

# Capitolo 13

## Tecniche di misura

### 13.1 Introduzione

Questo capitolo è dedicato alle tecniche di misura che si utilizzano alle frequenze delle microonde. In questo intervallo di frequenze, come anche alle più basse, le misure si utilizzano per caratterizzare il comportamento di un apparato esistente, per verificare la bontà di un progetto, ovvero per monitorare nel tempo il corretto funzionamento di un sistema. Tuttavia nel campo delle microonde, rispetto a quello delle basse frequenze, sono in generale diverse le grandezze che si vanno ad osservare: onde e potenze invece che tensioni e correnti.

In particolare, in questo capitolo saranno inizialmente esposti alcuni concetti relativi all'analisi dell'incertezza della misura (par. 13.2), in seguito, dopo aver introdotto le più comuni tecniche di calibrazione degli analizzatori di reti saranno mostrate alcune misure effettuabili con questi strumenti (par. 13.3). Il capitolo prosegue con la descrizione delle misure nel dominio del tempo (par. 13.4), delle misure di figura di rumore di reti due porte (par. 13.5) e rumore di fase di oscillatori (par. 13.6). Nel seguito è fatto un cenno alle misure su componenti non lineari (par. 13.7). Il capitolo si chiude con le misure di campo (par. 13.8) e le misure di potenza (par. 13.9).

### 13.2 Incertezza della misura

Misurare significa quantificare una grandezza fisica chiamata misurando tramite un processo (misurazione) il cui risultato è detto misura. La misura deve poter essere ripetuta anche da altri e quindi va comunicata in modo inequivocabile; pertanto bisogna fornire almeno tre parametri:

1. Il valore che quantifica il misurando – è il risultato del confronto tra il misurando e una grandezza di riferimento.
2. L'accuratezza della misura – è il livello di fiducia che si attribuisce alla misura ed è, quindi, indicativa del pregio (e anche del costo) della strumentazione di misura<sup>(\*)</sup>.
3. L'unità di misura – che deve essere internazionalmente riconosciuta ai fini di una migliore comunicazione del risultato.

---

<sup>(\*)</sup> Come sarà chiarito nel seguito l'accuratezza (in inglese accuracy) è l'incertezza con cui si è in grado di conoscere il misurando.

Nel processo di misura intervengono molti fattori che possono alterare l'accuratezza della misura: la temperatura e l'umidità dell'ambiente in cui si svolge la misura, disturbi di tipo elettromagnetico o meccanico, l'operatore che effettua la misura, la strumentazione utilizzata (sensibilità, risoluzione), il campione di riferimento. L'effetto di questi fattori si combina in modo casuale nella misura per cui se questa è ripetuta si ottengono risultati diversi determinando una dispersione dei valori misurati.

Alcuni dei fattori citati intervengono in modo casuale nel processo di misura (es. il rumore termico) e pertanto se si ripete  $N$  volte la misura (con  $N \rightarrow \infty$ ) e si opera una media il loro effetto tende ad annullarsi.

Altri fattori sono legati a comportamenti non ideali dei vari elementi del sistema di misura (difetti nei modelli) che danno luogo a scarti sempre nella stessa direzione (non si possono rimuovere con un processo di media). Con riferimento a questi ultimi, in alcuni casi si è in grado di stimare l'entità e il segno dello scarto e pertanto si è in grado di correggere la misura con una procedura di calibrazione – in questo caso si parla di “errori” (errori sistematici). Tuttavia dopo la calibrazione permangono sempre degli errori residui dovuti alle non idealità degli standard di calibrazione usati.

In conclusione, la misura sarà sempre affetta da una certa “incertezza” che quindi caratterizza la dispersione dei valori che possono essere ragionevolmente attribuiti al misurando. Per effetto dell'incertezza il risultato di una misura non è espresso da un valore, ma da un intervallo per cui la misura di una grandezza “ $m$ ” sarà espressa come:

$$M \pm E \quad (13.1)$$

con  $M$  valore centrale dell'intervallo ed  $E$  semiampiezza della fascia di incertezza.

### 13.2.a Valutazione delle incertezze

Alcune cause di incertezza sono legate ad effetti casuali che sono a valor medio nullo. Altre cause sono invece legate ad effetti di tipo sistematico che si presentano sempre con lo stesso verso e quindi non sono a valor medio nullo.

#### *Effetti casuali*

Se si suppone che la misura sia affetta solo da incertezze di tipo casuale, l'incertezza può essere valutata con metodi statistici.

Questi metodi di valutazione dell'incertezza si dicono di tipo A.

Se si ripete la misura nelle stesse condizioni per molte volte e si traccia l'istogramma si vede che questo tende ad una gaussiana (Teorema del limite centrale):

$$g(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x - x_m)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (13.2)$$

con  $x_m$  valore medio e  $\sigma^2$  varianza ( $\sigma = \sqrt{\sigma^2}$  : deviazione standard).

La teoria statistica dimostra che la stima migliore del valor medio ( $x_m$ ) è data dalla media sperimentale  $m_N$  ottenuta su  $N$  osservazioni indipendenti  $x_k$  come:

$$m_N = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k \quad (13.3)$$

Una stima della varianza è data dalla varianza sperimentale definita come:

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (x_k - m_N)^2 \quad (13.4)$$

Quella così calcolata è la varianza della singola misura. Poiché ci interessa calcolare la varianza del valor medio delle misure la sua stima è data da:

$$\sigma_M^2 = \frac{\sigma_N^2}{N} \quad (13.5)$$

Si noti che per  $N$  che tende all'infinito risulta  $\sigma_N^2 = \sigma^2$  mentre  $\sigma_M^2 = 0$ .

Volendo quindi quantificare l'incertezza si assume  $\sigma$  come ampiezza della fascia di incertezza e  $\sigma_M$  come misura sperimentale dell'incertezza; quindi, per i fattori casuali l'incertezza standard è data da:  $u = \sigma_M$ .

Come noto si ha che la probabilità che un valore preso a caso cada nell'intervallo  $x_m \pm \sigma$  è del 68.4%. Se non si ritiene sufficiente la probabilità del 68.4% si può aumentare questo valore introducendo l'incertezza standard estesa  $K \times u$  dove  $K$  è detto fattore di copertura. Con  $K = 2$  si ha una probabilità del 95.4% ( $2u$ ). Con  $K = 3$  si ha una probabilità del 99.7% ( $3u$ ). Quindi si può esprimere la misura come:  $x = m_N \pm Ku$

### *Effetti sistematici*

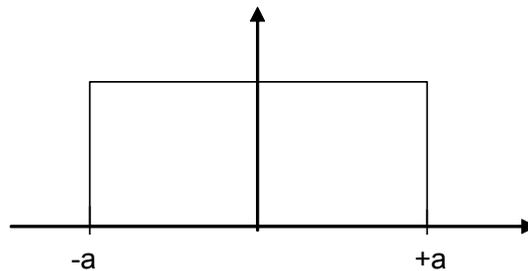
In questa classe, rientrano tutte le incertezze che non possono essere caratterizzate tramite la deviazione standard ricavata da misure ripetute (come per quella di tipo A). Detto questo si pone il problema di stabilire se per la valutazione di questa incertezza, detta valutazione di tipo B, si possa utilizzare un approccio di tipo probabilistico analogo a quello impiegato per le incertezze di tipo A. In questo caso, l'incertezza può essere valutata attraverso distribuzioni di probabilità stabilite sulla base o di un'analisi teorica del processo o di considerazioni empiriche. Tali considerazioni riguardano ad esempio, conoscenze sperimentali delle caratteristiche e del comportamento della strumentazione, specifiche tecniche di fabbrica, specifiche di calibrazione, ipotesi conservative.

Quindi nelle valutazioni di tipo B in primo luogo si fa una stima dei limiti delle variazioni sulla misura causate da una sorgente d'incertezza, ovvero si valuta lo scarto massimo<sup>(\*)</sup>; in seguito si assume una certa distribuzione di probabilità tra questi limiti; infine, si calcola una deviazione standard equivalente che rappresenta l'incertezza standard.

Le distribuzioni più correntemente utilizzate sono quattro: rettangolare (o uniforme), normale (o gaussiana), triangolare, distribuzione a U.

#### *Distribuzione rettangolare*

La distribuzione rettangolare (Fig. 13.2) si utilizza quando si conoscono i limiti di variazione e si può assumere che tutti i valori siano equiprobabili, ovvero quando non si hanno informazioni sulla distribuzione tra questi limiti.



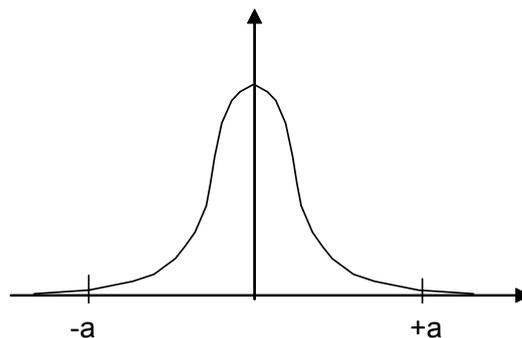
**Fig. 13.1**

In questo caso la relazione tra incertezza standard  $u$  e i limiti di variazione (scarto massimo  $\pm a$ ) è <sup>(\*)</sup>:

$$u = \frac{a}{\sqrt{3}} \cong 0.6a \quad (13.6)$$

#### *Distribuzione normale*

La distribuzione normale (Fig. 13.2) si utilizza quando è maggiore la probabilità di trovare valori prossimi al valor medio che lontani da esso:



**Fig. 13.1**

---

<sup>(\*)</sup> Lo scarto massimo è quindi la differenza massima tra il valore vero e quello misurato e può essere assoluto o relativo ed in questo ultimo caso può essere espresso in dB o percentuale.

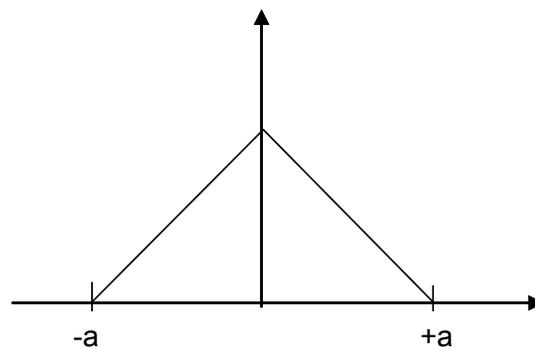
$$(*) \sigma_x^2 = \int_{-\infty}^{\infty} p(x)(x - x_m)^2 dx = \int_{-a}^a \frac{1}{2a} x^2 dx = \frac{1}{2a} \left[ \frac{x^3}{3} \right]_{-a}^a = \frac{a^2}{3}$$

La relazione tra l'incertezza standard  $u$  (deviazione standard equivalente) e i limiti di variazione (scarto massimo  $\pm a$ ) posto un fattore di copertura pari a 2 (95.4%) si valuta osservando che essendo  $2u = a$ , segue:

$$u = \frac{a}{2} = 0.5a \quad (13.7)$$

#### *Distribuzione triangolare*

La distribuzione triangolare (Fig. 13.3) si utilizza qualora vi sia maggiore probabilità di trovare valori prossimi al valor medio piuttosto che lontano da esso e sia ipotizzabile una variazione lineare tra il valor medio ed i limiti.



**Fig. 13.3**

La relazione tra incertezza standard  $u$  (deviazione standard equivalente) e i limiti di variazione (scarto massimo  $\pm a$ ) per la distribuzione triangolare è:

$$u = \frac{a}{\sqrt{6}} \cong 0.4a \quad (13.8)$$

Il fattore moltiplicativo di  $a$  per la distribuzione triangolare è minore rispetto a quello della distribuzione rettangolare. Quindi la distribuzione rettangolare rappresenta, per la stima di un contributo di incertezza, un'assunzione più conservativa rispetto a quella triangolare.

#### *Distribuzione ad U*

La distribuzione ad U è utilizzata quando è maggiore la probabilità che i valori misurati si trovino vicino ai limiti di variazione piuttosto che intorno al valore medio. La distribuzione ad U bene si adatta a modellare l'incertezza dovuta al disadattamento di impedenza.

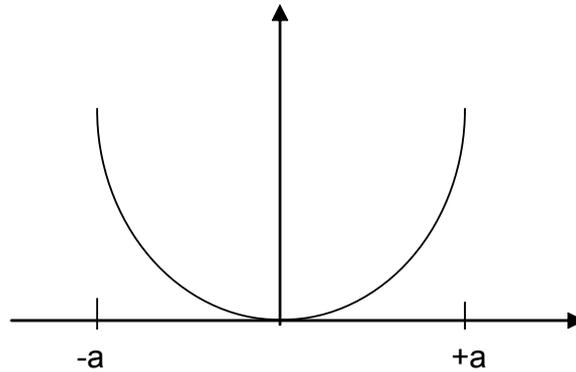


Fig. 13.4

La relazione tra l'incertezza  $u$  e i limiti di variazione (scarto massimo  $\pm a$ ) è data da:

$$u = \frac{a}{\sqrt{2}} \cong 0.7a \quad (13.9)$$

Il fattore moltiplicativo della distribuzione ad U è ancora più grande di quello della distribuzione rettangolare. Quindi, per la stima di un contributo di incertezza, la distribuzione ad U rappresenta un'assunzione ancora più conservativa rispetto alla distribuzione rettangolare.

