

Calibrazione

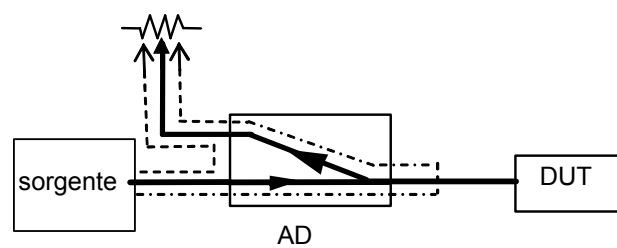
dell'analizzatore di reti

Cause di incertezza

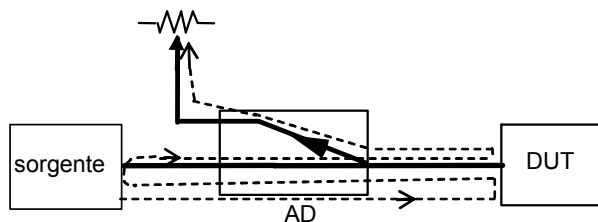
- **Incertezze casuali:** dovute alle sorgenti di rumore presenti nei componenti del sistema (sorgenti di segnale, oscillatori locali, rilevatori, ricevitori). Poiché variano nel tempo in maniera random possono essere ridotte con una procedura di media.
- **Incertezze sistematiche** (errori sistematici): 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.

Rete degli errori

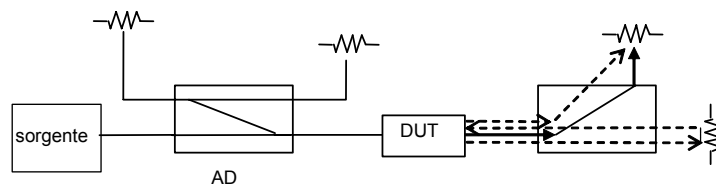
Errore di direttività (D)



Errore di disadattamento della sorgente (MS)



Errore di disadattamento del carico (ML)



Altri errori

- *Errore di risposta in frequenza in riflessione (FR)*
- *Errore di risposta in frequenza in trasmissione (FT)*
- *Crosstalk (C)*

Grafi di flusso

Data una rete con fissate variabili (onde incidenti e riflesse) definite in vari punti (bocche)

Si associa a ciascuna di queste variabili un nodo (simbolo •)

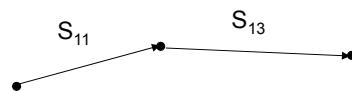
I nodi sono connessi tra loro da linee orientate secondo la direzione del flusso di potenza (rami) $(\bullet \xrightarrow{\quad} \bullet)$.

$\leftarrow S_{11}$

Ad ogni ramo è associato un valore il quale rappresenta il fattore moltiplicativo che correla le due variabili alle estremità del ramo (nodi).

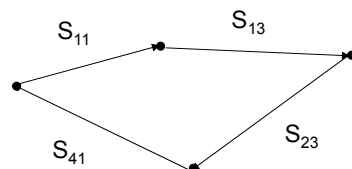
Grafi di flusso

- Si dice sentiero (path) una successione di rami tutti ugualmente orientati che toccano i singoli nodi una sola volta. Il valore del sentiero è pari al prodotto dei valori dei singoli rami.



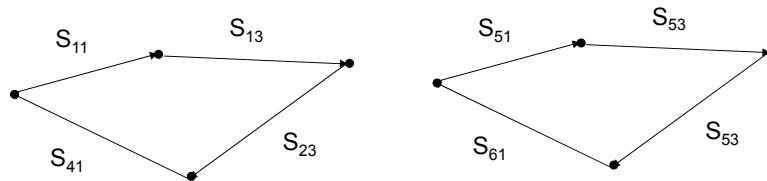
Grafi di flusso

- Si dicono anelli (loops) del 1° ordine i percorsi chiusi formati da rami tutti orientati nello stesso verso che toccano i nodi una sola volta. Il valore dell'anello è pari al prodotto dei valori dei singoli rami.



