

# Capitolo 3

## Tecniche di adattamento

### 3.1 Introduzione

Nei circuiti a microonde si utilizzano essenzialmente due tecniche di adattamento: l'adattamento coniugato, con il quale si cerca di ottenere il massimo trasferimento di potenza tra un generatore ed un carico, e l'adattamento di impedenza, con il quale si cerca di eliminare le riflessioni che si generano all'interfaccia tra una linea ed un carico. In questo capitolo verranno descritte varie tecniche di adattamento e verrà mostrato come sia possibile dimensionare un circuito di adattamento facendo uso della carta di Smith.

### 3.2 Adattamento coniugato e di impedenza

Uno schema per la realizzazione dell'adattamento coniugato tra generatore e carico è mostrato in Fig. 3.1.

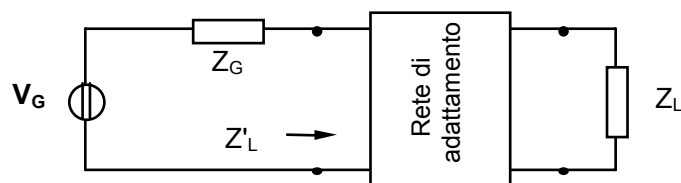


Fig. 3.1

Come detto in precedenza (par. 2.4), il massimo trasferimento di potenza si ha quando l'impedenza del carico è la complessa coniugata di quella del generatore. In questa condizione la potenza assorbita dal carico è esattamente la potenza disponibile del generatore ( $P_{AVG}$ ). Se questa condizione non è verificata, si può inserire una rete di adattamento al fine di avere  $Z'_L = Z_G^*$  (v. cap. 3, Vol. 2).

Uno schema per ottenere l'adattamento di impedenza è invece quello riportato in Fig. 3.2. Come mostrato in precedenza (par. 2.3.a) se l'impedenza del carico è uguale a quella della linea non si ha onda riflessa. Se questa condizione non è soddisfatta si può inserire tra la linea ed il carico una rete di adattamento al fine di avere  $Z'_L = Z_0$ .

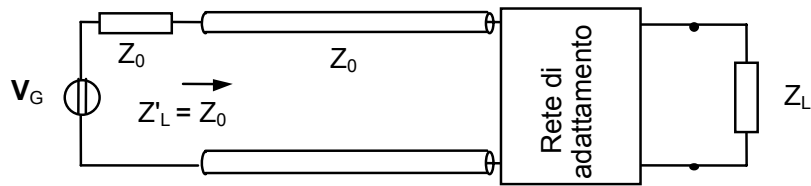


Fig. 3.2

Le reti per ottenere l'adattamento di impedenza possono essere di diverso tipo; nel seguito verranno analizzate alcune delle più comuni.

### 3.2.a Adattamento reattivo serie

Questa tecnica di adattamento si utilizza per adattare carichi complessi a linee con impedenza caratteristica reale (quindi prive di perdite) e utilizza un tratto della stessa linea di lunghezza "d" seguito da una reattanza in serie (Fig. 3.3).

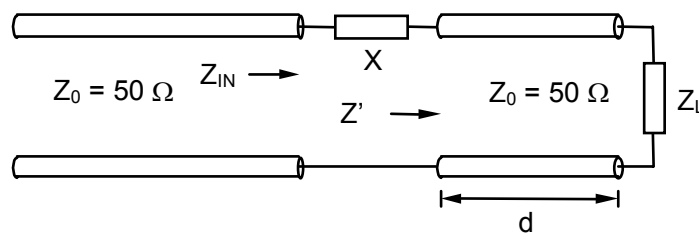


Fig. 3.3

La lunghezza "d" del tratto di linea è progettata in maniera tale da trasformare l'impedenza del carico in un'impedenza (Z') con parte reale pari a  $Z_0$  e parte immaginaria arbitraria; quindi:

$$Z' = Z_0 \frac{Z_L \cos \beta d + j Z_0 \sin \beta d}{Z_0 \cos \beta d + j Z_L \sin \beta d} = Z_0 + j X' \quad (3.1)$$

Utilizzando questa relazione è possibile calcolare d e X'. Essendo:  $Y_L = G_L + j B_L = 1/Z_L$  si ha:

$$\tan \beta d = \frac{B_L \pm \sqrt{G_L [(Y_0 - G_L)^2 + B_L^2]}}{G_L - Y_0} \quad \text{per } G_L \neq Y_0$$

$$\tan \beta d = \frac{-B_L}{2Y_0} \quad \text{per } G_L = Y_0 \quad \text{e } \tan \beta d \geq 0 \quad (3.2)$$

$$\tan(\beta d - \pi) = \frac{-B_L}{2Y_0} \quad \text{per } G_L = Y_0 \quad \text{e } \tan \beta d < 0$$

$$X' = \frac{G_L^2 \tan \beta d - (Y_0 - B_L \tan \beta d)(B_L + Y_0 \tan \beta d)}{Y_0 (G_L^2 + (B_L + Y_0 \tan \beta d)^2)} \quad (3.3)$$

Una volta valutato " $\beta d$ " con le (3.2), l'adattamento ( $Z_{IN} = Z_0$ ) si ottiene scegliendo la reattanza serie  $X$  uguale ed opposta a  $X'$  ( $X = -X'$ ). In questo modo si ha:

$$Z_{IN} = Z'_L + jX = Z_0 \quad (3.4)$$

### 3.2.b Adattamento reattivo parallelo

Questa tecnica di adattamento è simile alla precedente e si utilizza in quei casi in cui è più facile, in base alla struttura guidante utilizzata, realizzare degli elementi reattivi in parallelo rispetto a quelli in serie.

Lo schema circuitale di una rete di adattamento reattivo parallelo è mostrato in Fig. 3.4. Lo studio analitico per questo tipo di adattamento è simile a quello svolto nel caso serie.

