

Einfach und präzise

## Schwingquarze und Resonatoren messen



Kolinker Knet200M (Quelle: Kolinker)

Schwingquarze und piezokeramische Resonatoren sind der Taktgeber und damit das Herzstück vieler elektronischer Baugruppen. Es gibt viele Anlässe, diese kritischen Bauelemente genauer anzusehen und ihre elektrischen Ersatzdaten zu messen – sei es, um die Anschwingsicherheit zu überprüfen, das Bauteil im Zusammenspiel mit der On-Chip-Oszillatorstufe zu qualifizieren oder um Ausfallursachen zu ermitteln.

### Das Ersatzschaltbild

Das grundlegende elektrische Ersatzschaltbild des schwingenden Körpers sind ein Serienschwingkreis  $C_1$ ,  $L_1$  und ein Widerstand  $R_1$ .  $C_1$  repräsentiert die dynamische Kapazität bzw. die mechanische Nachgiebigkeit (Elastizität),  $L_1$  die dynamische Induktivität bzw. die schwingende (träge) Masse und  $R_1$  die mechanischen Verluste (Dämpfung). Die elektrische Anregung erfolgt über Elektroden, die als Plattenkondensator  $C_E$  dargestellt werden (Bild 1). In ein Gehäuse eingebaut und angeschlossen, kommen hier noch die Halterungskapazitäten  $C_{Ha}$  und  $C_{Hb}$  hinzu (Bild 2). Zusammengefasst ergibt dies die statische Kapazität  $C_0$ . Dies führt zum allgemein verwendeten „Butterworth-Van-Dyke“-Ersatzschaltbild nach Bild 3.

Bei piezokeramischen Resonatoren sind in den meisten Fällen zusätzlich zum eigentlichen Resonatorelement noch die beiden sog. Pierce-Kondensatoren  $C_{x1}$ ,  $C_{x2}$  integriert, was zum Ersatzschaltbild nach Bild 4 führt.

Wie aus Bild 3 ersichtlich, gibt es eine Serienresonanzfrequenz, gebildet aus dem Serienschwingkreis  $C_1$ ,  $L_1$  (und  $R_1$ )

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

sowie zusätzlich eine Parallelresonanzfrequenz

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}}$$



Autor:  
Dipl.-Phys. Dipl.-Ing. Bernd Neubig  
AXTAL Consulting  
www.axtal-consulting.com

aus der Kombination mit der statischen Kapazität  $C_0$ . Der daraus folgende Blindwiderstandsverlauf  $jX = (f)$  ist in Bild 5 wiedergegeben.

