

IMPARIAMO AD USARE IL VECTOR NETWORK ANALYZER (VNA) CARATTERIZZARE I QUARZI

Articolo pubblicato su RR 7/8-2021

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

1. Premessa

Ogni qual volta si vuole progettare un oscillatore stabile in temperatura e frequenza o un filtro stretto ad alto Q è necessario ricorrere all'uso di uno o più quarzi e di conoscerne i parametri caratteristici. Il quarzo è, e resterà, uno dei componenti più utili ed al contempo difficili da caratterizzare e da comprendere. In questo articolo vedremo come ricavare i principali parametri elettrici di funzionamento alla frequenza fondamentale ed alla temperatura ambiente.

2. Modello elettrico a parametri discreti

Il quarzo è costituito da un sottile disco di quarzo a cui sono collegati, sulle facce opposte del disco opportunamente metallizzate, due reofori ed il tutto è racchiuso in un contenitore metallico; figura 16-1.

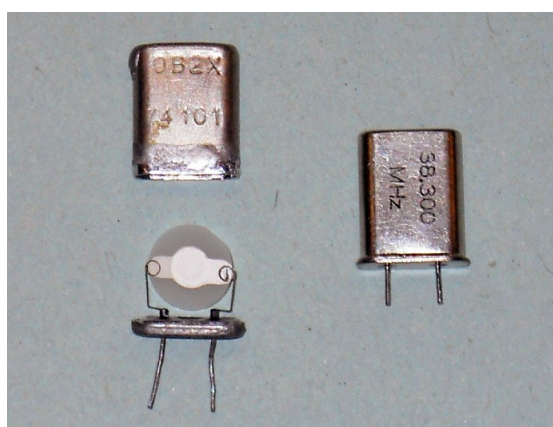


Figura 16-1: Interno di un quarzo in contenitore HC-49/U (foto da [1])

Di fatto è un componente meccanico che sotto l'effetto di un campo elettrico "vibra" ad una certa frequenza legata alle caratteristiche cristallografiche e fisiche del disco di quarzo. Il fenomeno fisico che sfrutta per vibrare è la piezoelettricità; mi fermo qui perché non ho intenzione di scrivere un trattato di cristallografia.

Il modello elettrico a parametri concentrati del quarzo, alla sua frequenza fondamentale, è rappresentato in figura 16-2:

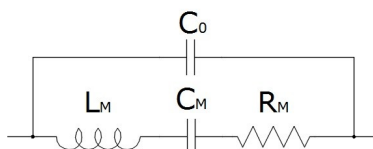


Fig.16-2

Nel modello è presente la capacità C_0 che rappresenta la capacità generata dalla metallizzazione delle due facce del quarzo, a cui fanno capo i reofori, comprensiva delle capacità parassite tra i reofori e tra il contenitore metallico. In pratica C_0 riassume tutte le capacità parassite viste dai reofori. Gli altri elementi hanno come pedice la lettera "M" (Motional) perché non sono veri e propri componenti discreti ma sono elementi dovuti alla vibrazione del cristallo, detti "mozionali", che elettricamente si comportano come un risonatore serie ma fisicamente non sono dei veri e propri dispositivi. In linea di massima si può pensare che la resistenza R_M rappresenti l'elemento dissipativo meccanico che

causa lo smorzamento mentre l'induttanza L_M rappresenta la massa cristallina in movimento e la capacità C_M l'elasticità del cristallo. Ovviamente, ci sono formule che permettono di legare il tipo di taglio e le dimensioni fisiche del dischetto ai parametri elettrici ma questo serve ai costruttori di quarzi. A noi interessa conoscere il valore dei parametri mozionali per utilizzare i quarzi nelle nostre applicazioni e non come tagliare il cristallo per ottenerli. Quindi dobbiamo concentrarci sulla misura dei quattro parametri del modello di figura 16-2. Per fare questo dobbiamo inserire il quarzo in una fixture collegata ad uno (o più) strumenti di misura cioè, purtroppo, introduce altri parametri parassiti che sono rappresentati col pedice "f" in figura 16-3 [2]:

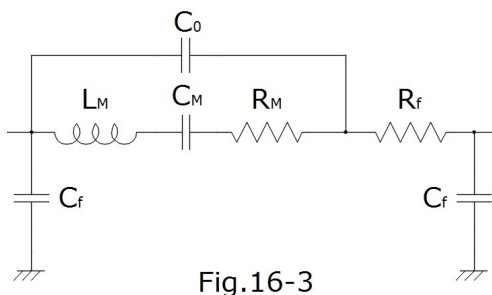


Fig.16-3

R_f rappresenta la resistenza dei reofori e la resistenza di contatto tra il reoforo e lo zoccolo (pochi milli ohm) mentre C_f rappresenta la capacità parassita della fixture quando non è inserito alcun quarzo (di solito intorno al mezzo pF). Da questo modello capite già quanto debba essere curata la misurazione di un quarzo. Infatti, siamo parlando di milli Ohm e di femto Farad (1000 fF = 1 pF).

Non spaventiamoci, in seguito vedremo come affrontare il problema. Vi posso già anticipare che i parametri C_f ed R_f sono tipici della fixture e si possono misurare separatamente. Vi faccio inoltre notare che R_f subisce l'effetto pelle dei reofori ma la frequenza di calcolo è fissa alla di risonanza del quarzo e di solito R_f è trascurabile. Il parametro C_f è invece un parametro da misurare ma occorre un buon capacimetro perché nella peggiore delle ipotesi si tratta di meno di un pF.

Una volta inserito il quarzo nel circuito desiderato (filtro o oscillatore che sia) i parametri R_f e C_f non saranno più presenti, resterà il modello di figura 16-2 che ora andremo a studiare. L'impedenza Z (numero complesso) ai morsetti esterni del modello di figura 16-2 è la seguente:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{jX_0} + \frac{1}{R_M + jX_M}} \text{ Ohm} \quad 16.1$$

Posto che:

$$X_0 = -\frac{1}{2\pi f \cdot C_0} \text{ Ohm} \quad 16.2a$$

$$X_M = 2\pi f \cdot L_M - \frac{1}{2\pi f \cdot C_M} \text{ Ohm} \quad 16.2b$$

Dopo numerosi passaggi matematici si può suddividere l'impedenza Z nella sua parte reale e nella sua parte immaginaria. Tutto ciò per poter ricavare le frequenze di risonanza.

$$Z = \frac{X_0^2 R_M}{R_M^2 + (X_M + X_0)^2} + j \frac{X_0 (R_M^2 + X_0 X_M + X_M^2)}{R_M^2 + (X_M + X_0)^2} \text{ Ohm} \quad 16.3$$

Infatti, la risonanza è definita essere quella frequenza che annulla la parte immaginaria e ciò, nella 16.3, avviene tre volte. La prima volta quando $X_0=0$; cioè con f che diventa infinitamente grande (soluzione banale). Le altre due volte quando il secondo fattore del numeratore della parte immaginaria della 16.3 si annulla. Ciò avviene alla frequenza f_s (il pedice "s" sta per serie):

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_M C_M}} \text{ Hz} \quad 16.4$$

e alla frequenza f_p (il pedice "p" sta per parallelo). Dopo aver supposto $R_M \approx 0$ ed aver operato diverse semplificazioni si ottiene:

$$f_p \approx f_s \sqrt{1 + \frac{C_M}{C_0}} \text{ Hz} \quad 16.5a$$

Se, poi, supponiamo che $C_M \ll C_0$ potremo semplificare ulteriormente ed utilizzare la 16.5b:

$$f_p \approx f_s \left(1 + \frac{C_M}{2C_0}\right) \text{ Hz} \quad 16.5b$$

In pratica la frequenza di risonanza parallelo f_p dipende da quella serie f_s ed è leggermente più alta. Il diagramma del modulo dell'impedenza Z della formula 16.3 è rappresentato in figura 16-4.

MODULO DELL'IMPEDENZA $|Z|$ DEL MODELLO DI QUARZO DI Fig. 16.2

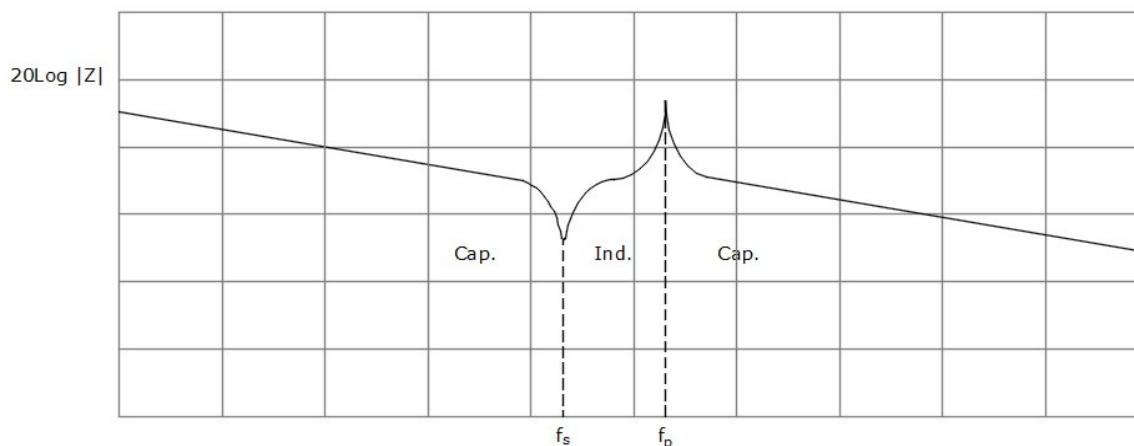


Figura 16-4

Il diagramma è volutamente sproporzionato per mettere in evidenza che in corrispondenza della risonanza serie f_s si presenta una bassa impedenza mentre in corrispondenza della risonanza parallelo f_p si ha un'alta impedenza (la distanza tra f_s e f_p è di pochi kHz). Ciò per rimarcare che si tratta di vere e proprie risonanze serie e parallelo. Notate che tra le due frequenze di risonanza il quarzo si comporta da induttore mentre all'esterno da condensatore.

Inoltre, dalla formula 16.4 si vede che la frequenza di risonanza f_s dipende solo dai parametri mozionali e non da altro. Per cui la frequenza di risonanza serie f_s è piuttosto stabile se non cambiano le caratteristiche meccaniche del quarzo; come, per esempio: l'invecchiamento o la dilatazione fisica dovuta alla temperatura.

La differenza tra le due frequenze si calcola con la formula 16.6:

$$\Delta f \approx \frac{f_s C_M}{2C_0} \text{ Hz} \quad 16.6$$

Oltre ai suddetti parametri ve ne sono altri di notevole importanza ed adimensionali [3].

Il fattore di merito Q del quarzo a vuoto (unloaded) indica quanto è stretta la banda attorno alla frequenza di risonanza f_s ed è calcolato con la 16.7:

$$Q = \frac{1}{2\pi f_s C_M R_M} = \frac{2\pi f_s L_M}{R_M} \quad 16.7$$

Tipicamente il valore di Q spazia tra 2.000 e 400.000. Intorno a 100.000 sono già da considerare dei buoni quarzi.

