

Un po' di semplice teoria per un accordatore di antenna e altre considerazioni sulle linee in cavo coassiale

Per fare questo partiamo dalla carta di SMITH, ma non abbiate paura, in modo semplice senza calcoli particolari, solo osservando graficamente i passaggi che giustificheranno il circuito risultante.

La carta di Smith e' un sistema grafico molto potente che puo' sembrare complesso a prima vista e del quale pero' utilizzeremo solo alcune parti senza entrare nel dettaglio di tronchi di linea o stub, ma lavorando solo su capacita' e induttanze non distribuite ma concentrate (componenti fisici).

Il centro della carta di Smith e' il punto che chiameremo Z_0 e che per noi vale 50 Ohm e cioe'

l'impedenza alla quale dobbiamo tendere perche' l'antenna sia adattata.

Consideriamo Z_0 puramente reale e quindi teorica senza effetti capacitivi e induttivi che la farebbero variare al variare della frequenza, in pratica da 1KHz a 10GHz e' sempre 50Ohm.

Supponiamo di avere a disposizione una resistenza di questo tipo e la utilizzassimo come terminatore di linea del nostro sistema trasmettitore piu' cavo coassiale entrambe con $Z=50$ Ohm.

Orbene, sulla carta di Smith vedremo solo il punto centrale in quanto tutto e' perfettamente adattato.

Se si ha a disposizione un VNA che possa graficare la carta di SMITH si vedra' questa situazione.

Ora, alla resistenza da 50 Ohm saldiamo in parallelo un induttore variabile (tipo il roller di un accordatore di antenna), nel gergo abbiamo creato uno SHUNT PARALLELO costituito dalla resistenza e dall'induttore.

Cosa succede ?

Vedremo che all'aumentare dell'induttanza il punto Z_0 si sposterà in senso antiorario sulla circonferenza rossa. Maggiore sarà l'induttanza, maggiore sarà lo spostamento. Abbiamo realizzato uno SHUNT INDUTTIVO.

Teniamo a mente questo particolare.

Ora, al posto della induttanza variabile saldiamo un condensatore variabile in parallelo alla nostra resistenza da 50 Ohm.

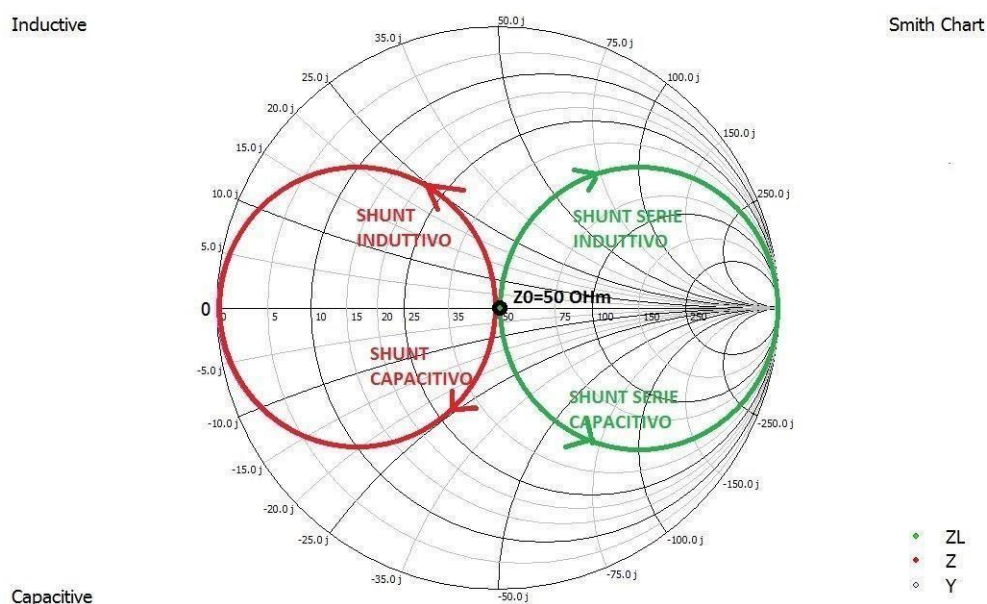
All'aumentare della capacita' il punto Z_0 si sposterà, sempre sulla circonferenza rossa, ma in senso orario realizzando uno SHUNT CAPACITIVO.

Teniamo a mente anche questo comportamento.

Adesso, in serie alla nostra resistenza da 50 Ohm, saldiamo la stessa induttanza variabile di prima. Vedremo che il punto Z_0 si sposterà sulla circonferenza verde in senso orario. Abbiamo realizzato uno SHUNT SERIE INDUTTIVO.

Se all'induttanza variabile sostituiamo il condensatore variabile vedremo che il punto Z_0 si sposterà, sempre sulla circonferenza verde, ma in senso antiorario. Abbiamo realizzato uno SHUNT SERIE CAPACITIVO.

Il grafico successivo riepiloga le 4 situazioni descritte.

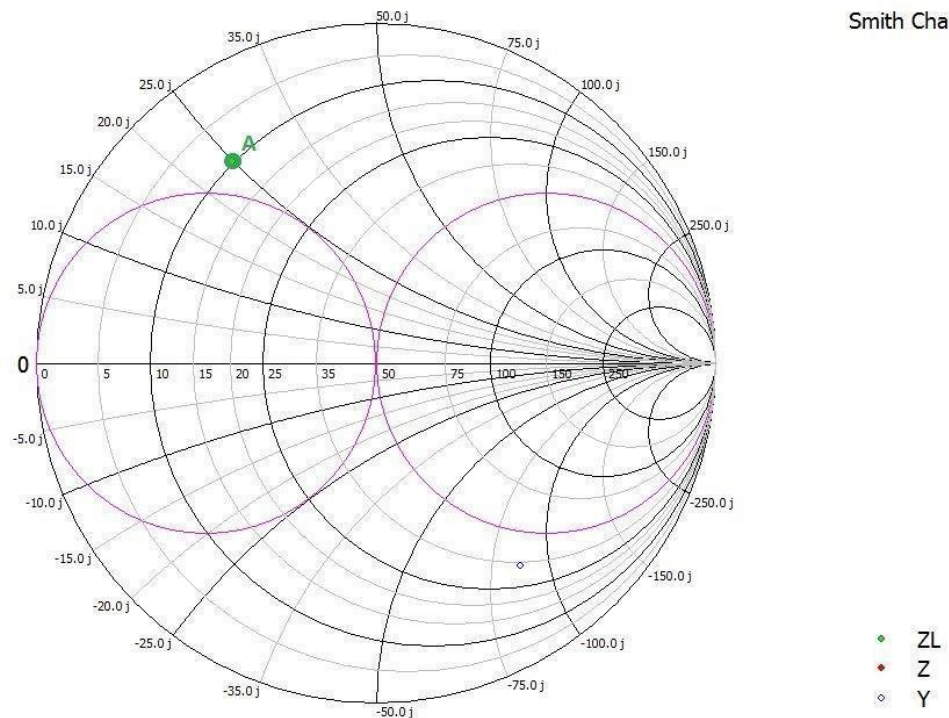


Questi 4 fenomeni sono la base per calcolare il circuito di accordo nel punto di alimentazione dell'antenna in modo da trasformare l'impedenza della stessa nei nostri 500Hm puramente resistivi. Vediamo alcuni esempi dai quali scaturira' un semplice circuito di accordo che pero' potra' coprire la maggior parte dei casi. Supponiamo che la frequenza sia 27MHz e che la nostra antenna nel punto di alimentazione dimostri una impedenza $Z_L=10+j25$ nel punto A. Il grafico seguente visualizzera' meglio la posizione.

Inductive

Smith Chart

Capacitive

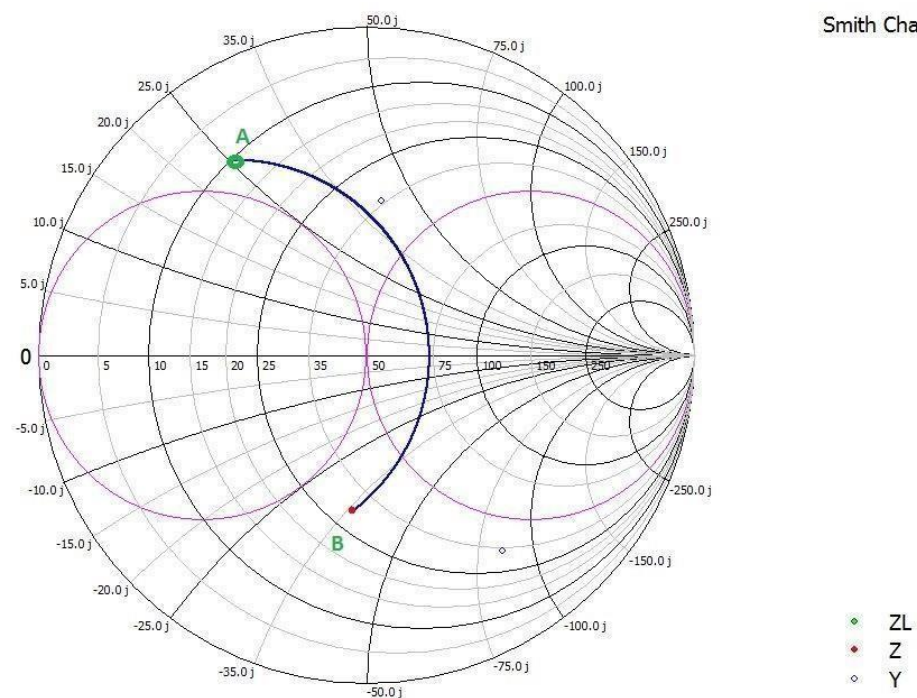


Ricordando quanto letto precedentemente, per portarci sul punto $Z_0=50$ Ohm, cioe' nel centro, occorre inserire un componente che ci faccia ruotare in senso orario e cioe' un condensatore variabile in parallelo :

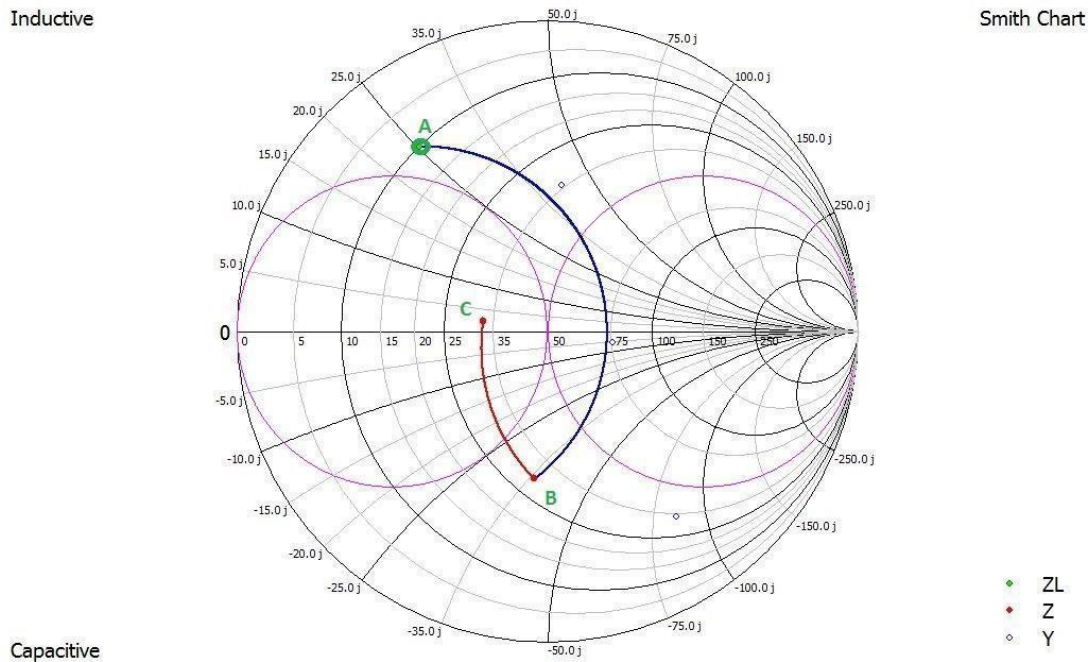
Inductive

Smith Chart

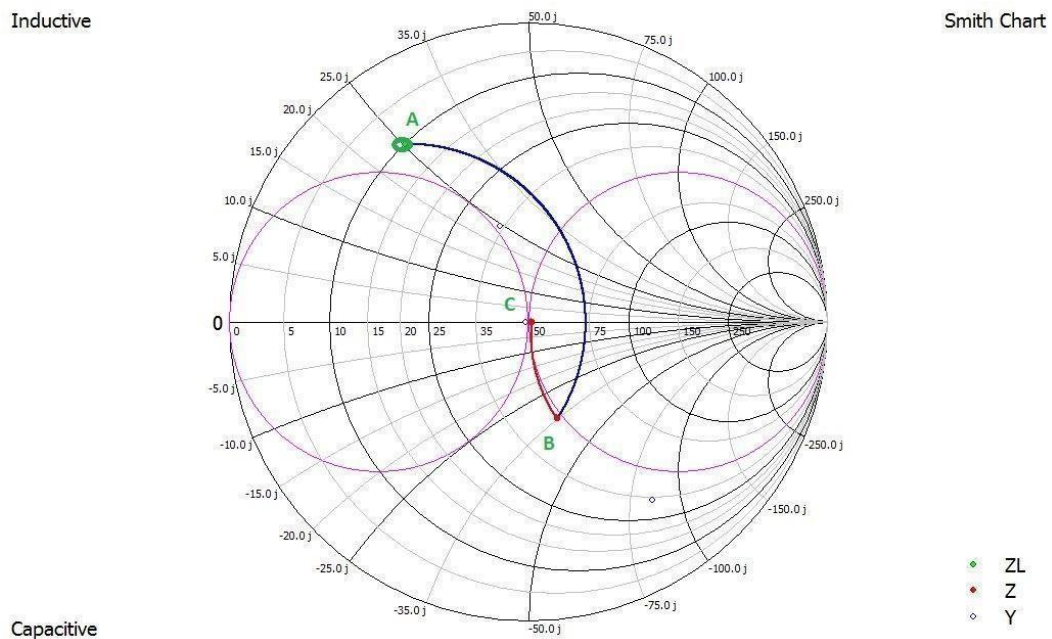
Capacitive



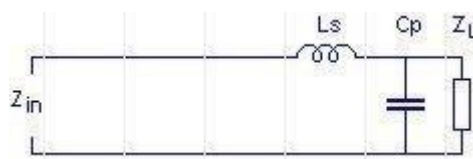
Successivamente occorre un componente che ci faccia ruotare in senso orario e cioè un induttore in serie :



