

Calcolo di reti di adattamento di impedenze in stadi transistorizzati mediante l'uso dei parametri S

Generalità

Per calcolare la rete di adattamento è necessario conoscere le impedenze di ingresso e di uscita del transistor alla frequenza richiesta.

Per questo scopo i costruttori forniscono i parametri S complessi.

I parametri S sono determinati dai costruttori terminando l'ingresso o l'uscita con 50Ω .

I parametri S_{11} e S_{22} sono il coefficiente di riflessione dell'ingresso e dell'uscita per questo modo.

I parametri S_{12} e S_{21} esprimono come una variazione di impedenza all'ingresso può avere un effetto sull'uscita e viceversa.

I parametri S sono dati sui data sheet per varie frequenze e punti di lavoro sotto forma di una tabella e qualche volta in forma di diagramma di Smith; siccome questi sono grandezze complesse (vettori), sono dati come grandezza e angolo.

Metodo di calcolo semplificato

In pratica, l'ingresso e l'uscita del transistor non è terminata su 50Ω . Se un leggero disadattamento è accettabile si può evitare una certa quantità di calcoli usando solo i coefficienti di riflessione di ingresso e di uscita S_{11} e S_{22} per il calcolo dell'impedenza di ingresso e di uscita del transistor.

I coefficienti di trasferimento diretto e di ritorno S_{21} e S_{12} non sono presi in considerazione.

Le impedenze sono calcolate per i coefficienti di riflessione usando la seguente equazione

$$Z_{in} = Z_0 \times \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (1)$$

dove $Z_0 = 50 \Omega$

Si come i coefficienti di riflessione sono grandezze complesse l'impedenza reale e reattiva è calcolata con la seguente equazione

$$Z_{in} = \frac{(1 - |S_{11}|^2) \times 50}{1 + |S_{11}|^2 - 2|S_{11}| \times \cos \angle S_{11}} + j \frac{(2|S_{11}| \times \sin \angle S_{11}) \times 50}{1 + |S_{11}|^2 - 2|S_{11}| \times \cos \angle S_{11}}$$

L'impedenza di uscita Z_{out} può essere calcolata in egual modo per i parametri S_{22} o per $|S_{22}|$ e $\angle S_{22}$

Tavola 1:

Esempio di parametri S del transistor NE 578 35

$V_{ce} = 8V$, $I_c = 10mA$

1ª colonna grandezze 2ª colonna angoli

frequenza	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
100 MHz	0,65 -32	13,20 152	0,02 72	0,90 -15
200 MHz	0,55 -63	15,20 138	0,03 63	0,78 -24
500 MHz	0,40 -127	9,80 102	0,05 52	0,50 -38
1 GHz	0,40 -160	7,70 82	0,07 52	0,35 -33
2 GHz	0,50 158	3,00 57	0,11 52	0,24 -60
4 GHz	0,63 128	1,34 18	0,16 33	0,22 -128

dalla tavola 1:

$$Z_{in} \text{ a } 2\text{GHz} = 17,2 + j 8,6 \Omega$$

$$Z_{out} \text{ a } 2\text{GHz} = 57,6 - j 25 \Omega$$

Non volendo calcolare le impedenze di ingresso e di uscita con queste equazioni è possibile ricavare direttamente questi valori da un diagramma di Smith.

Sfortunatamente questi diagrammi sono usualmente sui data sheet così piccoli che è possibile estrarre le impedenze con una certa approssimazione.

È più facile e più accurato trasferire i valori dei tabulati su una carta di Smith di adeguate dimensioni.

Questo è ottenuto tracciando primariamente gli angoli come linee dal centro del diagramma.

Gli angoli positivi nella parte superiore e, negativi nella metà inferiore del diagramma.

I coefficienti dei dati sono riferiti a un'impedenza di 50Ω , il che significa che i valori del diagramma dovranno essere moltiplicati per 50Ω .

