

MISURE SU

CAVI COASSIALI

RIDUZIONE DEL VSWR

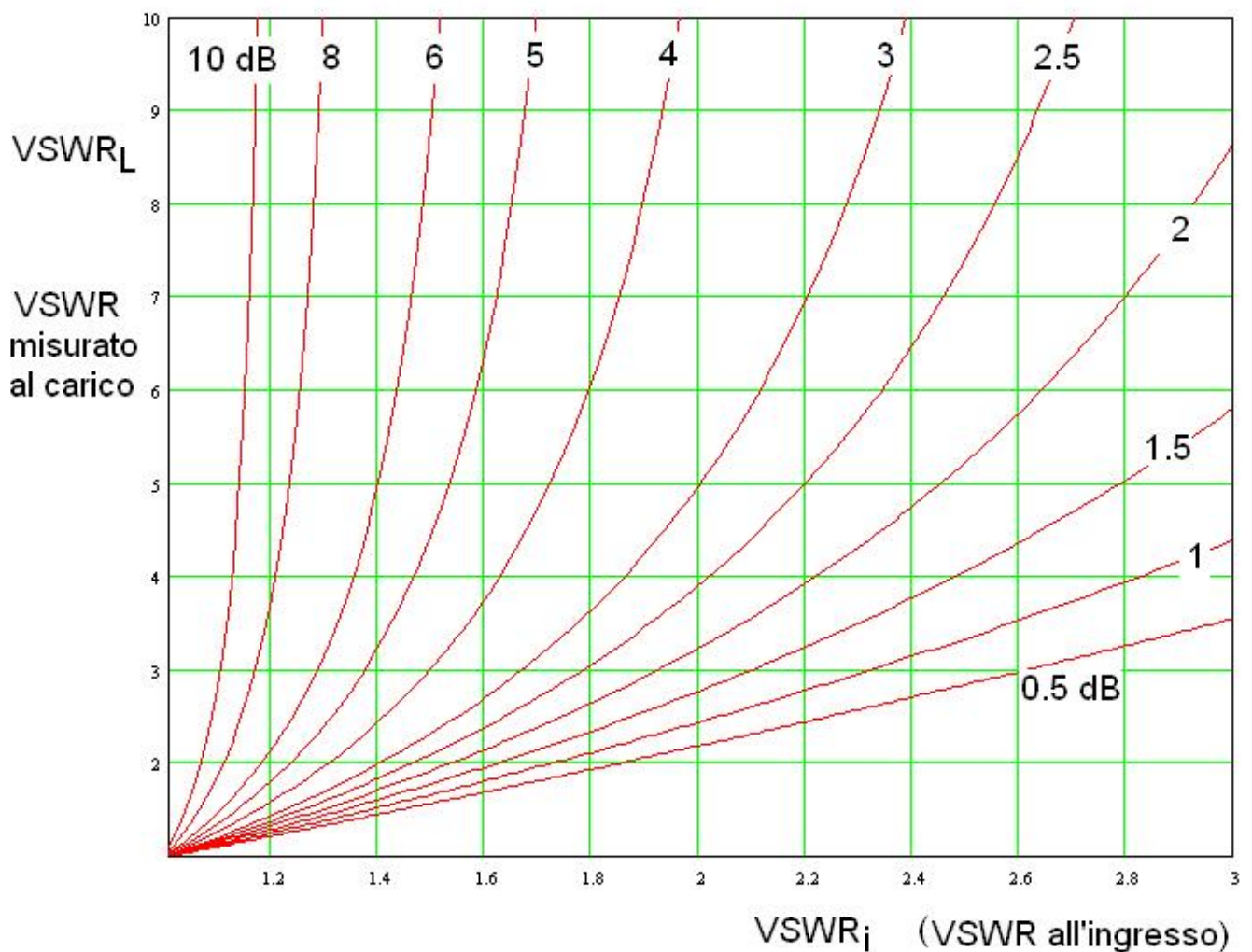
Il valore del VSWR del carico viene osservato di valore ridotto quando è misurato all'ingresso di una linea con attenuazione .