Siamo vicini al punto $Z_0=50\Omega$ ma non ci siamo ancora. Occorre pertanto modificare la capacità e l'induttanza, da qui la necessità che siano variabili, in modo da raggiungere lo scopo :



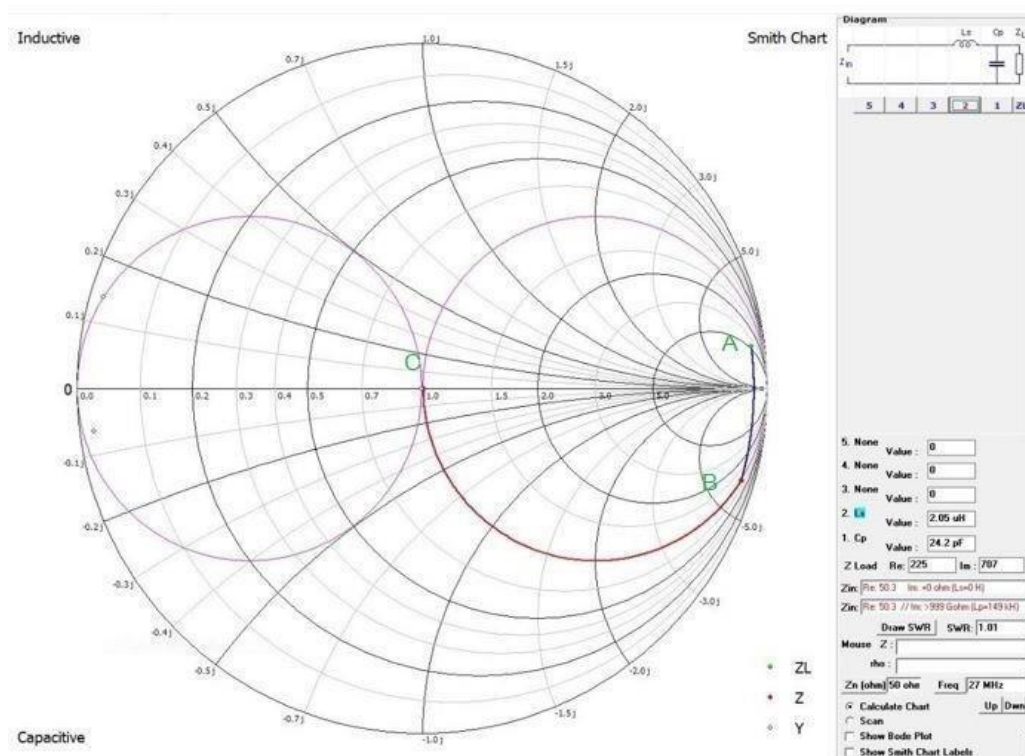
Ecco fatto, abbiamo adattato l'impedenza di antenna $Z_L=10+j25$ ai canonici 50Ω utilizzando un circuito LC :



dove $L_s=198\text{nH}$ e $C_p=258\text{pF}$. Giostrando con la variabilità dell'induttore e del condensatore si raggiunge lo scopo di un perfetto adattamento.

Vediamo ora altri tre esempi.

1) $Z_L = 225 + j707 \text{ Ohm}$. L'adattamento si ottiene così :

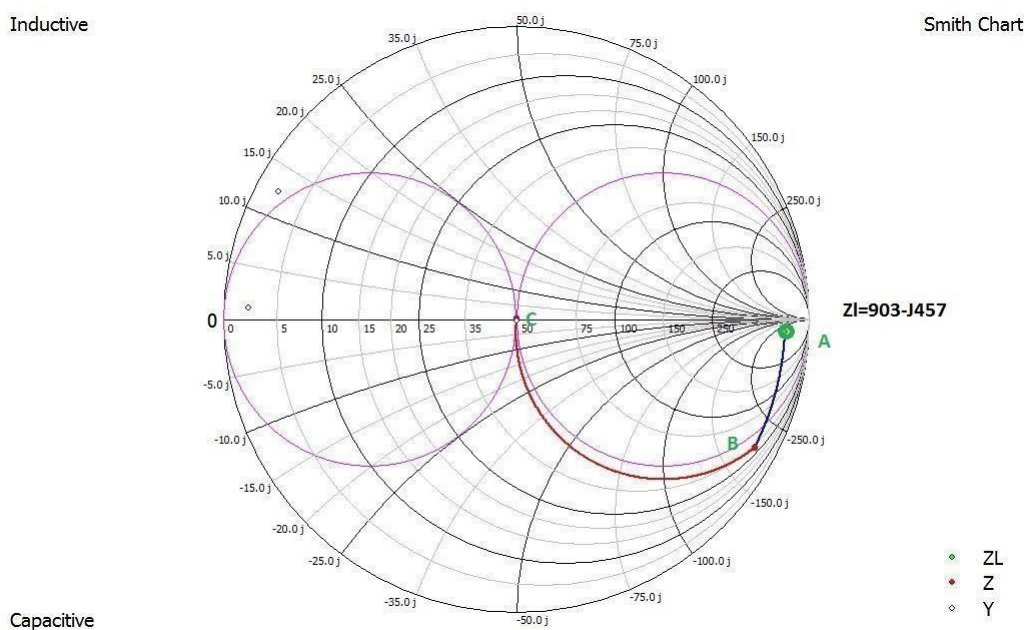


Il circuito di adattamento e' il medesimo del precedente caso ma, con valori numerici differenti :

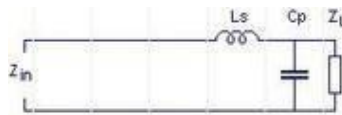


dove $L_s = 2.05 \mu\text{H}$ e $C_p = 24.2 \text{ pF}$.

2) $Z_L = 903 - j457 \text{ Ohm}$



Il circuito di adattamento risulta ancora uguale ma con $L_s = 1.38 \mu\text{H}$ e $C_p = 21.5 \text{ pF}$.

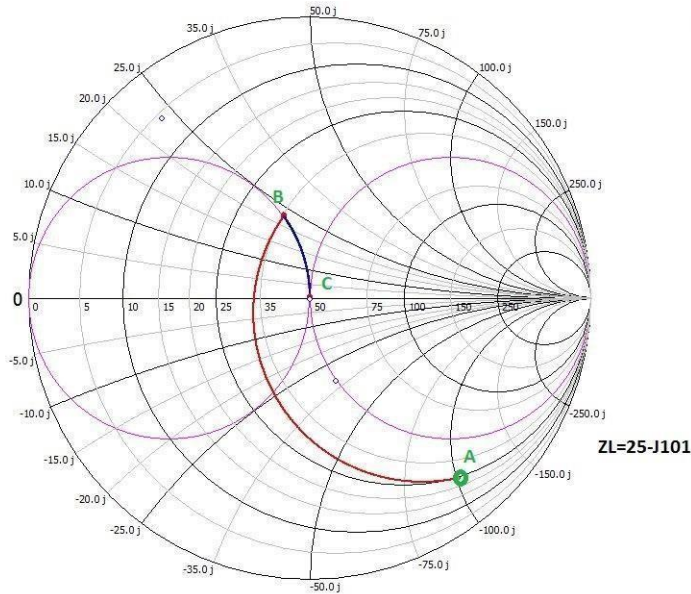


3) $Z_L = 25 - j101 \text{ Ohm}$

Il circuito di adattamento risulta questa volta questo :

Inductive

Smith Chart



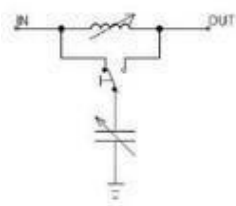
Capacitive



e i valori sono $C_p = 118 \text{ pF}$ e $L_s = 743 \text{ nH}$.

Come si puo' vedere i due circuiti di adattamento differiscono dalla posizione del condensatore prima o dopo l'induttore. Pertanto potremmo realizzare un adattatore che ci consenta di coprire la maggior parte dei casi spostando il condensatore prima e dopo l'induttore.

Un circuito come questo :



In questo modo si utilizzeranno solo due componenti rispetto ai 3 dell'adattatore a T, riducendo le perdite e rendendolo anche piu' facilmente remotizzabile. In generale dovrebbero bastare un condensatore variabile da 500 pF , con lamelle opportunamente spaziate nel caso l'uso di potenze elevate, e un variometro da circa $30 \mu\text{H}$ costruito con filo di rame argentato e su un supporto ceramico o altro materiale tipo Delrin o Teflon. Questi due componenti si riescono a trovare in rete abbastanza facilmente come surplus oppure da costruttori dell'est europa che forniscono prodotti di ottima qualita'.

Il deviatore schematizzato, se in remoto, puo' essere realizzato con un rele'.

Alcuni transmatch o accordatori di antenna sono realizzati in questo modo vedi TEN-TEC, PALSTAR, ecc.

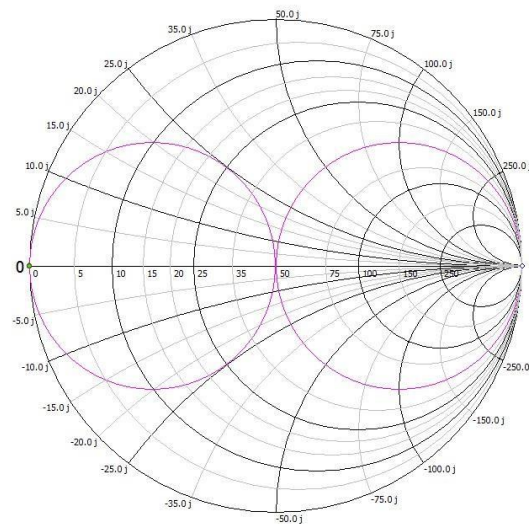
Quando non si riesce con un LC/CL si puo' pensare ad un T che, con un matching a 3 costanti (due C e una L), accorda su tutti i quadranti.

Un altro semplice esempio : come calcolare il PI-greco di uscita di un amplificatore lineare.

Proviamo a fare un esempio con il programma PASAN. Vogliamo dimensionare un filtro PI-GRECO in uscita per un "lineare" CB che monta una EL509. I parametrisono : AT di 850 V con un'impedenza di uscita della valvola 1800 Ohm a 27 MHz .

Apriamo il programma e sullo schermo comparira' questa immagine:

Inductive



Capacitive

Smith Chart

Diagram

Z_L

Z_{in}

5 4 3 2 1 Z_L

5. None Value: 0

4. None Value: 0

3. None Value: 0

2. None Value: 0

1. None Value: 0

Z_{Load} Re: 0 Im: 0

Z_m Re: 0 Im: +0 ohm (L=0 H)

Z_m Re: 0 Im: 0 ohm (Lp=0 H)

Draw SWR SWR: infinite

Mouse Z:

ρ :

Z_n (ohm) 50 Freq 27 MHz

Calculate Chart Up Down

Scan

Show Bode Plot

Show Smith Chart Labels

• Z_L

• Z

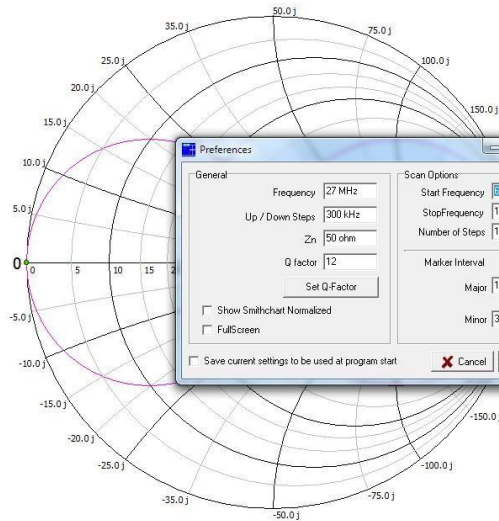
• Y

Sulla destra troviamo i parametri da dimensionare. Per prima cosa imponiamo la frequenza 27MHz nella finestra FREQ e lasciamo $Z_n=50$ Ohm. Apriamo poi il menu PREFERENCES e impostiamo un $Q=12$ abbastanza realistico come vedremo in seguito con l'analisi della funzione di trasferimento ed inoltre togliamo il segno di spunta dalla voce "Show Smith Chart Normalized". Salviamo le opzioni e usciamo da tale maschera.

