

IMPARIAMO AD USARE IL VECTOR NETWORK ANALYZER (VNA) CARATTERIZZARE LE LINEE DI TRASMISSIONE

Articolo pubblicato su RR 04/2021

IW2FND Attolini Lucio Via XXV Aprile, 52/b 26037 San Giovanni in Croce (CR) www.iw2fnd.it

1. Premessa

Anche le linee di trasmissione, come le linee bifilari o quelle coassiali, possono essere caratterizzate in modo semplice ed abbastanza accurato col VNA. L'aggettivo "abbastanza" è d'obbligo perché il gold standard per questo tipo di misure è TDR cioè il riflettometro nel dominio del tempo (trattato su RR n° 1 del 2012) ma vedremo che si ottengono buoni risultati anche col VNA.

2. Teoria

Questa volta la teoria è abbastanza scarna infatti il principio che usiamo per la misura dei parametri caratteristici delle linee da esaminare è quello del trasformatore lambda quarti. In altre parole sfruttiamo il fatto che se percorriamo una linea di trasmissione, dal carico verso il generatore, giriamo su di una circonferenza attorno al centro della carta di Smith; ammesso che la linea non abbia perdite. Quindi, se partiamo dal carico Z_L e percorriamo, in senso orario, esattamente lambda mezzi di lunghezza d'onda, torneremo al punto di partenza Z_L (figura 15-1).

Ciò significa che l'impedenza di carico Z_L posta in fondo alla nostra linea di trasmissione si ripresenta uguale dopo ogni giro, cioè ogni lambda mezzi elettrici ($\lambda_e/2$). Durante il percorso si incontrano anche i punti ad impedenza reale $Z_A=R_A+j0$ e $Z_B=R_B+j0$; figura 15-1.

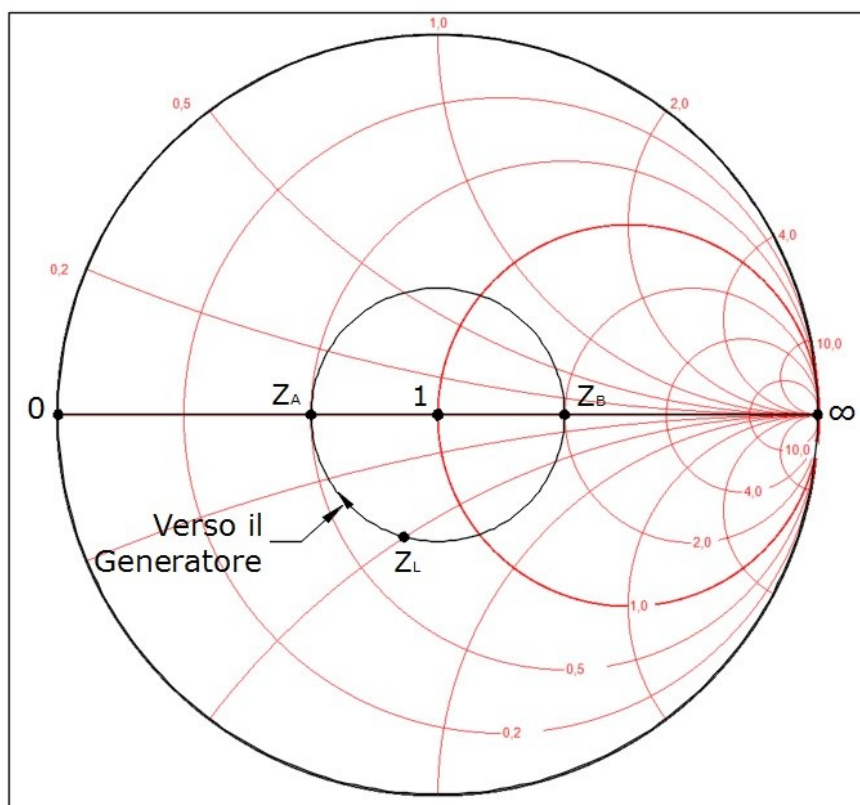


Figura 15-1: Cerchio delle impedenze lungo una linea chiusa su Z_L

I punti sono piuttosto importanti per la nostra trattazione perché si trovano sull'asse reale e sono distanti tra loro mezzo giro; che corrisponde a lambda quarti elettrici di linea ($\lambda_e/4$) o se preferite l' S_{11} , alias coefficiente di riflessione Γ (gamma), è ruotato di 180° .