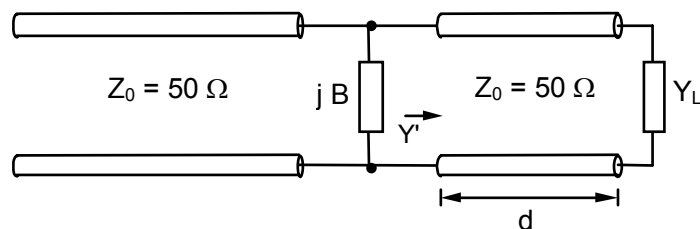


Fig. 3.4

Procedendo come nel caso serie (con  $Y' = Y_0 + jB'$  e  $Z_L = R_L + jX_L = 1/Y_L$ ), si trova:

$$\tan \beta d = \frac{X_L \pm \sqrt{\frac{R_L [(Z_0 - R_L)^2 + X_L^2]}{Z_0}}}{R_L - Z_0} \quad \text{per } R_L \neq Z_0$$

$$\tan \beta d = \frac{-X_L}{2Z_0} \quad \text{per } R_L = Z_0 \quad \text{e } \tan \beta d \geq 0 \quad (3.5)$$

$$\tan(\beta d - \pi) = \frac{-X_L}{2Z_0} \quad \text{per } R_L = Z_0 \quad \text{e } \tan \beta d < 0$$

$$B' = \frac{R_L^2 \tan \beta d - (Z_0 - X_L \tan \beta d)(X_L + Z_0 \tan \beta d)}{Z_0 (R_L^2 + (X_L + Z_0 \tan \beta d)^2)} \quad (3.6)$$

L'adattamento si ottiene ponendo  $B = -B'$ .

La suscettanza parallela presente nel circuito può essere realizzata con un tratto di linea (stub) terminato su corto circuito (Fig. 3.5) o circuito aperto.

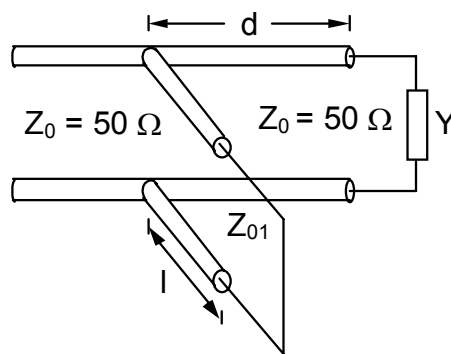


Fig. 3.5

Sebbene la scelta dell'impedenza caratteristica dello stub ( $Z_{01}$ ) sia arbitraria, di solito si usano linee di alta impedenza cortocircuitate per realizzare delle reattanze induttive e linee di bassa impedenza aperte per realizzare reattanze capacitive. In questo modo, infatti, si riescono a realizzare gli elementi voluti con tratti di linea brevi (v. par. 2.3.c e 2.3.d).

Ad esempio, nel caso di stub chiuso in corto circuito (Fig. 3.5) risulta dalla (2.60),  $L_{eq} \approx Z_{01} l / c$ , quindi la voluta induttanza potrà essere realizzata con un tratto tanto più corto quanto più elevato è  $Z_{01}$ .

### 3.2.c Trasformatore corto

Un altro metodo per adattare un carico complesso ad una linea di trasmissione priva di perdite consiste nell'inserire tra i due una linea di trasmissione corta e di diversa impedenza caratteristica (Fig. 3.6).

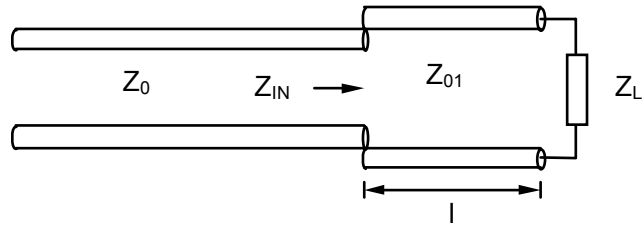


Fig. 3.6

Anche in questo caso si vuole ottenere:

$$Z_{IN} = Z_{01} \frac{Z_L + jZ_{01} \tan \beta l}{Z_{01} + jZ_L \tan \beta l} = Z_0 \quad (3.7)$$

con  $Z_L = R_L + jX_L$ . Scomponendo la (3.7) in parte reale e parte immaginaria si ha:

$$\begin{aligned} R_L Z_{01} &= Z_0 Z_{01} - Z_0 X_L \tan \beta l \\ X_L Z_{01} + Z_{01}^2 \tan \beta l &= Z_0 R_L \tan \beta l \end{aligned} \quad (3.8)$$

e quindi:

$$\tan \beta l = Z_{01} \frac{Z_0 - R_L}{Z_0 X_L} \quad (3.9)$$

$$Z_{01} = \sqrt{Z_0 R_L - \frac{Z_0 X_L^2}{Z_0 - R_L}} \quad (3.10)$$

Dovendo essere  $Z_{01}$  reale possono aversi due casi. Se  $R_L > Z_0$  il radicando è la somma di due termini positivi e quindi sicuramente risulta  $Z_{01}$  reale. Se  $R_L < Z_0$  per avere  $Z_{01}$  reale deve anche essere:  $R_L Z_0 > Z_0 X_L^2 / (Z_0 - R_L)$  e quindi:  $R_L (Z_0 - R_L) > X_L^2$ .

Ad esempio con  $R_L = 20 \Omega$  e  $Z_0 = 100 \Omega$  per adattare deve essere  $X_L < 40 \Omega$ . Con  $Z_L = 20 + j20 \Omega$ ,  $Z_0 = 100 \Omega$  e  $f = 10 \text{ GHz}$  si ottiene in base alle (3.9) e (3.10):  $Z_{01} = 38.7 \Omega$  e  $l = 4.7 \text{ mm}$ .

Valori pratici di  $Z_{01}$  sono limitati dalle tolleranze meccaniche, dalla massima potenza trasportabile, dalla minimizzazione dello spazio occupato e dalla necessità di avere propagazione unimodale. Ad esempio, come vedremo nel seguito, valori tipici di  $Z_0$  per le microstrisce variano tra 10 e 150  $\Omega$ .

### 3.2.d Trasformatore L-C

Data una generica impedenza di carico  $Z_L = R_L + jX_L$ , lo schema circuitale del trasformatore L-C è diverso a seconda che sia  $R_L > Z_0$  o  $R_L < Z_0$ .

In Fig. 3.7 è riportato il circuito per il caso  $R_L > Z_0$ . Si ricava che, dovendo essere  $Z_{IN} = Z_0$ , si ha:

$$Z_{IN} = jX + \frac{1}{jB + \frac{1}{R_L + jX_L}} = Z_0 \quad (3.11)$$

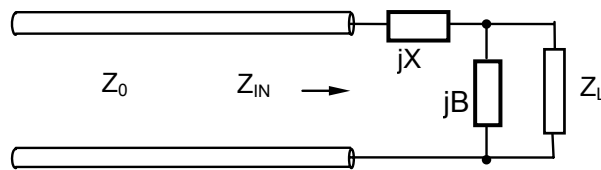


Fig. 3.7

Spezzando in parte reale e parte immaginaria, si ottiene:

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L / Z_0} \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0 R_L}}{R_L^2 + X_L^2} \quad (3.12)$$

$$X = \frac{1}{B} + \frac{X_L Z_0}{R_L} - \frac{Z_0}{B R_L} \quad (3.13)$$

Queste equazioni mostrano che sono possibili due soluzioni sia per B che per X. Si noti che valori positivi di B equivalgono a condensatori mentre valori negativi di B ad induttanze; dualmente per X.