I parametri parassiti dovuti alla fixture modificano la sola capacità C_0 ed in minor misura la R_M . Noteremo che si sposterà un poco la frequenza parallelo f_p mentre il Q del quarzo non subirà variazioni rilevanti.

Un altro parametro adimensionale è il rapporto di capacità r che indica la larghezza della zona induttiva del quarzo (cioè quella tra la f_s e la f_p) e che si calcola con la 16.8:

$$r = C_0 / C_M \quad 16.8$$

Tipicamente il valore di r spazia tra 200 e 1000.

L'ultimo interessante indicatore adimensionale è la figura di merito del quarzo M, data dal rapporto tra l'impedenza statica del contenitore C_0 e la resistenza mozionale R_M alla risonanza serie; indicatore ricavabile dalla 16.9:

$$M = \frac{1}{2\pi f_s C_0 R_M} \quad 16.9$$

E' un indicatore molto simile al Q ma riporta al posto della capacità mozionale C_M quella statica C_0 . Tipicamente il valore di M spazia tra 2 e 600.

I tre parametri adimensionali sono anche legati tra loro dalla 16.10:

$$Q = M \cdot r \quad 16.10$$

Infine, preso da [3], riporto il calcolo esatto della frequenza di risonanza f_p , detta anche antirisonanza.

$$f_p = f_s \sqrt{1 + \frac{1}{QM} \frac{2}{(1 - \frac{1}{QM}) + \sqrt{(1 - \frac{1}{QM})^2 - \frac{4}{M^2}}}} \quad 16.11$$

Per completare la trattazione teorica, nelle pubblicazioni [2] e [3] viene fatto notare che le frequenze f_s e f_p (ove la parte immaginaria della 16.3 si annulla) sono leggermente diverse da quelle in cui si ha la fase della 16.3 nulla e sono leggermente diverse dalle frequenze ove si ha il rispettivo minimo e massimo del modulo della 16.3. La piccola differenza tra le varie frequenze si può notare anche strumentalmente, ammesso d'avere uno strumento professionale di adeguata precisione. Quindi non meravigliatevi se troverete quarzi descritti con sei frequenze, tre a tre, leggermente diverse tra loro.

3. I metodi di misura dei parametri

La pubblicazione più utile per descrivere i metodi di misura è la [5] perché li riassume tutti in unico documento.

3.1. Misura dei parametri parassiti

I primi parametri da misurare sono quelli statici del quarzo e quelli parassiti della fixture. Le capacità parassite C_f si misurano con un capacimetro. Oppure, si possono ricavare col nostro VNA facendo una misura di riflessione S_{11} a bassa frequenza (qualche centinaio di Khz) ed impostando un elevato tempo di assestamento (almeno una decina di mS). La misurazione va fatta tra i pin della fixture che alloggeranno il quarzo e massa: prima uno e poi l'altro. Le capacità C_f di figura 16-3 di solito sono uguali e, se le cose sono fatte bene, sono dell'ordine del mezzo pF.

La resistenza R_f ha due componenti, quella di contatto R_{CC} e quella variabile con la frequenza R_δ . R_{CC} viene misurata per differenza tra la resistenza di un resistore, avente i reofori dello stesso diametro e lunghezza del quarzo da misurare, e la resistenza tra i pin della fixture quando c'è infilato lo stesso resistore (tipicamente qualche millesimo di Ohm). R_δ , dovuta all'effetto pelle dei reofori, si calcola mediante la formula 16.12:

$$R_\delta = \frac{\rho \cdot l}{A_\delta} \text{ Ohm} \quad 16.12$$

Dove ρ è la resistività del conduttore (per il rame a 20° $1,7 \cdot 10^{-8}$ Ohm/m), l è la lunghezza in metri dei reofori ed A_δ è l'area della corona circolare dovuta all'effetto pelle di spessore δ dal bordo, in m^2 ; tipicamente R_δ è qualche centesimo di ohm.

Complessivamente $R_f = R_{CC} + R_\delta$ si aggira attorno ad alcuni centesimi di ohm; valore di solito trascurabile.

L'ultimo parametro misurabile facilmente è la capacità statica C_0 del quarzo. La misura si svolge con un buon capacimetro o col VNA facendo una misura di riflessione S_{11} ; esattamente come abbiamo fatto con la misura di C_f . Ovviamente la misura S_{11} fatta col VNA sarà leggermente più alta di C_0 perché sarà gravata della capacità C_f della fixture; che chiameremo C'_0 . Quindi, il valore di C_0 si ottiene per differenza con la 16.13:

$$C_0 = C'_0 - C_f \quad 16.13$$

Non dimenticate di togliere la capacità parassita della fixture C_f dalla misura C'_0 fatta col VNA perché anche un pF può fare una grande differenza. Se invece la misurazione la fate col capacimetro non dovrete togliere nulla ma dovrete ricordare di azzerarlo prima di misurare.

Ora vediamo come misurare i parametri mozionali del quarzo.

3.2. Misura della resistenza mozionale R_M

Iniziamo con misura della resistenza mozionale R_M .

a) Primo metodo: misura S_{21} shunt

Il primo metodo di misurazione della R_M si basa sulla risonanza serie del modello di figura 16-2. Infatti, se ipotizziamo che il condensatore C_0 sia abbastanza grande (di solito è vero) da non influenzare la frequenza di risonanza serie f_s , quella che annulla la parte immaginaria della 16.3, si presenterà solo la resistenza mozionale R_M . Di solito, la resistenza mozionale R_M è intorno alla decina di ohm, comunque sempre più bassa dei 50 Ohm caratteristici del ponte riflettometrico inserito nella maggior parte dei VNA low cost. Quindi, per avere una buona accuratezza, la misura col VNA sarà di trasmissione S_{21} , col quarzo a massa; detta di tipo "shunt" (figura 16-5).

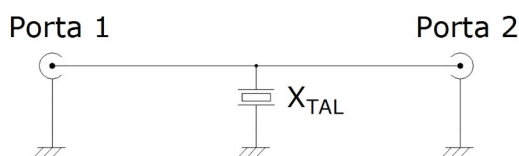


Fig.16-5

Figura 16-5: Misura S_{21} con quarzo in parallelo

Come si può vedere dalla figura 16-5 il quarzo in parallelo cortocircuita "shunt" a massa il conduttore posto tra le porte 1 e 2 del VNA; si tratta quindi di una misura di caduta tensione sul quarzo. Alla risonanza serie f_s il quarzo presenta la sola resistenza R_M che causerà un repentino calo del coefficiente di trasmissione S_{21} ; figura 16-6.

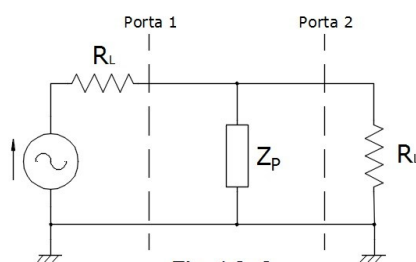


Fig.16-6

Figura 16-6: Configurazione Shunt

Il calo del modulo del coefficiente di trasmissione $|S_{21}|$ (in dB) è correlato al valore del modulo dell'impedenza di shunt Z_p e all'impedenza caratteristica del ponte R_L , secondo la seguente relazione:

$$Z_p = R_M = \frac{R_L}{2 \left(10^{\frac{|S_{21}|_{dB}}{20}} - 1 \right)} \quad \text{Ohm} \quad 16.14$$

Il segno meno all'esponente serve per rendere l'esponente positivo perchè $|S_{21}|$ è negativo. Poichè dovremo fare una misura S_{21} sarà necessario calibrare il nostro VNA, oltre che SOL, anche Thru e, se disponibile, Thru Match per avere tutto solidamente impostato a 50 Ohm.

Questo metodo è il più accurato per la misura di resistenze piccole rispetto all'impedenza caratteristica del ponte riflettometrico contenuto nei VNA (meno di 5 volte R_L).

b) Secondo metodo: misura di riflessione S_{11}

Un secondo modo per misurare la resistenza mozionale R_M è quello di misurare la riflessione che si ha alla risonanza serie sulla porta 1 del VNA; come in figura 16-6 ma con porta 2 del VNA non collegata. Il modulo del coefficiente di riflessione Γ (gamma maiuscolo) è reso col modulo dell' S_{11} . I VNA, di solito, riportano il modulo di S_{11} in dB; per cui il modulo dell' S_{11} è sempre compreso tra 0 ed 1 e quindi il suo valore in dB è sempre negativo. Ergo, per ricavare l'impedenza si usa la formula 16.15:

$$R_M = R_L \frac{1 - 10^{\frac{|S_{11}|_{dB}}{20}}}{1 + 10^{\frac{|S_{11}|_{dB}}{20}}} \text{ Ohm} \quad 16.15$$

L'equazione 16.15 è utile per valori reali di R_M ed è sempre necessario che l'esponente abbia il segno negativo o nullo. La misurazione avviene con semplice calibrazione SOL e solo sulla porta 1 del VNA; la porta 2 di figura 16-6 non deve essere collegata.

Poichè la resistenza mozionale R_M è piccola rispetto all'impedenza del ponte riflettometrico contenuto nei VNA la misura sarà poco accurata. Infatti, questo metodo di misura è accurato solo nell'intorno all'impedenza caratteristica del ponte (5 volte più o 5 volte meno) che di solito è 50 Ohm.

c) Terzo metodo: misura di tensione

Infine, vi è un terzo modo per misurare R_M che utilizza un generatore di RF a 50 Ohm (con magari in cascata un attenuatore da almeno -3dB) e un voltmetro RF o l'oscilloscopio. lo schema del circuito da realizzare è rappresentato in figura 16-7.

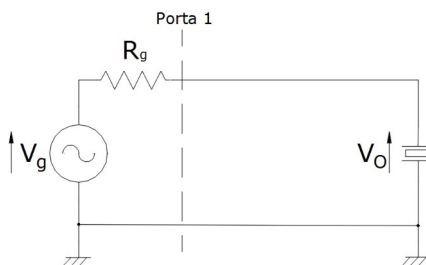


Fig.16-7

Figura 16-7: Misura di tensione

V_g ed R_g sono rispettivamente la tensione a vuoto del generatore RF e la sua resistenza interna (50 Ohm). Con la sonda dell'oscilloscopio x10, ad alta impedenza, misuriamo la tensione V_0 ai capi del quarzo. Impostiamo il generatore 10 di kHz meno della sua frequenza nominale (quella riportata sul contenitore) e inseriamo il quarzo. Poi aumentiamo la frequenza del generatore, piano piano, cercando la V_{Omin} minima. Ci vorrà un po' di pazienza ma ce la si può fare. Trovata la V_{Omin} togliamo il quarzo e, senza spostare la frequenza, misuriamo la V_g a vuoto. Quindi dalla legge alla maglia ricaviamo la formula 16.16 per calcolare R_M :

$$R_M = \frac{R_g \cdot V_{Omin}}{V_g - V_{Omin}} \text{ Ohm} \quad 16.16$$

La frequenza ove si manifesta il minimo sarà molto vicina a quella di risonanza serie ma non sarà uguale; come vi ho già detto in precedenza.

Quest'ultimo metodo probabilmente è il meno accurato ma ci permette d'avere un controllo sui risultati ottenuti con gli altri metodi. Infatti, si dovrebbe arrivare allo stesso risultato ma per via diversa; una sorta di prova del nove.