Allo stesso modo, se inseriamo un attenuatore prima di un carico il generatore "vede" un migliore adattamento di impedenza.



$$VSWR_L := \coth \left(\frac{1}{2} \cdot \ln \left(\frac{VSWR_i + 1}{VSWR_i - 1} \right) - \ln \left(10^{\frac{A}{20}} \right) \right)$$

dove : $VSWR_L$ = valore del VSWR al carico
 $VSWR_i$ = valore del VSWR all'ingresso
 A = attenuazione in dB



Riduzione del VSWR misurato all'ingresso di una linea di attenuazione A [in dB]

Esempio : un'antenna con un cattivo adattamento di impedenza alla linea presenta un $VSWR_L = 10$. Se la linea presenta alla frequenza di lavoro un'attenuazione di 6 dB, si potrà osservare che il VSWR misurato all'ingresso della linea stessa diviene : $VSWR_i = 1.517$ (valore abbastanza buono) .

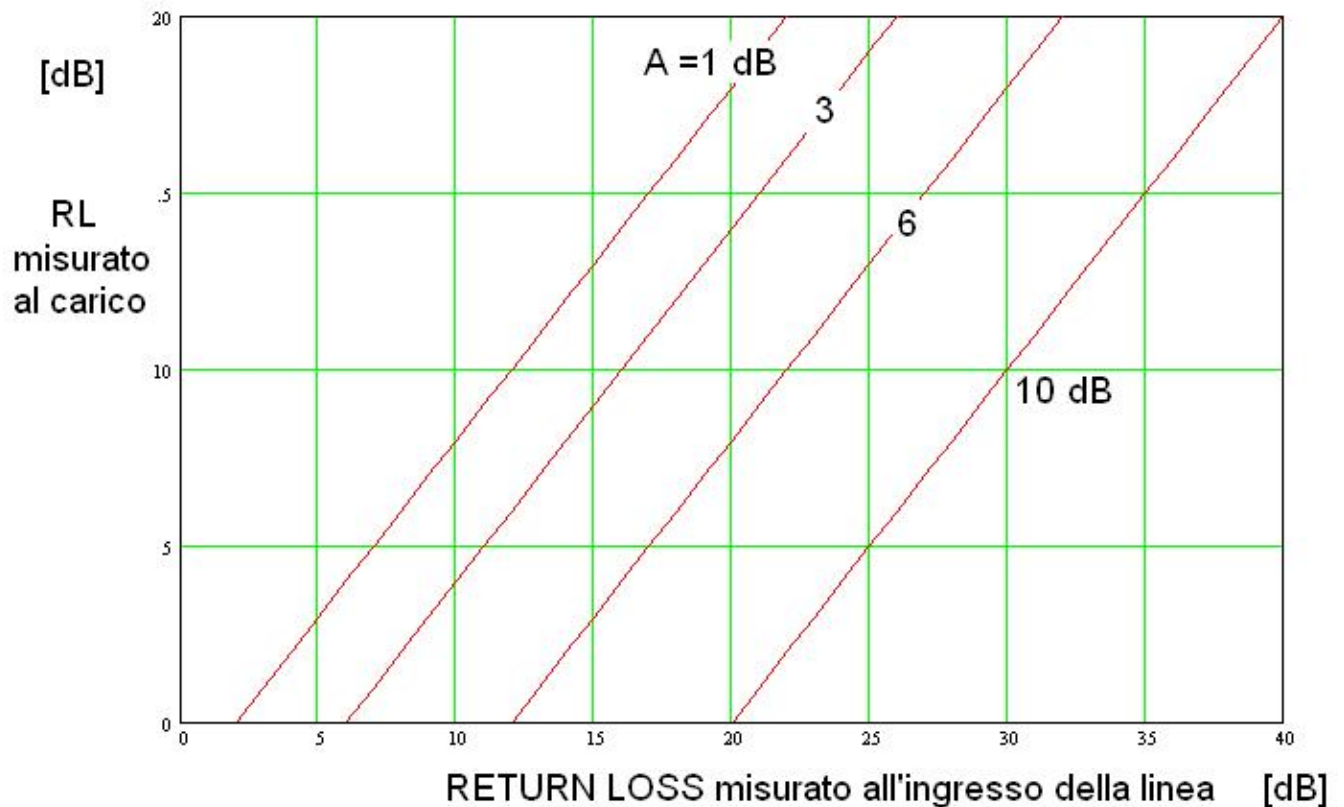
Se esprimiamo il disadattamento del carico con il Return Loss , l' attenuazione A della linea produce un miglioramento del Return Loss misurato all'ingresso del doppio del valore dell'attenuazione stessa (tutto espresso in dB).