Senza farla troppo lunga, il legame tra le due impedenze Z_A e Z_B è noto [1] e dipende dall'impedenza caratteristica Z_0 della linea interposta secondo la seguente equazione:

$$Z_0 = \sqrt{Z_A \cdot Z_B} \quad 15.1$$

La 15.1 è un'equazione molto semplice perché le impedenze Z_A e Z_B sono entrambe reali e coincide con la media geometrica delle parti reali di Z_A e Z_B . Per cui d'ora in avanti le chiameremo semplicemente $R_A = Z_A$ ed $R_B = Z_B$ per rimarcare il fatto che le abbiamo scelte sull'asse reale, quindi, con parte immaginaria nulla. Pertanto la 15.1 diventa:

$$Z_0 = \sqrt{R_A \cdot R_B} \quad 15.2$$

Dal punto di vista elettrico il circuito equivalente è quello di figura 15-2.

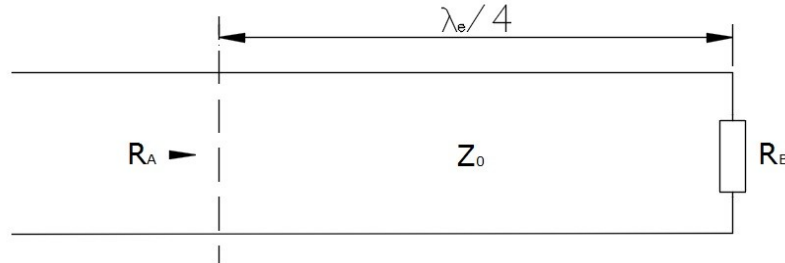


Fig.15-2

Figura 15-2: Trasformazione d'impedenza dopo lambda/4

In figura 15-2 l'impedenza reale R_B viene trasformata nell'impedenza reale R_A dopo aver percorso un tratto di linea lunga lambda quarti elettrici con impedenza caratteristica Z_0 . Ecco perché viene chiamato trasformatore lambda quarti.

Va da sé che se conosciamo R_A ed R_B possiamo, con la 15.2, calcolare la Z_0 della linea lunga $\lambda_e/4$ che le collega.

Lambda quarti elettrici (λ_{qe}) però si manifestano ad una ben determinata frequenza infatti l'onda in una linea ideale si propaga alla velocità della luce $c=300 \cdot 10^6$ m/sec, per cui, dalla legge del moto ricaveremo la lunghezza d'onda e da quest'ultima la frequenza:

$$\lambda_{qe} = \lambda_e / 4 = \frac{300}{4 \cdot f_q} = \frac{75}{f_q} \quad 15.3$$

Il risultato sarà in metri se la frequenza del lambda quarti f_q è in MHz.

Tutti noi sappiamo, però, che l'onda in una linea reale non viaggia alla velocità della luce ma va più piano. Perciò nella 15.3 si introduce il parametro VF (fattore di velocità) che tiene conto del calo della velocità. Quindi la 15.3 diventa:

$$\lambda_{qf} = \frac{VF \cdot 75}{f_q} \quad 15.4$$

Il fattore di velocità VF è sempre minore di uno ed è un altro parametro caratteristico delle linee di trasmissione.

L'ultimo parametro utile per la conoscenza completa della linea è la sua attenuazione. Per misurare l'attenuazione utilizzeremo un astuto metodo illustrato in [2] che non è così accurato, come quello che abbiamo già visto nel paragrafo 12 [3] quando abbiamo parlato di misure Tr_{hu} a due porte, ma ci permette di misurare l'attenuazione del nostro spezzone in modo semplice e veloce.

