



# **UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA**

Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali

**TESI DI LAUREA IN  
INGEGNERIA MECCATRONICA**

**NETWORK ANALYZER, VALUTAZIONI TECNICHE ED  
ECONOMICHE**

**NETWORK ANALYZER, TECHNICAL AND ECONOMICS  
EVALUATIONS**

Relatore: Prof. Alessandro Sona

Laureando: Stefano Visentin

ANNO ACCADEMICO 2011 - 2012



# Sommario

Vista la maggiore facilità ad effettuare misurazioni su reti elettriche lavorando ad alte frequenze, nasce l'esigenza di avere a disposizione dei dispositivi che analizzino suddette reti con range di frequenza elevati, tipicamente da alcune centinaia di kHz fino a molti GHz.

Dispositivi di questo tipo sono i cosiddetti "NETWORK ANALYZERS"; ossia degli strumenti utilizzati per analizzare i parametri di networks caratterizzate da un numero arbitrario di poli, quali possono essere i quadripoli. Esempio di quest'ultimi è rappresentato in figura 1.

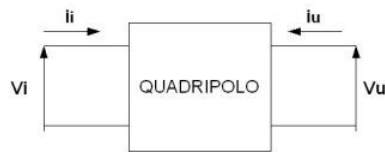


Figura 1: Quadripolo

Questi analizzatori di reti hanno caratteristiche tecniche molto varie tra loro, soprattutto per quanto riguarda il comportamento in frequenza. Con occhio critico bisognerà dunque soffermarsi su alcune delle marche che propongono questo tipo di dispositivi, facendo un'ulteriore distinzione anche per quanto riguarda i modelli proposti da ciascuna di esse e i prezzi che queste propongono.

Il nostro scopo è quello di comprendere dunque il principio di funzionamento di ciascuna partizione che caratterizza un "Network Analyzer"; studiarne le varie configurazioni e capire le misure che questi dispositivi sono in grado di effettuare.



# Indice

<b>INTRODUZIONE</b> .....	1
<b>CAPITOLO 1 – Parametri S</b> .....	3
1.1 Caratterizzazione di una rete .....	3
1.1.1 Richiamo sulle linee di trasmissione.....	5
1.2 Parametri S .....	7
<b>CAPITOLO 2 – Network Analyzer</b> .....	13
2.1 Principio di funzionamento .....	14
2.1.1 Sorce.....	14
2.1.2 Signal separation device.....	14
2.1.3 Receiver/Detector.....	19
2.1.4 Processor/Display.....	22
2.2 Calibrazione del VNA.....	23
2.2.1 Modello ad una porta .....	24
2.2.2 Modello a due porte .....	25
2.3 Realizzazione di un analizzatore di reti mediante DSA.....	28
2.3.1 DSA + sweep generator .....	28
2.3.2 DSA + tracking generator .....	29
2.4 Aspetti economici.....	31
2.4.1 Il confronto .....	31
2.4.2 La calibrazione .....	33
<b>CONCLUSIONI</b> .....	35
<b>RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI</b> .....	37
<b>RINGRAZIAMENTI</b> .....	39



## Lista figure

- Figura 1: Quadripolo;
- Figura 2: Network Analyzer (Analizzatore di reti);
- Figura 1.1: Quadripolo (2 ports DUT);
- Figura 1.2: Linea di trasmissione;
- Figura 1.3: Rete a 2 porte;
- Figura 1.4: DUT connesso ad un analizzatore di rete;
- Figura 1.5: rete a due porte da testare;
- Figura 1.6: Rete a due porte connessa al generatore e al carico;
- Figura 2.1: schema di principio di un Network Analyzer;
- Figura 2.2: Accoppiamento diretto;
- Figura 2.3: Accoppiamento inverso;
- Figura 2.4: Transmission/Reflection test-set;
- Figura 2.5: S parameter test-set;
- Figura 2.6: Three-channel test-set;
- Figura 2.7: Four-channel test-set;
- Figura 2.8: Ricevitore a diodo;
- Figura 2.9: Modulazione del segnale mediante ricevitore a diodo;
- Figura 2.10: Ricevitore sintonizzato;
- Figura 2.11: Modulazione del segnale mediante ricevitore sintonizzato;
- Figura 2.12: Schema circuitale di un VNA;
- Figura 2.13: Errore sistematico dovuto alla non idealità dei componenti;
- Figura 2.14: Spostamento del piano di riferimento;
- Figura 2.15: Modello ad una porta;
- Figura 2.16: Modello diretto a due porte;
- Figura 2.17: Modello inverso a due porte;
- Figura 2.18: DSA più sweep generator;
- Figura 2.19: DSA + tracking generator;
- Figura 2.20: Modulo per la misura automatica dei parametri S;
- Figura 2.20: kit di calibrazione.

## Lista tabelle

- Tabella 2.1: Rohde & Schwarz;
- Tabella 2.2: Agilent Technologies;
- Tabella 2.3: kit di calibrazione.





# Introduzione

I Network Analyzers, come quello rappresentato in figura 2, si caratterizzano per le loro frequenze operative, tipicamente dai 9 kHz ai 110 GHz. Particolari analizzatori di reti possono anche coprire campi di frequenza inferiori ad 1 kHz, ad esempio per le analisi di stabilità ad anello aperto o per la misura di componenti audio.

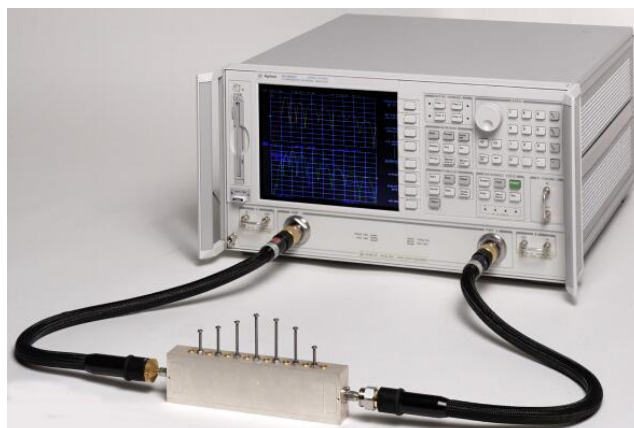


Figura 2: Network Analyzer (Analizzatore di reti)

Questi dispositivi si suddividono in due categorie:

1. **SNA**(Scalar Network Analyzer): Analizzatori di reti scalari riferiti solo alle ampiezze dei segnali.
2. **VNA**(Vector Network Analyzer): Analizzatori di reti vettoriali riferiti ad ampiezza e fase del segnale.

I VNA sono i più diffusi, tanto che quando ci si riferisce ad un “Network Analyzer” nella maggior parte dei casi si intende quelli di tipo vettoriale. D’altro canto un SNA è funzionalmente identico ad un DSA combinato con un *tracking generator*.

Per caratterizzare una rete, il Network Analyzer manda un segnale con un’ampiezza e una fase determinate al dispositivo in prova e misura ampiezza e fase del segnale riflesso e di quello uscente dal dispositivo in prova.

I VNA comunemente misurano i *parametri S*, poiché la riflessione e la trasmissione di reti elettriche sono più facili da misurare ad alte frequenze.

Le loro potenzialità di misura risultano dunque molteplici, noi citiamo solo le principali misurazioni che essi possono effettuare:

- i. **RL**(Return Loss): Perdita di potenza del segnale risultante dalla riflessione causata da una discontinuità in una linea di trasmissione.

$$RL = 10 * \log \left( \frac{P_i}{P_r} \right). \quad (1)$$

- ii. **SWR**(Standing Wave Ratio): rapporto tra i valori di tensione massima e minima di un pattern d'onda stazionaria. Il VSWR è un valore speciale del SWR, che è conosciuto in italiano anche come ROS (Rapporto di Onda Stazionaria).

$$ROS = \frac{|V_{max}|}{|V_{min}|}. \quad (2)$$

- iii. **Guadagno della rete considerata.**
- iv. **Parametri s:** Componenti riflesse e trasmissive di un'onda elettromagnetica che incide su un generico quadripolo lineare.

La tesina si articola sostanzialmente in due capitoli:

Nel *capitolo 1* si fornisce una breve analisi delle reti a microonde, ponendo particolare attenzione sui parametri S, grazie ai quali è possibile l'analisi del comportamento delle reti stesse.

Nel *capitolo 2* viene trattato il principio di funzionamento del dispositivo approfondendone ogni partizione. Verranno poi analizzate delle soluzioni per la caratterizzazione di reti senza utilizzare lo strumento in questione. Infine il capitolo prevede dei confronti economici tra dei Network Analyzer di due diversi marchi.

# Capitolo 1

## Parametri S

Per caratterizzare reti a radiofrequenza [MHz GHz], non rappresentabili con modelli circuitali a parametri concentrati si introducono i *parametri S*. L'impiego di questi ultimi rende possibile l'analisi del comportamento delle reti in varie condizioni di funzionamento, fornendo una panoramica completa riguardo problemi di misura e progettazione. In particolare questi parametri risultano utili nell'analisi dei dispositivi a microonde, in quanto più semplici da misurare e da utilizzare alle alte frequenze rispetto ad altri tipi di parametri.

Di seguito, dunque, si presentano inizialmente dei sets di parametri caratterizzanti una rete a bassa frequenza in modo da evidenziare la necessità di parametri che tengono conto della propagazione delle onde lungo la rete.

