

IMPARIAMO AD USARE IL VECTOR NETWORK ANALYZER (VNA)

Articolo pubblicato su Radio Rivista 7/8, 9, 10, 11-2020

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

1. Premessa

In seguito alla facilità di reperimento sul mercato dei direct digital sintetizer (DDS) ultra fast e degli amplificatori logaritmici la produzione degli analizzatori di reti vettoriali (VNA) ha avuto un notevole impulso al punto che sono diventati accessibili anche ai radioamatori per poche decine di euro, vedi il NanoVNA o gli analizzatori d'antenna vettoriali. Oggi sul mercato se ne trovano di ogni foggia: ad una porta, a due porte, vettoriali, PC based, portatili, ecc... Negli anni '80, quando ho iniziato la mia attività, erano apparati piuttosto ingombranti, dal costo proibitivo e alla portata della sola industria o della ricerca in università.

Poiché lo strumento in questione non è propriamente semplice da usare mi sono prefisso di scrivere le seguenti note per spiegarne il funzionamento e le potenzialità.

Per fare ciò devo necessariamente introdurre alcuni argomenti di base perché sono propedeutici alla comprensione ed all'uso dello strumento. In particolare mi riferisco ai parametri S-scatter ed alla carta di Smith ma non tratterò detti argomenti in modo sistematico, mi limiterò allo stretto necessario.

Inoltre adotterò molte "semplificazioni" che, pur mantenendo il rigore matematico, serviranno per spiegare alla più ampia platea possibile i concetti più ostici.

Infine vi avverto che le seguenti note non sono valide per gli analizzatori di spettro perché sono strumenti basati su principi completamente diversi dai VNA.

2. Parametri S-scatter

Quando si analizza una rete l'uso dei parametri S-scatter (in seguito li chiamerò semplicemente S) è estremamente comodo perché considerano solo le onde di tensione incidenti (Forward) e quelle riflesse (Reflected). Dalla misure di queste due onde si ricavano i parametri principali (coefficiente di riflessione, impedenza, SWR, ecc..) del dispositivo sotto esame (che chiameremo DUT device under test). Ovviamente dovremo considerare il dispositivo sotto esame, o più in generale la rete, di tipo lineare, invariante nel tempo e le onde di tipo sinusoidale; in modo da poter rappresentare le sinusoidi con i vettori (fasori) e sfruttare i numeri complessi per rappresentarli. Infatti i parametri **S** sono delle grandezze vettoriali (in questo testo esprimeremo i vettori col carattere in **grassetto**). Ricordo che una grandezza vettoriale è rappresentabile con un vettore nel piano cartesiano del quale si devono indicare la lunghezza (detta modulo) e l'angolo (positivo antiorario) rispetto all'asse orizzontale delle ascisse (da 0 a 360 gradi). Se dal piano cartesiano passiamo al piano dei numeri complessi l'asse orizzontale delle ascisse è quello reale mentre l'asse verticale delle ordinate è quello immaginario. Dal punto di vista grafico non cambia nulla ma avremo a disposizione la matematica dei numeri complessi per svolgere tutti i calcoli.

Una grandezza scalare invece è rappresentata solo dal suo valore; per esempio la temperatura è indicata dal solo valore in gradi.

I parametri S-scatter si prestano molto bene all'esame delle reti nel campo della radiofrequenza e delle microonde perché l'onda di tensione diretta e quella riflessa possono essere facilmente misurate all'interno del VNA, sia in ampiezza che in fase, senza interferire col dispositivo sotto misura (tutti noi conosciamo il principio di funzionamento del ROS-metro passante). D'ora in avanti diremo solo onda presupponendo che sia di tensione.

Il dispositivo da misurare più semplice è quello costituito da una sola porta, quale un'antenna o un semplice carico in fondo ad una linea.

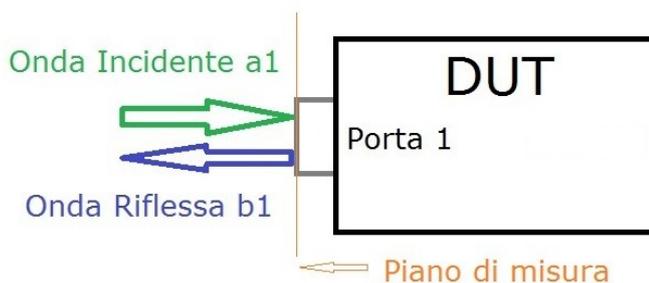


Figura 2.1: Dispositivo ad 1 porta

In figura 2.1 è rappresentato il dispositivo sotto test (DUT), col suo connettore d'ingresso, ove arriva l'onda incidente **a1** (presa come riferimento) e da dove si riflette l'onda **b1**; entrambe sono sinusoidi rappresentate dai rispettivi numeri complessi **a1** e **b1**. Convenzionalmente consideriamo che il piano ove avvengono i fenomeni di riflessione sia il "piano di misura"; approfondiremo in seguito questo importante aspetto.

Detto ciò, definiamo il parametro scatter **S₁₁** nel seguente modo:

$$b1 = S_{11} \cdot a1 \quad 2.1$$

Cioè l'onda riflessa dalla porta 1 (primo numero al pedice S) è uguale all'onda incidente sulla porta 1 (secondo numero al pedice S) moltiplicato per il parametro scatter **S₁₁**; ne consegue che:

$$S_{11} = \frac{b1}{a1} \quad 2.2$$

S₁₁ si ottiene dal rapporto dei due numeri complessi **b1** ed **a1** che rispettivamente rappresentano le onde riflessa e incidente sul piano di misura della porta 1 del nostro DUT; in pratica è il coefficiente di riflessione Γ .

$$S_{11} = \frac{b1}{a1} = \Gamma \quad 2.3$$

Il coefficiente di riflessione Γ è un numero complesso che, grossolanamente, indica quanto il carico è adattato alla linea che lo alimenta. Il suo modulo $|\Gamma|$ può assumere valori che vanno da 1 (riflessione totale) a infinitamente piccoli (quando il carico è perfettamente adattato); al punto che si preferisce esprimerli in unità logaritmiche in base 10 (il decibel).

$$|\Gamma| = 20 \log |S_{11}| \text{ dB} \quad 2.4$$

Il solo modulo del coefficiente di riflessione Γ viene anche indicato con la lettera greca ρ (rho) minuscola.

Inoltre dal parametro **S₁₁**, si possono ricavare anche altri dati quali: l'SWR; il RL; l'impedenza **Z** del DUT, se nota l'impedenza caratteristica della linea di alimentazione **Z₀**, e molti altri. In pratica tutti i parametri più importanti per la caratterizzazione del dispositivo sotto esame [1].

$$SWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad 2.5$$

L'SWR è il rapporto di onda stazionaria (ROS in italiano) ed è una grandezza scalare (cioè non è un vettore) che non va mai al di sotto dell'unità ma può essere anche piuttosto grande.

$$RL = 10 \log \frac{1}{|\Gamma|^2} = 10 \log \frac{1}{|S_{11}|^2} = -20 \log |S_{11}| = -20 \log \rho \text{ dB} \quad 2.6$$

Il return loss (RL) esprime di quanto viene ridotta l'onda riflessa rispetto a quella incidente sul piano di misura; è l'esatto inverso del modulo di S_{11} . Il return loss è un facile indicatore del livello di adattamento d'impedenza. Avere return loss RL=0dB vuol dire completo adattamento mentre RL= infinito vuol dire perfetto adattamento. In realtà per un ottimo adattamento d'impedenza basta un RL maggiore o uguale a 50dB.

$$Z = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad \Omega \quad 2.7$$

L'impedenza Z che si presenta sul piano di misura, essendo un numero complesso, può essere scomposta nella sua componente resistiva R e reattiva X oppure col suo inverso l'ammettenza Y .

$$Z = R + jX \quad \Omega \quad 2.8$$

Poiché sono noti i valori di R e di X può essere calcolato anche il fattore di bontà Q_U non caricato:

$$Q_U = \left| \frac{X}{R} \right| = \frac{2\pi f L}{R} = \frac{1}{2\pi f C R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad 2.9$$

Dove i parametri L , C ed R sono tutti riferiti ai modelli serie dei rispettivi componenti: induttore, condensatore e circuito risonante LC.

Inoltre, conoscendo il segno della X e la frequenza sarà noto anche il valore di L e di C :

$$L = \frac{X}{2\pi f} \quad \text{e} \quad C = -\frac{1}{2\pi f X} \quad 2.10$$

Sembrano calcoli molto complessi ma vengono eseguiti automaticamente dal VNA perché misura il modulo e la fase delle due onde: diretta ($a1$) e riflessa ($b1$).

Una seconda tipologia di dispositivo da misurare è quello costituito da due porte, come potrebbe essere un filtro, un amplificatore o semplicemente una linea di trasmissione.



Figura 2.2: Dispositivo a 2 porte

In figura 2.2 è rappresentato il DUT a due porte, col suo connettore d'ingresso e d'uscita. Sulla porta 1 arriva l'onda incidente $a1$ (presa come riferimento) ove si genera per riflessione l'onda $b1$, esattamente come abbiamo visto in precedenza col DUT ad una porta quando si misura l' S_{11} , mentre dalla porta 2 esce l'onda $b2$; senza riflessioni.

Definiamo quindi il parametro scatter S_{21} nel seguente modo:

$$b2 = S_{21} \cdot a1 \quad 2.11$$

Cioè l'onda che fuoriesce dalla porta 2 è data all'onda incidente sulla porta 1 moltiplicata per il parametro scatter S_{21} ; ne consegue che:

$$S_{21} = \frac{b2}{a1} \quad 2.12$$

In altre parole è un numero complesso che indica di quanto viene attenuata, o amplificata, l'onda incidente nell'attraversare il DUT, in assenza di riflessioni sulla porta 2, mentre sulla porta 1 le riflessioni potranno ancora essere presenti e misurate col parametro scatter S_{11} . Vi faccio notare che in figura 2.2 vi sono due piani di misura e non più uno solo.

Il parametro S_{21} di fatto è il coefficiente di trasmissione T [2]:

$$T = S_{21} \quad 2.13$$

Il coefficiente di trasmissione T il cui modulo espresso in dB è noto come guadagno di tensione G_V :

$$G_V = -20 \log |T| \text{ dB} \quad 2.14$$

Il modulo del suo reciproco è il noto Transmission Loss o Insertion Loss, espresso in dB. Noi useremo l' Insertion Loss IL, definito nel seguente modo [2]:

$$IL = TL = 20 \log \frac{1}{|S_{21}|} = -20 \log |S_{21}| \text{ dB} \quad 2.15$$

Dall' S_{21} si possono ricavare anche altri parametri, come il ritardo di fase ed il ritardo di gruppo, ma noi ci accontentiamo di questi.

Se poi mandassimo l'onda incidente, anziché alla porta 1, la mandassimo alla porta 2 otterremmo altri parametri S simili ai precedenti ma con i pedici diversi; vedi figura 2.3.



Figura 2.3: Porte scambiate

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad 2.16$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad 2.17$$

Lo scambio delle porte è utile quando si esaminano DUT non simmetrici come per esempio gli amplificatori.

Quando le due porte non sono perfettamente adattate, la risposta completa, sui rispettivi piani di misura, si trova risolvendo il seguente sistema (matrice di scatter):

$$\begin{cases} b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \end{cases} \quad 2.18$$

Il sistema può essere esteso anche a più porte con lo stesso criterio: quelle non interessate dalla misura non devono riflettere nulla. Per esempio con 3 porte appariranno anche i parametri scatter S_{33} , S_{13} , S_{23} , S_{31} ed S_{32} ; lo dico perché a volte si usano per caratterizzare i combine, gli splitter ed i BalUn.

In questa trattazione non ci spingeremo a tal punto, ci fermeremo ai DUT di 1 e 2 porte, anche se non ha importanza quante porte abbia il nostro dispositivo, o la nostra rete, perché le porte verranno sempre esaminate singolarmente o a coppie in modo da generare i rispettivi parametri S . Così facendo, le porte del DUT che non sono sotto esame dovranno essere terminate con un'opportuna impedenza, per non generare riflessioni, e ciò si ottiene quando l'impedenza di terminazione è la complessa e coniugata di quella che si vede oltre il piano di misura. Nella maggior parte dei casi si tratta di $Z_0 = 50 + j0$ Ohm cioè un carico fittizio di buona qualità.

3. La carta di Smith

La carta di Smith (1905 - 1987) è stata ideata dall'omonimo autore nel 1939 e perfezionata negli anni successivi; la forma che noi conosciamo è del 1949 [3]. L'autore, quindi, l'ha ideata in un periodo storico in cui non esistevano le calcolatrici scientifiche, e nemmeno i computer, era il periodo dei regoli calcolatori e dei nomogrammi. Infatti in quel periodo già si conoscevano le equazioni che regolano i fenomeni nelle linee ma erano di difficile risoluzione quindi Smith ebbe l'intuizione di mettere in relazione l'equazione dell'impedenza delle linee col coefficiente di riflessione Γ ; che è numero complesso. Ne

sono usciti tre fasci di cerchi: uno con i centri sull'asse delle ascisse, dove avremo i cerchi con parte reale uguale, mentre gli altri due sono simmetrici ed hanno i centri sull'asse delle ordinate. Il punto in comune a tutti i cerchi è l'origine degli assi. I cerchi sopra l'ascissa hanno la stessa reattanza positiva mentre quelli sotto hanno la stessa reattanza negativa. All'interno del cerchio di raggio unitario (quello più esterno di color nero in figura 3.1) si potranno rappresentare tutte le impedenze complesse Z con parte reale positiva che una linea di trasmissione può assumere. All'esterno del cerchio nero di figura 3.1 vi sono impedenze con parte reale negativa che non sono utili.

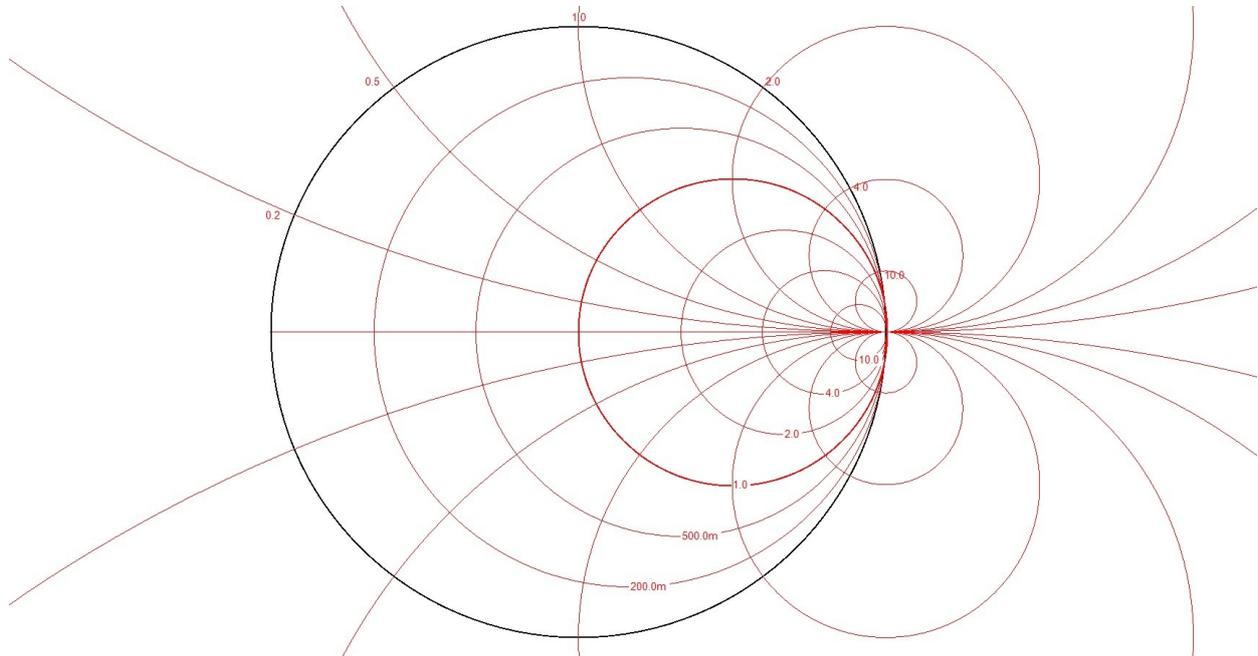


Figura 3.1: Fascio dei cerchi

Quindi in futuro rappresenteremo solo i cerchi e gli archi di cerchio contenuti all'interno del cerchio di raggio unitario color nero di figura 3.1; cioè quelli con parte reale positiva.

La carta di Smith, per poter essere il più generica possibile, è stata normalizzata all'unità. Ciò vuol dire che il punto centrale "C" di figura 3.2 corrisponde all'impedenza caratteristica Z_0 della linea sotto esame; solitamente 50 ohm. Tutti i valori di impedenza che disegneremo sulla carta dovranno essere divisi per il modulo dell'impedenza caratteristica Z_0 della linea utilizzata per trasportare l'energia. Quindi le coordinate dei punti che disegneremo sulla carta saranno quelle che risultano dalla seguente equazione:

$$Z_N = R/Z_0 + j X/Z_0 \quad 3.1$$

Mentre per ritornare alla forma non normalizzata basterà moltiplicare per Z_0 :

$$Z = R_N \cdot Z_0 + j X_N \cdot Z_0 \quad 3.2$$

Per esempio se volessimo rappresentare l'impedenza $Z=10+j25$ normalizzata con una linea a $Z_0=50\Omega$, con la formula 3.1 otterremmo:

$$Z_z = 10/50 + j 25/50 = 0,2 + j 0,5 \quad 3.3$$

Il punto "Z" sulla carta di Smith avrà coordinate (0,2 ; 0,5), vedi figura 3.2. Il punto centrale della carta di Smith normalizzata "C" è sempre (1 ; 0) punto che rappresenta il perfetto adattamento alla linea Z_0 ; quello più a sinistra "A" è sempre il corto circuito (0 ; 0) e quello a destra "B" (punto comune a tutti i cerchi) indica sempre il circuito aperto (∞ ; ∞) a resistenza infinita. Sul diametro centrale che va da "A" a "B" vi sono tutte le impedenze puramente resistive, cioè quelle che hanno parte immaginaria nulla ($X=0$), mentre i cerchi rossi che passano attraverso tale asse (figura 3.2) sono cerchi che hanno parte resistiva R costante. Percorrendo uno di questi cerchi cambierà la parte reattiva X dell'impedenza mentre la parte resistiva R resterà uguale.

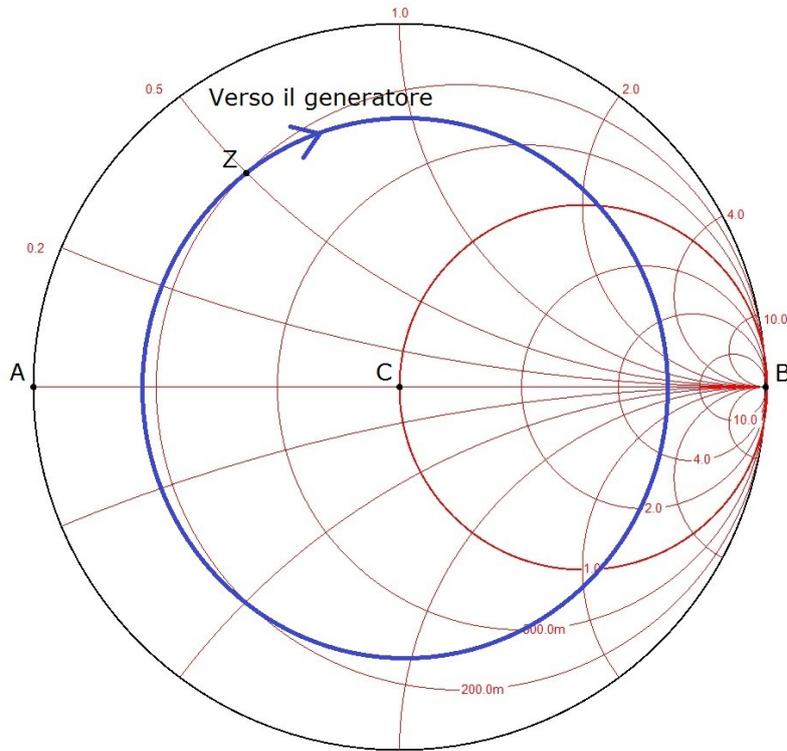


Figura 3.2: Carta di Smith delle impedenze

La carta è stata pensata per semplificare le operazioni con le linee di trasmissione. Dalla teoria sappiamo che percorrendo una linea senza perdite partendo dal suo carico verso il generatore (toward generator) troveremo la stessa impedenza “Z” ogni lambda mezzi elettrici. Sulla carta di Smith l’operazione si “vede” molto bene infatti se il carico della nostra linea senza perdite è rappresentato dal punto “Z” di figura 3.2 mano a mano che ci allontaniamo dal carico **Z** verso il generatore percorreremo la circonferenza blu in senso orario e l’impedenza lungo la linea cambierà ma ad ogni mezz’onda (lambda/2) tornerà ad essere uguale a quella del carico **Z**. Sulla carta equivale a percorrere, in senso orario, la circonferenza blu di figura 3.2 dal punto “Z” al punto “Z”. Il cerchio color blu è ovviamente a coefficiente di riflessione Γ costante (perché la linea è ipotizzata senza perdite) ed il raggio del cerchio blu è il ben noto SWR. Va da sé che se percorriamo solo metà circonferenza avremo percorso lambda/4 di linea.

Avrete notato che ho sempre parlato di lambda senza specificare quanto sia infatti un’altra caratteristica della carta di Smith è che è indipendente dalla frequenza che si utilizzerà e ciò la rende ancor più universale. Ovviamente quando la caleremo nella realtà occorrerà assegnare un valore alla lunghezza d’onda elettrica secondo la nota formula:

$$\lambda = c/f \text{ m} \quad \mathbf{3.4}$$

La lunghezza d’onda elettrica λ (lambda senza pedice) è espressa in metri se la velocità della luce $c=300 \cdot 10^6$ m/s e se la frequenza f è espressa in Hz (nella pratica si usa $c=300$ e f in MHz).