Il metodo sfrutta la definizione di coefficiente di riflessione Γ , che esprime quanto si è ridotta l'onda riflessa dal carico, posto in fondo alla linea, rispetto a quella inviata dal VNA sul piano di misura. L'astuzia sta nel mettere in fondo alla linea un carico non dissipativo, come ad esempio un aperto (open) o un corto (short). Così facendo l'energia dell'onda verrà totalmente riflessa verso il VNA ($|\Gamma|^2=1$). Se invece sul piano di misura del VNA osserviamo che l'onda riflessa si è ridotta allora la causa dell'attenuazione sarà sicuramente dovuta la dissipazione lungo la linea, durante il tragitto di andata e ritorno; perché il carico l'abbiamo scelto non dissipativo.

Tutto ciò in teoria è corretto ma in pratica il carico non dissipativo si deve intendere poco dissipativo, sia l'aperto e sia il corto. Inoltre la linea, oltre alla quota dissipativa, presenta anche delle piccole frazioni non dissipative che disturbano.

Per aumentare l'accuratezza della misura reale si svolge una misura sia con linea aperta e sia con linea in corto e poi si calcola la media geometrica dei due valori di $|\Gamma|$ ottenuti [2]. Usare un corto e poi un aperto fa sì che vi sia una rotazione di fase di 180° sull'onda riflessa e ciò permette alla media geometrica di ridurre gli errori.

Il modulo del coefficiente di riflessione $|\Gamma|$, che è il raggio del cerchio di figura 15-1, si può esprimere anche in termini di return loss RL; che è più comodo. In decibel l'inverso si rende col segno meno davanti; per cui:

$$RL = 20 \log 1/|\Gamma| = -20 \log |\Gamma| \text{ dB} \quad 15.5$$

Poichè le onde vengono misurate alla partenza, quella di ritorno subisce due volte l'attenuazione della linea L_c : all'andata ed al ritorno. In decibel il prodotto di due attenuazioni in cascata si rende con la somma delle attenuazioni, poiché l'attenuazione L_c della linea è sempre la stessa, si avrà:

$$L_c = \frac{RL}{2} \text{ dB} \quad 15.6$$

La media geometrica dei valori di RL trovati con carico aperto RL_o e con carico in corto RL_s si esprime con la radice quadrata del prodotto dei due valori. In decibel diventa la media aritmetica delle attenuazioni L_c . La formula pratica è la seguente:

$$L_c = \frac{L_{CO} + L_{CS}}{2} = \frac{RL_o + RL_s}{4} \text{ dB} \quad 15.7$$

Ovviamente l'attenuazione della linea cambia in funzione della frequenza [3, paragrafo 12] per cui dovremo misurare i RL alla frequenza d'interesse.

3. Dalla teoria alla pratica

Per prima cosa vediamo come possiamo, con l'ausilio del VNA, sfruttare le conoscenze teoriche per ricavare l'impedenza caratteristica Z_0 della nostra linea sconosciuta e il suo fattore di velocità VF.

Come ormai sappiamo [3], il VNA è in grado di misurare il parametro S_{11} (alias coefficiente di riflessione Γ) sulla porta 1. Dal coefficiente di riflessione Γ è possibile ricavare l'impedenza che si presenta sul piano di misura della porta 1 alle varie frequenze che rientrano nello span dello strumento.

Durante la spazzolata vi sarà anche la frequenza che corrisponde a $\lambda/4$ elettrici cioè quella che mette in evidenza la trasformazione $\lambda/4$ e che ci permette di usare le precedenti formule.

Quindi è importante che all'interno del nostro span vi sia la frequenza che dà origine al $\lambda/4$ ma senza andare troppo oltre, onde evitare che si facciano troppi giri attorno al centro della carta di Smith.

Per trovare la frequenza massima f_{MAX} ove fermare lo span occorre misurare la lunghezza fisica l_f (in metri) della nostra linea incognita e poi sfruttare la 15.3 nel seguente modo:

$$f_{MAX} = \frac{75}{l_f} \text{ MHz} \quad 15.8$$

La frequenza che otteniamo dalla 15.8 sarà quella di fine span mentre quella di inizio span sarà la minima dello strumento.