Come si puo' vedere in alto a destra c'e' un disegno di una linea terminata sul carico Z_L . Nel nostro caso sappiamo che l'impedenza di uscita e' 50 Ohm mentre quella di ingresso e' 1800 Ohm (trascuriamo la parte reattiva). Procediamo all'indietro e impostiamo una Z_{Load} con $Re=1800$ e $Im=0$.

Sul grafico, molto a dx sull'asse orizzontale, comparira' un puntino verde che indica la posizione di Z_L .

Inductive



Capacitive

Smith Chart

Diagram

Z_L

Z_{in}

5 4 3 2 1 Z_L

5. None Value: 0

4. None Value: 0

3. None Value: 0

2. None Value: 0

1. None Value: 0

Z_{Load} Re: 0 Im: 0

Z_m Re: 0 Im: +0 ohm (L=0 H)

Z_m Re: 0 Im: 0 ohm (Lp=0 H)

Draw SWR SWR: infinite

Mouse Z:

ρ :

Z_n (ohm) 50 Freq 27 MHz

Calculate Chart Up Down

Scan

Show Bode Plot

Show Smith Chart Labels

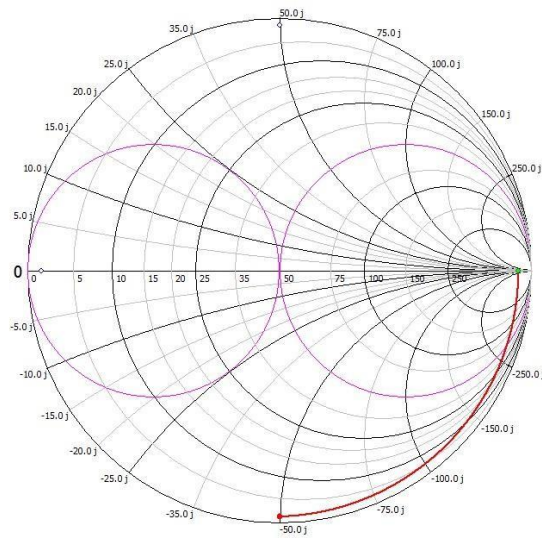
• Z_L

• Z

• Y

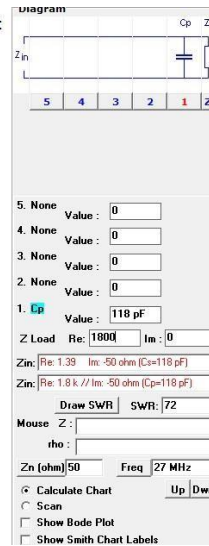
In pratica calcoleremo un PI GRECO che trasforma $Z_L=1800$ Ohm in $Z_{in}=50$ Ohm. Le due caselle Z_{in} sono la prima per una rappresentazione seriale mentre la seconda per quella in parallelo.

Inductive



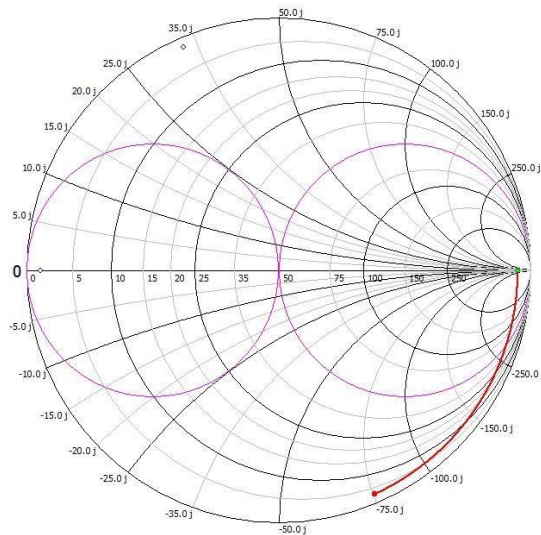
Capacitive

Smith Chart



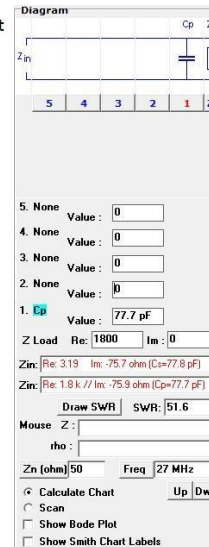
A questo punto inseriamo una capacita in parallelo al carico Z_L cliccando ripetutamente sullo spazio della colonna 1 e comparira' un condensatore C_p con un valore di 118pF e sul grafico comparira' una curva blu che termina con un punto. Se si preme il tasto sinistro del mouse si puo spostare questo punto accorciando o allungando la curva. Nel nostro caso, secondo la mia decisione ho spostato all'indietro il punto fino ad incontrare la curva -j75.

Inductive



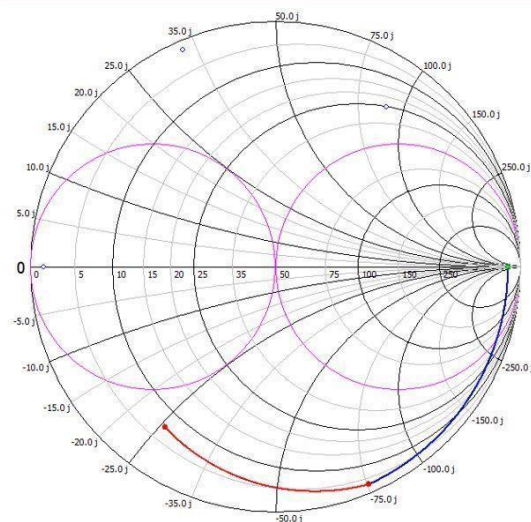
Capacitive

Smith Chart



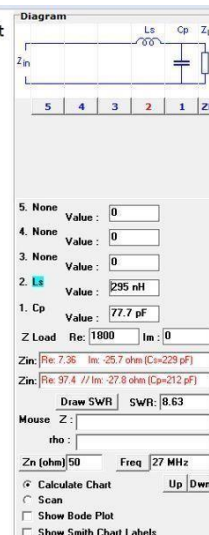
Successivamente ho introdotto un'induttanza serie al punto 2 e la situazione sul grafico diventa questa dove compare una curva rossa

Inductive

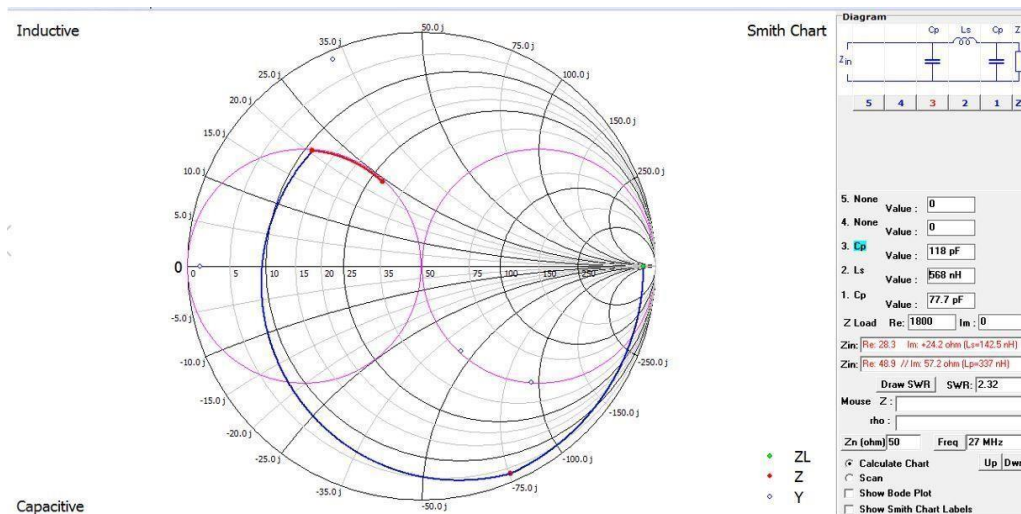


Capacitive

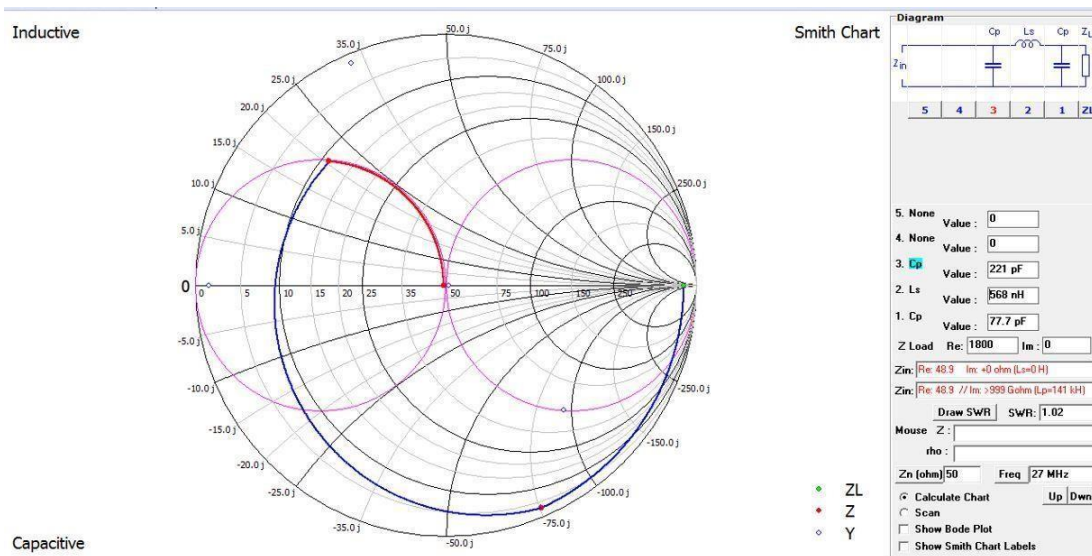
Smith Chart



Clicco ancora sul punto terminale della curva rossa portandolo ad incrociare il cerchio rosa a sinistra



A questo punto clicco sulla colonna 3 introducendo un condensatore in parallelo e realizzando così il PI GRECO. Notate che mano a mano che si introducono i componenti scompare la linea rossa e diventa blu. La linea rossa indica che si sta editando il valore della reattanza associata al componente introdotto. Adesso clicco ancora sul punto terminale della linea rossa portandolo sul punto ad impedenza 50 Ohm che è il centro del grafico.

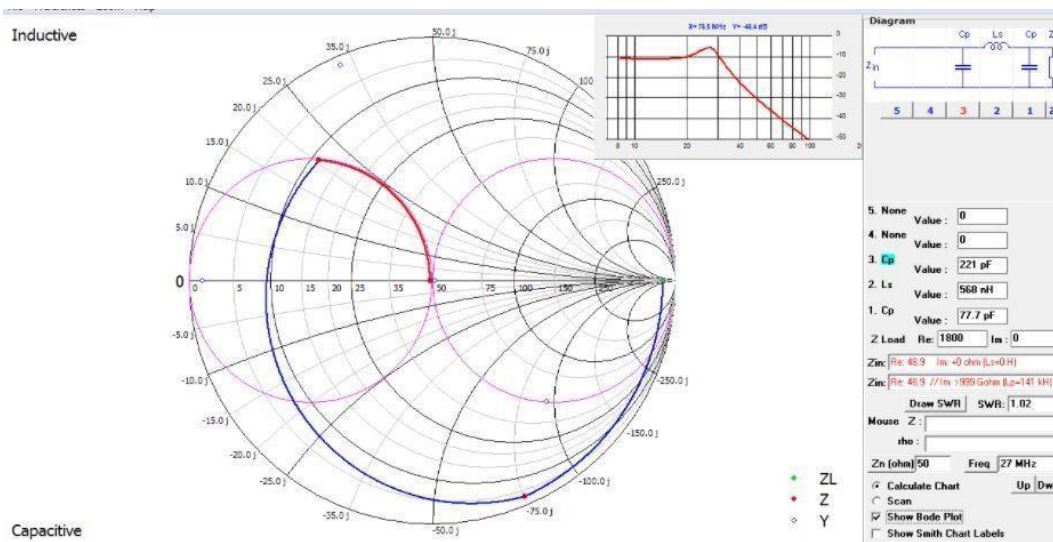


A questo punto se date un'occhiata alla prima casella Zin sulla destra del grafico vedrete che l'impedenza trasformata è $Z=48.9+j0$ che significa un adattamento con $SWR=1.02$ così come indicato nella casella SWR.

In pratica Zin è l'uscita in antenna e ZL è l'ingresso del PI GRECO che va all'anodo della valvola.

I valori sono 77.7pF, 569nH, 221pF.

Se abilitiamo la casella "SHOW BODE PLOT" comparirà la funzione di trasferimento del circuito e come si vede è un filtro passa basso con il punto di risonanza a 27MHz e poi attenua all'aumentare della frequenza, a 50MHz attenua a -30dB.

