

Domenico Marini • I8CVS

E-mail: domenico.i8cvs@tin.it

## Misura del Q a vuoto nei risonatori RF

### Premessa

Lo scopo di questo articolo è quello di descrivere un metodo di misura del fattore di merito Q a vuoto dei circuiti risonanti LC col fine di dimostrare che questo parametro quanto è più alto nei circuiti di ingresso dei preamplificatori RF tanto più diminuiscono le perdite a radiofrequenza e più si abbassa in conseguenza la cifra di rumore NF.

Questo metodo di misura del Q a vuoto mi fu insegnato da Piero Moroni, I5TDJ (SK) e impiega il "Ponte per la misura del ROS" che egli descrisse in (1).

### Cosa è il fattore di merito Q

Il fattore di merito, Q (in Inglese: Q factor) è un parametro adimensionale che confronta la frequenza alla quale un sistema oscilla con il tasso di dissipazione di energia. Un Q più alto indica un minor tasso di dissipazione di energia per ogni ciclo rispetto alla frequenza di oscillazione, per cui le oscillazioni si smorzano più lentamente.

Ad esempio, un pendolo oscillante sospeso in aria ha un Q più alto rispetto a un pendolo immerso in olio che perdendo maggiore energia a ogni ciclo ha un Q più basso.

Il fattore di merito Q è definito come:

$$Q = 2\pi \times (\text{energia immagazzinata} / \text{energia persa per ciclo})$$

Dove  $2\pi$  è la pulsazione  $2\pi f$  del sistema avendo posto  $f = 1$  ciclo.

E' quindi evidente che se ci riferiamo al circuito LC di ingresso di un preamplificatore RF questo circuito deve avere un Q a vuoto molto alto e ciò perché tutte le sue perdite si aggiungono al rumore proprio del dispositivo attivo, transistor o GaAsFET che sia, provocando un aumento della cifra di rumore NF.

Per avere un Q a vuoto molto alto in VHF bisogna usare induttori

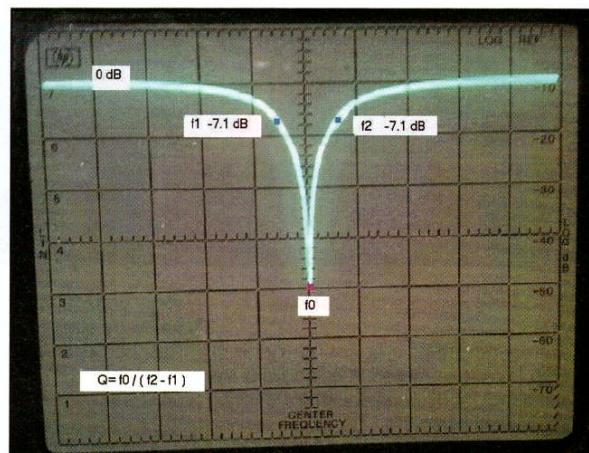


Foto 1 • Misura del Q a vuoto con f2 e f1 nei punti a -7.1 dB

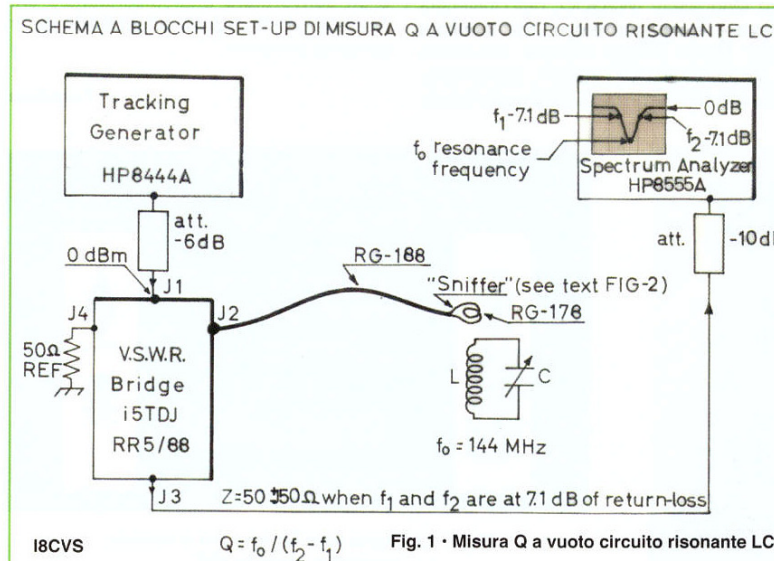
di ingresso del tipo "helical resonator" cioè un avvolgimento circondato da uno schermo di materiale a bassa resistività come rame o alluminio che impedisce all'induttore di irradiare energia nello spazio esterno "perdendola".