Una volta impostata la frequenza minima e massima dovremo calibrare la porta 1 del VNA col kit SOL sull'effettivo piano di misura. Dopo di ciò, avremo lo strumento pronto per misurare tutto ciò che si presenta sul piano di riferimento convenzionale ma che dovremo spostare per farlo coincidere col punto ove collegheremo l'inizio della nostra linea incognita. Lo spostamento del piano di riferimento convenzionale sul piano di misura lo dovremo fare aggiungendo nell'apposito menù il doppio del delay del connettore che usiamo per collegare la linea; nel NanoVNA SAA-2N Display → Scale → EL.Delay.

Poi dovremo prendere una resistenza, antiinduttiva nelle frequenze dello span, di valore noto possibilmente più alta del valore ipotetico Z_0 della linea in esame ed anche diversa dai 50 Ohm dello strumento (p.es:100 Ohm). Questa resistenza la dovremo misurare con precisione perché costituirà la nostra R_B .

Fatto ciò assembleremo il circuito di figura 15-3 e lo collegheremo sul piano di misura della porta 1 del VNA.

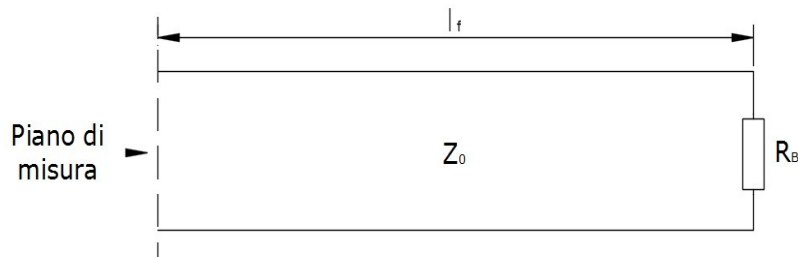


Fig.15-3

Figura 15-3: Circuito di misura col VNA

Impostiamo, poi, il VNA per vedere almeno la carta di Smith e l'impedenza. Lanciamo la scansione e, se va tutto bene, otterremo il diagramma di figura 15-4.

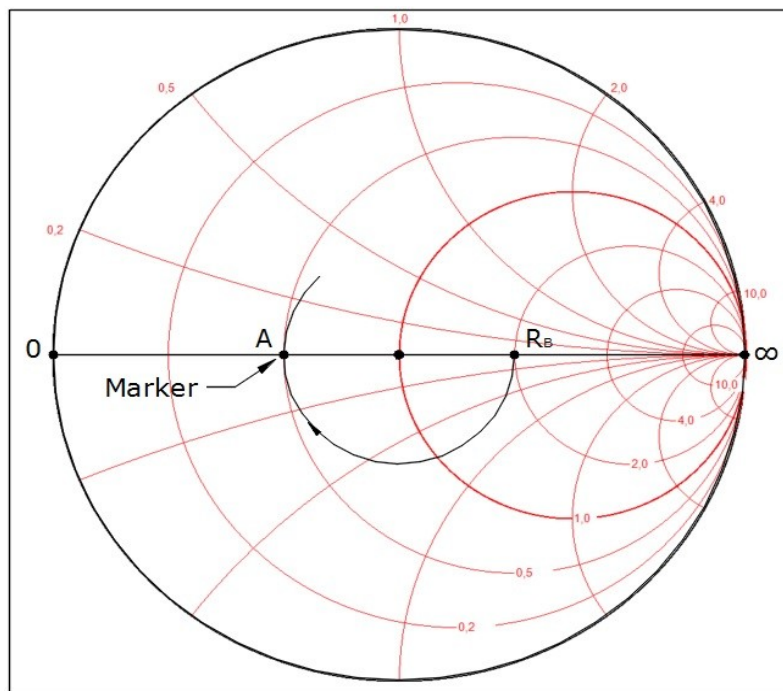


Figura 15-4: Diagramma dopo la scansione col VNA

Vi faccio notare che in figura 15-4 il cerchio non si chiude perché abbiamo limitato la frequenza massima di scansione a f_{MAX} e la traccia non inizierà proprio sul punto R_B ma appena dopo perché la frequenza d'inizio della scansione non sarà zero.

Cerchiamo ora col marker il punto A, indicato dalla freccia in figura 15-4, perché il valore che troveremo è la resistenza R_A . Nella ricerca del punto R_A dovremo minimizzare la parte immaginaria X_A che purtroppo non potremo azzerare a meno di non concentrare un elevato numero di punti di scansione nello span impostato. Un artificio è quello di ridurre lo span attorno al punto A ma ciò ci costerà un'altra calibrazione ed un'altra scansione.