Grafi di flusso

- Si dicono anelli del 2° ordine quelli formati da due anelli del 1° ordine senza nodi in comune; il valore dell'anello del 2° ordine è pari al prodotto dei valori dei due anelli del 1° ordine.



Formula di Mason

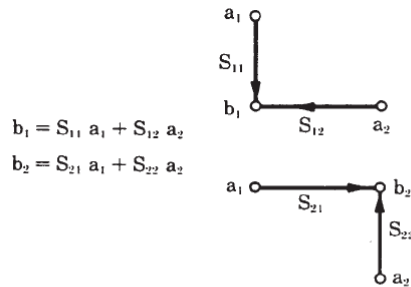
$$T_{12} = \frac{P_1 [1 - \Sigma^{(1)}L(1) + \Sigma^{(1)}L(2) - \Sigma^{(1)}L(3) + \dots] + P_2 [1 - \Sigma^{(2)}L(1) + \Sigma^{(2)}L(2) - \dots] + P_3 [\dots]}{1 - \Sigma L(1) + \Sigma L(2) - \Sigma L(3) + \dots}$$

P_i = valore dell' i -esimo sentiero possibile tra i due nodi in esame.

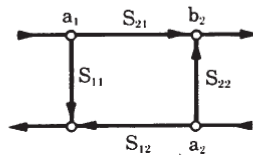
$\Sigma L(i)$ = somma di tutti i possibili anelli di ordine i -esimo

$\Sigma^{(k)}L(i)$ = somma di tutti i possibili anelli di ordine i -esimo senza punti in comune con il k -esimo sentiero.

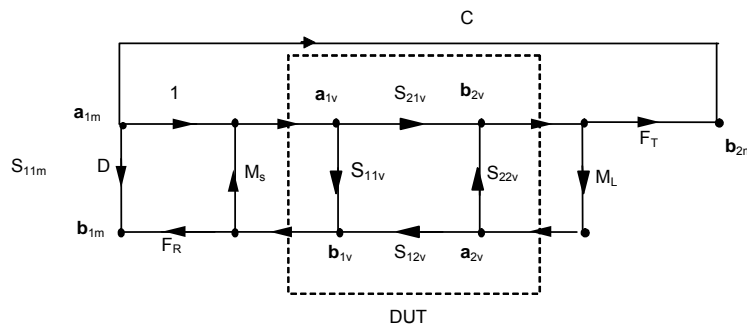
Costruzione grafo di flusso



Complete Flow Graph for 2-Port



analizzatori di reti con rotazione manuale del DUT

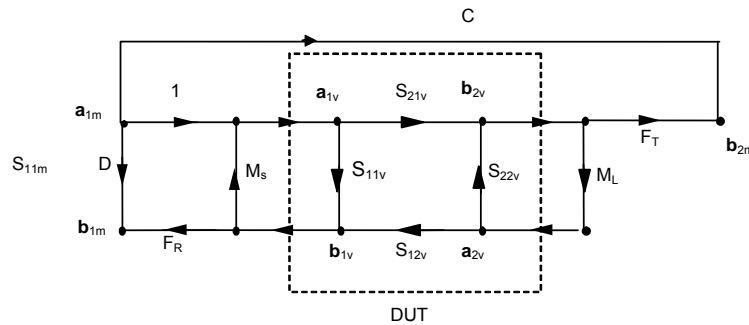


$P_1 \Rightarrow D \quad P_2 \Rightarrow F_R S_{11v} \quad P_3 \Rightarrow F_R S_{21v} S_{12v} M_L$

$L_1 \Rightarrow M_S S_{11v} \quad L_2 \Rightarrow M_L S_{22v} \quad L_3 \Rightarrow M_L S_{21v} S_{12v} M_S$