### 1.1 Caratterizzazione di una rete

Sebbene una rete in generale è caratterizzata da più di due porte è possibile studiarne i parametri necessari per la sua descrizione facendo riferimento ad un modello semplificato, ovvero considerando una rete con solo due porte, una di ingresso ed una di uscita come presentato in figura 1.1.

Un dispositivo a due porte può essere descritto da diversi sets di parametri, ognuno dei quali con propri vantaggi. Ogni set di parametri è caratterizzato da quattro variabili, due delle quali rappresentano l'eccitazione della rete dette anche *variabili indipendenti*, mentre le rimanenti rappresentano la risposta della rete all'eccitazione, ossia *variabili dipendenti*.

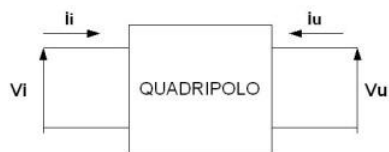


Figura 1.1: Quadripolo (2 ports DUT)

Questi parametri di rete mettono in relazione le correnti e tensioni su ognuna delle due porte e la scelta di ciascuno di essi come variabili dipendenti ed indipendenti determina l'uso di un set di parametri piuttosto che di un altro. Di seguito sono presentati rispettivamente i parametri  $H$ ,  $Y$ ,  $Z$ :

1. Parametri  $H$  (1.1)

$$\begin{aligned} V_1 &= (h_{11} * I_1) + (h_{12} * V_2), \\ I_2 &= (h_{21} * I_1) + (h_{22} * V_2), \end{aligned}$$

2. Parametri  $Y$  (1.2)

$$\begin{aligned} I_1 &= (y_{11} * V_1) + (y_{12} * V_2), \\ I_2 &= (y_{21} * V_1) + (y_{22} * V_2), \end{aligned}$$

3. Parametri  $Z$  (1.3)

$$\begin{aligned} V_1 &= (z_{11} * I_1) + (z_{12} * I_2), \\ V_2 &= (z_{21} * I_1) + (z_{22} * I_2). \end{aligned}$$

Si dimostra successivamente come ciascun set di parametri può essere determinato attraverso misure sulla rete.

Si considerino la corrente alla porta *uno* e la tensione alla porta *due* variabili indipendenti, *eccitazioni*, e la tensione alla porta *uno* e la corrente alla porta *due* le risposte del sistema all'eccitazione. Sfruttando tali informazioni sono richieste quattro misure per determinare i quattro parametri  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$ .

Il coefficiente  $h_{11}$  è determinato ponendo  $V_2 = 0$ , ossia applicando un corto circuito alla porta di uscita della rete, in modo da avere:

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0}. \quad (1.4)$$

Il coefficiente  $h_{12}$  è determinato ponendo  $I_1 = 0$ , ossia applicando un circuito aperto alla porta di ingresso della rete, in modo da avere il seguente rapporto:

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0}. \quad (1.5)$$

Il calcolo dei restanti due coefficienti si eseguono in maniera del tutto analoga.

Ciò che è importante osservare è che per ciascuna di queste misure è essenziale poter realizzare circuiti aperti e corto circuiti. È proprio questo il punto debole della rappresentazione a parametri concentrati dei circuiti alle alte frequenze. Infatti all'aumentare della frequenza risulta difficile realizzare un corto circuito o anche un circuito aperto sulle porte della rete ed è questo il motivo per il quale si fa uso di una rappresentazione a parametri distribuiti: non si ragiona più in termini di tensione e corrente ma di onda incidente e onda riflessa a ciascuna porta.

Per lo studio delle proprietà delle onde viaggianti su una linea di trasmissione nel paragrafo successivo si richiamano alcuni concetti fondamentali riguardo le linee di trasmissione stesse.

### 1.1.1 Richiamo sulle linee di trasmissione

Si consideri un sistema di riferimento su una linea di trasmissione con impedenza caratteristica  $Z_0$ , e chiusa su un generico carico  $Z_l$  come presentato in figura 1.2. Facciamo l'ipotesi che la linea sia non dispersiva ( $Z_0 \in \mathfrak{R}$  e quindi le sue proprietà non variano con  $f$ ) e priva di perdite (non c'è perdita di potenza lungo la linea).

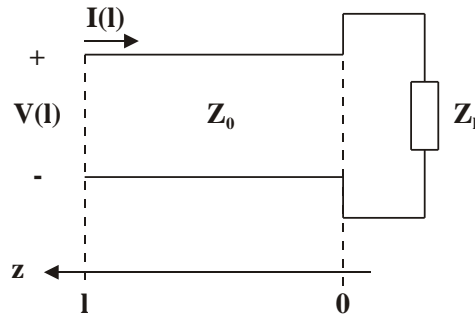


Figura 1.2: Linea di trasmissione

È di interesse scrivere le equazioni che descrivono l'andamento spaziale dei fasori di tensione e corrente. A tal proposito, facendo riferimento alla situazione presentata in figura 1.2 otteniamo le seguenti soluzioni:

$$\begin{cases} V(l) = V^+ * e^{-j\beta l} + V^- * e^{j\beta l} \\ I(l) = \frac{V^+}{Z_0} * e^{-j\beta l} - \frac{V^-}{Z_0} * e^{j\beta l} \end{cases} \quad (1.6)$$

dove:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{è detta costante di propagazione,}$$

$$\lambda = \frac{vF}{f} \quad \text{lunghezza d'onda,}$$

$$vF = \frac{c}{\sqrt{\epsilon r}} \quad \text{velocità di fase,}$$

$$V^+ \quad \text{fasore dell'onda di tensione incidente,}$$

$$V^- \quad \text{fasore dell'onda di tensione riflessa.}$$

Le equazioni su scritte mettono in luce gli aspetti del segnale legati alla propagazione; in essa il segnale stesso risulta scomposto in onda diretta e in onda riflessa. Per questo motivo, tale rappresentazione è detta *soluzione di tipo viaggiante*.

Se si considera il piano di riferimento ( $l = 0$ ) si ha:

$$\begin{cases} V(0) = V^+ + V^- \\ I(0) = \frac{V^+}{Z_0} - \frac{V^-}{Z_0} \end{cases} \quad (1.7)$$

dove  $V(0)$  è il fasore della tensione nel punto di ascissa  $z=0$ , e  $I(0)$  è il valore del fasore della corrente, ancora all'ascissa  $z=0$ .

La soluzione di tipo viaggiante porta naturalmente a definire i *coefficienti di riflessione, di tensione*:

$$\Gamma_V(z) = \frac{V^- * e^{j\beta z}}{V^+ * e^{-j\beta z}} = \Gamma_V(0) e^{2j\beta z}. \quad (1.8)$$

e di corrente:

$$\Gamma_I(z) = \frac{I^- * e^{j\beta z}}{I^+ * e^{-j\beta z}} = \Gamma_I(0) e^{2j\beta z}. \quad (1.9)$$

Si nota subito che:

$$\Gamma_V(z) = -\Gamma_I(z). \quad (1.10)$$

e per questa semplice relazione si farà sempre riferimento al solo coefficiente di riflessione di tensione e lo s'indicherà con  $\Gamma$ .

In particolare il coefficiente di riflessione in  $l = 0$  vale:

$$\Gamma(0) = \frac{V^+}{V^-} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (1.11)$$

## 1.2 Parametri S

Sulla base della teoria delle linee di trasmissione è possibile definire dei parametri atti a caratterizzare le reti alle alte frequenze: i Parametri S.

Come precedentemente illustrato, le reti lineari a due porte (Figura 1.3) e più in generale quelle multiporta sono caratterizzate da un numero di parametri circuitali equivalenti, quali ad esempio la *matrice di trasferimento*, la *matrice d'impedenza*, la *matrice di ammettenza* e la *matrice di scattering*.

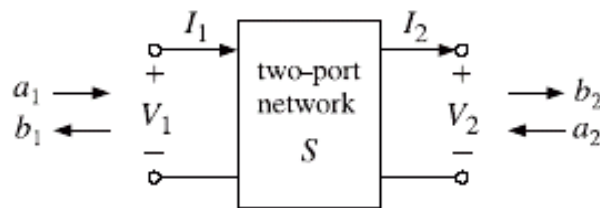


Figura 1.3: Rete a 2 porte

La matrice di trasferimento lega la tensione e la corrente alla porta 1 a quelle della porta 2:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.12)$$

Mentre la matrice d'impedenza fornisce il legame tra le due tensioni  $V_1$  e  $V_2$  alle due correnti  $I_1$  e  $I_2$ :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (1.13)$$

La matrice di ammettenza è semplicemente l'inverso della matrice d'impedenza. La matrice di scattering lega le onde *uscanti*  $b_1$  e  $b_2$  alle onde *entrantanti*  $a_1$  e  $a_2$  che incidono sulle due porte:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (1.14)$$

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.15)$$

Gli elementi  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{22}$  della matrice vanno sotto il nome di *parametri di scattering* o *parametri S*; in particolare i parametri  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  hanno il significato di coefficienti di riflessione mentre quelli  $S_{12}$  e  $S_{21}$  rappresentano i coefficienti di trasmissione.