*Valutazione dell'incertezza per misure indirette*

In alcuni casi, il misurando  $y$  non è stimabile tramite una misura diretta ma è una funzione di altre  $N$  quantità correlate ad esso attraverso una relazione funzionale del tipo:

$$y = f(a, b, \dots, z) \quad (13.10)$$

Nel caso di tre grandezze di influenza possiamo scrivere:

$$y = f(a, b, c) \quad (13.11)$$

Per le grandezze di influenza il valore sarà noto all'interno di una fascia di incertezza; quindi si avrà:

$$\begin{aligned} a_m &= a_0 \pm \delta a \\ b_m &= b_0 \pm \delta b \\ c_m &= c_0 \pm \delta c \end{aligned} \quad (13.12)$$

Quindi alla misura di  $y$  può essere attribuito il valore:

$$y_0 = f(a_0, b_0, c_0) \quad (13.13)$$

con uno scarto valutabile sviluppando la  $y$  in serie di Taylor nell'intorno di  $y_0$ :

$$y_0 + \delta y = f(a_0 + \delta a, b_0 + \delta b, c_0 + \delta c) =$$
$$f(a_0, b_0, c_0) + \left( \frac{\partial f}{\partial a} \Big|_{b=c=\text{cost}} \right) \delta a + \left( \frac{\partial f}{\partial b} \Big|_{a=c=\text{cost}} \right) \delta b + \left( \frac{\partial f}{\partial c} \Big|_{a=b=\text{cost}} \right) \delta c \quad (13.14)$$

da cui risulta che lo scarto  $\delta y$  è dato da:

$$\delta y = \left( \frac{\partial f}{\partial a} \Big|_{b=c=\text{cost}} \right) \delta a + \left( \frac{\partial f}{\partial b} \Big|_{a=c=\text{cost}} \right) \delta b + \left( \frac{\partial f}{\partial c} \Big|_{a=b=\text{cost}} \right) \delta c \quad (13.15)$$

dove si è fatta l'ipotesi di essere in presenza di piccole variazioni ( $\delta a \ll a_0$  etc.) intorno ad un valore medio e quindi il problema è linearizzabile e si può applicare il principio di sovrapposizione degli effetti. Si noti inoltre che in questo modello matematico gli scarti del valor medio sono stati trattati come delle piccole variazioni sulle grandezze.

Per passare dagli scarti alle incertezze bisogna fare un certo numero di considerazioni:

- a) sul legame tra gli scarti  $\delta a$ ,  $\delta b$ ,  $\delta c$  e le incertezze,
- b) su un'eventuale correlazione tra alcune o tutte le grandezze influenti,
- c) sull'interesse ad avere una valutazione deterministica (pessimistica) oppure di tipo probabilistico più ottimistica<sup>(\*)</sup>.

Per quel che riguarda il punto a, gli scarti  $\delta a$ ,  $\delta b$ ,  $\delta c$  possono essere interpretati come semiampiezza della fascia di incertezza ( $\pm a$ ) (quindi vanno corretti in base alla distribuzione ipotizzata per avere le incertezze) oppure direttamente come incertezze standard  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$ .

---

<sup>(\*)</sup>È il modello che deve essere usato nella stima delle incertezze nella emissione di certificati ufficiali; è anche il modello previsto dalla Guida all'espressione dell'incertezza di misura (CEI UNI).

Nel seguito assumeremo sempre che le grandezze siano scorrelate.

Per quel che riguarda il punto c

Nel caso di valutazione deterministica (pessimistica) si prendono tutte le derivate in modulo, e l'incertezza assoluta coincide con lo scarto massimo su y, per cui si ha:

$$\delta y = \left| \frac{\partial f}{\partial a} \right|_{b=c=\text{cost}} \delta a + \left| \frac{\partial f}{\partial b} \right|_{a=c=\text{cost}} \delta b + \left| \frac{\partial f}{\partial c} \right|_{a=b=\text{cost}} \delta c \quad (13.16)$$

Quindi le derivate sono prese in modulo in modo da avere sempre il massimo contributo.

Passando dagli scarti alle incertezze si ha:

$$u_y = \left| \frac{\partial f}{\partial a} \right|_{b=c=\text{cost}} u_a + \left| \frac{\partial f}{\partial b} \right|_{a=c=\text{cost}} u_b + \left| \frac{\partial f}{\partial c} \right|_{a=b=\text{cost}} u_c \quad (13.17)$$

Dall'incertezza assoluta si passa a quella relativa (percentuale) dividendo per il valor medio della misura:

$$\frac{u_y}{y_0} (\%) = \left| \frac{\partial f}{\partial x_1} \right|_{b=c=\text{cost}} \frac{u_a}{y_0} + \left| \frac{\partial f}{\partial b} \right|_{a=c=\text{cost}} \frac{u_b}{y_0} + \left| \frac{\partial f}{\partial c} \right|_{a=b=\text{cost}} \frac{u_c}{y_0} \quad (13.18)$$

L'incertezza relativa può anche essere espressa in dB.

Se è richiesta una valutazione di tipo probabilistico, sempre in assenza di correlazione tra le grandezze, la varianza è calcolabile come:

$$\sigma_y^2 = \left( \left| \frac{\partial f}{\partial a} \right|_{b=c=\text{cost}} \right)^2 \sigma_a^2 + \left( \left| \frac{\partial f}{\partial b} \right|_{a=c=\text{cost}} \right)^2 \sigma_b^2 + \left( \left| \frac{\partial f}{\partial c} \right|_{a=b=\text{cost}} \right)^2 \sigma_c^2 \quad (13.19)$$

Passando dalle varianze alle incertezze si ha:

$$u_y^2 = \left( \left| \frac{\partial f}{\partial a} \right|_{b=c=\text{cost}} \right)^2 u_a^2 + \left( \left| \frac{\partial f}{\partial b} \right|_{a=c=\text{cost}} \right)^2 u_b^2 + \left( \left| \frac{\partial f}{\partial c} \right|_{a=b=\text{cost}} \right)^2 u_c^2 \quad (13.20)$$

Poiché sono coinvolte più grandezze, la distribuzione tende a quella gaussiana e la  $\sigma_y$  assume il significato di incertezza standard  $u_y$  con una fiducia del 68.4%. Se si vogliono avere probabilità più elevate bisogna moltiplicare  $u_y$  per un fattore di copertura.

### Valutazione dell'incertezza per misure dirette

Le misure dirette si distinguono tra misure singole e misure ripetute. La prima strategia di solito si adotta quando si utilizzano metodi e strumenti non troppo "sensibili", cosicché ci si aspetta di ottenere sempre lo stesso risultato (incertezze sistematiche maggiori di quelle casuali). La seconda strategia si adotta con strumenti e metodi tanto "sensibili" da mettere in evidenza le variazioni indotte sulla misura dalle incertezze casuali.

Nelle misure singole l'incertezza si ottiene, dopo aver corretto eventuali errori sistematici, combinando le incertezze di tipo B dovute alla strumentazione e ad altre cause. Ad esempio, nella misura di campo EM con un misuratore di radiazione interviene l'incertezza sull'isotropia della sonda, sulla risposta in frequenza etc..

Per la valutazione dell'incertezza occorre specificare se si è calcolato il caso peggiore (somma delle incertezze) o il valore probabile (radice della somma dei quadrati).

Per cui nel primo caso si avrà:

$$u_y = \sum_{i=1}^N u_i \quad (13.21)$$

(si ipotizzano tutti i fattori peso uguali ad 1)

Mentre nel secondo caso si ha:

$$u_y = \sqrt{\sum_{i=1}^N u_i^2} \quad (13.22)$$

Nelle misure ripetute la stima migliore è data dalla media delle varie misure e l'incertezza totale va calcolata combinando le incertezze casuali e quelle sistematiche. Anche in questo caso si deve specificare se si è calcolato il caso peggiore:

$$u_{\text{tot}} = u_A + u_B \quad (13.23)$$

o il valore più probabile

$$u_{\text{tot}} = \sqrt{u_A^2 + u_B^2} \quad (13.24)$$

Va inoltre dichiarato il livello di fiducia con cui sono stati valutati gli scarti.

### 13.3 Misure con l'analizzatore di reti

Con gli analizzatori di rete, la cui struttura è stata descritta nel par. 12. 2.a è possibile misurare i parametri di scattering di reti N porte e quindi si possono valutare, in funzione della frequenza, parametri quali l'attenuazione la perdita di riflessione il guadagno etc. Con i moderni analizzatori è anche possibile studiare il comportamento di un circuito al variare della potenza di ingresso e quindi valutare parametri come il range dinamico ed il punto di compressione ad 1 dB. Queste ultime misure saranno descritte in dettaglio nel par. 13.7. In questo paragrafo sono invece mostrati alcuni esempi di misure su componenti lineari. In particolare, il paragrafo inizia con la descrizione delle procedure di calibrazione che si devono sempre eseguire prima di effettuare una misura con un analizzatore di reti.

#### 13.3.a Calibrazione dell'analizzatore di reti

La misura dei parametri di scattering di un componente, effettuata con un analizzatore di reti, sarà sempre affetta da incertezza. Le cause di incertezza sono:

**Incertezze casuali:** dovute alle sorgenti di rumore presenti nei componenti del sistema (sorgenti di segnale, oscillatori locali, rilevatori, ricevitori). In questo tipo di incertezza interviene anche la ripetibilità delle connessioni e la stabilità dei cavi. Poiché variano nel tempo in maniera random possono essere ridotte con una procedura di media.

**Incertezze sistematiche (errori sistematici):** dovuti alle non idealità dei componenti del sistema di misura, queste incertezze si ripetono e non cambiano nel tempo e possono quindi essere valutate e ridotte con la calibrazione. Le incertezze residue che perdurano dopo la calibrazione sono dovute ad imperfezioni negli standard di calibrazione utilizzati.

**Errori di deriva:** dovuti ai cambiamenti che intervengono nell'analizzatore a causa delle variazioni nella temperatura nell'umidità e nella pressione ambientale dopo che è stata effettuata la calibrazione.

#### *Errori e reti degli errori*

Nel seguito verranno analizzati in dettaglio gli errori sistematici e descritti alcuni possibili modelli per valutare l'effetto di questi errori sulla misura.

#### *Errore di direttività (D)*

Questo errore è dovuto al fatto che la direttività dell'AD (sezione di separazione), interposto tra la sorgente ed il DUT, non è infinita quindi il rivelatore del segnale riflesso riceve anche direttamente parte della potenza incidente (Fig. 13.5 linea tratteggiata). Nell'errore di direttività intervengono anche le riflessioni introdotte dai cavi e dalle transizioni presenti tra la sorgente ed il DUT (Fig. 13.5 linea tratto-punto).

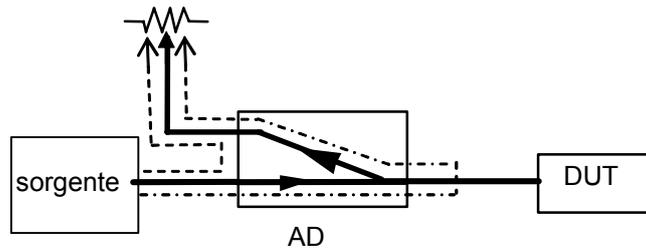


Fig. 13.5

*Errore di risposta in frequenza in riflessione ( $F_R$ )*

Questo errore è dovuto al fatto che la risposta in frequenza degli AD, dei cavi, dei mixer e dei detector, presenti nel canale di misura del segnale riflesso, non è perfettamente piatta.

*Errore di disadattamento della sorgente ( $M_S$ )*

Se la sorgente non è perfettamente adattata il segnale riflesso dal DUT è ulteriormente riflesso dalla sorgente generando così delle riflessioni multiple che alterano la lettura della potenza riflessa (Fig. 13.6) e di quella trasmessa.

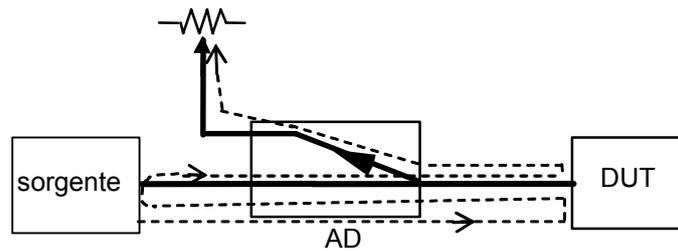


Fig. 13.6

*Errore di disadattamento del carico ( $M_L$ )*

Se il carico non è perfettamente adattato il segnale trasmesso attraverso il DUT è riflesso dal carico verso il DUT e si generano delle riflessioni multiple che alterano la lettura della potenza trasmessa (Fig. 13.7) e di quella riflessa.