Poiché non abbiamo bisogno di precisioni assolute ci accontenteremo di trovare il valore che minimizza il più possibile la parte immaginaria. Anche perché: il resistore non sarà ideale; le connessioni non saranno perfette tra la linea, il connettore e il resistore; il piano di misura non coinciderà perfettamente col piano di calibrazione e il punto R_A risulterà

leggermente verso il centro a causa dell'attenuazione della linea non ideale. Tutte cose che rendono la misura meno accurata, per cui, non è il caso di cercare la perfezione col marker. Qualche frazione di pF o qualche pH sono un'approssimazione sufficiente.

Una volta centrato il punto A col marker leggiamo sul VNA il valore della parte reale R_A e la sua frequenza; che chiameremo f_A ed esprimeremo in MHz.

Con l'equazione 15.2, il valore di R_A e di R_B otterremo l'impedenza caratteristica Z_0 della linea.

Inoltre, dalla frequenza f_A del punto A, che vi ricordo essere quella ove avviene la trasformazione $\lambda/4$, otterremo dalla 15.3, opportunamente rimaneggiata, la lunghezza elettrica l_e del nostro spezzone di linea. Infatti:

$$l_e = \frac{75}{f_A} \quad 15.9$$

Nella 15.9 la frequenza è espressa in MHz e la lunghezza in metri.

Ora se esplicitiamo VF dall'equazione 15.4 e la scriviamo in funzione delle lunghezze, otterremo:

$$VF = \frac{l_f}{l_e} \quad 15.10$$

Quindi, con una sola misurazione otterremo due importanti parametri caratteristici della nostra linea sconosciuta.

Il terzo importante parametro si ricava dalla 15.7 misurando il modulo del coefficiente di riflessione in dB con linea lasciata aperta e con linea in corto circuito, alla frequenza di lavoro, e preso positivo (non è altro che il return loss). L'accuratezza del risultato è maggiore se maggiori sono le cifre decimali e se la linea non è corta se paragonata alla lunghezza d'onda.

4. Esempio pratico

Veniamo alla pratica. Con l'aiuto di un trapano avvitatore e gli attrezzi di figura 15-5



Figura 15-5: Attrezzi per attorcigliare i fili

ho realizzato una linea bifilare attorcigliando due fili di rame smaltato da 0,5mm, facendo circa 3 torsioni per centimetro. La linea è risultata lunga $l_f=0,372m$ e l'ho collegata da un lato ad un connettore SMA-f e dall'altro ad una normalissima resistenza da 100 Ohm; figura 15-6.

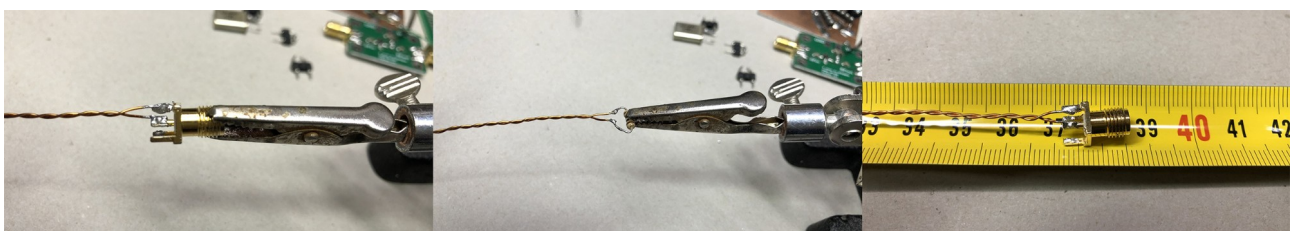


Figura 15-6: Intestazione della linea e misura della lunghezza

Dopo di ciò ho calcolato con la 15.8 la frequenza massima da impostare sul VNA.

$$f_{MAX} = \frac{75}{l_f} = \frac{75}{0,372} = 201,6 \text{ MHz} \quad 15.11$$

Ho impostato 250MHz come frequenza di stop sul VNA, ho arrotondato per eccesso, ed ho eseguito la calibrazione col kit SOL femmina della Rosemberger, come in figura 15-7, ed ho aggiunto il delay del connettore SMA-f pari a 84 ps.