Nelle linee di trasmissione, con dielettrico diverso dall’aria, la velocità dell’onda diminuisce e quindi, per trovare la lunghezza d’onda fisica λ_f (lambda con pedice f) nella linea occorre moltiplicare la lunghezza d’onda elettrica per il fattore di velocità VF (formula 3.5).

$$\lambda_f = VF \lambda \text{ m} \quad \mathbf{3.5}$$

Il fattore di velocità VF dipende a sua volta dal dielettrico posto tra i due conduttori. Sembra tutto molto complicato ma ciò serve per poter utilizzare la carta con qualsiasi linea, con qualsiasi frequenza e svolgere calcoli complicati con i soli righello e compasso. Ovviamente se percorriamo il cerchio blu di figura 3.2 in senso antiorario andremo dal generatore verso il carico (toward load). Nulla vieta però di cercare in rete una carta di

Smith a 50Ω (cioè non normalizzata), in tal caso il punto centrale sarà 50 ohm e si potrà usare solo con linee aventi impedenza caratteristica $Z_0=50\Omega$.
 La carta di Smith più completa è quella pubblicata dall'autore nel 1949, che riporto in figura 3.3:

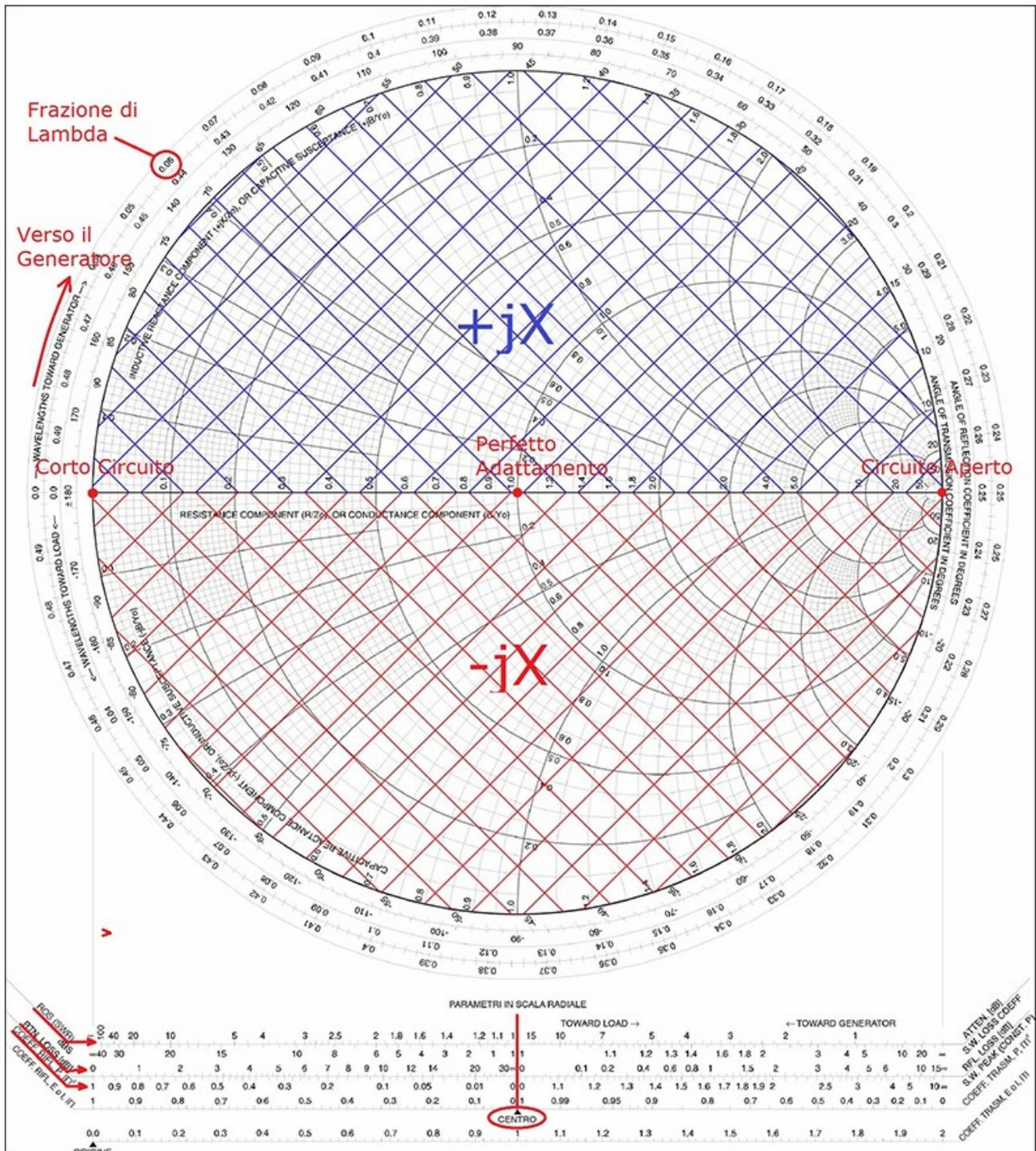


Figura 3.3: Carta di Smith delle impedenze (1949)

In figura 3.3 vi sono tantissime informazioni che potrebbero frastornare ma quelle più importanti sono quelle sulla corona più esterna perché riportano le frazioni di lambda. La prima corona nella direzione del generatore mentre la seconda nella direzione del carico. Sull'asse centrale vengono riportati i valori della parte reale (resistenze pure) dell'impedenza e sul cerchio massimo termineranno gli archi con i valori delle reattanze

pure. Ogni impedenza, con parte sia resistiva che reattiva, viene rappresentata dall'intersezione tra il cerchio della sua resistenza e l'arco della sua rettanza. Pertanto nel semicerchio superiore avremo tutte le reattanze positive (tratteggio blu) mentre nel semicerchio inferiore tutte quelle negative (tratteggio rosso). Sull'asse centrale di figura 3.3 ho indicato i tre punti principali: il corto circuito a SX; il perfetto adattamento in centro e il circuito aperto a DX.

In basso alla figura 3.3 trovate un regolo con numerosi parametri; quali: il modulo del coefficiente di riflessione; il return loss RL (RTN in figura 3.3) e l'SWR (ROS in figura 3.3). Le distanze sul regolo sono sempre da prendere dal centro; che corrisponde al centro della carta di Smith.

Per fissare le idee facciamo un esempio.

Supponiamo di misurare nel nostro shack, al connettore d'antenna, un'impedenza $Z=30,8 - j5,5$ ohm; che l'antenna lavori a 1,83MHz e che il cavo coassiale di alimentazione (supposto senza perdite), lungo 20m, abbia $Z_0=50\Omega$ con fattore di velocità $VF=0,66$. Vorremmo sapere l'impedenza dell'antenna al termine della linea di alimentazione.

Per prima cosa calcoliamo con la 3.4 la lunghezza d'onda elettrica della sinusoide alla frequenza di 1,83MHz:

$$\lambda = c/f = 300/1,83 = 163,93 \text{ m} \quad 3.6$$

fatto ciò calcoliamo la lunghezza elettrica l_e del cavo coassiale dividendo quella fisica l_f per VF:

$$l_e = l_f / VF = 20 / 0,66 = 30,30 \text{ m} \quad 3.7$$

La lunghezza elettrica è aumentata perché nel cavo l'onda viaggia più lentamente. Ora esprimiamo la lunghezza elettrica del nostro cavo in frazioni di lunghezza d'onda $l_{\%}$ alla frequenza desiderata:

$$l_{\%} = l_e / \lambda = 30,30 / 163,93 = 0,184 \quad 3.8$$

Normalizziamo l'impedenza $Z=30,8 - j5,5$ ai 50 ohm con la 3.1:

$$Z_A = R/Z_0 + jX/Z_0 = 30,8/50 - j5,5/50 = 0,61 - j0,11 \quad 3.9$$

Segnamo sulla carta di Smith il punto A (0,61; -0,11) che è il nostro punto di partenza. Ora tracciamo un raggio che parte dal centro della carta, passa per il punto A, interseca il cerchio esterno Toward Load (verso il carico) e leggiamo quanto vale la lunghezza d'onda; leggeremo $\lambda_A=0,028$. Per trovare il punto di arrivo λ_B , che corrisponde al terminale della linea coassiale, dovremo sommare a λ_A la lunghezza del cavo espressa in frazione di lunghezza d'onda $l_{\%}$; in formule:

$$\lambda_B = \lambda_A + l_{\%} = 0,028 + 0,184 = 0,212 \quad 3.10$$

Tracciamo anche questo raggio che passa per il centro della carta e riguarda λ_B .

Poi col compasso disegniamo un arco di circonferenza (a ρ costante) avente centro nel centro della carta e passante per il punto A fino ad intersecare il raggio per λ_B . L'intersezione è il punto B coordinate (1,54; -0,4) corrispondenti ad un'impedenza non normalizzata $Z_B=77-j20\Omega$.

E' solo un esempio utile solo per esercitarsi, non l'ho nemmeno tracciato per permettere a tutti di svolgerlo graficamente ed acquisire pratica nel maneggiare la carta.

Se anziché lavorare in 160m l'antenna lavorasse a 7100kHz le cose cambierebbero radicalmente. Infatti la lunghezza d'onda elettrica sarebbe:

$$\lambda = c/f = 300/7,10 = 42,25 \text{ m} \quad 3.11$$

La frazione di lambda diventa:

$$l_{\%} = l_e / \lambda = 30,30 / 42,25 = 0,717 \quad 3.12$$

Valore che risulta essere superiore a 0,5 quindi occorre togliere un giro completo ($\lambda/2=0,5$) dalla frazione per riportare il valore inferiore a 0,5 e trovarlo sulla corona esterna della carta.

$$l_{\%} = 0,717 - 0,5 = 0,217 \quad 3.13$$

Il punto B incrocerà il raggio che passa dal centro della carta e λ_B , che è:

$$\lambda_B = \lambda_A + l_\lambda = 0,028 + 0,217 = 0,245$$

3.14

L'intersezione del raggio per λ_B con la circonferenza passante per A incontra il punto B di coordinate (1,67; -0,05) che corrispondono ad un'impedenza non normalizzata $Z_B = 83,5 - j2,5\Omega$; un'antenna quasi alla risonanza.

L'esempio ci insegna che ogni qual volta mettiamo un tratto di linea, senza perdite, tra il carico Z e il generatore l'impedenza del carico vista dal generatore cambia significativamente al variare della lunghezza della linea ma ogni $\lambda/2$ elettrici ritorna ed essere uguale a Z . Sulla carta equivale a percorrere una circonferenza avente centro nel centro della carta e passante per il punto A (che è Z normalizzata); ogni giro su detta circonferenza si ritorna al punto iniziale A, che corrisponde ad un tratto di linea lunga $\lambda/2$ elettrici. Il raggio di tale circonferenza è il modulo del coefficiente di riflessione ρ del carico (o se preferite l'SWR); modulo che resta costante su tutto il tratto di linea (pensata ideale) fino al generatore. Poichè il coefficiente di riflessione Γ è un numero complesso oltre al modulo ρ ha anche la fase, questa si legge sul cerchio esterno della carta in corrispondenza del prolungamento del raggio che passa per il punto A, nel nostro caso è -160° (verde in figura 3.4). La fase, mano a mano che si percorre la linea, cambia mentre il modulo ρ no; infatti l'SWR misurato lungo una linea di trasmissione ideale resta costante lungo tutta la linea.

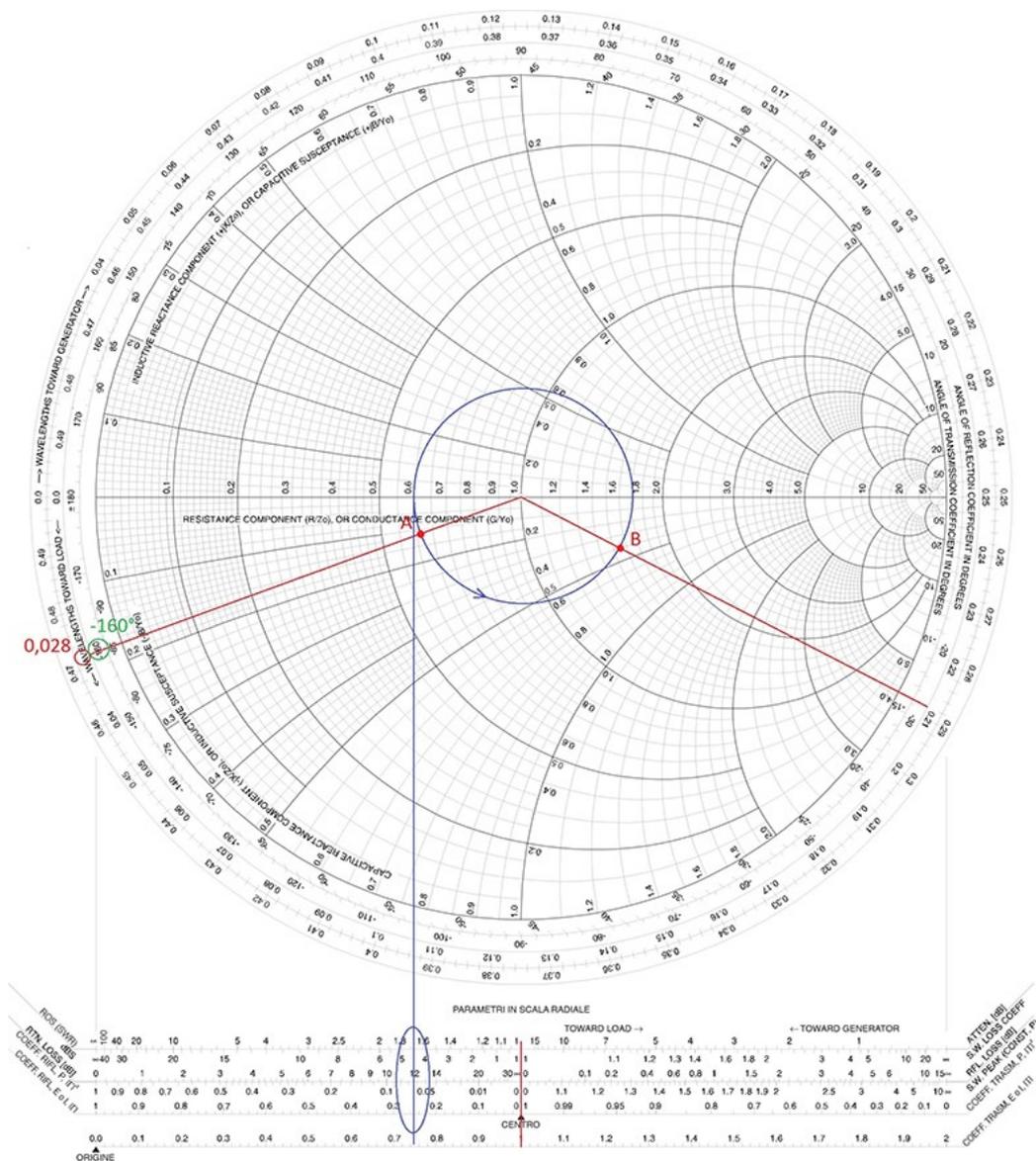


Figura 3.4: Esempio a 1830kHz

Fino ad ora abbiamo parlato in termini di impedenza complessa Z dando per scontato che il modello fosse resistenza e reattanza in serie (Thevenin) mentre è possibile rappresentare l'impedenza col suo circuito equivalente parallelo (Norton). In questo caso si parlerà di ammettenza Y , di conduttanza G e di suscettanza B (vedi Figura 3.5).

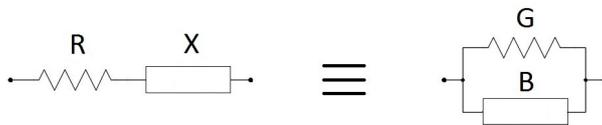


Figura 3.5: Impedenza Serie e Parallelo

I due modelli sono perfettamente equivalenti ed è possibile passare dall'uno all'altro con le seguenti formule:

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2} \quad B = \frac{-X}{R^2 + X^2} \quad Y = G + jB \quad 3.15$$

le formule inverse sono:

$$R = \frac{G}{G^2 + B^2} \quad X = \frac{-B}{G^2 + B^2} \quad Z = R + jX \quad 3.16$$

Non sono formule impossibili ma richiedono qualche calcolo. La carta di Smith consente il passaggio da una configurazione serie a quella parallelo in modo grafico, senza fare calcoli; vi ho detto che è nata in un periodo storico in cui non vi erano calcolatrici.

Il metodo è semplice, occorre trovare l'opposto del punto d'interesse rispetto al centro della carta (Figura 3.6).

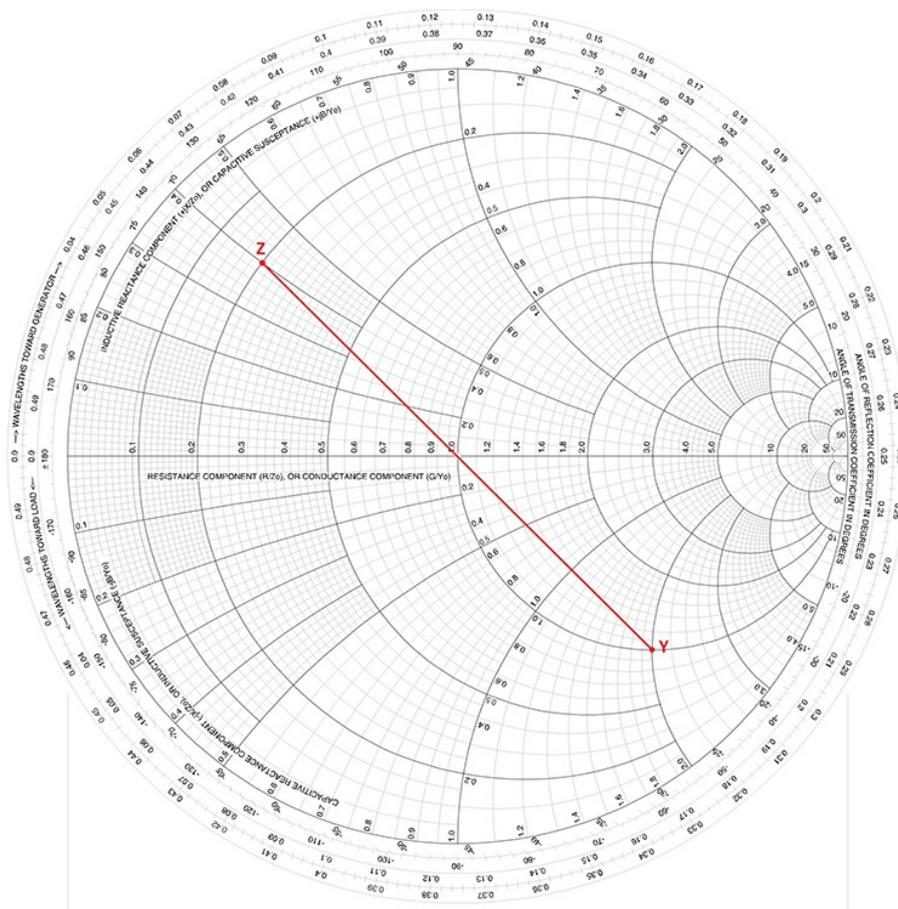


Figura 3.6: Passaggio Impedenza - Ammettenza

Consideriamo il punto $Z=0,2+j0,4$ (valori normalizzati), che sulla carta è nel semicerchio superiore a SX, tracciamo l'opposto rispetto al centro. Troveremo sulla carta $Y=1-j2$ che, fatti i calcoli con le 3.16, risulta esattamente la reattanza equivalente.

La posizione di Y sulla carta è quella che si otterrebbe su una carta identica ma ruotata di 180° (cioè speculare rispetto alla verticale). Una carta simile esiste, anche se uscita molto dopo, ed è solitamente sovrapposta a quella classica di Smith, figura 3.7.

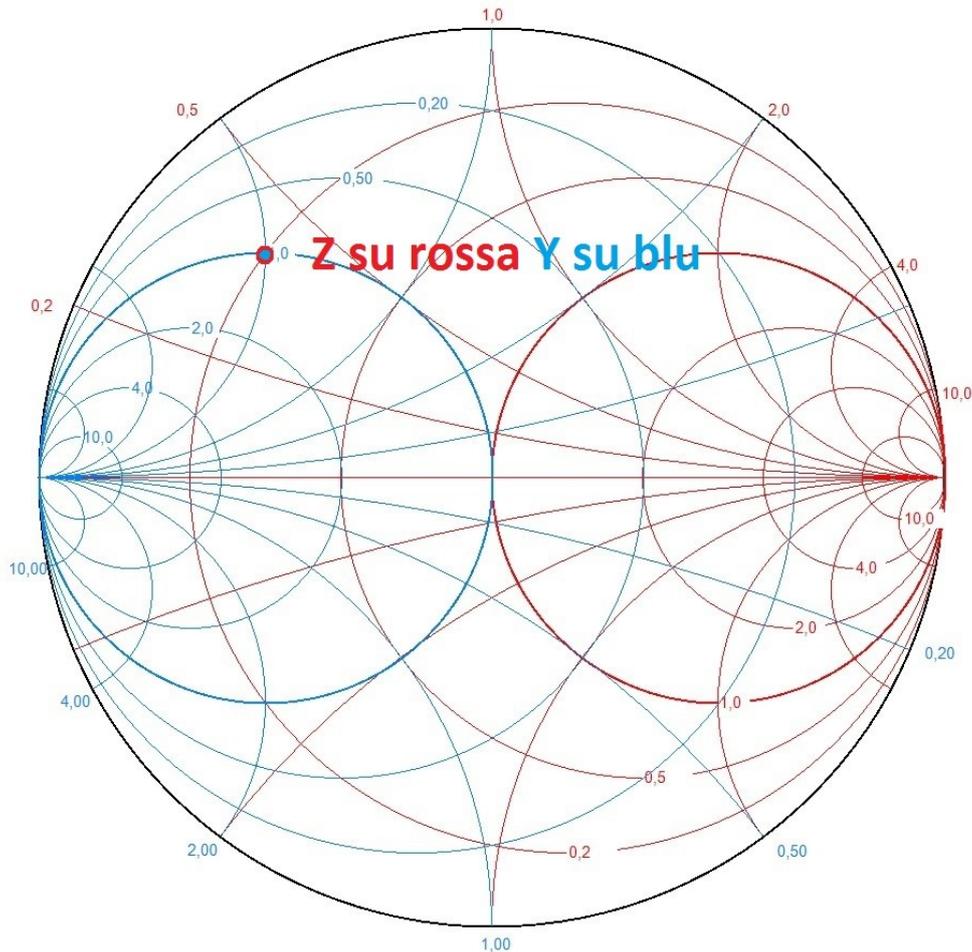


Figura 3.7: Carta di Smith delle Impedenze (rossa) e delle Ammettenze (blu)

Se si usa la carta di figura 3.7 non c'è nemmeno bisogno di trovare il punto opposto al centro, basta leggere l'impedenza Z sulla carta Rossa e, restando sempre nello stesso punto, leggere il valore di Y su quella Blu.

Ci chiederemo a cosa potrà servire. Ogni qual volta che metteremo in serie al nostro carico una reattanza X ci muoveremo sui cerchi rossi (a resistenza costante) mentre quando la metteremo in parallelo ci muoveremo sui cerchi blu (a conduttanza costante). L'obiettivo è sempre quello di arrivare al centro della carta di Smith ove si ha l'adattamento perfetto.