Le variabili  $a_1, b_1$  alla porta 1 e  $a_2, b_2$  alla porta 2 sono definite in termini di tensione  $V_1, V_2$  e corrente  $I_1, I_2$  e di impedenza caratteristica  $Z_0$  assunta in generale di valore pari a  $50\Omega$  :

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}}, \quad (1.16)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}}, \quad (1.17)$$

$$a_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}}, \quad (1.18)$$

$$b_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}}. \quad (1.19)$$

Le espressioni appena illustrate possono essere riscritte esprimendo le tensioni e le correnti in termini di  $a_1, b_1, a_2, b_2$  :

$$V_1 = \sqrt{Z_0} * (a_1 + b_1), \quad (1.20)$$

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} * (a_1 - b_1), \quad (1.21)$$

$$V_2 = \sqrt{Z_0} * (a_2 + b_2), \quad (1.22)$$

$$I_2 = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} * (b_2 - a_2). \quad (1.23)$$

Alle basse frequenze vengono comunemente utilizzate la matrice di trasferimento e quella d'impedenza, mentre quando si lavora nel range delle microonde diventa estremamente complesso operare con esse e per questo si usa la matrice di scattering.

I parametri S possono essere misurati ponendo la rete a due porte (il dispositivo su cui devono essere effettuate le misure comunemente chiamato DUT) lungo una linea di trasmissione le cui estremità sono connesse ad un analizzatore di rete.



Di seguito viene riportato il set-up sperimentale (Figura 1.4):

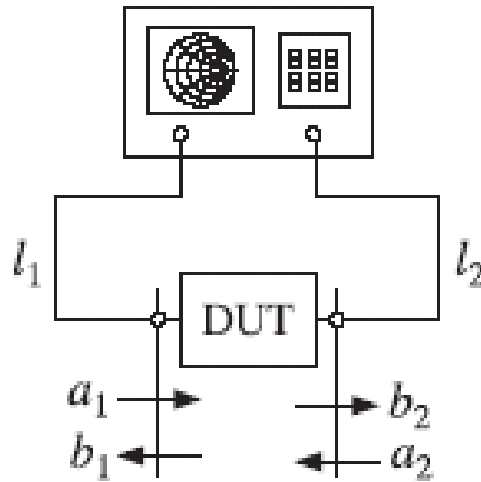


Figura 1.4: DUT connesso ad un analizzatore di rete

Una schematizzazione più dettagliata del dispositivo da testare è illustrata nella figura 1.5, dove si è presa in esame una rete a due porte:

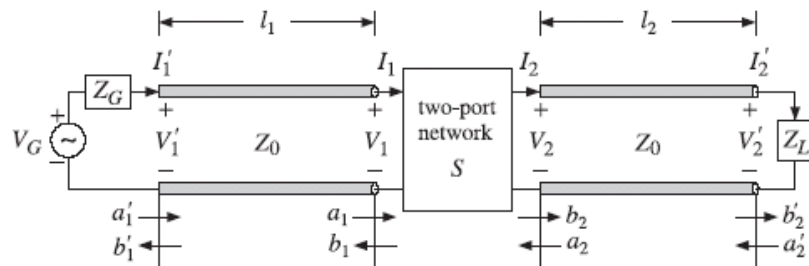


Figura 1.5: rete a due porte da testare

Le connessioni possono essere invertite, disponendo il generatore alla porta 2 e il carico alla porta 1.

Si assume che i due segmenti di linea di lunghezze  $l_1$  e  $l_2$  abbiano una impedenza uguale all'impedenza caratteristica  $Z_0$ .

Le variabili  $a_1, b_1, a_2, b_2$  possono essere espresse come versioni normalizzate di onde *viaggianti* incidenti e riflesse sulla porta 1 e 2 della rete:

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} * V_{1+}, \quad (1.24)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} * V_{1-}, \quad (1.25)$$

$$a_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} * V_{2-}, \quad (1.26)$$

$$b_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} * V_{2+}. \quad (1.27)$$

dove  $a_1$  rappresenta essenzialmente l'onda incidente alla porta 1 e  $b_1$  la corrispondente onda riflessa; in maniera analoga,  $a_2$  è l'onda incidente da destra sulla porta 2 e  $b_2$  è l'onda che viene riflessa dalla porta 2.

Facendo riferimento alla figura 1.5, l'analizzatore di rete misura le onde  $a_1'$ ,  $b_1'$  e  $a_2'$ ,  $b_2'$  alle estremità del tronco di linea di trasmissione; da tali valori si possono ricavare le onde all'ingresso delle due porte.

E' possibile dare una versione semplificata della schematizzazione della rete a due porte (figura 1.5) utilizzando i ben noti teoremi sulle reti elettriche (figura 1.6):

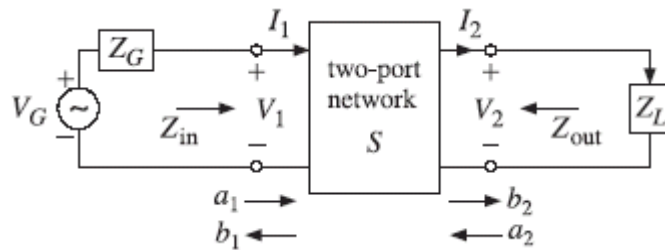


Figura 1.6: Rete a due porte connessa al generatore e al carico

Le equazioni lineari che descrivono il quadripolo sono:

$$\begin{cases} b_1 = S_{11} * a_1 + S_{12} * a_2 \\ b_2 = S_{21} * a_1 + S_{22} * a_2 \end{cases} \quad (1.28)$$

In forma matriciale:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = S * \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}. \quad (1.29)$$

Dunque la matrice  $S$  caratterizza completamente un quadripolo lineare; se un quadripolo è reciproco allora la sua matrice  $S$  è simmetrica.

Le misure dei parametri  $S$  vengono effettuate chiudendo a turno le due porte su un carico adattato ( $Z_L=Z_0$ ) in modo che non ci sia onda riflessa sul carico.

➤  $Z_L=Z_0$  sulla porta 2 comporta  $a_2=0$  (ovvero  $V_2 + Z_0 \cdot I_2 = 0$ ) e risulta:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1^-}{V_1^+}. \quad (1.30)$$

ossia il rapporto tra la potenza riflessa dal quadripolo sulla porta 1 e quella che incide sulla porta stessa. Mentre:

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_2^-}{V_1^+}. \quad (1.31)$$

è il rapporto tra la potenza trasmessa alla porta 2 di uscita e la potenza incidente sulla porta 1 d'ingresso.

➤  $Z_L=Z_0$  sulla porta 1 comporta  $a_1=0$  (ovvero  $V_1 + Z_0 \cdot I_1 = 0$ ) e risulta:

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{V_2^-}{V_2^+}. \quad (1.32)$$

che rappresenta il rapporto tra la potenza riflessa dal quadripolo sulla porta 2 e quella che incide sulla porta stessa. Mentre:

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{V_1^-}{V_2^+}. \quad (1.33)$$

è il rapporto tra la potenza trasmessa in uscita alla porta 1 e la potenza incidente sulla porta 2 d'ingresso.

Considerando l'espressione di  $S_{11}$  possiamo fare le seguenti osservazioni:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_1}{I_1} - Z_0}{\frac{V_1}{I_1} + Z_0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}, \quad (1.34)$$

$$Z_1 = Z_0 * \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})}, \quad (1.35)$$

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1}. \quad (1.36)$$

è l'impedenza alla porta d'ingresso. Misurando il parametro  $S_{11}$  si effettua indirettamente una misura dell'impedenza d'ingresso. Una caratterizzazione in frequenza di  $S_{11}$  consente di studiare l'impedenza d'ingresso nel dominio della frequenza.



## Capitolo 2

### Network Analyzer

Come abbiamo già detto un Network Analyzer ci consente di caratterizzare una rete mandando un segnale con un' ampiezza e una fase determinate al dispositivo in prova (DUT) e misurare ampiezza e fase del segnale riflesso e di quello uscente dal DUT stesso.

Tale strumento, rappresentato dallo schema di principio di figura 2.1, è in generale un sistema costituito da una sorgente di segnale (*source*), da un dispositivo per la sua separazione (*signal separation device*) e da un sistema per ricevere, misurare e rappresentare il segnale stesso (*receiver/detector* e *processor/display*).