$$RL_i = RL_L + 2 A$$

RL_i = Return Loss misurato all'ingresso

RL_L = Return Loss misurato direttamente sul carico

A = attenuazione della linea o dell'attenuatore interposto [dB]



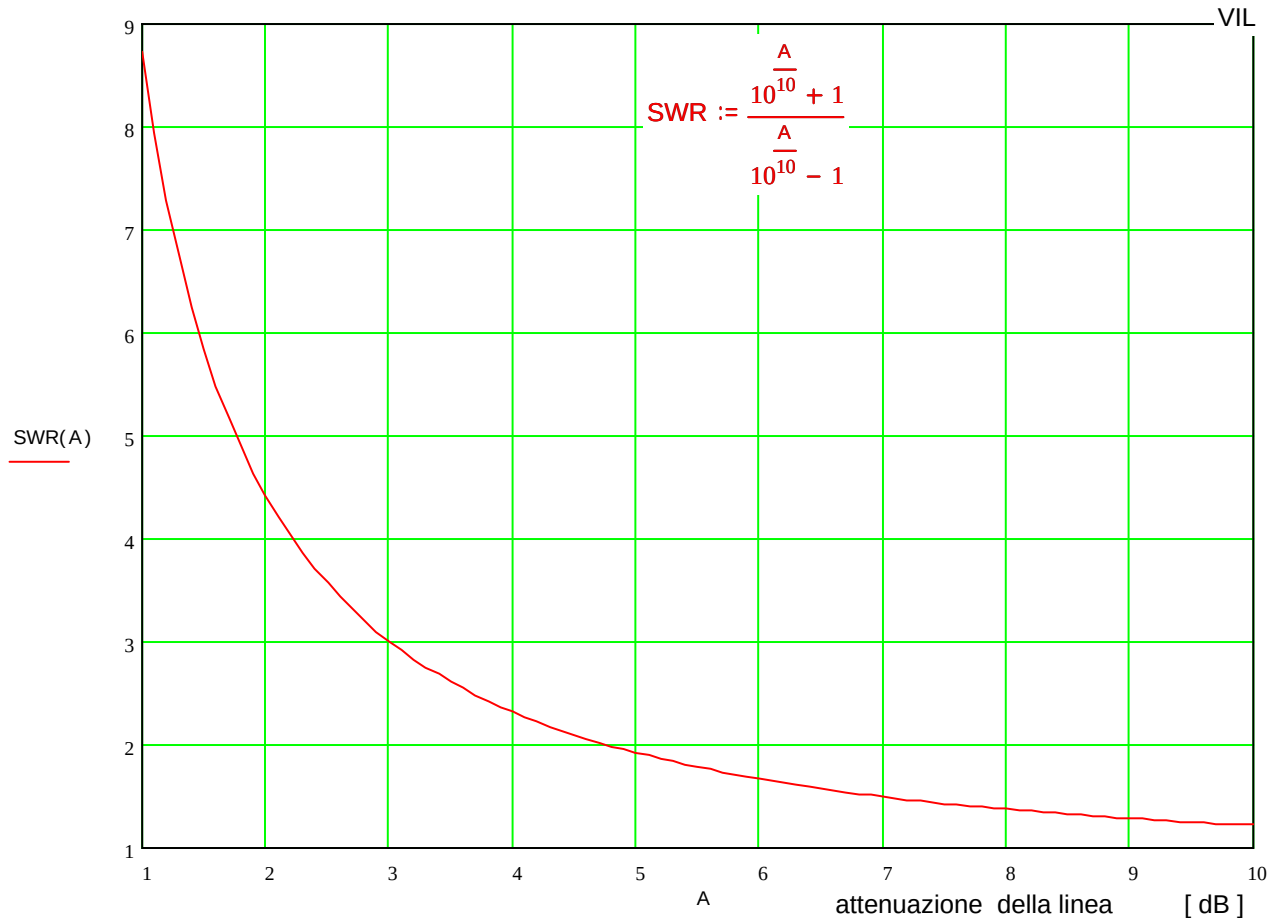
Esempio: Un generatore (klystron) deve "vedere" un carico con $VSWR \leq 2$ per il suo buon funzionamento . Se interponiamo un opportuno attenuatore all'uscita del generatore potremo essere in grado di far funzionare correttamente il generatore anche in assenza di carico ($VSWR = \infty$), ovviamente con minore potenza di uscita disponibile. Infatti, per $VSWR = 2$ il Return Loss è $RL = 9.54$; è quindi sufficiente connettere all'uscita del generatore un attenuatore di $9.54 / 2 = 4.77$ dB (arrotondando : 5 dB) per ottenere il corretto funzionamento con qualunque carico.