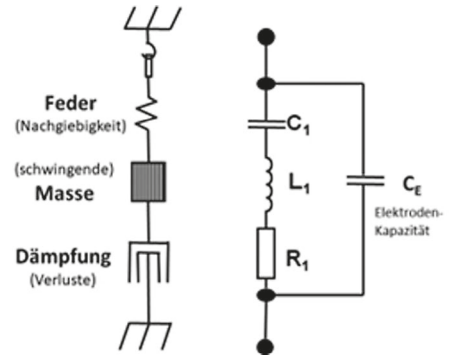


Bild 1: Mechanisch-elektrisches Ersatzschaltbild

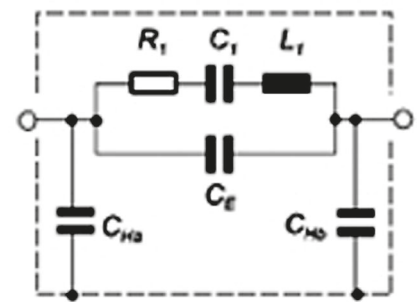


Bild 2: Ersatzschaltbild mit Halterkapazitäten

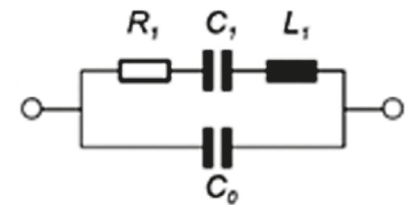


Bild 3: Butterworth-Van-Dyke Ersatzschaltbild

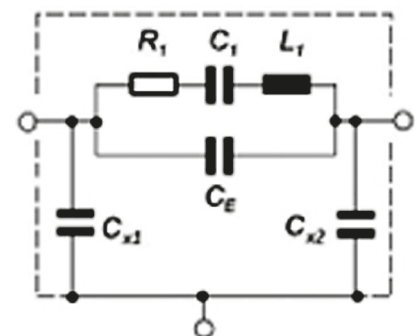


Bild 4: Resonator mit integrierten Kapazitäten

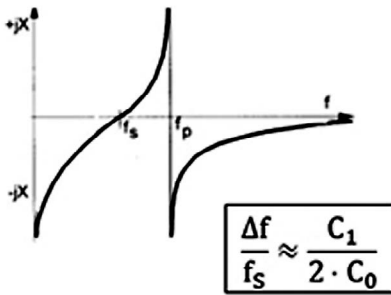


Bild 5: Blindwiderstandsverlauf der Resonanz

Messprinzipien

Während die realen Kapazitäten C<sub>0</sub> bzw. C<sub>E</sub>, C<sub>x1</sub> und C<sub>x2</sub> mit einem konventionellen RLC-Messgerät gemessen werden können – üblicherweise bei 1 MHz –, ist die Bestimmung der dynamischen Elementwerte C<sub>1</sub>, L<sub>1</sub> und R<sub>1</sub> nur indirekt möglich, da diese physikalisch nicht direkt zugänglich sind.

Messung nach IEC 60444-1 und -2

Das über viele Jahrzehnte übliche Messverfahren für Schwingquarze ist die sog. Phase-Null-Methode (Zero-Phase) nach IEC 60444-2. Als Messadapter ist das Doppel-π-Glied gemäß Bild 6 genormt, das in IEC 60444-1 beschrieben ist. Für SMD-Quarze ist ein Vorschlag für einen Adapter in der Norm IEC60444-8 beschrieben.

Das π-Glied sorgt mit seinen ca. 30 dB Dämpfung für eine ausreichende Isolation gegenüber Fehlanpassungen und Kabelreflexionen und weist an den Messports X<sub>T1</sub> und X<sub>T2</sub> eine Impedanz von je 12,5 Ohm auf. Der zu testende Resonator XUT sieht somit eine Impedanz von R<sub>r</sub> = 25 Ohm anstelle von 100 Ohm in einem 50-Ohm-System.

Den typische Messaufbau mit einem Netzwerkanalysator zeigt Bild 7. Nach der Kalibrierung mit Kurzschluss an den XUT-Ports wird das Messobjekt eingesetzt. Beim Durchstimmen der Generatorfrequenz wird bei Phase Null die Serienresonanzfrequenz f<sub>r</sub> bestimmt.

Aus der Amplitude U<sub>B0</sub> am B-Kanal bei f<sub>r</sub> im Vergleich zu U<sub>BK</sub> bei der Kurzschlusskalibrierung kann dann der Resonanzwiderstand R<sub>r</sub> bestimmt werden:

$$R_r = \left( \frac{U_{BK}}{U_{B0}} - 1 \right) \cdot R_T$$

Die Werte für die dynamische Kapazität C<sub>1</sub> und die dynamischen Induktivität L<sub>1</sub> werden aus einer Messung der Bandbreite der Resonanzkurve im π-Glied abgeleitet.

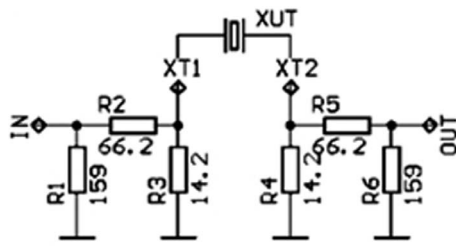


Bild 6: π-Glied nach IEC 60444-1

Aus der Frequenzdifferenz bei den ±45°-Punkten df<sub>(±45°)</sub> ergibt sich mit dem bekanntem R<sub>r</sub>:

$$L_1 = \frac{(R_r + R_T)}{2\pi \cdot \Delta f_{\pm 45^\circ}}$$

und

$$C_1 = \frac{\Delta f_{\pm 45^\circ}}{2\pi \cdot f_r^2 (R_r + R_T)}$$

Mit der anschließenden Messung von C<sub>0</sub> mit dem RLC-Meter sind dann alle Parameter des elektrischen Ersatzschaltbilds bestimmt. Daraus abgeleitet, kann die Güte Q bestimmt werden:

$$Q = \frac{2\pi \cdot f_r \cdot L_1}{R_r} = \frac{1}{2\pi \cdot f_r \cdot C_1 \cdot R_r}$$