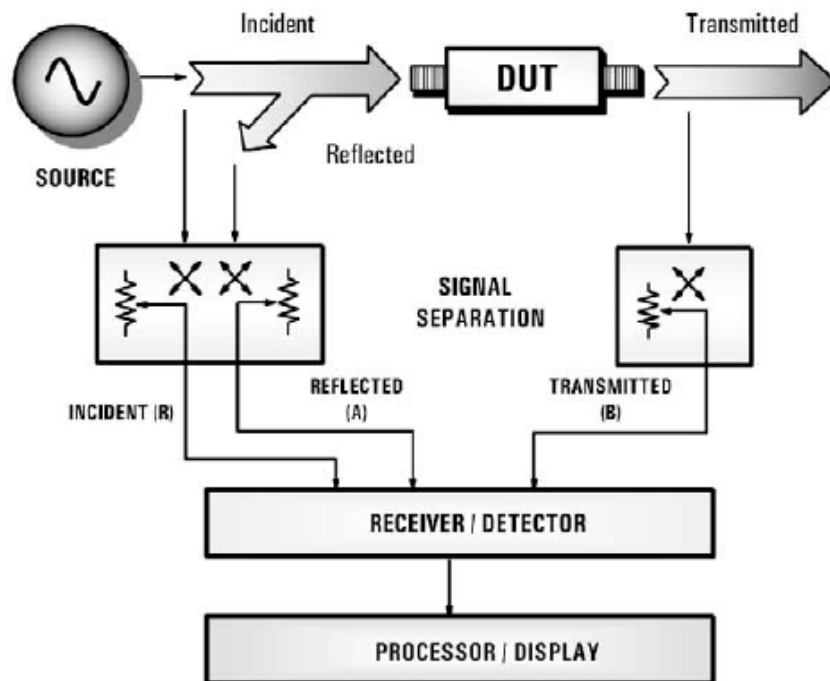


Figura 2.1: schema di principio di un Network Analyzer

## **2.1 Principio di funzionamento**

### **2.1.1 Source**

La sorgente sintetizzata è formata da un oscillatore di alta qualità a tensione controllata agganciato in fase con l'analizzatore vero e proprio che fornisce un segnale sinusoidale ad una certa frequenza (CW, continuous wave) che è lo stimolo per misurare la trasmissione e la riflessione. La presenza di un generatore interno costituisce la principale differenza tra un Network Analyzer e un DSA, in quanto quest'ultimo si misura il segnale in ingresso che però non presenta una propria sorgente di riferimento. Il generatore è costituito da un oscillatore controllato (VCO, voltage controlled oscillator) nei sistemi più economici o da un sintetizzatore di frequenza negli strumenti più costosi. Un sintetizzatore presenta rumore di fase minore rispetto ad un VCO e permette misure a banda più stretta.

### **2.1.2 Signal separation device**

L'hardware utilizzato per questa funzione prende il nome di *test-set* e il suo compito è separare il segnale incidente da quello riflesso e impedire che il segnale riflesso torni al riferimento. Il separatore di segnale contiene un divisore di potenza, un commutatore e due o tre accoppiatori direzionali. Il divisore di potenza preleva parte del segnale dalla sorgente e lo invia al campionatore R in modo da utilizzarlo come riferimento: questo segnale viene trasmesso dal ricevitore nuovamente alla sorgente dopo essere stato agganciato in fase; ciò assicura accuratezza nella misura in frequenza e in fase. Il commutatore e gli accoppiatori direzionali vengono usati per ottenere contemporaneamente i parametri in trasmissione e riflessione in entrambe le direzioni diretta e inversa.

Esistono due tipi di accoppiamento, diretto e inverso. Essi sono descritti rispettivamente in figura 2.2 e in figura 2.3:

a) **Accoppiamento diretto:**

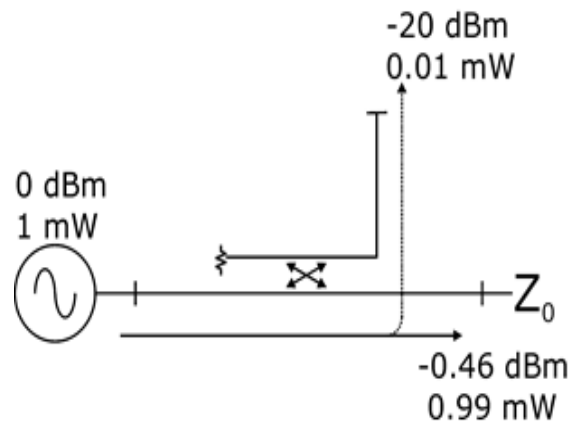


Figura 2.2: Accoppiamento diretto

Da cui si può ricavare il *fattore di accoppiamento*:

$$\text{fattore di accoppiamento}(dB) = -10 * \log \frac{P_{\text{accoppiamento diretto}}}{P_{\text{incidente}}}. \quad (2.1)$$

b) **Accoppiamento inverso:**

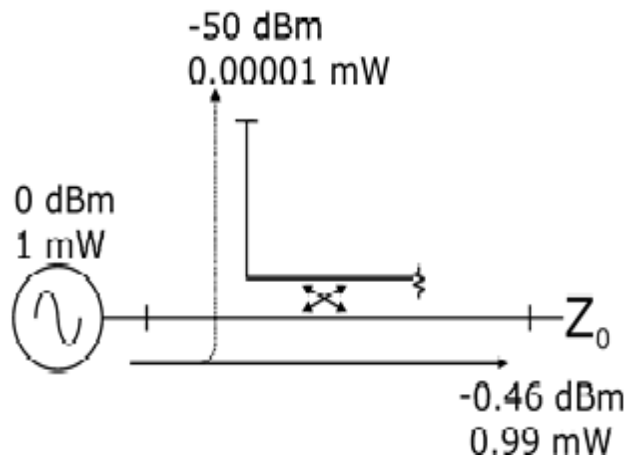


Figura 2.3: Accoppiamento inverso

Da cui si può ricavare il *fattore di isolamento*:

$$\text{fattore di isolamento}(dB) = -10 * \log \frac{P_{\text{accoppiamento inverso}}}{P_{\text{incidente}}}. \quad (2.2)$$

A tal punto si può ricavare il parametro fondamentale di un accoppiatore, che è la *direttività*:

$$direttività = \frac{\text{fattore di accoppiamento}}{\text{fattore di isolamento}} \Big|_{dB}. \quad (2.3)$$

La quale può anche essere espressa come:

$$direttività = \text{isolamento} \Big|_{dB} - \text{accoppiamento} \Big|_{dB}. \quad (2.3bis)$$



In base all'architettura interna, i *test-set* si dividono in Transmission/Reflection *test-set* descritto in figura 2.4 e S parameter *test-set* trattato invece in figura 2.5.

a) **Transmission/Reflection *test-set*:**

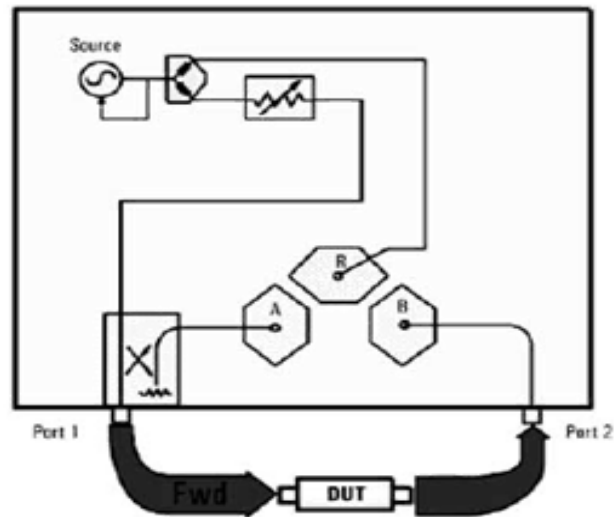


Figura 2.4: Transmission/Reflection test-set

- RF esce sempre dalla porta 1;
- La porta 2 è sempre il ricevitore;
- Calibrazione ad una porta disponibile.

b) **S parameter *test-set*:**

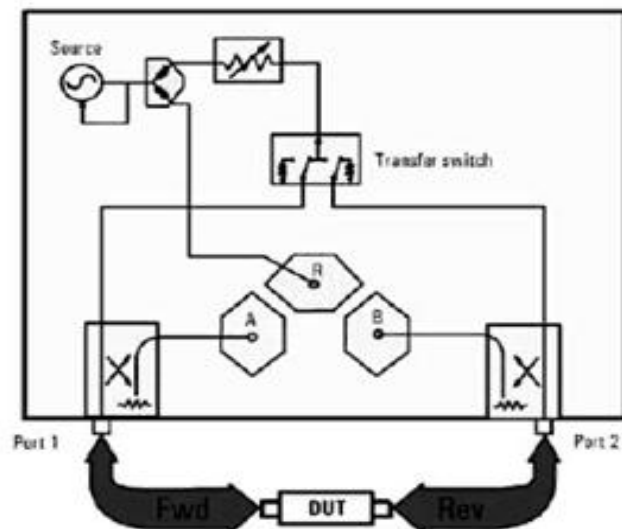


Figura 2.5: S parameter test-set

- RF esce o da porta 1 o da porta 2;
- Misurazione possibili in entrambi i sensi;
- Calibrazione a 2 porte possibile.