$LL \Rightarrow M_S S_{11v} M_L S_{22v}$

analizzatori di reti con rotazione manuale del DUT



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

6 parametri di errore

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

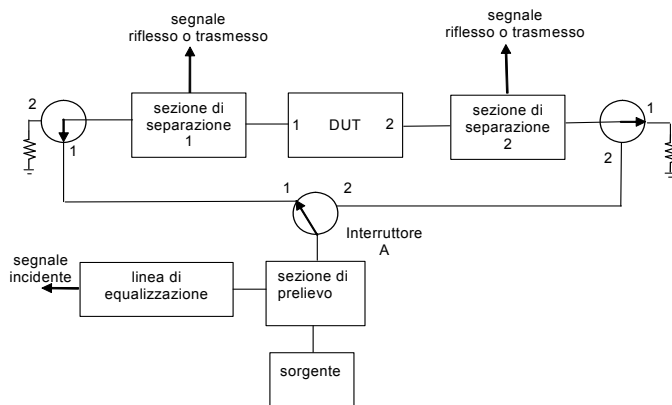
$$S_{21m} = \frac{b_{2m}}{a_{1m}} = C + \frac{F_T S_{21v}}{1 - M_S S_{11v} - M_L S_{22v} - M_L S_{21v} S_{12v} M_S + S_{11v} M_S S_{22v} M_L}$$

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

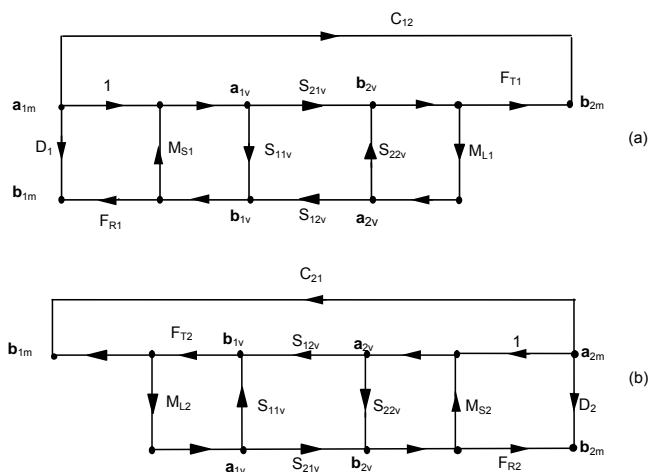
$$S_{12m} = \frac{b_{1m}}{a_{2m}} = C + \frac{F_T S_{12v}}{1 - M_S S_{22v} - M_L S_{11v} - M_L S_{21v} S_{12v} M_S + S_{11v} M_S S_{22v} M_L}$$

Invertendo il sistema si ottiene $S_{ijv} = f(S_{ijm} + \text{Par. Errore})$

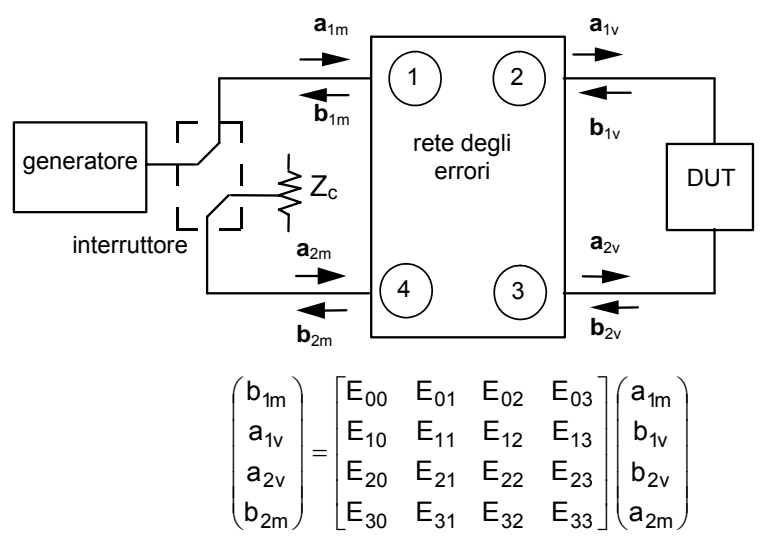
Analizzatori di reti con rotazione automatica del DUT