Dieses Messverfahren berücksichtigt nicht den Einfluss der statischen Kapazität C<sub>0</sub>, ist aber ist in der Regel ausreichend genau für Frequenzen unterhalb von ca. 20...30 MHz, wenn der Blindwiderstand von C<sub>0</sub> deutlich größer ist als der Resonanzwiderstand R<sub>r</sub>.

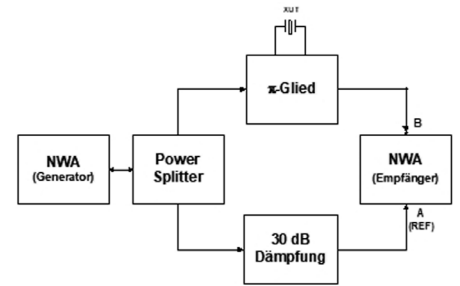


Bild 7: Messaufbau nach IEC 60444-2

Messfehler der Methode IEC 60444-1/2

Die bei Phase-Null gemessenen Resonanzfrequenz f<sub>r</sub> und der Resonanzwiderstand R<sub>r</sub> entsprechen nicht genau den Werten im Ersatzschaltbild f<sub>s</sub> und R<sub>1</sub>. Der Fehler liegt unter 20 MHz für f<sub>r</sub> bei einigen ppm und für den Widerstand bei mehreren %, steigt aber mit höherer Frequenz an. Die Verhältnisse kann man an dem Ortskreis der komplexen Quarzadmittanz G + jB ablesen (Bild 8). Der Ortskreis liegt bei tiefen Frequenzen fast symmetrisch zur reellen Achse (Conductance). Dann liegen f<sub>s</sub> und f<sub>r</sub> nahe beieinander, und R<sub>r</sub> ist in etwa gleich R<sub>1</sub>. Bei höheren Frequenzen und bei Obertonquarzen verschiebt sich der Mittelpunkt des Ortskreises von der reellen Achse aus um den Betrag 2π f C<sub>0</sub> nach oben. Die Phase-Null-Frequenz f<sub>r</sub> (am Schnittpunkt der reellen Achse) entfernt sich immer weiter von der Serienresonanzfrequenz f<sub>s</sub>, die am rechten Scheitelpunkt des Ortskreises liegt. Eine weitere charakteristische Frequenz ist f<sub>m</sub>, bei der der Betrag des Quarzleitwerts maximal bzw. die Quarzimpedanz am niedrigsten ist. Bei hohen Frequenzen oberhalb von 100 MHz schneidet schließlich der Ortskreis nicht mehr die reelle Achse; es gibt dann keine Phase-Null und damit auch keine f<sub>r</sub> mehr.

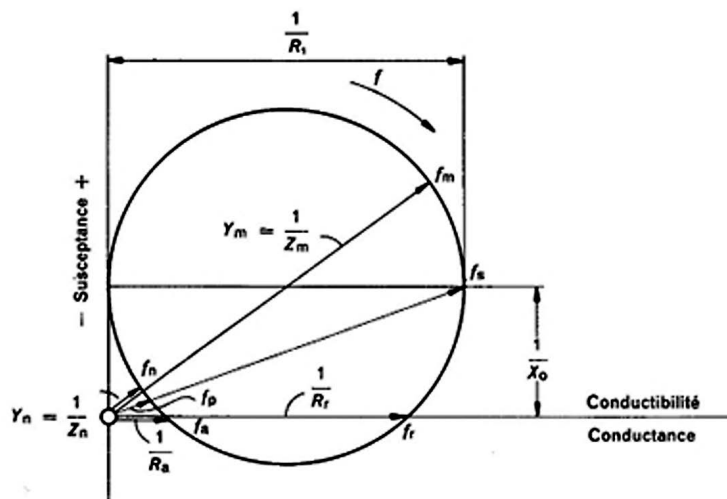
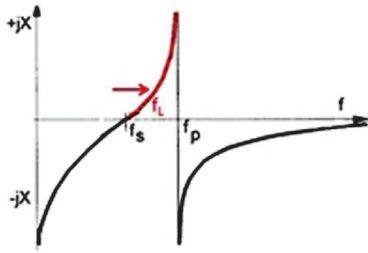