Un'ulteriore distinzione tra le architetture dei *test-set* rappresentata dalle figure 2.6 e 2.7 è legata al numero dei ricevitori:

- a) **Three-channel**: il segnale di riferimento è misurato sempre con lo stesso ricevitore;

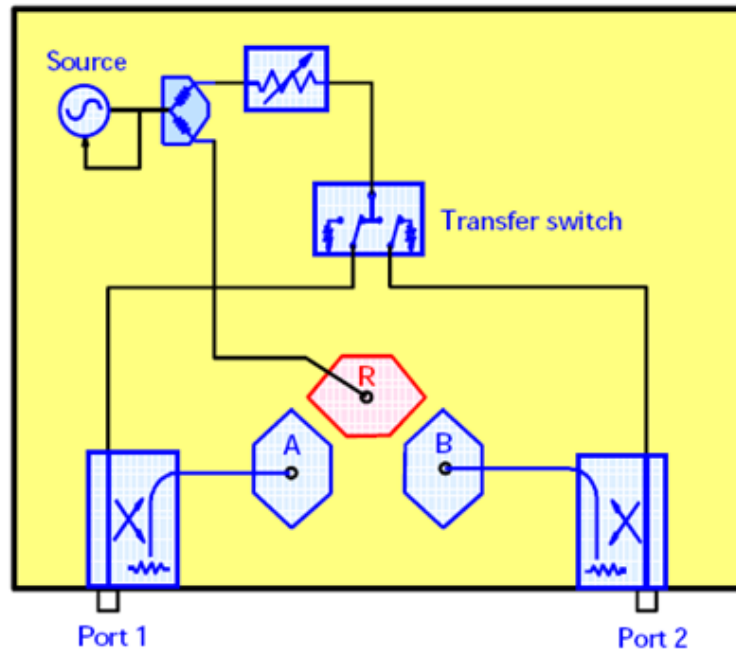


Figura 2.6: Three-channel test-set

- b) **Four-channel**: ogni percorso ha un suo ricevitore;

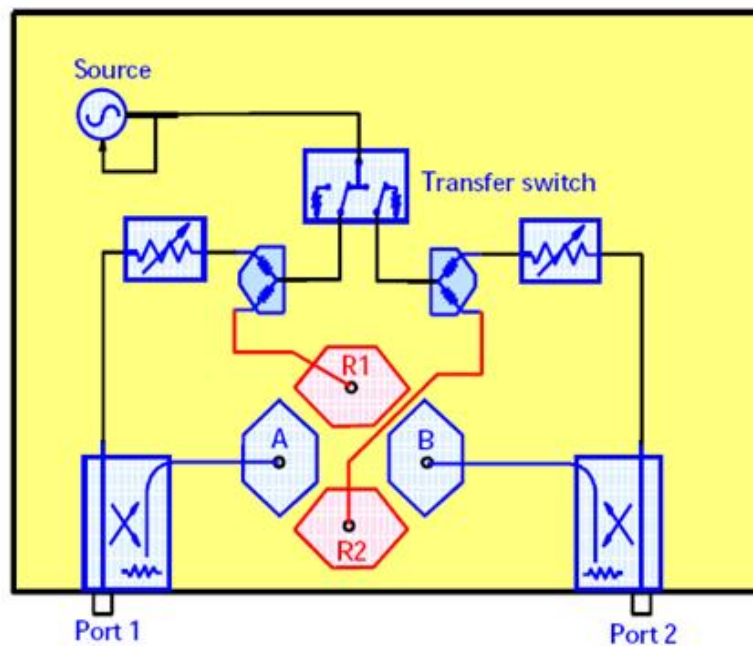


Figura2.7: Four-channel test-set

### 2.1.3 Receiver/Detector

Il ricevitore ha il compito di estrarre le informazioni di modulo e fase dell'onda in ingresso. Ci sono due tipi di ricevitori, in base al dispositivo e alla tecnica usata per la misura: ricevitore a diodo (figura 2.8) e ricevitore sintonizzato (figura 2.10).

a) **Ricevitore a diodo** (o Scalare):

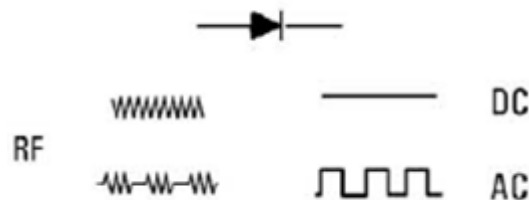


Figura 2.8: Ricevitore a diodo

Il ricevitore a diodo converte l'ampiezza del segnale RF in un proporzionale segnale DC. Se il segnale è modulato in ampiezza, il diodo demodula la portante RF. Viene utilizzato per misure a banda larga.

Il problema principale di questa tecnica è che è possibile ottenere informazioni sull'ampiezza del segnale ma la fase viene persa durante la demodulazione.

La minore accuratezza di misura si può osservare in figura 2.9. La notevole larghezza di banda che contraddistingue l'utilizzo di un ricevitore scalare si contrappone infatti con una qualità di misura inferiore.

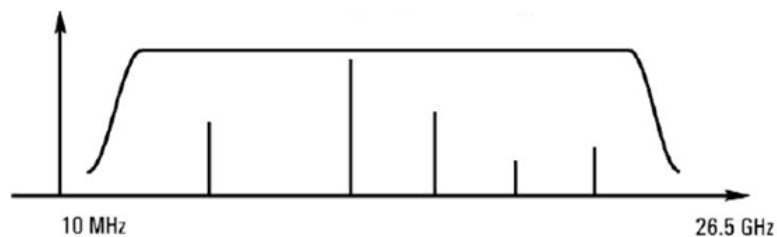


Figura 2.9: Modulazione del segnale mediante ricevitore a diodo

#### Vantaggi:

- Facile avere bande più larghe;
- Economico (l'elettronica è elementare);
- Buono per la misurazione della risposta in frequenza di dispositivi;
- Migliora il range dinamico (DR) al crescere della potenza;
- Media sensibilità/ DR.

#### Svantaggi:

- Misurazioni poco accurate.

b) **Ricevitore sintonizzato** (o vettoriale):

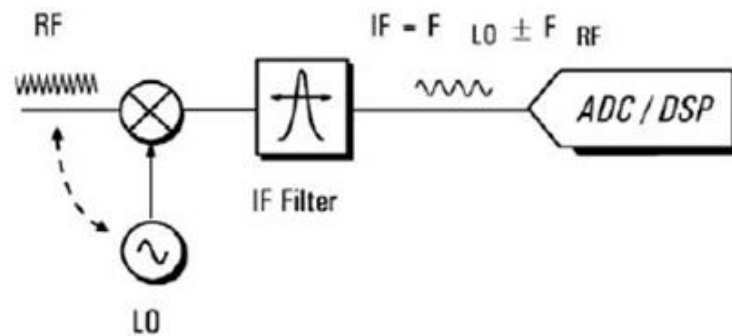


Figura 2.10: Ricevitore sintonizzato

I segnali, trasmesso e riflesso, dal DUT vengono mandati al campionatore B e a quello A rispettivamente e da qui confrontati con R. Il ricevitore che contiene i tre campionatori (A, B, R) converte i segnali provenienti dall'oggetto sotto test in due passi. Nel primo passo si ha la conversione dei segnali ad alta frequenza dell'oscillatore locale in segnali a bassa frequenza tramite un *mixing* di frequenza con un segnale a RF noto, mantenendo inalterate le caratteristiche di fase e ampiezza del segnale originario. La misura è tanto più accurata quanto più la banda usata per campionare le frequenze da analizzare è piccola (IF bandwidth). Il motivo di questo passaggio dalle alte alle basse frequenze è dovuto al fatto che l'elettronica necessaria risulta molto più semplice ed economica. Nel secondo passo si ha la trasformazione dei segnali analogici in uscita dal convertitore, in digitale attraverso un convertitore analogico-digitale (ADC).

Dopodiché ogni segnale può essere elaborato matematicamente dal microprocessore per ottenere i parametri S: il segnale numerico è rappresentato da una serie di punti, ogni punto rappresenta una misura al singolo valore di frequenza.

I coefficienti di diffusione, già citati precedentemente, sono calcolati dall'Analizzatore di Reti confrontando la potenza del segnale mandato originariamente in ingresso con quello rilevato all'uscita e poi mostrato su scala logaritmica o lineare.

L'elaborazione dei dati, rappresentati da un vettore, è affidata ad un microprocessore che può correggere l'errore sistematico, dovuto al rumore introdotto dai cavi di collegamento tra le porte del dispositivo sotto test e le porte dell'analizzatore, attraverso l'operazione di calibrazione dello strumento effettuata dal pannello frontale da parte del misuratore e trattata nel capitolo seguente.

La figura 2.11 illustra il concetto di maggiore accuratezza rispetto il caso precedente. Alla possibilità di misurare anche la fase dei parametri S, mediante l'utilizzo di ricevitori sintonizzati, si aggiunge il fatto che l'armonica considerata è sprovvista di segnali spuri.

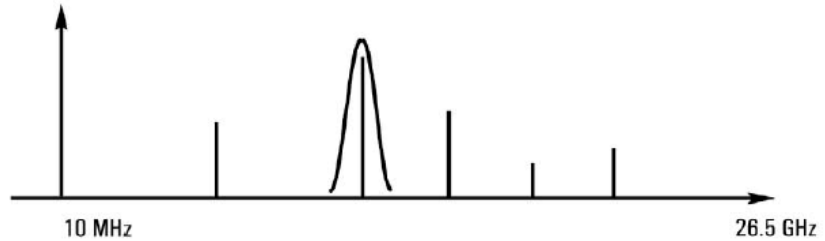


Figura 2.11: Modulazione del segnale mediante ricevitore sintonizzato

Vantaggi:

- Migliore sensibilità/DR rispetto al ricevitore a diodo;
- Fornisce un'armonica sprovvista del segnale spurio;
- Migliora il DR all'aumentare della potenza e al diminuire della banda IF.

Svantaggi:

- Presenza di rumore di fondo;
- Tempo di misura maggiore rispetto a tecnica basata su diodo.

In base al tipo di ricevitore, i *test-set* si distinguono in:

- **SNA** (Scalar Network Analyzer): misurano solo l'ampiezza dei parametri S del dispositivo. In questo caso il *test-set* disporrà di un ricevitore a diodo;
- **VNA** (Vector Network Analyzer): misurano ampiezza e fase dei parametri S. In questo caso il *test-set* disporrà di un ricevitore sintonizzato.

