Fortschritte auf dem Gebiet der Schwingquarz-Meßtechnik bis 500 MHz

Dipl.-Phys. Bernd Neubig,
TELE QUARZ GmbH, 6924 Neckarbischofsheim 2

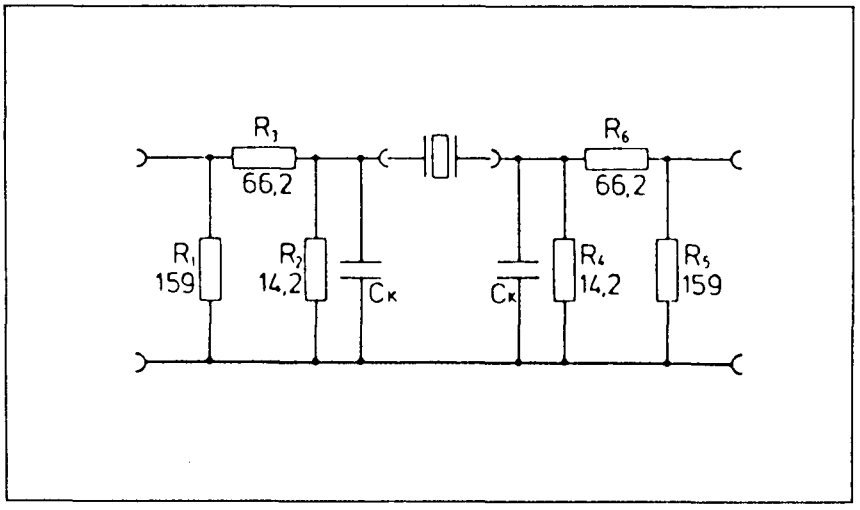
1. Einführung

Das international anerkannte Meßverfahren für Schwingquarze ist die Passiv-Meßtechnik mit Pi-Glied nach DIN 45 105 und IEC-Publikation 444. Die obere Frequenzgrenze beträgt 125 MHz und kann durch Co-Kompensation mit Parallelspule oder einem Äquivalent auf 200 MHz erweitert werden.
Inzwischen werden Schwingquarze industriell bis über 360 MHz und labormäßig auch darüber hergestellt. Eine Erweiterung nach höheren Frequenzen ist abzusehen.
Im folgenden wird dargestellt, mit welchen Verfahren Schwingquarze bis 500 MHz und darüber mittels moderner rechnergesteuerter Meßgeräte (Netzwerkanalysatoren) gemessen werden können.

2. Grundlagen

Die Anordnung zur Messung von Schwingquarzen mit Pi-Glied nach DIN 45105/TEC-Publikation 444 ist in Bild 1 dargestellt. Der Quarz wird in ein Doppel-Pi-Glied eingesetzt, das 50 Ohm Impedanz nach außen und 12,5 Ohm an jedem Quarzanschluß aufweist, so daß der zu messende Schwingquarz mit 25 Ohm belastet wird, was ungefähr dem geometrischen Mittelwert des Resonanzwiderstands im Frequenzbereich bis 125 MHz entspricht. Bild 2 zeigt die klassische (koaxiale) sowie eine moderne Ausführung des Pi-Glieds (Dickschichtschaltung). Das Meßsignal des Generators wird in einen Referenzkanal und den Meßkanal aufgeteilt, das Vektorvoltmeter bzw. ein Netzwerkanalysator messen das Ausgangssignal des Pi-Gliedes bezogen auf den Referenzkanal. Die gemessenen Spannungen nach Betrag und Phase werden auf eine Eichung mit Kurzschluß bezogen. Für die Ermittlung der Ersatzdaten des Quarzes wird ein ideales Pi-Glied mit 25 Ohm vorausgesetzt. Alle Messungen werden auf die Resonanzfrequenz fr bei Phase Null bezogen. Der Resonanzwiderstand Rr bei fr wird aus der Spannungsteiler-Formel berechnet, die übrigen dynamischen Ersatzgrößen werden durch ein Phasenoffsetverfahren (± 20°... ±45°) aus der Effektivgüte ermittelt.
Zur Erläuterung ist das Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes in der Nähe der Hauptresonanz in Bild 3a gezeigt. Für eine vollständige Darstellung - und insbesondere bei höheren Frequenzen - ist das erweiterte Ersatzschaltbild nach Bild 3b zugrunde zu legen, das Nebenresonanzen, andere Obertöne sowie die Einflüsse der Zuleitungen und des Aufbaus einbezieht.