Analoghi risultati possono essere ottenuti per il caso  $R_L < Z_0$ , rovesciando la rete reattiva. In questo caso si deve utilizzare il circuito riportato in Fig. 3.8.

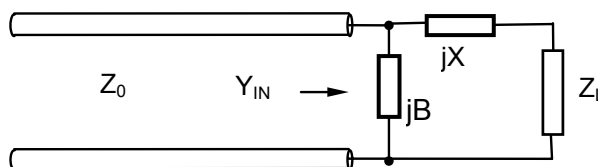


Fig. 3.8

dovendo essere  $Y_{IN} = 1/Z_0$ , si ha:

$$\frac{1}{Z_0} = jB + \frac{1}{R_L + j(X + X_L)} \quad (3.14)$$

che risulta da:

$$X = \pm \sqrt{R_L(Z_0 - R_L)} - X_L \quad (3.15)$$

$$B = \pm \frac{\sqrt{(Z_0 - R_L)/R_L}}{Z} \quad (3.16)$$

Nella tecnica delle microonde induttanze e capacità sono spesso realizzate con degli stub; tuttavia, con alcune strutture guidanti (ad esempio le microstrisce), è più facile realizzare gli stub in parallelo che in serie.

Per realizzare praticamente il circuito di Fig. 3.7 si possono allora sfruttare le seguenti proprietà:

1. Un tratto corto di linea di elevata impedenza è equivalente ad una induttanza in serie;
2. Un tratto corto di linea di bassa impedenza è equivalente ad una capacità in parallelo.

Per dimostrare queste proprietà si può fare riferimento allo schema di Fig. 3.9, da cui risulta:

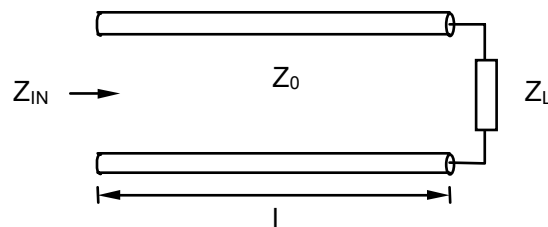


Fig. 3.9

$$Z_{IN} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (3.17)$$

Se  $\beta l < \pi/6$  cioè  $l < \lambda/12$  si ha  $\tan \beta l \approx \beta l$  e quindi:

$$Z_{IN} \approx Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \beta l}{Z_0 + jZ_L \beta l} \quad (3.18)$$

Per  $Z_0 \gg |Z_L|$  (per esempio:  $Z_0 > 3 |Z_L|$ ) cioè per una linea ad alta impedenza, si ha:

$$Z_{IN} \approx Z_L + jZ_0\beta l = Z_L + j\omega Z_0 l/c$$

e quindi il tratto di linea è equivalente ad un'induttanza in serie con  $L \approx Z_0 l/c$  [H].  
Nel caso di linea corta con bassa impedenza si ha:

$$Y_{IN} = \left( \frac{1}{Z_0} \right) \frac{Z_0 + jZ_L \tan\beta l}{Z_L + jZ_0 \tan\beta l} \quad (3.19)$$

se  $\beta l < \pi/6$ , cioè  $l < \lambda/12$ , si ha  $\tan\beta l \approx \beta l$  e quindi:

$$Y_{IN} = \left( \frac{1}{Z_0} \right) \frac{Z_0 + jZ_L \beta l}{Z_L + jZ_0 \beta l} \quad (3.20)$$

Per  $Z_0 \ll |Z_L|$  (per esempio:  $Z_0 < |Z_L| / 3$ ), cioè per una linea a bassa impedenza si ha:

$$Y_{IN} \approx Y_L + j\beta l/Z_0 = Y_L + j\omega l/Z_0 c$$

e quindi il tratto di linea è equivalente ad una capacità in parallelo con  $C \approx l/Z_0 c$  [F].

Sfruttando queste proprietà il circuito di adattamento di Fig. 3.7 può essere realizzato come mostrato in Fig. 3.10.

Con  $Z_{02} \ll R_L$  e  $l_1 < \lambda/12$  il secondo tratto di linea si comporta come una capacità in parallelo; con  $Z_{01} \gg |Z_D|$  e  $l_2 < \lambda/12$  il primo tratto di linea si comporta come un'induttanza in serie.

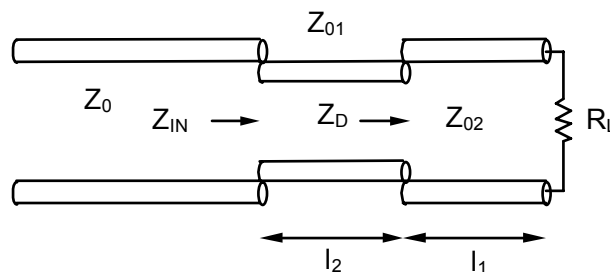


Fig. 3.10

### 3.2.e Trasformatore a $\lambda/4$

Se si ha a che fare con un carico puramente resistivo ( $Z_L = R_L$ ) l'adattamento tra il carico e una linea di impedenza caratteristica  $Z_0$  può essere facilmente ottenuto inserendo tra di essi un tratto di linea lungo  $\lambda/4$  (Fig. 3.11) con impedenza caratteristica pari a:

$$Z_{01} = \sqrt{Z_0 R_L} \quad (3.21)$$



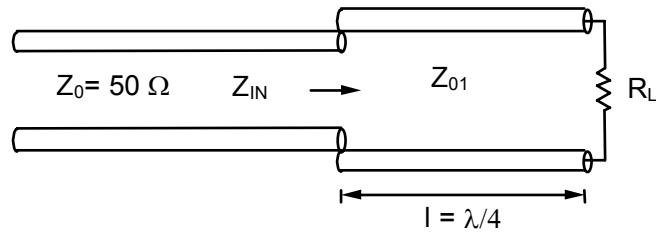


Fig. 3.11

Con questa posizione si ottiene infatti  $Z_{IN} = Z_0$  (Eq. 2.44).