## 2.1.4 Processor/Display

L'elaborazione dei dati, rappresentati da un vettore, è affidata ad un microprocessore che può correggere l'errore sistematico, dovuto al rumore introdotto dai cavi di collegamento tra le porte del dispositivo sotto test e le porte dell'analizzatore, attraverso l'operazione di calibrazione dello strumento effettuata dal pannello frontale da parte del misuratore.

La figura 2.12 rappresenta uno schema circuitale di un VNA in cui si possono effettivamente riconoscere ciascuno dei blocchi finora trattati.

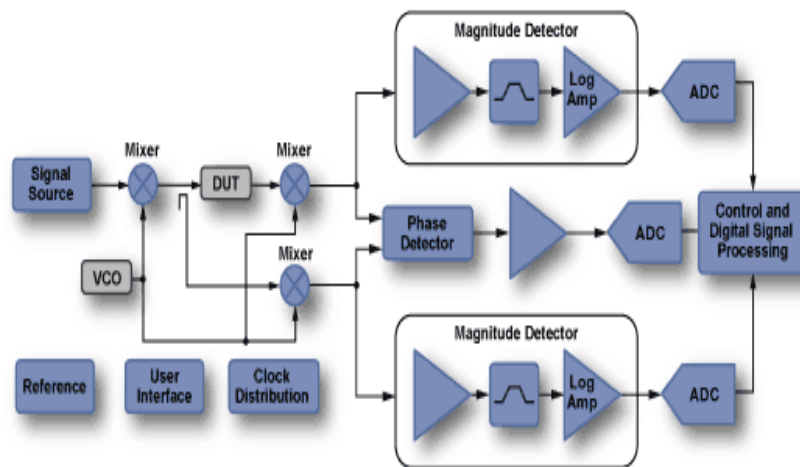


Figura 2.12: Schema circuitale di un VNA

## 2.2 Calibrazione del VNA

La misura dei parametri S di un dispositivo è di solito affetta da errori sistemistici, legati alle non idealità dei componenti all'interno dello strumento. La misura viene quindi corretta applicando un modello di errore, i cui parametri vengono determinati mediante una calibrazione.

L'operazione di calibrazione viene effettuata, in un dato intervallo di frequenze, collegando ai cavi alcuni dispositivi la cui risposta in frequenza è nota (cortocircuiti, circuiti aperti, carichi).

È possibile, dunque, calcolare l'errore introdotto dal sistema di collegamento riferendo i dati acquisiti a quelli privi di errore, cosa che l'analizzatore fa in maniera automatica. L'insieme dei dati misurati durante l'operazione di calibrazione, in una data configurazione, può essere salvato ed utilizzato per misure successive.

Il DUT, come illustrato in figura 2.13, sarà rappresentato da dispositivi con risposta in frequenza nota così da poter poi riferire i dati acquisiti a quelli privi di errore.

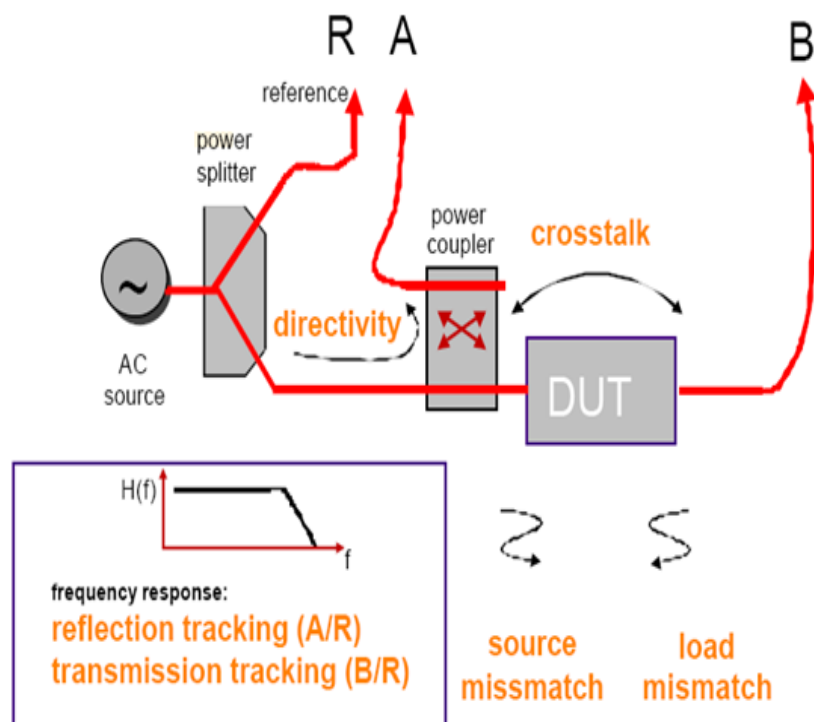


Figura 2.13: Errore sistematico (crosstalk) dovuto alla non idealità dei componenti

Normalmente, il dispositivo da caratterizzare viene connesso al VNA mediante dei cavi coassiali. Occorre quindi spostare il piano di riferimento del VNA, che normalmente si trova in corrispondenza dei connettori, fino all' interfaccia con il dispositivo. Una corretta calibrazione permette questa operazione descritta in figura 2.14.

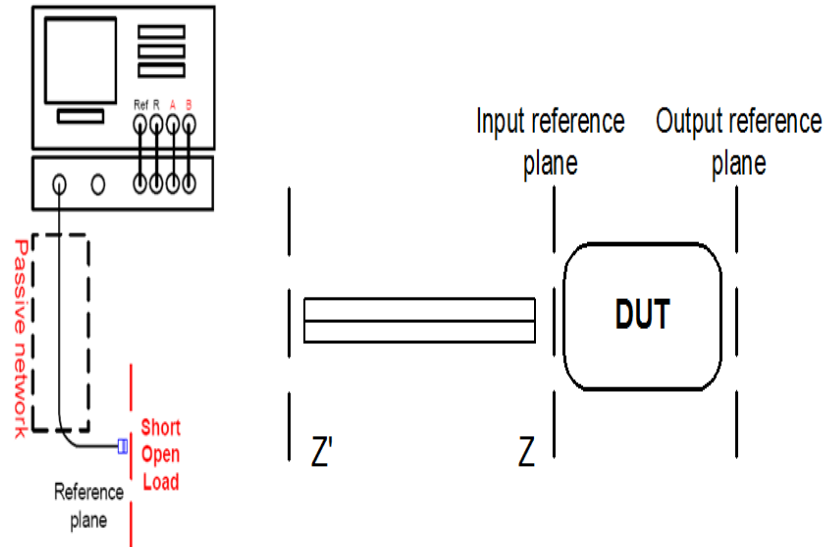


Figura 2.14: Spostamento del piano di riferimento

La calibrazione di un Network Analyzer prevede due modelli operativi:

### 2.2.1 Modello ad una porta

Nel semplice caso di misura ad una porta, delucidato in figura 2.15, la grandezza effettiva viene depurata dagli errori mediante un modello che include i tre termini visti in precedenza. I termini di errore vengono automaticamente calcolati dallo strumento a partire dalla misura degli standard di calibrazione.

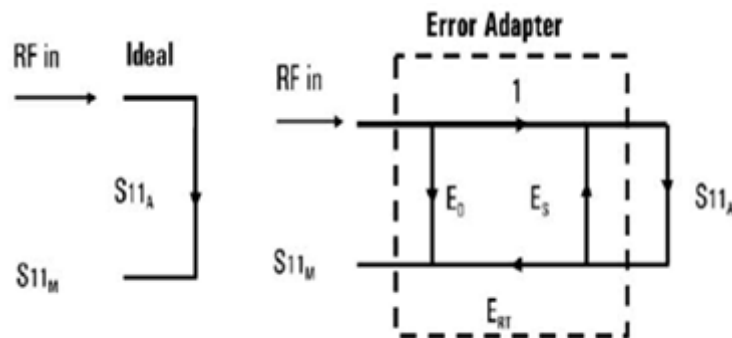


Figura 2.15: Modello ad una porta



$E_D$  = Direttività;  
 $E_{RT}$  = Tracking di riflessione;  
 $E_S$  = Segnale adattato;  
 $S_{11M}$  = Parametro S misurato;  
 $S_{11A}$  = Parametro S reale.

$$S_{11M} = E_D + E_{RT} * \left( \frac{S_{11A}}{1 * E_S * S_{11A}} \right). \quad (2.4)$$

Per risolvere i termini di errore, misuriamo 3 standard per generare 3 equazioni in 3 incognite.

## 2.2.2 Modello a due porte

Nel caso di misura a due porte, spiegato invece in figura 2.16 (modello diretto) e in figura 2.17 (modello inverso), i termini da conoscere sono 12 e si differenziano un modello diretto ed uno inverso.