Le perdite in un induttore che contribuiscono ad abbassare il Q sono la resistività del filo con cui è avvolto, il suo rapporto lunghezza/diametro e l'energia che irradia nello spazio, ossia la sua resistenza d'irradiazione, per cui chiudendolo in uno schermo di materiale conduttore se ne minimizzano la radiazione e le perdite di energia.

Per avere un Q a vuoto molto alto nel circuito di ingresso di preamplificatori in VHF bisogna usare filo di rame argentato e compensatori del tipo AIRTRONIC con dielettrico in aria che abbiano un Q ( $\geq 10000$  a 100 MHz come descritto in (5) mentre in UHF/SHF è preferibile usare gli stessi compensatori ma con circuito di ingresso in cavità risonante come quello descritto in (3).

Per questo motivo saranno analizzati due metodi di misura del Q a vuoto, il primo su circuiti risonanti LC a 144 MHz, e il secondo su cavità risonanti a 432 MHz.

### Metodo di misura del Q a vuoto col ponte riflettometrico



Strumenti necessari: Tracking Generator, Ponte riflettometrico per la misura del ROS (1), e Analizzatore di Spettro collegati fra loro come indicato in Fig. 1.

Il pezzetto di cavo coassiale di Fig. 2 collegato alla porta J2 del ponte riflettometrico deve essere il più corto possibile, al massimo 50 cm, e se bisogna accoppiarsi al campo magnetico in un punto di un circuito risonante LC ad alta corrente come all'induttanza L questo cavo deve terminare con due piccole spire.

Queste due spire in cavo coassiale, chiamate "sniffer probe" sono un loop di prelievo induttivo e sono avvolte in modo particolare come in Fig. 2 essendo rivestite dalla calza dello stesso cavo coassiale in modo tale che le spire, sensibili solo al campo magnetico, vengano schermate dall'influenza del campo elettrico per cui non caricano il circuito LC sotto esame e accoppiandosi a questo non influenzano la sua frequenza di risonanza  $f_0$ .

Per il mio "sniffer" ho usato 50 cm di cavo RG-188 in teflon e per le due spire con dia-



## — Teoria —

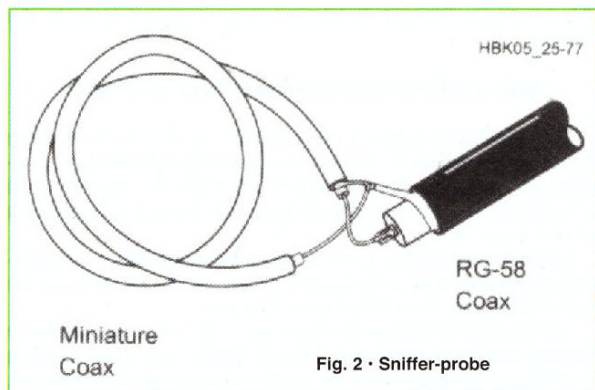


Fig. 2 - Sniffer-probe

metro interno di 10 mm ho usato un microcavo flessibile in teflon RG-178, e questi cavi sono tutti reperibili in (4).

Se invece bisogna accoppiarsi in un punto del circuito risonante come nell'interno di una cavità nella zona dove c'è tensione elevata non occorrono le due spire e la parte terminale del cavo coassiale RG-188 va lasciata aperta e scoperta dalla calza per circa 30 mm mentre il conduttore interno rivestito solo dal teflon va immerso nella zona a tensione elevata nell'interno del campo elettrico come in Fig. 5.

### Esecuzione della misura

Senza accoppiare lo "sniffer" al circuito LC da misurare bisogna regolare gli strumenti per avere su Analizzatore di Spettro una riga orizzontale ad un certo livello da -20 a -30 dBm.