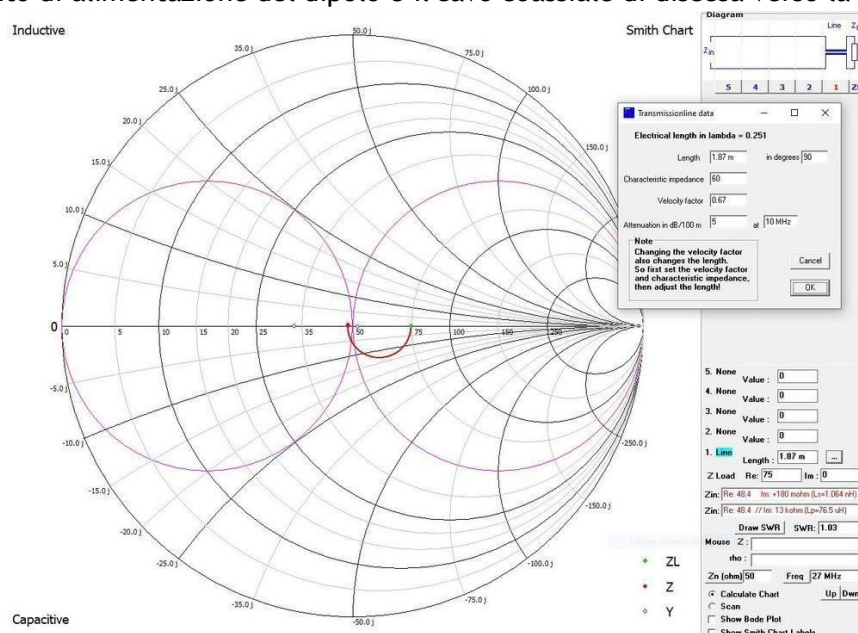


Ovviamente i valori dei componenti sono fissi ma per i condensatori si possono introdurre variabili ad esempio quello da 77.7pF puo' diventare un 150pF, quello da 221pF puo' diventare da 500pF in modo da aggiustare il PI GRECO al variare della frequenza. Per il dimensionamento dell'induttanza esistono vari programmi come RADIOUTILITARIO dove inserendo il valore dell'induttanza, il suo diametro e la lunghezza fornisce il numero di spire e la sezione di filo da utilizzare.

Capisco di essere stato molto vago e per chi non conosce la carta si Smith puo' sembrare un gioco di magia ma in realta' e' uno degli strumenti piu' potenti. Lo scopo di queste righe sono quelle di stimolare l'interesse verso questo strumento in quanto i valori dei componenti che si trovano in adattatori commerciali derivano dall'utilizzo di questo strumento grafico che risale credo alla fine della seconda guerra mondiale a cui successivamente sono stati aggiunte altre caratteristiche.

Un altro esempio e' come adattare un dipolo orizzontale che esibisce una classica impedenza di 75 OHm alla impedenza di 50OHm.

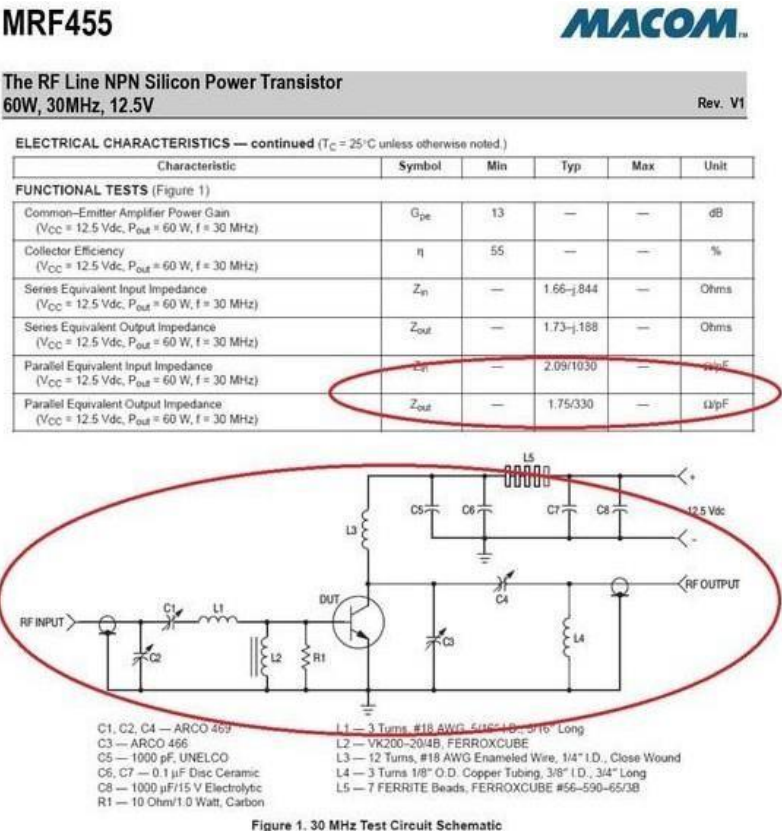
Con la carta di Smith si puo' facilmente calcolare un tronco di linea da 60 OHm lungo 1/4 d'onda elettrici pari a 1.87 metri (90 gradi di sfasamento) e fattore di velocita' o.67 (nel caso specifico ma puo' cambiare a seconda delle specifiche del cavo) ottenendo una impedenza di 48.4 Ohm prossimi ai 50 OHm richiesti inserito tra il punto di alimentazione del dipolo e il cavo coassiale di discesa verso la stazione radio.



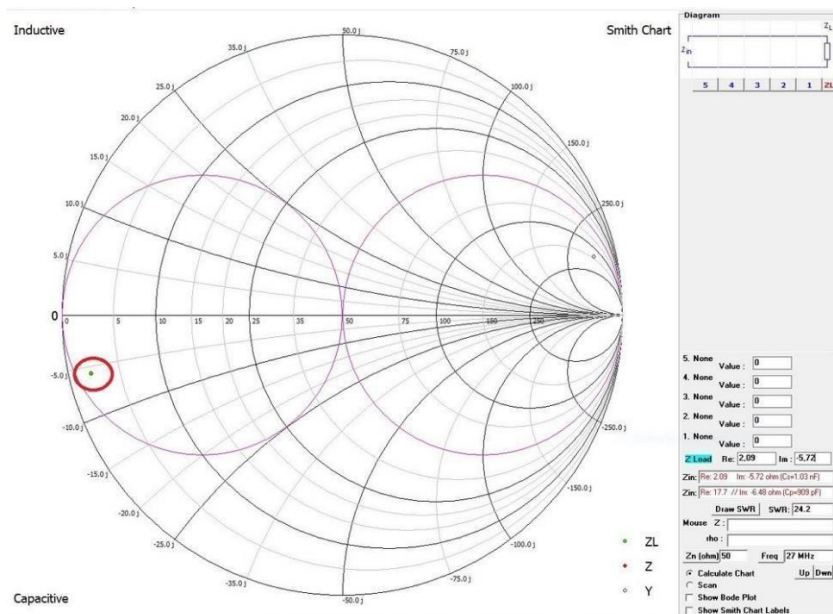
SimSmith e Pasan hanno ognuno caratteristiche un po' diverse. Pasan e' molto semplice ma non permette l'inserimento di stub in c.c. in parallelo ma permette la graficazione del diagramma di Bode che trovo molto utile. SimSmith e' decisamente piu' completo e anche piu' complesso, il manuale e'un bel tomo da studiare.

Come altro esercizio, se ci si vuole divertire , si puo' prendere un'application Motorola per un transistor RF dove sono riportate la Zin e la Zout al variare della frequenza sulla carta di Smith e il circuito applicativo con i valori utilizzati per matchare la Zin e la Zout ai 50OHm. Partendo a ritroso, per la Zin si inseriscono i valori di capacita' e induttanza proposti e si vedra' che il risultato si avvicina a 50OHm. I condensatori si possono mettere variabili e si vede che l'accordo lo si trova facilmente.

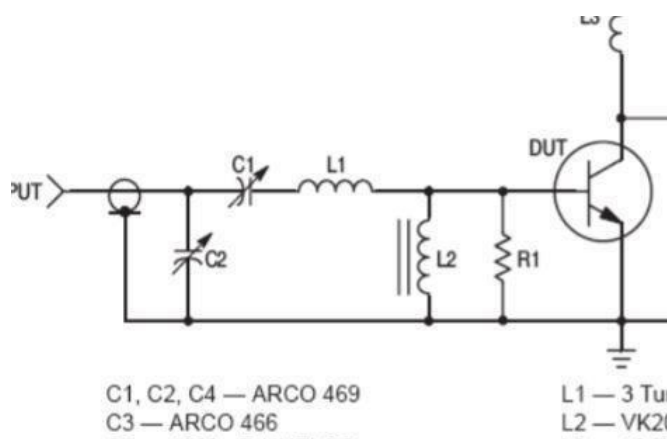
Si possono trovare le caratteristiche dell'MRF455 su internet e lo schema applicativo cerchiati in rosso.



La Zin vediamo che vale 2.09 OHm come parte reale ed ha una parte reattiva capacitiva di 1030pF. Per ricavare la reattanza capacitiva si applica la formuletta $X_c=1/(6.28*FREQ*CAPACITA')$ = 1/(6.28*27MHz*1030pF) = 5.72 OHm, avendo ipotizzato di lavorare a 27MHz, Pertanto la Zi=2.09-J5.72 OHm. Se andiamo a posizionarci sulla Carta di Smith la situazione sara' la seguente :

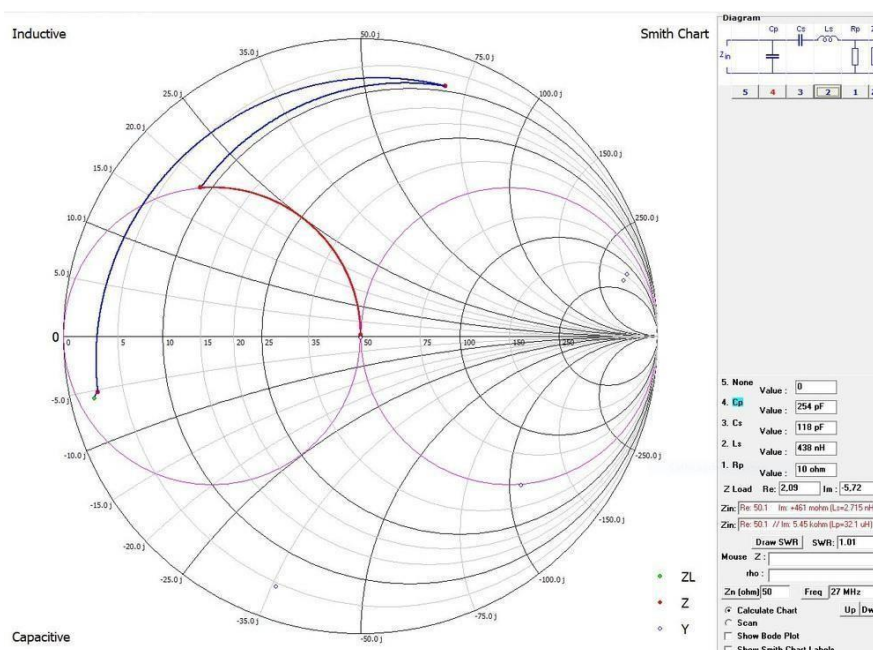


Come si vede ci troviamo nel terzo quadrante con una impedenza di ingresso molto bassa se rapportata ai 50 OHm. Occorre quindi inserire un circuito che adatti i 50 OHm alla $Z_{in} = 2.09 - j5.72$ OHm. Pertanto andiamo a vedere se il circuito proposto

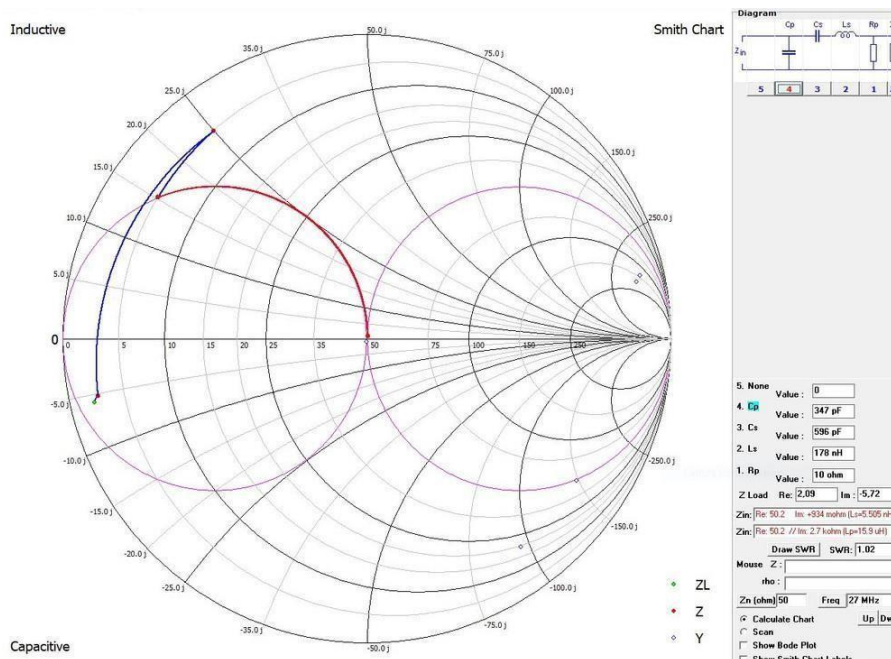


sia adatto allo scopo. L2 e' una VK200 ed e' un corto per la continua ed e' una Z elevata a 27MHz e, pertanto, possiamo trascurarla.