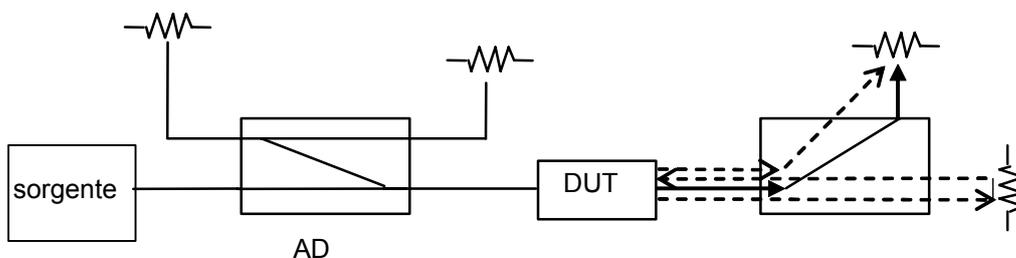


Fig. 13.7

### Errore di risposta in frequenza in trasmissione ( $F_T$ )

Ha le stesse origini di  $F_R$  relativamente alla trasmissione.

### Crosstalk (C)

E' dovuto a collegamenti parassiti presenti nel sistema di misura che fanno sì che si abbia un segnale in uscita anche in assenza del DUT.

Con riferimento agli analizzatori di reti con rotazione manuale del DUT (Fig. 12.9), l'insieme dei 6 errori sistematici introdotti può essere visto come una rete interposta tra i valori veri ( $a_{1v}$ ,  $b_{1v}$ , etc) e quelli misurati ( $a_{1m}$ ,  $b_{1m}$ , etc) (Fig.13.8).

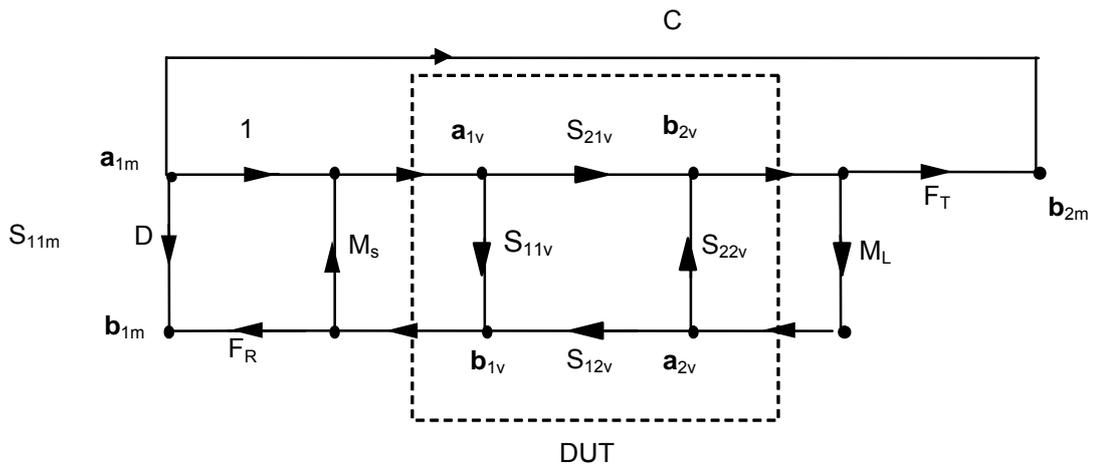


Fig. 13.8

Facendo riferimento alla Fig. 13.8 si ha:

$$S_{11m} = \frac{b_{1m}}{a_{1m}} = D + \frac{F_R S_{11v} (1 - M_L S_{22v}) + F_R S_{21v} S_{12v} M_L}{1 - M_S S_{11v} - M_L S_{22v} - M_L S_{21v} S_{12v} M_S + S_{11v} M_S S_{22v} M_L} \quad (13.25)$$

$$S_{21m} = \frac{b_{2m}}{a_{1m}} = C + \frac{F_T S_{21v}}{1 - M_S S_{11v} - M_L S_{22v} - M_L S_{21v} S_{12v} M_S + S_{11v} M_S S_{22v} M_L} \quad (13.26)$$

Ruotando il DUT si scambiano i pedici ( $2 \rightarrow 1$  e  $1 \rightarrow 2$ ) mentre i parametri di errore (che dipendono dal sistema di misura) restano gli stessi e si ha:

$$S_{22m} = \frac{b_{2m}}{a_{2m}} = D + \frac{F_R S_{22v} (1 - M_L S_{11v}) + F_R S_{21v} S_{12v} M_L}{1 - M_S S_{22v} - M_L S_{11v} - M_L S_{21v} S_{12v} M_S + S_{11v} M_S S_{22v} M_L} \quad (13.27)$$

$$S_{12m} = \frac{b_{1m}}{a_{2m}} = C + \frac{F_T S_{12v}}{1 - M_S S_{22v} - M_L S_{11v} - M_L S_{21v} S_{12v} M_S + S_{11v} M_S S_{22v} M_L} \quad (13.28)$$

E' ora possibile ricavare  $S_{11v}$ ,  $S_{22v}$ ,  $S_{21v}$  e  $S_{12v}$  in funzione di  $S_{11m}$ ,  $S_{22m}$ ,  $S_{12m}$ ,  $S_{21m}$  e dei parametri della rete degli errori, si ha (\*):

$$S_{11v} = \frac{|c(1+dM_S) - abM_L|}{n} \quad (13.29)$$

$$S_{22v} = \frac{|d(1+cM_S) - abM_L|}{n} \quad (13.30)$$

$$S_{21v} = \left| 1 + d(M_S - M_L) \frac{b}{n} \right| \quad (13.31)$$

$$S_{11v} = \left| 1 + c(M_S - M_L) \frac{a}{n} \right| \quad (13.32)$$

dove:

$$n = (1+dM_S)(1+cM_S) - abM_L^2$$

$$\begin{aligned} a &= \frac{(S_{12m} - C)}{F_T} \\ b &= \frac{(S_{21m} - C)}{F_T} \end{aligned} \quad (13.33)$$

$$c = \frac{(S_{11m} - D)}{F_R}$$

$$d = \frac{(S_{12m} - d)}{F_R}$$

La tecnica di analisi vista fa riferimento ad analizzatori di reti con rotazione manuale del DUT. In analizzatori di classe superiore è possibile effettuare le misure dei 4 parametri di scattering senza dover effettuare la rotazione del DUT (v. Fig. 12.10).

Con la configurazione di Fig. 12.10 è possibile applicare l'eccitazione sia alla bocca 1 che alla bocca 2 tuttavia, nei vari casi, sono diversi i percorsi che compie il segnale riflesso o trasmesso. Per questo motivo si deve considerare l'errore di risposta in frequenza sia in riflessione che in trasmissione e l'eccitazione sia alla bocca 1 (pedice 1) che alla bocca 2 (pedice 2).

In questo caso il grafo di flusso diventa quello riportato in Fig. 13.9.a per il caso diretto e 13.9.b per il caso inverso (2 reti con 6 parametri di errore per un totale di 12 parametri).

---

(\*)S. Rehnmark, MTT, vol 4, 1974 pp 457÷458

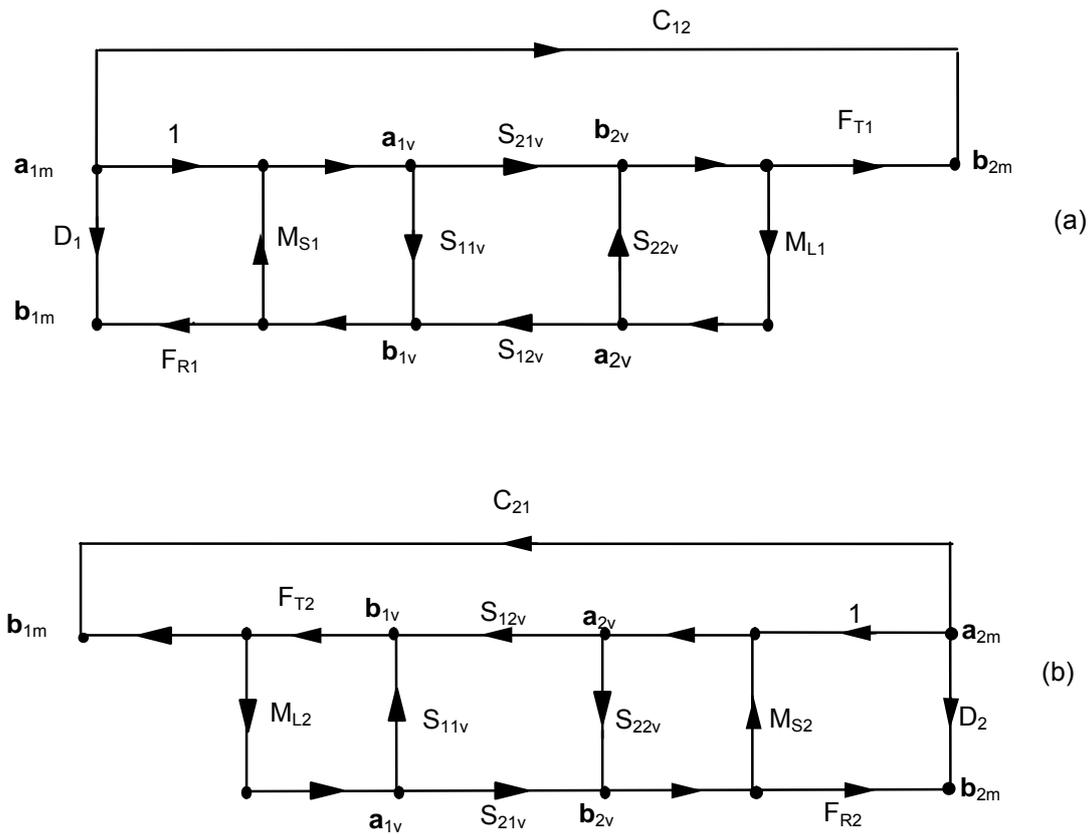


Fig. 13.9

Le equazioni per il calcolo dei parametri di scattering misurati sono analoghe a quelle viste in precedenza (Eq. 13.25 ÷ 13.28) dove i parametri di errore vanno considerati con il pedice 1 nel caso diretto e 2 nel caso inverso. Anche in questo caso è possibile esprimere i parametri di scattering veri in funzione di quelli misurati e della rete degli errori.

Il problema della calibrazione può essere affrontato anche in forma più generale pensando che l'analizzatore di reti sia un sistema di misura ideale e che tutti gli errori siano concentrati in una rete degli errori (Fig. 13.10) a quattro porte.

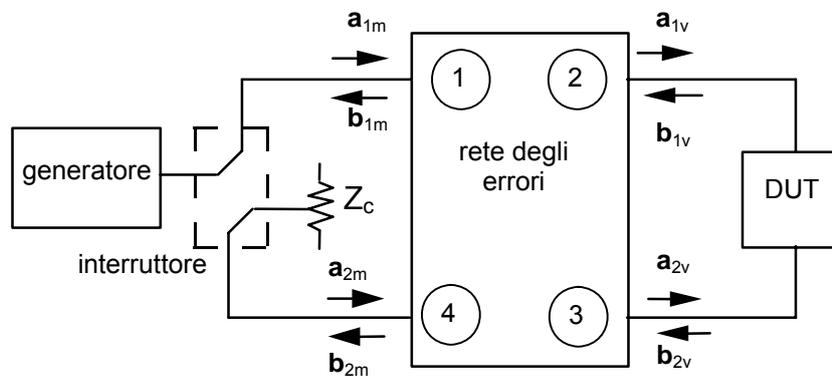


Fig. 13.10

Il grafo degli errori avrà quindi nel caso più generale 16 rami e il legame sarà del tipo:

$$\begin{pmatrix} b_{1m} \\ a_{1v} \\ a_{2v} \\ b_{2m} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} E_{00} & E_{01} & E_{02} & E_{03} \\ E_{10} & E_{11} & E_{12} & E_{13} \\ E_{20} & E_{21} & E_{22} & E_{23} \\ E_{30} & E_{31} & E_{32} & E_{33} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{1m} \\ b_{1v} \\ b_{2v} \\ a_{2m} \end{pmatrix} \quad (13.34)$$

Si noti che nel vettore di sinistra della (13.34) sono riportate, come usuale, le onde uscenti dalla rete degli errori di Fig. 13.10, mentre nel vettore che moltiplica la matrice a destra sono riportate le onde entranti. La rete degli errori ha 4 termini per ogni porta e altri otto termini che tengono conto degli accoppiamenti spuri.

Con riferimento alla rete a 16 errori, un'approssimazione spesso introdotta è quella di eliminare i termini che legano l'ingresso con l'uscita. In questo modo la rete degli errori si spezza in una rete di ingresso (A) ed una di uscita (B) (modello a 8 errori) (Fig. 13.11) ed il corrispondente grafo di flusso è riportato in Fig. 13.12.