Se non disponete di un generatore RF usate il VNA mentre se non disponete di un voltmetro RF ad alta impedenza, o non avete modo di misurare l'ampiezza della tensione V_{Omin} e V_g , potete trovare il valore minimo con uno dei metodi illustrati in [7] pag. 7.5. Fatto ciò, mettere al posto del quarzo un trimmer da 25 Ohm e regolatelo in modo da ottenere la stessa tensione minima, ottenuta col quarzo (senza toccare la frequenza). Una volta trovata la stessa tensione minima togliete il trimmer e misuratene il valore. La resistenza del trimmer corrisponderà alla resistenza serie del quarzo R_M . Con un frequenzimetro misuriamo poi la frequenza a cui è avvenuto ciò perché è la frequenza di risonanza serie f_s .

3.3. Misura dei parametri mozionali C_M e L_M

Ricaviamo ora gli altri due parametri mozionali C_M e L_M .

a) Primo metodo: larghezza di banda S_{21} a -3dB

Il primo metodo che utilizzeremo è quello della larghezza di banda a -3dB attorno all'attenuazione minima del modulo di S_{21} . Per fare la misurazione dobbiamo calibrare il VNA col kit SOLT, inserire il quarzo in serie alle due porte e fare una scansione S_{21} ; figura 16-8.

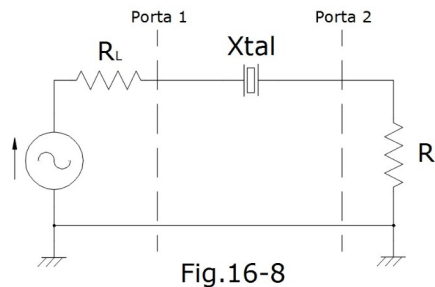


Figura 16-8: Collegamento serie

Per poter avere una buona risoluzione la scansione va fatta attorno alla frequenza f_s di qualche decina di kHz.

Faccio notare che per ricavare la banda a -3dB non è necessario usare un VNA, basterebbe un buon analizzatore di spettro con tracking generator. Ciò perché non sono necessarie misure di fase ma solo di ampiezza.

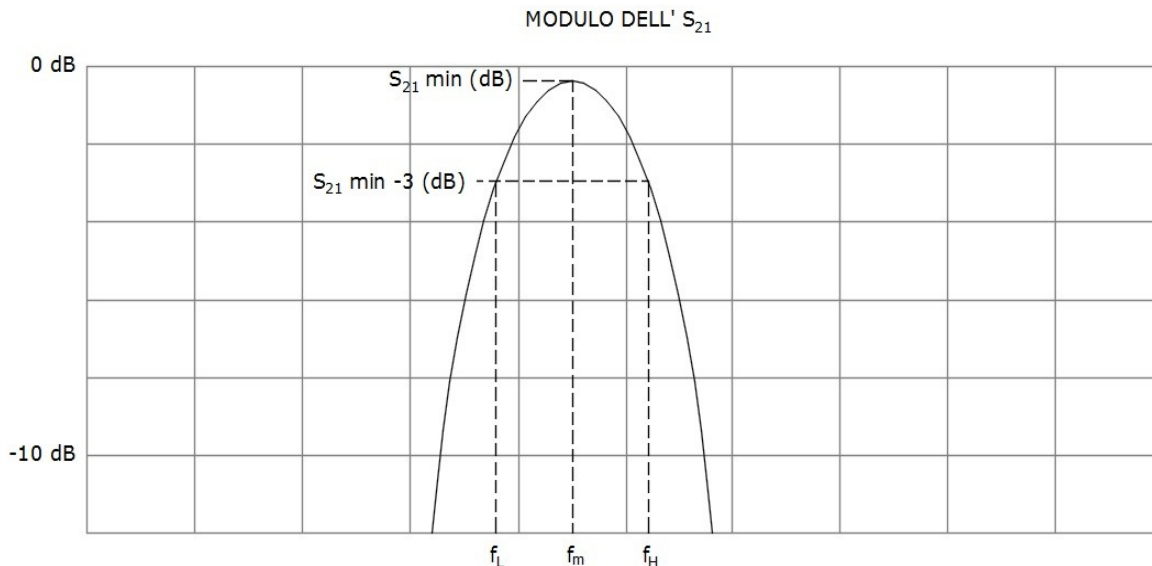


Figura 16-9

Figura 16-9: Metodo della banda passante a -3dB

La figura 16-9 (volutamente non in scala) rappresenta l'ingrandimento della risposta del modulo del parametro scatter S_{21} (in dB) del circuito di figura 16-8. Le frequenze da registrare, con precisione dell'Herz, sono la frequenza f_m del picco, che corrisponde al minimo dell'attenuazione, e le frequenze f_L e f_H corrispondenti al calo di -3dB rispetto al picco. Durante la ricerca del picco noteremo che la frequenza f_m non corrisponde a quella di risonanza serie f_s (definita come quella in cui la parte immaginaria della 16.3 è zero). Dalla 16.7 riscriviamo il valore di Q_L a carico del circuito di figura 16-8:

$$Q_L = \frac{f_m}{f_H - f_L} = \frac{2\pi f_m \cdot L_M}{R_M + 2R_L} \quad 16.17$$

Nell'equazione 16.17 è presente la resistenza mozionale R_M che possiamo ricavare con i metodi descritti nel paragrafo 3.2 oppure utilizzando il valore dell'attenuazione minima alla frequenza f_m che è necessario rilevare per trovare la banda a -3dB.

Se sfruttiamo l'attenuazione minima alla frequenza f_m del parametro scatter S_{21} il modello è quello di figura 16-10.

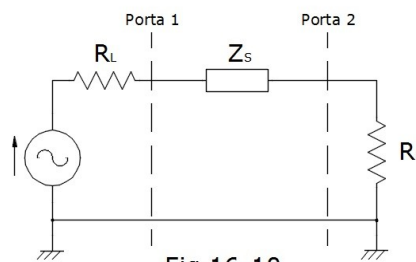


Fig.16-10

Figura 16-10: Configurazione serie

La misura è palesemente di corrente perchè misura la caduta di tensione sulla resistenza R_L della porta 2. L'equazione che ricava la resistenza mozionale R_M è la 16.18:

$$Z_S = R_M = 2R_L \left(10^{-\frac{|S_{21}|_{dB}}{20}} - 1 \right) \quad 16.18$$

Come detto in precedenza il segno meno all'esponente della 16.18 serve per renderlo positivo perchè il modulo di S_{21} , espresso in dB, è negativo.

La stima della resistenza mozionale R_M alla frequenza f_m con la 16.18 non è la migliore scelta. Infatti, la misura di corrente è accurata per impedenze Z_S molto superiori

all'impedenza R_L caratteristica del ponte riflettometrico (almeno 5 volte più alti) e noi invece misuriamo valori molto più piccoli di R_L .

Premesso ciò, rimaneggiamo la 16.17 ed esplicitiamo il valore di L_M :

$$L_M = \frac{Q_L(R_M + 2R_L)}{2\pi f_m} = \frac{R_M + 2R_L}{2\pi(f_H - f_L)} \text{ Henry} \quad 16.19$$

Infine, dalla 16.4 ricaviamo la capacità mozionale C_M :

$$C_M = \frac{1}{4\pi^2 f_m^2 L_M} \text{ Farad} \quad 16.20$$

b) Secondo metodo: scorrimento di fase

Il secondo metodo è molto simile al primo, si tratta di trovare le frequenze ove la fase del parametro scatter S_{21} del circuito di figura 16-8 vale $\pm 45^\circ$ e la frequenza f_0 dove la fase vale 0° . Vedi figura 16-11.

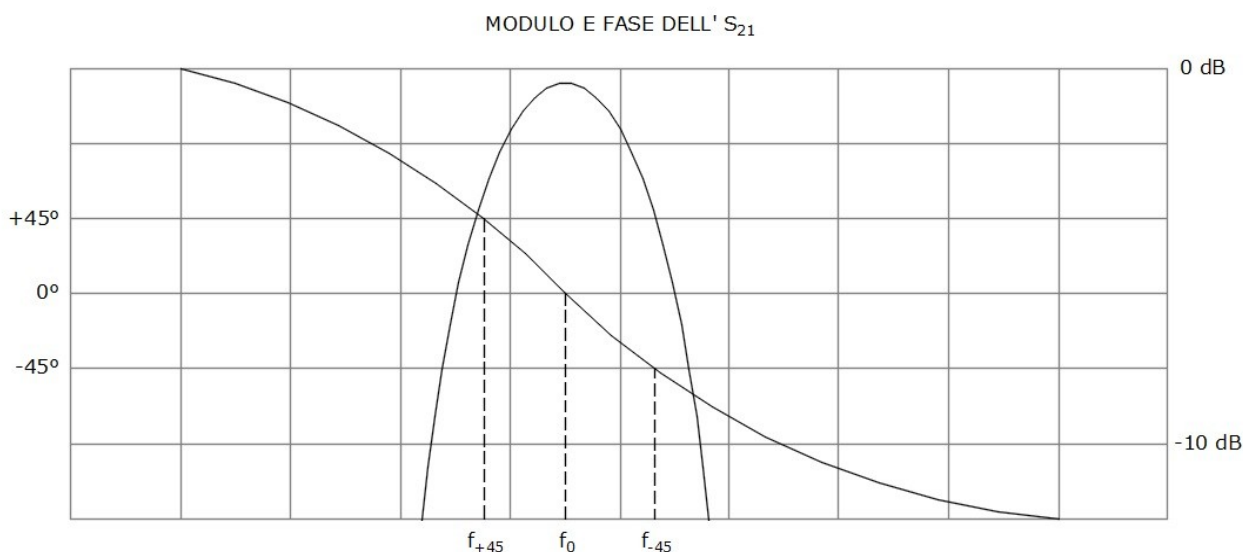


Figura 16-11

Figura 16-11: Modulo e fase del parametro scatter S_{21}

La figura 16-11 (non in scala) rappresenta l'ingrandimento della risposta del modulo e della fase del parametro scatter S_{21} riferito al circuito di figura 16-8. Le frequenze da registrare, con precisione dell'Herz, sono la frequenza f_0 dove la fase di S_{21} si annulla e le frequenze corrispondenti al valore di fase $+45^\circ$ e -45° ; f_{+45} e f_{-45} . Anche in questo caso noteremo che la frequenza f_0 non corrisponde né a quella di risonanza serie f_s (definita come quella in cui la parte immaginaria della 16.3 è zero) né alla f_m della minima attenuazione; trovata col metodo precedente. Note le frequenze i parametri mozionali si ricavano nel modo seguente [5]:

$$C_M = \frac{f_{-45} - f_{+45}}{2\pi f_0^2 (R_M + 2R_L)} \text{ Farad} \quad 16.21$$

$$L_M = \frac{R_M + 2R_L}{2\pi (f_{-45} - f_{+45})} \text{ Henry} \quad 16.22$$

Esattamente come abbiamo visto nel caso precedente è necessario conoscere la resistenza mozionale R_M . Per ricavare il valore di R_M valgono le considerazioni fatte nel paragrafo 3.2 oppure si può ricavare con l'equazione 16.18 col valore del modulo di S_{21} in dB alla frequenza f_0 . Restano comunque le limitazioni espresse in precedenza.

c) Terzo metodo: risonanza serie e parallelo

Fino ad ora ci siamo mossi intorno alla frequenza di risonanza serie f_s , ora prendiamo in considerazione anche la risonanza parallelo f_p . La risonanza parallelo f_p è quella più

soggetta alla variazione dovuta alle capacità parassite pertanto è necessario misurare con accuratezza le capacità C_0 e C_f . Poiché utilizzeremo il circuito di figura 16-8, la capacità C_0 , durante la misura di trasmissione S_{21} , si troverà in parallelo la serie delle capacità parassite C_f ; vedi figura 16-12.

