centro banda. Al fine di compensare la capacità d'ingresso, essa verrà incorporata in una rete a π che risuoni a 97.75 MHz. Il Q di questa rete sarà approssimativamente uguale al Q di ingresso al transistor (v. par. 3.1, Tab. 3.1), cioè:

$$Q_{in} = \frac{R_p}{X_p} = \frac{8}{3.57} \cong 2.24$$

Ciò rappresenta una $BW \cong 43$ MHz.

Supponendo di voler semplicemente compensare la capacità di ingresso e utilizzando le relazioni (3.42), (3.43) e (3.44), si ottiene:

$$R_1 = R_L = 8 \Omega$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} = R_L \sqrt{\frac{R_1/R_L}{(Q_{in}^2 + 1) - R_1/R_L}} = 3.571 \Omega$$

$$\omega_0 L_1 = \frac{Q_{in} R_1 + R_1 R_L / X_C}{Q_{in}^2 + 1} = 5.956 \Omega$$

$$L_1 = \frac{5.956}{2 \pi \cdot 97.75 \cdot 10^6} = 9.699 \cdot 10^{-9} \text{ H}$$

Si ottiene la rete di Fig. 9.26.

Per risalire al valore fisico della capacità, si impiega lo stesso ragionamento che è stato illustrato nel par. 9.3.

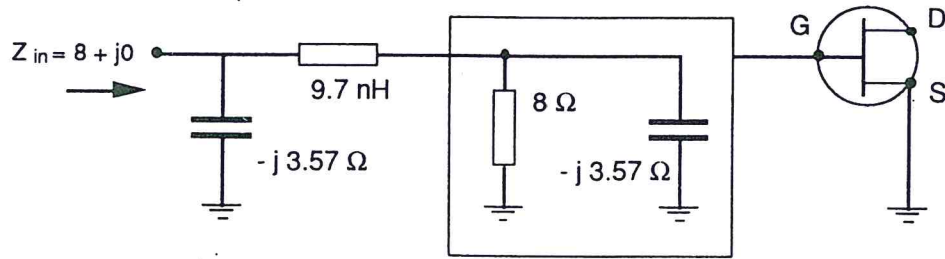


Fig. 9.26

Utilizzando una capacità del tipo ATC, si sa che l'induttanza serie dei condensatori tipo ATC 100 B vale all'incirca 0.5 nH per valori minori di 1000 pF. Siccome il condensatore va messo tra la linea di ingresso e la massa a RF, occorre stabilire il valore di induttanza equivalente al percorso RF dalla metallizzazione del condensatore fino alla massa del circuito stampato. Da risultati ottenuti sperimentalmente, si sa che, utilizzando fori metallizzati di diametro maggiore di 1 mm come riporto di massa sulla vetronite FR4 di spessore 1.6 mm, il valore di induttanza aggiunta è dell'ordine di 1.2 nH (v. Fig. 9.27).

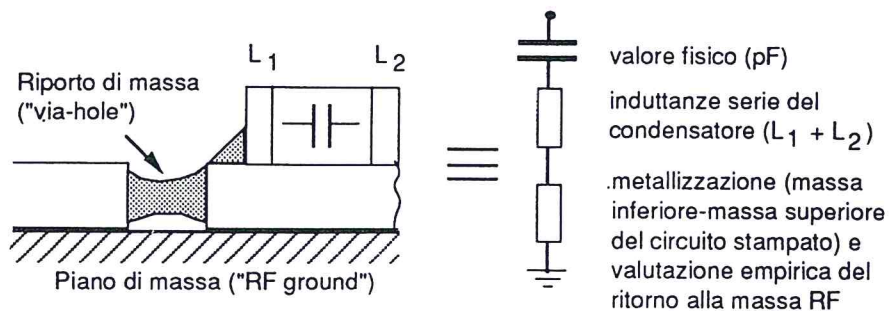


Fig. 9.27

Il valore di $-j 3.57 \Omega$ è dunque il risultato della somma di $X_C(\text{ATC})$ e $X_{L \text{ met}} + X_{L \text{ massa}}$, ovvero:

$$- 3.57 = X_{C1 \text{ eff}} + 2 \pi f_0 (1.2 + 0.5) \cdot 10^{-9}$$

$$X_{C1 \text{ eff}} = - 4.613 \Omega$$

Il valore fisico dell'ATC vale, dunque:

$$C_{1\text{eff}} = \frac{1}{2 \pi f_0 \cdot 4.61} \cong 353 \text{ pF}$$

Per la realizzazione dell'induttanza serie di 9.7 nH, la migliore opzione è la sintesi a microstriscia, sia per la criticità del valore (per frequenze dell'ordine di 100 MHz, i decimi di nH corrispondono a frazioni di spire se si utilizza un'induttanza concentrata) che per la facilità di calcolo e ottimizzazione del circuito al calcolatore. In questo caso si userà una linea di trasmissione a microstriscia di impedenza caratteristica $Z_0 = 25 \Omega$ (*). Per il progetto a costanti distribuite di questo dispositivo si rimanda comunque al Vol. 6. In questo Volume viene sviluppato solo quello a costanti concentrate, esulando l'ulteriore approfondimento dagli attuali scopi. Occorre comunque notare che il progetto a costanti concentrate costituisce solo un passo iniziale dello studio e non un risultato realizzabile.

Per passare da 8 Ω a 50 Ω , al fine di guadagnare una larghezza di banda sufficientemente grande (cfr. Cap. 3), si possono fare due salti di impedenza: da 8 a un valore intermedio e da questo a 50.

Scegliendo il valore intermedio pari a 20 Ω ed eseguendo calcoli sui quali non ci dilunghiamo, perché analoghi a quanto ampiamente illustrato nel Cap. 3, si avrà rispettivamente per ciascun salto:

1° salto: da 8 a 20 Ω

Induttanza $L_2 = 18 \text{ nH}$;

Reattanza da collegare all'estremo di L_2 : $X_2 = -18.75 \Omega$;
ovvero $X_{2\text{eff}} = X_2 + (-1.043) = -19.79 \Omega$, che equivale a un condensatore ATC da $C_2 = 81.4 \text{ pF}$.

2° salto: da 20 a 50 Ω

Induttanza $L_3 = 24 \text{ nH}$;

Reattanza da collegare all'estremo di L_3 : $X_3 = -52.5 \Omega$;
ovvero $X_{3\text{eff}} = -53.54 \Omega$, che equivale a un condensatore ATC 100B da $C_3 = 30.5 \text{ pF}$.

(*) La scelta dell'impedenza caratteristica della linea che parte dai terminali del transistor, va fatta come un compromesso tra la larghezza di questi ultimi e i salti di impedenza stabiliti. Nel caso specifico, si parte da 8 Ω per arrivare a 50 Ω ; il valore 25 Ω è un'impedenza intermedia e la larghezza di linea ad esso associata ($W = 7.5 \text{ mm}$ se realizzata in vetronite FR4 con $\epsilon_r = 4.8$ e spessore = 1.6 mm) è compatibile con la larghezza del terminale di base (W_b va da 5.5 a 6 mm). Esistono tabelle che elencano l'impedenza caratteristica delle linee in microstriscia in funzione del rapporto W/sp (larghezza/spessore substrato) per ogni tipo di costante dielettrica ϵ_r .

Il circuito completo di ingresso, allora, diventa quello di Fig. 9.28.