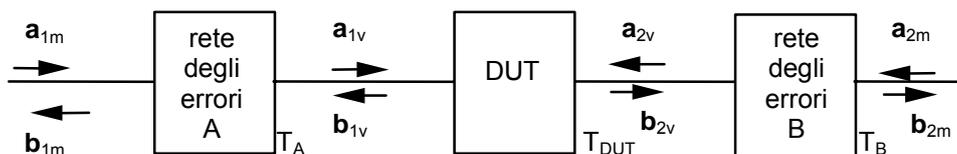


Fig. 13.11

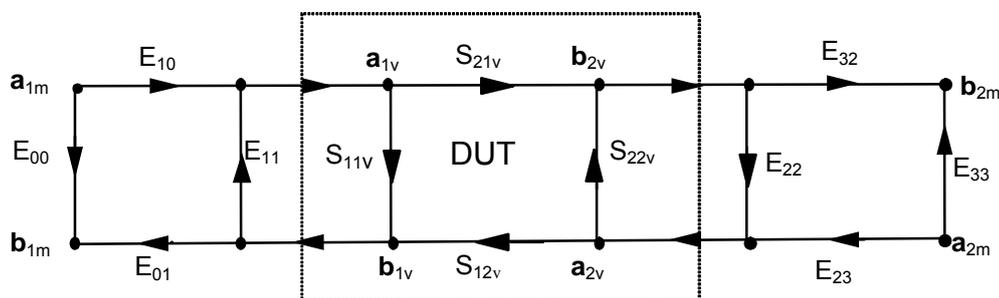


Fig. 13.12

La rete di Fig. 13.12 è simile a quella di Fig. 13.8 ed, in effetti, i nuovi termini di errore sono legati a quelli precedentemente introdotti. In particolare risulta:

$$D_1 = E_{00}, D_2 = E_{33} \quad (13.35)$$

$$F_{R1} = E_{10} E_{01}, F_{R2} = E_{23} E_{32} \quad (13.36)$$

$$F_{T1} = E_{10} E_{32}, F_{T2} = E_{01} E_{23} \quad (13.37)$$

$$M_{S1} = M_{L2} = E_{11}, M_{L1} = M_{S2} = E_{22} \quad (13.38)$$

In questo caso si ha:

$$S_{11m} = \frac{b_{1m}}{a_{1m}} = E_{00} + \frac{S_{11v} E_{10} E_{01} (1 - S_{22v} E_{22}) + S_{12v} S_{21v} E_{10} E_{01} E_{22}}{\Delta} \quad (13.39)$$

$$S_{22m} = \frac{b_{2m}}{a_{2m}} = E_{33} + \frac{S_{22v} E_{32} E_{23} (1 - S_{11v} E_{11}) + S_{21v} S_{12v} E_{32} E_{23} E_{11}}{\Delta} \quad (13.40)$$

$$S_{21m} = \frac{b_{2m}}{a_{1m}} = \frac{S_{21v} E_{10} E_{32}}{\Delta} \quad (13.41)$$

$$S_{12m} = \frac{b_{1m}}{a_{2m}} = \frac{S_{12v} E_{23} E_{01}}{\Delta} \quad (13.42)$$

dove :  $\Delta = 1 - E_{11} S_{11v} - E_{22} S_{22v} - S_{21v} S_{12v} E_{11} E_{22} + E_{11} E_{22} S_{11v} S_{22v}$

E' quindi possibile, anche in questo caso, ricavare i parametri di scattering "veri" a partire da quelli misurati e da quelli della rete degli errori.

### *Procedure di calibrazione*

Una volta legati i parametri di scattering veri a quelli misurati e alla rete degli errori, non rimane che valutare quest'ultima rete.

A questo scopo, come detto in precedenza, si utilizzano delle procedure di calibrazione. Con riferimento al modello a 6 o 12 termini di errore una tecnica di calibrazione spesso applicata utilizza un corto, un aperto, un carico adattato e una connessione diretta (Short, Open, Load, Thru) e viene quindi detta tecnica SOLT. Nel seguito, questa tecnica verrà descritta in dettaglio con riferimento al modello a 6 termini di errore ma la stessa procedura può essere ripetuta due volte per il calcolo del modello a 12 parametri di errore.

Inizialmente si valutano  $D$ ,  $M_S$ , e  $F_R$  con delle misure di riflessione ( $S_{21} = 0$ ) sostituendo il DUT con un carico; in questa situazione il grafo di flusso di Fig. 13.9.a diventa quello mostrato in Fig. 13.13.

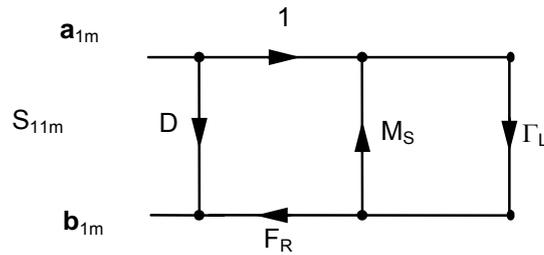


Fig. 13.13

Quindi si ha :

$$S_{11m} = \frac{b_{1m}}{a_{1m}} = D + \frac{F_R \Gamma_L}{1 - \Gamma_L M_S} \quad (13.43)$$

Si effettuano quindi tre misure ponendo al posto del DUT un carico adattato, un aperto ed un corto. In questo modo, utilizzando la relazione (13.43) con  $\Gamma_L$  pari a 0, 1 e  $-1$  rispettivamente, si ottiene un sistema di 3 equazioni in 3 incognite che, risolto, consente di valutare  $D$ ,  $M_S$  e  $F_R$ .

Tuttavia i carichi adattati sono spesso difficili da realizzare con precisione su ampie bande di frequenza, si usano allora i carichi mobili (sliding load).

Per i carichi mobili il coefficiente di riflessione in ingresso ( $\Gamma_L = \rho_L e^{j\phi_L}$ ) presenta un modulo costante ed una fase variabile con la posizione del carico. Un esempio in coassiale è mostrato in Fig. 13.14.

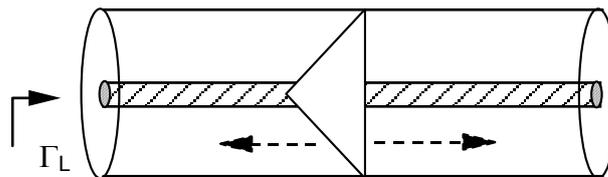


Fig. 13.14

Supponendo  $|\Gamma_L M_S| \ll 1$  si ha :

$$S_{11m}^{(1)} = D + F_R \Gamma_L \quad (13.44)$$

Quindi  $D$  è il centro di un cerchio di raggio  $|F_R \Gamma_L|$  e può essere individuato univocamente con 3 misure eseguite per 3 diverse posizioni (fasi) (Fig.13.15).

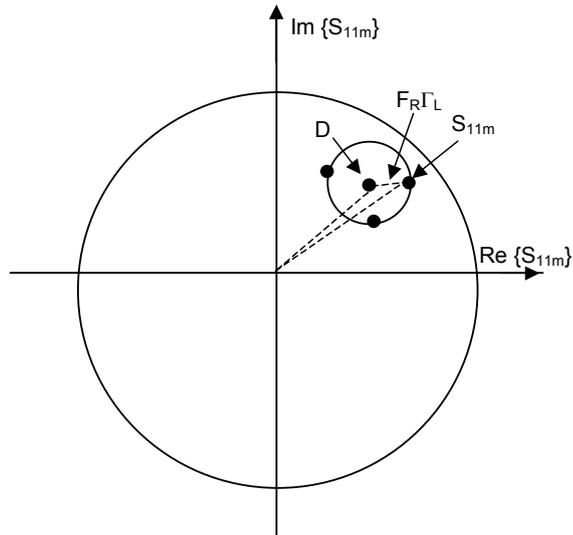


Fig. 13.15

I parametri  $F_R$  e  $M_S$  sono valutati risolvendo un sistema di due equazioni in due incognite che si ottiene a partire dall'espressione (13.43) ed utilizzando un corto ( $\Gamma_L = -1$ ) ed un aperto ( $\Gamma_L = 1$ ) si ottiene:

$$S_{11m}^{(2)} = D - \frac{F_R}{1 + M_S} \quad (13.45)$$

$$S_{11m}^{(3)} = D + \frac{F_R}{1 - M_S} \quad (13.46)$$

Per la valutazione di  $C$  si può fare una misura in trasmissione con  $S_{21v} = 0$  (senza DUT) (Fig. 13.16).

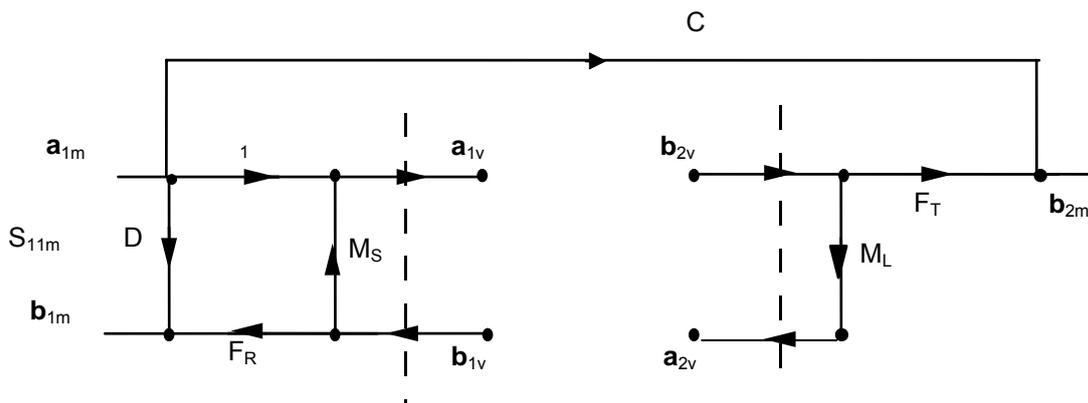


Fig. 13.16

in questo caso si ha :

$$S_{21m}^{(4)} = \frac{b_{2m}}{a_{2m}} = C \quad (13.47)$$

Infine  $F_T$  e  $M_L$  possono essere determinati utilizzando una connessione passante (thru connection) per la quale risulta  $S_{21} = S_{12} = 1$  e  $S_{11} = S_{22} = 0$  (Fig. 13.17).

In questo caso si ha:

$$S_{21m}^{(5)} = \frac{b_{2m}}{a_{1m}} = C + \frac{F_T}{1 - M_L M_S} \quad (13.48)$$

$$S_{11m}^{(6)} = \frac{b_{1m}}{a_{1m}} = D + \frac{F_R M_L}{1 - M_L M_S} \quad (13.49)$$

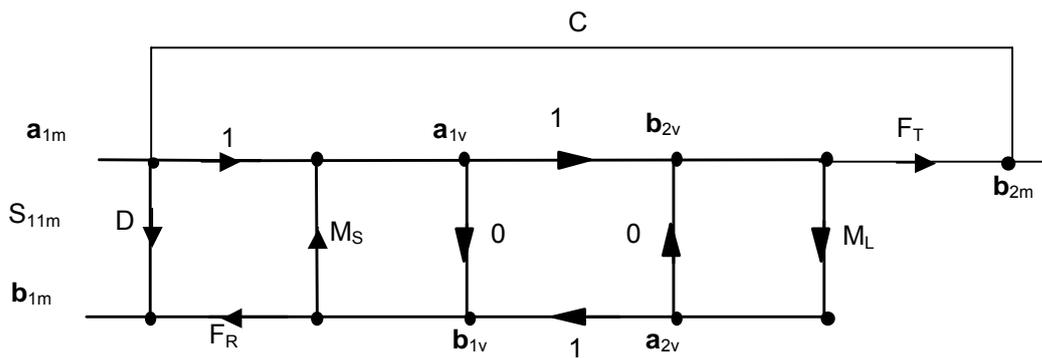


Fig. 13.17

Risolvendo il sistema, noti  $S_{21m}^{(5)}$ ,  $S_{11m}^{(6)}$ ,  $D$ ,  $M_S$ ,  $F_R$ , e  $C$  posso valutare  $F_T$  e  $M_L$ .

A questo punto si inserisce il DUT e si effettua la misura dei parametri di scattering. Da queste misure, dalla conoscenza della rete degli errori ed utilizzando le Eq. 13.25 ÷ 13.33 si può risalire ai parametri di scattering effettivi del DUT.

Si noti che se il DUT da misurare è un componente ad una bocca gli unici parametri di errore che intervengono nella misura sono  $D$ ,  $M_S$  e  $F_R$  e possono essere determinati univocamente semplicemente con le prime tre misure sopra mostrate.