Ad esempio, con  $R_L = 200 \Omega$ ,  $Z_0 = 50 \Omega$  e linea in aria ( $\beta = \beta_0 = 2\pi/\lambda_0$ ) alla frequenza di 1 GHz, si dovrà inserire tra la linea ed il carico un tratto di linea lungo 7.5 cm di impedenza  $Z_{01} = 100 \Omega$ . In Fig. 3.12 è riportato l'andamento in funzione della fase  $\beta l$  del modulo del coefficiente di riflessione visto all'ingresso del trasformatore. La riflessione è nulla per  $\beta l = \pi/2$  (cioè  $l = \lambda/4$ ) ed è invece massima per  $\beta l = 0$  e  $\beta l = \pi$ .

Un trasformatore di questo tipo adatta quindi il carico in una ristretta banda di frequenze. Al fine di aumentare questa banda si possono utilizzare dei trasformatori a più sezioni. Una classe di trasformatori a più sezioni è quella dei trasformatori Binomiali o Butterworth. In questa classe, il valore dell'impedenza caratteristica di ciascuna delle  $n$  sezioni lunghe  $\lambda/4$  è scelto in modo tale da avere il modulo del coefficiente di riflessione e le sue prime  $(n-1)$  derivate pari a zero in corrispondenza della frequenza centrale di lavoro.

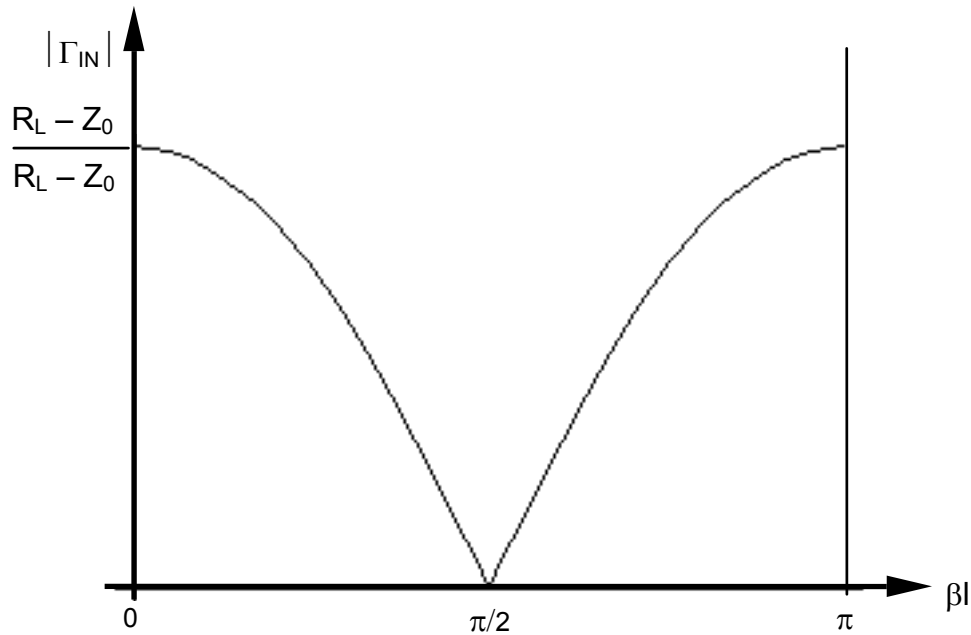


Fig. 3.12

Questa condizione è soddisfatta ponendo:

$$Z_{0k} = Z_0 \left( \frac{R_L}{Z_0} \right)^{\frac{M_k}{2^n}} \quad k=1,2,\dots,n \quad (3.22)$$

dove:

$$M_k = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_k \quad (3.23)$$

con  $C_1, C_2, \dots, C_k$  coefficienti binomiali ricavabili dal triangolo di Tartaglia:

n=0	1				
n=1		1	1		
n=2		1	2	1	
n=3		1	3	3	1

Come noto ogni coefficiente è uguale alla somma dei due più vicini della riga superiore.

Ad esempio, per un trasformatore a 2 sezioni risulta:  $C_1 = 1, C_2 = 2, C_3 = 1$  e quindi  $M_1 = 1, M_2 = 3$ ; con  $R_L = 200 \Omega$  e  $Z_0 = 50 \Omega$  si ha:  $Z_{01} = 70.7 \Omega$  e  $Z_{02} = 141.4 \Omega$ .

In Fig. 3.13 è riportato l'andamento del modulo del coefficiente di riflessione, all'ingresso del trasformatore, per il suddetto esempio confrontato con l'andamento ottenibile con un trasformatore ad una sola sezione.

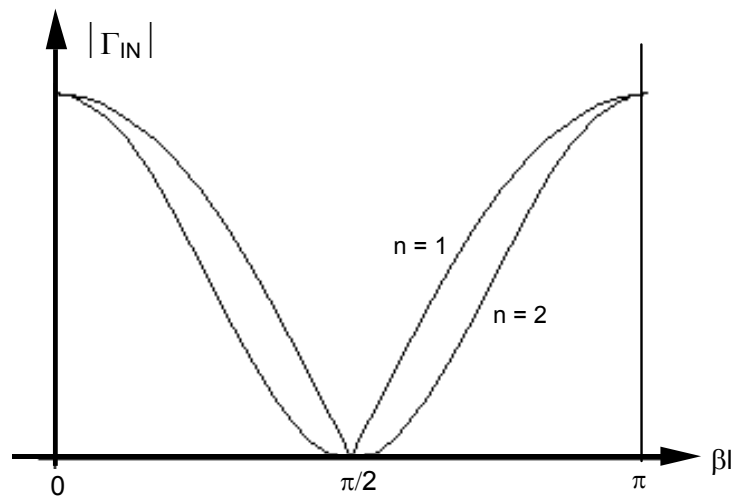


Fig. 3.13

Come si vede dalla Fig. 3.13, fissata una certa banda di frequenze nell'intorno di quella centrale, il trasformatore a due sezioni presenta dei valori di  $\Gamma_{IN}$  più bassi rispetto a quelli ottenibili con il trasformatore ad una sola sezione.

### 3.3 Carta di Smith

#### 3.3.a Derivazione della carta di Smith

Come visto in precedenza (par. 2.2.d) esistono delle relazioni che legano il coefficiente di riflessione all'impedenza di una linea o di un carico. Le stesse relazioni possono essere scritte a partire dall'impedenza normalizzata  $\hat{Z} = Z / Z_0$  ottenendo:

$$\Gamma = \frac{\hat{Z} - 1}{\hat{Z} + 1} \quad (3.24)$$

$$\hat{Z} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.25)$$

Sia l'impedenza che il coefficiente di riflessione sono quantità complesse. In particolare, quest'ultimo può essere decomposto in parte reale ( $\Gamma_r$ ) e parte immaginaria ( $\Gamma_i$ ) oppure in modulo ( $\rho$ ) e fase ( $\phi$ ):

$$\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i = \rho e^{j\phi} \quad (3.26)$$

Le relazioni che legano  $\Gamma$  e  $\hat{Z}$  comportano rapporti tra numeri complessi e non sono di facile uso.