Bei Berücksichtigung der endlichen Güte des Schwingquarzes wird die Quarzimpedanz als Ortskurve in der komplexen Ebene dargestellt. In Bild 4 ist die Ortskurve des Leitwerks (Admittanz) gezeigt, die in der Umgebung der Resonanzfrequenz einen Kreis beschreibt. Man unterscheidet je drei charakteristische Frequenzen auf der niederohmigen und auf der hochohmigen Seite, wobei die wichtigsten die Serienresonanzfrequenz fs - gebildet durch L1, C1 und R1 - und die Resonanzfrequenz fr bei Phase Null sind.
Der Mittelpunkt des Kreises hat von der imaginären Achse einen Abstand von 1/(2 · R1). Er liegt im Abstand wCo oberhalb der reellen Achse. Der Durchmesser beträgt 1/R1, der Kreis berührt (fast) die imaginäre Achse.
Während bei tieferen Frequenzen (bis ca. 10 MHz) der Ortskreis praktisch symmetrisch zur Re-Achse ist (wCo vernachlässigbar), wandert der Mit-



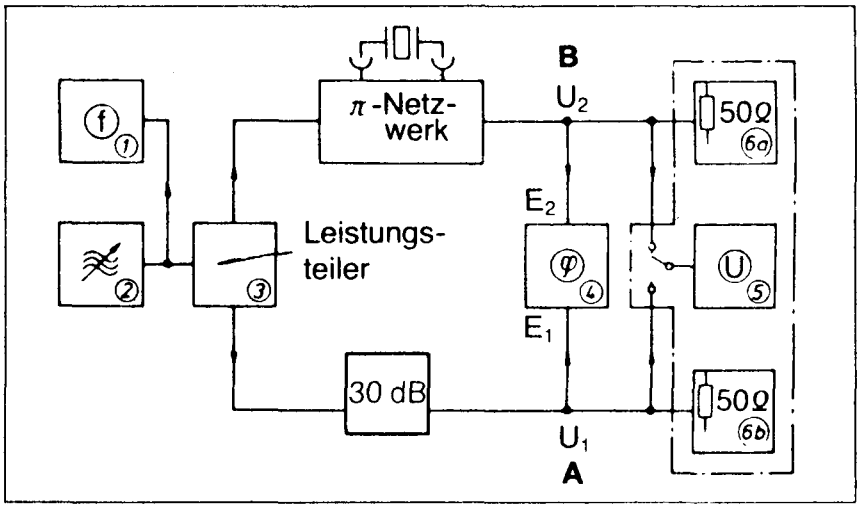
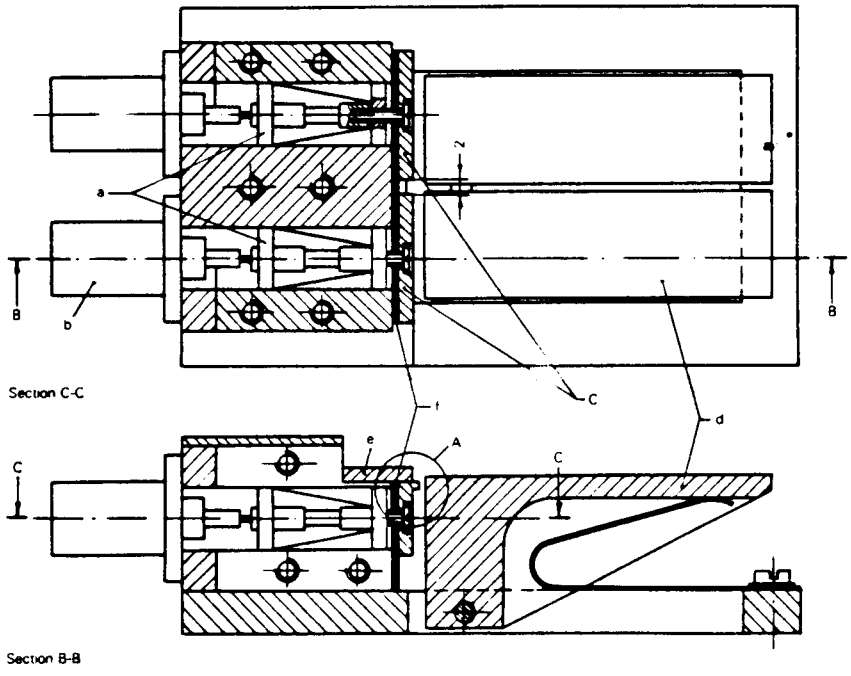