Infine, ricordiamo che: nel semicerchio inferiore abbiamo le reattanze negative (quindi capacitive) e nel semicerchio superiore abbiamo le reattanze positive (quindi induttive) mentre sul diametro orizzontale, che segna il confine tra i due semicerchi, abbiamo delle resistenze pure.

La trattazione sulla carta di Smith termina qui, se vorrete approfondire potete cercare in rete qualche tutorial; ce ne sono a decine.

4. Lo strumento VNA

Come abbiamo detto nei paragrafi iniziali il Vector Network Analyzer (VNA) è uno strumento disponibile ad una, due o più porte in grado di misurare le onde di tensione diretta, inversa e, se a più porte, quella trasmessa sulle varie porte. Lo strumento è particolarmente adatto ad analizzare il comportamento di reti note (cioè quelle che già sappiamo come si comportano in frequenza; un'antenna, un carico, un quarzo, un filtro, ecc...) nel campo della radiofrequenza e delle microonde ricavando i parametri S-scatter sul piano di misura delle varie porte.

L'architettura interna di un VNA a due porte, quello più comune tra gli OM, è rappresentata in figura 4.1 e può essere PC based (cioè la parte di elaborazione e visualizzazione è demandata ad un PC esterno) oppure può essere un'unità autonoma completa di tutto (stand alone).

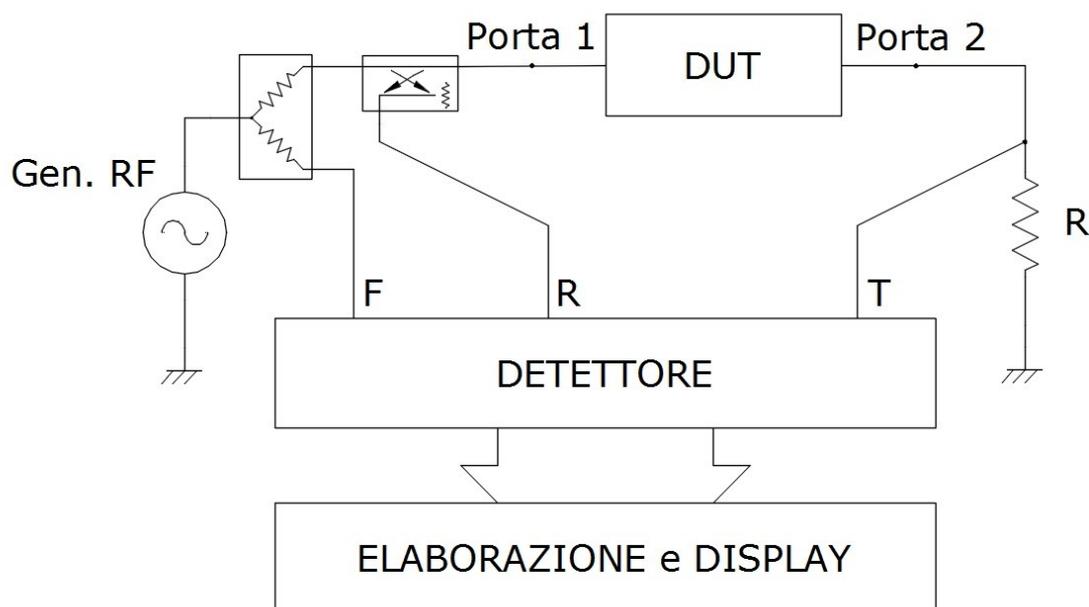


Figura 4.1: VNA minimale a due porte

Come potete vedere dalla figura 4.1 all'interno vi è un generatore di tensione sinusoidale CW (di solito un DDS) che produce il segnale diretto (F forward). Il segnale diretto è composto da una successione di sinusoidi CW a frequenza crescente (detta sweep) che va da una frequenza iniziale (start) ad una finale (stop); entrambe impostabili. Le singole onde CW di tensione, prima di presentarsi al connettore posto sulla porta 1, attraversano un accoppiatore direzionale che legge la corrispondente onda di tensione riflessa (R reflected) sulla stessa porta [4].

Ciò è quello che avviene nei VNA ad una sola porta mentre gli strumenti a due porte hanno a valle della porta 2 un carico fittizio su cui si legge l'onda di tensione trasmessa (T thru).

Uno strumento siffatto è in grado di misurare in modulo e fase solo i parametri S_{11} e S_{21} . Se volessimo misurare anche i parametri S_{22} e S_{12} dovremmo girare il DUT. Gli strumenti più sofisticati hanno all'interno un sistema che permette lo scambio delle porte in modo automatico mentre altri hanno la possibilità di scambiare le porte tramite un dispositivo esterno chiamato test-set; figura 4.2.

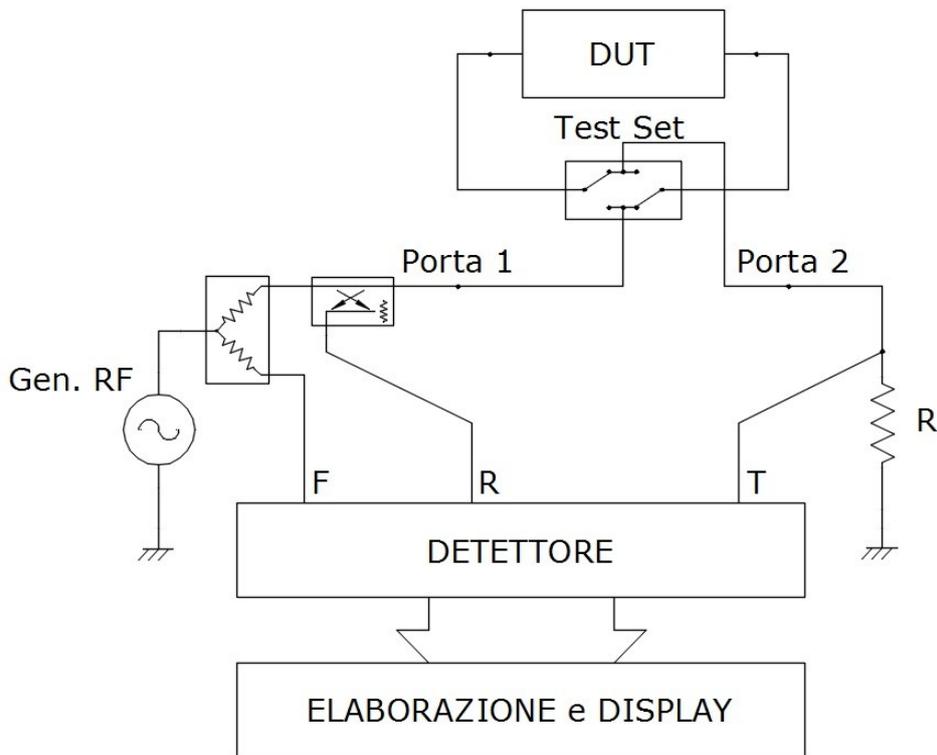


Figura 4.2: VNA a due porte con test-set esterno

Come potete immaginare la misurazione dei parametri S-scatter non è invasiva e permette misurazioni molto accurate. In RF non sarebbe possibile misurare tensioni o correnti con l'oscilloscopio perché l'inserimento della sonda nel circuito è motivo di turbamento della rete. Turbamento che si trasforma in riflessioni che falsano la misura al punto da renderla inaccurata, soprattutto a frequenze elevate.

Anche il VNA soffre di riflessioni non desiderate per questo motivo bisogna curare le connessioni in modo maniacale soprattutto quando si cresce di frequenza. Per esempio, i connettori SMA devono essere serrati con l'apposita chiave dinamometrica per avere connessioni perfette.

Nel campo delle MF e delle HF solitamente non viene usato l'accoppiatore direzionale, perché a frequenze basse (MF) non funziona bene, di solito si sostituisce con un ponte riflettometrico che funziona bene a partire dalla continua ma, rispetto all'accoppiatore, è un po' più sordo [4] e non è accurato nella misura delle impedenze quando ci si discosta dal valore nominale (50 Ohm). La misura dell'impedenza comunque resta molto accurata quattro volte meno e quattro volte il valore caratteristico (cioè tra i 12,5 ed i 200 Ohm) ed è comunque accettabile tra i 5 ed i 500 Ohm (10 volte meno e 10 volte). Ne consegue che tutti i parametri derivati (capacità, induttanze, ecc...) non saranno altrettanto precisi al di fuori degli intervalli indicati.

Anche la cura nelle connessioni, per gli strumenti che lavorano fino al limite delle HF, è meno importante, ma è vivamente consigliata. Va da sé che dalle VHF in su la cura maniacale delle connessioni è obbligatoria.

Le onde di tensione **F**, **R** e **T**, così poco invasivamente prelevate, vengono misurate da opportuni detettori e trasformate in ampiezze e fasi. Poi vengono elaborate ed il risultato dell'elaborazione rappresentato graficamente su di un display frequenza per frequenza.

Il grafico può essere la carta di Smith o un grafico cartesiano o logaritmico; in ogni caso è possibile inserire uno o più marcatori (Marker) che riportano i valori dei parametri nel punto voluto.

Lo strumento oltre all'impostazione della frequenza minima e massima richiesta (intervallo detto span) necessita di alcune impostazioni di base importanti, come: il tempo di scansione dello span (sweep) e la calibrazione.

Il tempo di scansione t_w dipende da due fattori: il numero di punti di misura N , in cui è diviso lo span (detti data points) ed dall'impostazione del tempo di assestamento della misura t_s (settling time). Il prodotto del numero dei punti di misura N per il tempo di assestamento t_s determina il tempo necessario a svolgere tutta la scansione t_w .

$$t_w = N \cdot t_s \quad \text{secondi} \quad \mathbf{4.1}$$

Il numero di punti N in cui viene diviso lo span determina l'intervallo minimo di frequenza Δ_f discriminabile:

$$\Delta_f = \frac{f_{stop} - f_{start}}{N} \quad \mathbf{4.2}$$

Il tempo di assestamento t_s è importante perché permette all'onda di tensione diretta di propagarsi fino al carico e di ritornare alla porta ove è misurata come riflessa. In particolare, se la linea di trasmissione interposta è lunga occorre aspettare che l'onda R si assesti e quindi possa fare diversi viaggi di andata e di ritorno. Con più il tempo di attesa è lungo con più la misura è accurata ma non bisogna esagerare perché aspettare troppo è inutile; visto che l'onda EM viaggia, nelle condizioni peggiori, a 180.000 km/s (circa 2/3 della velocità della luce).

Alla calibrazione, invece, ho riservato tutto il prossimo capitolo perché è un punto cruciale per svolgere misure corrette e ripetibili. Vedremo infatti che la calibrazione dovrà essere eseguita ogni qual volta si cambia il setup di misura o i parametri di misura (intervallo di frequenza (span), numero di punti, tempo di assestamento, ecc...). Lo strumento segnala quando sa di non essere calibrato ma se cambiamo qualcosa nel setup di misura esterno (connettori, cavi, ecc...) non se ne accorgerà e quindi saremo noi a dover ricalibrare.

5. Calibrazione

Come già anticipato la calibrazione dello strumento è un'operazione indispensabile per svolgere misure accurate. Ricordo che l'accuratezza è la capacità che uno strumento ha di avvicinarsi al valore vero, che ovviamente non è noto altrimenti non ci sarebbe bisogno di misurare.

Infatti il VNA non è in grado di capire cosa sta succedendo all'esterno ma si limita a confrontare, per ogni punto di misura, l'onda di tensione incidente con quella riflessa o con quella trasmessa per poi calcolare S_{11} o S_{21} ; senza sapere cosa le stia causando. Per cui la calibrazione è necessaria per renderlo consapevole della situazione esterna. La calibrazione si attua collegando, sul piano di misura, e su richiesta del VNA, dei carichi noti che permettano di fissare i riferimenti per le misure successive.

I carichi da utilizzare per la calibrazione sono quelli il cui parametro scatter S_{11} (o se preferite il coefficiente di riflessione Γ , vedi capitolo 2 definizione 2.3) è noto; cioè: il corto circuito $S_{11} = -1 + j0$ (Short); il circuito aperto $S_{11} = 1 + j0$ (Open) e il carico fittizio $S_{11} = 0 + j0$ (Load= $Z_0=50+j0$) mentre per calibrare l' S_{21} si usa un barilotto (Thru). Per questo motivo i kit di calibrazione vengono chiamati SOLT cioè le iniziali di Short, Open, Load, Thru (se il VNA fosse ad una sola porta basta il kit SOL).

Con tre carichi noti è possibile trovare i tre parametri di correzione necessari per le misure S_{11} avendo così una buona accuratezza fino a 6GHz. Oltre i 6GHz la matrice d'errore deve comprendere più parametri e ciò giustifica il prezzo elevato dei kit SOLT perché devono essere noti molti più parametri; ovviamente anche il VNA deve essere in grado di considerarli altrimenti sarebbe completamente inutile sapere cose che non possono essere inserite nello strumento.

La calibrazione, ovviamente, va fatta anche per i parametri S_{22} e S_{12} perché anche per questi c'è una matrice d'errore da calcolare.

Notate che i tre carichi corrispondono ai punti A, B e C posti sulla carta di Smith in figura 3.2; punti che stanno tutti sull'asse reale ($j0$) della carta di Smith.

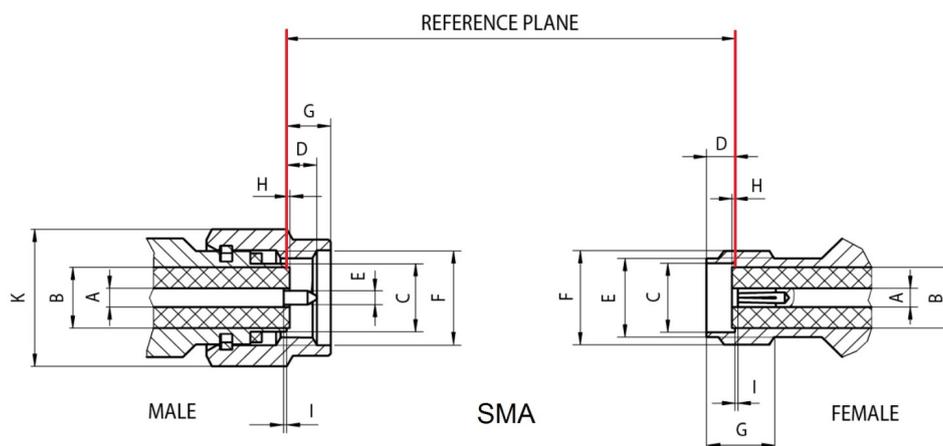
I kit SOLT esistono in commercio per ogni tipologia di connettore (sia maschio che femmina) ma quelli più abordabili per le tasche degli OM sono quelli realizzati con i connettori SMA.

Una volta calibrato il VNA, si potranno costruire altri kit SOLT ma il primo va comprato perché nel certificato vi sono i dati di calibrazione da inserire nel SW del VNA. Infatti quando realizziamo un open introdurremo anche una piccolissima capacità ed anche quando realizziamo un corto vi sarà una piccolissima induttanza parassita che alle altissime frequenze si faranno sentire.

In HF ed inferiori l'accuratezza è abbastanza buona anche senza inserire i ritardi di propagazione ma è ugualmente necessario calibrare lo strumento per risolvere la matrice d'errore. In VHF e fino ai 6GHz, il modello col ritardo ed il primo coefficiente parassita permette una buona accuratezza ma oltre i 6GHz, come già accennato, il modello deve essere molto più accurato. Infatti occorre un modello polinomiale di 3° grado per cui è necessario sapere, ed inserire nel VNA, molti altri coefficienti correttivi. Per un Kit di calibrazione SOLT oltre i 6GHz, con connettore N, si superano facilmente i 6000€ mentre quello fino a 6GHz, con connettore SMA, costa meno di 100€ spedizione inclusa.

Premesso ciò, ora è necessario parlare dei piani di misura che sono già stati introdotti nel primo capitolo.

Tutti i connettori hanno un piano convenzionale di riferimento, in inglese reference plane (linea rossa); in figura 5.1 ho evidenziato il piano di riferimento convenzionale di un connettore SMA. Nel maschio (Male) coincide con la battuta ove appoggia la corona della femmina (Female).



	Male		Female	
	min.	max.	min.	max.
A	Ø 1.245	Ø 1.295	Ø 1.245	Ø 1.295 ¹⁾
B	-	Ø 4.178	-	Ø 4.178
C	-	Ø 4.59	Ø 4.60	Ø 4.67
D	-	2.54	1.88	1.98
E	Ø 0.902	Ø 0.940	Ø 5.28	Ø 5.49
F	1/4-36 UNS-2B		1/4-36 UNS-2A	
G	-	3.43	4.32	-
H	-0.18	+0.05	-0.18	+0.05
I	0.00	-	0.00	0.41
K	hex 8		-	-

Dimensions in mm
¹⁾ Contact diameter refers to 50 Ω

Figura 5.1: Piano di riferimento nei connettori SMA Rosemberger, preso da [5]

Il piano di riferimento convenzionale (CRP) non è però il punto ove avvengono i fenomeni di riflessione delle onde, questi avvengono ove abbiamo posto il cortocircuito o l'aperto. Il piano ove avvengono i fenomeni di riflessione prende il nome di piano fisico di riflessione (linea verde), in inglese physical reflection plane (PRP), ma difficilmente il PRP coincide col piano di riferimento convenzionale; figura 5.2.

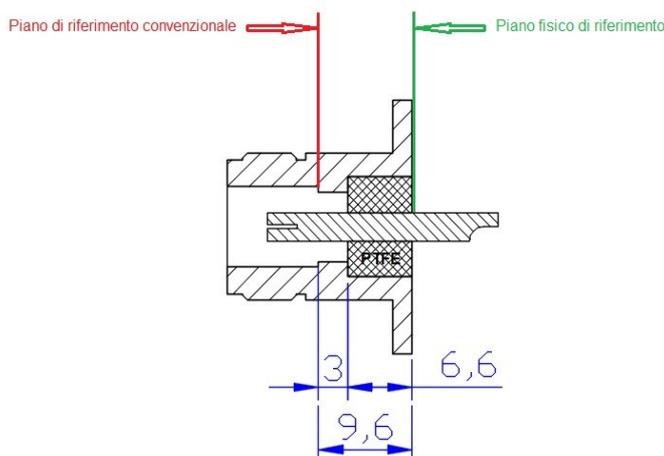


Figura 5.2: Piani di riferimento e riflessione di un connettore N maschio

I costruttori di kit SOLT nella scheda tecnica indicano le distanze percorse dalle onde ed i valori dei parametri parassiti per poterli inserire nel VNA; così il SW potrà correggere la differenza e riportare il piano fisico a coincidere con quello di riferimento convenzionale.

Le distanze solitamente si esprimono mediante il tempo necessario all'onda per percorrere il tratto di connettore (o più in generale di linea di trasmissione) che separa i due piani. Il calcolo del tempo di percorrenza si ricava dalla legge del moto:

$$\text{tempo} = \text{spazio} / \text{velocità} \quad 5.1$$

La velocità dell'onda è quella della luce c (celeritas) moltiplicata per il fattore di velocità VF tipico del mezzo attraversato dall'onda:

$$v_f = VF \cdot c \quad \text{m/s} \quad 5.2$$

Il fattore di velocità VF a sua volta dipende dalla permittività dielettrica relativa ϵ_r (epsilon con r) dell'isolante usato secondo la formula 5.3 (ove $\mu_r \approx 1$ per gli isolanti):

$$VF = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad 5.3$$

L'inverso della velocità, il parametro più usato, è espresso in ps/mm (pico secondi= 10^{-12} s) ed è il tempo necessario all'onda per percorrere un millimetro di linea.

$$\frac{1}{v_f} = \frac{1}{VF \cdot c} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{0,3} \quad \text{ps/mm} \quad 5.4$$

Materiale	ϵ_r	VF	ps/mm
Aria	1,0	1,00	3,333
Foam	1,6	0,79	4,216
Teflon	2,1	0,69	4,830
Polyetilene	2,3	0,66	5,055
PVC	3,5	0,53	6,236

Tabella 1

Quindi, riassumendo, la distanza fisica d_f (quella misurata col metro) è quella che l'onda percorre nel mezzo reale:

$$d_f = d_e \cdot VF \quad 5.5$$

La distanza elettrica d_e è quella che l'onda percorrerebbe se fosse nel vuoto e si può ricavare dalla 5.5 nel seguente modo:

$$d_e = \frac{d_f}{VF} \quad 5.6$$

Il tempo t_d impiegato dall'onda a percorrere d_e diventa:

$$t_d = d_e \cdot \frac{1}{c} = d_f \cdot \frac{1}{VF \cdot c} \quad 5.7$$

Nel caso di figura 5.2 l'onda per andare dal piano di riferimento fisico al piano di riferimento convenzionale impiega:

$$t_d = t_{aria} + t_{PTFE} = \frac{d_{aria}}{v_{aria}} + \frac{d_{PTFE}}{v_{PTFE}} = 3 \cdot 3,333 + 6,6 \cdot 4,830 = 41,88 \text{ ps} \quad 5.8$$

Dato che l'onda incidente incontra prima il piano di riferimento convenzionale e poi quello fisico il tempo t_f dovrà essere tolto, quindi preso col segno meno (-) $t_f = -41,88$ ps.

Infine, l'onda incidente percorre il tratto di connettore tra il piano di riferimento convenzionale ed quello fisico una volta quando arriva sul piano fisico ed una seconda volta quando ritorna come onda riflessa (two way); mentre lo percorre una sola volta quando l'onda incidente prosegue come trasmessa (one way). In altre parole quando si calibra per ottenere il parametro S_{11} si deve raddoppiare il tempo di percorrenza mentre quando si calibra per l' S_{21} non si raddoppia. Sembra complicato ma i VNA lo fanno e non fanno confusione.

Una volta calibrato il parametro S_{11} si può passare alla calibrazione dell' S_{21} e poi ai parametri S_{22} ed S_{12} . Ovviamente se il VNA è a una sola porta basta l' S_{11} .

L'inserimento dei fattori di correzione è parte integrante di ogni VNA ed è strettamente dipendente dal SW che si usa. Nel presente scritto faremo riferimento allo strumento di DG8SAQ il VNWA versione 3 ed in particolare ai testi [6] e [7].

Tutto ciò che abbiamo detto fino ad ora, a riguardo della calibrazione, può sembrare eccessivo ma si tratta del minimo indispensabile affinché il VNA sia in grado di misurare, oltre al modulo, anche la fase dei parametri scatter. Ciò rende lo strumento assai potente ma anche piuttosto suscettibile.