Accoppiare lo "sniffer" lasciamelo al circuito LC sotto esame e variando la sintonia dell'Analizzatore di Spettro trovare la sua frequenza di risonanza fo che apparirà come in Foto 1 sotto forma di una V che rappresenta il return loss.

Sintonizzare se necessario il circuito LC alla frequenza fo voluta e spostare lentamente l'accoppiamento fra lo "sniffer" e l'induttanza del circuito LC in modo da avere un return loss di almeno -20 o -30 dB alla frequenza di risonanza fo come si vede nel marker rosso sul picco in basso dello spettrogramma in Foto 1 dove il return loss arriva a -40 dB.

Variare anche lo span ossia lo "scan width per division" dell'Analizzatore di Spettro per avere una comoda lettura della curva sullo schermo.

Con riferimento alla Foto 1 e partendo dalla linea

orizzontale di livello return loss = 0 dB prendere nota delle due frequenze f1 e f2 indicate dai marker blu e per le quali il return loss passa da 0 dB a 7.1 dB.

Il perché il return loss deve essere 7.1 dB è semplice da comprendere: sul Terman (9) si legge che per un circuito risonante i punti a -3 dB hanno parte resistiva uguale a parte reattiva e il nostro ponte riflettometrico quando misura un return loss di 7.1 dB alle due frequenze f1 e f2 vede  $50 \pm j50 \Omega$ , ossia vede appunto parte resistiva  $R = 50 \Omega$  uguale a parte reattiva  $X = \pm j50 \Omega$ .

Ciò avviene perché la porta J4 del ponte riflettometrico è chiusa su una terminazione da  $50 \Omega$  di riferimento che paragona il suo return loss di almeno 40 dB con quello di 7.1 dB sulla porta J2 a cui è connessa l'impedenza  $50 \pm j50 \Omega$  del circuito risonante LC alle frequenze f1 e f2.

Facciamo un esempio che mostrerà perché alla frequenza f2, che è più alta di quella fo di risonanza il ponte del ROS terminato su J4 con  $50 \Omega$  di riferimento vede  $50 + j50 \Omega$ , ossia un'impedenza con reattanza induttiva che ha return loss di 7.1 dB.

Guardiamo la Carta di Smith di Fig. 3 e verifichiamo a quanti dB di return loss corrisponde l'impedenza di  $50 + j50 \Omega$  quando cioè la parte resistiva e la parte reattiva induttiva sono uguali e troveremo che alla frequenza f2 il return loss del circuito risonante misurato dal ponte è 7.1 dB.

La verifica è semplice:

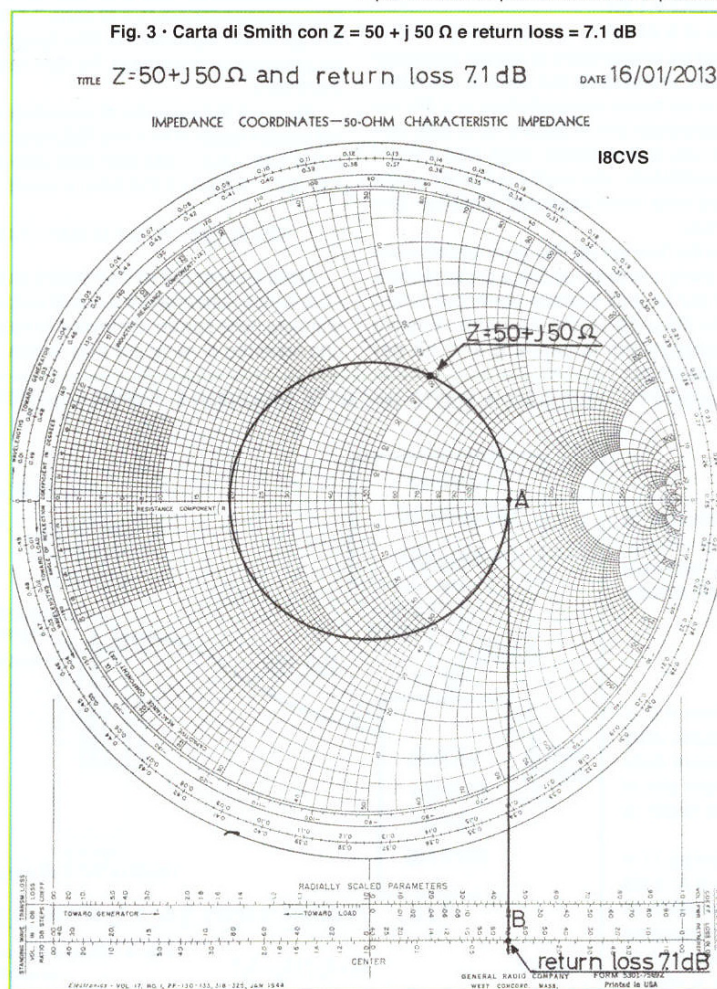
Il centro della Carta di Smith di Fig. 3 ha impedenza  $Z = 50 + j0 \Omega$  e per il centro ci passa il cerchio di parte reale  $50 \Omega$ . Individuiamo l'arco