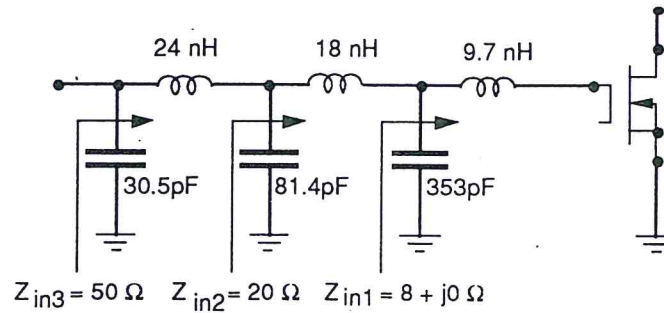


Fig. 9.28

9.5.b Adattamento di uscita

Applicando lo stesso ragionamento per il circuito di uscita, si prevedono i seguenti salti di impedenza:

1° salto: da $Y_{out} = [1/2.5 + 1/(-j 3.7)] \Omega^{-1}$ a $Y_1 = 1/2.5 \Omega^{-1}$

2° salto: da $Z_1 = 2.5 \Omega$ a 6.78Ω

3° salto: da 6.78Ω a 12.5Ω

4° salto: si utilizzerà un trasformatore tipo UN-UN con rapporto di impedenza 1/4.

Procedendo analogamente a quanto fatto per la maglia di ingresso si ha:

1° Salto:

$$Q = 2.5/3.7 = 0.675$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} = 2.5/0.675 = 3.7 \Omega \quad [C_1 \text{ ATC da } 343 \text{ pF}]$$

$$\omega_0 L_1 \cong 2.32 \Omega$$

che equivale ad un'induttanza $L_1 = 3.77 \text{ nH}$.

2° Salto:

$$\frac{1}{\omega_0 C_2} = 5.25 \Omega \quad [C_2 \text{ ATC da } 258 \text{ pF}]$$

$$L_2 = 49.5 \text{ nH}$$

3° Salto:

$$\frac{1}{\omega_0 C_3} = 12 \Omega \quad [C_3 \text{ ATC da } 124.8 \text{ pF}]$$

$$L_3 = 109 \text{ nH}$$

In conclusione si ha lo schema di Fig. 9.29.