La carta di Smith costituisce un ausilio grafico per manipolare le suddette quantità e può essere ricavata facilmente ponendo:

$$\Gamma = p + jq \quad (3.27)$$

$$\hat{Z} = R + jX \quad (3.28)$$

Con queste posizioni, l'equazione (3.24) diventa:

$$\frac{\hat{R} - 1 + j\hat{X}}{\hat{R} + 1 + j\hat{X}} = p + jq \quad (3.29)$$

che separata in parte reale e parte immaginaria dà:

$$\left( p - \frac{\hat{R}}{\hat{R} + 1} \right)^2 + q^2 = \left( \frac{1}{\hat{R} + 1} \right)^2 \quad (3.30)$$

$$(p - 1)^2 + \left( q - \frac{1}{\hat{X}} \right)^2 = \left( \frac{1}{\hat{X}} \right)^2 \quad (3.31)$$

Nel piano  $(p,q)$ , detto piano di Argand, l'equazione (3.30) rappresenta una famiglia di cerchi di raggio  $[1/(\hat{R}+1)]$  centrati nella posizione  $[\hat{R}/(\hat{R}+1),0]$  (Fig. 3.14.a). L'equazione (3.31) rappresenta anch'essa una famiglia di cerchi, di raggio  $1/\hat{X}$  centrati nel punto  $(1,1/\hat{X})$  (Fig. 3.14.b).

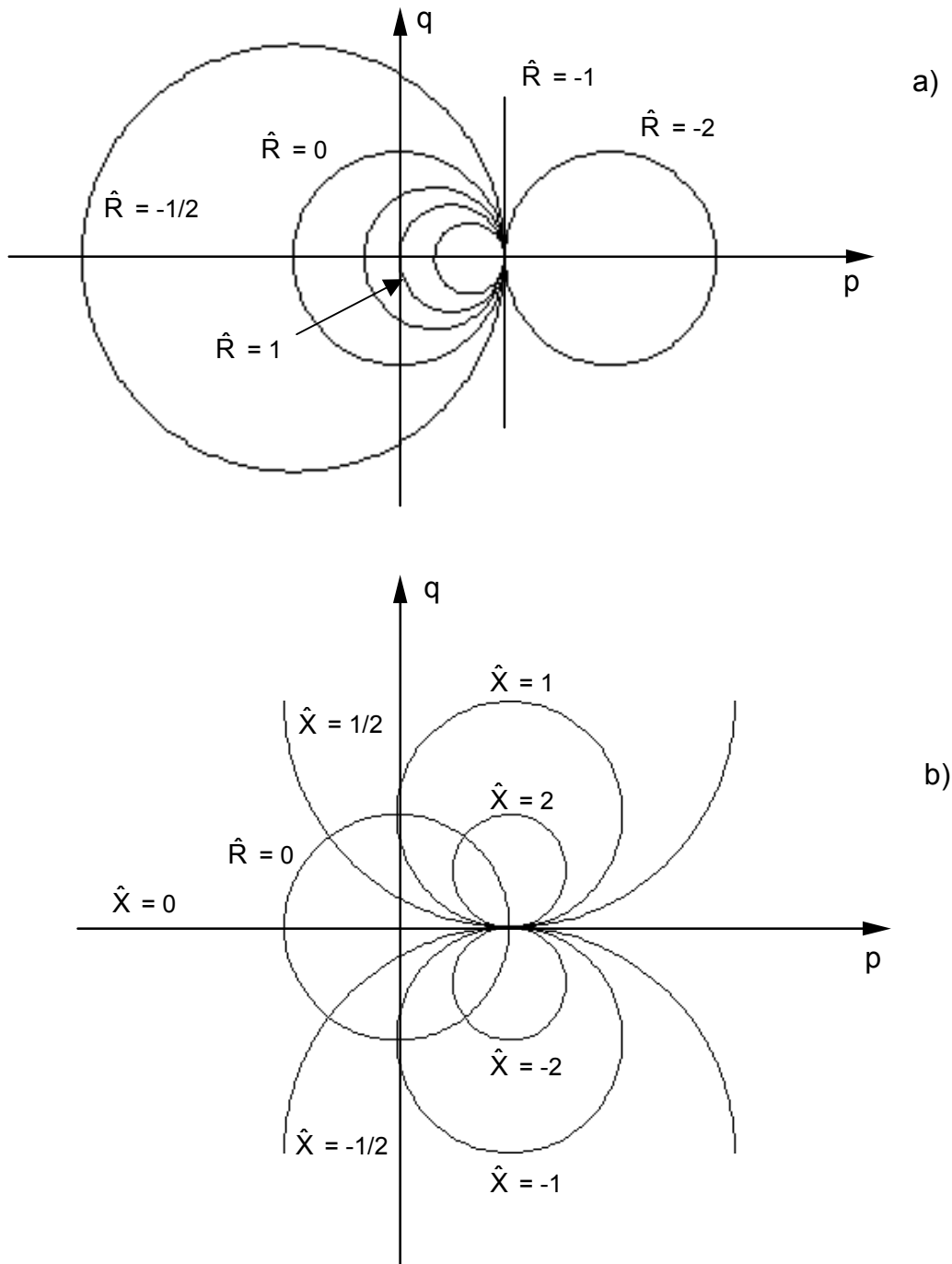


Fig. 3.14

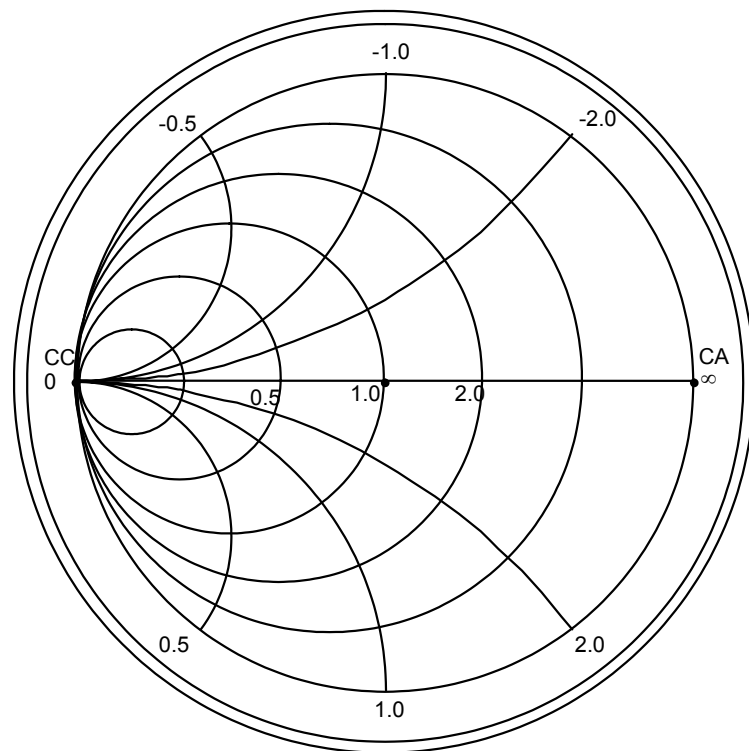


superiore della carta corrisponde a carichi induttivi ( $\hat{X}$  positivi) mentre quella inferiore a carichi capacitivi ( $\hat{X}$  negativi).