di reattanza induttiva  $+j50 \Omega$  che si trova sulla parte superiore dell'asse reale della Carta e disegniamo il punto Z dove il cerchio di parte reale  $50 \Omega$  interseca l'arco di parte reattiva induttiva  $+j50 \Omega$ .

Il punto Z indica il luogo geometrico dove si trova l'impedenza  $50 + j50 \Omega$ . Prendiamo un compasso e con apertura il centro della Carta e il punto Z tracciamo il cerchio del ROS che intersecherà l'asse reale della Carta nel punto A tangente al cerchio.

Tracciamo la perpendicolare fra il punto A e la scala orizzontale in basso denominata "Radially Scaled Parameters" e in corrispondenza del punto B sulla retta Return Loss in dB troveremo per conferma che il valore di return loss pari a 7.1 dB corrisponde all'impedenza  $Z = 50 + j50 \Omega$ .

La lettura di un return loss 7.1 dB per  $Z = 50 + j50 \Omega$  fatta sulla Carta di Smith ha ovviamente una certa approssimazione dovuta alla difficoltà di lettura dei piccoli numeri sulle tacche dei Radially Scaled Parameters perché la Carta di Smith è





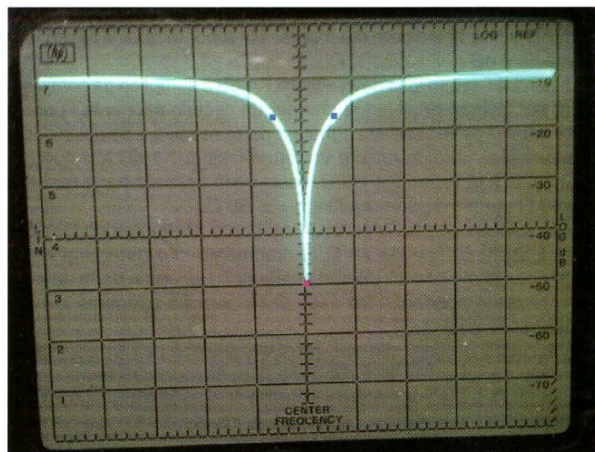


Foto 2 • Circuito LC 144 MHz; scan width per division 0.5 MHz; Vertical 10 dB / Div

piccola quanto un foglio UNI-A4 e se per l'esattezza facessimo il calcolo coi numeri complessi troveremmo che  $Z = 50 + j50 \Omega$  ha come return loss 6.94 dB anziché 7.1 dB.

Tuttavia, la lettura precisa di 6.94 dB in corrispondenza di  $f_1$  e  $f_2$  fatta ad occhio sul reticolo di un analizzatore di spettro analogico come lo HP8555A risulterebbe impossibile ma piccole approssimazioni di lettura determinano un errore non superiore al  $\pm 5\%$  nel calcolo del Q a vuoto e considerando che le misure sono fatte con strumentazione analogica in uso professionale negli anni 1980 il radioamatore può ritenersi soddisfatto dei risultati ottenuti anche se solo riesce a compenetrarsi nella "Ham Ingenuity" usata per fare queste misure non tanto comuni.