Infatti se calcoliamo a quanto corrisponde un grado di lunghezza d'onda fisica l_{1° ($\lambda_f = VF \cdot \lambda$) ci renderemo subito conto di quanto siano importanti le lunghezze (se f è in MHz allora $c=300.000$ mm/s).

$$l_{1^\circ} = \frac{\lambda_f}{360^\circ} = \frac{VF \cdot \lambda}{360^\circ} = VF \cdot \frac{c}{360^\circ \cdot f} \quad [\text{mm}/^\circ] \quad 5.9$$

Consideriamo i limiti di banda HF (30MHz), VHF (300MHz) ed UHF (3GHz), dalla 5.9, in aria, otterremo rispettivamente che un grado d'onda l_{1° corrisponde: in HF 27,7mm; in VHF 2,77mm e in UHF 0,27mm. Con fattori di velocità VF minori (come nelle linee coassiali) le lunghezze diminuiscono ulteriormente. Quindi, fino al limite delle HF non ci sono grossi problemi ma già nelle VHF il mm è importante mentre in UHF e superiori il modello di SOLT che abbiamo presentato fino ad ora deve essere utilizzato secondo la scheda tecnica ed inserendo tutti i dati.

Per esempio, kit SOLT di calibrazione SMA-f della Rosemberger (i kit SOLT di calibrazione economicamente abordabili da noi OM sono quelli SMA della Rosemberger o dell'Amphenol), rappresentato in figura 5.3, si possono vedere (tratto nero) i componenti del kit di calibrazione SMA-f, che sono: un corto circuito f , un barilotto f - f e un carico fittizio 50Ω f .

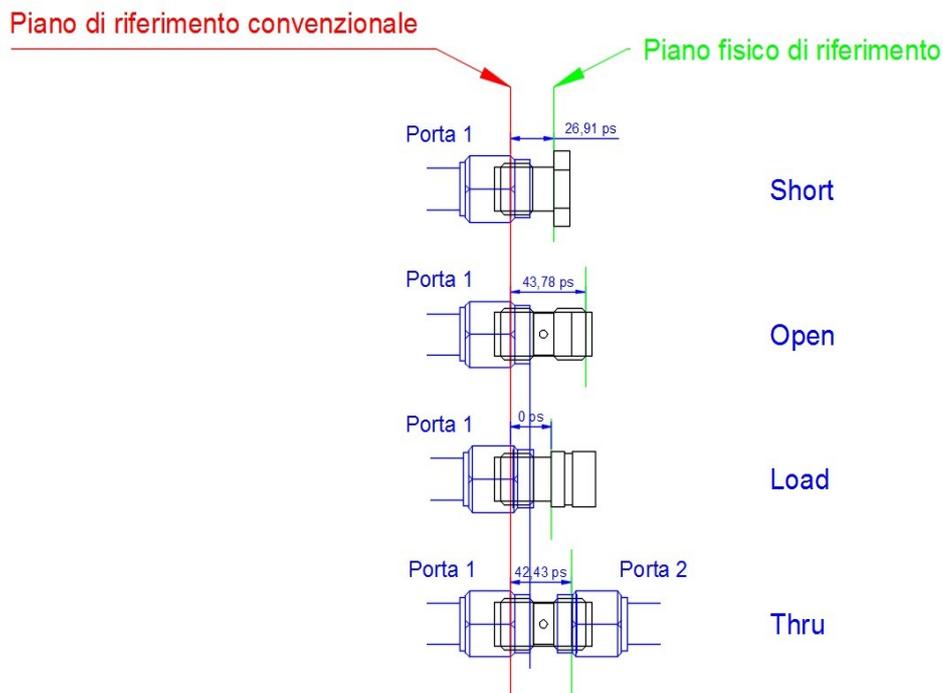


Figura 5.3: Kit di calibrazione SMA Female Rosemberger

Il kit deve essere utilizzato esattamente come descritto in figura altrimenti i tempi di percorrenza che portano il piano fisico di riferimento (verde) a coincidere col piano di riferimento convenzionale (rosso) non saranno corretti.

E' bene anche stringere i connettori con l'opportuna chiave dinamometrica, a garanzia della costante coppia di serraggio del connettore (io me la sono auto costruita ed ho impostato una coppia di serraggio di 0,8Nm).

Ricordate che quando si calibrerà il parametro S_{11} (o S_{22} sulla porta 2) con lo Short, l'Open e il Load i tempi dovranno essere essere raddoppiati ed avere il segno negativo rispetto a quelli riportati in figura 5.3.

Nel calcolo del tempo di percorrenza dell'Open è già stato aggiunto l'effetto dovuto alla capacità parassita che presenta l'aperto e ciò è stato corretto aggiungendo un ulteriore ritardo (nel mio caso sono stati aggiunti 1,35 ps al ritardo che avrebbe il barilotto se non fosse lasciato aperto da un lato).

Nel Load occorre misurare, con un ohmmetro a 4 fili (di precisione), quanto vale esattamente la resistenza posta nel carico fittizio, un paio di decimali dopo la virgola vanno bene, ed inoltre occorre indicare quanto vale la capacità parassita posta in parallelo alla resistenza nel carico fittizio; solitamente riportata nei dati del kit. Tale capacità è espressa in fF (femto Farad $10^{-15}F$); nel mio caso la resistenza vale $49,26\Omega$, la capacità parallelo è 2 fF ed il delay è zero pico secondi.

Il delay del Load presente tra il piano di riferimento convenzionale ed il piano fisico è spesso posto a zero perché il carico lo si considera ideale (delay=0, loss=0 e $Z_0=50$) e quindi non vi è onda riflessa $S_{11}=0$. Perciò l'eventuale minuscola onda riflessa, dovuta al Load non ideale, verrà compensata in modo che sia nulla così il delay diventa irrilevante. Ciò significa che l'accuratezza dello strumento non può mai essere superiore a quella del kit di calibrazione.

Infine, nel Thru il piano fisico si trova a metà del barilotto quindi basterà indicare la distanza in ps tra i due piani di riferimento convenzionale del barilotto perché il SW del VNWA ne toglierà metà per parte automaticamente.

La calibrazione Thru deve essere necessariamente preceduta dalla calibrazione SOL altrimenti, con la sola conoscenza del delay introdotto dal barilotto, non sarà possibile

azzerare il tratto di linea (di lunghezza qualsiasi) che collega il barilotto alla porta 2 col detettore a 50 Ohm interno.

La calibrazione del VNWA prevede anche l'azzeramento di eventuali diafonie (Crosstalk) che vi sono sulla linea di ricezione collegata alla porta 2.

Fatto ciò si procede all'azzeramento della linea tra il barilotto ed il detettore (Thru) e poi alla misura dell'impedenza del detettore interno (Thru Match), per aumentare l'accuratezza della misura S_{21} .

Al termine della calibrazione lo strumento sarà in grado di misurare correttamente tutto ciò che viene connesso sul piano di riferimento convenzionale o tra i due piani di riferimento convenzionali, nel caso di misura a due porte. Le tracce corrette che si ottengono sul piano di riferimento convenzionale, quando viene lasciato aperto, sono quelle di figura 5.4.

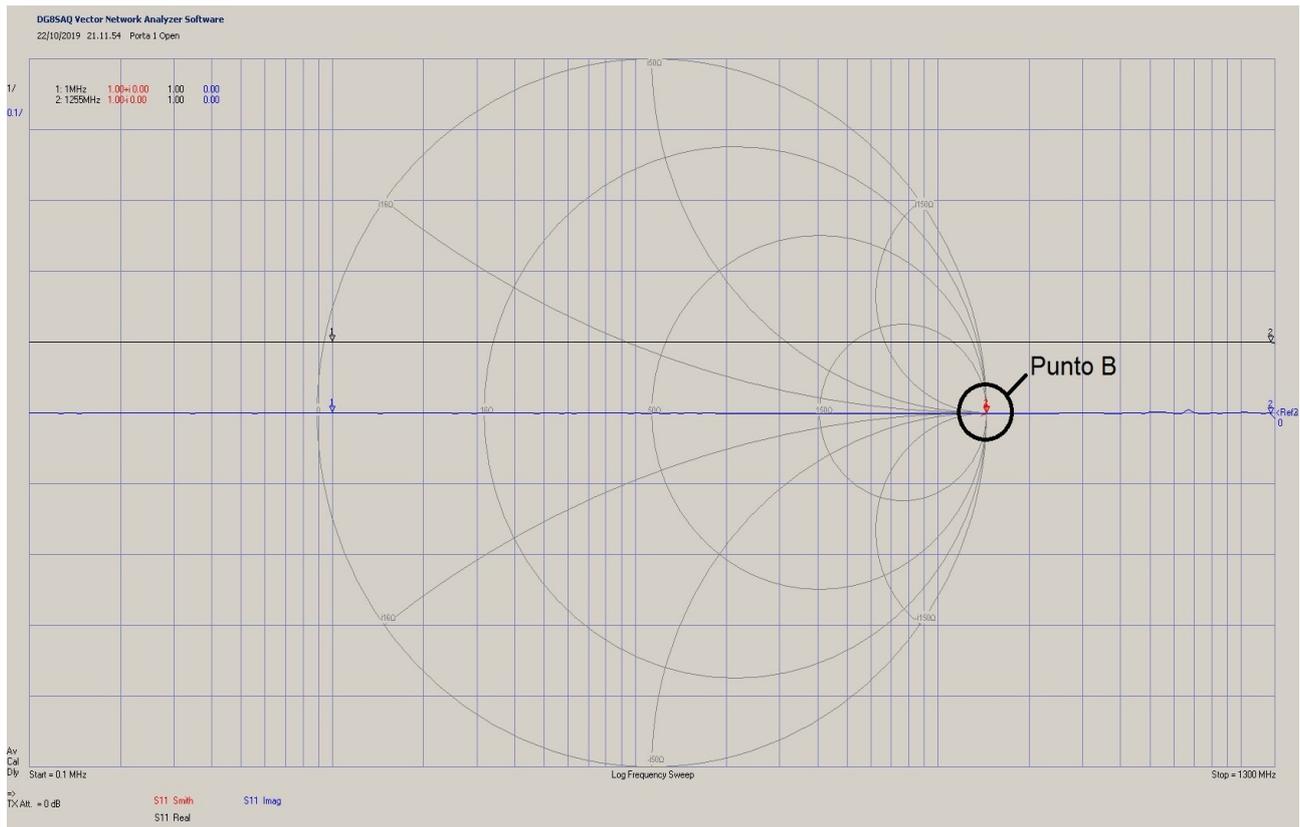


Figura 5.4: Open sul piano di riferimento convenzionale

Notate che la traccia rossa, è pressoché puntiforme attorno al punto B sulla carta di Smith (impedenza reale infinita). La traccia nera rappresenta la parte reale del parametro scatter S_{11} mentre quella blu rappresenta la parte immaginaria di S_{11} . A parte le piccole oscillazioni, dovute dalla piccola scala ($0,1^\circ$), le tracce si presentano piatte. Ciò indica che i parametri relativi al kit SOL utilizzato sono accurati e quindi lo strumento è calibrato.

Per controllare l'avvenuta calibrazione Thru occorre ricollegare la porta 1 alla porta 2 con i cavi utilizzati per la calibrazione interconnessi con lo stesso barilotto e lanciare una scansione S_{21} ; questa dovrà dare una traccia $|S_{21}|=0\text{dB}$ piatta su tutto l'intervallo di misura. Poi, nelle misure col VNA, vedremo come trovare i parametri di un kit di calibrazione autocostruito partendo dalle misure fisiche sui componenti realizzati artigianalmente ed affinate con quelle misurate col VNA calibrato.

6. Misurare col VNA

Una volta calibrato lo strumento potremo misurare tutto ciò che si presenta sul piano di riferimento convenzionale, che in figura 6.1 corrisponde anche col piano di misura, e nella fattispecie possiamo vedere l'inserimento sul piano di misura di un resistore da 100 Ω .



Figura 6.1: R 100 Ohm sul Piano Convenzionale di Misura

Facciamo ora una scansione per misurare la parte reale e la parte immaginaria dell'impedenza che si ricava dal parametro S_{11} .

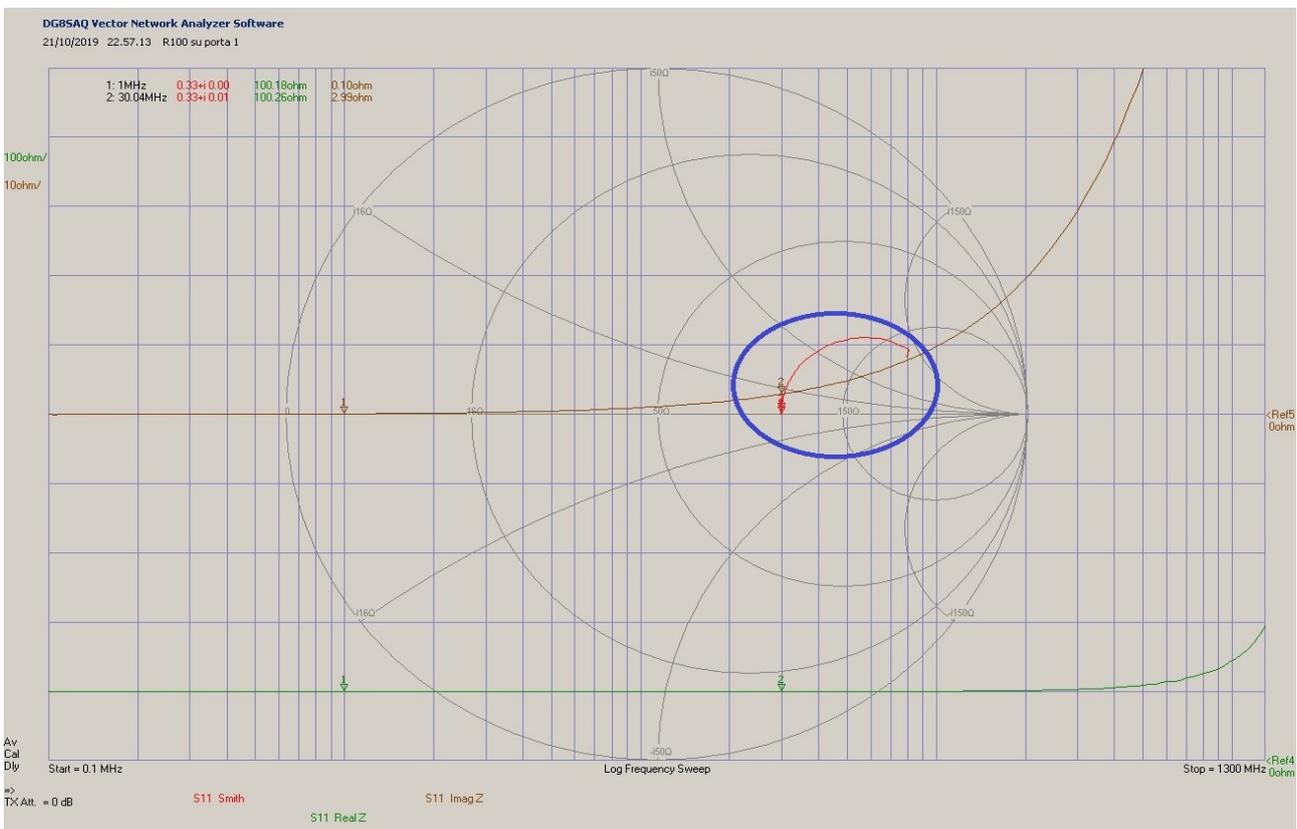


Figura 6.2: Resistore da 100 Ohm posto sul piano di riferimento convenzionale

La traccia verde in figura 6.2 rappresenta la parte reale della resistenza mentre la traccia marrone la parte immaginaria. Nel cerchio blu, sulla carta di Smith, vi è riportata l'impedenza Z calcolata dal parametro S_{11} al variare della frequenza. La traccia rossa parte da un punto sull'asse reale della carta di Smith ed al crescere della frequenza invade il semicerchio superiore delle impedenze positive. Ciò evidenzia la presenza di un'induttanza parassita che al crescere della frequenza si fa sempre più sentire. Ad ogni modo possiamo considerare la resistenza in esame molto buona fino alla frequenza di 100MHz.

Però, non è comodo svolgere le misure direttamente sul piano di riferimento convenzionale sarebbe molto più semplice disporre di un connettore ove saldare il nostro resistore da 100Ω ma per fare ciò dobbiamo inserire un adattatore SMA m-m ed un connettore SMA f per PCB, Figura 6.3.



Figura 6.3: Connettore SMA-F per PCB con adattatore SMA M-M

Così facendo abbiamo spostato il piano di misura di 25,4 mm dal piano riferimento convenzionale quindi vediamo cosa succede se lanciamo una scansione.



Figura 6.4: Resistore da 100 Ohm posto a 25,4 mm dal piano di riferimento convenzionale

Come potete vedere in figura 6.4 la traccia è completamente nella semicirconferenza inferiore e quindi l'effetto parassita sembra essere capacitivo. Nonostante ciò il nostro resistore non ne risente fino a 30MHz ma a frequenze più elevate l'effetto parassita si fa sentire (la traccia marrone rappresenta la reattanza).

La misura di figura 6.4 conferma quanto scritto nel paragrafo precedente ove abbiamo detto che ritardi di fase fino a 27 mm non influiscono sulle misure in HF. Infatti abbiamo introdotto un tratto di linea di circa 25,4 mm costituito dall'adattatore SMA m-m e da un connettore SMA f per PCB. Il ritardo introdotto si calcola con l'equazione 5.7:

$$t_d = d_f \cdot \frac{1}{VF \cdot c} = 25,4 \cdot 4,830 = 122,7 \text{ ps}$$

6.1

Circa 122 pico secondi di ritardo sull'onda incidente e sulla riflessa. Delay che, come si vede in figura 6.1, incide pesantemente sulla misura a partire dalle VHF.

Quindi, per "aggiustare" la misura occorre compensare il delay dicendo al VNA che il piano di misura si è allontanato da quello di riferimento convenzionale di +122,7 ps; il segno + indica che ci si è allontanati dalla porta TX.

Il metodo più semplice per compensare il delay, nel VNWA di DG8SAQ, è quello d'inserire il ritardo nel "Port Extension" della barra dei menù "Measure". In questo modo la misura ritorna essere come quella originale; figura 6.5. Il metodo è abbastanza pratico e si adatta a tutti i casi in cui la posizione del piano di misura cambia in modo non permanente; cioè solo per qualche misura.

L'alternativa più stabile è quella di ricalibrare il VNA col kit SOL sul nuovo piano di misura e di conseguenza fare in modo che il piano di riferimento convenzionale si riposizioni esattamente sul nuovo piano di misura. In entrambi i casi la misura diventa quella di figura 6.5.

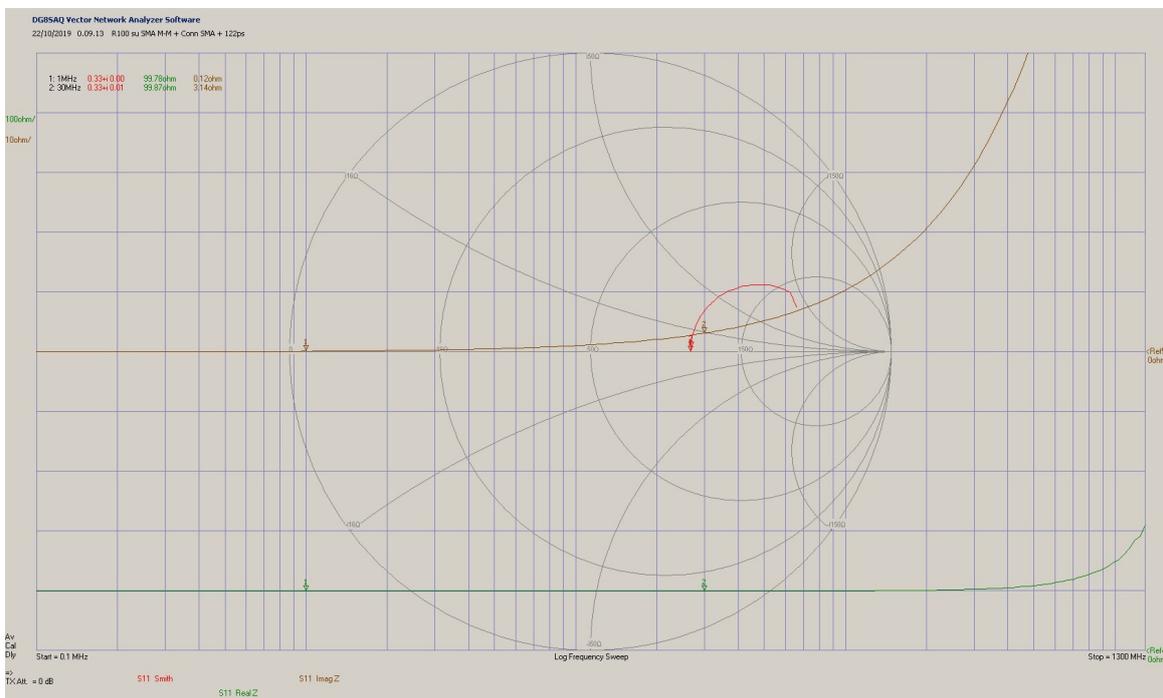


Figura 6.5: Compensazione del delay tra piano di riferimento convenzionale e di misura

7. Misurare il delay di una linea di trasmissione

Quando si misura un dispositivo spesso lo si collega in fondo ad una linea di trasmissione pertanto è necessario spostare il piano di riferimento convenzionale sul nuovo piano di misura. Questa operazione prevede l'inserimento del ritardo (delay) causato dall'introduzione dello spezzone di linea; in pico secondi (ps).

Per ricavare il delay di una linea di trasmissione si deve sapere il suo fattore di velocità VF e la sua lunghezza misurata col metro da un connettore all'altro.

Come esempio ho preparato uno spezzone di cavo deformabile SUCOFORM-141-50 (figura 7.1) intestato con due connettori SMA-m, il cui fattore di velocità $VF=0,71$ [8], la cui lunghezza da connettore a connettore è 170,2 mm (misurata col calibro). Dalla scheda tecnica del connettore SMA di figura 5.1 si evince che la distanza tra il bordo del connettore ed il piano di riferimento convenzionale ci sono 3,43 mm (quota G) quindi per

andare sui due piani di riferimento convenzionali occorre togliere 6,86 mm. La lunghezza della linea diventa quindi $d_f=163,3$ mm.

Dall'equazione 5.7 calcoliamo il ritardo t_d che avrà l'onda nel solo cavo:

$$t_d = d_f \cdot \frac{1}{VF_{PTFE} \cdot C} = 163,3 \cdot 4,695 = 766,7 \text{ ps} \quad 7.1$$

Poi ho inserito un barilotto SMA f-f nel connettore lasciato aperto, perché il connettore SMA m non garantisce l'impedenza di 50Ω quando è lasciato aperto mentre quello femmina si comporta meglio, ed ho aggiunto il ritardo tipico del mio barilotto SMA f-f lasciato aperto; nel mio caso è $43,78$ ps.

Il ritardo complessivo introdotto dallo spezzone di cavo+il barilotto è:

$$t_d = 766,7 + 43,78 = 810,5 \text{ ps} \quad 7.2$$

Sommate sempre i ritardi perché nel calcolo del delay si è già tenuto conto del tipo di dielettrico interposto.