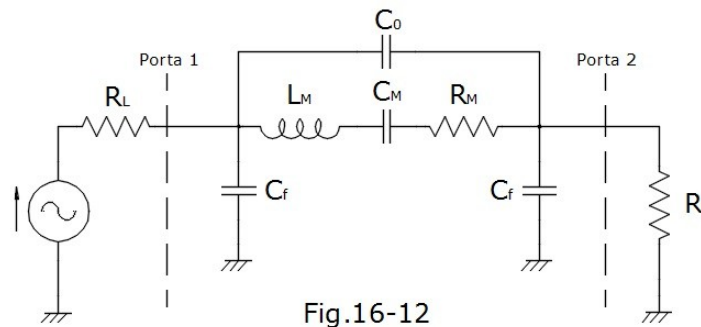


Fig.16-12

Figura 16-12: Capacità parassite C_f della fixture

Quindi la capacità C_0 risulterà maggiorata della metà della capacità C_f della fixture:

$$C'_0 = C_0 + \frac{C_f}{2} \quad 16.23$$

Vi faccio notare che se avessimo fatto una misura di riflessione S_{11} , utilizzando la sola porta 1 del VNA, la capacità C_f sulla porta 2 sarebbe stata cortocircuitata a massa. Quindi la capacità C_0 si sarebbe ritrovata in parallelo tutta la capacità C_f della porta 1, come abbiamo visto nella 16.13.

Una volta lanciata la scansione S_{21} , con span di almeno 50 - 100kHz attorno alla frequenza nominale del quarzo, otterremo il grafico "stilizzato" di figura 16-13.

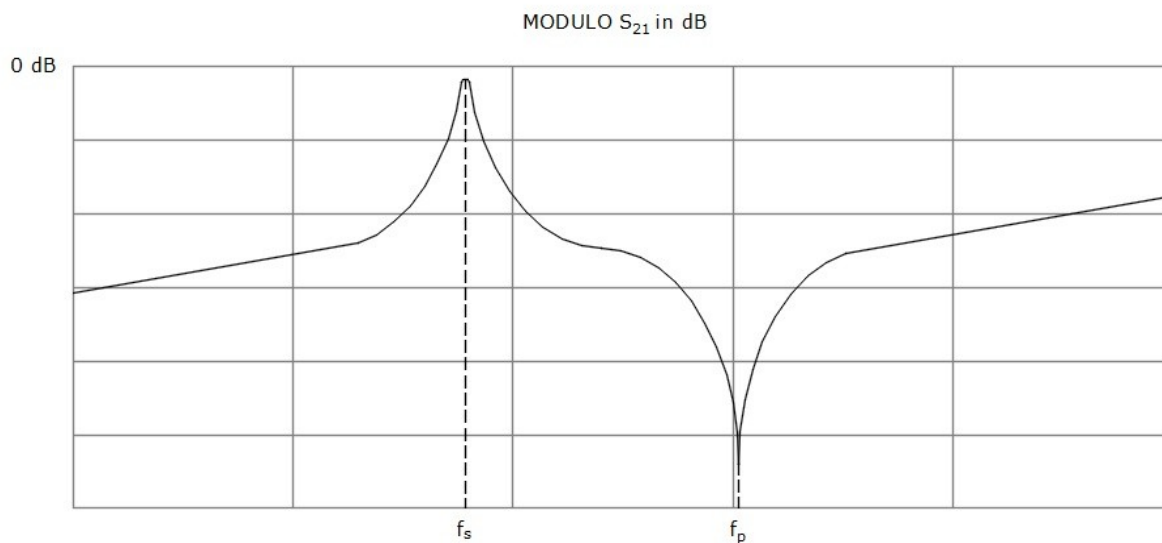


Figura 16-13

Figura 16-13: S_{21} , risonanza serie e parallelo

Il grafico di figura 16-13 (non in scala) rappresenta la parte reale del coefficiente di trasmissione S_{21} . Le frequenze di risonanza serie f_s e parallelo f_p dovranno essere trovate quando la parte immaginaria di S_{21} si annulla (o sia molto piccola).

Note le due frequenze potremo ricavare i parametri mozionali C_M e L_M nel seguente modo:

$$C_M = 2C'_0 \left(\frac{f_p}{f_s} - 1 \right) = (2C_0 + C_f) \left(\frac{f_p}{f_s} - 1 \right) \text{ Farad} \quad 16.24$$

$$L_M = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_M} \text{ Henry}$$

16.25

Noterete che non è agevole trovare le frequenze dove si annulla la parte immaginaria di S_{21} . O meglio, nel caso di f_s la parte immaginaria nulla si trova facilmente mentre per f_p è meglio trovare il punto di massima attenuazione (cuspide più bassa) perché più agevole da trovare. Infatti, se il VNA non ha abbastanza risoluzione, la parte immaginaria di S_{21} resta pressoché zero per un tratto troppo lungo per capire dove cade esattamente.

d) Quarto metodo: Oscillatore Colpitts

Il quarto metodo utilizza un frequenzimetro, con risoluzione di un Hertz, ed un oscillatore Colpitts ove è possibile inserire una piccola capacità nota C_s in serie al quarzo; figura 16-14. Il circuito è dimensionato per far funzionare il quarzo in fondamentale ed è necessario misurare preventivamente la capacità C_1 e la capacità parassita dell'interruttore aperto C_w , con un buon capacimetro. Il circuito originale è di G3UUR [7]. Il transistor Q_1 realizza l'oscillatore Colpitts mentre Q_2 è usato come buffer. La capacità C_1 può essere scelta a piacere tra 33 e 56pF. I transistor non sono critici; si possono usare anche dei comuni 2N2222.

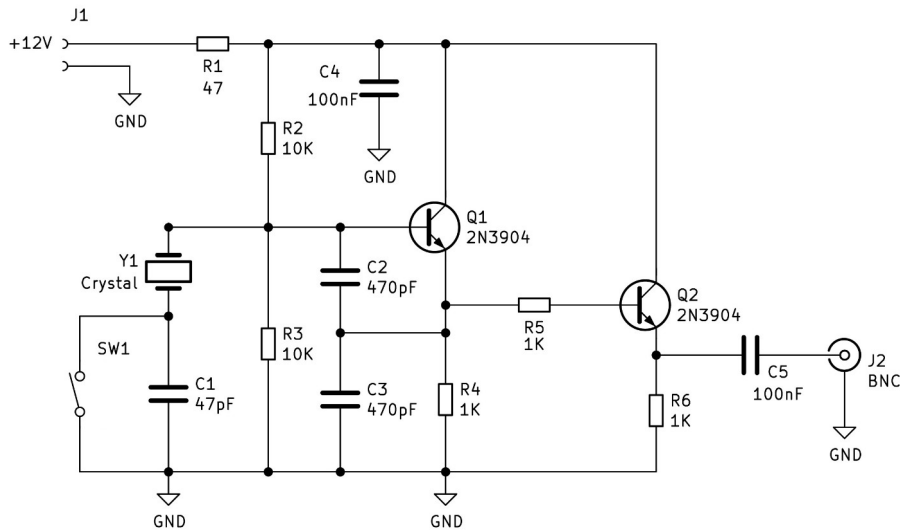


Figura 16-14: Oscillatore Colpitts di G3UUR

La misurazione si effettua misurando la frequenza di oscillazione del quarzo con interruttore chiuso f_c e con interruttore aperto f_a . Infatti, quando l'interruttore SW1 è chiuso il quarzo si trova con un capo a massa mentre, con l'interruttore aperto, si trova a massa tramite il condensatore C_1 . In entrambi i casi il quarzo lavora nella zona induttiva tra la risonanza serie e quella parallelo. Le due frequenze distano una manciata di kHz con $f_a > f_c$. Quando l'interruttore è aperto, la capacità C_1 si troverà in parallelo la capacità dell'interruttore C_w quindi occorrerà tenerne conto. Se misurate le frequenze f_c e f_a , con un buon frequenzimetro, con risoluzione dell'Hz, potrete calcolare i parametri C_M e L_M con le seguenti formule [8]:

$$\delta f = (f_a - f_c) \text{ Hz} \tag{16.26}$$

$$C_M = \left(2 + \frac{\delta f}{f_c}\right) \cdot \frac{(C_1 + C_w) \delta f}{f_c} \approx 2 \cdot \frac{(C_1 + C_w) \delta f}{f_c} \text{ Farad} \tag{16.27}$$

$$L_M = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C_M} \text{ Henry} \tag{16.28}$$

Purtroppo, il circuito di figura 16-14 permette al quarzo di oscillare solo sulla frequenza fondamentale quindi non è adatto per i quarzi overtone.

4. Misure pratiche

Fino ad ora abbiamo enunciato la teoria che supporta i vari metodi di misura ora vediamo come metterli in pratica.

La prima cosa da fare è realizzare una fixture adatta alle nostre misurazioni. Prendiamo un pezzetto di vetronite ramata, anche solo su una faccia, avente dimensioni 10x14mm. Sul lato lungo della vetronite saldiamo due connettori SMA-f e cinque zoccoli a tulipano presi da una striscia SIL; simile a quello per gli integrati (RS 681-1320). La figura 16-15 è abbastanza chiara.