Bild 8: Ortskreis der komplexen Quarzadmittanz (aus IEC 60122-1)



**Bild 9: Zur Lastresonanzfrequenz**

## Messung nach IEC 60444-5

Zur Vermeidung dieses systematischen Fehlers und für eine höhere Messgenauigkeit wird heutzutage ein Messverfahren auf der Basis von modernen Netzwerkanalysator-Techniken mit Fehlerkorrektur verwendet, das in IEC 60444-5 international genormt ist. Dabei wird üblicherweise weiterhin das Doppel- $\pi$ -Glied nach IEC 60444-1 bzw. 60444-8 verwendet.

Es findet eine erweiterte Kalibrierung mit Kurzschluss, Leerlauf und einem Kalibrierwiderstand (25 oder 50 Ohm) statt, woraus die Fehlerkorrektur abgeleitet wird. Ferner wird die Quarzimpedanz bei einer größeren Anzahl von Messpunkten rund um den Resonanzpunkt bestimmt. Mit einem mathematischen Anpassungsverfahren werden daraus dann die Elemente des Ersatzschaltbilds und die charakteristischen Frequenzen  $f_m$ ,  $f_r$  und  $f_s$  errechnet. Da die Details den Rahmen dieses Artikels sprengen würden, wird auf die Norm IEC 60444-5 verwiesen.

## Weitere wichtige Parameter

Neben den Werten des Ersatzschaltbilds sind noch weitere Parameter bei der Messung von Quarzen und Resonatoren wichtig.

### Lastresonanzfrequenz

In den weitaus meisten Anwendungsfällen werden Quarze nicht in Serienresonanz

betrieben, sondern bei der sog. Lastresonanzfrequenz (Bild 9). Die gängigsten Oszillatorgrundschaltungen sind die Pierce- und die Colpitts-Schaltung. In beiden Fällen bildet der Quarz zusammen mit zwei Rückkopplungskondensatoren eine Masche, bei der die beiden Kondensatoren vom Quarz aus gesehen in Reihe angeordnet sind. Sie bilden zusammen mit den Streukapazitäten die sog. Lastkapazität  $C_L$ .

Die Oszillatorstufe schwingt dann auf der Lastresonanzfrequenz:

$$f_L = f_s \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{C_1}{C_0 + C_L}\right)} \approx f_s \cdot \left(1 + \frac{C_1}{2 \cdot (C_0 + C_L)}\right)$$

Bei dieser Frequenz, die oberhalb von  $f_s$  liegt, besitzt der Quarz einen induktiven Blindwiderstand  $X_L$ , der betragsmäßig genau so groß ist wie der kapazitive Blindwiderstand der Lastkapazität  $C_L$ :

$$X_L = \frac{1}{\omega_L \cdot C_L}$$

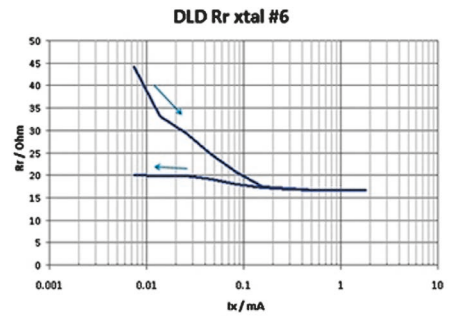
Die Messung der Lastresonanzfrequenz  $f_L$  besteht darin, den Punkt des Quarz-Blindwiderstands zu bestimmen, bei dem diese Bedingung erfüllt ist.