Figura 7.1: Cavo Sucoform 141-50 intestato con SMA-m

Collegiamo lo spezzone di cavo alla porta 1 e facciamo una scansione S_{11} lasciando aperto dall'altro lato il connettore SMA col barilotto inserito. Il risultato è quello di figura 7.2.

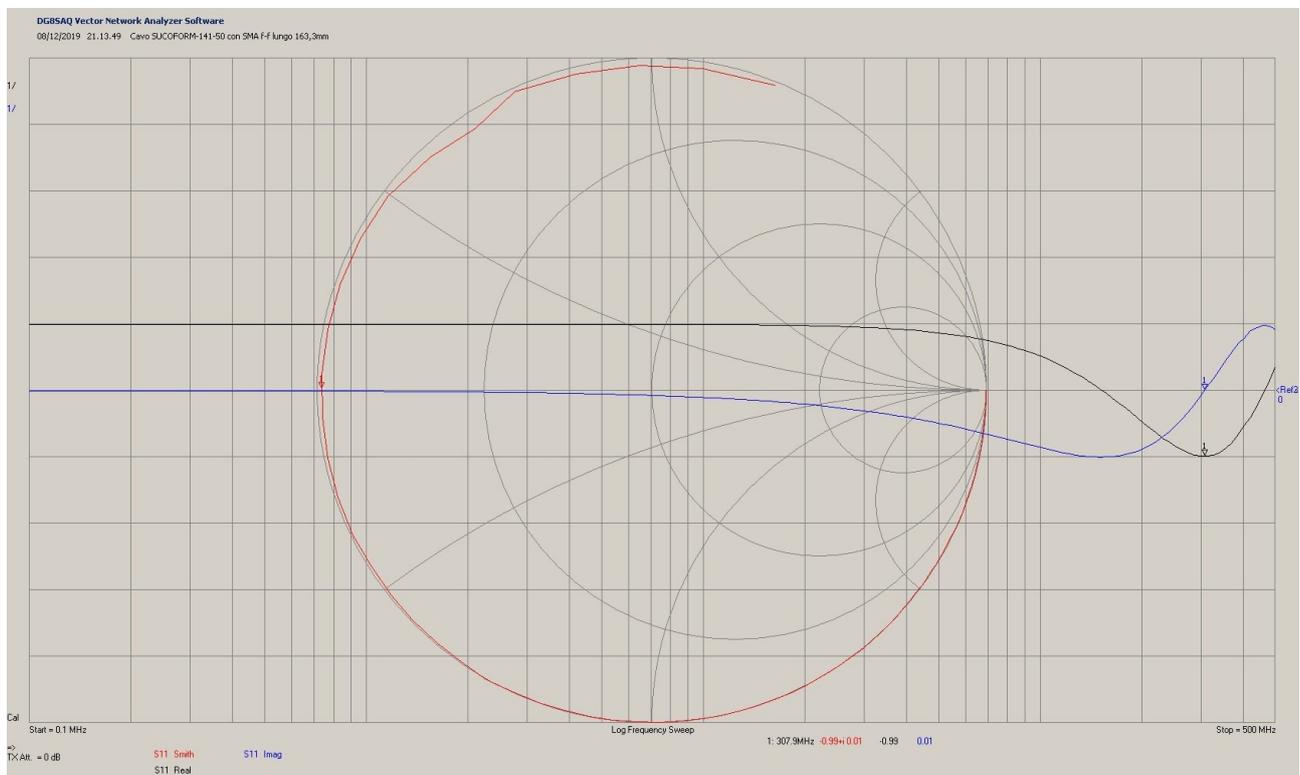


Figura 7.2: Tratto di cavo cavo Sucoform 141-50 aperto

Come potete osservare in figura 7.2 alle frequenze basse il modulo dell' S_{11} (traccia nera) è pari a 1 ma mano a mano che la frequenza cresce, e diventa quella del $\lambda_e/4$, il modulo dell' S_{11} raggiunge il -1; poi ritorna gradualmente al valore 1 quando la frequenza diventa $\lambda_e/2$. All'aumentare delle frequenze la traccia del modulo continuerà ad oscillare tra -1 e 1 in corrispondenza dei multipli di $\lambda_e/4$ e di $\lambda_e/2$. Tutto ciò è segno che il piano di riferimento convenzionale non è posto alla fine della linea coassiale. Ora inseriamo nell'extension port del VNA il valore del delay della 7.2 e vediamo cosa succede.

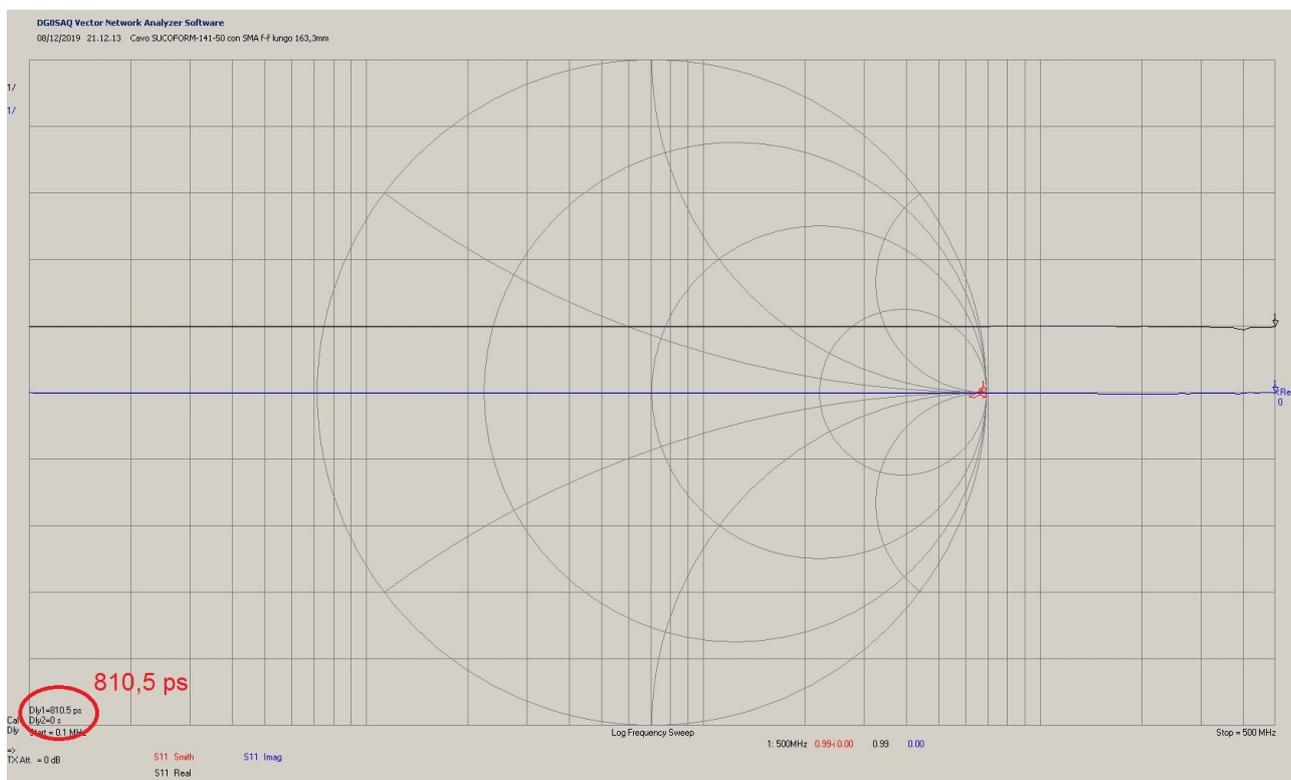


Figura 7.3: Tratto di cavo Sucoform 141-50 aperto con delay corretto

La correzione adottata ha reso orizzontale la parte immaginaria del coefficiente di riflessione (traccia blu), figura 7.3. Non vi è differenza tra il valore calcolato e quello necessario perché ricavare il delay dalla misura fisica è sempre molto affidabile. Le piccole irregolarità sono dovute alle imperfezioni nel dielettrico del cavo. Infatti la lunghezza elettrica del coassiale (anche se di buona qualità) dipende dalla frequenza e varia a seconda della lunghezza a causa delle variazioni nella produzione.

In definitiva, spostare il piano di misura nella nuova posizione, perché si è aggiunto uno spezzone di cavo, è abbastanza complesso ed il risultato non è dei migliori ma tutto sommato è accettabile, specialmente per piccoli spostamenti del piano di misura (paragonati alla lunghezza d'onda). Per grandi spostamenti è meglio svolgere una nuova calibrazione, col kit SOL, sul nuovo piano di riferimento convenzionale ed azzerare così tutti gli errori senza tribolare. Quest'ultima tecnica è anche quella che si usa per svolgere misure in fondo ai cavi di discesa delle nostre antenne senza dover necessariamente imparare a volare o posizionare l'analizzatore d'antenna (alias VNA ad una porta) in cima ad un palo ed osservarlo col drone, hi.

8. Misurare un kit SOL autocostruito.

Volendo costruire un kit SOL con connettore N-f dovremo prima procurare dei connettori N-f di buona qualità, per esempio con flangia a quattro fori, e poi misurare le distanze

fisiche con un buon calibro o trovare le quote sul data sheet del costruttore. Nel mio caso ho utilizzato tre connettori (presi da [9]) a cui sono stati tagliati i pin posteriori, vedi figura 8.1.

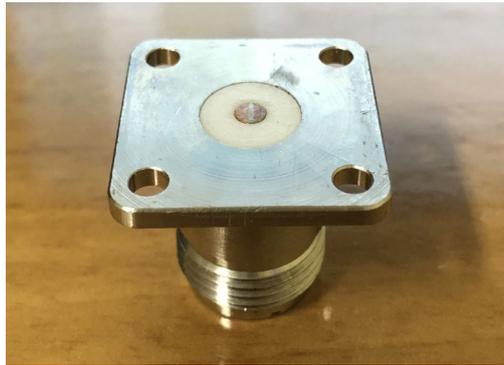


Figura 8.1: Connettore N-f a 4 fori

Le quote rilevate col calibro sono riportate in figura 8.2.

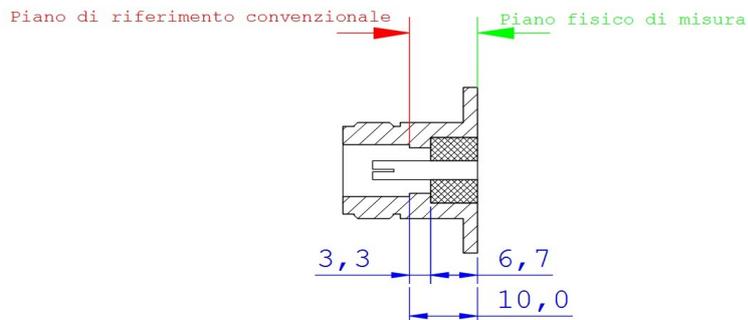


Figura 8.2: Quote connettore N-f con flangia a 4 fori

Dall'equazione 5.7, vista in precedenza, si ricava il delay t_N del nostro connettore N:

$$t_N = t_{aria} + t_{PTFE} = \frac{d_{aria}}{V_{aria}} + \frac{d_{PTFE}}{V_{PTFE}} = 3,3 \cdot 3,333 + 6,7 \cdot 4,830 = 43,36 \text{ ps} \quad 8.1$$

Ora procuriamo una piastrina quadrata di rame sottile (10x10mm spessa qualche decimo di millimetro, come lo schermo dei coassiali RT5020), a cui abbiamo praticato un foro da 3mm in centro, e due resistenze SMD 0805 da 100Ω con precisione 0,1% thin film (RS 666-2437).

Con un potente saldatore saldiamo il tutto come in figura 8.3.



Figura 8.3: Kit SOL con N-f

Abbiamo ottenuto un kit SOL N-f; ora vediamo di caratterizzarlo.

Calibriamo il nostro VNA col Kit SOL acquistato (o andiamo da un amico che ha il VNA calibrato), il più vicino possibile alla porta 1, ponendo la frequenza minima uguale a 100KHz e quella massima a 500MHz (range di utilizzo ipotizzato). Poi, impostiamo 200 punti di misura e teniamo il tempo di assestamento lungo $t_s=100ms$.



Figura 8.4: Setup di misura

Per fare in modo che sia possibile avvitare il kit SOLT autocostruito sullo SMA f della porta 1 è necessario inserire un adattatore da SMA-m a N-m. Il setup di misura preparato utilizza un adattatore della Radiall che potete vedere in figura 8.4. Le due tracce rosse indicano il vecchio ed il nuovo piano di riferimento convenzionale.

Ovviamente dovremo dire al VNA di quanti pico secondi si è spostato il nuovo piano. Per fare ciò misuriamo col calibro la distanza in mm che c'è tra le due linee rosse di figura 8.4; distinguendola tra quella in aria e quella nel PTFE. Trasformiamo con la 5.7 le distanze fisiche d_f (quelle misurate col calibro) nei rispettivi ritardi, ipotizzando nel PTFE un $VF=0,69$, poi sommiamo i delay (come abbiamo fatto nella 5.8) per trovare il ritardo t_A di tutto l'adattatore:

$$t_A = t_{aria} + t_{PTFE} = \frac{d_{aria}}{v_{aria}} + \frac{d_{PTFE}}{v_{PTFE}} = 11,9 \cdot 3,333 + 16,1 \cdot 4,830 = 117,42 \text{ ps} \quad 8.2$$

Poi avvittiamo lo Short auto costruito nell'adattatore; cominciamo dallo Short perché non è affetto dalla capacità parassita tipica dell'Open. Ci aspettiamo di dover aggiungere al delay dell'adattatore calcolato con la 8.2 altri 43,37 ps (calcolati con la 8.1) a causa del ritardo introdotto dal connettore a 4 fori con cortocircuito alla fine. Quindi il ritardo complessivo atteso sulla porta 1 tra il piano di calibrazione e quello fisico sarà:

$$t_T = t_A + t_N = 117,42 + 43,36 = 160,78 \text{ ps} \quad 8.3$$

Inseriamo il delay calcolato con la 8.3 nell'extension port 1 e lanciamo la scansione. Il risultato è rappresentato in figura 8.5.

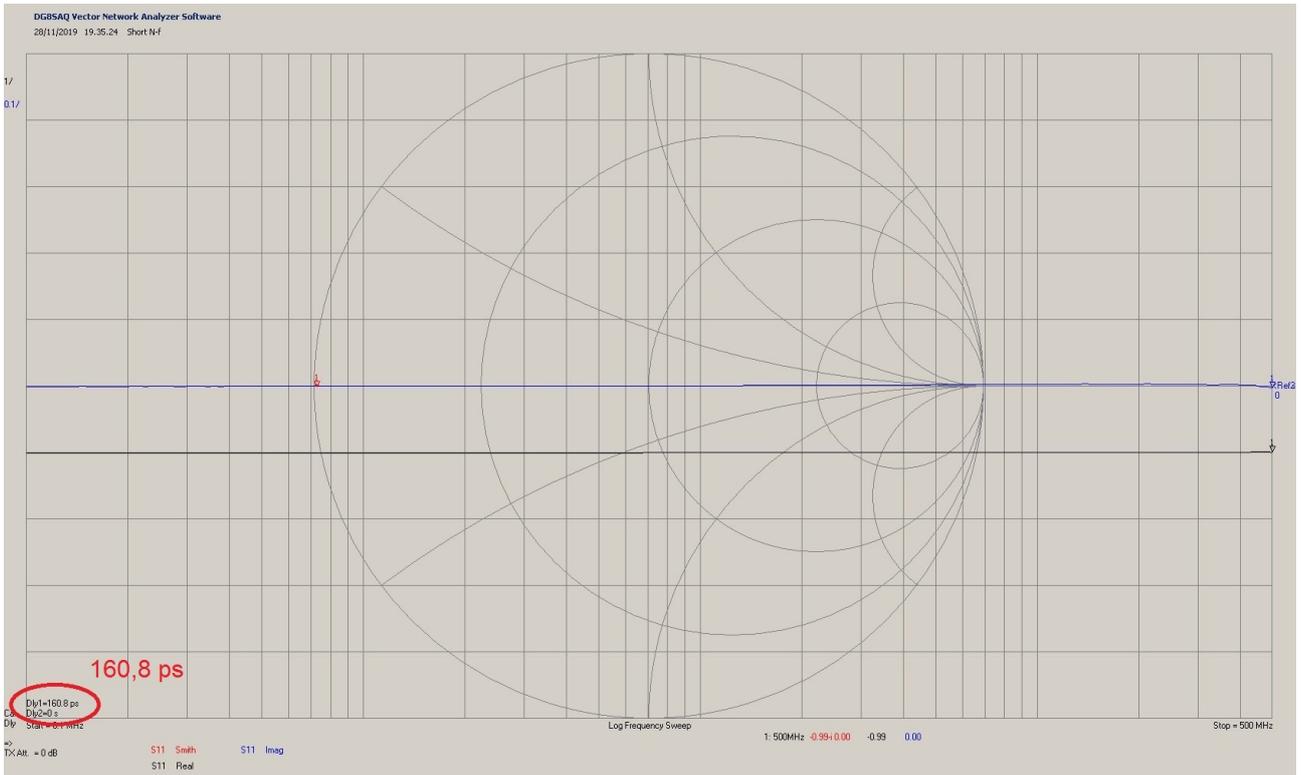


Figura 8.5: Short N senza spostamento del piano di riferimento convenzionale

Per ottenere una traccia orizzontale, abbiamo dovuto correggere il delay portandolo a $t_{Sm}=160,8$ ps. La scala della parte immaginaria (traccia blu) è posta a 0,1 mentre la parte reale (traccia nera) è a 1.

La differenza tra delay dello Short misurato e quello calcolato t_{dS} è veramente piccola:

$$t_{dS} = t_{Sm} - t_T = 160,80 - 160,78 = 0,02 \text{ ps} \quad 8.4$$

Probabilmente dovuto alla piccolissima induttanza parassita.

Comunque, il risultato teorico con quello misurato sono quasi coincidenti e ciò a conferma che il valore calcolato dalle misure fisiche è estremamente accurato.

Prendiamo come ritardo dello Short quello teorico più gli 0,02 ps misurati:

$$t_s = 43,37 + 0,02 = 43,39 \text{ ps} \quad 8.5$$

Allo stesso modo facciamo con l'Open.

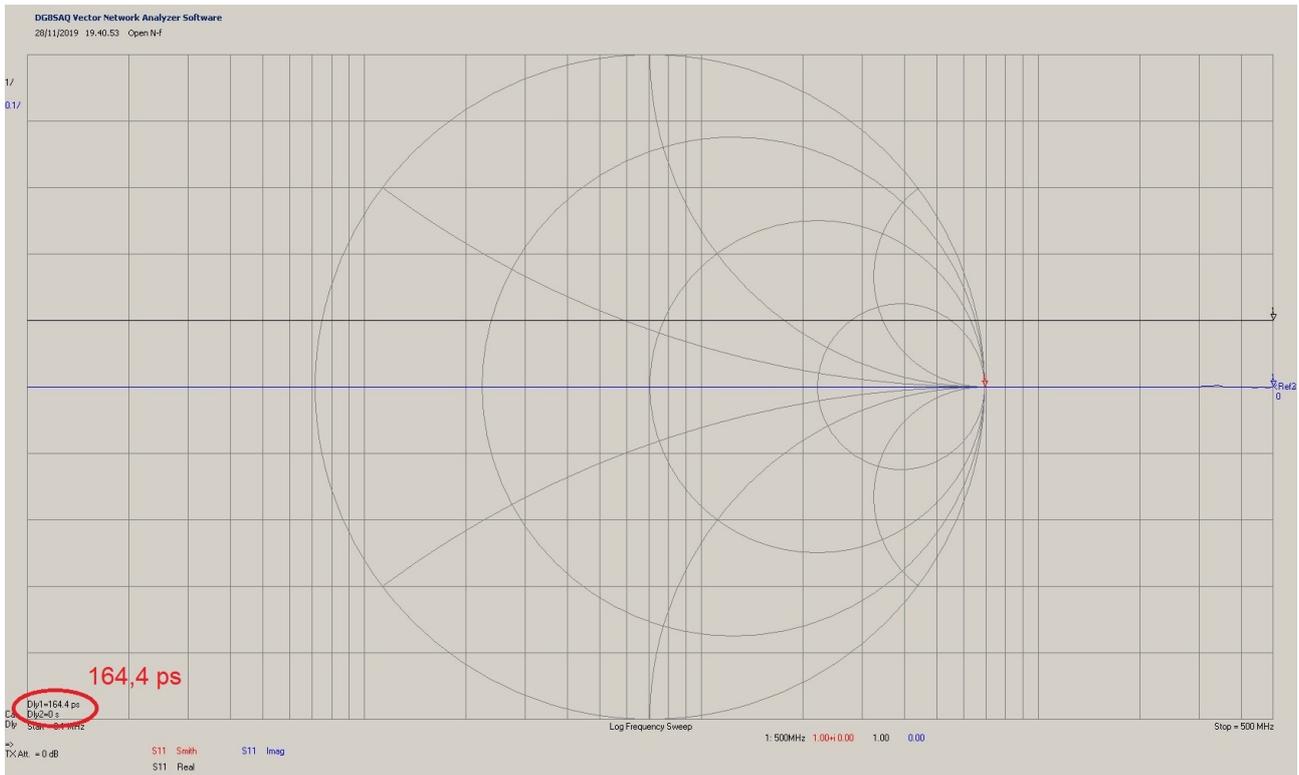


Figura 8.6: OPEN autocostruito: delay misurato dopo calibrazione con se stesso

In questo caso il delay necessario a raddrizzare la traccia blu è $t_{Om}=164,4$. Per cui la differenza tra delay dell'Open misurato e quello calcolato t_T con la 8.3 è:

$$t_{dO} = t_{Om} - t_T = 164,4 - 160,78 = 3,62 \text{ ps} \quad 8.6$$

Quindi il delay complessivo del nostro Open diventa:

$$t_O = t_N + t_{dO} = 43,36 + 3,62 = 46,98 \text{ ps} \quad 8.7$$

Abbiamo aggiunto la differenza di 3,62 ps perché imputata alla capacità parassita dell'aperto.

Ora con un multimetro a 4 fili (io ho usato un HP 34401A) misuriamo la resistenza del nostro Load che, nel mio caso, presenta una $R=50,006 \text{ Ohm}$.

Con i dati sopra possiamo azzardare una prima ipotesi di parametri per il nostro kit SOL autocostruito. Infatti con i delay t_S e t_O sappiamo la distanza tra il piano fisico e il piano di riferimento convenzionale (che sarà anche il piano di misura). Inoltre sappiamo che il piano fisico si trova più lontano dalla porta 1 e che l'onda di tensione percorre due volte il tragitto (two way) quando svolge la calibrazione S_{11} .