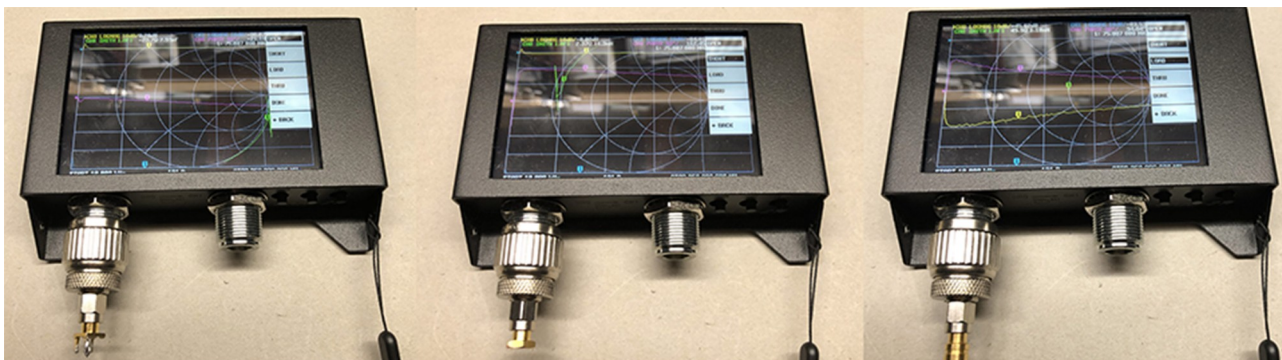


Figura 15-7: Calibrazione con kit SOL Rosemberger

Fatto ciò ho inserito la linea e lanciato la scansione. Il risultato è visibile in figura 15-8.

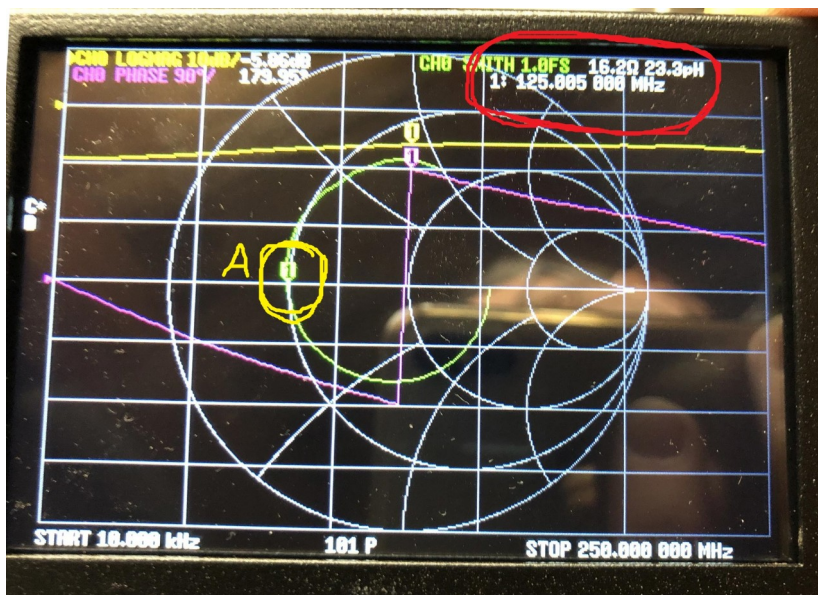


Figura 15-8: Scansione con NanoVNA SAA-2N

La scansione effettivamente è un po' troppo estesa ma in figura 15-8 si vede bene la posizione del marker (zona A cerchiata in giallo) e i valori di frequenza ed impedenza nella zona cerchiata in rosso. Notate l'induttanza di appena 23pH. I valori che ci interessano sono $R_A=16,2 \text{ Ohm}$ e la frequenza $f_A=125,005 \text{ MHz}$. Misuriamo con precisione la resistenza che è stata messa in fondo alla linea con misura a quattro fili ed otteniamo $R_B=99,26 \text{ Ohm}$; figura 15-9.