Bei dieser Frequenz  $f_L$  hat der Quarz einen erhöhten Widerstand, den sog. Lastresonanzwiderstand  $R_L$ , meist auch als ESR (Effective Series Resistance) bezeichnet:

$$R_L = R_1 \cdot \left(1 + \frac{C_0}{C_L}\right)^2 = ESR$$

### Drive Level Dependence (DLD)

Eine häufige Ausfallursache von Schwingquarzen ist, dass der Resonanzwiderstand beim Einschalten aus dem Rauschen (sehr niedrige Quarzbelastung) irregulär erhöht ist und dadurch der Oszillator nicht oder sehr unzuverlässig anschwingt. Schafft der Quarz das Anschwingen, dann „heilt“ der Widerstand (evtl. nur temporär) aus und bleibt auch



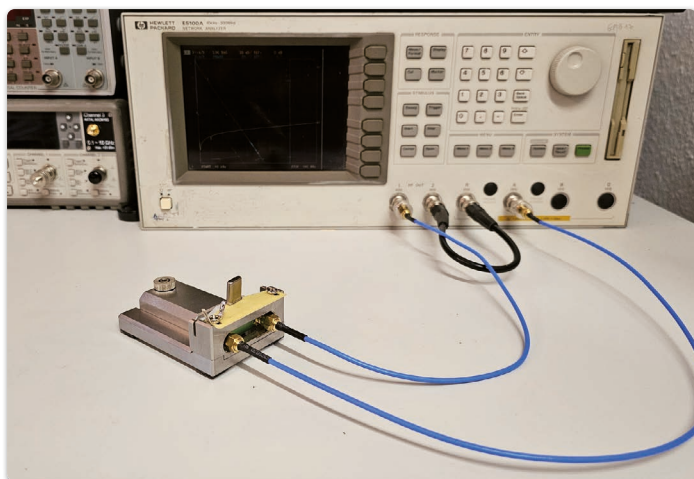
**Bild 10: Quarz mit DLD-Effekt**

bei niedriger Quarzbelastung niederohmig (Bild 10). Dieser unerwünschte Effekt wird DLD (Drive Level Dependence) genannt.

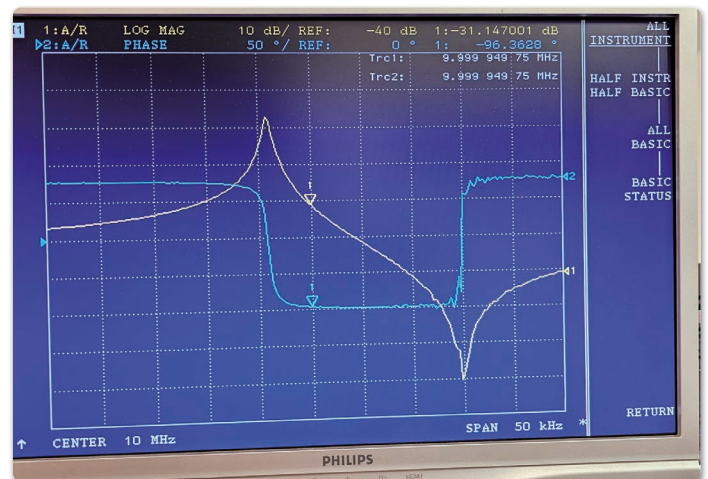
Eine Messung der DLD erfolgt normgerecht nach IEC 60444-6. Dabei wird der Quarz, nachdem er längere Zeit nicht elektrisch belastet wurde, beginnend mit der niederst möglichen elektrischen Belastung (Quarzstrom  $I_{x,min}$ ) schrittweise aufsteigend bis zur Nennbelastung  $I_{x,nom}$  und danach zurück bis zur niedrigsten Belastung  $I_{x,min}$  gemessen. Als Ausfallkriterium gilt ein Grenzwert für die maximal zulässige Widerstandsänderung und für die Widerstandshysterese. Näheres ist der Norm IEC 60444-6 zu entnehmen.

## Kommerzielle Messgeräte

Die korrekte Messung von Schwingquarzen und Resonatoren erfordert einen nicht unerheblichen Aufwand. Einige Netzwerkanalysatoren besitzen zwar eine interne Firmware zur Bestimmung der Quarzdaten aus einem passenden Frequenz-Sweep, doch sind diese mit Vorsicht zu genießen, da die Ergebnisse stark vom gewählten Frequenzintervall abhängen. Der speziell für die Quarzindustrie gefertigte Netzwerkanalysator Agilent 5100A mit dedizierter Messsoftware (Bild 11) ist seit Jahren nicht mehr lieferbar.