Quindi i parametri che caratterizzano il nostro kit SOL sono i seguenti:

$$\text{SHORT delay two way} = -2 \cdot t_S = -2 \cdot 43,39 = -86,78 \text{ ps} \quad 8.8a$$

$$\text{OPEN delay two way} = -2 \cdot t_O = -2 \cdot 46,98 = -93,96 \text{ ps} \quad 8.8b$$

$$\text{LOAD resistance} = 50,006 \text{ Ohm} \quad 8.8c$$

Per ora trascuriamo la capacità parallelo del $C_{//}$ del Load.

Una volta inseriti i valori nel VNA facciamo una calibrazione col kit SOL appena caratterizzato in modo che il piano di misura si sposti stabilmente sulla corona dell'adattatore di figura 8.4 (cerchio rosso).

Fate attenzione ad azzerare l'extension port precedentemente inserito perché altrimenti la calibrazione non sarà accurata.

Fatto ciò avviamo nell'adattatore lo Short del kit SOL, quello appena utilizzato per la calibrazione, e facciamo una misura S_{11} per vedere quanto delay dobbiamo inserire per spostare il piano di riferimento convenzionale dalla corona dell'adattatore (piano di

riferimento convenzionale) al piano fisico dello Short. Tale delay, se abbiamo fatto le cose per bene, dovrà essere uguale al t_0 della 8.7.

La traccia della parte immaginaria dell' S_{11} diventa piatta con extension port = 46,98 ps; praticamente perfetto.

Facciamo la stessa cosa anche con lo Short ove ho trovato che l'extension port = 43,39 ps.

Se i valori fossero molto diversi, o se alle alte frequenze cominciassero ad ondeggiare, non avremo calibrato bene il VNA o calcolato bene i ritardi. Non vi dannate perché la misura dipende da molti fattori come: la temperatura e la coppia di serraggio dei connettori inoltre ricordate che non potrete essere più accurati del kit di calibrazione con cui avete fatto la prima calibrazione.

La misura del Load invece risulta più problematica perché occorre inserire per tentativi la capacità parallelo $C_{//}$ ed affinare il valore più volte prima di arrivare a quello che permette di ottenere la traccia dell' S_{11} immaginaria piatta (traccia blu di figura 8.7). Con la versione 36.5.0 del VNWA si può utilizzare la funzione OPTIMIZE che permette di trovare automaticamente (in modo recursivo) il valore dei parametri; il nostro Load autocostruito ha $C_{//}=2,7$ fF.

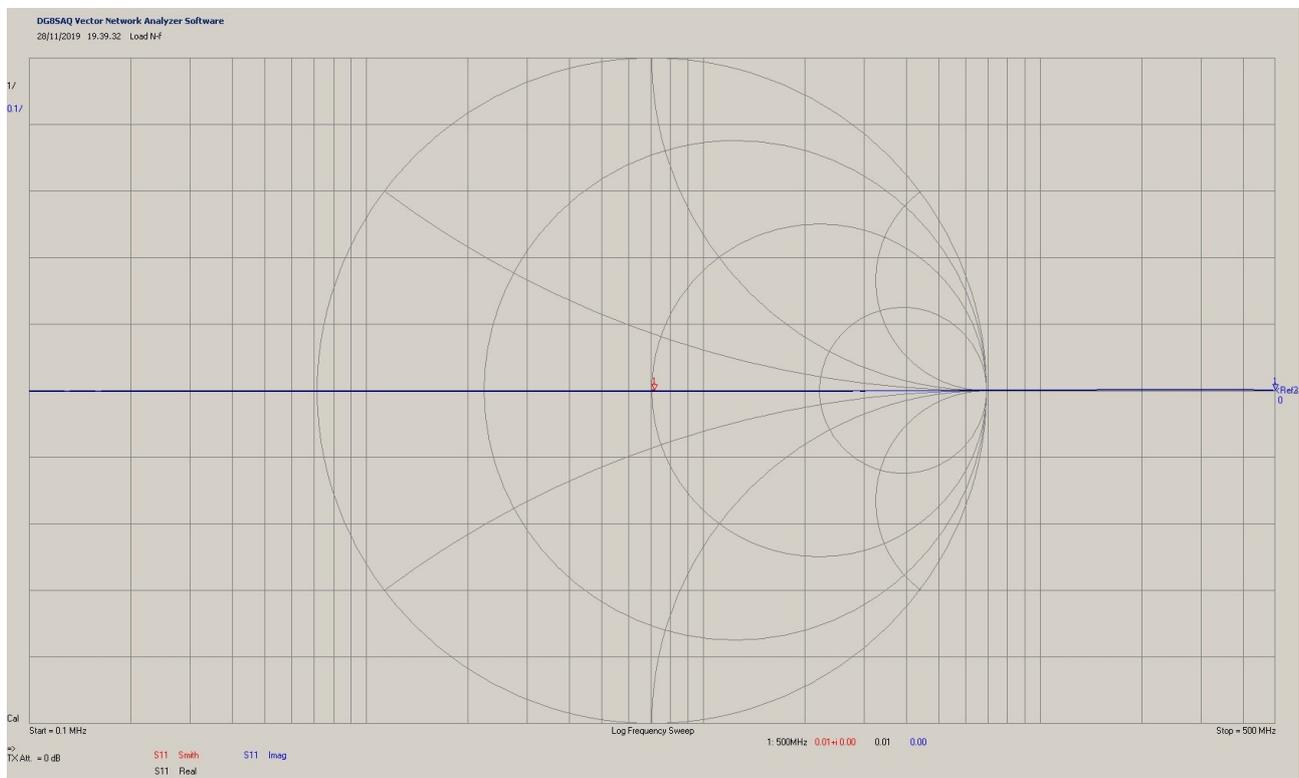


Figura 8.7: LOAD autocostruito, con $C_{//}=2,7$ fF

Vi faccio notare che variando il un delay nell'extension port con Load inserito non modifica in alcun modo la traccia dell' S_{11} ; infatti, come abbiamo già detto in precedenza, il Load che usiamo per calibrare viene preso dal VNA come se fosse ideale e quindi per il VNA l'onda riflessa viene compensata a zero.

A completamento del kit SOL aggiungiamo lo Thru; allo scopo prendiamo l'adattatore N-f/N-f di figura 8.8 e con un calibro misuriamo le distanze in aria e nel PTFE.



Figura 8.8: Thru N-f/N-f

Dalle misure rilevate si trova che il tratto in aria è di 10,53 mm mentre quello nel PTFE è di 9,25mm. Da ciò con la 5.7 si ottiene il seguente delay:

$$t_T = t_{aria} + t_{PTFE} = \frac{d_{aria}}{v_{aria}} + \frac{d_{PTFE}}{v_{PTFE}} = 10,50 \cdot 3,333 + 9,30 \cdot 4,830 = 79,91 \text{ ps} \quad 8.9$$

Per cui il ritardo del Thru, essendo attraversato dall'onda una volta sola, diventa:

$$THRU_{one\ way} = 79,91 \text{ ps} \quad 8.10$$

Con la stessa tecnica potremo costruire altri kit SOLT ma in generale basta lo SMA, l'N ed il PL. Quest'ultimo non richiede grandi caratterizzazioni perché lavora fino alle HF. Nell'ultimo capitolo vedremo un esempio di costruzione di un kit SOL con connettore PL femmina.

9. Misurare un induttore.

Un induttore ideale è caratterizzato dalla sola induttanza L che resta costante al variare della frequenza e pertanto presenta un'impedenza complessa Z_L il cui modulo cresce linearmente con la frequenza.

$$Z_L = j\omega \cdot L = j2\pi f \cdot L \text{ Ohm} \quad 9.1$$

Se colleghiamo un induttore ideale in fondo ad una linea ideale, avente impedenza $Z_0 = 50 \Omega$, presenterà alla porta 1 un coefficiente di riflessione complesso $\Gamma = S_{11}$:

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{j\omega L - 50}{j\omega L + 50} \quad 9.2$$

La 9.2 si ricava dalla 2.7 esplicitando il parametro scatter S_{11} (che vi ricordo essere uguale al coefficiente di riflessione). Come si può osservare il coefficiente di riflessione varia al variare di ω e al crescere di ω passa dal valore -1 (corto circuito) al valore 1 (circuito aperto). In pratica percorre il semicerchio superiore più esterno della carta di Smith, figura 3.3, a partire da sinistra (corto circuito).

Quindi il modulo del parametro S_{11} , al crescere di ω , è sempre uguale ad uno mentre la sua fase varia da +180 a 0 gradi. Come potete vedere il comportamento del parametro S_{11} , alias coefficiente di riflessione Γ , è molto diverso da quello dell'impedenza Z_L .

Inoltre l'impedenza Z_L non viene misurata direttamente ma viene calcolata dal parametro scatter S_{11} (formula 2.7) ed il parametro S_{11} a sua volta è ottenuto con un ponte riflettometrico (formula 2.2). La sensibilità dello strumento quindi non è la stessa per tutte le impedenze che si presentano sul piano di riferimento convenzionale ma ha il suo massimo intorno a coefficienti di riflessione con fase di +90° ($Z_L = +j50$); comunque da 42° a 135° mantiene una buona sensibilità.

Purtroppo l'induttore ideale nella realtà non esiste quindi si è dovuto trovare un modello che descriva nel modo migliore possibile l'induttore reale. Fino a 500 MHz il modello più utilizzato [2] è quello di figura 9.1.

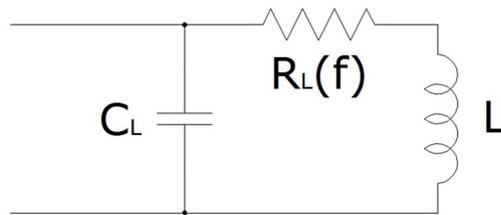


Figura 9.1: Modello di induttore reale

Ovviamente il modello di figura 9.1 comprende l'induttore ideale L con in serie la resistenza parassita R_L , il cui valore dipende dalla frequenza (f) perché rappresenta l'effetto pelle dei conduttori (e/o il materiale ferromagnetico se presente) e la capacità parassita C_L , dovuta ai reofori ed alla vicinanza delle spire dell'avvolgimento. Non mi dilungo oltre perché non è la sede ma in [2] potete approfondire l'argomento.

Il modello di figura 9.1 presenta un'impedenza molto diversa dall'induttanza pura che abbiamo esaminato prima ed, in sintesi, è la seguente:

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_L} (R_L(f) + j\omega L) = \frac{R_L(f) + j\omega L}{1 + j\omega C_L R_L(f) - \omega^2 C_L L} \text{ ohm} \quad 9.3$$

Facendo i calcoli per bene, l'equazione 9.3 risulta induttiva fino alla frequenza di risonanza f_0 ma poi diventa addirittura capacitiva passando, alla risonanza, per resistiva pura.

Infatti, la frequenza di risonanza della 9.3 è quella frequenza ove la parte reattiva (immaginaria) si annulla ed è:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC_L} - \frac{R_L^2(f)}{L^2}} \text{ Hz} \quad 9.4$$

L'equazione 9.4 darà origine ad una frequenza di risonanza reale solo se l'elemento sotto radice è positivo e ciò avviene solo se:

$$L \geq R_L^2(f) C_L \quad 9.5$$

La condizione 9.5 è quasi sempre verificata perché il valore dell'induttanza è solitamente grande rispetto all'altro termine.

Infine, se osserviamo la formula 9.3 vedremo che alle frequenze basse $f < 1\text{kHz}$ ($\omega = 2\pi f$) l'impedenza $Z_L \approx R_L(f) \approx 0 \text{ Ohm}$; vi ricordo che $R_L(f)$ rappresenta la resistenza parassita del conduttore avvolto che costituisce l'induttore e la dipendenza dalla frequenza f è dovuta all'effetto pelle. Alle frequenze alte invece è la capacità che tende a cortocircuitare sia la resistenza che l'induttanza. Per cui sia alle basse che alle alte frequenze l'impedenza Z_L è un corto circuito.

Il diagramma di bode dell'impedenza 9.3 è il seguente:

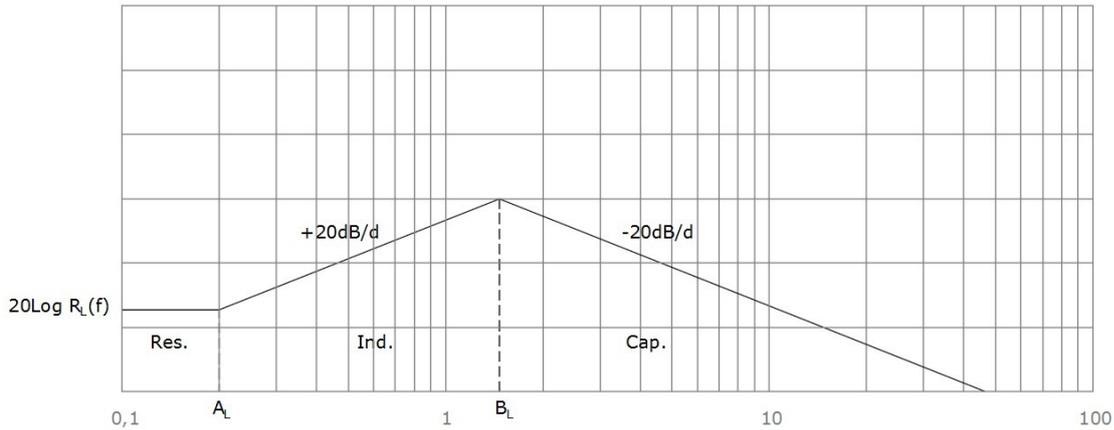


DIAGRAMMA DI BODE 01

I punti salienti sono:

$$A_L = \frac{R_L(f)}{2\pi L} \text{ Hz}$$

$$B_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_L}} \text{ Hz}$$

Quindi, sulla carta di Smith vedremo una traccia che parte dal punto A di figura 3.2, invade in senso orario la zona superiore della carta (quella induttiva) e, se la f è sufficientemente grande, la traccia continua a ruotare in senso orario fino a raggiungere di nuovo il punto A invadendo il semicerchio inferiore (quello capacitivo). Nel punto in cui la traccia attraversa il diametro orizzontale della carta di Smith vi sarà la risonanza parallelo; se annotate la frequenza questa sarà f_0 della formula 9.4.

Bene, vediamo se le cose stanno proprio così.

Calibriamo il nostro VNA in fondo ad uno spezzone di cavo (per esempio quello usato in figura 7.1) col kit di SOL femmina ed adottiamo 1000 punti di misura e un tempo di assestamento di 20mS per punto.

Fatto ciò prendiamo un connettore SMA f per PCS (tipo Huber+Suhner cod. 82_SMA-50-0-1) misuriamo col calibro la distanza $d_f=7,2$ mm e calcoliamo il ritardo t_d con la formula 5.7:

$$t_d = d_f \cdot \frac{1}{VF \cdot c} = 7,2 \cdot 4,831 = 34,78 \text{ ps} \quad 9.6$$

Poi, portiamo il piano di riferimento convenzionale sul piano di misura inserendo il delay t_d ricavato con la 9.6 nell'extension port 1 del VNA. Ora siamo pronti per fare le misure; saldiamo un'induttanza a caso, presa dal solito cassetto, sul connettore SMA f per PCS (figura 9.2) ed avvitiamo il tutto in fondo allo spezzone di cavo dove abbiamo fatto la calibrazione SOL.



Figura 9.2: Induttore su SMA f per PCS

Lanciamo la scansione e dopo 20s il risultato è il seguente:

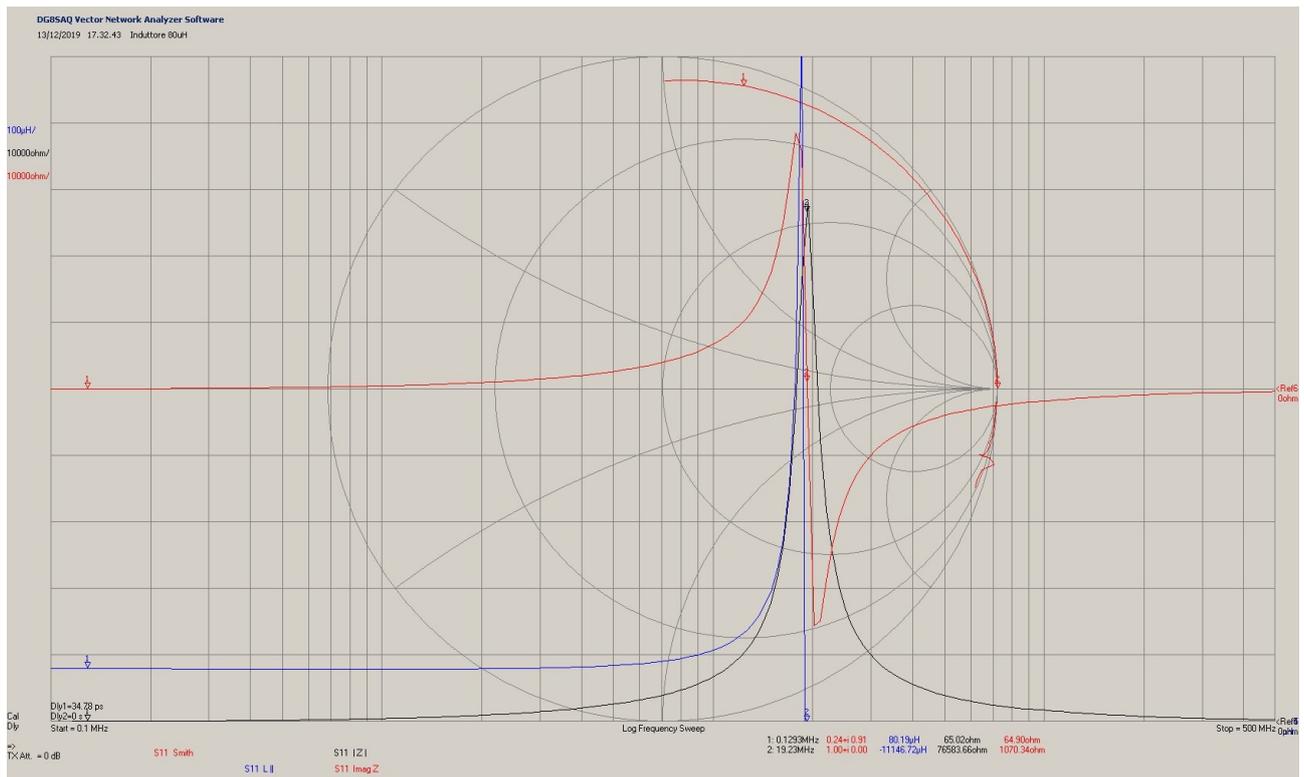


Figura 9.3: Misura di induttore da 82uH

La linea blu di figura 9.3 è l'induttanza che resta costante fino a 3MHz e la risonanza si manifesta a $f_0=19,23\text{MHz}$ (marker 2). Il valore nominale dell'induttanza si legge alle basse frequenze (marker 1 $\approx 100\text{KHz}$) $80,19\mu\text{H}$. Notate la traccia rossa sulla carta di Smith, parte in alto vicino al marker 1 perché la frequenza iniziale di scansione è 100KHz e non zero. Al crescere della frequenza la traccia ruota nel semicerchio superiore (quello induttivo), attraversa il diametro orizzontale della carta di Smith nel punto di risonanza (marker 2 $\approx 19,23\text{ MHz}$) e poi invade il semicerchio inferiore presentando di fatto una reattanza capacitiva. Proprio come ci si aspettava dal modello di figura 9.1. La traccia nera rappresenta il modulo dell'impedenza Z_L mentre la traccia rossa in mezzo al grafico rappresenta la sua reattanza. Infine alla risonanza il modulo dell'impedenza è $Z_L=76,5\text{ K}\Omega$ per cui si tratta effettivamente di risonanza parallelo.

Se semplifichiamo la formula 9.4, ipotizzando $R_L(f)\approx 0$ alle basse frequenze, potremmo approssimare il valore della capacità parassita C_L :

$$C_L \approx \frac{1}{L \cdot (2\pi f_0)^2} = \frac{1}{80,19 \cdot 10^{-6} \cdot (6,28 \cdot 19,23 \cdot 10^6)^2} = 0,854 \text{ pF} \quad 9.7$$

Riassumendo, l'induttore lavora bene fino a qualche MHz poi gli elementi parassiti si fanno sentire ma avendo il grafico dell'andamento dell'induttanza si può sapere con precisione il valore di L ad ogni frequenza compresa nel range di misura. Un LCR meter probabilmente risulta più preciso ma la misura viene effettuata ad una frequenza fissa, solitamente ad 1 Khz, mentre col VNA si può sapere fino a quale frequenza si può usare l'induttore e ricavare i suoi parametri parassiti alla frequenza voluta.

Un altro esempio di induttore è quello di figura 9.4; è un induttore in aria.

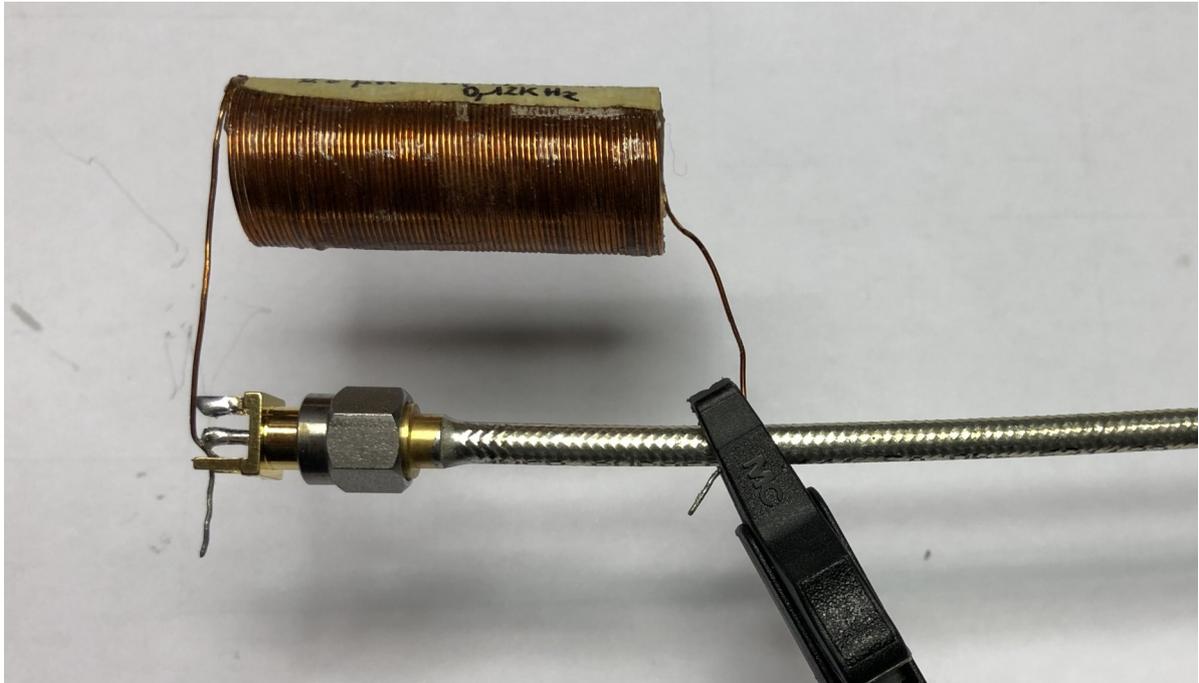


Figura 9.4: Induttore in aria

L'uso di un conduttore coassiale conformabile senza guaina esterna permette di semplificare la connessione del polo "freddo" dell'induttanza con l'uso di una pinzetta. Ciò introduce un'induttanza parassita che rende meno accurata la misura. Sarebbe stato meglio collegare l'induttore sul piano di misura anche se ciò avrebbe aumentato la capacità parassita dovuta alla vicinanza dei reofori ed avrebbe comunque reso la misura meno accurata. In entrambi i casi introduciamo un errore quindi, se potete perché il case lo permette, state il più vicino possibile al piano di misura per avere un buon compromesso tra comodità ed accuratezza.