MISURE DI CARATTERISTICHE DEI CAVI

La semplice formula $RL_i = RL_L + 2 A$ suggerisce un utile metodo per misurare l'attenuazione A di una linea .
Lasciando "aperta" la linea ad un estremo (o , meglio, chiudendola con un "corto" adatto alla frequenza di lavoro)
si ha un Return Loss al carico $RL_L = 0$ ($VSWR_L = \infty$) .

La misura del Return Loss effettuata all'ingresso della linea è semplicemente $RL_i = 2 A$, tutto in dB .

In mancanza di un analizzatore di reti si può usare , ma con minore precisione, un wattmetro direzionale o anche un misuratore di VSWR, sempre all'ingresso della linea.



Linea aperta od in corto circuito. Il VSWR osservato dipende dall'attenuazione A della linea , in dB

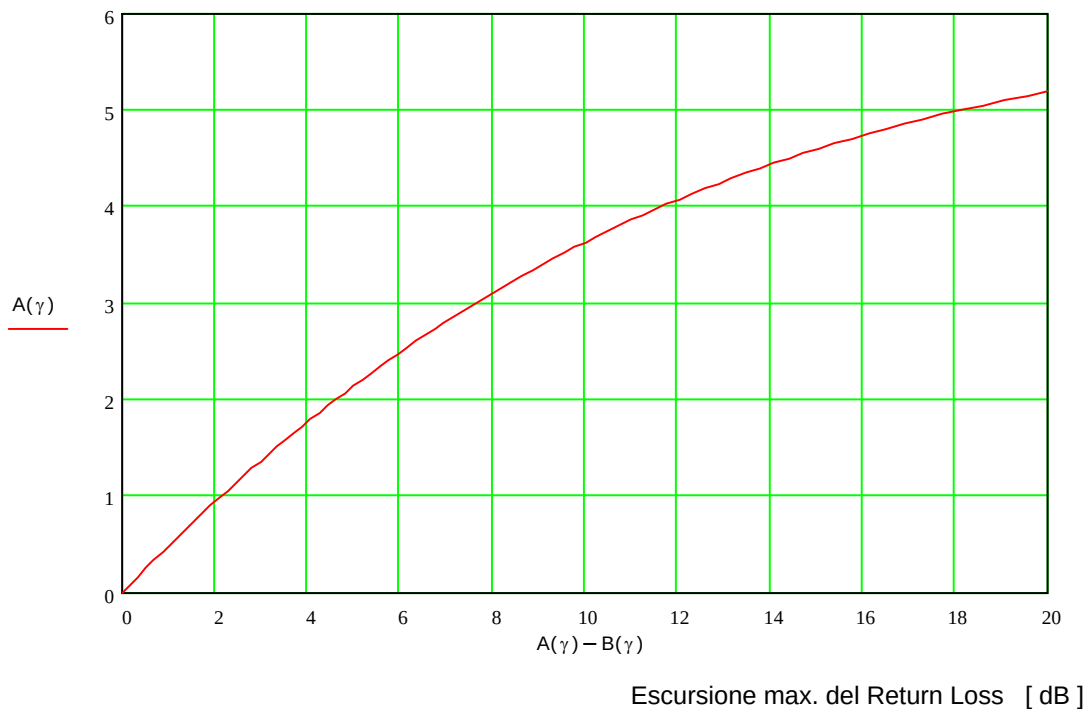
Esempio : Il VSWR misurato all'ingresso di un cavo coassiale lasciato aperto all'altro estremo sia : $VSWR = 2.5$.
Dalla figura precedente si ricava che l'attenuazione del cavo , alla frequenza di misura , è : $A = 3.68$ dB .