Per concludere, sappiamo dal Terman (9) che in un circuito risonante i punti a -3 dB hanno parte resistiva uguale a parte reattiva e quindi le frequenze  $f_1$  e  $f_2$  per le quali il nostro ponte con return loss di 7.1 dB vede appunto  $50 \pm 50 \Omega$  che ha parte resistiva uguale a parte reattiva rappresentano la banda B a -3 dB per cui ora abbiamo tutti gli elementi per calcolare il Q a vuoto e possiamo scrivere che:

$$Q = f_0 / (B - 3 \text{ dB})$$

Siccome in un circuito risonante la banda a -3 dB è  $f_2 - f_1$  mentre la loro media è la frequenza centrale di risonanza  $f_0$  ne deriva che il Q a vuoto del circuito LC si calcola finalmente con:

$$Q = f_0 / (f_2 - f_1)$$

Riassumendo: Per calcolare il Q a vuoto bisogna misurare sul reticolo dello spettrogramma in Foto 1 il valore delle due frequenze  $f_1$  e  $f_2$  nei punti che si trovano 7.1 dB al di sotto del livello di return loss di 0 dB.

La differenza fra le frequenze  $f_1$  e  $f_2$  che rappresenta la banda B a -3 dB si legge con sufficiente precisione in quanto conosciamo a quanto abbiamo settato lo "span" dell'Analizzatore di Spettro ossia conosciamo a quanti

MHz corrisponde ogni divisione orizzontale sul reticolo del monitor.

#### Misura del Q a vuoto su un circuito LC a 144 MHz

Con riferimento a Fig. 1 ho realizzato per prova un semplice circuito LC accordato a 144 MHz senza alcuna schermatura avvolgendo su una punta da trapano  $\phi 6$  mm una L di 6 spire in filo di rame argentato  $\phi 1$  mm spaziando le spire in modo che l'induttanza venisse lunga 18 mm.

Come C in parallelo ad L ho usato un compensatore in aria cilindrico Philips da 25 pF e ho tarato il circuito LC a 144 MHz usando un Grid Dip Meter della Millen modello 90656.

Come strumentazione di misura per il Q in Fig. 1 ho usato un Tracking Generator HP8444A, il Ponte riflettometrico per la misura del ROS (1) autocostruito e un Analizzatore di Spettro HP8555A, così settato:

Scan width per division = 0.5 MHz

Video filter = 10 kHz

Writing speed = STD

Scan mode = SINGLE

Log ref level = 10 dB Vertical/Division

Ho quindi lascamente accoppiato lo "sniffer" all'induttanza L ottenendo lo spettrogramma in Foto 2 con un return loss di -40 dB.

Guardando la Foto 2 si vede bene che i due marker colore blu che corrispondono a  $f_1$  e  $f_2$  sono 7.1 dB sotto il livello di return loss di 0 dB e che essendo 0.5 MHz l'ampiezza di banda di ogni divisione orizzontale la distanza fra ogni marker e il center frequency  $f_0$  è 0.3 MHz.

Siccome la frequenza di risonanza del circuito LC, come indicato dal marker rosso, è  $f_0 = 144.000$  MHz allora la frequenza  $f_2$  è uguale a  $144.000 + 0.3 = 144.300$  MHz mentre la frequenza  $f_1$  è uguale a  $144.000 - 0.3 = 143.700$  MHz e quindi il Q a vuoto è:

$$Q = f_0 / (f_2 - f_1) = 144.000 / (144.300 - 143.700) = 240$$

Un Q a vuoto di 240 è un valore piuttosto basso perché il circuito LC è senza schermature e quindi perde energia RF a ogni ciclo irradiandola nello spazio. Se invece la sola induttanza L fosse chiusa in uno schermo di rame per tutta la sua lunghezza formando così un