Con riferimento al modello degli errori con una rete a 16 termini ed in particolare al caso ridotto di 8 errori, la struttura riportata in Fig. 13.11 può essere studiata come la cascata di tre reti per cui, utilizzando la matrice di trasferimento  $[T]$ , risulta per l'intera rete:  $T_m = T_A T_{DUT} T_B$  e si ha:

$$T_m = \begin{pmatrix} 1 \\ E_{10} E_{32} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{10} E_{01} - E_{00} E_{11} & E_{00} \\ -E_{11} & 1 \end{pmatrix} T_{DUT} \begin{pmatrix} E_{32} E_{23} - E_{22} E_{33} & E_{22} \\ -E_{33} & 1 \end{pmatrix}$$

Per valutare le reti degli errori si possono effettuare due misure con due standard a due bocche completamente noti. Si inserisce il primo standard e si fanno 4 misure valutando  $S_{11m}$ ,  $S_{22m}$ ,  $S_{12m}$ ,  $S_{21m}$ , di seguito si inserisce il secondo

standard e si ripetono le misure. Da queste misure si ottengono 8 equazioni nelle 8 incognite della rete degli errori.

Nella pratica si preferisce utilizzare 3 standard di calibrazione a due bocche, dei quali non tutti i parametri delle matrici sono noti (\*).

Se sostituisco al DUT tre standard di calibrazione ( $T_{c1}$ ,  $T_{c2}$ ,  $T_{c3}$ ) si avrà:

$$T_{M1} = T_A T_{C1} T_B \quad (13.50)$$

$$T_{M2} = T_A T_{C2} T_B \quad (13.51)$$

$$T_{M3} = T_A T_{C3} T_B \quad (13.52)$$

Con 3 standard a 2 porte dalle 3 precedenti equazioni matriciali ottengo 12 equazioni, poiché le incognite sono 8 non è necessario conoscere tutti i parametri della rete due porte degli standard di calibrazione.

Una possibile scelta per il primo standard è il "collegamento diretto" (thru line) per il quale risulta:

$$T_{c1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13.53)$$

L'utilizzo del "collegamento diretto" come primo standard di calibrazione ha dato luogo ad una famiglia di tecniche di calibrazione  $T_{xx}$  (Es. Through-Reflect-Line, Through-Delay-Line etc...). Un altro possibile standard di cui sono facilmente noti tutti i parametri è la linea di trasmissione omogenea:

$$T_{c1} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & z_0 \sinh \gamma l \\ y_0 \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (13.54)$$

dove " $\gamma$ " è la costante di propagazione complessa ed " $l$ " la lunghezza della linea. Questo secondo standard ha dato luogo ad una seconda famiglia di standard di calibrazione detti  $L_{xx}$  (Es Line-Reflected-Line, Line-Reflected-Match).

In conclusione, le tecniche maggiormente utilizzate sono la SOLT e la TRL. La SOLT è usualmente preferita quando si devono effettuare misure a bassa frequenza ed in coassiale, ovvero con componenti o dispositivi accessibili tramite connettori in coassiale. Infatti, in tecnologia coassiale, e alle basse frequenze, è abbastanza semplice realizzare corti aperti e carichi adattati mobili. Viceversa la TRL è preferita per dispositivi non in coassiale e alle frequenze millimetriche. Il vantaggio della TRL in questi casi è legato al fatto che gli standard della TRL sono generalmente più semplici da realizzare rispetto a quelli della SOLT. In particolare non è richiesto il carico adattato che è difficile da realizzare in maniera accurata in particolare alle alte frequenze.

Infine, con riferimento agli analizzatori di reti scalari, una tecnica di calibrazione spesso utilizzata è quella detta di "normalizzazione" (reference)

---

(\*) Spesso si devono effettuare calibrazioni in strutture guidanti quali la guida rettangolare, la microstriscia o la guida complanare per le quali non è sempre semplice conoscere tutti i parametri degli standard di calibrazione.

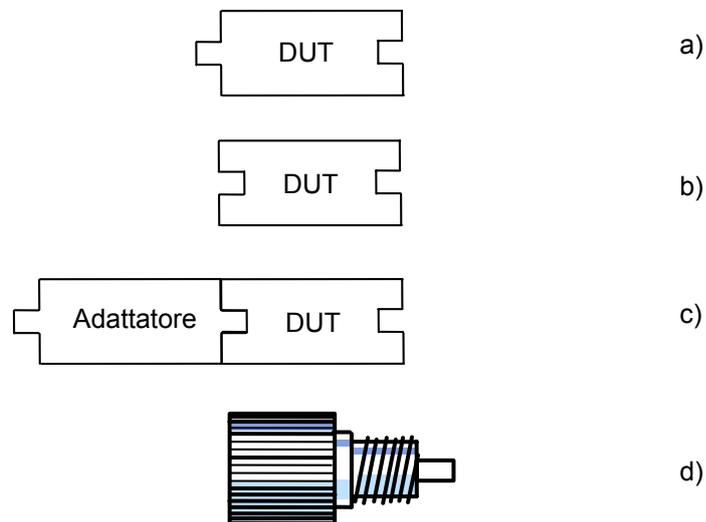
che consiste nell'effettuare una misura con un corto o un aperto (per calibrare le misure in riflessione) e con una terminazione passante (per le misure in trasmissione)<sup>(\*)</sup>. Queste tracce di riferimento sono memorizzate nella memoria dell'analizzatore. Quando si effettua la misura si inserisce il DUT e si rapporta la misura di  $S_{11}$  e  $S_{22}$  a quella in memoria. Con questa tecnica si correggono solamente gli errori relativi alla risposta in frequenza. Esiste anche una versione migliorata di questa tecnica che consiste nell'utilizzare come riferimento per la riflessione la media delle misure tra un corto ed un aperto.

### *Calibrazione di dispositivi non inseribili*

I cavi di accesso alle porte degli analizzatori di rete sono, tipicamente, dei coassiali. Dal lato del DUT questi cavi terminano con dei connettori di sesso diverso (fanno eccezione i casi di connettori asessuati tipo APC-7).

Un DUT si dice inseribile (insertable) se si presenta con alle porte due connettori dello stesso tipo (N, SMA, etc.) ma di sesso diverso (Fig. 13.18.a). Se questo non accade il DUT si dice non inseribile (Fig. 13.18.b). Per poter misurare un dispositivo non inseribile si devono aggiungere alle sue porte degli adattatori (transizioni) (Fig. 13.18.c) i quali però introducono inevitabilmente delle riflessioni. Ad esempio una transizione da APC-7 a SMA ha un ROS di 1.06 (Fig. 13.18.d), da APC-7 a N il ROS è 1.05, da N a SMA il ROS è 1.25.

Per calibrare l'analizzatore di reti in presenza di un dispositivo non inseribile si possono utilizzare due adattatori di precisione uguali ma con connettori di sesso diverso. Per risultare uguali, gli adattatori dovranno avere la stessa impedenza caratteristica, perdita per riflessione, attenuazione e lunghezza elettrica. Il sistema si presenta come in Fig. 13.19.a.



**Fig. 13.18**

Il primo passo della procedura consiste nell'eseguire una calibrazione in trasmissione utilizzando il primo adattatore (inseribile) (Fig. 13.19.b). In seguito,

(\*) Per il corto si ha  $|S_{11}| = 1$  e quindi  $S_{11dB} = 0$ , mentre con la terminazione passante si ha  $|S_{21}| = 1$  e quindi  $S_{21dB} = 0$ .

si inserisce il secondo adattatore (Fig. 13.19.c) che costituirà l'effettiva porta di misura e si effettua la calibrazione in riflessione alle due porte. Infine si effettua la misura del DUT in presenza del secondo adattatore. L'errore aggiuntivo che rimane dopo la calibrazione è uguale alla differenza tra i due adattatori utilizzati.

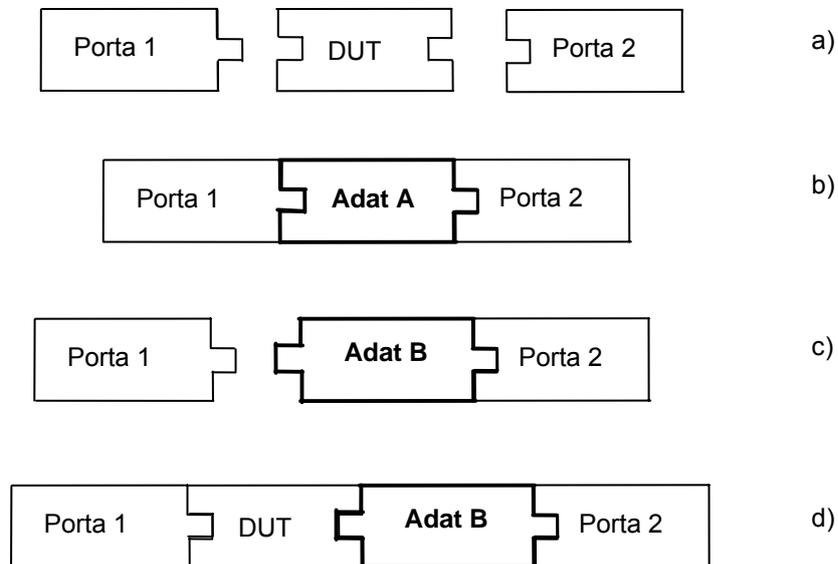


Fig. 13.19

Un'altra possibile soluzione per calibrare dispositivi non inseribili è quella di utilizzare la calibrazione SOLR. Questa tecnica utilizza per la calibrazione i soliti carichi corto, aperto e adattato ma invece della connessione diretta utilizza un componente reciproco (reciprocal thru - R). In pratica al posto della connessione diretta (che non si può realizzare per dispositivi non inseribili) si utilizza un componente due porte che può essere anche sconosciuto (unknown thru) e che deve avere come unica caratteristica quella di essere reciproco ed avere uno sfasamento ingresso uscita noto entro  $90^\circ$  alla più alta frequenza analizzata, ovvero il ritardo di gruppo deve essere noto entro un quarto di periodo sempre alla più alta frequenza di lavoro (un campo EM in aria percorre circa 3 mm in 10 ps). Sebbene la SOLR sia una variante della SOLT essa si basa sul modello a 8 termini di errore che è stato visto per la TRL. Quindi, come la tecnica TRL, può essere applicata solo su analizzatori di reti con rotazione automatica del DUT e con 4 ricevitori.

I kit di calibrazione utilizzati nella SOLT o TRL sono dei kit meccanici, costituiti da carichi che devono essere in successione serrati e disconnessi dai connettori di accesso dell'analizzatore di rete. Questa procedura è lenta e laboriosa e, per garantire una certa ripetibilità nelle connessioni, richiede anche l'uso di chiavi dinamometriche. Questi problemi sono stati risolti con l'introduzione dei kit di calibrazione elettronici. Questi kit sono costituiti da un unico DUT che viene collegato alle porte di accesso dell'analizzatore. Il DUT tipicamente consente di selezionare, con degli interruttori elettronici, uno tra quattro carichi riflettenti standard, ed un carico in trasmissione. I quattro carichi riflettenti vengono connessi ai due ingressi dell'analizzatore e vengono utilizzati per calcolare i tre parametri indipendenti della rete degli errori in ingresso. In

questo modo si hanno più equazioni che incognite e si utilizza un fit ai minimi quadrati per risolvere il sistema. E' importante infine ricordare che per garantire la ripetibilità della calibrazione il DUT di calibrazione è termostato.

### *Incertezza della misura*

Gli errori sistematici presenti prima della calibrazione e quelli residui dovuti alle imperfezioni negli standard di calibrazione alterano il valore vero del parametro di scattering e compromettono l'accuratezza della misura. Per quantificare questa accuratezza si può utilizzare la differenza tra il valore misurato e quello vero sia prima che dopo la calibrazione (è lo scarto massimo introdotto nel par. 13.2).

Con riferimento ad un analizzatore con rotazione manuale del DUT la differenza tra il valore vero e quello misurato del parametro  $S_{11}$  è data da:

$$\Delta_{11} = S_{11m} - S_{11v} \quad (13.55)$$

Se nell'Eq. 13.21 si trascurano i termini in cui compare il prodotto  $M_L M_S$  (in genere molto piccolo si ha:

$$\Delta_{11} \cong D + \frac{F_R S_{11v} (1 - M_L S_{22v}) + F_R S_{21v} S_{12v} M_L}{(1 - M_L S_{22v} - M_S S_{11v})} - S_{11v} \quad (13.56)$$

Se il dispositivo ha  $S_{11v}$  e  $S_{22v}$  piccoli, l'errore prevalente è quello di direttività, mentre se il dispositivo ha  $S_{11v}$  e  $S_{22v}$  prossimi ad uno sono i disadattamenti della sorgente e del carico che danno luogo all'errore più significativo.

In molti casi pratici la (13.55) può essere ulteriormente semplificata ottenendo:

$$\Delta_{11} \cong D + (F_R - 1) S_{11v} + M_L S_{12v} S_{21v} + M_S S_{11v}^2 \quad (13.57)$$

Analogamente si avrà:

$$\Delta_{21} = S_{21m} - S_{21v} \quad (13.58)$$

Con le stesse ipotesi utilizzate in precedenza si trova:

$$\Delta_{21} \cong C + \frac{F_T S_{21v} - S_{21v} F_T (1 - M_L S_{22v} - M_S S_{11v})}{(1 - M_L S_{22v} - M_S S_{11v})} \quad (13.59)$$

e quindi, se il dispositivo ha  $S_{11v}$ ,  $S_{22v}$  e  $S_{21v}$  piccoli l'errore prevalente è quello dovuto a C.