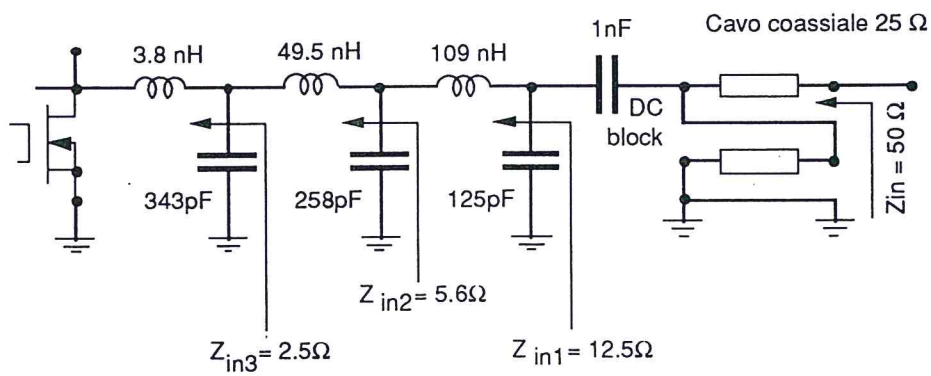


Fig. 9.29

Bibliografia del Cap. 9

- C. L. Ruthroff - Some Broad-band Transformers
Proc. of the IRE, August 1959, p. 1337-1342.
- G. Bronzi - Lezioni di radiotecnica
Ed. Scientifiche Siderea, 2^a Edizione, 1962.
- W. A. Lewis - Low Impedance Broadband Transformer Techniques in
the HF and VHF Range
Working Paper: Collins Company, N°. WP 8088, June 30, 1965.
- O. Pitzalis Jr., R.A. Gilson - Tables of Impedance Matching
Networks Which Approximate Prescribed Attenuation Versus
Frequency Slopes
IEEE Transactions on MTT, Vol. MTT-19, N°. 4, April 1971, p.
381-386.
- J. Millman, C. Halkias - Integrated Electronics, c. 18, p. 677-725
McGraw-Hill Book Company, N. Y. - USA 1972.
- Communications Transistor Company - Application Book 2.2.8.0A
Solid State Circuits - USA - March 1973.
- J. J. Bussgang et al. - Analysis of Nonlinear Systems with Multiple
Inputs
Proc. of the IEEE, Vol. 62, N°. 8, August 1974, p. 1088-1119.
- B. R. Halford - A Designer's Guide to Planar Mixer Baluns
Microwaves, December 1979, p. 52-57.
- J. Johnson - A Look Inside Those Integrated Two-Chip Amps -
Balanced Transistors, Part I
Microwaves, February 1980, p. 54-59.
- F. Sechi - Design Procedure for High-Efficiency Linear Microwave
Power Amplifiers
IEEE Transactions on MTT, Vol. MTT-28, N°. 11, November 1980,
p. 1157-1163.
- T. T. Ha - Solid State Microwave Amplifier Design
John Wiley & Sons, N. Y. 1981.
- A. Victor - Calculator Aided Stub Matching
RF Design Magazine, May/June 1983, p. 30-42.
- American Technical Ceramics - The RF Capacitor Handbook
ATC 1-044 Rev.B, One Norden Lane, Huntington Station, N. Y.
11746
Fourth Printing - USA 1983
- S. McIntyre - Demystifying New Generation Silicon High Power
FETs
Microwave Journal Magazine, April 1984, p. 123-131.
- Hu Shuhao - The Balun Family
Microwave Journal, September 1987, p. 227-229.

- Hewlett Packard - Network Analysis: Applying the HP 8510B TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements. HP Product Note 8510-8 - USA 1987.
- U. Toni - Progetto e Realizzazione di un Amplificatore di Potenza ad Elevata Efficienza Energetica in Banda S
Università degli Studi di Roma "La Sapienza" - Anno Accademico 1987-88, Tesi di Laurea nell'ambito del corso di Misure ad Iperfrequenze.
- S. Maas, A. Crosmun - Modelling the Gate I/V Characteristic of a GaAs MESFET for Volterra
Series Analysis - IEEE Trans. on MTT, Vol. 37, N°. 7, July 1989, p. 1134-1136.
- T. Apel - One-Port Impedance Models Prove Useful for Broadband RF Power Amplifier Design
The Acrian Handbook - Power Solutions Application Note, p. 633-638, Acrian, Inc. 1989.
- The Acrian Handbook - Power Solutions Application Note - Some General Considerations on Linear Amplifier Design, p. 644-649, Acrian Inc. 1989.
- Power Amplifier Handbook - Cardiff Publishing Company - 6300 S. Syracuse Way - Suite 650 - Englewood, Colorado - USA 1991.
- M. G. Adlerstein, M. P. Zaitlin - Cutoff Operation of Heterojunction Bipolar Transistors
Microwave Journal, September 1991, p. 114-125.
- J. Sevick - Transmission Line Transformers
American Radio Relay League, Inc. 225 Main Street - Newington, CT 06111 - USA 1991.
- F. Perri - A Vertical Mounting Construction Technique for RF Power Modules
RF Design Magazine, November 1991, p. 109-112.
- M. J. Köppen - High Power Solid-State Amplifiers for Band IV/V Transmitters using the BLV62 Transistor
Publication based on the Application Note NC09101 of the Philips Product Group Transistors and Diodes, Nijmegen, The Netherlands 1991.
- C. Bowick - RF Circuit Design, c. 6 and 7 p. 117-163
Sams, A Division of Prentice Hall Computer Publishing - 11711 North College, Carmel, Indiana 46032 - USA 1992.
- N. Dye, H. Granberg - Radio Frequency Transistors
Butterworth-Heinemann, a division of Reed Publishing, 80 Montvale Avenue - Stoneham, MA 02180 - USA 1993.
- A. H. Hilbers - Design of H.F. Wideband Power Transformers, Application Information N. 530 - p. 113-127, Philips Company, The Netherlands.