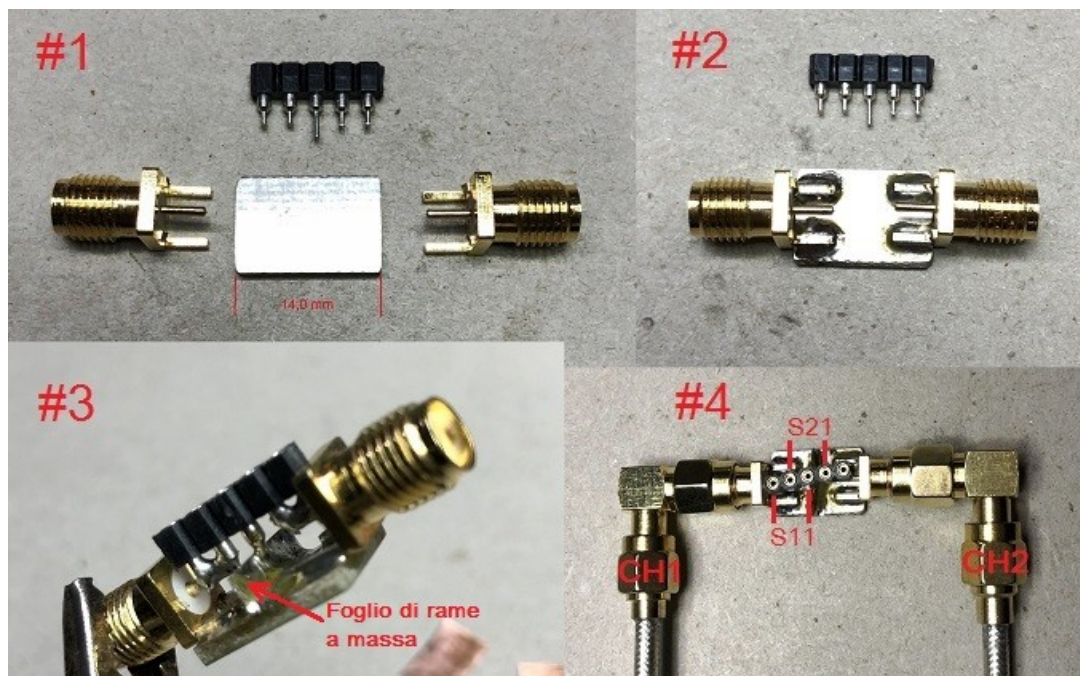


Figura 16-15: Fixture per la misura dei quarzi

Nel frame #1 sono evidenziati i pezzi da assemblare; notate che due delle “gambe” dei connettori SMA-f sono state tagliate. Nel frame #2 sono stati saldati i connettori SMA-f alla basetta; notate che il connettore SIL ha il pin centrale lungo mentre gli altri più corti. Nel frame #3 si vede come sono stati saldati i pin del connettore SIL allo SMA-f. Il pin centrale dello zoccolo è saldato a massa tramite un sottile foglio di rame (ricavato dallo schermo di un cavo RT-5020), che fa anche da divisorio. Infine, nel frame #4 vedete l’assieme con indicati gli alveoli a tulipano ove svolgere le misurazioni S_{11} ed S_{21} . Se realizzate una fixture identica a quella di figura 16-15 otterrete una capacità parassita $C_f = 0,146\text{pF}$ mentre la resistenza di contatto, in continua, $R_{cc}=6,7\text{ mOhm}$ (decisamente trascurabile). Trascuriamo anche la resistenza, per effetto pelle, dei reofori $R_\delta=0,03\text{ Ohm}$ perché non potremo eliminarla nemmeno quando piazzeremo il quarzo nel circuito reale. Misurare il valore di C_f e di R_f non è stata una cosa semplice.

Fatto ciò è necessario realizzare un idoneo kit SOLT adatto alla nostra fixture, per la calibrazione del VNA. In figura 16-16 riporto il kit SOLT preparato per lo scopo.

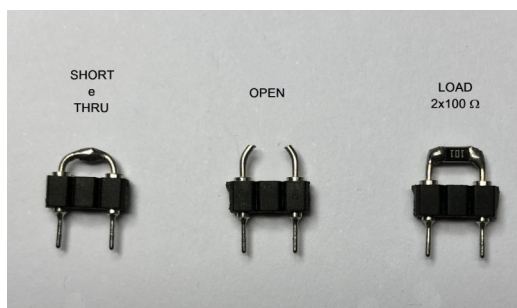


Figura 16-16: Kit di calibrazione SOLT

Gli elementi del kit sono ricavati da una striscia di pin SIL (tipo RS 674-2539) che s'innesta perfettamente negli alveoli a tulipano. Lo SHORT ed il THRU hanno la parte superiore saldata; l'OPEN ha i terminali ricurvi ma aperti ed il LOAD ha tra i due pin, saldate a sandwich, due resistenze SMD 0805 da 100Ω con precisione 0,1% thin film (RS 666-2437). Notate che tra i due pin della strip ne è stato rimosso uno.

Poiché lavoreremo su frequenze al di sotto dei 30MHz non ci sarà bisogno di misurare i ritardi di propagazione del kit SOLT siffatto; per l'altro molto contenuti.

Dopo aver calibrato la fixture ricaviamo i parametri del quarzo in esame col VNWA di DG8SAQ. Infatti, il VNWA dispone di un SW di ottimizzazione che permette di ricavare, automaticamente, i parametri del quarzo, con elevata precisione, al pari di molti strumenti professionali. La descrizione del SW è nel manuale [6] a pag. 441 ed io ho usato il metodo di Kurt Poulsen OZ7OU a massa virtuale descritto a pag. 446 del manuale [6].

Il quarzo che useremo per testare i metodi esposti nei paragrafi precedenti è caratterizzato dai parametri in Tabella 1.

TABELLA 1		
QUARZO #1 da 10MHz		
$F_s =$	9996416	Hz
$F_p =$	10018568	Hz
$C_0 =$	5,61	pF
$L_M =$	10,05	mH
$C_M =$	25,23	fF
$R_M =$	5,34	Ohm
$Q =$	118374	
$r =$	222,73	
$M =$	531,46	

Sul contenitore del quarzo è serigrafata la frequenza di 10MHz ed è in un contenitore HC-49/U, passo 5mm. Tutte le misure si sono svolte alla temperatura di 23°C.

4.1. Misura dei parametri parassiti

Come abbiamo già visto nella descrizione della fixture la sua capacità parassita è di $C_f=0,146$ pF (misurata col metodo a massa virtuale) e la sua resistenza di contatto $R_f=0,037$ Ohm (che abbiamo detto trascurabile).

Quindi, col capacimetro ho misurato la capacità C_0 . Possiedo diversi capacimetri ma la misura si è dimostrata concorde. Col Tonghui TH2821A ($C_0=5,58$ pF @10kHz); con l'HP 4261A ($C_0=5,6$ pF @1kHz) e con la misura di riflessione S_{11} del VNWA ($C_0=5,59$ pF @200kHz). Pertanto, consideriamo il valore della capacità $C_0=5,58$ pF.

4.2. Misura della resistenza mozionale R_M

a) Primo metodo: misura S_{21} shunt

Il primo metodo presentato nel paragrafo 3.2 a) è quello che misura la caduta di tensione sul quarzo alla risonanza; collegato come raffigurato in figura 16-5.

Per svolgere correttamente la misura occorre collegare la fixture di figura 16-15 #4 tra le porte 1 e 2 del VNA e svolgere la calibrazione SOLT nell'intorno di 50 - 100kHz della frequenza serigrafata sul quarzo; nel nostro caso 10MHz. Fate una scansione veloce per vedere dove più o meno cade la frequenza di risonanza serie f_s e poi rifate la calibrazione, con uno span di 10kHz, intorno alla frequenza centrale f_s . Concentrate il numero più alto possibile di punti nello span avendo cura di lasciare almeno 10mS di tempo di assestamento per ogni punto di misura.

La mossa tattica è quella di misurare l' S_{21} con la maggiore risoluzione in frequenza possibile nell'intorno della frequenza di risonanza serie.

Inserite il quarzo negli alveoli segnati in figura 16-15 #4 con S11, mettete un ponticello tra i pin S21, girando alla larga dal reoforo del quarzo, come in figura 16-17.

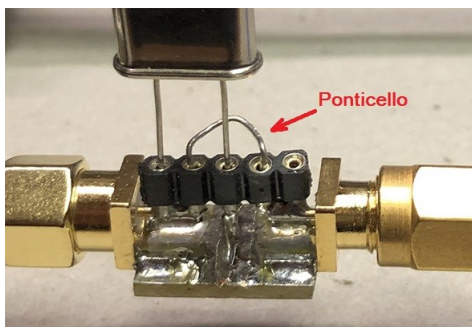


Figura 16-17: Layout S21 "Shunt"

Il diagramma che otterremo dopo la scansione è quello di figura 16-18.

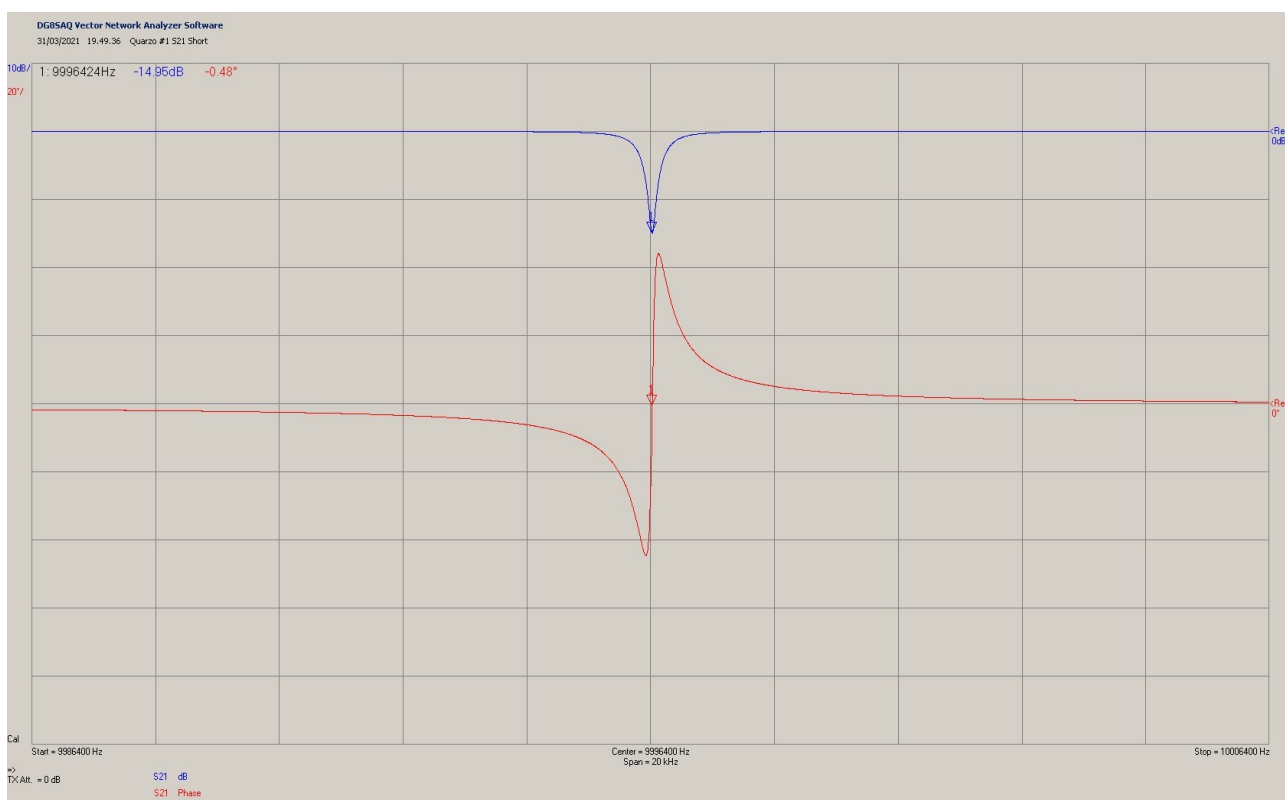


Figura 16-18: Misura S₂₁ "shunt"

In corrispondenza della fase di $S_{21} \approx 0$ leggiamo $f_s = 9996424 \text{ Hz}$ e modulo di $S_{21} = -14,95 \text{ dB}$. Con la 16.14 otteniamo:

$$R_M = \frac{R_L}{2 \left(10^{\frac{|S_{21}| \text{ dB}}{20}} - 1 \right)} = \frac{50}{2 \left(10^{\frac{14,95}{20}} - 1 \right)} = 5,44 \text{ Ohm @ } f_s = 9996424 \text{ Hz} \quad 16.29$$

b) Secondo metodo: misura di riflessione S₁₁

Il secondo metodo presentato nel paragrafo 3.2 b) è quello che sfrutta l'onda riflessa dal quarzo, alla risonanza serie, quando è collegato direttamente sulla porta 1 del VNA; come in figura 16-7.