La tendenza del Return Loss a "migliorare" con la frequenza è dovuta all'aumento dell'attenuazione A del cavo con la frequenza.

Per conoscere l'attenuazione del cavo occorrerebbe conoscere la ampiezza dei due segnali riflessi dai due estremi della linea. Supponendo che la riflessione al primo estremo del cavo sia piccola (cavo di impedenza caratteristica molto vicino al valore di quella di calibrazione dell'analizzatore di reti) e misurando il valore delle "oscillazioni" del Return Loss, si può utilizzare, in prima approssimazione, il valor medio ed utilizzarlo per ricavare A (l'attenuazione A della linea è la metà del valore di RL, espresso in dB).

Ciò è senz'altro valido se le oscillazioni del RL sono piccole, di pochi dB.

Per "oscillazioni" più ampie si può utilizzare la figura seguente o ricorrere al calcolo analitico che permette di conoscere oltre all'attenuazione del cavo anche il coefficiente di riflessione al primo estremo.



Esempio : Sia l'analizzatore di reti calibrato in precedenza con standard load 50 ohm e collegato ora ad una linea di impedenza caratteristica leggermente diversa da 50 ohm con altro estremo lasciato "aperto". Alla frequenza di 450 MHz il Return Loss osservato oscilla da un valore "alto" di 5.70 dB ed un valore "basso" di 16.50 dB. Si vuole conoscere l'attenuazione A della linea.

L'escursione tra i valori estremi del RL è di 10.8 dB. Dalla figura precedente si ottiene un valore di $A(\gamma) = 3.82$ dB. Il valore di RL da utilizzare per il calcolo dell'attenuazione si ottiene aggiungendo questo $A(\gamma)$ al valore "alto" osservato. Si ottiene: $3.82 + 5.70 = 9.52$ dB. L'attenuazione A della linea è metà di questo valore, cioè: $A = 4.76$ dB.

Il calcolo analitico dà :

Valori dei massimi e minimi adiacenti nelle oscillazioni presenti nella misura del Return Loss :

RL "alto" = RL1 = 5.70 dB
RL "basso" = RL2 = 16.50 dB

Date le condizioni sperimentali, si suppone che il segnale riflesso dal secondo estremo della linea (aperto) sia maggiore del segnale riflesso alla sorgente (dovuto principalmente al fatto che l'impedenza caratteristica del cavo sia poco diversa da 50 ohm (valore di taratura del network analyzer)).

Quindi : $g^2 > r1$ dove g : è il "guadagno" del cavo ($g = 1/a$), in tensione
 $r1$: è il segnale riflesso (in tensione) alla sorgente.

$RL1 := -20 \cdot \log(g \cdot g + r1)$ ■ L'argomento del logaritmo deve essere positivo: indicare sempre come primo termine il termine più grande.
 $RL2 := -20 \cdot \log(g \cdot g - r1)$ ■