In molti casi pratici la (13.59) può essere ulteriormente semplificata ottenendo:

$$\Delta_{21} \cong C + (F_T - 1)S_{21v} + M_S S_{21v} S_{11v} + M_L S_{21v} S_{22v} \quad (13.60)$$

Valori tipici per un analizzatore di reti non calibrato sono:  $D = 30$  dB (0.03);  $M_S = 20$  dB (0.1);  $M_L = 20$  dB (0.1);  $F_R = 1.5$  dB (\*) (1.19);  $F_T = 0.2$  dB (1.023);  $C = 90$  dB ( $3 \cdot 10^{-5}$ ).

Se si considera un dispositivo ad una bocca con  $S_{11v} = 12$  dB (0.25);  $S_{21v} = S_{12v} = S_{22v} = 0$  dB. Nell'ipotesi di caso peggiore in cui tutti gli errori si sommano si avrà:

$$\Delta_{11} = 0.03 + 0.19 \cdot 0.25 + 0.1 \cdot 0.25 \cdot 0.25 = \pm 0.084$$

Quindi  $S_{11m}$  potrà variare tra  $S_{11v} + \Delta_{11} = 0.334$  (9.5 dB) a  $S_{11m} - \Delta_{11} = 0.166$  (16 dB).

Valori tipici per un analizzatore di reti calibrato sono:  $D = 50$  dB (0.0032);  $M_S = 40$  dB (0.01);  $M_L = 40$  dB (0.01);  $F_R = 0.05$  dB (1.006);  $F_T = 0.08$  dB (1.069);  $C = 100$  dB ( $10^{-5}$ ).

Ipotizzando il caso peggiore in cui tutti gli errori si sommano si avrà:

$$\Delta_{11} = \pm 0.005$$

Quindi dopo la calibrazione  $S_{11m}$  varia tra 0.255 (11.87 dB) e 0.245 (12.22 dB). Come si vede c'è stato un notevole miglioramento nell'incertezza della misura. In generale si possono ottenere dei miglioramenti nell'incertezza anche del 99% dipendendo questo fattore anche dal valore assoluto del parametro in esame.

### 13.3.b Misure su componenti lineari

In questo paragrafo verranno mostrati alcuni esempi di misure condotte con l'analizzatore di reti su accoppiatori direzionali e filtri.

#### Misure su accoppiatori direzionali

Gli accoppiatori direzionali (v. par 5.5) sono utilizzati in molti dispositivi e nei sistemi di misura. Il parametro più importante per la caratterizzazione degli accoppiatori direzionali (AD) è la direttività che può essere vista come una misura della capacità dell'AD di separare segnali che viaggiano in direzioni opposte. Se ad esempio un accoppiatore presenta una direttività di 30 dB questo significa che se lo si utilizza per misurare il coefficiente di riflessione di un carico la misura sarà corretta solo se il carico presenta un coefficiente di riflessione minore di 30 dB. Come visto nel par. 5.5 la direttività è legata all'accoppiamento (C) e all'isolamento (I) dalla relazione:

$$D = 10 \log \frac{P_{31}}{P_{21}} = 20 \log \frac{|S_{31}|}{|S_{21}|} = I - C \quad (13.61)$$

(\*)  $D(\text{dB}) = 20 \text{ LOG}_{10}(1/D)$ ,  $M_S(\text{dB}) = 20 \text{ LOG}_{10}(1/M_S)$ ,  $F_R(\text{dB}) = 20 \text{ LOG}_{10}(F_R)$

Quindi una direttività di 30 dB si può ottenere con un dispositivo che presenta un isolamento di 50 dB ed un accoppiamento di 20 dB.

Per misurare la direttività, in base alla sua definizione, occorre misurare il parametro  $S_{31}$  alimentando l'AD dalla porta 1 con l'uscita sulla porta 3 ed il parametro  $S_{21}$  alimentando in 1 con l'uscita in 2.

#### *Misure su filtri*

La caratterizzazione completa dei filtri (v. Cap. 6) si ottiene di solito misurando il parametro  $S_{11}$  (riflessione o perdite di riflessione – return loss) ed il parametro  $S_{21}$  (attenuazione o perdita di inserzione - insertion loss) in funzione della frequenza.

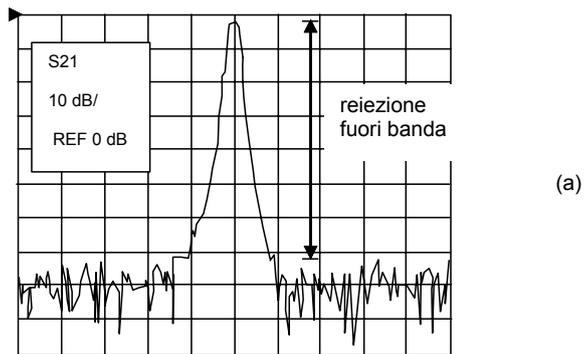
La Fig. 13.21 mostra la risposta in frequenza di un filtro. In Fig. 13.21.a è riportata l'attenuazione in scala logaritmica, in Fig. 13.21.b un dettaglio della stessa risposta con una scala espansa ed in Fig. 13.21.c la riflessione.

Le caratteristiche di un filtro più frequentemente misurate sono la larghezza di banda, definita come la regione entro -3 dB dal valore massimo; le perdite di inserzione, che quantificano l'attenuazione nella banda passante. Entrambe queste quantità sono ricavabili dal grafico di Fig. 13.21.b. La reiezione fuori banda, che fornisce una stima di come il filtro fa passare il segnale utile nella banda passante mentre blocca segnali al di fuori della banda passante stessa, è ricavabile dalla Fig. 13.21.a. Il grafico, relativo alle perdite dovute alla riflessione (Fig. 13.21.c), è tipico dei filtri passivi riflettenti, che mostrano una elevata riflettività (prossima a 0 dB) nella banda arrestata e un buon accoppiamento di impedenza nella banda passante.

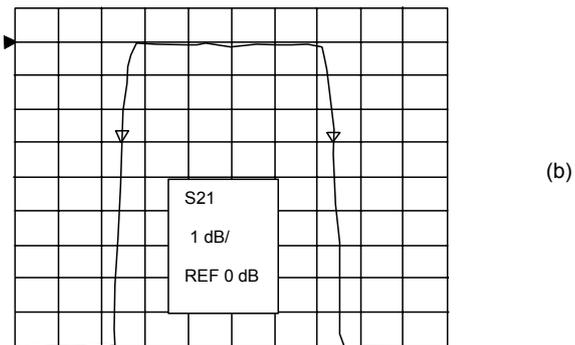
La variazione della risposta in ampiezza di un filtro all'interno della banda passante va valutata con accuratezza in quanto provoca la distorsione del segnale. È di solito necessaria una calibrazione per effettuare misure accurate nella banda passante dei filtri.

Quando si misura la banda passante di un filtro con un analizzatore di rete senza calibrazione, la risposta può variare in maniera considerevole, a seconda del tipo di analizzatore e dei cavi di test utilizzati (v. Fig. 13.22 – non calibrato).

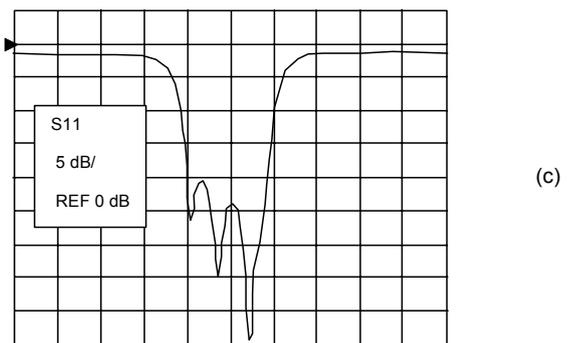
Quando si esamina lo stesso filtro dopo aver effettuato una calibrazione tipo normalizzazione, l'errore di risposta in frequenza in trasmissione ( $F_T$ ) viene eliminato, con conseguente riduzione della distorsione in ampiezza (v. Fig. 13.22 – normalizzazione). Dopo il processo di normalizzazione, la risposta in frequenza visualizzata mostra ancora delle fluttuazioni dovute a disadattamenti della sorgente del sistema di testing e del carico. I picchi nelle fluttuazioni possono andare anche al di sopra della linea di 0 dB indicando la presenza di guadagno (cosa impossibile dato che componenti passivi non possono amplificare i segnali). Questa apparente anomalia è dovuta ad errori di misura legati ad un cattivo adattamento della sorgente e del carico.



(a)



(b)



(c)

Fig. 13.21

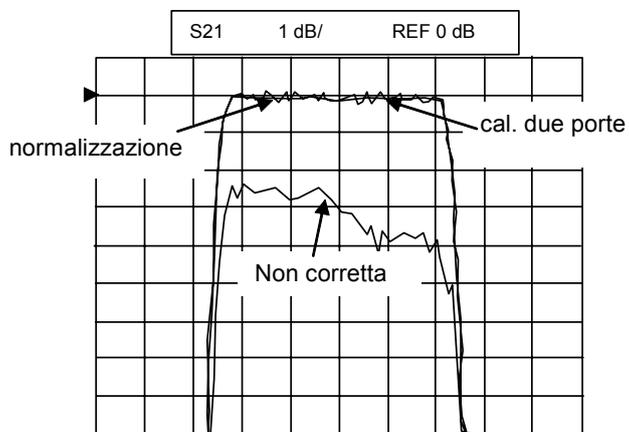


Fig. 13.22

Effettuando, prima della misura, una calibrazione a due porte questi errori sono rimossi. Dopo la calibrazione (v. Fig. 13.22 – due porte) è evidente che la risposta in ampiezza, nella banda passante del filtro, varia solo di  $\pm 0.1$  dB intorno al valore assunto alla frequenza centrale.

Un'altra caratteristica dell'analizzatore di reti che influenza le misure sui filtri è il range dinamico definito come la massima potenza che il ricevitore può misurare meno il suo rumore di fondo (entrambi in dB<sub>m</sub>). Questo parametro è principalmente influenzato dalla sensibilità del ricevitore. Come detto in precedenza (v. par 12.2.a) analizzatori di rete vettoriali, con ricevitori supereterodina possono avere sensibilità fino a  $-120$  dB<sub>m</sub> mentre la sensibilità di un analizzatore scalare difficilmente supera i  $-60$  dB<sub>m</sub>. Per poter caratterizzare accuratamente la risposta di un filtro, in alcuni casi sono necessari dei range dinamici maggiori di 80 dB (v. Fig. 13.21.a) ottenibili in genere solo con analizzatori vettoriali. Il filtro in figura mostra una reiezione di circa 80 dB fuori banda, se si fosse analizzato il filtro con un analizzatore di reti scalare si sarebbe ottenuta la risposta riportata in Fig. 13.23 dalla quale si sarebbe derivata una reiezione inferiore rispetto a quella reale.

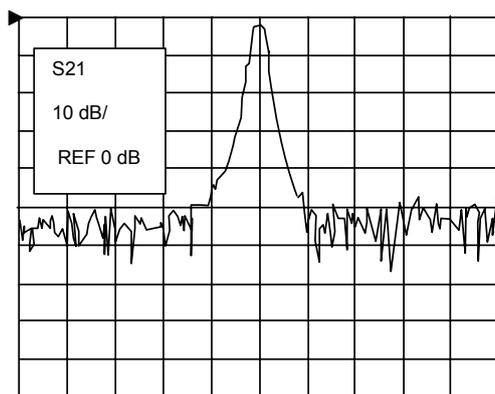


Fig. 13.23

### 13.4 Misure nel dominio del tempo

Le misure effettuate nel dominio della frequenza, utilizzando gli analizzatori di reti, forniscono informazioni sul comportamento della rete a N porte vista in corrispondenza delle bocche d'accesso. Le misure nel dominio del tempo consentono invece di caratterizzare discontinuità all'interno della rete e di individuare la causa di risposte non volute. In particolare, con misure in riflessione (Time Domain Reflectometer = TDR), si può individuare la locazione ed il valore d'impedenze all'interno della rete mentre con misure in trasmissione (Time Domain Transmission = TDT) è possibile individuare il percorso principale del segnale e le riflessioni multiple. Le misure nel dominio del tempo possono essere effettuate utilizzando uno specifico set-up (misure nel dominio del tempo dirette) ovvero sono presenti come opzioni nei moderni analizzatori di reti vettoriali (misure nel dominio del tempo indirette).

#### 13.2.a Misure nel dominio del tempo dirette

Il set-up sperimentale per le misure TDR è mostrato in Fig. 13.24. Inizialmente il sistema verrà descritto per le misure in riflessione anche se, con poche modifiche, lo stesso sistema può essere utilizzato anche per misure in trasmissione.