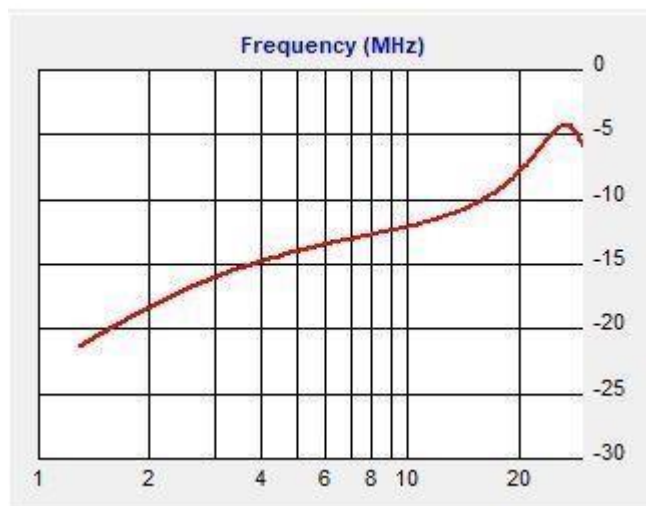
Inseriamo quindi $R=100\Omega$ in parallelo a Z_{in} e riproduciamo il circuito utilizzando la Carta di Smith.



Oppure



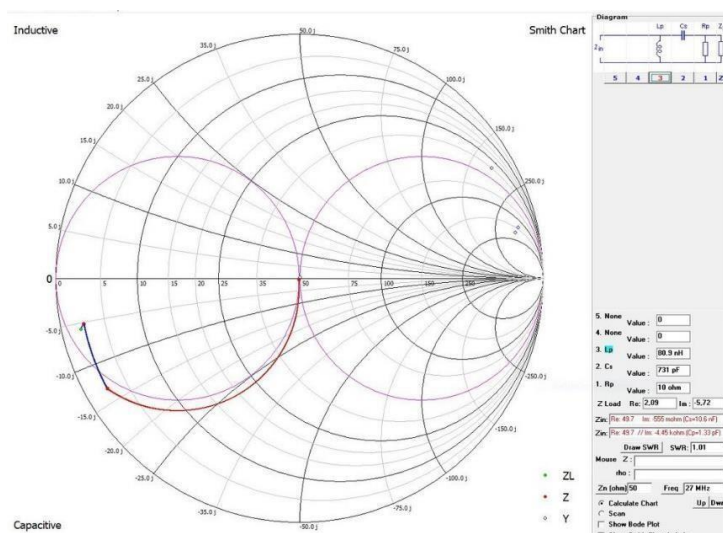
Il diagramma di <bode corrispondente e' :



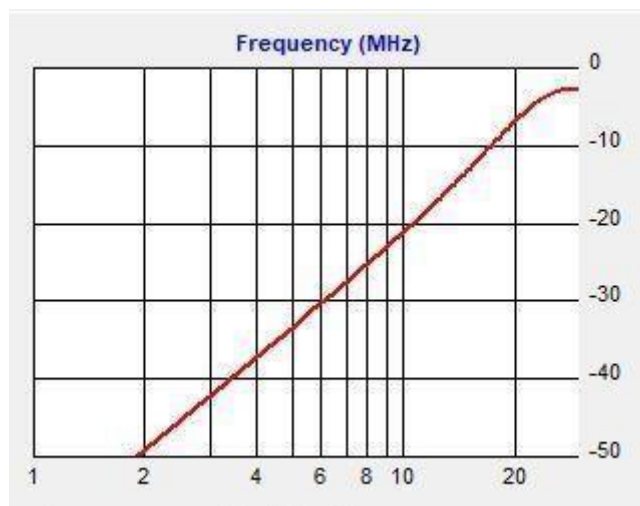
I valori corrispondenti si possono leggere nella colonna di destra.

Con questo tipo di circuito di adattamento e' necessario utilizzare una induttanza che ci porti nel secondo quadrante al di fuori del cerchio delle ammettenze. Se rimanessimo al suo interno, l'adattamento non sarebbe possibile.

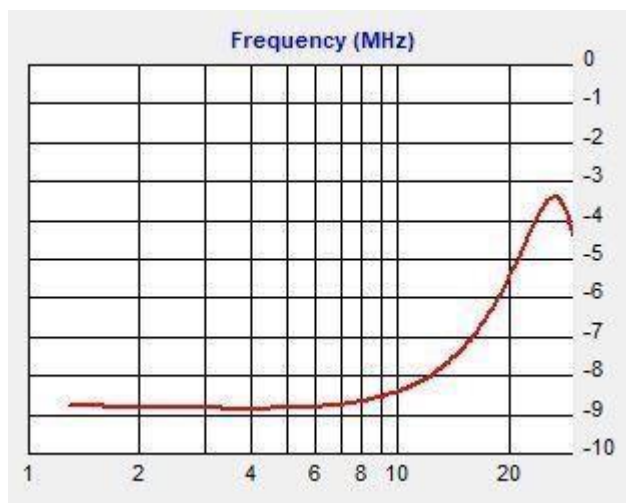
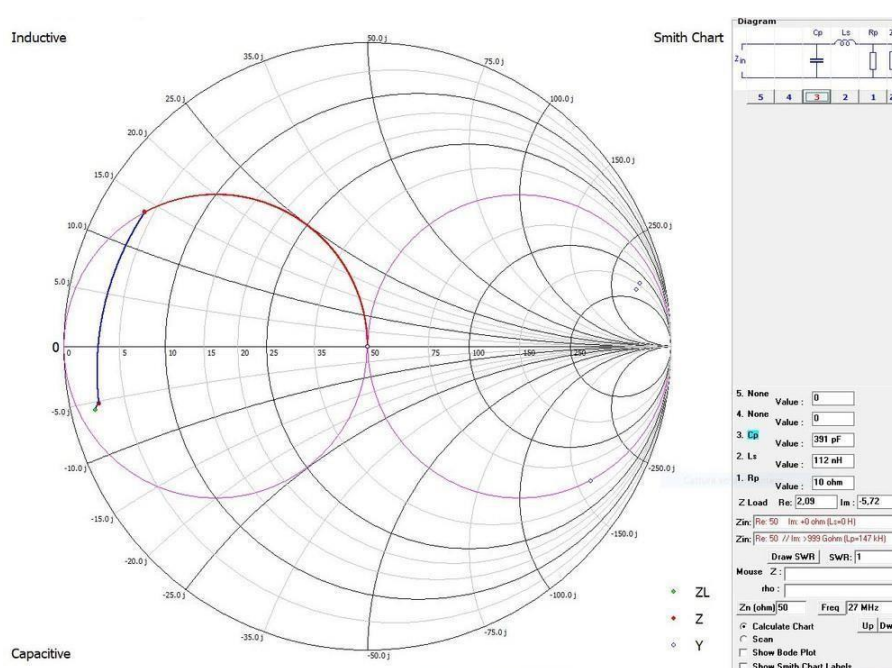
Utilizzando un altro circuito di accordo il risultato potrebbe essere questo :



e il diagramma di Bode corrispondente e'



oppure questo



Come si vede si utilizzano due soli componenti reattivi e la taratura puo' risultare piu' difficoltosa. Nel caso si voglia eseguire lo stesso procedimento per la Z_{out} , occorre considerare a massa il capo dell'induttanza presente sul collettore e collegato al positivo.

LA LINEA IN CAVO COASSIALE

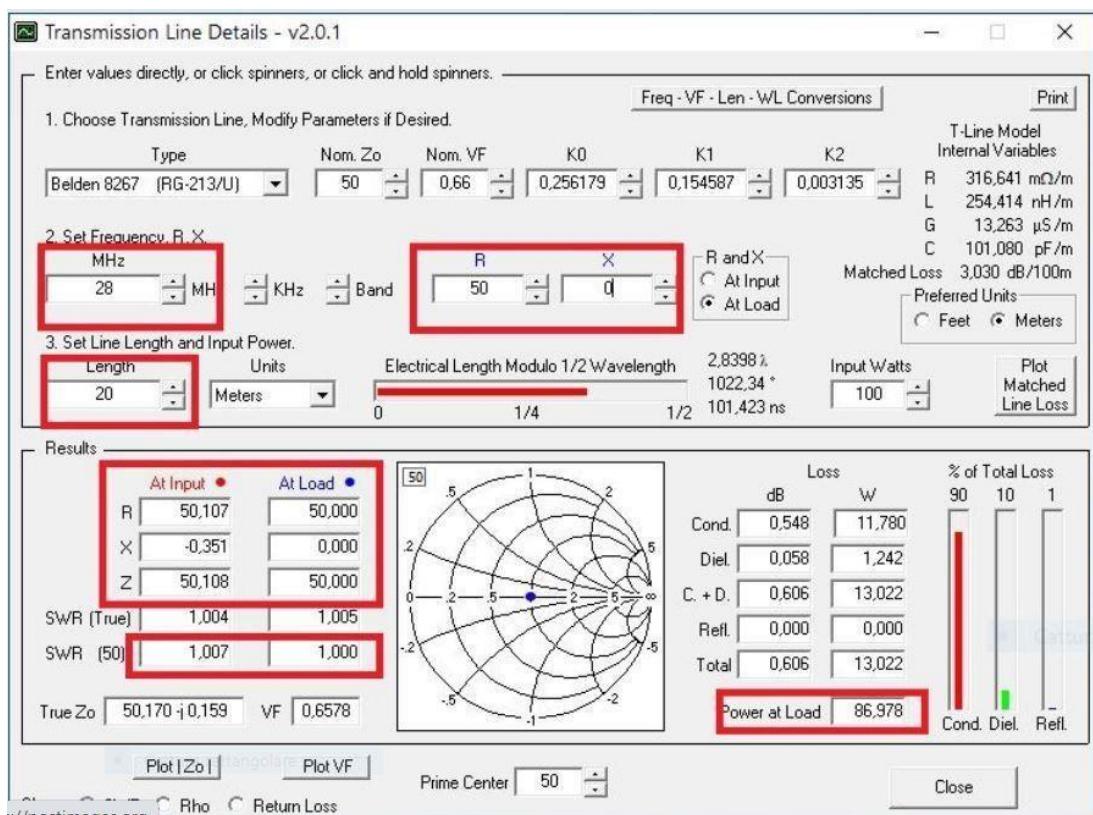
La prima cosa che dobbiamo notare e' che il cavo coassiale non e' ideale e cioe' introduce una attenuazione nel segnale che trasporta. Inoltre e' un dispositivo a costanti distribuite e cioe' come se fosse composto da tante celle RLC una di seguito all'altra. Semplificando, la R introduce l'attenuazione, mentre L e C introducono una trasformazione dell'impedenza che diventa piu' sensibile se il carico ha una componente reattiva. In realta' esiste anche una attenuazione dovuta al tipo di materiale utilizzato come dielettrico.

Supponiamo di avere una antenna (carico) che esprime una Z nel punto di alimentazione di 50OHm senza alcuna componente reattiva. Supponiamo inoltre che la frequenza di lavoro sia 28MHz e si utilizzi 20 metri di RG213 Belden 8267. Come sara' la Z in stazione e cioe' nel punto in cui c'e' l'RTX ?

Possiamo utilizzare il programma TLDetails oppure la Carta di Smith, alla fine i risultati saranno identici. TLDetails e' un calcolatore che, in base alla frequenza, lunghezza e tipo del cavo coassiale impiegato e Z del carico, mostra la Z in stazione e calcola l'eventuale attenuazione introdotta da quel tipo di cavo coassiale.

Sapendo che il carico e' 50 OHm, la Z caratteristica del cavo e' 50 OHm e l'uscita del TX e' 50 OHm ci si aspetterebbe un SWR=1 e la medesima Z che si ha sul carico.

Vediamo :



Impostati i valori vediamo cosa succede alla Z sul carico sull'input.