La carta di Smith vista è stata ricavata a partire dalla relazione (3.24) ed è perciò detta carta delle impedenze. La procedura che ha portato alla carta delle impedenze può essere ripetuta partendo dall'espressione:

$$\Gamma = \frac{1 - \hat{Y}}{1 + \hat{Y}} \quad (3.32)$$

Sviluppando questa relazione si arriva alla carta delle ammettenze mostrata in Fig. 3.16. Si noti che in questo caso le circonferenze rappresentano dei luoghi a conduttanza (G) e suscettanza (B) costante.



**Fig. 3.16**

Quindi dato un coefficiente di riflessione sulla carta di Smith posso risalire al valore corrispondente di impedenza, leggendolo sulla carta delle impedenze o di ammettenza, leggendolo sulla carta delle ammettenze (\*).

(\*) Si noti che se si prende la carta di Smith delle ammettenze, la si ruota di  $180^\circ$  e si cambia G con R e B con X si ottiene la carta di Smith delle impedenze. Quindi, la carta di Smith delle impedenze può essere utilizzata come carta delle ammettenze (ruotata) sostituendo R con G e X con B e ruotando il carico di  $180^\circ$ . Quindi un dato carico, posizionato nel punto P(Z) sulla carta delle impedenze, può essere portato sulla carta delle ammettenze (ruotata) considerando il punto P(Y) simmetrico di P(Z) rispetto all'origine.

### 3.3.b Linea chiusa su carico

Si consideri una linea con impedenza caratteristica  $Z_0 = 50 \Omega$  chiusa su un carico  $Z_L$  posto all'ascissa  $z = 0$  (Fig. 3.17). Si vuole determinare l'impedenza e il coefficiente di riflessione all'ascissa  $-l$ .

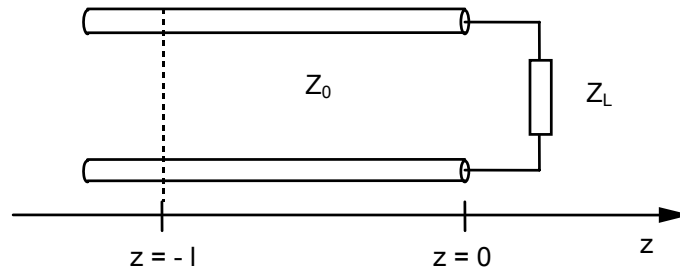


Fig. 3.17

I parametri  $\Gamma(-l)$  e  $Z(-l)$  possono essere ottenuti, in forma esatta, con le equazioni (2.44) - (2.45). Una valutazione approssimata di questi parametri può essere invece condotta utilizzando la carta di Smith. Se, ad esempio, si ha  $Z_L = 100 + j50 \Omega$  risulta  $\hat{Z}_L = 2 + j$ . Questa quantità, come visto in precedenza, è individuata dal punto P sul diagramma di Smith di Fig. 3.18. Spostandosi lungo la linea di trasmissione il modulo del coefficiente di riflessione non varia (linea priva di perdite) (Eq. 2.45).

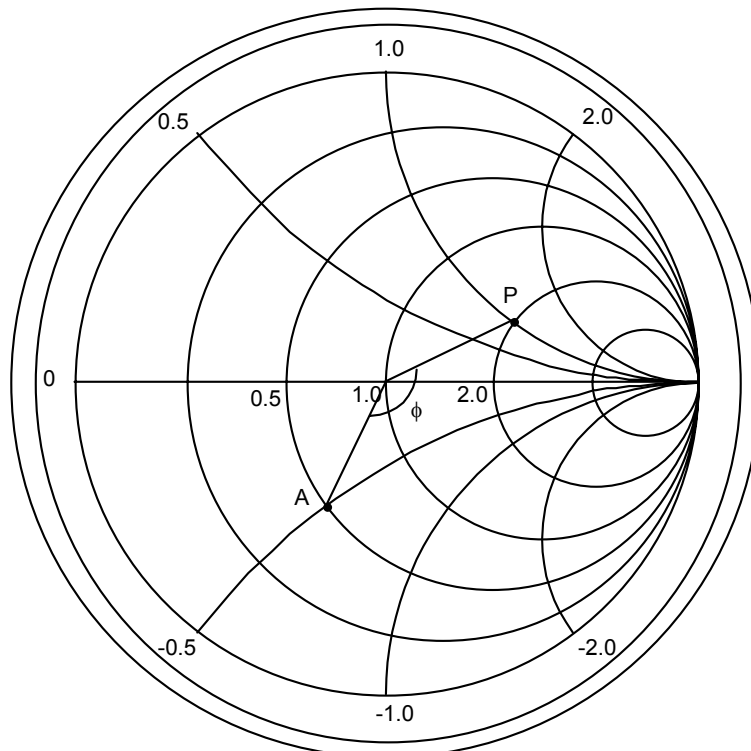


Fig. 3.18

Sul diagramma di Smith questo equivale a percorrere una circonferenza centrata nell'origine di raggio  $r = |\Gamma_L| = \rho$  percorsa in senso orario (spostamento verso il generatore). L'angolo da descrivere è pari a:

$$\phi = 2\beta l = 4\pi l / \lambda \quad (3.33)$$

Eseguita la rotazione si arriva, ad es., nel punto A di Fig. 3.18 e direttamente sul diagramma è possibile leggere i valori di  $Z(-l)$  e  $\Gamma(-l)$ . L'errore nella valutazione di  $Z(-l)$  e  $\Gamma(-l)$  è connesso alla risoluzione della carta e alla precisione con cui si riescono a misurare gli angoli.