#### MISURA Q A VUOTO IN CAVITÀ RISONANTE SOPRA UN LINK AD ALTA CORRENTE

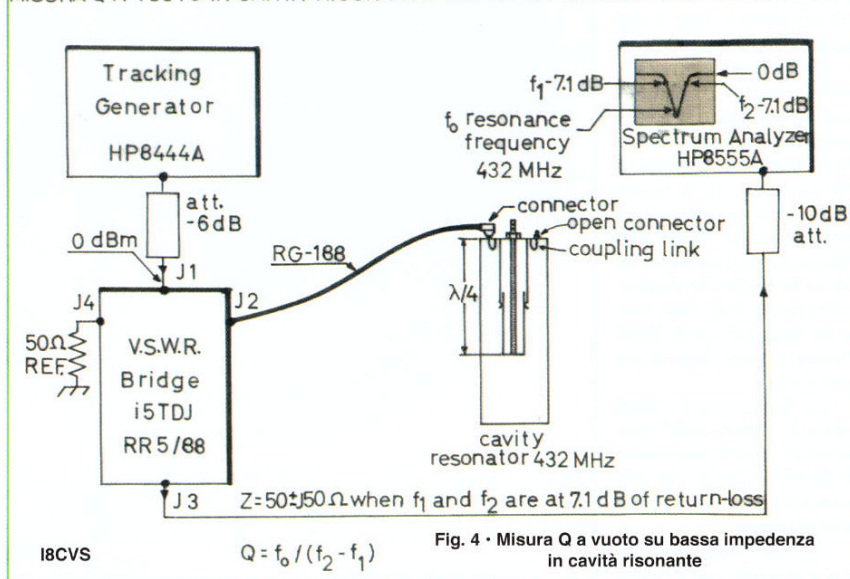


Fig. 4 • Misura Q a vuoto su bassa impedenza in cavità risonante



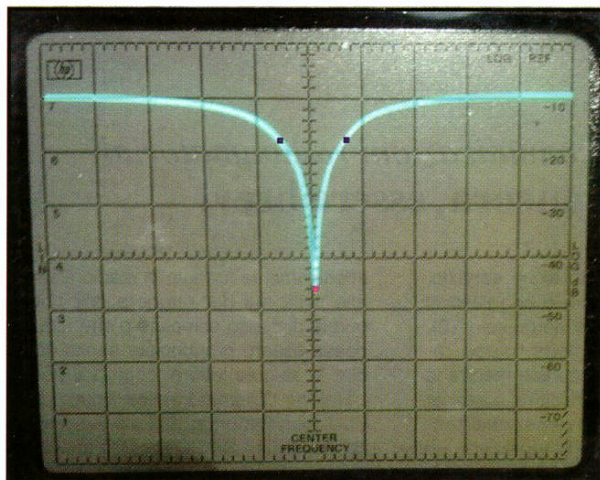


Foto 3 • Cavità 432 MHz; scan width per division 100 kHz; Vertical 10 dB/Div

"helical resonator" l'energia RF perduta per ciclo sarebbe inferiore e il Q a vuoto raggiungerebbe almeno il valore di 455 come misurato da I5TDJ e riportato in (5) e ciò a tutto vantaggio della riduzione della cifra di rumore NF del preamplificatore ivi descritto.

#### Misura del Q a vuoto su una cavità passabanda a 432 MHz

La cavità è un surplus professionale della GTE modello 551-001/65 completamente argentata e accordabile da 398 MHz a 434 MHz di lunghezza 180 mm e diametro 45 mm e dopo essere stata accordata a 432 MHz è stata inserita nel circuito di misura in Fig. 4 accoppiando direttamente la porta J2 del ponte riflettometrico con uno dei due link della cavità lasciando aperto l'altro link.

L'analizzatore di spettro HP8555A è stato settato come segue:

Scan width per division = 100 kHz  
Video filter = 10 kHz  
Writing speed = STD  
Scan mode = SINGLE  
Log ref level = 10 dB Vertical/Division

Guardando la Foto 3 si vede bene che i due marker colore blu che corrispondono a  $f_1$  e  $f_2$  sono 7.1 dB sotto il livello di return loss di 0 dB e che essendo 100 kHz l'ampiezza di banda di ogni divisione orizzontale la distanza fra ogni marker e il center frequency  $f_0$  è 75 kHz pari a 0.075 MHz.

Siccome la frequenza di risonanza della cavità, come indicato dal marker rosso, è  $f_0 = 432.000$  MHz allora la frequenza  $f_2$  è uguale a  $432.000 + 0.075 = 432.075$  MHz mentre la frequenza  $f_1$  è uguale a  $432.000 - 0.075 = 431.925$  MHz e quindi il Q a vuoto è:

$$Q = f_0 / (f_2 - f_1) = 432.000 / (432.075 - 431.925) = 2880$$

Siccome la cavità è completamente chiusa e internamente argentata le perdite sono molto basse e un Q = 2880 a vuoto è molto elevato.