Risoluzione del sistema di equazioni -

Given

$$-20 \cdot \log(g^2 + r1) = 5.70$$

$$-20 \cdot \log(g^2 - r1) = 16.50$$

$$\text{Find}(g, r1) = \begin{bmatrix} 0.578 \\ 0.185 \end{bmatrix}$$

Il valore di g è: $g := 0.578$ pari ad attenuazione $a := \frac{1}{g}$ $a = 1.73$
(enter -->)

che, espressa in dB, diviene: $A := 20 \cdot \log(a)$ $A = 4.761$ dB

====> **QUESTA E' L'ATTENUAZIONE DEL CAVO (one-way) .**

Il valore di $r1$ è : $r1 := 0.185$ pari a: $RL_{source} := -20 \cdot \log(r1)$ $RL_{source} = 14.657$ dB
(enter -->)

====> **QUESTO E' IL COEFFICIENTE DI RIFLESSIONE ALLA SORGENTE**

supponendo di aver ben calibrato il network analyzer con load 50 ohm (RL di 50 dB tipico), questo disadattamento è provocato da impedenza caratteristica del cavo (Z_0) diversa da 50 ohm nominali. Otteniamo:

$$Z := \frac{1 + r1}{1 - r1} \cdot 50 \quad Z = 72.699 \quad \Omega \quad \text{====> } \textbf{QUESTA E' L'IMPEDENZA CARATTERISTICA DEL CAVO}$$

ESEMPIO : Linea aperta; molte oscillazioni presenti nella misura del Return Loss ; misurate 10 "creste" tra 872.62 e 962.18 MHz ($\Delta f = 8.96$ MHz , da qui si può risalire alla lunghezza della linea)
 RL "alto" = RL1 = 5 dB
 RL "basso" = RL2 = 6 dB

Date le condizioni sperimentali, si suppone che il segnale riflesso dal secondo estremo della linea (aperto) sia maggiore del segnale riflesso alla sorgente (dovuto principalmente al fatto che l'impedenza caratteristica del cavo è leggermente diversa da 50 ohm (valore di taratura del network analyzer)).

Quindi : $g^2 > r1$ dove g : è il "guadagno" del cavo ($g = 1/a$) , in tensione
 $r1$: è il segnale riflesso (in tensione) alla sorgente .

$$RL1 := -20 \cdot \log(g \cdot g + r1) \blacksquare$$

$$RL2 := -20 \cdot \log(g \cdot g - r1) \blacksquare$$

L 'argomento del logaritmo deve essere positivo: indicare sempre come primo termine il termine più grande .

Se così non fosse (attenuazione della linea molto elevata, per esempio) si deve usare:

$$RL1 := -20 \cdot \log(r1 + g \cdot g) \blacksquare$$

$$RL2 := -20 \cdot \log(r1 - g \cdot g) \blacksquare$$

Risoluzione del sistema di equazioni -

Given

$$-20 \cdot \log(g^2 + r1) = 5$$

$$-20 \cdot \log(g^2 - r1) = 6$$

$$\text{Find}(g, r1) = \begin{bmatrix} 0.729 \\ 0.031 \end{bmatrix}$$

Il valore di g è: $g := 0.729$ pari ad attenuazione $a := \frac{1}{g}$ $a = 1.372$

che , espressa in dB, diviene: $A := 20 \cdot \log(a)$ $A = 2.745$ dB

====> **QUESTA E' L'ATTENUAZIONE DEL CAVO (one-way) .**

Il valore di $r1$ è : $r1 := 0.031$ pari a: $RL_{source} := -20 \cdot \log(r1)$ $RL_{source} = 30.173$ dB

====> **QUESTO E' IL COEFFICIENTE DI RIFLESSIONE ALLA SORGENTE**

supponendo di aver ben calibrato il network analyzer con load 50 ohm (RL di 50 dB tipico), questo disadattamento è provocato da impedenza caratteristica del cavo (Z) leggermente diversa da 50 ohm nominali. Otteniamo:

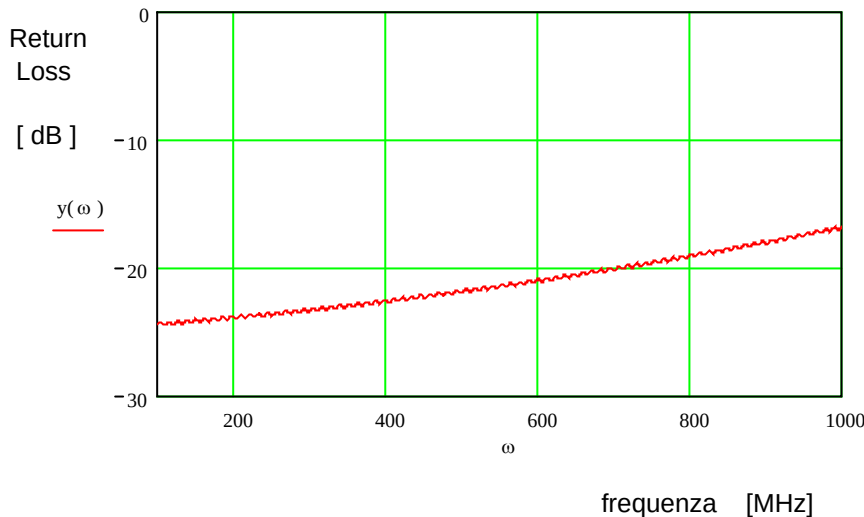
$$Z := \frac{1 + r1}{1 - r1} \cdot 50 \quad Z = 53.199 \quad \Omega \quad \text{====>} \quad \textbf{QUESTA E' L'IMPEDENZA CARATTERISTICA DEL CAVO}$$

CAVO TERMINATO CON CARICO ADATTATO

Nel caso il carico abbia impedenza uguale all'impedenza caratteristica del cavo non c'è, in questo caso, riflessione dal secondo estremo della linea.

L'analizzatore di reti all'ingresso misura il Return Loss che è dato solo dal disadattamento tra la sorgente ed il cavo.

Non ci sono oscillazioni nel Return Loss (la linea è ben terminata) ; in questo caso non si può calcolare la lunghezza o l'attenuazione del cavo.



Si ha , comunque, un valore del Return Loss che cambia con la frequenza . In genere il RL peggiora all'aumentare della frequenza.

Il valore del RL osservato a frequenze basse è dovuto alla impedenza caratteristica del cavo leggermente diversa dall'impedenza di calibrazione dell'analizzatore.

A frequenze più elevate può aggiungersi un ulteriore disadattamento dovuto alle cattive caratteristiche del connettore di ingresso.

Infatti, se il connettore non ha impedenza caratteristica uguale a quella di calibrazione dell'analizzatore (in genere 50Ω) dà origine a riflessioni.

Come semplice modello si può considerare un connettore costituito da due conduttori cilindrici coassiali il cui rapporto dei diametri non è quello richiesto per avere l'impedenza caratteristica di 50Ω .

Si avranno due riflessioni (inizio e fine del connettore) che, in dipendenza dalle dimensioni del connettore stesso in rapporto alla lunghezza d'onda , potranno modulare il valore del Return Loss osservato.

Alle frequenze basse le due riflessioni hanno uguale ampiezza e segno opposto e non daranno, quindi, contributo alla misura del Return Loss. Alle frequenze più elevate, invece , ciò non succede più a causa dello sfasamento che subisce la riflessione dal secondo estremo del connettore dovendosi propagare per tutta la sua lunghezza che , in questo caso, non è più trascurabile rispetto alla lunghezza d'onda.

Questo è un buon motivo (non l'unico) per usare connettori di piccole dimensioni a frequenze molto elevate (microonde), compatibilmente con la potenza in gioco.

Nell'esempio di figura ,considerando sempre il cavo ben adattato al carico, la misura del Return Loss è dovuta solo a disadattamento tra cavo e sorgente.

A frequenze basse il Return Loss osservato è circa : $RL = 25 \text{ dB}$ ed è dovuto all'impedenza caratteristica del cavo leggermente diversa dai 50Ω di calibrazione dell'analizzatore. Si ha , infatti:

$$r_1 := 10^{\frac{-RL}{20}} \quad (\text{coefficiente di riflessione all'ingresso del cavo})$$

$$Z := \frac{1 + r_1}{1 - r_1} \cdot 50 \quad Z = 55.96 \Omega \quad (\text{impedenza caratteristica del cavo})$$