Come casi particolari si noti che se a partire dal punto P ci si sposta di una lunghezza  $l = \lambda/2$  si ha  $\phi = 2\pi$ , quindi il coefficiente di riflessione torna ad essere quello del carico.

Se ci si sposta di  $l = \lambda/4$  si arriva al punto simmetrico rispetto all'origine: infatti  $\phi = \pi$  e l'impedenza si trasforma nella sua inversa  $\hat{Z}(-l) = 1/\hat{Z}_L$  come può essere verificato anche analiticamente a partire dalla (2.44).

### 3.3.c Adattamento reattivo parallelo

La carta di Smith può essere anche utilmente impiegata per progettare le rete di adattamento reattivo parallelo descritta in precedenza (par. 3.2.b) e riportata per comodità in Fig. 3.19.

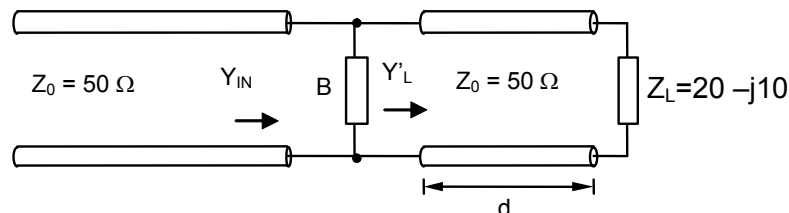
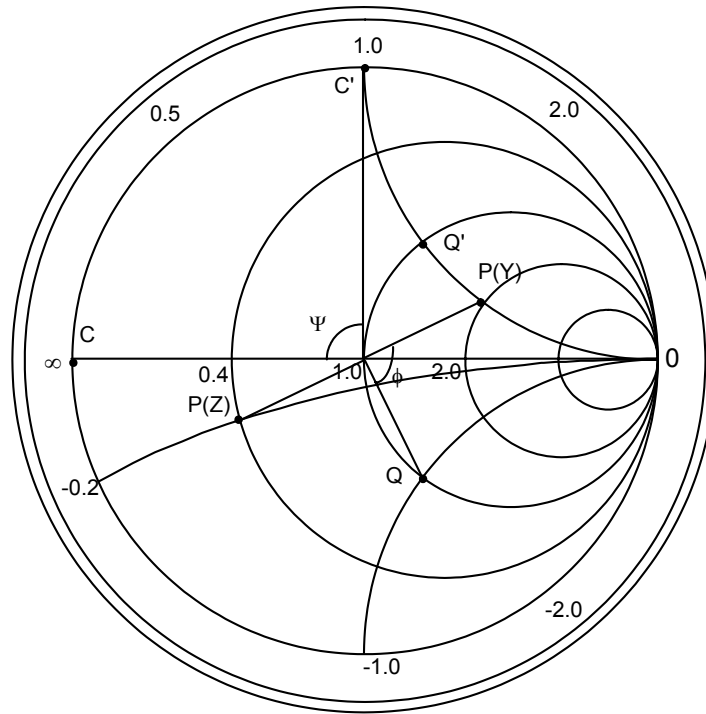


Fig. 3.19

Il carico da adattare vale  $Z_L = 20 - j10$  che normalizzato rispetto a 50 Ohm diventa  $\hat{Z}_L = 0.4 - j0.2$ . Questo carico si riporta sulla carta di Smith delle impedenze nel punto P(Z) di Fig. 3.20. Utilizzando la tecnica descritta nella nota di Pag. 55 si ruota il carico di  $180^\circ$  arrivando nel punto P(Y) ( $\hat{Y}_L = 2 + j$ ) della carta delle ammettenze (ruotata). Lo spostamento a sinistra lungo la linea equivale ad una rotazione in senso orario su di una circonferenza centrata nell'origine. La rotazione va interrotta una volta raggiunto il cerchio  $\hat{G} = 1$  (punto Q di figura). In questo punto infatti risulta  $\hat{Y} = 1 + j\hat{B}'$ . Misurata sul diagramma di Smith la rotazione  $\phi$  è possibile da questa risalire al valore di d che risulterà pari a:

$$d = \phi / 2\beta \quad (3.34)$$





**Fig. 3.20**

La condizione di adattamento si raggiunge arrivando nell'origine: punto  $\hat{Y} = 1 + j0$ . Per far questo ci si muove sul cerchio  $\hat{G}=1$  sommando una suscettanza pura ( $\hat{B}$ ) di valore uguale ed opposto a quello che ho in Q ( $\hat{B} = -\hat{B}'$ ).

Come visto in precedenza (par. 3.2.b) la suscettanza concentrata può essere anche realizzata con uno stub (Fig. 3.5). Anche il progetto della lunghezza dello stub può essere fatto utilizzando il diagramma di Smith.

In particolare dovendo realizzare una suscettanza di valore  $-\hat{B}'$  (punto Q' sul diagramma di Fig. 3.20) questa può essere ottenuta con un tratto di linea aperta di lunghezza data da:

$$l = \psi / 2\beta \quad (3.35)$$

Infatti, eseguendo una rotazione  $\psi$ ,  $\hat{G} = 0$  e  $\hat{B} = 0$  (punto C sulla carta delle ammettenze ruotata) viene trasformato nel punto C' dove si ha  $\hat{B} = -\hat{B}'$ .

### 3.3.d Adattamento LC

Il progetto della rete di adattamento può essere condotto anche utilizzando delle reti reattive composte da induttanze e capacità. Questa tecnica di adattamento è stata descritta nel paragrafo 3.2.d. Ora viene implementata utilizzando la carta di Smith delle impedenze-ammettenze. Supponendo di voler adattare un carico (punto B in Fig. 3.21) a cui è associato un certo valore  $\hat{R}_B$  e  $\hat{X}_B$ ; se aggiungo una capacità in serie mi muovo sulla circonferenza a  $\hat{R}_B$  costante. Il valore di capacità dovrà essere progettato per portare il carico

in D sulla circonferenza  $\hat{G}=1$  e quindi è dato da:  $1/C_s = (\hat{X}_B - \hat{X}_D)50\omega$ . A questo punto posso leggere il valore di  $\hat{B}$  in D ( $\hat{B}_D$ ) e dovrò aggiungere una suscettanza  $-\hat{B}_D$  per spostare il carico nell'origine e quindi ottenere l'adattamento. Questo può essere ottenuto aggiungendo una capacità in parallelo il cui valore è dato da  $C_p = -\hat{B}_D / 50\omega$ . Quindi in questa situazione si ottiene una rete formata da due capacità.