Bild 1: Passiv-Meßmethode nach DIN 45105/IEC 444



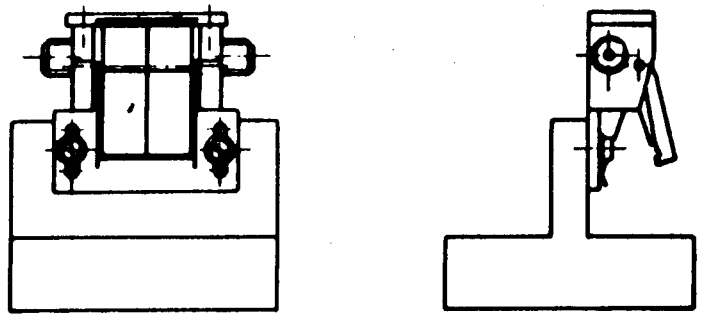


Bild 2: Konstruktion des Pi-Glieds
oben: koaxiale Ausführung
unten: moderne Ausführung mit Hybrid

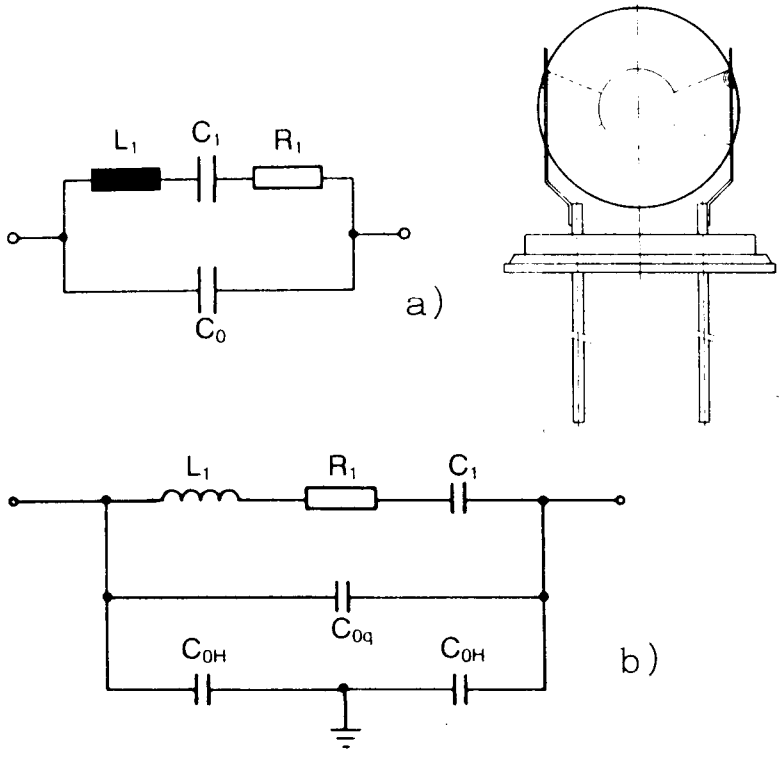
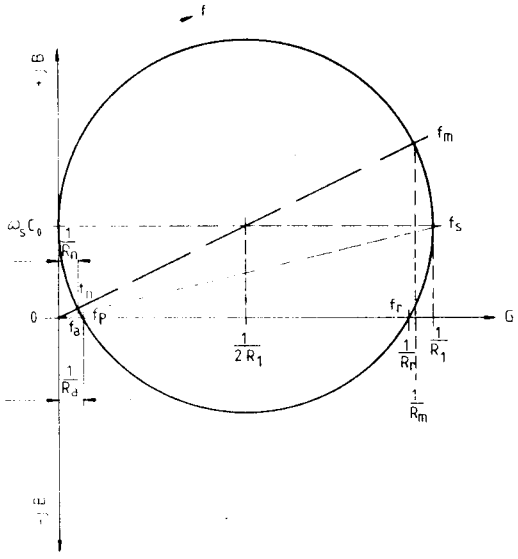