La scansione origina i diagrammi di figura 9.5.



Figura 9.5: Grafici dell'induttore in aria

L'induttore, in linea di massima, si comporta come quello precedente; ha una risonanza parallelo a $f_0=29,66$ MHz (marker 2) poi dopo il classico tratto capacitivo presenta numerose altre risonanze fuori dalla portata del nostro modello circuitale. L'induttanza "nominale" è di $22\mu\text{H}$.

Per finire misuriamo un induttore che userò per fare una trappola per gli 80m. La bobina è dimensionata con l'ottimo programma che trovate in [10]. I parametri fisici della bobina sono: supporto in PE da 50mm, 22 spire di filo smaltato da 1,3mm e lunghezza dell'avvolgimento circa 30mm. Il risultato lo vedete in figura 9.6.

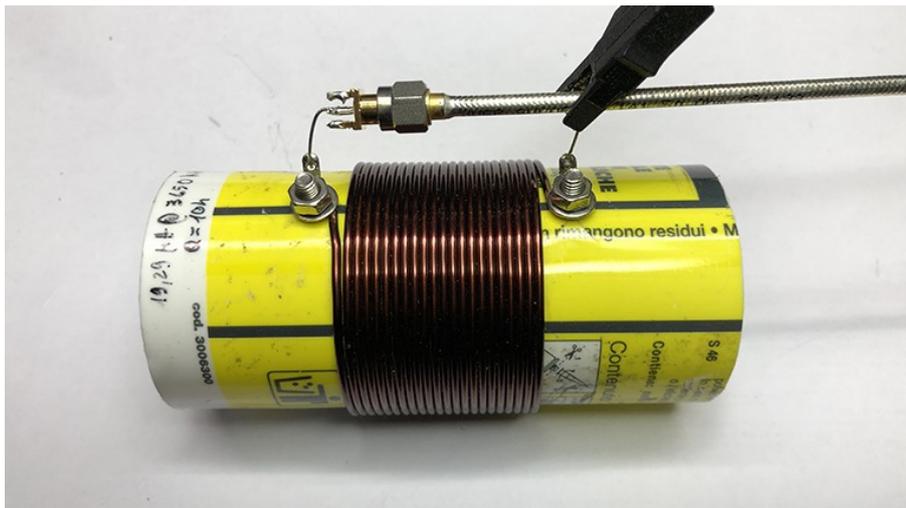


Figura 9.6: Bobina per trappola 80m

Poiché la trappola dovrà lavorare a 3850 KHz ho ristretto il campo di misura da 100KHz a 30 MHz. La variazione del range di frequenza ci obbliga a svolgere una nuova calibrazione col kit SOL.

Una volta fatta si ottiene il grafico di figura 9.7.

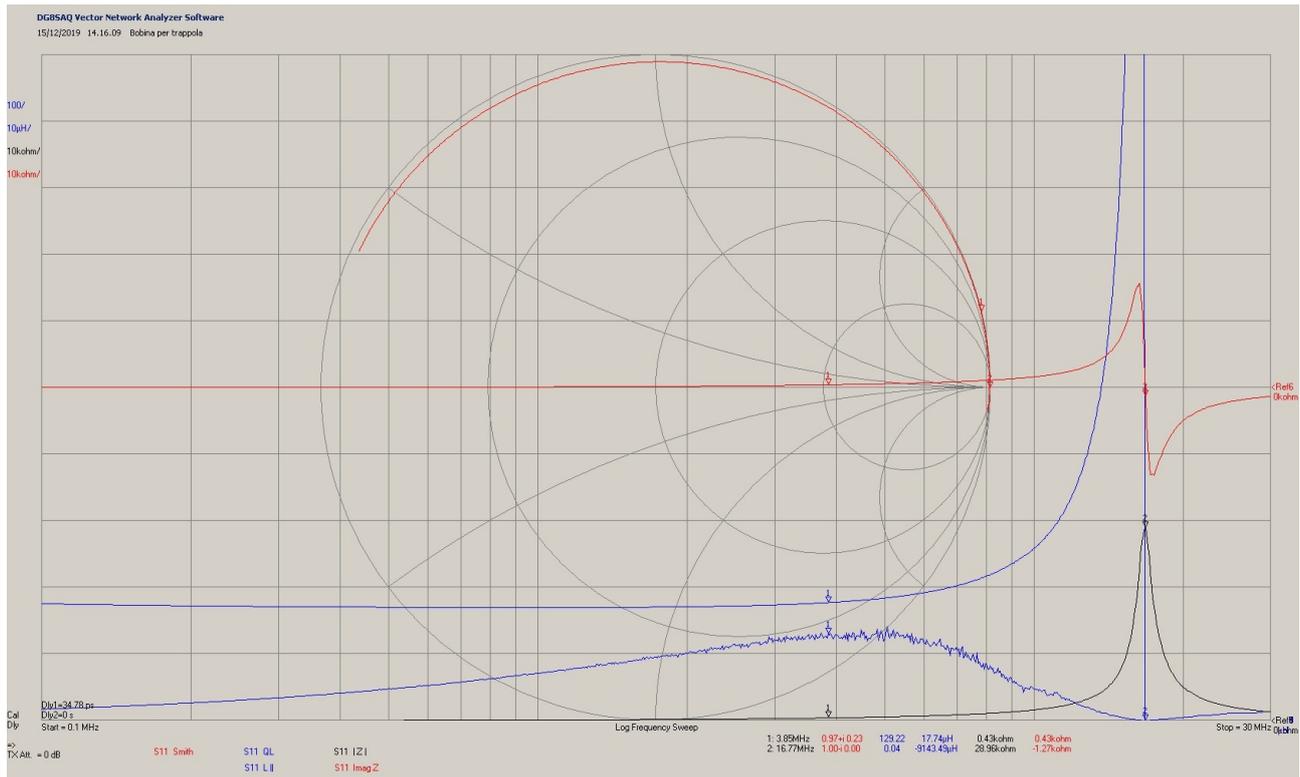


Figura 9.7: Grafici bobina per trappola 80m

L'induttore si comporta in aderenza al modello teorico, il marker 1, posto a 3850 KHz, indica che l'induttanza è 17,74 μ H. Il tracciato blu rappresenta l'andamento del Q_U che in corrispondenza del marker 1 è circa 129 mentre la frequenza di risonanza è $f_0=16,77$ MHz. Con i suddetti dati è possibile caratterizzare completamente l'induttore.

Dal valore del Q_U , rimaneggiando la 2.9, e con la parte immaginaria dell'impedenza, possiamo ricavare il valore della resistenza parassita alla frequenza d'interesse $f=3850$ KHz.

$$R_L(f) = \frac{|X_L|}{|Q_U|} = \frac{2\pi f \cdot L}{Q_U} = \frac{429.1}{129.2} = 3,32 \text{ Ohm} \quad 9.8$$

Se approssimiamo la capacità parassita C_L con la 9.7 avremo caratterizzato completamente il nostro induttore reale.

10. Misurare un condensatore.

Un condensatore ideale è definito dalla sola capacità C che resta costante al variare della frequenza e pertanto presenta un'impedenza complessa Z_C il cui modulo decresce iperbolicamente con la frequenza.

$$Z_C = \frac{1}{j\omega \cdot C} = -j \frac{1}{2\pi f \cdot C} \text{ Ohm} \quad 10.1$$

Se colleghiamo un condensatore ideale in fondo ad una linea ideale, avente impedenza $Z_0 = 50 \Omega$, presenterà alla porta 1 un coefficiente di riflessione Γ :

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0} = \frac{1 - j50\omega C}{1 + j50\omega C} \quad 10.2$$

La 10.2 si ricava sempre dalla 2.7 esplicitando il parametro scatter S_{11} . Il coefficiente di riflessione anche in questo caso varia al variare di ω ma al suo crescere passa dal valore

1 (circuito aperto) al valore -1 (corto circuito). In pratica percorre il semicerchio inferiore più esterno della carta di Smith, figura 3.3, a partire da destra.

Il modulo del parametro S_{11} è sempre uguale ad uno mentre la sua fase, al crescere di ω , passa da 0 a -180 gradi. Come potete immaginare il comportamento del parametro S_{11} è molto simile a quello dell'induttore visto nel paragrafo precedente.

Dato che l'impedenza Z_C non viene misurata direttamente ma viene calcolata dal parametro scatter S_{11} (formula 2.7) la sensibilità dello strumento non è la stessa per tutte le impedenze che si presentano sul piano di riferimento convenzionale e la sua massima accuratezza si ha intorno a coefficienti di riflessione con fase di -90° ($Z_C = -j50$) ma la sensibilità resta comunque buona da -42° a -135° .

Purtroppo il condensatore ideale, come per l'induttore, non esiste quindi si è dovuto trovare un modello che descriva nel modo migliore possibile il condensatore reale.

Fino a 500 MHz il modello più utilizzato è quello di figura 10.1 (ma ce ne sono altri più sofisticati) [2]. Il modello include oltre alla capacità ideale l'induttanza parassita L_C dei reofori e la resistenza parassita R_C , che raggruppa tutti i fenomeni dissipativi ed è anche detta ESR (Equivalent Series Resistance).

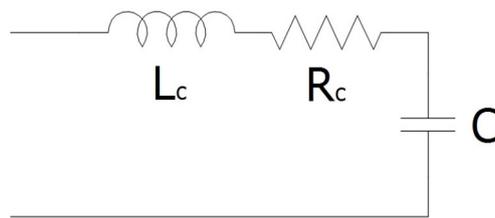


Figura 10.1: Modello di condensatore reale

L'abbiamo riconosciuto subito, si tratta di un risonatore serie la cui impedenza Z_C al variare della frequenza è:

$$Z_C = R_C + j\left(\omega L_C - \frac{1}{\omega C}\right) \text{ Ohm} \quad 10.3$$

La cui corrispondente frequenza di risonanza è:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_C C}} \text{ Hz} \quad 10.4$$

Se osserviamo la formula 10.3 vedremo che alle frequenze basse $f < 1\text{kHz}$ l'impedenza Z_C avrà la componente capacitiva dominante sia su quella induttiva sia su quella resistiva. Mentre alle alte frequenze è la componente induttiva di Z_C a prevalere sulle altre due. Per cui sia alle basse che alle alte frequenze l'impedenza diventa un circuito aperto.

Il diagramma di bode dell'impedenza 10.3 è il seguente:

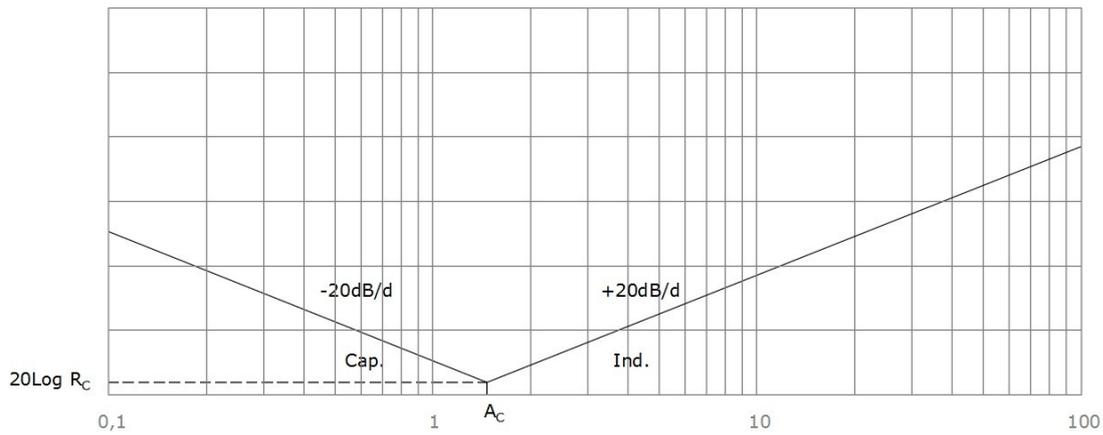


DIAGRAMMA DI BODE 02

Il punto saliente è:

$$A_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_C C}} \text{ Hz}$$

Sulla carta di Smith vedremo quindi una traccia che parte dal punto B di figura 3.2, invade in senso orario la zona inferiore della carta (quella capacitiva) e, se la f è sufficientemente grande, continua a ruotare in senso orario fino a raggiungere di nuovo il punto B percorrendo il semicerchio superiore (quello induttivo). Nel punto in cui la traccia attraversa il diametro orizzontale della carta di Smith vi sarà la risonanza serie. Se annotate la frequenza questa sarà f_0 della formula 10.4.

Ora misuriamo un condensatore a disco dal valore nominale di 47pF utilizzando lo stesso setup utilizzato per l'induttore; vedi figura 10.2.

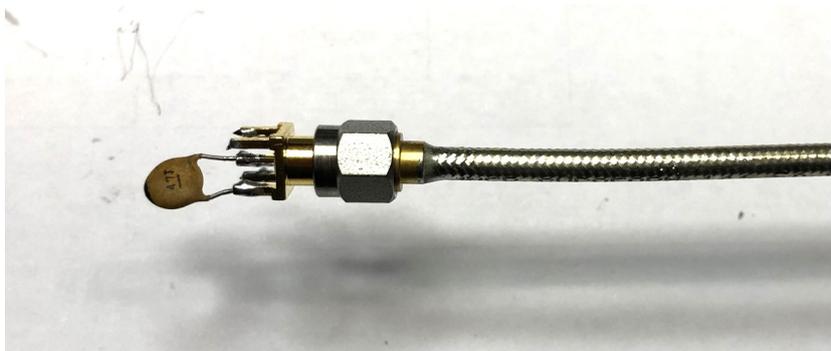


Figura 10.2: Condensatore a disco

La scansione produce i grafici di figura 10.3.

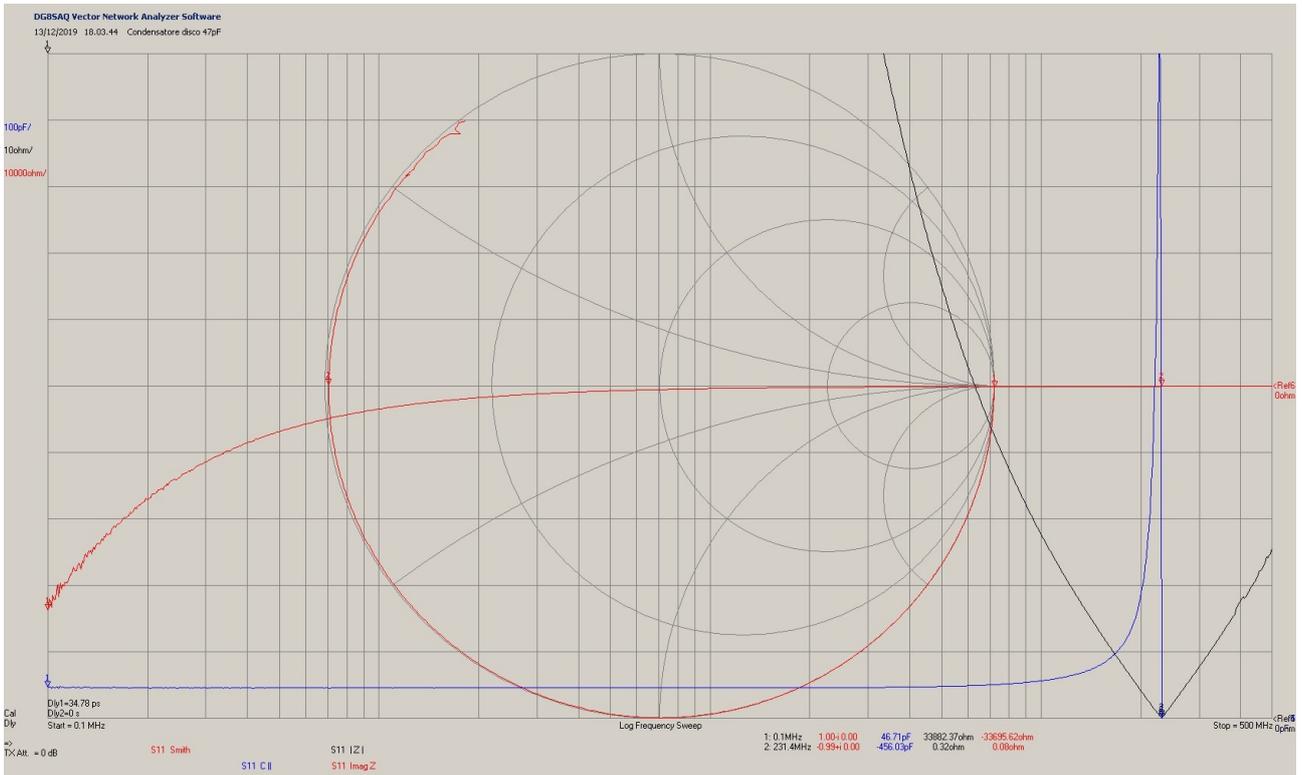


Figura 10.3: Grafici del condensatore a disco

Anche i grafici del condensatore rispettano la teoria. La traccia rossa sulla carta di Smith parte dal circuito aperto (marker 1) percorre tutto il semicerchio inferiore a reattanze capacitive, incontra il diametro orizzontale nel punto di risonanza f_0 (marker 2 a 231MHz) e prosegue nel semicerchio superiore a reattanza positiva ove la reattanza induttiva prevale. La risonanza f_0 è di tipo serie perché il modulo dell'impedenza alla risonanza è circa zero (traccia nera). La capacità nominale, letta a 100KHz, è $C=46,71\text{pF}$ e si mantiene pressoché costante fino a 50 MHz.

Riassumendo, si tratta di un buon condensatore utilizzabile sicuramente in tutta la banda HF fino alla banda dei 6m.

Caratterizziamo ora un condensatore knobdoor di fabbricazione Sovietica da 47pF (6KV 7KVAR) che vedete in figura 10.4.

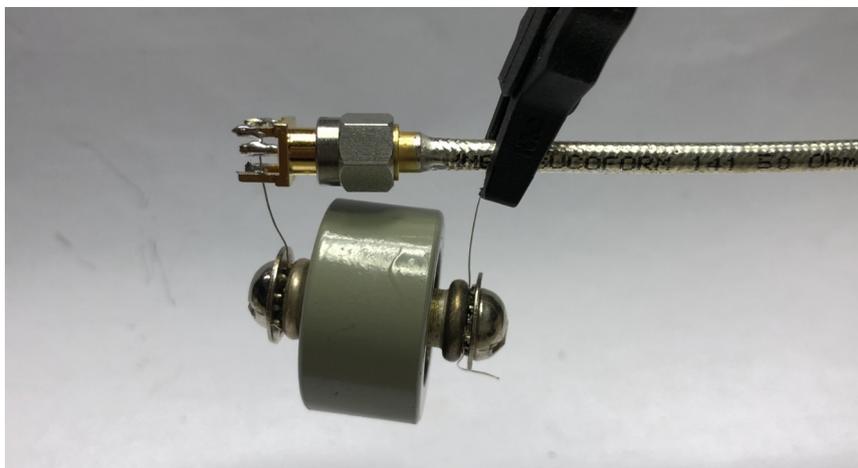


Figura 10.4: Condensatore knobdoor 47pF

Lanciamo la scansione ed otteniamo:

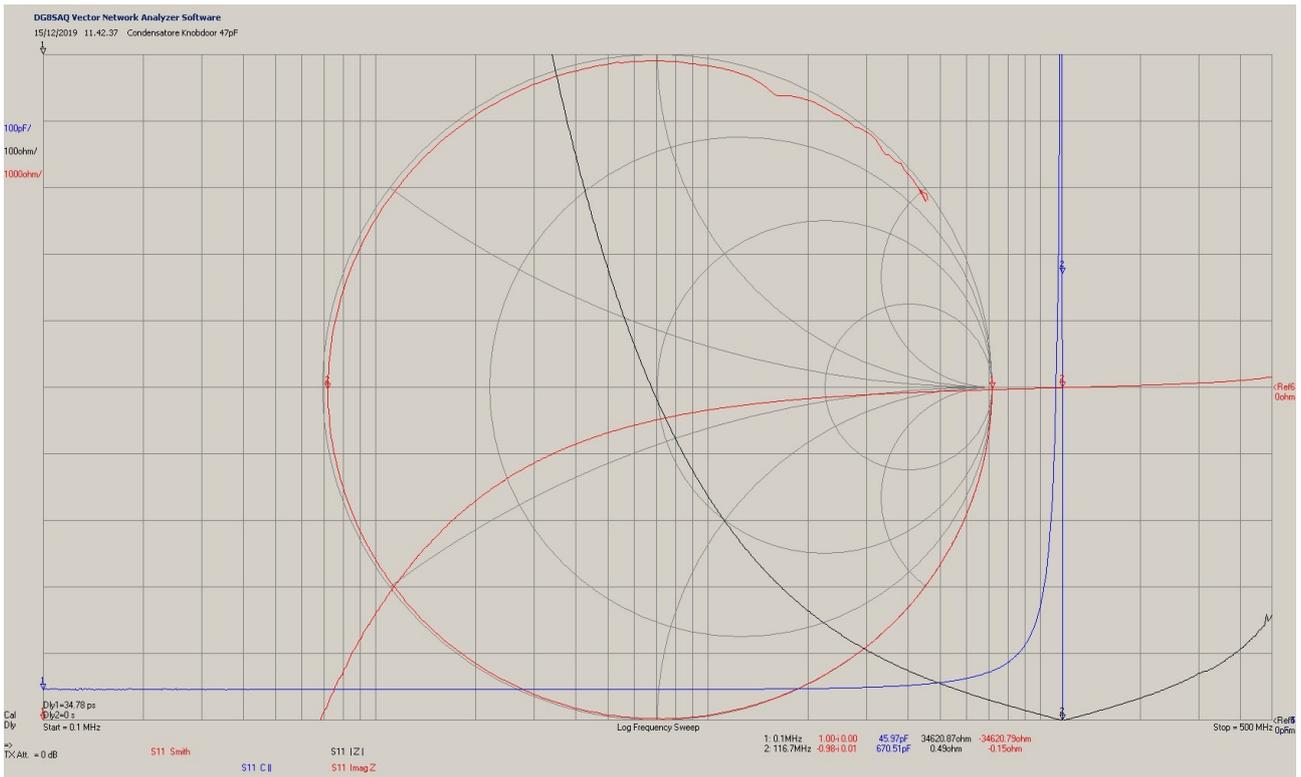


Figura 10.5: Grafico del condensatore knobdoor 47pF

La capacità nominale, letta a 100KHz, è $C=45,97\text{pF}$, si mantiene pressoché costante fino a 30 MHz e la risonanza serie (marker 2) accade a $f_0=116,7\text{ MHz}$.