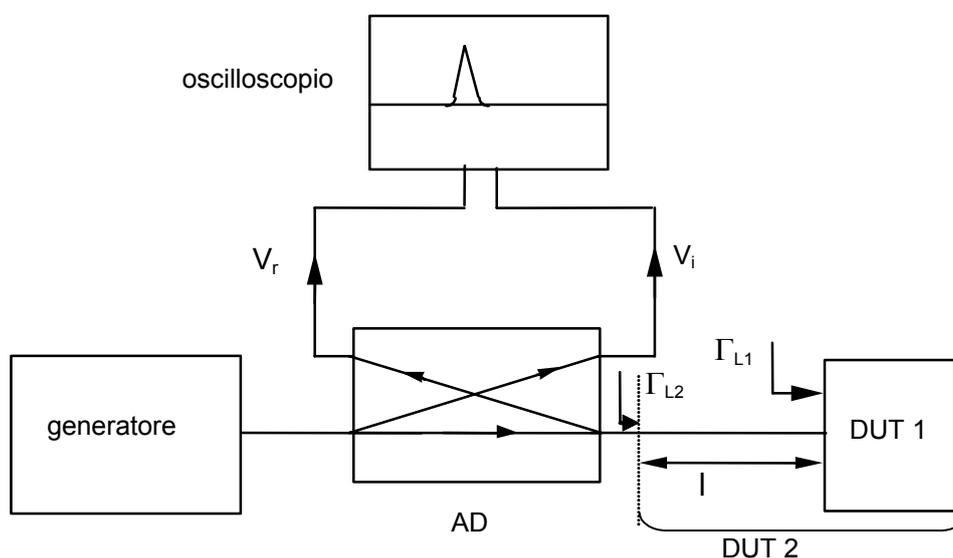


Fig. 13.24

Il generatore in Fig. 13.24 può generare un treno di impulsi rettangolari (Fig. 13.25.a) o di impulsi gaussiani (Fig. 13.25.b) o di burst a radiofrequenza (Fig. 13.25.c). Il burst è costituito da una portante a microonde modulata con un impulso e si utilizza quando si ha a che fare con sistemi (tipo guide d'onda) in cui le componenti in continua non sono trasmesse.

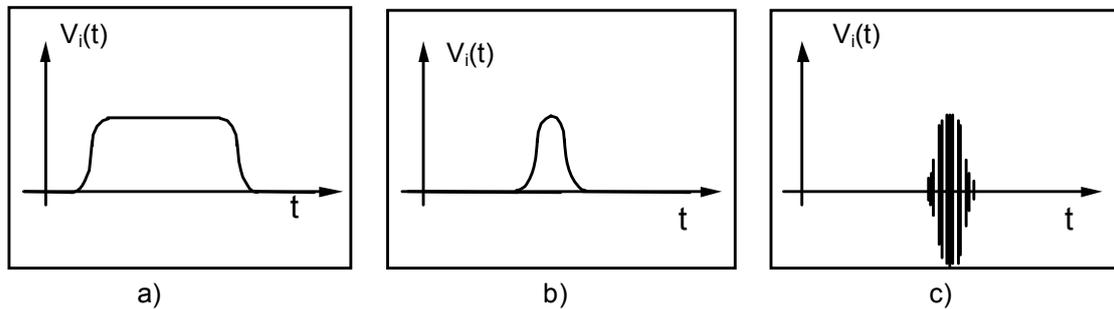


Fig. 13.25

Tornando allo schema di Fig. 13.24, una frazione del segnale generato viene prelevata tramite un AD e va a triggerare il canale orizzontale dell'oscilloscopio ( $V_i$ ). Una frazione del segnale riflesso dal DUT 2 viene prelevata tramite l'AD ed è visualizzata sull'oscilloscopio ( $V_r$ ). Si noti che il DUT 2 è stato schematizzato, per maggiore generalità, con un tratto di linea più il DUT 1. Questa è una situazione tipica che si presenta nei circuiti a microonde planari in cui il DUT 1 è ad esempio un transistor e "l" è la linea di accesso.

L'andamento temporale della tensione riflessa è esprimibile come:

$$V_r(t) = F^{-1}\{V_r(\omega)\} = F^{-1}\{V_i(\omega)T(\omega)\} \quad (13.63)$$

dove  $F^{-1}$  rappresenta l'operatore antitrasformata secondo Fourier,  $V_r(\omega)$  e  $V_i(\omega)$  sono le trasformate di Fourier dei segnali riflessi e incidenti, mentre  $T(\omega)$  è la funzione di trasferimento della rete interposta tra il generatore e l'oscilloscopio.  $T(\omega)$  è legata al coefficiente di riflessione in ingresso al DUT1 ( $\Gamma_{L1}$ ), alla lunghezza "l" tra il DUT ed il sistema di misura e alla velocità di fase  $v$ , secondo la relazione:

$$T(\omega) = \Gamma_{L1} \exp(-j\frac{2l}{v}\omega) \quad (13.64)$$

dove si sono trascurate le dimensioni dell'AD e degli altri brevi tratti di linea.

In Fig. 13.26 è mostrata la risposta visualizzata sullo schermo ( $V_r(t)$ ) nel caso in cui il DUT sia costituito da un aperto, un corto, ed un carico resistivo disadattato, sia con  $Z_0 < R$  che con  $Z_0 > R$ .

Gli andamenti si comprendono facilmente utilizzando le equazioni (13.63) e (13.64) ed osservando che si ha:  $\Gamma_{L1} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ . Ad esempio nel caso

dell'aperto si ha  $\Gamma_{L1} = 1$  e quindi  $V_r(t) = V_i(t-\tau)$ , quindi il segnale visualizzato è una replica di quello incidente traslata nel tempo della quantità  $\tau = 2l/v$ .

In presenza di un carico di tipo reattivo  $V_r(t)$  cambia in funzione del tempo. Ad esempio in Fig. 13.27 è mostrato il caso di una linea chiusa su di un carico formato da un circuito R-C serie.

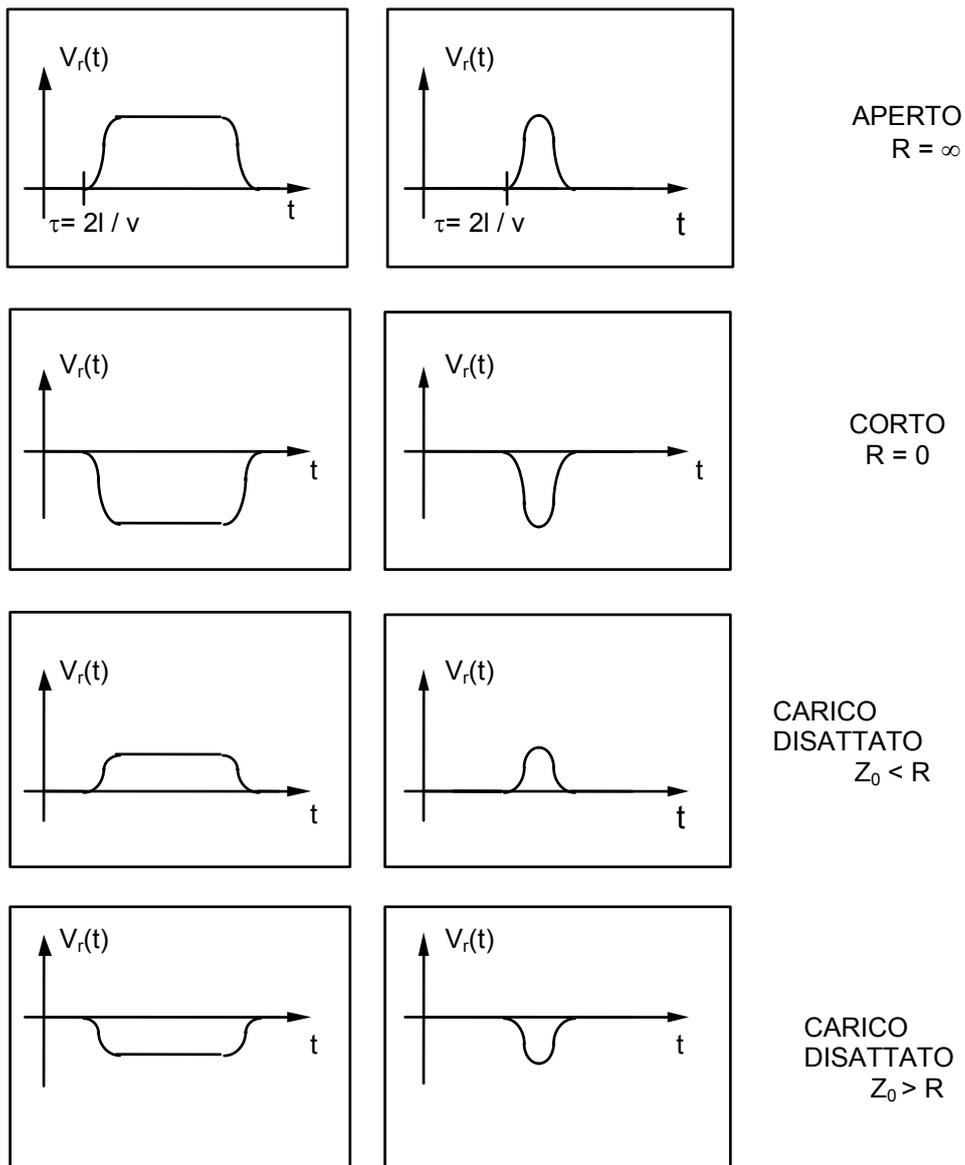


Fig. 13.26

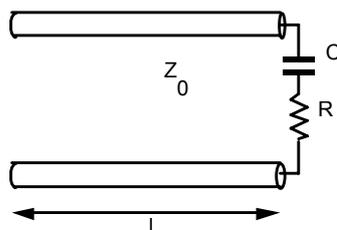


Fig. 13.27

La risposta allo step può essere valutata calcolando la funzione di trasferimento  $T(\omega)$ , in questo caso si ha:

$$T(\omega) = \frac{R + \frac{1}{j\omega C} - Z_0}{R + \frac{1}{j\omega C} + Z_0} \exp\left(-j\frac{2l}{v}\omega\right) \quad (13.65)$$

Limitando per semplicità l'analisi solo alla prima parte dell'impulso, assimilabile ad uno step, si ha che l'onda riflessa può essere ottenuta moltiplicando  $T(\omega)$  per la trasformata di Fourier dello step  $(1/j\omega)$  (\*) per cui si ha:

$$V_r(\omega) = \left(\frac{1}{j\omega}\right) \left(\frac{j\omega(R - Z_0)C + 1}{j\omega(R + Z_0)C + 1}\right) \exp\left(-j\frac{2l}{v}\omega\right) \text{ per } \omega > 0 \quad (13.66)$$

$$V_r(\omega) = \left(\frac{1}{j\omega} + \frac{\left(\frac{-2Z_0}{R + Z_0}\right)}{j\omega + \frac{1}{(R + Z_0)C}}\right) \exp\left(-j\frac{2l}{v}\omega\right) \quad (**) \quad (13.67)$$

Una volta scomposta la  $V_r(\omega)$  in funzioni razionali semplici (Eq. 13.67) è immediato il calcolo dell'antitrasformata e si ottiene:

$$V_r(t) = u_{-1}(t - \tau) + \left(-\frac{2Z_0}{R + Z_0}\right) \exp\left(\frac{-(t - \tau)}{(R + Z_0)C}\right) u_{-1}(t - \tau) \quad (13.68)$$

In Fig. 13.28 è riportato l'andamento (13.68). Come è evidente dalla figura e dalla (13.68) il condensatore si carica attraverso una resistenza  $R + Z_0$  e quindi con una costante di tempo data da  $\tau' = C(R + Z_0)$ . Poiché per un esponenziale si raggiunge metà della variazione dopo un tempo che è  $0.69 \tau'$ , dalla semplice analisi della forma d'onda è possibile risalire al valore di  $C$  e di  $R$ .

(\*) Si noti che più correttamente si ha:  $\mathfrak{F}(u_{-1}(t)) = \frac{1}{j\omega} + \pi u_0(\omega)$ , con  $u_0(\omega)$  impulso di Dirac.

(\*\*) a questo risultato si può arrivare osservando che:

$$T_1(\omega) = \left(\frac{1}{j\omega}\right) \left(\frac{j\omega(R - Z_0)C + 1}{j\omega(R + Z_0)C + 1}\right) = \frac{A}{j\omega} + \frac{B}{j\omega + 1/(R + Z_0)C}$$

$$A = \lim_{j\omega \rightarrow 0} T_1(\omega) \cdot (j\omega) = 1 \quad B = \lim_{j\omega \rightarrow -1/(R + Z_0)C} T_1(\omega) \cdot (j\omega + 1/(R + Z_0)C) = \frac{-2Z_0}{R + Z_0}$$

Altre tipiche risposte allo step e all'impulso sono mostrate in Fig. 13.29 nella condizione semplificativa  $R = Z_0$ . Gli andamenti ottenuti per lo step (figure centrali) possono essere ricavati rigorosamente come mostrato in precedenza per il gruppo R-C serie, ma possono essere compresi anche intuitivamente.