Bild 3: Ersatzschaltbilder des Schwingquarzes
a) vereinfachtes Modell
b) Berücksichtigung des Gehäuses



f_r: Resonanzfrequenz bei Phase 0
Resonance frequency with phase 0
Fréquence de résonance à phase nulle

f_s: Serienresonanzfrequenz
Series resonance frequency
Fréquence de résonance série

f_m: Maximaladmittanz-(Minimalimpedanz-)Frequenz
Maximum admittance-(minimum impedance-)frequency
Fréquence d'admittance maximale (minimale)

f_a: Antiresonanzfrequenz (Phase 0)
anti(or negative) resonance frequency (phase 0)
Fréquence d'anti-résonance (phase 0)

f_p: Parallelresonanzfrequenz (verlustfrei)
Parallel resonance frequency (loss-free)
Fréquence de résonance parallèle (sans pertes)

f_n: Minimaladmittanz-(Maximalimpedanz-)Frequenz
Minimum admittance-(maximum impedance-)frequency
Fréquence d'admittance minimale (impédance maximale)

Bild 4: Ortskurve der Quarzadmittanz in der Umgebung einer ungestörten Resonanz

telpunkt bei höheren Frequenzen nach „oben", fr und fs bewegen sich auseinander. Bild 5 zeigt den dadurch bei der Passivmessung auftretenden Meßfehler für die dynamische Kapazität resp. Induktivität. Oberhalb ca. 150 MHz (bei Quarzen im 5. oder höheren Oberton) schneidet der Kreis schließlich nicht mehr die reelle Achse, d.h. es existiert keine Frequenz fr mit Phase Null mehr, die klassische Meßtechnik kann nicht mehr angewandt werden.
Dieses Problem kann durch eine physikalische Co-Kompensation mittels einer Parallelspule oder einem elektrischen Äquivalent beseitigt werden. Diese Methode ist als empfehlender IEC-Report in IEC 444-3 für die Anwendung bis 200 MHz beschrieben. Der Nachteil des Verfahrens ist, daß dann für Messungen oberhalb 125 MHz ein unterschiedlicher Meßaufbau erforderlich ist. Außerdem ist der Kompensationskreis räumlich recht groß und kann nur wenig miniaturisiert werden. Eine Erweiterung wesentlich über 200 MHz hinaus ist wegen der kleinen Spulengüten relativ schwierig.