**Bild 11: Quarzmessung mit Agilent E5100A (Quelle: AX TAL Consulting)**





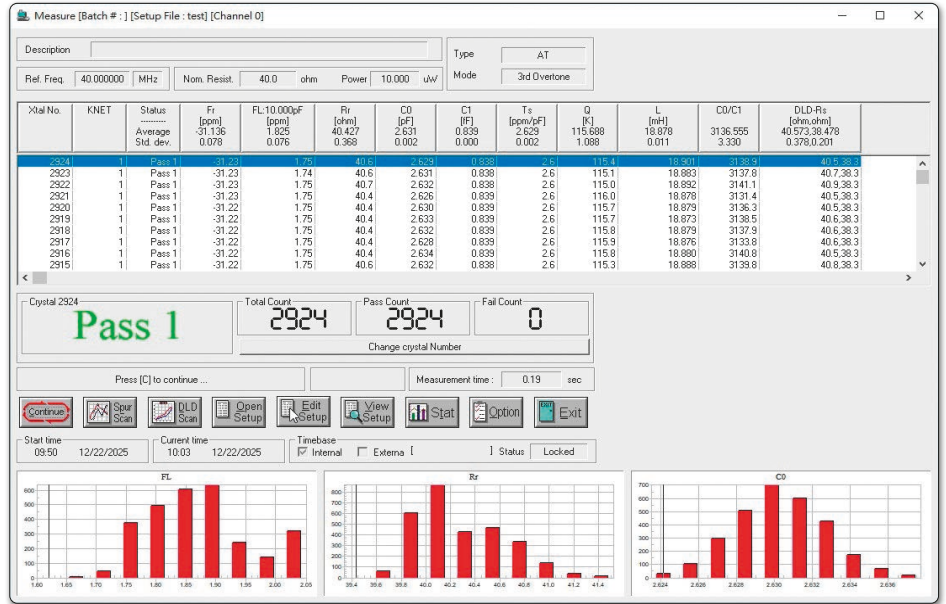
**Bild 12: PC-Einsteckkarte KH1800 zur Quarzmessung (Kolinker)**

Auf dem Markt gibt es dezidierte Messeinrichtungen von Saunders (250B, 250C) und Kolinker (KH1800/KH1820) für die Quarzmessung in Form von PC-Einsteckkarten, die einen Full-Size PCI Slot mit voller Länge und ausreichender Bauhöhe erfordern und damit an einen geeigneten und festen PC gebunden sind (Bild 12).

### Kolinker Knet200M

Eine einfache und portable Lösung stellt das Desktop-Modell KNet200M der Firma Kolinker in Hongkong dar. Es kommt in einem kompakten Benchtop-Gehäuse mit den Abmessungen B x T x H = 158 x 212 x 51 mm<sup>3</sup> mit einem Gewicht von 750 g (Aufmacherbild). Die Verbindung zu einem PC oder Laptop erfolgt über ein USB-2.0-Kabel, und zur Stromversorgung dient ein kleines externes 12-V-Netzteil. Dadurch gibt es keine Restriktionen bezüglich der PC-Hardware, und das Gerät ist mobil einsetzbar.

Ein IEC 60444-kompatibles  $\pi$ -Glied wird mit angeboten, wahlweise für bedrahtete Bauelemente oder für SMD-Quarze; für letztere stehen Adaptionen für viele Bauformen zur Auswahl. Die interne Frequenzreferenz hat eine Genauigkeit von  $\pm 0,5$  ppm und eine Stabilität von  $\pm 0,1$  ppm ( $-20 \dots +70$  °C),



**Bild 13: Messung der elektrischen Ersatzdaten (Kolinker)**

die durch Kalibrierung mit einer externen 10-MHz-Frequenzreferenz weiter verbessert werden kann. Zur Impedanzkalibrierung werden ein Kalibrierwiderstand und ein Kurzschlusselement mitgeliefert.