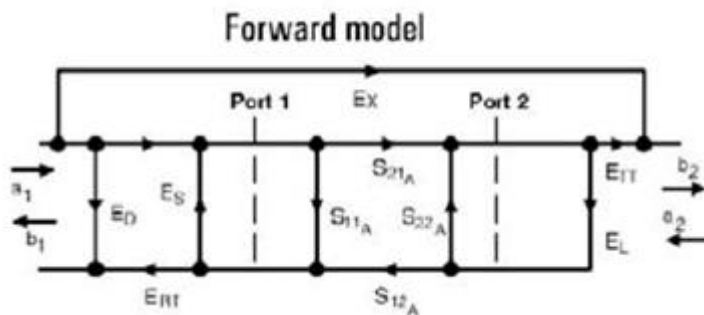


Figura 2.16: Modello diretto a due porte

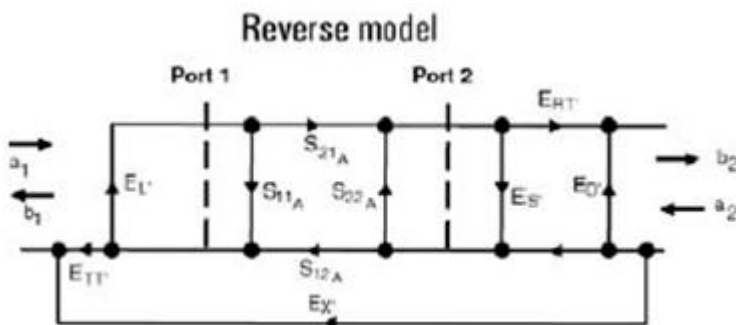


Figura 2.17: Modello inverso a due porte

$E_D$  = Direttività diretta;  
 $E_S$  = Segnale adattato diretto;  
 $E_{RT}$  = Tracking di riflessione diretto;  
 $E_L$  = Carico adattato diretto;  
 $E_X$  = Isolamento diretto;

$E_{TT}$  = Tracking di trasmissione diretto;  
 $E_D$  = Direttività inversa;  
 $E_S$  = Segnale adattato inverso;  
 $E_{RT}$  = Tracking di riflessione inverso;  
 $E_L$  = Carico adattato inverso;  
 $E_X$  = Isolamento inverso;  
 $E_{TT}$  = Tracking di trasmissione inverso.

$$S_{11a} = \frac{\left(\frac{S_{11M}-E_D}{E_{RT}}\right) * \left(1 + \frac{S_{22M}-E'_D * E'_S}{E'_{RT}}\right) - E_L \left(\frac{S_{21M}-E_X}{E_{TT}}\right) * \left(\frac{S_{12M}-E'_X}{E'_{TT}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11M}-E_D * E_S}{E_{RT}}\right) * \left(1 + \frac{S_{22M}-E'_D * E'_S}{E'_{RT}}\right) - E'_L * E_L * \left(\frac{S_{21M}-E_X}{E_{TT}}\right) * \left(\frac{S_{12M}-E'_X}{E'_{TT}}\right)}, \quad (2.5)$$

$$S_{21a} = \frac{\left(\frac{S_{21M}-E_X}{E_{TT}}\right) * \left(1 + \frac{S_{22M}-E'_D * (E'_S - E_L)}{E'_{RT}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11M}-E_D * E_S}{E_{RT}}\right) * \left(1 + \frac{S_{22M}-E'_D * E'_S}{E'_{RT}}\right) - E'_L * E_L * \left(\frac{S_{21M}-E_X}{E_{TT}}\right) * \left(\frac{S_{12M}-E'_X}{E'_{TT}}\right)}, \quad (2.6)$$

$$S_{21a} = \frac{\left(\frac{S_{12M}-E'_X}{E'_{TT}}\right) * \left(1 + \frac{S_{11M}-E_D * (E_S - E'_L)}{E_{RT}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11M}-E_D * E_S}{E_{RT}}\right) * \left(1 + \frac{S_{22M}-E'_D * E'_S}{E'_{RT}}\right) - E'_L * E_L * \left(\frac{S_{21M}-E_X}{E_{TT}}\right) * \left(\frac{S_{12M}-E'_X}{E'_{TT}}\right)}, \quad (2.7)$$

$$S_{21a} = \frac{\left(\frac{S_{22M}-E'_D}{E'_{RT}}\right) * \left(1 + \frac{S_{11M}-E_D * E_S}{E_{RT}}\right) - E'_L * \left(\frac{S_{21M}-E_X}{E_{TT}}\right) * \left(\frac{S_{12M}-E'_X}{E'_{TT}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11M}-E_D * E_S}{E_{RT}}\right) * \left(1 + \frac{S_{22M}-E'_D * E'_S}{E'_{RT}}\right) - E'_L * E_L * \left(\frac{S_{21M}-E_X}{E_{TT}}\right) * \left(\frac{S_{12M}-E'_X}{E'_{TT}}\right)}. \quad (2.8)$$

Con questa tecnica l'Analizzatore deve per forza effettuare la spazzolatura (sweep) sia diretta che inversa così da aggiornare ciascuno parametro S, che è funzione dei quattro parametri S misurati.

Per nostra fortuna, non è necessario conoscere tali equazioni per poter utilizzare il VNA. Durante la calibrazione, infatti, questi dati vengono misurati e salvati al fine di poterli riutilizzare in applicazioni successive.

Esistono svariate altre tecniche per la calibrazione di un VNA e la scelta su quale sia la più adatta va fatta in base all'applicazione, al range di frequenze in esame e dalla disponibilità di standard opportuni.

Tuttavia le più utilizzate sono le seguenti:

- **SOLT** (Short Open Load Thru): Utilizza come standard un corto circuito, un aperto, un carico noto (di solito 50 W) e una breve linea di trasmissione tra le due porte (thru);
- **TRL** (Transmission Line Reflect): Utilizza linee di trasmissione di diversa lunghezza, una linea con impedenza caratteristica di 50 W e un carico riflessivo (un corto circuito o un aperto);
- **LRM** (Line Reflect Match): evoluzione della TRL specificatamente per le misure on-wafer;
- **Multiline**.

## 2.3 Realizzazione di un analizzatore di reti mediante DSA

La realizzazione di un analizzatore di reti è possibile anche attraverso un DSA accoppiato con opportuni generatori; ne valutiamo due tra le principali tecniche.

### 2.3.1 DSA + sweep generator

La prima prevede, come si può notare in figura 2.18, l'accoppiamento di un sweep generator con un DSA.

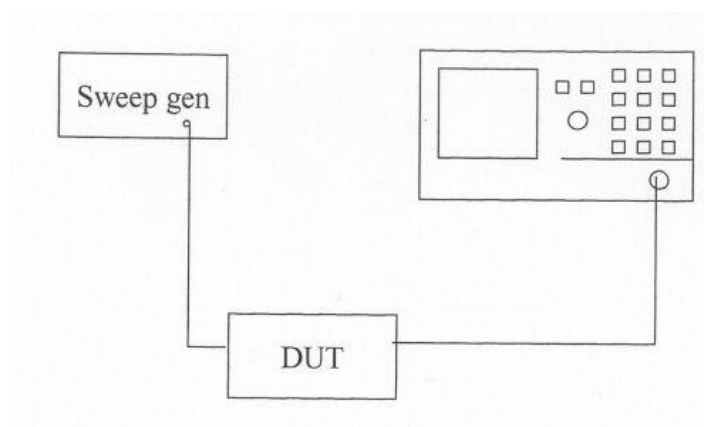


Figura 2.18: DSA più sweep generator

La prima cosa da fare è stimolare il dispositivo: si utilizza un generatore sweep che genera una sinusoide a frequenza crescente in ingresso alla rete (DUT) poi si osserva l'uscita sull'analizzatore di spettro.

Non è detto che questa soluzione sia meno costosa di un Network Analyzer. Il generatore può essere molto costoso e arrivare a costare più dell'analizzatore di spettro stesso; il problema non sta tanto nel costo delle stazioni di misura, quanto nella complessità di sincronizzazione tra il generatore e l'analizzatore di spettro.

Si ha un segnale in ingresso che varia, ossia che cambia la frequenza con cui viene sollecitato lo strumento; questo significa che durante la spazzolata lo spettro in ingresso varia, dunque sono violate le ipotesi di corretto funzionamento dell'analizzatore di spettro. Si potrebbe pensare allora di avere un trigger che genera un impulso ogni volta che parte la spazzolata; questo trigger deve essere portato in ingresso all'analizzatore di spettro che sincronizza l'inizio della sua spazzola con la spazzolata del generatore.

Questa soluzione oltre essere la soluzione più complessa è anche la più costosa ed in più non è immune da errore perché di solito c'è un ritardo aleatorio e non prevedibile tra l'invio dell'impulso di trigger e l'inizio della rampa. Questo ritardo è molto pericoloso se l'analizzatore di spettro è in anticipo rispetto alla rampa del generatore.

Un altro problema è dovuto al fatto che l'ampiezza dello sweep generator deve rimanere costante per tutta l'analisi: gli errori sull'ampiezza della sinusoide generata dallo sweep generator si traducono in errori sulla stima della risposta in frequenza del DUT.

### 2.3.2 DSA + tracking generator

Questa tecnica, illustrata in figura 2.19, rappresenta invece un DSA accoppiato con un tracking generator che presenta una frequenza sincronizzata a quella del generatore.