Figura 15-9: Misura della resistenza R_B a 4 fili

Ora non ci resta che mettere mano alla calcolatrice. Con la 15.2 calcoliamo l'impedenza caratteristica:

$$Z_0 = \sqrt{R_A \cdot R_B} = \sqrt{16,2 \cdot 99,26} = 40,01 \quad \Omega \quad 15.12$$

Con la 15.9 calcoliamo la lunghezza elettrica:

$$l_e = \frac{75}{f_A} = \frac{75}{125,005} = 0,599 \quad \text{m} \quad 15.13$$

Infine con la 15.10 calcoliamo il fattore di velocità:

$$VF = \frac{l_f}{l_e} = \frac{0,372}{0,599} = 0,62 \quad 15.14$$

Se volessimo affinare le misure potremmo stringere lo span del NanoVNA a +/-10 MHz attorno alla frequenza del lambda/4, così da concentrare i punti di misura nello span, e di conseguenza aumentare la definizione delle misure. Nel mio caso utilizzerò il mio VNWA di DG8SAQ e concentrerò 4000 punti di misura nell'intorno che va da 100 a 150 MHz. Il risultato lo potete vedere in figura 15-10 ed è del tutto simile a quello ottenuto col NanoVNA. I valori misurati col VNWA (marker 3) sono $R_A=16,02 \text{ Ohm}$ e $f_A=125,4 \text{ MHz}$ che producono:

$$Z_0 = \sqrt{R_A \cdot R_B} = \sqrt{16,02 \cdot 99,26} = 39,87 \quad \Omega \quad 15.15$$

$$l_e = \frac{75}{f_A} = \frac{75}{125,2} = 0,599 \quad \text{m} \quad 15.16$$

$$VF = \frac{l_f}{l_e} = \frac{0,372}{0,599} = 0,62 \quad 15.17$$

i valori sono ampiamente dentro la tolleranza del +/-1%.