La Fig. 5 mostra un secondo circuito di misura fatto per controprova in cui la porta J2 del ponte riflettometrico è stata collegata alla cavità mediante 50 cm di cavo coassiale RG-188 spogliato all'estremo opposto della guaina e della calza per una lunghezza di 30 mm.

Il conduttore interno del cavo lungo 30 mm scoperto della calza ma ricoperto solo dal teflon è stato infilato nella parte inferiore della cavità praticandovi un foro da  $\varnothing 3$  mm in corrispondenza del punto del risonatore in cui la tensione è elevata come si vede in Fig. 5 e i risultati della misura del Q sono rimasti invariati.

#### Conclusione

L'uso di risonatori con Q a vuoto molto elevato sono il motivo principale per cui il preamplificatore in cavità per 435 MHz descritto in (3) e quello con "helical resonator" per 144 MHz descritto in (5) esibiscono bassa cifra di rumore NF molto prossima a quella dichiarata nei data sheet dai costruttori dei dispositivi attivi che sono stati impiegati.

#### Bibliografia e Riferimenti

- 1) Ponte per la misura del R.O.S. di Piero Moroni, I5TDJ RadioRivista 5/88 e RR 9/13.
- 2) Measurement of the input matching with the aid of a Directional Couplet Bridge by Michael Martin, DJ7VY, VHF Communications 3/83 pagg. 158-162.
- 3) Preamplificatore a basso rumore per 432 MHz di Domenico Marini, I8CVS RadioRivista 9/1993.
- 4) <http://www.rfmicrowave.it/>
- 5) Un semplice preamplificatore per i 144 MHz di Piero Moroni, I5TDJ, Symposium di Modena del 13-14 Marzo 1999.
- 6) Handbook ARRL, edizione 1989 pag. 12-4 e J. Fisk, W1HR QST June 1976.
- 7) Application Note AN 117-1 della Hewlett-Packard.
- 8) E.L. Ginzton, Microwave Measurement, McGraw-Hill Book Co., Inc. N.Y. 1957, Chapters 7 and 8.
- 9) Radio Engineering, by Frederick Emmons Terman, Sc.D, McGraw-Hill Book Company, Inc.



Vi è piaciuto questo articolo?  
Se Si potete votarlo  
on-line visitando il  
nostro sito [www.ari.it](http://www.ari.it)

Mi piace!

#### MISURA Q A VUOTO IN CAVITÀ RISONANTE CON PRELIEVO IN AREA ALTA TENSIONE

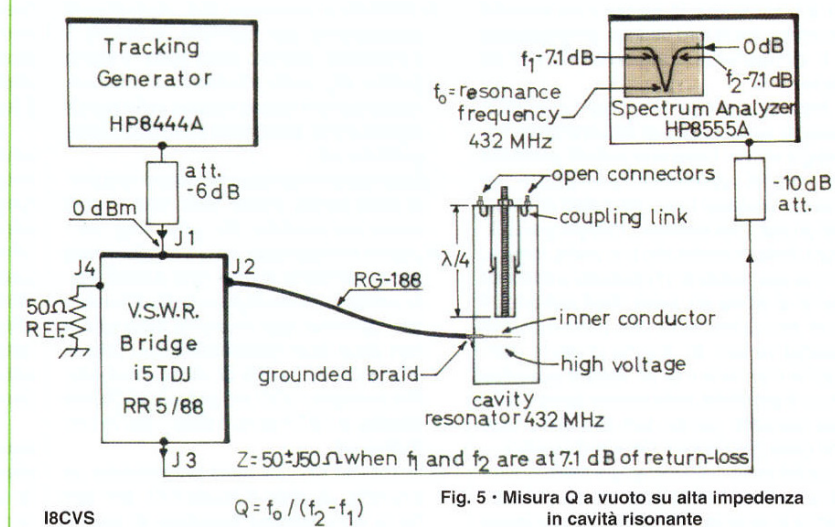


Fig. 5 • Misura Q a vuoto su alta impedenza in cavità risonante