ZL=50OHm, R=50OHm, X=0

Qualcosa cambia alla Zinput :

Zin=50.108 OHm, R=50.107, X=-j0.351 (capacitiva)

SWR Load = 1

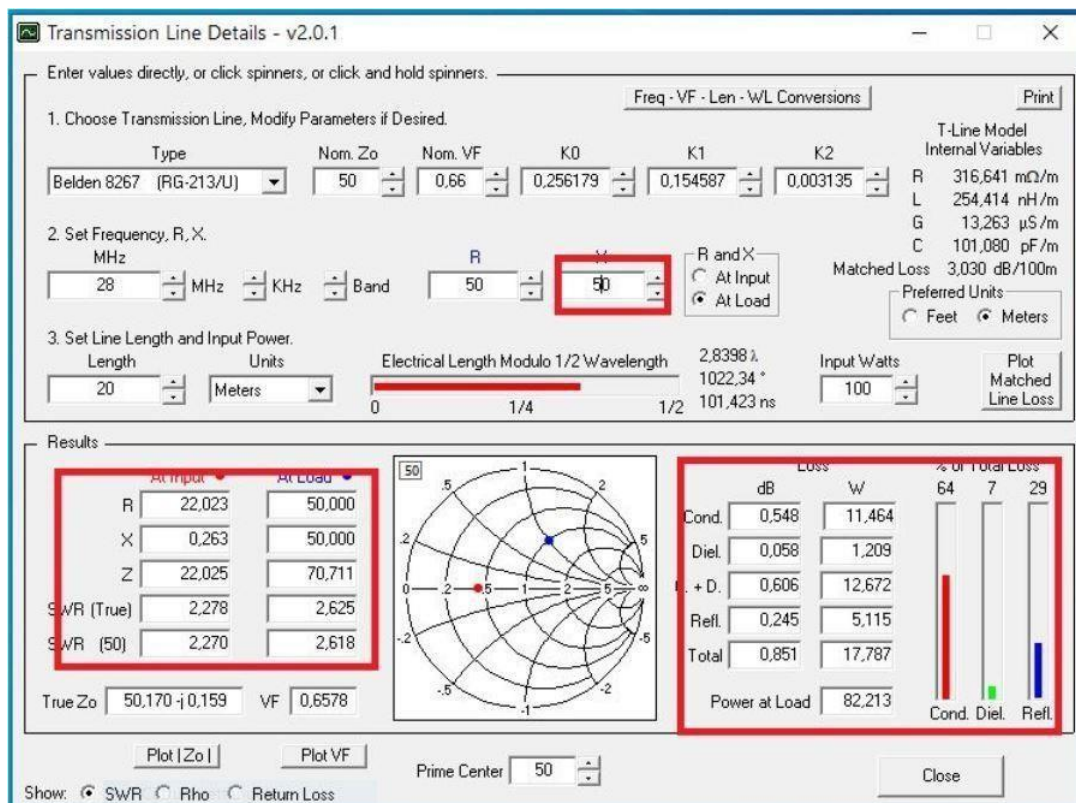
SWR Input =1.007

In pratica l'SWR non e' cambiato quasi niente a meno di quale decimale non significativo.

Qualcosa pero' e' successo alla potenza che arriva al carico. Con 100 W in ingresso, a causa dell'attenuazione introdotta dal cavo coassiale, abbiamo una perdita di 13.022W che e' data dalla somma della attenuazione dovuta alla resistivita' del cavo non nulla e una minima parte dovuta al dielettrico con cui e' stato costruito il cavo.

Niente di nuovo pertanto, ci si aspettava questo comportamento anche se si vede che la X input non e' 0 ma e' diventata capacitiva. Questo perche' quelle famose celle L e C hanno l'effetto di trasformare l'impedenza. Il cavo e' "a costanti distribuite" e cioe e' la somma, in tutta la sua lunghezza, di queste "celle". Da qui si puo' vedere l'effetto della trasformazione dell'impedenza, anche se molto limitato.

Vediamo invece cosa accade nelle stesse condizioni ma con un carico ZLoad=50+j50 e cioe' non piu' solo resistivo ma con una componente reattiva di tipo induttivo.



Come si vede ZLoad e' diventata 70.70ohm, R=50 OHm, X=50 OHm e SWRLoad=2.618.

Quale impedenza vede il trasmettitore ?

Zinput=22.025 OHm, R=22.023 OHm, X=0.263 OHm, SWRInput=2.270

Un bel cambiamento di R e X, non c'e' che dire. In pratica e' avvenuta una trasformazione di impedenza che, se non fosse per l'attenuazione che fa vedere al trasmettitore un SWR piu' basso dei quello del carico, sarebbe ancora 2.618. Nel caso specifico fa capolino anche una terza attenuazione che e' dovuta alla riflessione del segnale e che prima era negligibile. La potenza erogata al carico diventa pertanto piu' bassa e pari a 82.213W rispetto ai 100 W iniziali.

Come si vede la coppia R e X input producono praticamente lo stesso SWR che si ha al carico.

Da qui si deduce che la cosa piu' importante e' avere un carico adattato in modo che la trasformazione introdotta dal cavo sia la minore possibile.

Ma come fare per leggere la Z nel punto di alimentazione dell'antenna senza scapicollarsi su per un palo una volta montata l'antenna ?.

La tecnologia ci e' venuta in aiuto. Ultimamente si trovano a prezzi contenuti degli analizzatori di antenna a una porta (DUT) che consentono la misura del parametro di Scattering S11. Tale parametro coincide con il coefficiente di riflessione Γ (gamma) se il dispositivo sotto misura e' unidirezionale. Le misure sono attendibili se il carico non e' troppo disadattato oltre il quale i parametri misurati da alcuni analizzatori di antenna non sono piu' coerenti.

Il trucco sta nell'utilizzare il medesimo cavo che si utilizza per alimentare l'antenna. Occorre eseguire la procedura di calibrazione SOL (Short, Open, Load) quando si ha ancora in mano tutto il cavo e cioe' prima di issare l'antenna. Una volta eseguita la calibrazione abbiamo spostato il piano di misura alla fine del cavo coassiale e cioe' nel punto alimentazione dell'antenna.

Potremo poi tranquillamente installarla con questo cavo ed eseguire la misure della ZLoad direttamente al connettore in stazione, come se fossimo nel punto di alimentazione dell'antenna stessa. Dalle letture eseguite si capira' come operare per ridurre al minimo la sua reattanza.

Domanda : data la Z nel punto dove c'e' l'RTX, si puo' calcolare il coefficiente di riflessione Γ e l'SWR in quel punto ?.

La risposta e' SI, facendo attenzione che la Z e' un numero complesso e cosi' pure il coefficiente di riflessione Γ (gamma).

Vediamo come.

Sappiamo che l'SWR si puo' ottenere dalla relazione che lo lega a $|\Gamma|$ (cioe' il modulo Γ) :

$$SWR = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|)$$

A sua volta Γ è uguale a $(Z_{in} - Z_0) / (Z_{in} + Z_0)$.

Ma $Z_0 = 50 + j0$ e cioè 50 Ohm reali senza parte immaginaria.

Nell'ultimo esempio fatto avevamo che $Z = 22.023 + j0.263$ (leggermente induttiva). Sostituiamo i valori numerici ottenendo quindi

$$\Gamma = [(22.023 + j0.263) - 50] / [(22.023 + j0.263) + 50]$$

Se si eseguono i calcoli raggruppando la parte reale e la parte immaginaria alla fine si ottiene il numero complesso $-0.388 + j0.003$ che è il coefficiente di riflessione Γ .

Se adesso ne calcoliamo il modulo otterremo $|\Gamma| = 0.38801$.

Adesso calcoliamo l'SWR

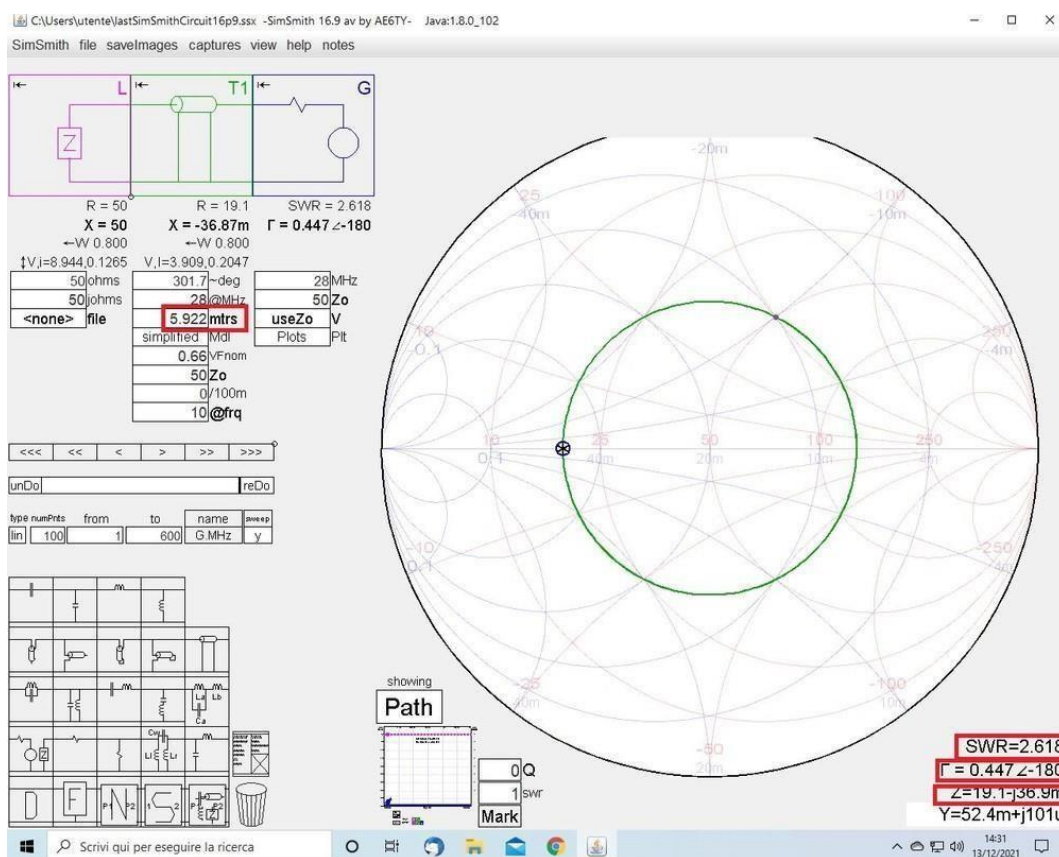
$$SWR = (1 + 0.38801) / (1 - 0.38801) = 2.268 \text{ che è praticamente } 2.270 \text{ a meno degli arrotondamenti fatti.}$$

Pertanto quanto da noi calcolato corrisponde a quanto TLDetails calcola e, se avessimo usato la Carta di Smith, avremmo ottenuto lo stesso risultato.

Un'altra domanda : la lunghezza del cavo coassiale incide sull'SWR misurato in stazione ?.

La risposta è NI.

Se il cavo fosse ideale, e cioè senza attenuazione, allora la risposta sarebbe NO. Infatti utilizzando la Carta di Smith si può vedere la situazione in questione

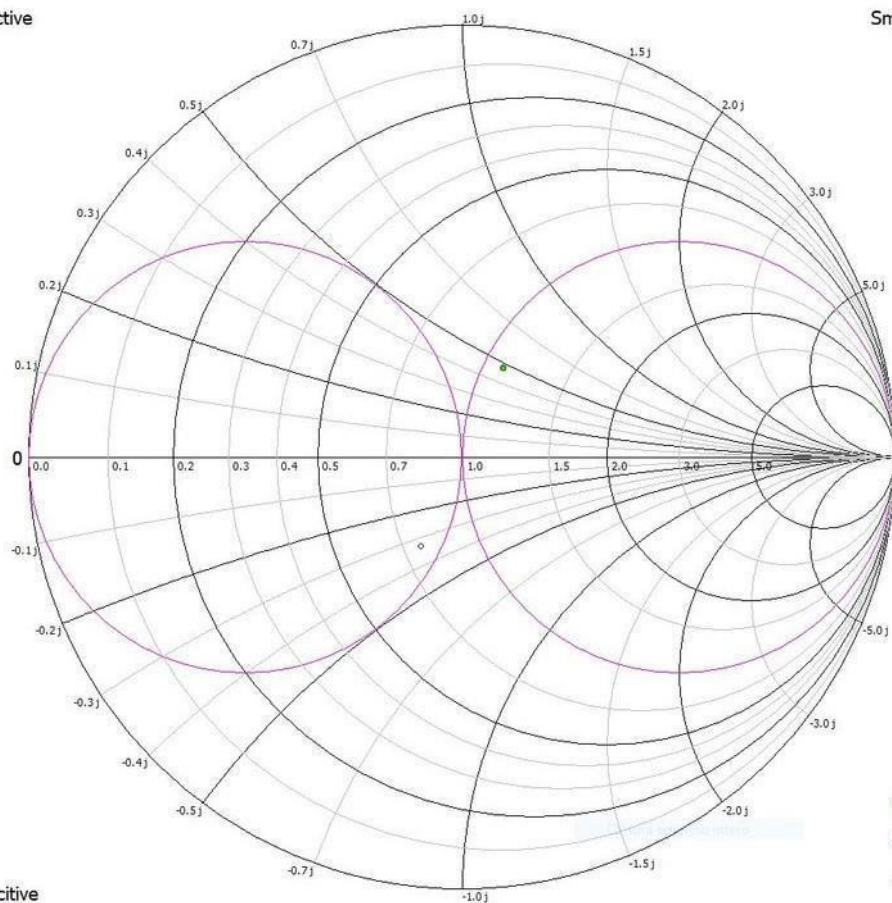


Se il cavo fosse ideale, e cioè senza attenuazione, variando la sua lunghezza non inciderebbe sull'SWR che rimarrebbe lo stesso misurato nel punto di alimentazione dell'antenna. L'unica cosa che cambia sono le coppie R e X ma, ai fini pratici, il coefficiente di riflessione Γ non cambia e come tale l'SWR avvicinandoci o allontanandoci dal carico. Allungando o accorciando il cavo ci si muoverebbe sulla circonferenza (in verde nel grafico) dell'SWR che si ha ai capi dell'antenna. Il raggio di questa circonferenza è proprio il modulo del coefficiente di riflessione Γ .