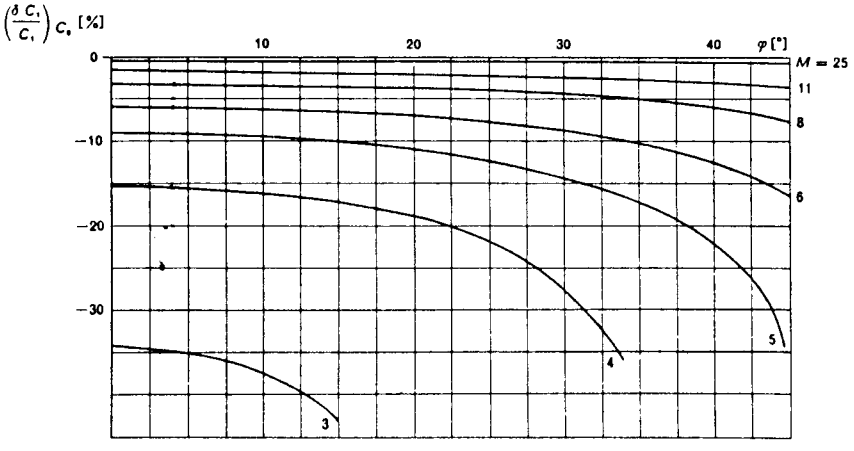


Bild 5:
Systematischer Meßfehler für C1 in Abhängigkeit vom Phasenoffset und der Parallelgüte M

$$M = \frac{1}{W_0 C_0 R_1}$$

3. Neue Meßverfahren

Durch die rechnersteuerbaren vektoriellen Netzwerkanalysatoren ist es möglich geworden, Meßverfahren rationell anzuwenden, die bei einer größeren Anzahl von Frequenzen messen und umfangreichere mathematische Auswertungen erfordern. Diese Verfahren sind natürlich auch auf rechnergesteuerte Meßplätze mit getrenntem Synthesizer und Vektorvoltmeter oder mit Impedanz-Analysator anwendbar.
In den letzten Jahren wurde eine Reihe von Verfahren vorgeschlagen. Diese kann man einteilen in:

1. Verfahren, die direkt Betrag und Phase einer Spannung bzw. eines Spannungsverhältnisses messen,
2. Verfahren, bei denen die Messung indirekt über Richtkoppler (s-Parameter) erfolgt und
3. Verfahren mit Impedanzanalysatoren.

Alle drei Verfahren liefern nach entsprechender Fehlerkorrektur den Wert der komplexen Quarzimpedanz bei den gemessenen Frequenzen. Welche Meßfrequenzen gewählt werden und wie aus den Meßergebnissen die Werte der Elemente des Ersatzschaltbildes ermittelt werden, ist prinzipiell von dem gewählten Meßverfahren unabhängig. Alle veröffentlichten Algorithmen können bei allen drei Meßtechniken angewendet werden. Sie werden daher in einem getrennten Abschnitt behandelt (siehe Appendix).

3.1 Verfahren mit direkter Spannungsmessung

Der zu messende Quarz kann - wie bei der genormten Passiv-Meßtechnik - in ein Doppel-Pi-Glied als Längselement oder - gemäß einem polnischen Vorschlag - als Querelement in einer T-Anordnung eingesetzt werden. Ebensogut kann das Pi-Glied natürlich ganz entfallen. Im letzteren Fall muß ein geeigneter Meßadapter definiert werden, mit dem die unterschiedlichen Gehäuseformen verwendet werden können und der eine genau definierte Bezugsebene zur Messung realisiert, die nach der Norm an den Anschlußdrähten 2mm unterhalb der Gehäusebodenplatte definiert ist - was bei dem Pi-Glied und dem T-Glied gegeben ist.

Es wird ein Referenzkanal verwendet, dessen Signal über einen Leistungsteiler (power splitter) vom Generator abgenommen wird. Dabei ist zu beachten, daß eine ausreichende Isolation von mindestens 50 bis 60 dB zwischen den beiden Kanälen besteht, um Rückwirkungen vom Meßkanal auf den Referenzkanal vernachlässigen zu können. Es sollte daher statt eines Widerstands-Leistungsteilers besser ein breitbandiger Hybrid-Teiler mit einer Isolation von besser 40 dB eingesetzt werden. Insbesondere wenn kein Pi-Glied verwendet wird, sollte ein Dämpfungsglied von 6...10 dB im Meßkanal direkt hinter dem Leistungsteiler eingefügt werden, damit dieser eine konstante Last von 50 Ohm "sieht" und die Isolation weiter verbessert wird.