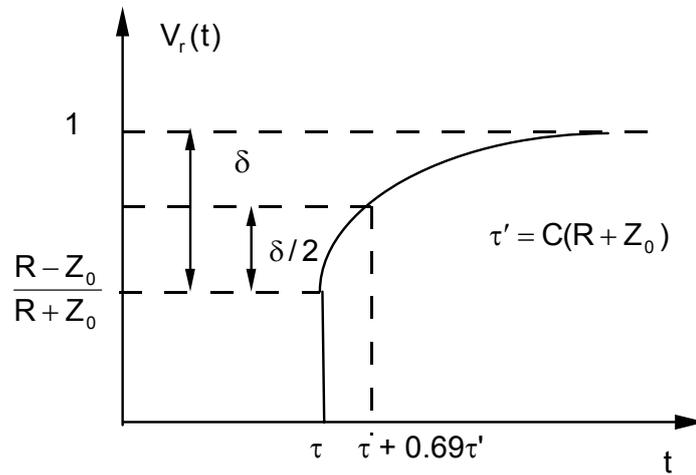


Fig. 13.28

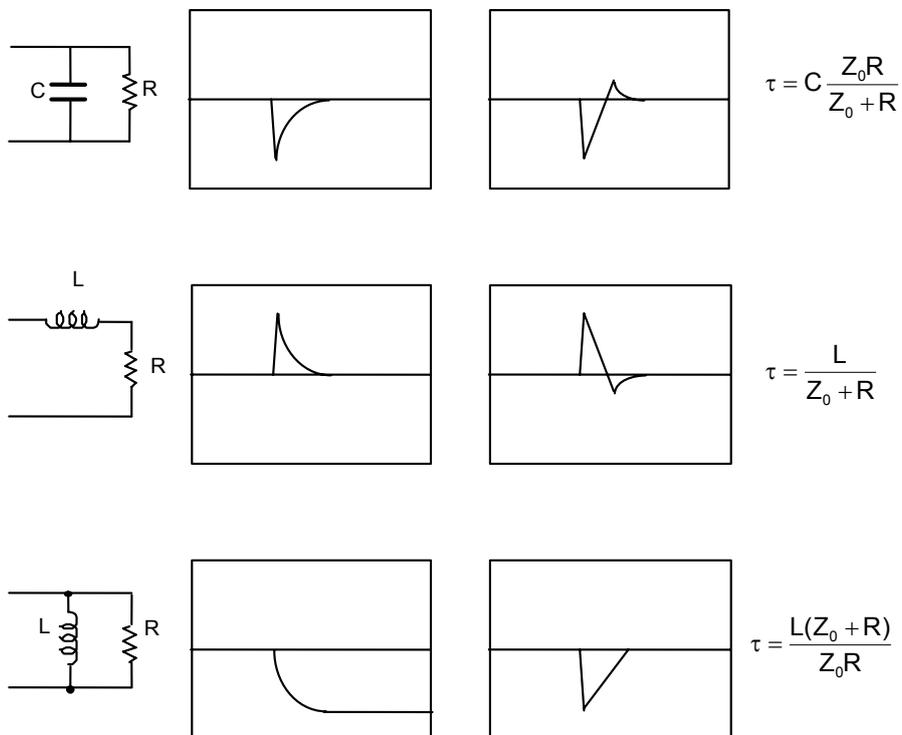


Fig. 13.29

Ad esempio nel caso del gruppo R-C parallelo si ha che durante la rapida salita dello step il condensatore si comporta come un corto e quindi lo step si inverte. Durante il tratto costante il condensatore si carica e completata la carica si comporta come un aperto.

Poiché l'impulso può essere visto come la derivata dello step si ha che la risposta all'impulso può essere ricavata a partire da quella allo step semplicemente facendo la derivata di quest'ultima. Si noti che in Fig. 13.29 (figure di destra) le risposte all'impulso sono state ricostruite, solo qualitativamente, utilizzando il sopra esposto criterio intuitivo.

Poiché siamo essenzialmente interessati alla valutazione della costante di tempo, nelle misure in riflessione si preferisce usare lo step con il quale, come mostrato in precedenza, è più semplice calcolare questa costante.

### Misure in trasmissione

Nelle misure in trasmissione si visualizza il segnale trasmesso attraverso la rete. I semplici elementi circuitali mostrati in precedenza presentano una risposta caratteristica anche in trasmissione ma non è in genere possibile identificare i vari elementi di una rete in quanto questi operano serialmente sullo stesso segnale incidente.

Se si considera la risposta in trasmissione del circuito di Fig. 13.30.a si ha l'andamento mostrato in Fig. 13.30.b.

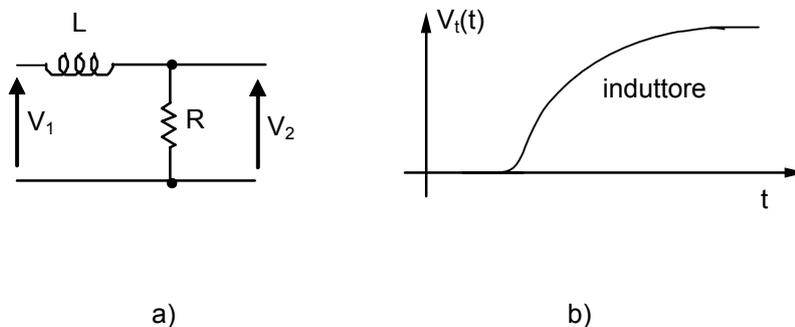


Fig. 13.30

La risposta evidenzia il comportamento passa basso del circuito. Si noti tuttavia che la stessa risposta si ottiene anche se il circuito è costituito da un

condensatore al posto della resistenza e una resistenza al posto dell'induttore<sup>(\*)</sup>.

Quindi con misure in trasmissione è possibile caratterizzare solo il comportamento passa basso o passa alto di un circuito ma non gli elementi che lo compongono.

Con le misure in trasmissione invece si riescono a caratterizzare bene i percorsi multipli attraverso una linea. Se ad esempio la linea in esame non è ben adattata in ingresso ed in uscita, oltre alla risposta principale, saranno presenti delle risposte spurie. La più importante è sicuramente quella dovuta al percorso triplo (Fig. 13.31). Se il carico non è ben adattato alla linea, in presenza di un'onda incidente nasce un'onda riflessa che, ulteriormente riflessa dal generatore, si va a sommare in uscita alla risposta principale.

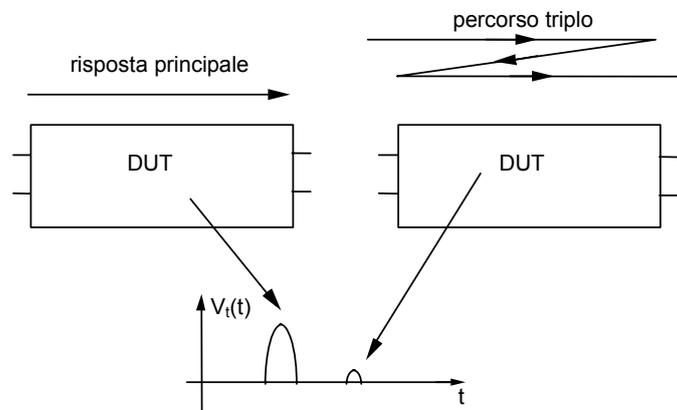


Fig. 13.31

L'effetto del percorso triplo è evidente nell'andamento temporale di  $V_t(t)$  riportato in Fig. 13.31.

### 13.2.b Misure nel dominio del tempo indirette

Come visto nel precedente paragrafo le misure nel dominio del tempo richiedono un particolare set-up che è diverso da quello utilizzato per le misure nel dominio della frequenza. Tuttavia alcuni dei moderni analizzatori di reti vettoriali sono in grado di compiere una misura indiretta nel dominio del tempo.

Per fare questo l'analizzatore vettoriale valuta la risposta del dispositivo nel dominio della frequenza e poi utilizza questa informazione per estrarre la risposta nel dominio del tempo utilizzando la trasformata inversa di Fourier.

(\*) Per il circuito di Fig. 13.7.a si ha  $V_2 = V_1 \frac{1}{1+j\omega L/R}$  mentre per il circuito con il condensatore

si avrebbe  $V_2 = V_1 \frac{1}{1+j\omega CR}$

In particolare, il parametro di scattering  $S_{11}(\omega)$  (coefficiente di riflessione in ingresso alla rete due porte nell'ipotesi che l'uscita sia chiusa su di un carico adattato ovvero coefficiente di riflessione di una rete ad una porta), coincide con la funzione di trasferimento  $T(\omega)$ . Per cui a partire da  $S_{11}(\omega)$  è possibile valutare la tensione riflessa  $V_r(t)$ , utilizzando la (13.63).

Poiché i moderni analizzatori operano a partire dalle decine di MHz, per valutare correttamente la risposta nel dominio del tempo di segnali, quali lo step o l'impulso che hanno componenti fino alla continua, si effettua un'operazione di estrapolazione di  $S_{11}(\omega)$  alle basse frequenze.

La possibilità di lavorare contemporaneamente nel dominio del tempo e nel dominio della frequenza è sfruttata con un'opzione presente negli analizzatori detta "gating". Con questa opzione si può operare sui dati nel dominio del tempo rimuovendo le risposte non volute, una successiva trasformazione di Fourier è utilizzata per osservare la risultante risposta nel dominio della frequenza. In questo modo l'andamento osservato è quello che si avrebbe in assenza dell'elemento indesiderato.

Come semplice esempio si consideri il circuito mostrato in Fig. 13.32.

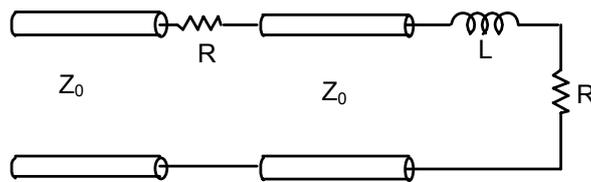


Fig. 13.32

L'andamento qualitativo del modulo di  $S_{11}(\omega)$  (in decibel) per questo circuito nel dominio della frequenza è riportata in Fig. 13.33.a, la corrispondente risposta all'impulso nel dominio del tempo è riportata in Fig. 13.33.b.

Nel dominio del tempo sono facilmente identificabili l'effetto del resistore (primo salto) e quello successivo dell'induttore.

Poiché il resistore e l'induttore sono disadattati si introducono delle riflessioni multiple che determinano l'ulteriore picchetto alla destra del tracciato.

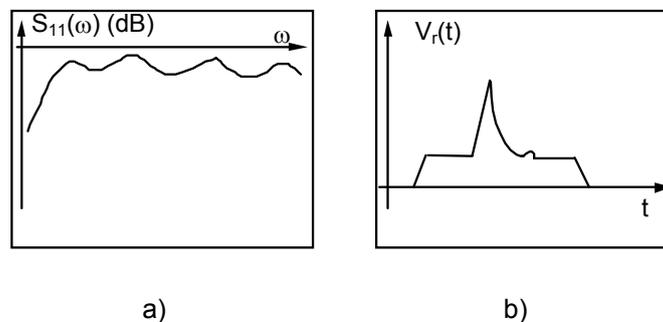
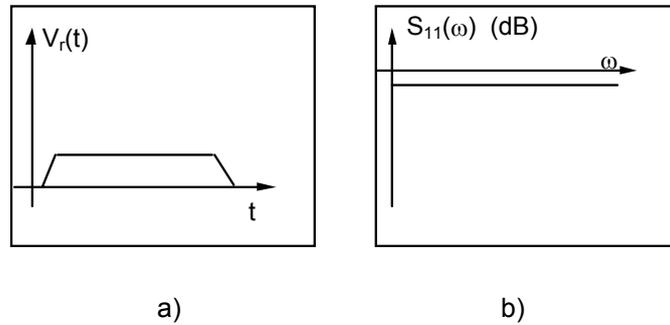


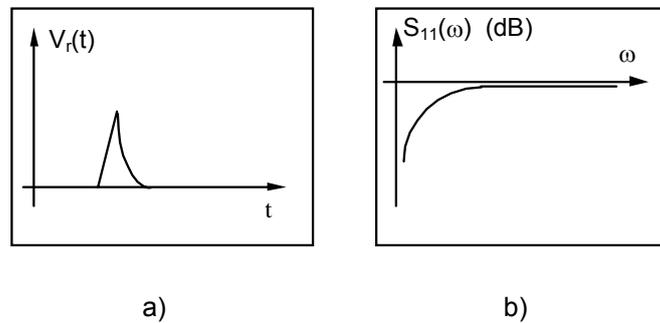
Fig. 13.33

Se dal tracciato di Fig. 13.33.b si rimuove il contributo dell'induttanza si ottiene il tracciato di Fig. 13.34.a che riportato nel dominio della frequenza fornisce l'andamento mostrato in Fig. 13.34.b. Come si vede eliminando il contributo dell'induttanza si ottiene una risposta in frequenza piatta.



**Fig. 13.34**

Viceversa se si elimina il contributo della resistenza si ottiene nel tempo l'andamento di Fig. 13.35.a e nel dominio della frequenza l'andamento di Fig. 13.35.b.



**Fig. 13.35**