Se invece il cavo non è ideale e quindi introduce una attenuazione, la circonferenza diventa una spirale concentrica dove, all'aumentare della lunghezza del cavo, l'SWR ai capi del trasmettitore risulta inferiore a quello misurato ai capi dell'antenna.

Inductive

Capacitive



Smith Chart

Diagram

Z_{in} Z_L

5 4 3 2 1 Z_L

5. None Value: 0

4. None Value: 0

3. None Value: 0

2. None Value: 0

1. None Value: 0

Z Load Re: 55 Im: 24

Zin: Re: 55 Im: +24 ohm ($L=38.2$ nH)

Zin: Re: 65.5 // Im: 150 ohm ($L=239$ nH)

Draw SWR **SWR: 1.59**

Mouse Z: 4.32 ohm -80.9 j ohm

ρ : 0.95 angle: -63 degrees

Zn (ohm) 50 ohm Freq 100 MHz

☒ Calculate Chart Up Down

☐ Scan

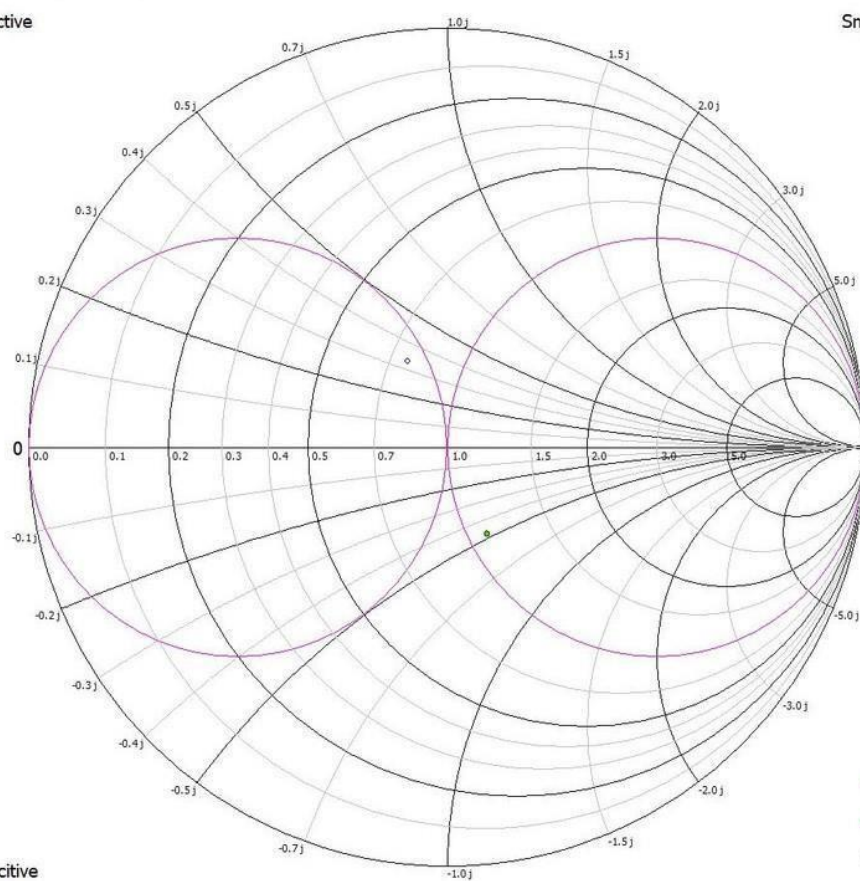
☐ Show Bode Plot

☐ Show Smith Chart Labels

Mentre nel grafico sotto il punto verde corrisponde a $Z=55-j24$.

Inductive

Capacitive



Smith Chart

Diagram

Z_{in} Z_L

5 4 3 2 1 Z_L

5. None Value: 0

4. None Value: 0

3. None Value: 0

2. None Value: 0

1. None Value: 0

Z Load Re: 55 Im: 24

Zin: Re: 55 Im: -24 ohm ($C=66.3$ pF)

Zin: Re: 65.5 // Im: -150 ohm ($C=10.6$ pF)

Draw SWR **SWR: 1.59**

Mouse Z: 12.2 ohm -59.8 j ohm

ρ : 0.82 angle: -78 degrees

Zn (ohm) 50 ohm Freq 100 MHz

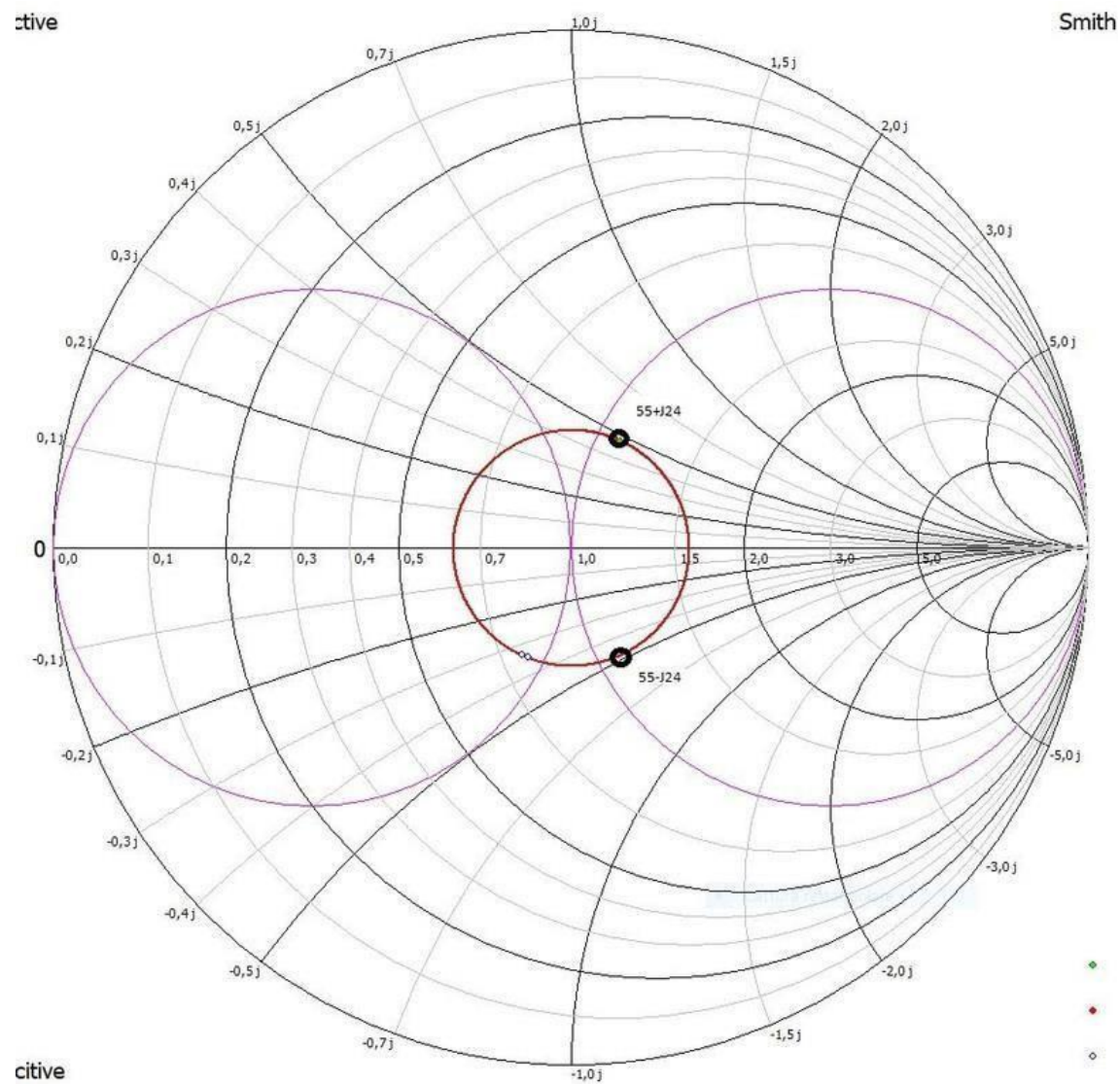
☒ Calculate Chart Up Down

☐ Scan

☐ Show Bode Plot

☐ Show Smith Chart Labels

I due punti $Z=55+j24$ e $Z=55-j24$ appartengono alla stessa circonferenza il cui raggio e' il coefficiente di riflessione gamma .



Considerazioni sull'uso di un analizzatore di antenna

Quando si utilizza l'analizzatore di antenna occorre prestare attenzione che le letture della coppia R e X siano congruenti con l'SWR mostrato.

Un esempio.

Ho visto un caso dove veniva utilizzato un MFJ259 per verificare il funzionamento di un dipolo a V invertita per gli 80 metri. L'MFJ mostrava una R=76, una X=14 e un SWR=2.8.

Facendo i calcoli per R=76 e X=+J14 (anche se fosse -J14 non cambierebbe il risultato dell'SWR) :

$$\Gamma = (Z_{in} - Z_0) / (Z_{in} + Z_0) = (76 + j14 - 50) / (76 + j14 + 50) = (26 + j14) / (126 + j14) = 0.216 + j0.087$$

$$|\Gamma| = \text{SQRT}(0.216^2 + 0.087^2) = 0.23286$$

$$\text{SWR} = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|) = (1 + 0.23286) / (1 - 0.23286) = 1.6$$

che e' completamente difforme da 2.8 indicato dall'MFJ

A questo punto bisognerebbe capire se sono errate le letture della R e X oppure il calcolo dell'SWR. La cosa strana e' che con i valori di R=55 e X=J24 l'SWR letto era corretto. Dunque se i valori di R e X letti sono corretti, ma ne dubito, allora l'MFJ fallisce nel calcolo dell'SWR.

Personalmente, ma e' un mio punto di vista, ritengo l'MFJ non molto affidabile, e' stato si il primo in commercio ma ha dimostrato limiti nei calcoli.

Una breve nota: questi analizzatori di antenna a basso costo funzionano bene solo quando il disadattamento e' limitato e dopo danno dei risultati non congruenti. L'unico che si salva e' l'FA-VA5 progettato dal fisico tedesco DG5MK e venduto in KIT. Confrontato con altri analizzatori quali MFJ, COMET, RIG- EXPERT e prendendo come riferimento l'AGILENT 4291B si vede che e' quello che piu' si avvicina a quest'ultimo al variare del disadattamento. L'MFJ e famiglia e' quello che commette piu' errori nel calcolo della R edella X.

Di seguito una comparazione, con diversi carichi, dell'errore di misura delle coppie R e X tra lo strumento campione AGILENT 42912B e gli altri.

Accuracy comparison

Product Review
Mark J. Wilson, K3RI, K3ROB@comcast.net

A Look at Four Antenna Analyzers

Table 1 Antenna Analyzer Feature Comparison								
Analyzer	Price	Range MHz	SWR	Z	X	Sign of X	AA Batt	Extern Power
Comet CAA-500	\$420	1.53-259 273-508	1-6	Yes	No	N/A	6	Yes
MFJ-266	\$320	1.5-71 85-185 300-490	1-9.9	Yes	Yes	No	β	Yes
RigExpert AA-54	\$320	0.1-54	1-10	Yes	Yes	Yes	2	Yes
Youkits FG-01	\$249	1-60	1-9	Yes	No	No	3***	Yes

Many analyzers have problems with large impedances...