La resistenza parassita R_C la si legge alla risonanza ed è $R_C=0,49\ \Omega$ mentre l'induttanza parassita si ottiene rimaneggiando la 10.4:

$$L_C = \frac{1}{C \cdot (2\pi f_0)^2} = \frac{1}{45,97 \cdot 10^{-12} \cdot (6,28 \cdot 116,7 \cdot 10^6)^2} = 40,46\text{ nH} \quad 10.5$$

11. Misurare un resistore.

Un resistore ideale è caratterizzato dalla sola resistenza R che resta costante al variare della frequenza e pertanto presenta un'impedenza complessa $Z_R=R$ il cui modulo è fisso e reale (non ha componente reattiva).

Se colleghiamo un resistore ideale in fondo ad una linea di trasmissione, avente impedenza $Z_0 = 50\ \Omega$, presenterà alla porta 1 un coefficiente di riflessione Γ costante e sulla carta di Smith corrisponderà ad un punto sull'asse orizzontale delle resistenze. Se R è inferiore a $50\ \Omega$ si troverà a sinistra del centro mentre se maggiore sarà a destra; quando uguale a $50\ \Omega$ sarà esattamente in centro alla carta di Smith.

Il resistore reale invece è tutt'altra cosa, il modello che descrive meglio il suo comportamento fino a 500MHz è quello di figura 11.1 [2].

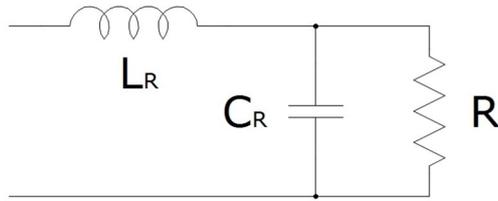


Figura 11.1: Modello di resistore reale

Oltre alla resistenza ideale R troviamo l'induttanza parassita L_R e la capacità parassita C_R , entrambe dovute principalmente ai reofori.

L'impedenza Z_R del modello di figura 11.1 è la seguente:

$$Z_R = j\omega L_R + \frac{\frac{1}{j\omega C_R} R}{\frac{1}{j\omega C_R} + R} = j\omega L_R + \frac{R}{1 + j\omega C_R R} \text{ Ohm} \quad 11.1$$

La frequenza di risonanza f_0 è:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} - \frac{1}{C_R^2 R^2}} \text{ Hz} \quad 11.2$$

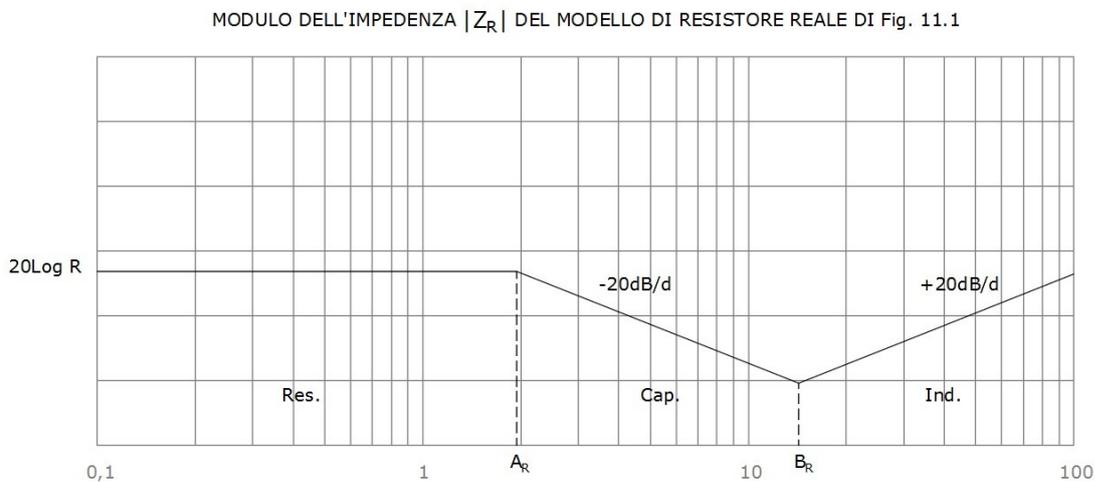
L'equazione 11.2 darà origine ad una frequenza di risonanza reale solo se l'elemento sotto radice è positivo e ciò avviene solo se:

$$R \geq \frac{L_R}{C_R} \quad 11.3$$

La condizione 11.3 nei nostri casi non si verifica. Il più delle volte la capacità parassita C_R è molto piccola, dell'ordine dei femto farad, pertanto il termine a destra della 11.3 risulterà molto più grande di R, così non avremo alcuna risonanza reale.

Se osserviamo la formula 11.1 vedremo che alle frequenze basse $f < 1\text{kHz}$ sia la componente capacitiva che quella induttiva di Z_R sono trascurabili per cui $Z_R = R$. Alle alte frequenze invece la componente induttiva diventa sempre più importante ed il condensatore tende a cortocircuitare la resistenza R. Per cui alle alte frequenze l'impedenza sarà prevalentemente induttiva $Z_R \approx j\omega L_R$. Quindi l'impedenza tenderà a diventare un circuito aperto.

Il diagramma di bode dell'impedenza 11.3 è il seguente:



I punti salienti sono:

$$A_R = \frac{1}{2\pi RC_R} \text{ Hz}$$

$$B_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_R}} \text{ Hz}$$

Sulla carta di Smith vedremo una traccia che parte da un punto ben preciso sul diametro orizzontale, invaderà in senso orario la zona superiore della carta (quella induttiva) e, se la f è sufficientemente grande, terminerà nel punto B di figura 3.2. Il modo con cui la traccia raggiunge il punto B dipende dal valore dei parametri L_R , C_R ed R .

Come nei casi precedenti, dopo la calibrazione SOL, colleghiamo il solito resistore da 100 Ω a film metallico (RS 755-0707) sul connettore SMA f per PCS come in figura 11.2.



Figura 11.2: Resistore a film metallico 100 Ohm

Il grafico che risulta dopo la scansione è quello di figura 11.3.

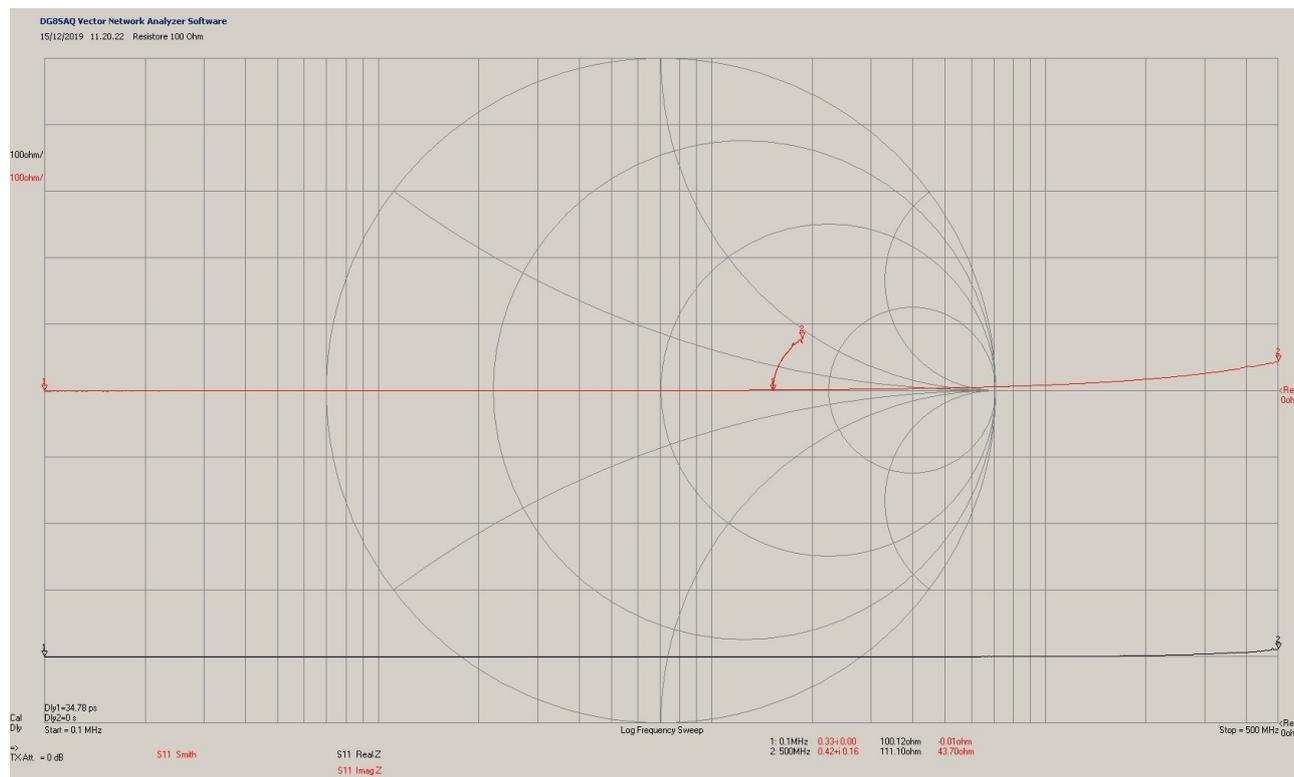


Figura 11.3: Grafici resistore a film metallico 100 Ohm

La traccia rossa sulla carta di Smith parte, giustamente, dal punto (2; 0), invade il semicerchio superiore della carta a reattanza positiva e cerca di raggiungere il punto ad impedenza infinita (punto B di figura 3.2); in conformità al modello teorico di figura 11.1. La traccia nera indica il modulo dell'impedenza Z_R che resta piatta fino a quasi a 200MHz. Il

valore nominale, misurato col multimetro a 4 fili, è $R=100,10 \Omega$ e corrisponde a ciò che il VNA misura a 100KHz ($100,12 \Omega$). Non vi sono evidenti risonanze nel range di misura quindi risulta difficile fare stime sui componenti parassiti.

Per fare ciò ho utilizzato la funzione OPTIMIZE del VNWA che mi suggerisce $L_R=139\text{nH}$ e $C_R=0,381\text{pF}$. Con i valori suggeriti, e la resistenza R misurata col multimetro a 4 fili, il modello di figura 11.1 risulta il più aderente possibile alla risposta S_{11} ottenuta col VNWA. Sono comunque valori approssimati e legati al modello di resistore ipotizzato.

12. Misure thru.

Fino ad ora abbiamo eseguito misure sfruttando una sola porta (la porta 1) ora vediamo di utilizzare anche l'altra porta (la porta 2) del VNA.

Le misurazioni con entrambe le porte servono principalmente per ricavare il coefficiente di trasmissione T che è praticamente il parametro S_{21} (formula 2.13). L'unica accortezza perché la misura sia accurata è che il dispositivo sottoposto a misurazione, il DUT, non produca riflessioni indesiderate dalle porte non utilizzate. Il che vuol dire che l'ingresso e l'uscita del DUT devono essere alla stessa impedenza della linea di alimentazione (solitamente 50 Ohm) [1] [2] [4]. Ma l'aver l'ingresso e l'uscita adattati a 50 Ohm si verifica solo in particolari casi; come negli amplificatori o negli attenuatori ma non in tutte le reti; per esempio non nei filtri ad alto Q come quelli a quarzo.

Quindi, quando si ha disadattamento, dovremo adottare degli accorgimenti affinché la misura sulle porte 1 e 2 non siano falsate da riflessioni prodotte dalle porte disadattate e non coinvolte nella misura. L'accorgimento più comune è quello HW; cioè si inseriscono delle reti di LC in modo creare un adattamento energetico temporaneo.

L'altro sistema è quello SW, cioè quello di risolvere il sistema 2.18, ma non tutti i VNA hanno la possibilità di farlo. Il VNWA di DG8SAQ ha un tool che permette la correzione SW del disadattamento [6].

Detto ciò, vediamo come misurare l'attenuazione di un cavo coassiale con $Z_0=50\Omega$. E' un esempio semplice che sfrutta il parametro S_{21} e non richiede particolari reti di adattamento perché l'impedenza caratteristica del cavo scelto è 50Ω ; in caso contrario non sarebbe corretto.

Il cavo coassiale che andremo ad esaminare è uno spezzone di RG58 A/U MIL lungo $10,125\text{m}$ che ho trovato già intestato con connettori PL nel mio shack.

Dopo la calibrazione SOLT, ed aver controllato che la traccia S_{21} fosse piatta a 0dB su tutta la banda di misura, ho sostituito il barilotto con lo spezzone di cavo (ovviamente ho dovuto inserire degli adattatori SMA-f /PL-f). Quindi ho lanciato la scansione ed il risultato lo potete vedere in figura 12.1.

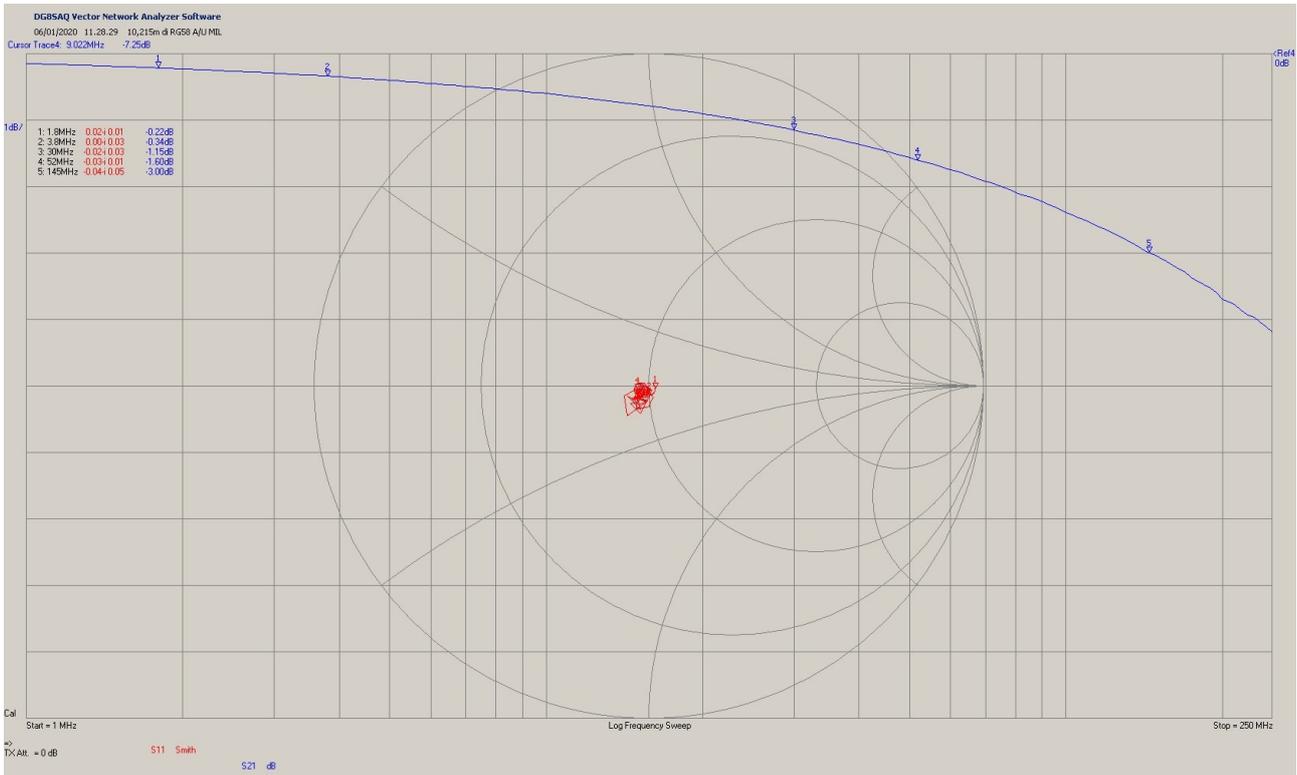


Figura 12.1: 10,215m di RG 58 A/U MIL

La traccia blu rappresenta il parametro S_{21} , quindi l'attenuazione dell'onda trasmessa (vedi formula 2.15), mentre la traccia rossa è il parametro S_{11} ; che parte da 50 Ohm ma poi, al crescere della frequenza, si addensa attorno al punto $|Z_0|=49$ Ohm.

Dai valori assoluti di attenuazione in dB, letti in corrispondenza dei marker, e con l'equazione 12.1 possiamo ricavare l'attenuazione in dB al metro alle varie frequenze:

$$A_f = S_{21} / l \quad 12.1$$

Inoltre potremmo calcolare la costante di perdita nel conduttore K_1 e la costante di perdita nel dielettrico K_2 risolvendo il sistema 12.2 [11]:

$$\begin{cases} A_{f1} = K_1 \cdot \sqrt{f_1} + K_2 \cdot f_1 \\ A_{f2} = K_1 \cdot \sqrt{f_2} + K_2 \cdot f_2 \end{cases} \quad 12.2$$

Noti i parametri K_1 e K_2 si può calcolare l'attenuazione alla frequenza che vorremo. Per comodità riporto i valori misurati nella tabella 2.

F_x [MHz]	Att [dB]	A [dB/m]
1,8	0,22	0,022
3,8	0,34	0,033
30,0	1,15	0,113
52,0	1,60	0,157
145,0	3,00	0,294

Tabella 2

Notate che a 145MHz l'attenuazione è già 3dB; ciò vuol dire che il cavo è troppo lungo per quelle frequenze infatti le perdite sono già rilevanti.

Risolto il sistema 12.2 nel range di utilizzo del cavo (cioè tra gli 1,8 ed i 52MHz) troviamo che la costante di perdita nel conduttore $K_1=1,51694E-2$ e la costante di perdita nel dielettrico $K_2=9,15612E-4$. Con le costanti K_1 , K_2 e la lunghezza del cavo l possiamo, tramite la formula 12.3 calcolare l'attenuazione alla frequenza f (in MHz) che ci interessa; purché f sia nel range usato per il calcolo.

$$A_T = (K_1 \cdot \sqrt{f} + K_2 \cdot f) \cdot l \quad \text{dB} \quad 12.3$$

Per esempio se volessimo sapere quanto attenuano 25m di coassiale RG58 A/U MIL a 14MHz troveremmo:

$$A_T = (K_1 \cdot \sqrt{f} + K_2 \cdot f) \cdot l = (1,51694E-2 \cdot \sqrt{14} + 9,15612E-4 \cdot 14) \cdot 25 = 1.74 \text{ dB} \quad 12.4$$

13. Conclusioni.

In conclusione ritengo che il VNA sia uno strumento indispensabile per l'OM che vuole conoscere i parametri dei propri dispositivi. E' uno strumento completo, che richiede una certa perizia per poterlo utilizzare correttamente ma che vi darà grandi soddisfazioni e renderà le vostre misure accurate e ripetibili.

Col presente articolo spero d'aver gettato le basi per un utilizzo più consapevole ed oculato dello strumento.

Infine vi ricordo che il VNA più semplice, quello ad una porta, è l'arcinoto analizzatore d'antenna che molti di noi hanno in dotazione.

Quindi, accertatevi che il vostro VNA possa essere calibrato con un kit SOL (anche autocostruito) perché solo così potrete sfruttare al meglio le sue potenzialità.

Il kit SOL in HF non è critico, si può facilmente auto costruire con degli adattatori PL-f / SMA-f ove viene tagliata la parte SMA (come in figura 13.1) ed inserito un corto per lo Short e due resistenze SMD 0805 da 100 Ω in parallelo (RS 666-2437) per il Load.



Figura 13.1: PL-f / SMA-f

Dopo l'operazione il kit risulta come in figura 13.2.

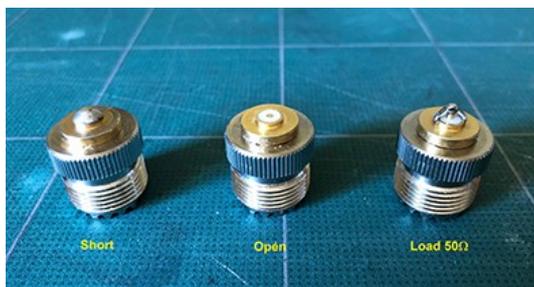


Figura 13.2: Kit SOL con PL-f

Se poi volessimo esagerare potremmo inserirli in un pezzo d'alluminio come in figura 13.3.



Figura 13.3: Kit SOL
con PL

Se usiamo il kit SOL solo in HF basterà caratterizzare il Load con un comune tester perché i ritardi dell'Open e dello Short non sono significativi in HF.

14. Indice

1. Premessa.....	1
2. Parametri S-scatter.....	1
3. La carta di Smith.....	4
4. Lo strumento VNA.....	12
5. Calibrazione.....	14
6. Misurare col VNA.....	19
7. Misurare il delay di una linea di trasmissione.....	22
8. Misurare un kit SOL autocostruito.....	24
9. Misurare un induttore.....	30
10. Misurare un condensatore.....	36
11. Misurare un resistore.....	40
12. Misure thru.....	43
13. Conclusioni.....	45

15. Bibliografia

- 1: David M. Pozar, Microwave Engineering, 2005
- 2: Kenneth L. Kaiser, Electromagnetic Compatibility Handbook, 2005
- 3: P. H. Smith, Electronic applications of the Smith chart, 2006
- 4: Tom Baier DG8SAQ, A low budget VNA for AF to UHF, QEX 03/04-2007
- 5: Rosemberger, Datasheet,
- 6: Tom Baier DG8SAQ, VNWA Help Manual, 2018
- 7: Gerfried Palme, Measurements with the DS8SAQ VNWA 2/3 VNA, 2016
- 8: Huber+Suhner, Sucoform_141 DOC-0000177915 AB, 2011
- 9: <https://www.rf-microwave.com>, Radiall R161419020,
- 10: Radioutilitario, I4JHG Rainiero Bertani, Versione 2.15
- 11: Huber+Suhner, DOC-0000177686 S, 2007