Per svolgere correttamente la misura occorre collegare la fixture, come nel primo metodo ma senza il ponticello, e svolgere la calibrazione SOL con le stesse modalità del metodo precedente; anzi, si può sfruttare la stessa calibrazione. Inserite il quarzo negli alveoli segnati in figura 16-15 #4 con S₁₁ e lanciate la scansione. Il diagramma che otterremo è quello di figura 16-19.

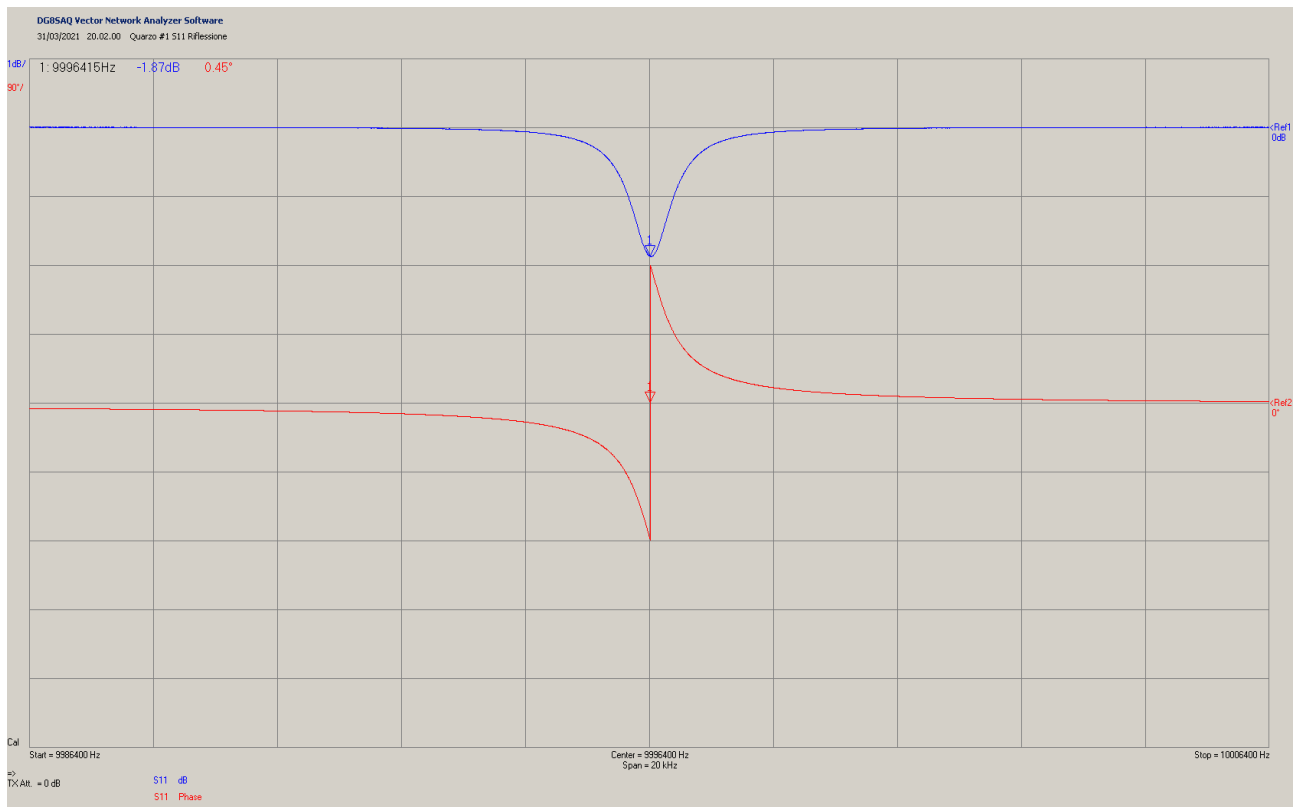


Figura 16-19: Misura di riflessione S_{11}

In corrispondenza della fase di $S_{11} \approx 0$ leggiamo $f_s = 9996415 \text{ Hz}$ e modulo di $S_{11} = -1,87 \text{ dB}$.
Con la 16.15 otteniamo:

$$R_M = R_L \frac{1 - 10^{\frac{|S_{11}|_{dB}}{20}}}{1 + 10^{\frac{|S_{11}|_{dB}}{20}}} = 50 \frac{1 - 10^{\frac{-1,87}{20}}}{1 + 10^{\frac{-1,87}{20}}} = 5,36 \text{ Ohm @ } f_s = 9996415 \text{ Hz} \quad 16.30$$

c) Terzo metodo: misura di tensione

Il terzo metodo non utilizza il VNA ed è il più soggetto ad errori ma serve per avere un riscontro intorno ai valori misurati col VNA. La misurazione, come descritto nel paragrafo 3.2 c), utilizza un generatore sinusoidale di segnale (Siglent SDG 2042X), un attenuatore da -3dB, un millivoltmetro RF (R&S URV3 o un oscilloscopio digitale), un frequenzimetro (Racal-Dana 9918) ed un ohmmetro in grado di misurare la resistenza col metodo di Kelvin a 4 fili (HP 34401A). La misurazione è quella che utilizza un trimmer da 25 Ohm realizzato con un trimmer da 100 Ohm (RS 521-9625) con in parallelo una resistenza SMD 1206 da 33 Ohm (RS 683-6209). In figura 16-20 vedete come è stato realizzato il trimmer di valore così basso.

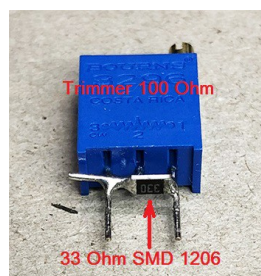


Figura 16-20:
Trimmer 25 Ohm

Ovviamente potete usare anche un trimmer da 200 Ohm, più comune, ma dovete comunque mettere la resistenza da 33 Ohm.

Il set up di misura prevede l'uso di una fixture con quarzo a massa all'uscita dell'attenuatore da -3dB; a sua volta collegato al generatore di segnale Siglent SDG 2042X. La misura di tensione va fatta col millivoltmetro RF R&S URV3 in parallelo al quarzo. Il setup è raffigurato in figura 16-21.

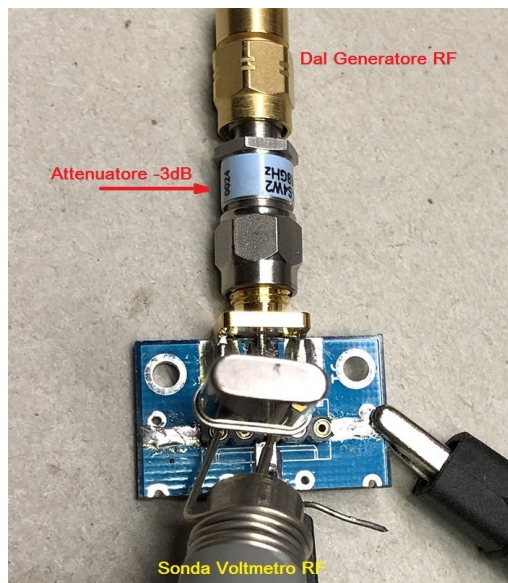


Figura 16-21: Setup misura di tensione

Impostiamo il voltmetro a 1Vpp, variamo la frequenza emessa a partire da una decina di kHz meno della frequenza serigrafata sul quarzo (maggiore precisione la si può ottenere se potremo variare la frequenza di Hz in Hz). Col millivoltmetro RF leggiamo la caduta di tensione ai capi del quarzo finché non troviamo il valore minimo.

Senza toccare il generatore RF togliamo il quarzo e sostituiamolo col trimmer (la pedinatura è la stessa). Regoliamo il trimmer finché non leggiamo sul millivoltmetro RF lo stesso valore minimo di tensione.

Togliamo il trimmer e misuriamo la sua resistenza col milliohmmetro a 4 fili. La resistenza misurata corrisponde alla R_M alla frequenza di risonanza serie f_s .

Per finire col frequenzimetro, avente risoluzione dell'Hz, misuriamo la frequenza a cui è restato impostato il generatore. La frequenza corrisponderà a quella di risonanza serie f_s .

Nel mio caso ho trovato:

$$R_M = 5,58 \text{ Ohm @ } f_s = 9996421 \text{ Hz} \quad 16.31$$

4.3. Misura dei parametri mozionali C_M e L_M

a) Primo metodo: larghezza di banda S_{21} a -3dB

Il primo metodo presentato nel paragrafo 3.3 a) è quello che sfrutta l'attenuazione introdotta dal quarzo collegato in serie alle due porte del VNA; come raffigurato in figura 16-8.

Per svolgere correttamente la misura occorre collegare la fixture di figura 16-15 #4 tra le porte 1 e 2 del VNA e svolgere la calibrazione SOLT come indicato nel paragrafo 4.2 a).

Inserite il quarzo negli alveoli segnati in figura 16-15 #4 con S_{21} e lanciare la scansione S_{21} . Il diagramma che si ottiene è quello di figura 16-22.