La figura 1 mostra un esempio di un diagramma di Smith nel quale tutti i valori sono già stati moltiplicati per 50Ω . Esso contiene i valori S_{11} e S_{22} per un circuito a emettitore comune presi dalla tavola 1.

Le linee sono state tracciate per una frequenza di 2GHz ; $S_{11} = 158^\circ$ e $0,5$ del raggio del diagramma, e $S_{22} = -60^\circ$ e $0,24$ per il raggio.

Le seguenti impedenze possono essere lette:

$$Z_{in} \text{ approssimativamente } 17 + j9\Omega$$

$$Z_{out} \text{ " " " " } 60 - j26\Omega$$

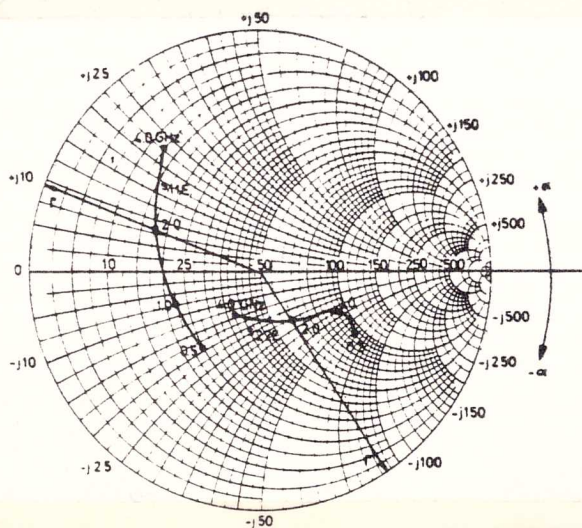


Fig. 1:
Smith diagram with
the input and output
reflection coefficients
of transistor NE 578 35
at $U_{CE} = 8\text{ V}$
and $I_C = 10\text{ mA}$

Calcolo dei circuiti di adattamento.

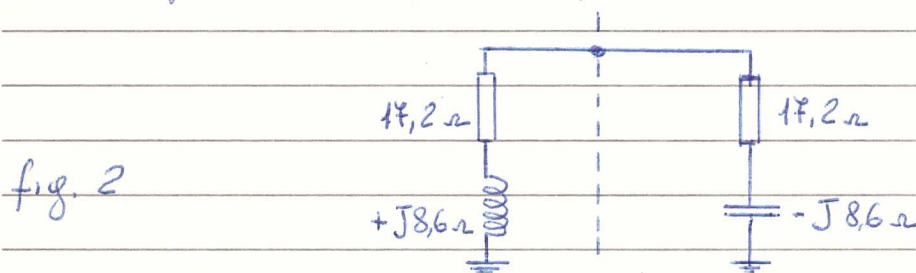
Il materiale del circuito stampato deve garantire bassi carichi di linea alla frequenza richiesta ed alti Q dei circuiti risonanti.

Fino a frequenze di 1,3 GHz si possono utilizzare supporti in fibra di vetro Epoxy (G10), a più alte frequenze si dovrà utilizzare fibra di vetro PTFE.

Circuiti di adattamento

Ottime caratteristiche di guadagno si possono ottenere solo quando il transistor è correttamente adattato. Nel caso di una impedenza complessa, la condizione di adattamento sarà presente quando terminato con il valore coniugato complesso.

In questo caso, l'impedenza reale di terminazione ha lo stesso valore di quello della sorgente; l'impedenza reattiva della terminazione dovrà avere lo stesso valore, ma di segno opposto come quello della sorgente (fig. 2). Questo significa che un'induttanza è compensata da una capacità di pari impedenza reattiva e viceversa.



L'adattamento della parte reattiva dell'impedenza può essere spesso fatto sul transistor.

In alcuni casi può essere ottenuto con l'aiuto di un link di trasformazione.