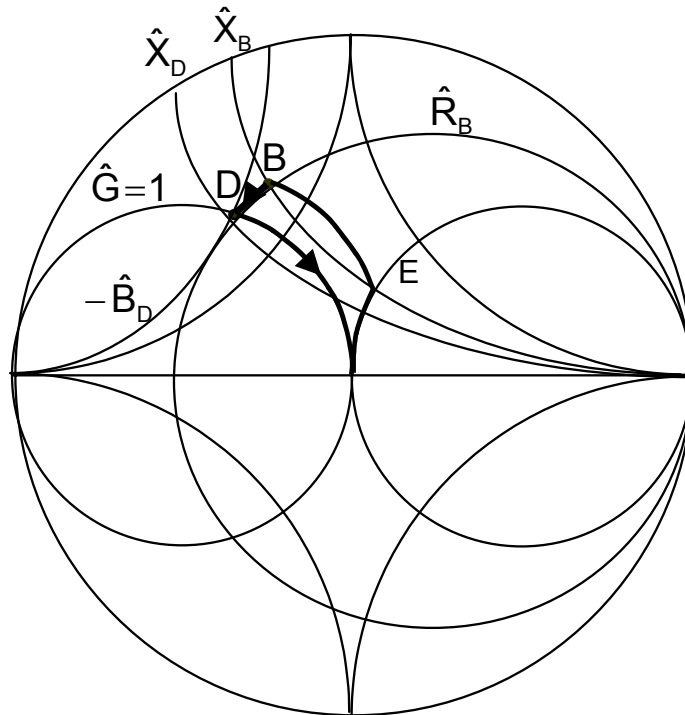


Fig. 3.21

Si noti che si poteva adattare anche con una rete formata da una capacità in parallelo seguita da una serie. In questo caso ci si portava prima sulla circonferenza ad  $\hat{R} = 1$  (punto E) e poi sull'origine. Si noti che se il carico da adattare è posto in un altro punto della carta di Smith si possono avere circuiti L-C o L-L.

### 3.3.e Adattamento a doppio stub

Le tecniche di adattamento parallelo e serie viste in precedenza sono anche dette a singolo stub. E' anche possibile effettuare un adattamento con un doppio stub.

Lo schema circuitale per questo tipo di adattamento è riportato in Fig 3.22. In questa configurazione la distanza  $d_1$  è arbitraria mentre la distanza  $d_2$  è fissata a  $3\lambda/8$ . L'adattamento è ottenuto variando le lunghezze  $l_1$  ed  $l_2$  dei due stub per il cui progetto si può utilizzare la carta delle ammettenze. Il primo tratto di linea, di lunghezza  $d_1$ , trasforma l'impedenza di carico  $\hat{Y}_L$  in un nuovo valore  $\hat{Y}'_L$ .

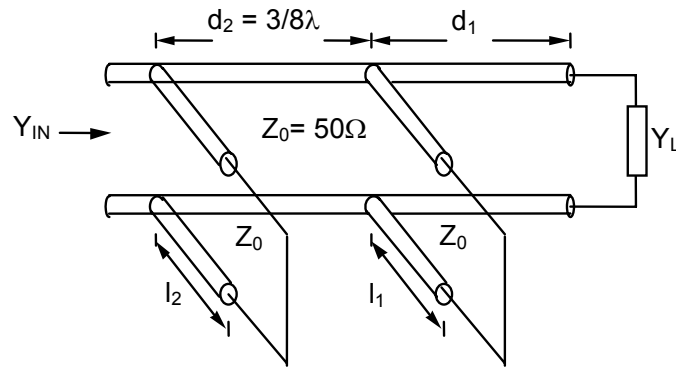


Fig. 3.22

La lunghezza  $l_1$  del primo stub è scelta tale da ottenere al suo ingresso un valore di suscettanza che sommato a  $\hat{Y}'_L$  porti l'ammettenza sul cerchio A ( $\hat{Y}_A$ ) (Fig. 3.23). Il successivo spostamento di  $3\lambda/8$  dovuto al tratto di linea tra i due stub trasforma il cerchio A nel cerchio B che è il cerchio a conduttanza unitaria costante. Quindi l'ammettenza  $\hat{Y}_A$  si trasforma nell'ammettenza  $\hat{Y}_B$  (spostamento a  $\rho = \text{cost}$ ). Il secondo stub (di lunghezza  $l_2$ ) è tale da annullare la componente suscettiva di  $\hat{Y}_B$  fino ad avere  $\hat{Y}_{IN} = 1$ .

Con questa tecnica non è possibile adattare tutti i carichi  $\hat{Y}'_L$ : infatti, se  $\hat{Y}'_L$  cade all'interno del cerchio  $\hat{G} = 2$  non è possibile trovare un percorso a conduttanza costante che intersechi il cerchio A, di conseguenza, questo carico non può essere adattato.

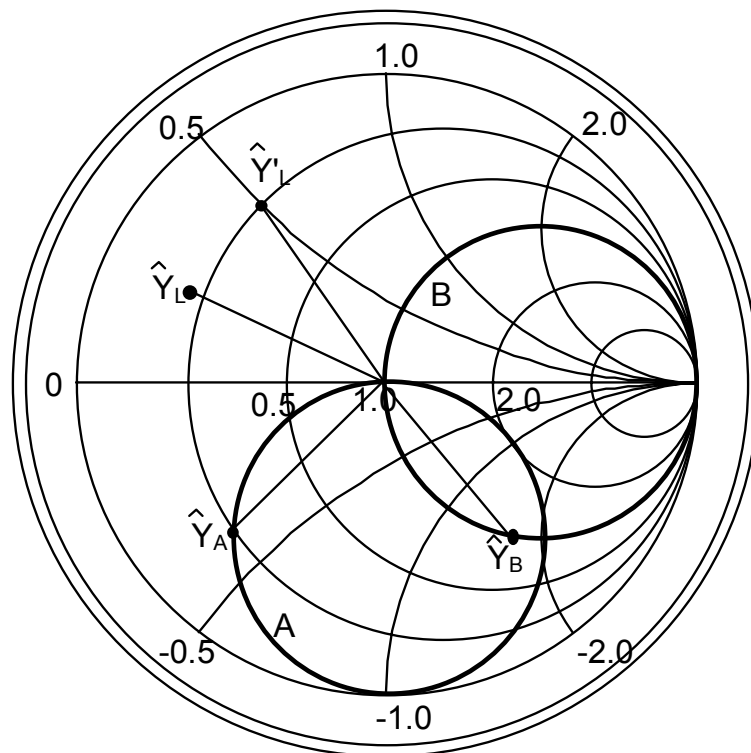


Fig. 3.23