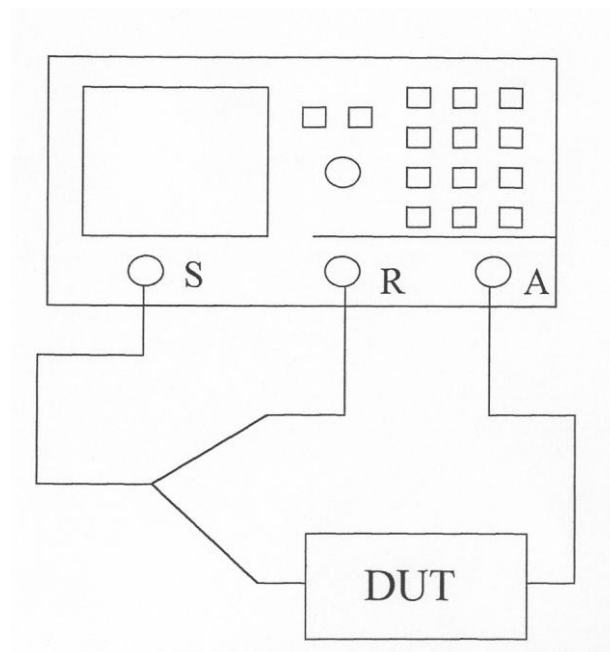


Figura 2.19: DSA + tracking generator

Stavolta non si ha più il problema della sincronizzazione tra la rampa di ingresso e quella di spazzolamento, ma si hanno sempre problemi sulla stabilità dell'ampiezza del segnale generato; però questo è un problema che in questa architettura si può aggirare.

Vedremo ora come è possibile misurare la risposta in frequenza del DUT indipendentemente dall'errore d'ampiezza del generatore.

Prima di fare la prova si collega direttamente l'uscita del generatore all'ingresso dell'analizzatore; in questo modo si sta misurando la risposta in frequenza del generatore; questa risposta in frequenza da gli errori in ampiezza che possono essere memorizzati e nella fase successiva ed essere sottratti alla risposta del DUT. Lo stesso oscillatore locale sposta la frequenza del generatore e la frequenza del segnale.

Per caratterizzare completamente un DUT è necessario procedere alla misura dei parametri S; a tale scopo è necessario avere a disposizione un modulo integrato come quello di figura 2.20, chiamato S-Parameter Test:

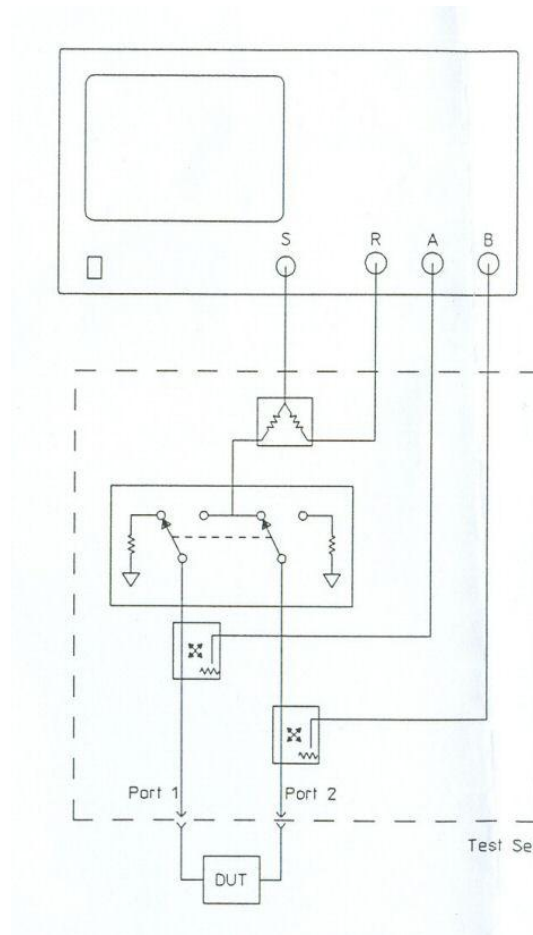


Figura 2.20: Modulo aggiuntivo per la misura automatica dei parametri S

Questo analizzatore di rete ha tre ingressi ed una uscita; gli si collega lo strumento S-parameter stepper che contiene due impedenze  $Z_0$ , uno splitter e due accoppiatori direzionali. Il dispositivo viene collegato tra l'uscita e l'ingresso della S-parameter test set. D'altro canto le difficoltà di assemblaggio con il DSA e il modulo test set, assieme ai costi elevati del tracking generator, rendono il tutto per nulla conveniente rispetto ad un "Network Analyzer" vero e proprio.

## 2.4 Aspetti economici

Il nostro interesse si concentra ora sugli aspetti economici relativi a questi dispositivi. Tali considerazioni variano principalmente in funzione di due caratteristiche tecniche fondamentali comuni ai moderni strumenti di misura di tipo digitale. Esse sono:

- DR<sup>1</sup>(Dynamic Range);
- Range di frequenza.

### 2.4.1 Il confronto

Le tabelle che seguono differenziano due tra le più grandi case costruttrici di strumenti di misura. La tabella 2.1 riguarda quattro dispositivi marcati *Rohde & Schwarz*:

<b>Rohde &amp; Schwarz</b>			
Strumento	Range di frequenza [Hz]	DR [dB]	Euro [€]
R&S ZNB4 VNA	9K÷4,5G	(100÷140)	27,416 k
R&S ZVA24 VNA	10M÷24G	(90÷130)	78,729 k
R&S ZVB8 VNA	300K÷8G	(80÷125)	36,420 k
R&S ZNC3 VNA	9K÷3G	(90÷130)	18,478 k

Tabella 2.4: Rohde & Schwarz

<sup>1</sup>Esso rappresenta la capacità di un ADC o più generalmente di un sistema di acquisizione dati o misurazione digitale di misurare, nelle medesime condizioni di funzionamento, sia segnali di ampiezza elevata che limitata.

$$DR = \frac{V_{PPmax}}{V_{PPmin}} = \frac{R}{Q} = \frac{R}{\frac{R}{2^B}} = 2^B.$$

La tabella 2.2 riguarda invece l' *Agilent Technologies*:

<b>Agilent Technologies</b>			
Strumento	Range di frequenza [Hz]	DR [dB]	Euro [€]
E5100A	10K÷300M	120	14,278 k
N5230C	10M÷20G	(90÷122)	62,543 k
N9923A (Hand held)	2M÷4/6G	(90÷104)	9,134 k
E5072A	30K÷4,5G	(65÷145)	27,764 k

Tabella 5.2: Agilent Technologies



## 2.4.2 La calibrazione

Essendo un DUT sostanzialmente un dispositivo dotato di connettori, la calibrazione viene effettuata utilizzando gli standard meccanici contenuti in appositi kit di calibrazione.



Figura 2.20: kit di calibrazione

Essi vengono scelti a seconda del range di frequenza in cui bisogna operare e possono essere di due tipi:

- Meccanico;
- Elettronico.

La tabella 2.3 propone dei prezzi di massima che variano a seconda del tipo di kit e del range di frequenza. Non verrà menzionato alcun marchio poiché sono innumerevoli le aziende che producono questi set di calibrazione; risulta dunque più diretta e chiara una trattazione come la seguente.

<b>Kit di calibrazione</b>		
Range di frequenza [Hz]	Meccanico [€]	Elettronico [€]
<10G	2k	(4÷5)k
(10÷20)G	10k	12k
>20G	(15÷20)k	(15÷20)k

Tabella 2.6: kit di calibrazione



## Conclusioni

Lo scopo di questo elaborato riguarda una comprensione globale a proposito di strumenti utilizzati per caratterizzare reti elettriche. I cosiddetti Network Analyzer riescono in questo intento tramite la misura di parametri S, ossia parametri ad alta frequenza simili ai più comuni parametri di impedenza, trasferimento e ammettenza che si effettuano invece a frequenze inferiori. Dopo averne approfondito lo schema di principio e la calibrazione ci si è soffermati sulle caratteristiche (range di frequenza e DR) e sui costi che differenziano ciascun modello, confrontando i dati di due case costruttrici di levatura internazionale.

L'approfondimento ha riguardato la caratterizzazione di reti sostituendo i VNA con dei DSA accoppiati con particolari generatori. Il risultato è risultato insoddisfacente e poco pratico, con particolari problemi di sincronizzazione e onerosità.

Un ulteriore sviluppo dello scritto potrebbe riguardare le tecniche di calibrazione, visto il trattamento di una sola di queste a paragrafo 2.2. La scelta ideale, infatti, va fatta in base all'applicazione, alla frequenza e alla disponibilità di standard opportuni.



## Riferimenti bibliografici

1. Agilent AN 154 “*S-Parameter Design Techniques–Part I*”;
2. EM Waves & Antennas – S. J. Orfanidis – June 21, 2004 (chapter 12) ;
3. HP Test & Measurement Application Note 95-1 *S-Parameter Techniques*;
4. Agilent literature “*Network Analyzer basics*”

### Siti web

[www.agilent.com](http://www.agilent.com)

[www.rohde-schwarz.it](http://www.rohde-schwarz.it)

[www.microlease.it](http://www.microlease.it)



# Ringraziamenti

La fine della mia tesi coincide con dei doverosi ringraziamenti a tutte quelle persone che hanno sostenuto questo scritto.

In particolare:

Il *Proff. Alessandro Sona* vigile guida e abile dispensatore di preziosi consigli.

L' *Ing. Angelo Cereser* della Microlease Italia per il materiale e l'assistenza fornitomi.

Il *Sig. Manuel Favaro* della Rohde & Schwarz Italia per il supporto.

Oltre a questi, senza i quali difficilmente sarei riuscito a portare a termine una lavoro tale, è d'obbligo un ringraziamento per:

I miei *genitori* per avermi dato la possibilità di studiare e per avermi sempre sostenuto.

Quelle *persone* che hanno creduto fortemente in me e anche quelle che non l'hanno fatto, sperando di essere riuscito a dare loro un buon motivo per ricredersi.