In dettaglio, siccome la parte reale dell'impedenza di uscita di un transistor non coinciderà con l'ingresso del transistor seguente, è necessario provvedere a

un link di trasformazione.

Questo è anche il caso tra ingresso e uscita di amplificatori e ingresso e uscita rispettivamente di transistor.

Ci sono diversi differenti metodi di possibili trasformazioni, la più semplice è la trasformazione in $1/4$.

Questo significa che l'adattamento è ottenuto per una certa larghezza di banda intorno alla frequenza richiesta.

Adattamento di impedenze reattive.

Se la componente dell'impedenza reattiva del transistor è positiva, in altre parole è induttiva, è possibile per l'adattamento operare direttamente sul transistor con l'aiuto di una capacità.

Un circuito parallelo a massa è più comodo che un circuito serie.

Per questa ragione l'impedenza serie del transistor $Z_s = R_s \pm jX_s$ può essere convertita in un equivalente impedenza parallelo per calcolare poi il valore capacitivo richiesto.

Questo è ottenuto con l'aiuto delle seguenti equazioni:

$$R_p = R_s + \frac{X_s^2}{R_s} \quad (3a)$$

$$X_p = \frac{R_s + R_p}{\pm X_s} \quad (3b)$$

$$Z_p = R_p \pm jX_p \quad (3c)$$

Esempio:

$Z_{p\text{in}}$ dell'NE 57835 a 2 GHz è $21,5 \parallel + j43 \Omega$.

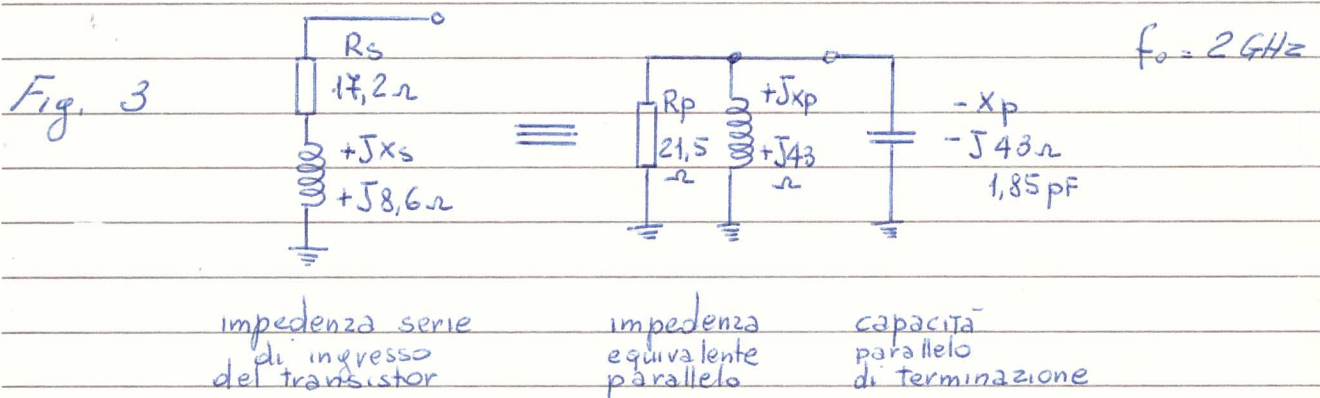
La capacità parallelo richiesta è calcolata in accordo

all'equazione 4 come segue:

$$C_{(PF)} = \frac{1}{2\pi f_{(MHz)} \times X_p} \quad (4)$$

$$C = 1,85 \text{ pF a } 2 \text{ GHz}$$

Il processo di trasformazione è dato in fig. 3



Se la componente reattiva dell'impedenza del transistor è negativa (capacitiva) è possibile adattare con un induttanza direttamente sul transistor.