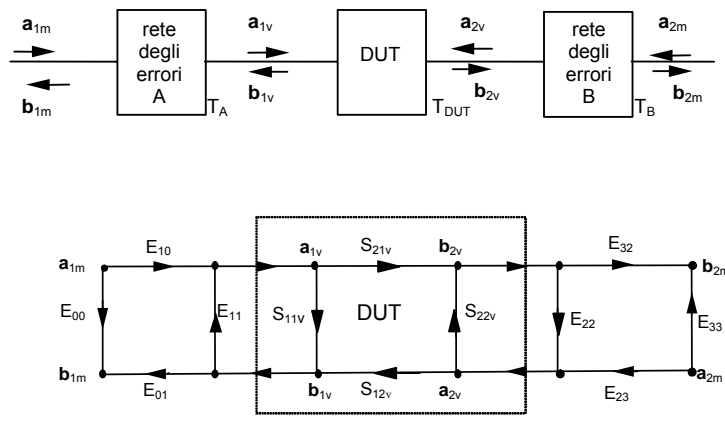
12 parametri di errore



Rete a 16 errori

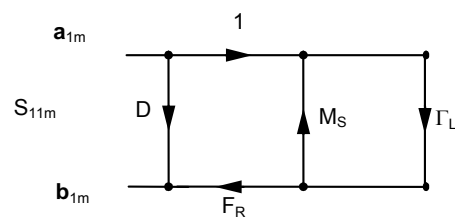


Rete a 8 errori



Procedure di calibrazione

Tecnica SOLT (Short, Open, Load, Thru)

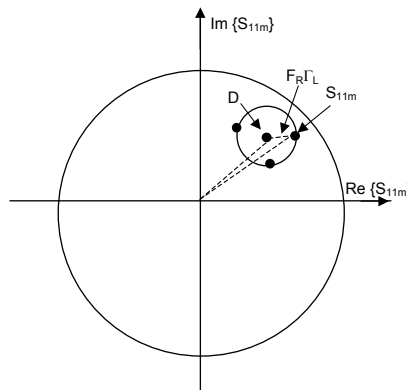
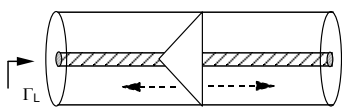


$$S_{11m} = \frac{b_{1m}}{a_{1m}} = D + \frac{F_R \Gamma_L}{1 - \Gamma_L M_S}$$

Short, Open, Load

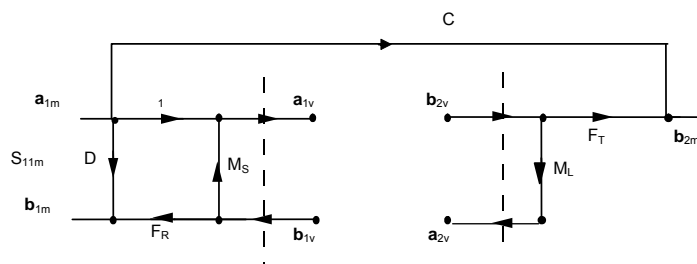
$$S_{11m}^{(1)} = D \quad S_{11m}^{(2)} = D - \frac{F_R}{1 + M_S} \quad S_{11m}^{(3)} = D + \frac{F_R}{1 - M_S}$$

difficile fare un carico
perfettamente adattato



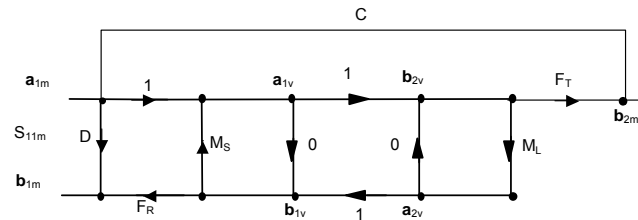
$$S_{11m}^{(1)} = D + F_R \Gamma_L$$

Nessun carico



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

Thru



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

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

Tecniche di calibrazione a 8 parametri

$$T_m = T_A T_{DUT} T_B$$

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

$$T_{M1} = T_A T_{C1} T_B \quad T_{M2} = T_A T_{C2} T_B \quad T_{M3} = T_A T_{C3} T_B$$