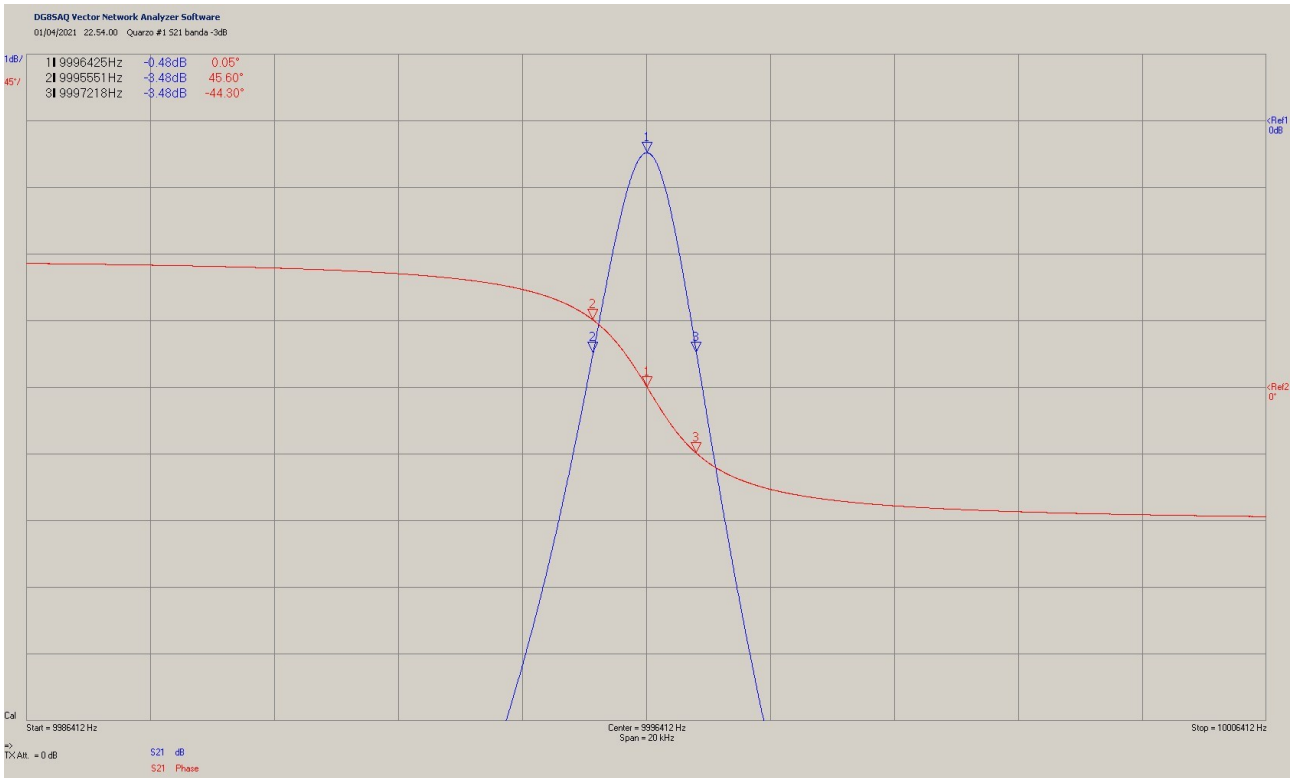


Figura 16-22: Banda S_{21} a -3dB

Dalla traccia del modulo del parametro S_{21} in dB dovremo cercare la frequenza del punto di minima attenuazione f_m (che corrisponde al punto più alto della traccia del modulo S_{21}) e poi andare a cercare le due frequenze f_L e f_H a -3dB rispetto al punto di minima attenuazione. L'obiettivo è quello di ricavare il Q_L (a carico) del quarzo da cui poi dedurre il parametro mozionale L_M .

Col VNWA di DG8SAQ è piuttosto semplice perché dispone automaticamente i cursori al massimo e a -3dB; evidenziando le frequenze. Nel nostro caso abbiamo:

$$|S_{21}| = -0,476 \text{ dB} @ f_m = 9996424 \text{ Hz}; f_L = 9995551 \text{ Hz}; f_H = 9997218 \text{ Hz} \quad 16.32$$

Dalla 16.18 ricaviamo la resistenza mozionale R_M :

$$R_M = 2R_L \left(10^{\frac{|S_{21}| \text{ dB}}{20}} - 1 \right) = 100 \left(10^{\frac{0,476}{20}} - 1 \right) = 5,63 \text{ Ohm} \quad 16.33$$

Con la 16.17 si trova il Q_L , dalla 16.19 otteniamo L_M ed infine dalla 16.20 C_M .

$$Q_L = \frac{f_m}{f_H - f_L} = \frac{9996424}{9997218 - 9995551} = 5997 \quad 16.34$$

$$L_M = \frac{Q_L (R_M + 2R_L)}{2\pi f_m} = \frac{5997 (5,63 + 100)}{6,28 \cdot 9996424} = 10,08 \text{ mH} \quad 16.35$$

$$C_M = \frac{1}{4\pi^2 f_m^2 L_M} = \frac{1}{(6,28 \cdot 9996424)^2 \cdot 10,08 \cdot 10^{-3}} = 25,13 \text{ fF} \quad 16.36$$

Come potete intuire il metodo descritto non richiede alcuna misura di fase per cui è sufficiente un analizzatore di spettro con tracking generator oppure un generatore RF ed un power meter.

b) Secondo metodo: scorrimento di fase

Il secondo metodo presentato nel paragrafo 3.3 b) è molto simile al metodo precedente. Il setup necessario è lo stesso così come anche la calibrazione.

Il quarzo va inserito negli alveoli segnati in figura 16-15 #4 con S21. Dopo la scansione S_{21} il diagramma che otterremo è quello di figura 16-23.

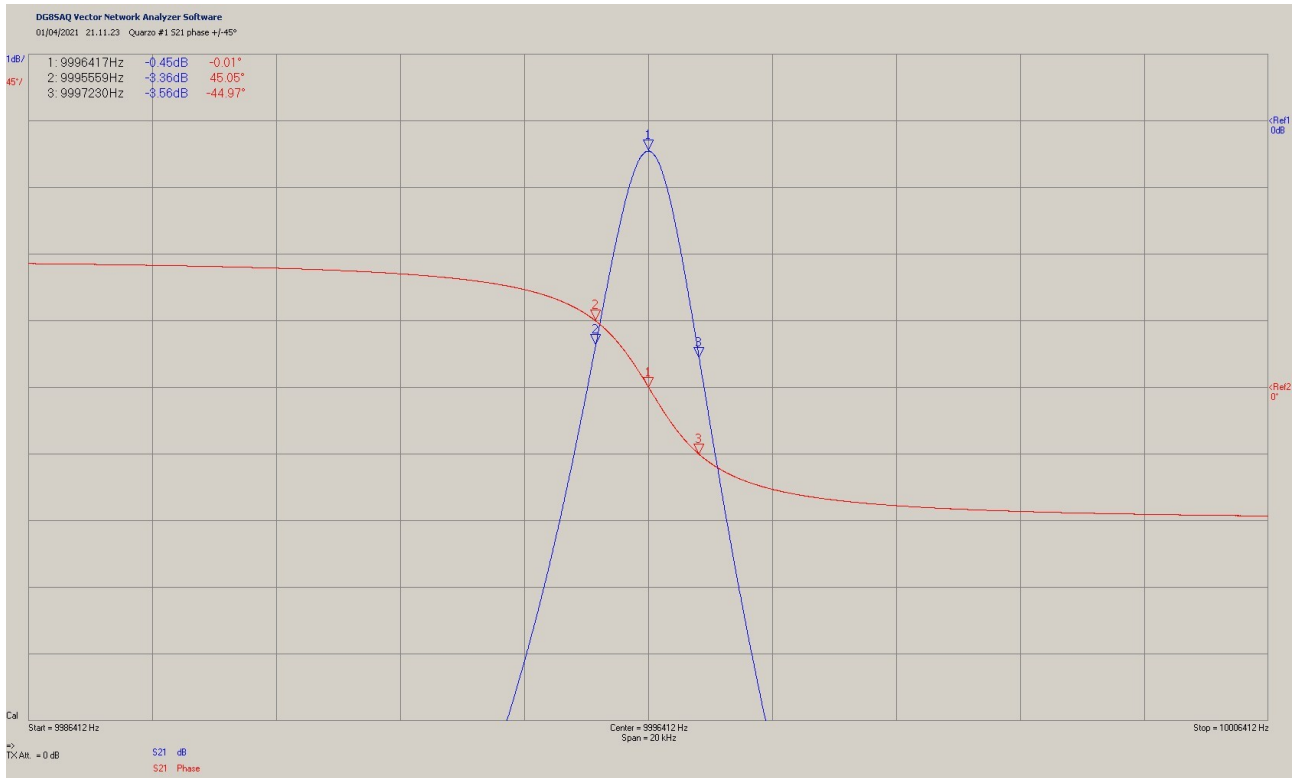


Figura 16-23: S_{21} thru con scorrimento di fase +/-45°

Dalla traccia della fase del parametro S_{21} , questa volta, dovremo cercare la frequenza del punto di fase zero f_0 (che è diverso da quello precedente) e le due frequenze f_{+45} e f_{-45} corrispondenti alla fase del parametro S_{21} +45° e -45°. La ricerca dei punti salienti non è agevole ma con pazienza ci si riesce.

Nel nostro caso abbiamo trovato:

$$|S_{21}| = -0,452 \text{ dB} @ f_0 = 9996417 \text{ Hz}; f_{+45} = 9995559 \text{ Hz}; f_{-45} = 9997230 \text{ Hz} \quad 16.37$$

Dalla 16.18 ricaviamo la resistenza mozionale R_M :

$$R_M = 2R_L \left(10^{\frac{|S_{21}| \text{ dB}}{20}} - 1 \right) = 100 \left(10^{\frac{0,452}{20}} - 1 \right) = 5,34 \text{ Ohm} \quad 16.38$$

Poi con la 16.21 otteniamo C_M ed infine con la 16.22 L_M .

$$C_M = \frac{f_{-45} - f_{+45}}{2\pi f_0^2 (R_M + 2R_L)} = \frac{9997230 - 9995559}{6,28 \cdot 9996417^2 (5,34 + 100)} = 25,26 \text{ fF} \quad 16.39$$

$$L_M = \frac{R_M + 2R_L}{2\pi (f_{-45} - f_{+45})} = \frac{5,34 + 100}{6,28 (9997230 - 9995559)} = 10,03 \text{ mH} \quad 16.40$$

c) Terzo metodo: risonanza serie e parallelo

Il terzo metodo presentato nel paragrafo 3.3 c) richiede una calibrazione più larga delle precedenti e centrata in mezzo alle frequenze di risonanza f_s e f_p . Il setup necessario è lo stesso usato nei due metodi precedenti ed il quarzo va sempre inserito negli alveoli segnati in figura 16-15 #4 con S21. Dopo la scansione S_{21} il diagramma che si ottiene è quello di figura 16-24.