Sfortunatamente induttanze variabili per alte frequenze non possono essere costruite, questo significa che è conveniente portare fuori una trasformazione in $1/4$ della impedenza reattiva, la qual cosa significa che l'induttanza trasformerà con una capacità. Il valore trasformato può essere calcolato in accordo all'equazione 5

$$X_2 = \frac{-Z_0^2}{X_1} \quad (5)$$

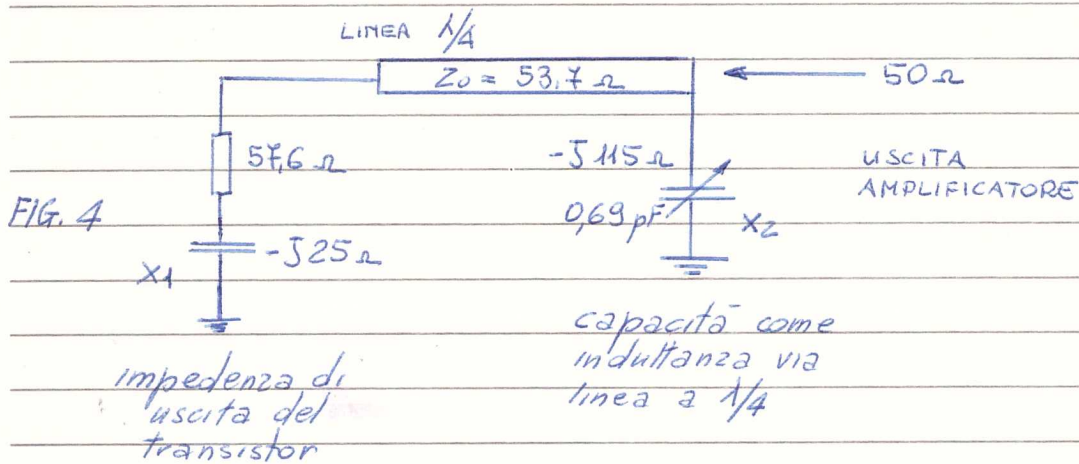
dove

Z_0 = Impedenza della linea di trasformazione

Se la linea di trasformazione è in serie con l'impedenza del transistor, la componente reattiva serie del transistor è inserita come X_1 nella 5

La fig. 4 mostra questo processo di trasformazione

in forma di diagramma di circuito



Una eccezione è l'uscita di uno stadio che deve essere accoppiato ad un secondo.

L'impedenza reattiva del transistor usato è capacitiva. Siccome questa impedenza può essere trasformata sull'ingresso del secondo stadio, viene usata una induttanza fissa sul collettore del primo stadio provvedendo così ad una semplice via di trasformazione.

In accordo all'equazione 6 un induttanza può essere realizzata usando un circuito "stripline" chiuso alla fine per la radiofrequenza.

L'impedenza può essere selezionata come richiesto. Siccome la larghezza della stripline è strettamente dipendente all'impedenza, un compromesso può essere fatto durante la selezione dell'impedenza.

La linea di compensazione dovrebbe essere più stretta possibile in modo di non aver effetto sulla linea a $\frac{1}{4}$ di trasformazione.

Contrariamente, per mantenere l'impedenza richiesta, deve essere sufficiente larga in modo da potersi realizzare accuratamente tra $\pm 0.5 \text{ mm}$ nella stesura del disegno.

In pratica un buon compromesso per la larghezza della linea di compensazione è $w \leq$ la larghezza della linea di trasformazione.

La seguente equazione provvede a fornire le informazioni per calcolare una stripline come un'induttanza:

$$X_L = Z_0 \tan \theta$$
$$[\theta < 90^\circ \cong \lambda/4] \quad (6)$$

$$\theta [\lambda/4] = \frac{\arctan X_L/Z_0}{360}$$

$$[0, \lambda/4]$$

Adattamento di impedenze reali

Solo la componente reale dell'impedenza complessa è usata per il calcolo dell'impedenza della linea di trasformazione a $\lambda/4$

l'impedenza risulta come dalla φ

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad (\varphi)$$

Tensione di alimentazione operativa

Le tensioni di base e collettore devono essere portate al transistor in modo tale che non influiscano le reti di adattamento.