Alle vorgeschlagenen Verfahren haben gemeinsam, daß nach einer erweiterten Eichung mit Leerlauf, Kurzschluß und Kalibrierwiderstand (anstelle des Quarzes) zunächst im Meßkopf die statische Kapazität des Quarzes Co bei einer Frequenz ermittelt wird, die von der Resonanzfrequenz ausreichend weit entfernt ist. Die Meßfrequenz muß unbedingt an einer Stelle liegen, bei der der Quarz keine unerwünschten Störresonanzen aufweist. Vorgeschlagene Werte liegen meist ca. 10% bis 50% unterhalb der Nennfrequenz oder in einem Frequenzbereich zwischen 5 MHz und 20 MHz, um Meßunsicherheiten bei tieferen Frequenzen zu vermeiden.

Anschließend erfolgt die Messung bei einer Anzahl von Punkten in der unmittelbaren Umgebung der Resonanzfrequenz, deren Lage nach unterschiedlichen Suchalgorithmen ermittelt werden kann.

Die Impedanzwerte werden dann meist nach einer Spannungsteilerformel errechnet, bei der - im Gegensatz zu den idealisierten 25 Ohm beim klassischen Verfahren - je eine komplexe Generator- und Lastimpedanz angesetzt werden, deren Größe durch die Kalibrierung (Fehlerkorrektur) bestimmt werden (siehe Bild 6):

Aus dem Spannungsverhältnis

$$U_G/U_{Rx}=(R_G+R_L+R_X)/R_L \qquad (1)$$

kann man durch Einsetzen von

$R_X = 0$ (Kurzschluß)
$R_X = R_N$ (Kalibrierwiderstand)
$R_X = R_Q$ (Quarz)

die unbekannte Impedanz R_X errechnen zu:

$$R_Q = R_N \cdot (U_K/U_{RQ}-1/(U_K/U_{RN}-1) \qquad (2)$$

Dies ist der Rechenweg bei den Methoden von Saunders [1], von Williamson [2] und von Neuscheler [4]. Bei der Methode von Götz [3] werden Generator und Last als Vierpole dargestellt, die mit Kettenmatrizen beschrieben werden (siehe Bild 7):

$$((Ages)) = ((A1)) \cdot ((R_Q)) \cdot ((A2)) \qquad (3)$$

woraus sich dieselbe Formel *(2)* für die Impedanz ergibt.