Si usano tre DUT parzialmente noti

Tecniche Txx

$$T_{c1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{collegamento diretto}$$

Through-Reflect-Line = TRL

Through-Delay-Line TDL

Tecniche Lxx

$$T_{c1} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & z_0 \sinh \gamma l \\ y_0 \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad \text{linea di trasmissione}$$

Line-Reflected-Line = LRL

Line-Reflected-Match = LRM

Conclusioni

- 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.
- 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.

Tecnica Reference

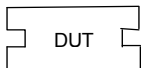
- Infine, con riferimento agli analizzatori di reti scalari, una tecnica di calibrazione spesso utilizzata è quella detta di "normalizzazione" (reference) che consiste nell'effettuare una misura con un corto o un aperto (per calibrare le misure in riflessione) e con una terminazione passante (per le misure in trasmissione). Queste tracce di riferimento sono memorizzate nella memoria dell'analizzatore.
- 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 $S_{21dB} = 0$.
- 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

Dispositivi inseribili e non inseribili



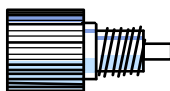
Dispositivo inseribile



Dispositivo non inseribile

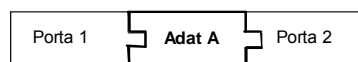
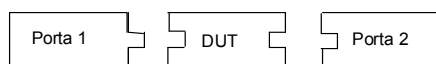


Potrei risolvere il problema con un adattatore

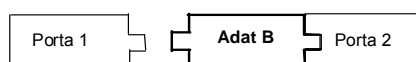


Esempio di adattatore

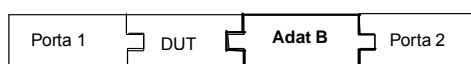
Calibrazione con dispositivi non inseribili



Calibrazione in trasmissione con il primo adattatore



Calibrazione in riflessione con il secondo adattatore



Misura con il secondo adattatore

Tecnica SOLR

- 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° 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.

kit di calibrazione elettronici

- 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.

Incerteza della misura

Errore sistematico su S_{11}

$$\Delta_{11} = S_{11m} - S_{11v}$$

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

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

Errore sistematico su S_{21}

$$\Delta_{21} = S_{21m} - S_{21v}$$

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

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

ESEMPIO non calibrato

- Valori tipici per un analizzatore di reti non calibrato sono:
- $D = 30 \text{ dB}$ (0.03); $MS = 20 \text{ dB}$ (0.1); $ML = 20 \text{ dB}$ (0.1); $FR = 1.5 \text{ dB}$ (1.19); $FT = 0.2 \text{ dB}$ (1.023); $C = 90 \text{ dB}$ ($3 \cdot 10^{-5}$).
- Se si considera un dispositivo ad una bocca con $S_{11v} = -12 \text{ dB}$ (0.25); $S_{21v} = S_{12v} = S_{12v} = 0 \text{ dB}$. 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).
- (*) $D(\text{dB}) = 20 \text{ LOG}_{10}(1/D)$, $MS(\text{dB}) = 20 \text{ LOG}_{10}(1/MS)$, $FR(\text{dB}) = 20 \text{ LOG}_{10}(FR)$