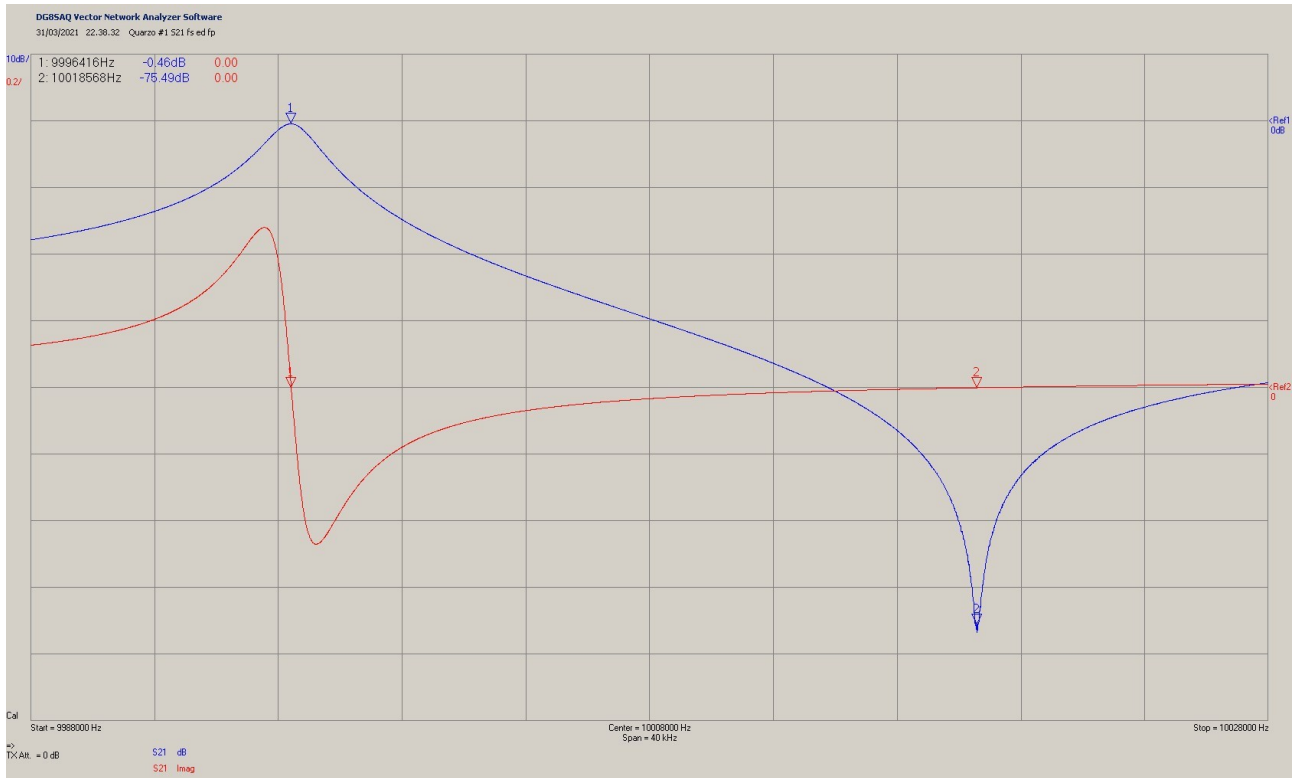


Figura 16-24: S_{21} con risonanza serie e parallelo

Dalla traccia della parte immaginaria del parametro S_{21} ricercheremo le frequenze f_s e f_p che hanno la parte immaginaria di S_{21} pari a zero (o molto piccola).

Nel nostro caso abbiamo:

$$f_s = 9996416 \text{ Hz}; f_p = 10018568 \text{ Hz} \quad 16.41$$

Con la 16.23 calcoliamo la capacità C'_0 mentre con la 16.24 otteniamo C_M e con la 16.25 L_M .

$$C'_0 = C_0 + \frac{C_f}{2} = 5,58 + \frac{0,146}{2} = 5,563 \text{ pF} \quad 16.42$$

$$C_M = 2C'_0 \left(\frac{f_p}{f_s} - 1 \right) = 2 \cdot 5,563 \cdot 10^{-12} \left(\frac{10018568}{9996416} - 1 \right) = 24,65 \text{ fF} \quad 16.43$$

$$L_M = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_M} = \frac{1}{39,47 (9996416)^2 24,65 \cdot 10^{-15}} = 10,28 \text{ mH} \quad 16.44$$

d) Quarto metodo: Oscillatore Colpitts

Il quarto metodo presentato nel paragrafo 3.3 d) richiede il montaggio del circuito di figura 16-14. Realizzazione che può essere fatta con la tecnica "Manhattan-style" su una basetta ramata; come quello di figura 16-25.



Figura 16-25: Layout oscillatore Colpitts di figura 16-14

Oltre a ciò è necessario misurare, con buona precisione, la capacità del condensatore C_1 , che metteremo in serie al quarzo, e la capacità C_w presente quando l'interruttore SW1 è aperto. Come potete vedere nella figura 16-25 non ho messo alcun interruttore, mi sono limitato a duplicare il ricettacolo. Il primo, quello più in alto, va direttamente a massa mentre il secondo va a massa tramite il condensatore C_1 . Quindi la misura richiederà lo spostamento del quarzo prima su un connettore e poi sull'altro. Questa astuzia ci evita di misurare la capacità parassita C_w perché presente uguale in entrambi i casi.

La misura di frequenza deve essere fatta con un frequenzimetro avente risoluzione dell'Hz; possibilmente con base dei tempi termostata. Nel mio caso viene svolta col Racal-Dana 9918 con base dei tempi termostata ed acceso un'oretta prima. La misura delle capacità l'ho svolta con i capacimetri di cui dispongo ed elencati nel paragrafo 4.1.

Le misure ottenute sono

$$C_1=46,45\text{pF}; C_w=0\text{pF}; f_a=9999021\text{Hz}; f_c=9996831\text{Hz} \quad 16.45$$

Con la 16.26 calcoliamo la differenza δf tra le frequenze, con la 16.27 otteniamo C_M e con la 16.28 L_M .

$$\delta f=(f_a-f_c)=(9999021-9996831)=2190 \text{ Hz} \quad 16.46$$

$$C_M=(2+\frac{\delta f}{f_c})\cdot\frac{(C_1+C_w)\delta f}{f_c}=(2+\frac{2190}{9996831})\cdot\frac{46,45\cdot 10^{-12}\cdot 2190}{9996831}=20,35 \text{ fF} \quad 16.47$$

$$L_M=\frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C_M}=\frac{1}{39,47(9996831)^2 20,35^{-15}}=12,45 \text{ mH} \quad 16.48$$

Il risultato ottenuto non è dei più incoraggianti nonostante: abbia misurato con cura la capacità C_1 ; abbia atteso che la frequenza di oscillazione si assestasse e aspettato che il frequenzimetro si stabilizzasse in temperatura; ho come riferimento di tempo il GPSDO di James G3RUH che, dopo 3 ore, ha una stabilità migliore di 10^{-13}s .

5. Conclusioni

Le conclusioni non possono che essere la comparazione critica dei risultati ottenuti con i vari metodi con quelli di riferimento della tabella 1.

TABELLA 2						
Metodo	R_M (Ω)	$\varepsilon\%$	C_M (fF)	$\varepsilon\%$	L_M (mH)	$\varepsilon\%$
Rif. Tab 1	5,34	-	25,23	-	10,05	-
4.2 a)	5,44	1,87	-	-	-	-
4.2 b)	5,36	0,37	-	-	-	-
4.2 c)	5,58	4,49	-	-	-	-
4.3 a)	5,63	5,43	25,13	-0,40	10,08	0,30
4.3 b)	5,34	0,00	25,26	0,12	10,03	-0,20
4.3 c)	-	-	24,65	-2,30	10,28	2,29
4.3 d)	-	-	20,35	-19,34	12,45	23,88

In tabella 2 sono riassunti i dati riferiti ai vari metodi di misura con riportato l'errore percentuale rispetto a quelli di tabella 1.

I dati parlano da soli. Per la misura della resistenza mozionale R_M sia il metodo 4.2 a) che quello 4.2 b) sono molto accurati, si discostano solo del 2%. Il metodo di controllo 4.2 c), pur risultando meno accurato degli altri due, si difende bene.

Per la capacità C_M e induttanza mozionale L_M i metodi 4.3 a) e b) hanno un errore trascurabile. Il metodo 4.3 c) è entro il 3% probabilmente perché la frequenza f_p , oltre che essere difficile da individuare con precisione, è influenzata da molti fattori esterni.

Purtroppo, il metodo 4.3 d) è risultato poco accurato, ho fatto e rifatto più volte ma il risultato è sempre stato lo stesso.

Ho anche rifatto tutte le misure, sullo stesso quarzo, col Nano VNA SAA-2N per avere un confronto. Ovviamente vi sono delle limitazioni nella dinamica e nella risoluzione di frequenza; dovuto al limitato numero di punti selezionabili nello span (201). Span che ho opportunamente ridotto a 5kHz. I risultati sono riassunti in tabella 3.

TABELLA 3						
Metodo	R_M (Ω)	$\varepsilon\%$	C_M (fF)	$\varepsilon\%$	L_M (mH)	$\varepsilon\%$
Rif. Tab 1	5,34	-	25,23	-	10,05	-
4.2 a)	5,44	1,87	-	-	-	-
4.2 b)	11,06	107,12	-	-	-	-
4.2 c)	-	-	-	-	-	-
4.3 a)	5,07	-5,06	27,28	8,13	9,29	-7,56
4.3 b)	5,68	6,37	27,13	7,53	9,34	-7,06
4.3 c)	-	-	25,44	0,83	9,96	-0,90
4.3 d)	-	-	-	-	-	-

Dalla tabella 3 risultano piuttosto accurati: il metodo 4.2 a) per la R_M ed il metodo 4.3 c) per C_M e L_M . L'inaccuratezza degli altri metodi è principalmente dovuta alla scarsa risoluzione di frequenza che, nel Nano VNA SAA-2N non permette di trovare con precisione i punti stabiliti dal metodo.

Infine, vi posso dire che tutto ciò che ho scritto fin qui è frutto di molte prove con fixture diverse, calibrazioni diverse ed anche in giorni diversi. In pratica è la sintesi di numerose prove che hanno portato a farmi pensare che le soluzioni esposte siano il meglio di ciò che ho sperimentato. Infatti, stiamo parlando di femto Farad e milli Ohm, grandezze che richiedono particolare attenzione sia nella realizzazione della fixture sia nella calibrazione dell'analizzatore vettoriale di reti.

6. Indice

1. Premessa.....	1
2. Modello elettrico a parametri discreti.....	1
3. I metodi di misura dei parametri.....	4
3.1. Misura dei parametri parassiti.....	4
3.2. Misura della resistenza mozionale R_M	5
a) Primo metodo: misura S_{21} shunt.....	5

b) Secondo metodo: misura di riflessione S_{11}	6
c) Terzo metodo: misura di tensione.....	6
3.3. Misura dei parametri mozionali C_M e L_M	7
a) Primo metodo: larghezza di banda S_{21} a -3dB.....	7
b) Secondo metodo: scorrimento di fase.....	9
c) Terzo metodo: risonanza serie e parallelo.....	9
d) Quarto metodo: Oscillatore Colpitts.....	11
4. Misure pratiche.....	12
4.1. Misura dei parametri parassiti.....	13
4.2. Misura della resistenza mozionale R_M	13
a) Primo metodo: misura S_{21} shunt.....	13
b) Secondo metodo: misura di riflessione S_{11}	14
c) Terzo metodo: misura di tensione.....	15
4.3. Misura dei parametri mozionali C_M e L_M	16
a) Primo metodo: larghezza di banda S_{21} a -3dB.....	16
b) Secondo metodo: scorrimento di fase.....	17
c) Terzo metodo: risonanza serie e parallelo.....	18
d) Quarto metodo: Oscillatore Colpitts.....	19
5. Conclusioni.....	20

7. Bibliografia

- 1: <http://studenti.fisica.unifi.it/~carla/appunti/2014-15/cap.17.pdf>
- 2: Eric Hafner: The piezoelectric crystal unit – Definitions and Methods of measurement, IEEE vol. 57 n°2 February 1969
- 3: Statek Corporation: TN-32, 512 N. Main St., Orange, CA 92868
- 4: Sounders & Assoc. Inc: 150C Quartz Crystal Test Oscillator, Scottsdale AZ
- 5: J. R. Smith K8ZOA: Crystal motional parameters a comparison of measurement approches, June 2006
- 6: Tom Baier DG8SAQ: VNWA Help Manual, 2018
- 7: W. Hayward, R. Campbell, B. Larkin: Experimental methods in RF design, ARRL Hartford CA 2009 pag. 3.19
- 8: Wes Hayward: An oscillator scheme for quartz crystal characterization, Nov. 2007