Questo è ottenuto usando strette linee a $\lambda/4$ cortocircuitate alla fine per la radiofrequenza.

Questo cortocircuito è trasformato dalla linea a $\lambda/4$ in un valore infinito così che non può interferire con le linee di adattamento alle connessioni del transistor.

Punto di lavoro

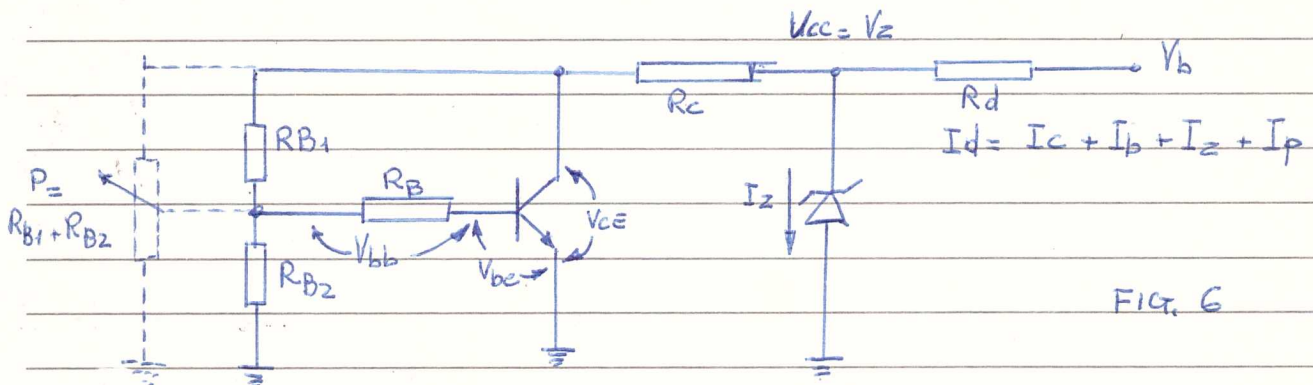
I punti di lavoro (V_{ce} , I_c) per il minimo di rumore ed il massimo guadagno sono normalmente forniti sui data sheet dei transistor

Queste tensioni devono essere stabilizzate rispetto alle

fluttuazioni di temperatura e tensione

Una semplice stabilizzazione di tensione può essere ottenuta con uno zener con tensione superiore a 1V della tensione di collettore-emettitore

la figura 6 mostra un possibile circuito di polarizzazione in corrente continua



esempio:

$$V_{ce} = 8V ; \quad V_Z = 9,1V ; \quad I_C = 10mA \quad V_b = 12V$$

$$R_D = \frac{2,9V}{0,02A} = 145\Omega \quad (\text{valore standard } 150\Omega)$$

Le equazioni per la fig. 6 sono:

$$R_B = \frac{h_{fe} (V_{bb} - V_{be})}{I_C} \quad (8)$$

$$R_{B2} = \frac{h_{fe} \times V_{bb}}{5 I_C} \quad (9)$$

$$R_{B1} = \frac{h_{fe} (V_{ce} - V_{bb})}{6 I_C} \quad (10)$$

$$R_C = \frac{h_{fe} (V_{cc} - V_{ce})}{(h_{fe} + 6) \times I_C} \quad (11)$$

dove

$$V_{cc} = V_z$$

V_{ce} e I_c dai data sheet

$V_{be} = 0,7 V$ per transistor al silicio

$V_{bb} = 2 V$ " " " "

h_{fe} dai data sheet (usare $h_{fe} = 100$ se non indicato)

Per l'allineamento del punto di lavoro, i singoli resistori R_{B1} e R_{B2} possono essere sostituiti da un singolo trimmer potenziometrico.