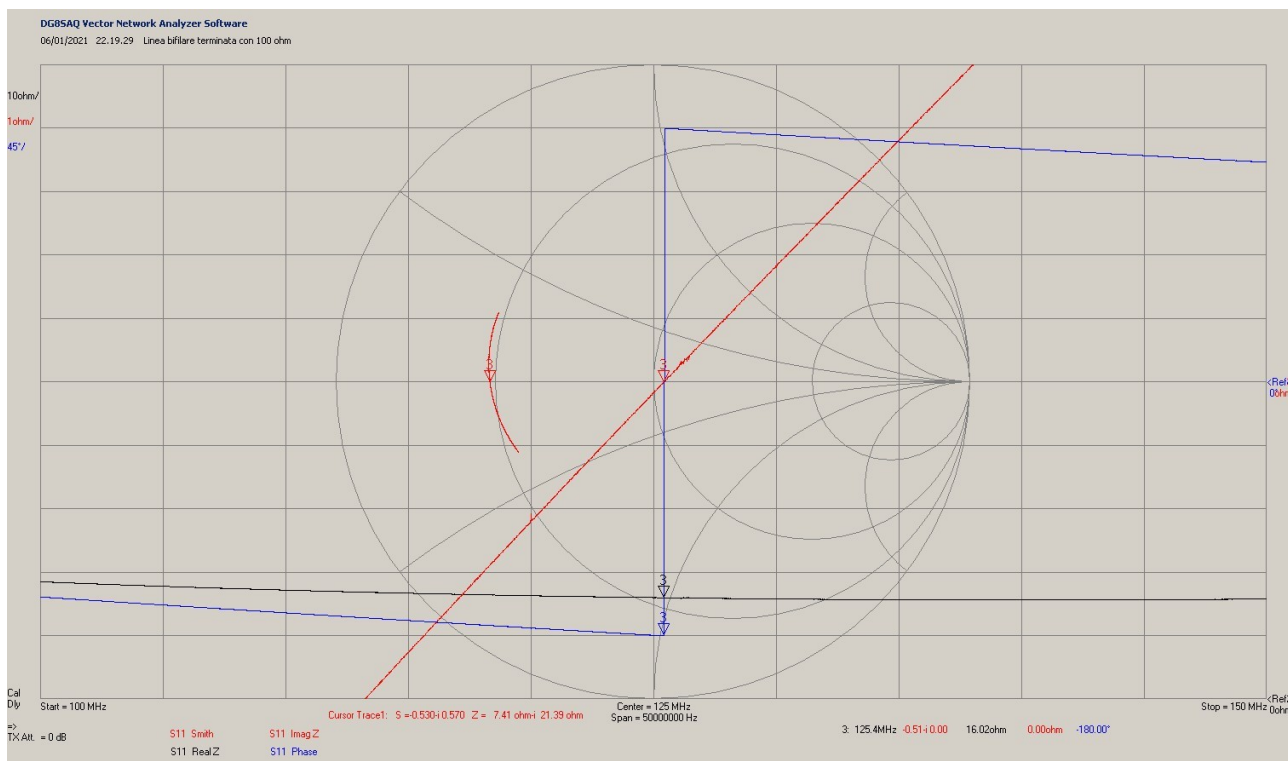


Figura 15-10: Misura ottenuta col VNWA di DG8SAQ

Procediamo alla misura dell'attenuazione con la 15.7. Per fare ciò dobbiamo necessariamente misurare il modulo del coefficiente di riflessione, alla frequenza di lavoro che nel nostro caso è 100MHz, con terminale aperto e con terminale in corto.

Togliamo quindi la resistenza da 100 Ohm ed eseguiamo la scansione open; figura 15-11.



Figura 15-11: Coefficiente di riflessione con linea aperta @100MHz

In figura 15-11 vediamo cerchiato in rosso il valore del coefficiente di riflessione con carico aperto che cambiato di segno diventa il return loss open $RL_o=0,51\text{dB}$.
Allo stesso modo eseguiamo la scansione col terminale in corto; figura 15-12.



Figura 15-12: Coefficiente di riflessione con linea in corto @100MHz

In figura 15-12 vediamo cerchiato in rosso il valore del coefficiente di riflessione con carico in corto che cambiato di segno diventa il return loss short $RL_s=1,25\text{dB}$.

Con la 15.7 si ottiene l'attenuazione del nostro spezzone di linea a 100MHz:

$$L_c = \frac{RL_o + RL_s}{4} = \frac{0,51 + 1,25}{4} = 0,40 \text{ dB}$$

15.18

Poiché lo spezzone è lungo $l_f=0,372\text{m}$ la nostra linea presenta un'attenuazione al metro di:

$$A_f = \frac{L_c}{l_f} = \frac{0,40}{0,372} = 1,09 \text{ dB/m @100MHz} \quad 15.19$$

Non è decisamente poco.

5. Conclusioni

I metodi descritti non sono gli unici e non sono nemmeno i più accurati ma sono sicuramente i più pratici. Con poche misure si ottengono i più importanti parametri che caratterizzano le nostre linee, anche con spezzoni di linea molto corti.

Il limite dei metodi utilizzati è quello di produrre dei parametri validi intorno alla frequenza di misura. Valori che potrebbero variare a frequenze diverse da quelle utilizzate (soprattutto se le linee sono autocostruite). Inoltre, l'accuratezza delle misure dipende dalla bontà delle connessioni, nell'esempio sono molto grezze, e dai limiti imposti dallo strumento in termini di precisione. Vi ricordo che il ponte riflettometrico, contenuto nei VNA a basso costo, misura con accuratezza le impedenze quattro volte meno e quattro volte più del valore caratteristico del ponte; cioè tra i 12,5 ed i 200 Ohm.

Comunque, nel complesso credo che i metodi proposti siano un buon compromesso tra accuratezza e praticità.

6. Indice

1. Premessa.....	1
2. Teoria.....	1
3. Dalla teoria alla pratica.....	3
4. Esempio pratico.....	5
5. Conclusioni.....	9

7. Bibliografia

- 1: C.W. Davidson: Transmission lines for communications, Macmillan 2°ed. 1989
- 2: F. Witt, AI1H: Measuring cable loss, Qex, May/June 2005 p.44
- 3: L. Attolini: <http://www.iw2fnd.it/it/content/vector-network-analyzer>