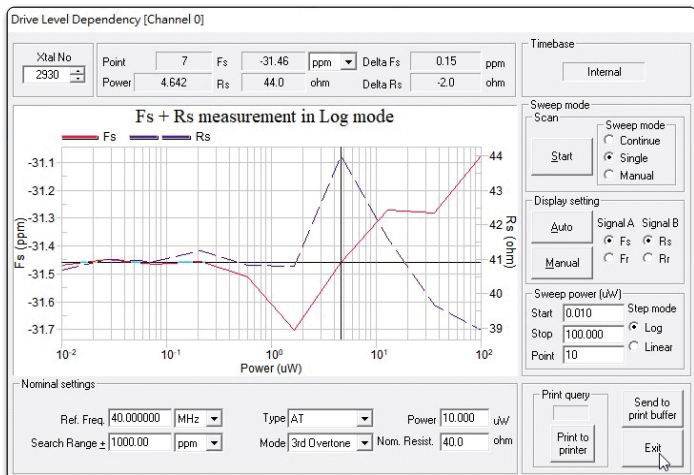
Das Gerät kann IEC-60444-konform für Quarze und Resonatoren im Frequenzbereich von 1 bis 200 MHz folgende Parameter messen und statistisch auswerten:  $f_s$ ,  $f_r$ ,  $f_L$ ,  $R_1$ ,  $R_r$ ,  $R_L$ ,  $C_1$ ,  $L_1$ ,  $C_0$ ,  $Q$  sowie die abgeleiteten Parameter  $T_s$  (Tuning Sensitivity in ppm/pF) und das Kapazitätsverhältnis  $C_0/C_1$  (Bild 13). Über einen Power-Sweep kann die DLD über mehrere Belastungswerte gemessen und grafisch dargestellt werden (Bild 14). Mit einem Frequenzsweep lässt sich die Resonanzkurve einschließlich Nebenresonanzen messen und grafisch darstellen (Bild 15).

Ferner eignet sich das Gerät auch zur Messung von piezokeramische Resonatoren.

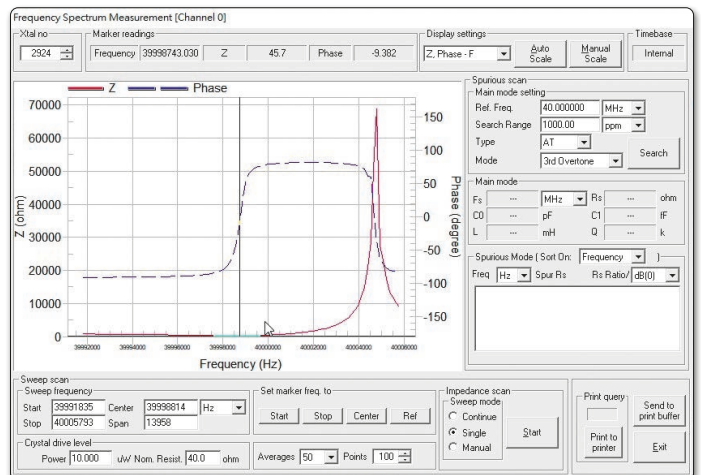
Bei Resonatoren mit integrierten Kapazitäten wird der Masseanschluss offengelassen. Der angezeigte  $C_0$ -Wert schließt dann die Serienschaltung der zwei Kondensatoren ein.

### Wer schreibt:

Bernd Neubig ist Inhaber des Ingenieurbüros AXTAL Consulting. Bis Ende 2022 war er geschäftsführender Gesellschafter der AXTAL GmbH & Co. KG, gegründet 2003. Zuvor arbeitete er seit 1976 in führenden Positionen in mehreren Unternehmen der Quarzindustrie. Er ist Diplom-Physiker (TU Berlin) sowie Diplom-Ingenieur der Nachrichtentechnik. Neben einer Vielzahl von Veröffentlichungen ist er Co-Autor des „Großen Quarzkochbuchs“. Seine Expertise erstreckt sich auf Schwingquarze und andere piezoelektrische Kristalle mit einem Fokus auf Kristallsensoren, Quarzoszillatoren, Quarzfilter und Hochfrequenz-Messtechnik. ◀



**Bild 14: DLD-Scan (Kolinker)**



**Bild 15: Resonanzkurve (Kolinker)**