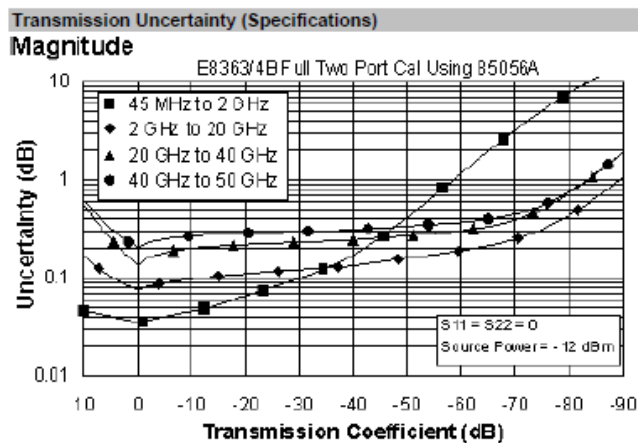
ESEMPIO calibrato

- Valori tipici per un analizzatore di reti calibrato sono: $D = 50 \text{ dB}$ (0.0032); $MS = 40 \text{ dB}$ (0.01); $ML = 40 \text{ dB}$ (0.01); $FR = 0.05 \text{ dB}$ (1.006); $FT = 0.08 \text{ dB}$ (1.069); $C = 100 \text{ dB}$ (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.

Grafici per l'incertezza



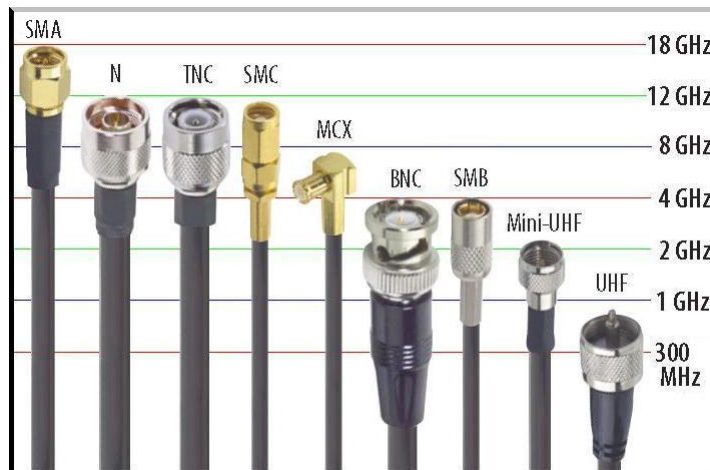
Sistemi a microonde

Denominazioni	Intervallo di frequenza GHz (10^9 Hz)
HF	0.003 - 0.030
VHF	0.030 - 0.300
UHF	0.300 - 1.000
Banda L	1.000 - 2.000
Banda S	2.000 - 4.000
Banda C	4.000 - 8.000
Banda X	8.000 - 12.000
Banda Ku	12.000 - 18.000
Banda K	18.000 - 26.500
Banda Ka	26.500 - 40.000
Banda Q	40.000 - 50.000
Banda V	50.000 - 75.000
Millimetrico	40.000 - 300.000

Cavi per microonde



Connettori (I)



Connettori (I)