FA-VA 4 measurements:

Table 2 Impedance and SWR Measurements [continued]						
Load	Frequency	Comet CAA-500	MFJ-266	RigExpert AA-54	Youkits FG-01	Agilent 4291B (reference)†
200 Ω (4:1 SWR)	3.5 MHz	225 Ω (3.8:1)	160-j94 Ω (4.4:1)	197.8-j1.7 Ω (4.0:1)	205 Ω (4.0:1)	201-j1.2 Ω
	14 MHz	225 Ω (3.8:1)	149-j107 Ω (4.6:1)	195.0-j26.1 Ω (4.0:1)	205 Ω (4.0:1)	201-j4.8 Ω
	28 MHz	220 Ω (3.8:1)	144-j104 Ω (4.5:1)	187.5-j50.3 Ω (4.0:1)	205 Ω (4.0:1)	200-j0.4 Ω
	50 MHz	210 Ω (3.7:1)	132-j100 Ω (4.3:1)	164.2-j83.4 Ω (4.2:1)	195 Ω (4.0:1)	199-j16 Ω
	144 MHz	175 Ω (4.1:1)	72-j69 Ω (4.3:1)	—	—	189-j45 Ω
1000 Ω (20:1 SWR)	223 MHz	125 Ω (4.8:1)	—	—	—	—
	440 MHz	170 Ω (4.1:1)	—	—	—	—
	3.5 MHz	—	—	883-j184 Ω (18.7:1)	—	998-j33 Ω
	14 MHz	—	—	505-j471 Ω (16.6:1)	—	981-j127 Ω
50 -j50 Ω (2.62:1 SWR)	28 MHz	—	—	202-j471 Ω (x)	—	935-j230 Ω
	50 MHz	—	—	53-j270 Ω (x)	—	825-j373 Ω
50 +j50 Ω (2.62:1 SWR)	3.5 MHz	70 Ω (2.5:1)	34-j39 Ω (2.6:1)	49.0-j46.1 Ω (2.5:1)	83 Ω (2.5:1)	50-j47 Ω
	14 MHz	75 Ω (2.8:1)	33-j51 Ω (3.5:1)	45.5-j51.5 Ω (2.8:1)	89 Ω (2.7:1)	48-j52 Ω
	28 MHz	70 Ω (2.5:1)	36-j45 Ω (2.8:1)	45.8-j46.9 Ω (2.8:1)	78 Ω (2.4:1)	51-j48 Ω
50 +j50 Ω (2.62:1 SWR)	3.5 MHz	80 Ω (2.6:1)	65-j54 Ω (2.6:1)	52.0-j50 Ω (2.6:1)	92 Ω (2.5:1)	52+j50 Ω
	14 MHz	75 Ω (2.5:1)	51-j51 Ω (3.0:1)	55.8-j48.1 Ω (2.4:1)	92 Ω (2.5:1)	53+j48 Ω

Measurement (after SOL f):	Accuracy: 1.2% 2.10 %													
	Nominal/VNWA RFID @ f ta		Measured 3.5 MHz		Measured 14 MHz		Measured 28 MHz		Measured 50 MHz		Measured 100 MHz			
	x	ly	delta / % x	delta / % y	delta / % x	delta / % y	delta / % x	delta / % y	delta / % x	delta / % y	delta / % x	delta / % y	delta / % x	delta / % y
50 Ohm 1:1 SWR	50	0	0.0%	50.0	0.0	0.0%	50.0	0.0	0.0%	50.0	-0.1	0.2%	49.9	0.4
5 Ohm 10:1 SWR	5	0	0.0%	5.0	0.0	0.0%	5.0	0.1	2.0%	4.9	0.3	0.0%	5.0	0.9
25 Ohm 2:1 SWR	25	0	0.4%	24.9	0.3	0.4%	24.9	1.0	0.8%	24.8	2.4	0.4%	24.9	8.2
100 Ohm 2:1 SWR	100	0	0.4%	99.6	0.4	0.3%	99.7	1.7	0.3%	99.7	3.3	0.0%	99.6	11.8
200 Ohm 4:1 SWR	200	0	0.0%	200.0	0.6	0.0%	200.0	2.3	0.3%	199.9	5.3	-0.5%	201.0	15.5
1000 Ohm 20:1 SWR	1000	0	0.3%	997.0	0.4	0.3%	997.0	-2.0	1.4%	995.0	4.7	1.2%	998.0	-7.8
1000 pF 49.9 Ohm	49.9	-45.9	-0.2%	50.0	na	na	na	na	na	na	na	na	na	na
200 pF 49.9 Ohm	49.8	-50.3	na	na	1.2%	50.4	-1.0%	-50.8	na	na	na	na	na	na
120 pF 49.9 Ohm	50	-44.7	na	na	na	na	na	1.4%	49.3	0.7%	-44.4	na	na	na
1.6 uH 49.9 Ohm	50.1	34.7	-0.3%	50.3	0.3%	34.6	na	na	na	na	na	na	na	na
0.6 uH 49.9 Ohm	50.4	55.4	na	na	-1.0%	50.9	0.9%	54.9	na	na	na	na	na	na
0.3 uH 49.9 Ohm	50.3	49.8	na	na	na	na	na	-0.4%	50.0	1.8%	48.9	na	na	na

Le sue specifiche sono :

Table 1: Technical data		
Frequency range	0.01 MHz ... 600 MHz, (resolution: 1 Hz)	
Measuring range limits	$s \leq 100$, $Z \leq 1000 \Omega$ *	
Measurement result	full impedance value (resistance and reactance), including sign	
Accuracy	$\leq 2\%$ ($0.01\text{MHz} \leq f \leq 200 \text{ MHz}$, $Z < 1000 \Omega$)	
Dynamic range of the mode	Precise: 80 dB to 200 MHz, 50 dB 200 MHz ... 600 MHz	
Return Loss Mode Standard:	75 dB to 200 MHz, 45 dB 200 MHz ... 500 MHz	
Fast mode:	70 dB to 200 MHz, 40 dB 200 MHz ... 500 MHz	
Frequency stability	0.5 ppm ($-30^\circ \text{C} \dots +85^\circ \text{C}$)	
Signal processing	24-bit ADC, 16-bit DSP, 32-bit calculation	
Power supply	$2 \times 1.5\text{V}$ AA battery	
Measuring input	50 Ω , BNC	
Output signal	Squarewave	
	$f = 1 \text{ MHz}$, RL = 50 Ω :	P1 – 5.6 dBm (1 st harmonic, fundamental)
		P3 = -4.0 dBm (3rd harmonic)
		P5 = -8.3 dBm (5th harmonic)
	$f = 200 \text{ MHz}$, RL = 50 Ω :	P1 = 4.5 dBm (1st harmonic, fundamental)
		P3 = -7.2 dBm (3rd harmonic)
		P5 = -15.3 dBm (5th harmonic)
Current consumption	38 mA ** (65 mA) at 1 MHz, 47 mA ** (85 mA) at 200 MHz, Load resistance 50 Ω , lighting switched off, single frequency measurement Z	
Current real time clock	0.9 μA	
Dimensions	127 mm $\times$ 86 mm $\times$ 23 mm (L $\times$ W $\times$ H)	
Mass	280 g incl. AA batteries	
* Measurements beyond that, but possible with less accuracy		
** Mean, peak in parentheses		

Il kit e' semplice da montare e funziona molto bene ma occorre tenere presente che, essendo un prodotto tedesco, manca della grafica colorata, del maquillage di cui sono provvisti gli altri, in cambio pero' offre tanta solidita' nei calcoli. L'unico lusso e' quello di visualizzare il proprio nominativo e un orologio in forma analogica.

Qui la presentazione del sistema di calcolo dell 'FA-VA5 : <https://www.youtube.com/watch?v=X8Z7veGV570> oppure (<https://www.youtube.com/watch?v=X8Z7veGV570>)

che consiglio vivamente di vedere ed ascoltare, anche se e' in inglese, perche' chiarisce molte considerazioni sugli analizzatori di antenna ed il loro uso.

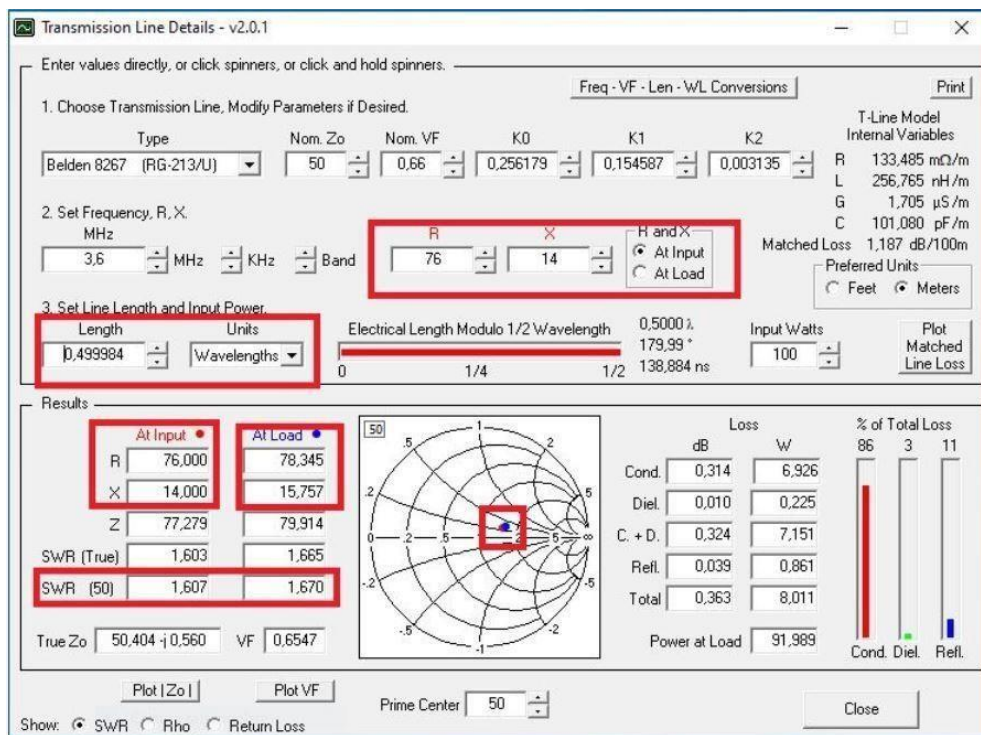
Una nota di merito va alla serietà della RigExpert che ha l'onestà di scrivere che oltre i 150 ohm le sue letture sono inaffidabili.

Come già descritto, se si dispone di un analizzatore di antenna calibrabile S.O.L. si può conoscere l'impedenza dell'antenna direttamente in stazione avendo cura di eseguire la calibrazione alla parte terminale del cavo coassiale (quella che andrebbe collegata all'antenna).

Ma se non si ha a disposizione questo strumento ?

Allora si ritorna alle buone e vecchie leggi sulla teoria delle linee. Sappiamo che ogni LAMBDA/2 l'impedenza e' la stessa, pertanto ci si dota di un cavo coassiale di lunghezza elettrica LAMBDA/2 e si misura l'impedenza con un ponte di rumore tipo PALOMAR NOISE BRIDGE RX100 che tanti anni fa' era uno strumento che non mancava mai negli "attrezzi" di un radioamatore. Si collega in stazione al cavo coassiale LAMBDA/2 e all'rtx mentre l'altro capo all'antenna della quale non si conosce l'impedenza. A questo punto si ricerca la posizione di R e X per la quale si ottiene il minimo rumore in altoparlante. Si ha così il bilanciamento del ponte e si legge la R e la X in quel punto. Poiche' il cavo LAMBDA/2 ripropone la stessa impedenza ad entrambe i capi, allora l'impedenza dell'antenna e' quella letta sul ponte. Attenzione pero', questo vale solo sulla frequenza tale per cui il cavo e' di lunghezza elettrica LAMBDA/2. Facciamo un esempio con il calcolatore TLDetails.

In stazione leggiamo R=76 e X=14 alla frequenza di 3.6MHz e il cavo usato e' il solito RG213 Belden 8267, vogliamo conoscere quanto vale la ZL e cioe' quella dell'antenna.



Abbiamo impostato 3.6MHz e R=76 e X=14 all'input e cioè in stazione, poi abbiamo impostato la lunghezza del cavo a 0.5 LAMBDA elettrici (0.499984) e come risulta dalla casella Electrical Length Modulo 1/2 Wavelength =0.5 Lambda. Avendo impostato R=76 e X=14 all'input, i valori letti sul carico di R e X sono 78.345 Ohm e 15.757 Ohm molto vicini ai primi. Sulla Carta di Smith associata i due punti rosso e blu, che rappresentano rispettivamente la coppia sull'input e sul carico e si trovano praticamente sovrapposti. Pertanto abbiamo dimostrato che utilizzando un cavo di lunghezza Lambda/2 elettrici, l'impedenza all'inizio e alla fine del cavo è la medesima. A questo punto siamo nelle condizione di affermare che, misurata la coppia R e X in stazione, se utilizziamo il cavo di lunghezza elettrica Lambda/2, i valori letti corrispondono a quelli dell'antenna e viceversa e così pure l'SWR.

Dubbio.

Va benissimo costruire uno spezzone lambda mezzi. Però sappiamo che il cavo introduce una certa attenuazione. Siamo sicuri che l'R e la X che ci mostra lo strumento siano uguali a quelli presenti all'antenna?. Io mi fiderei di più ad inserire i valori di R ed X indicati dall'analizzatore sul software TLdetails, e da lì ricavare i valori di R ed X all'antenna. Ovviamente è chiaro che una volta che si utilizza il software non serve più che il cavo sia esattamente lambda mezzi, il software è in grado di calcolare la compensazione di qualunque lunghezza. Che poi vorrebbe dire che si può utilizzare uno stesso cavo su tantissime frequenze. Il bello di TLdetails è che nel suo menù a tendina ha tantissimi cavi. Giocando un po' con la versione online, e simulando una lunghezza elettrica lambda mezzi perfetta, i valori al Load ed al Source (antenna e radio) non sono mai identici, ma solo molto vicini, e la cosa mi sembra più che coerente. Il cavo non è ideale e quindi una certa attenuazione la introduce, ma se consideriamo il suo fattore di velocità si riesce ad ottenere un tratto Lambda/2 molto vicino al reale, ma solo per una frequenza. L'obiettivo è mostrare che ogni Lambda/2 la coppia R e X si ripete. L'uso del programma, è molto più comodo e probabilmente più accurato.

Se si minimizza la parte reattiva nel punto di alimentazione dell'antenna, cercando di avere la parte resistiva molto più preponderante, la trasformazione lungo il cavo è minore. Da qui mi sono convinto che la cosa migliore è cercare di portare a zero (magari !) la parte XL.

Con sistemi più rudimentali conviene farsi il cavo lambda mezzi. Per calcolare la lunghezza giusta prima moltiplico la mezza lunghezza d'onda per il VF, e così si ottiene un valore approssimato. Poi si inserisce come impedenza un valore qualunque di R, per esempio 100 e come valore di X metto 0.

Partendo dalla lunghezza approssimata si mette valori di lunghezza del cavo un po' più alti o un po' più bassi fino a ottenere come X di uscita il valore più vicino allo zero.