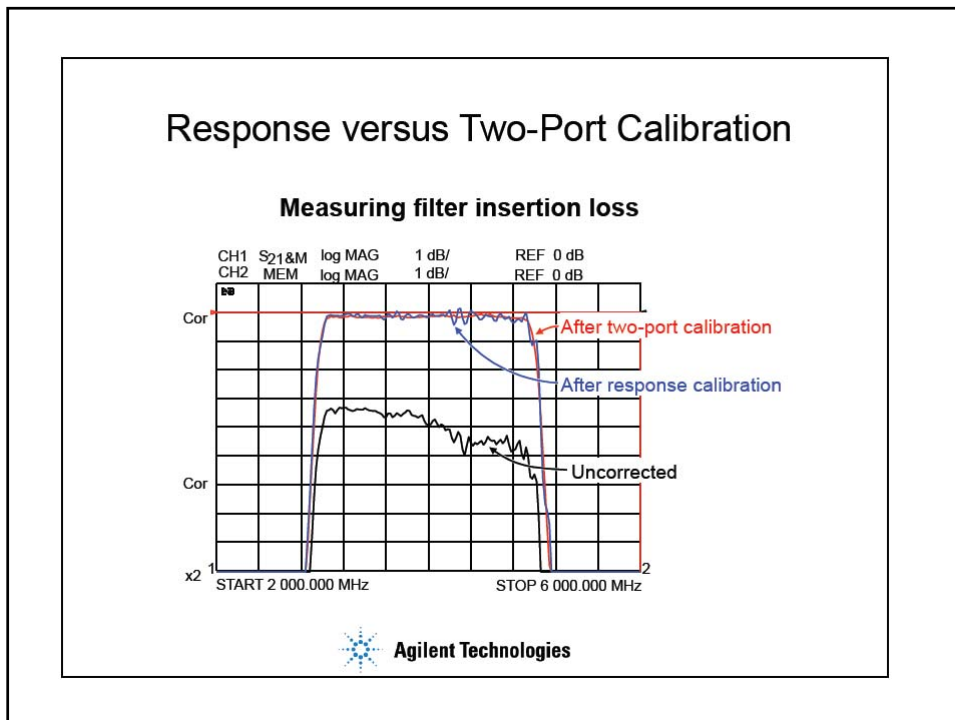
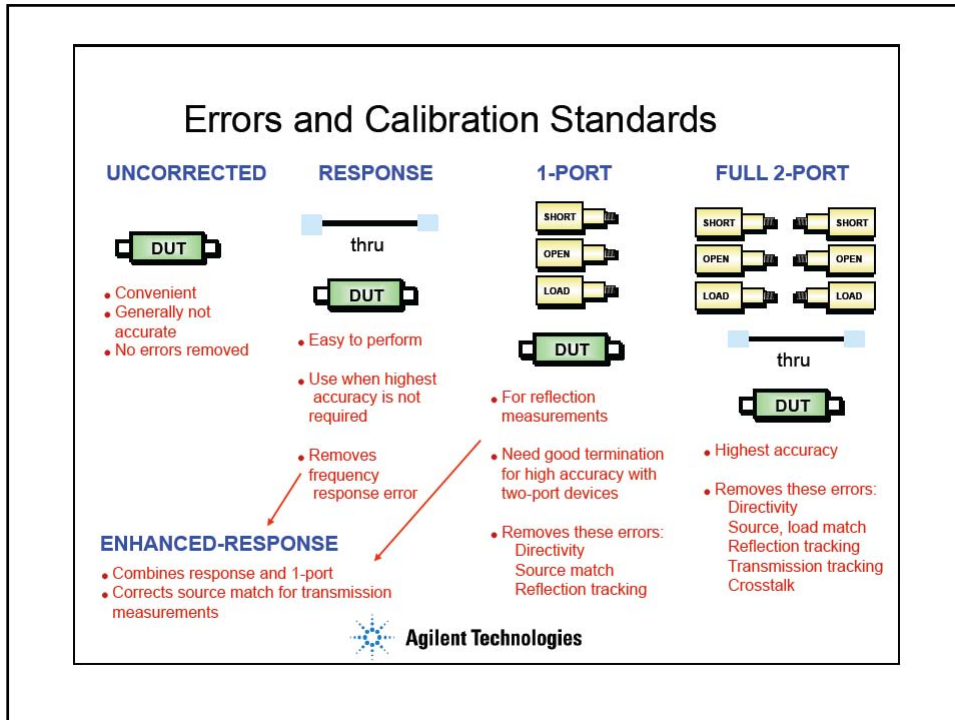
TABLE 6.10 Common Coaxial Connectors

Connector Type	Cutoff Frequency	Mating Torque
BNC	4.0 GHz	N/A
SMB	4 GHz	N/A
SMC	10 GHz	30–50 in-oz
TNC	15 GHz	12–15 in-lbs
Type-N	18 GHz	12–15 in-lbs
7 mm	18 GHz	12–15 in-lbs
SMA	18 GHz	7–10 in-lbs
3.5 mm	26.5 GHz	7–12 in-lbs
2.9 mm	46 GHz	8–10 in-lbs
2.4 mm	50 GHz	8–10 in-lbs

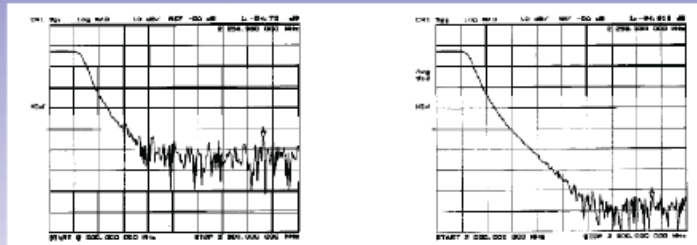


Calibration and error correction



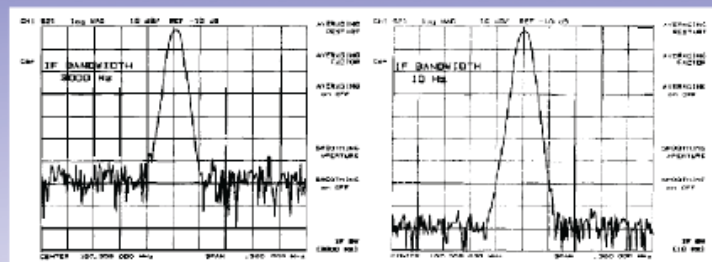


Averaging trace



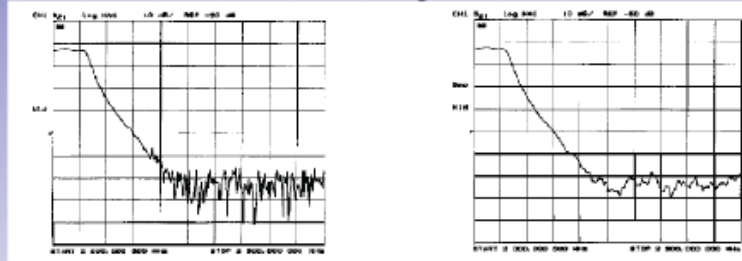
Averaging computes each data point based on an exponential average of consecutive sweeps weighted by a user-specified averaging factor. Each new sweep is averaged into the trace until the total number of sweeps is equal to the averaging factor, for a fully averaged trace. Each point on the trace is the vector sum of the current trace data and the data from the previous sweep. A high averaging factor gives the best signal-to-noise ratio, but slows the trace update time. Doubling the averaging factor reduces the noise by 3 dB.

IF BW reduction



IF bandwidth reduction lowers the noise floor by digitally reducing the receiver input bandwidth. It works in all ratio and non-ratio modes. It has an advantage over averaging as it reliably filters out unwanted responses such as spurs, odd harmonics, higher frequency spectral noise, and line-related noise. Sweep-to-sweep averaging, however, is better at filtering out very low frequency noise. A tenfold reduction in IF bandwidth lowers the measurement noise floor by about 10 dB. Bandwidths less than 300 Hz provide better harmonic rejection than higher bandwidths.

Smoothing trace



Smoothing (similar to **video filtering**) averages the formatted active channel data over a portion of the displayed trace. Smoothing computes each displayed data point based on one sweep only, using a **moving average of several adjacent data points for the current sweep**. The smoothing aperture is a percent of the swept stimulus span, up to a maximum of 20%.

Rather than lowering the noise floor, **smoothing finds the mid-value of the data**. Use it to reduce relatively small peak-to-peak noise values on broadband measured data. Use a sufficiently high number of display points to avoid misleading results. Do not use smoothing for measurements of high resonance devices or other devices with wide trace variations, as it will introduce errors into the measurement.