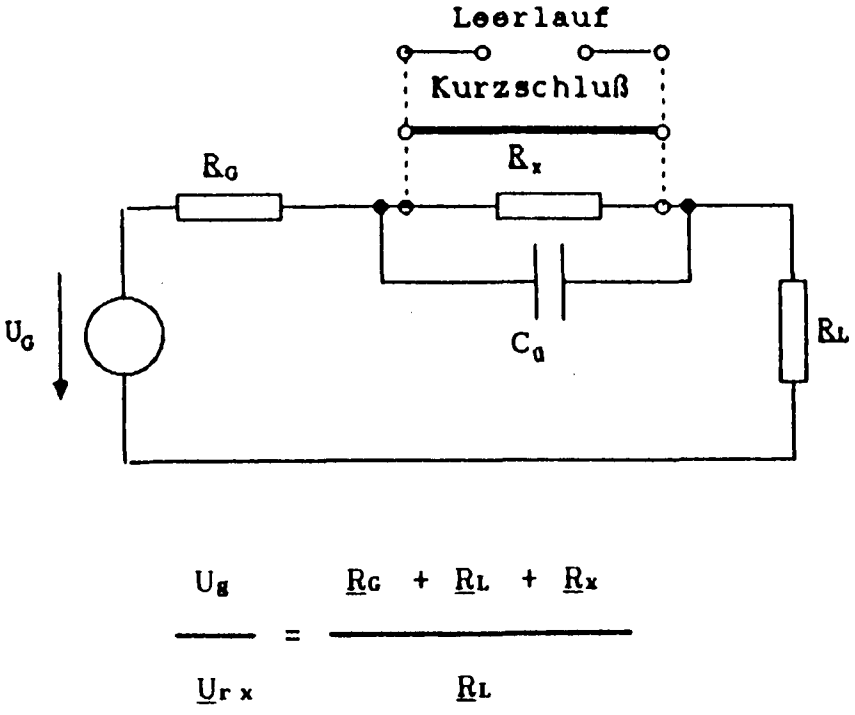


Bild 6:
Spannungsteiler-Ersatzbild für Pi-Glied

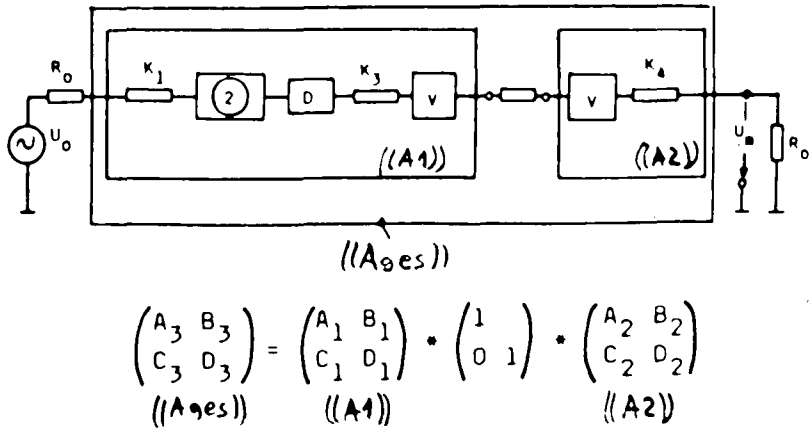


Bild 7:
Kettenmatrix-Ersatzbild für Pi-Glied

3.1.1 Methode Saunders [1]
Es wird das genormte Pi-Glied verwendet, dessen Impedanz durch eine Serieninduktivität in Reihe mit den 12.5 Ohm (vom Quarz aus gesehen) modelliert wird. Ihr Wert wird durch eine Kalibrierung mit mehreren Widerstandswerten ermittelt.
Zunächst wird eine schnelle Suche nach dem Punkt mit minimaler Phase, startend 500 ppm unterhalb der Nennfrequenz, durchgeführt. In der Umgebung dieser Stelle wird bei einer Reihe enger liegender Meßpunkte der Impedanzverlauf ermittelt, aus dem - nach Abzug des Leitwerts von Co - die Ersatzdaten und die charakteristischen Frequenzen mittels Regressionsrechnung aus dem korrigierten Blindwiderstandsverlauf bestimmt werden (siehe 5.4.).

3.1.2 Methode Williamson [2]
Auch hier wird das Pi - Glied nach IEC 444 verwendet, die komplexe Generator- und Lastimpedanz wird aus der Kalibrierung mit Kurzschluß, Leerlauf und Kalibrierwiderstand ermittelt. Wie oben wird mit einer schnellen Suche die ungefähre Lage der Resonanz bestimmt, in deren Umgebung dann 5 bis 10 Meßpunkte ausgewählt werden, die gleichfalls auf dem Ortskreis verteilt sind. Einer geometrischen Approximation des Ortskreises folgt - nach Abzug von wCo - die Bestimmung der Ersatzdaten und charakteristischen Frequenzen wie bei Saunders.

3.1.3 Methode Götz [3]
Götz verzichtet auf das Pi-Glied und verwendet statt dessen einen recht aufwendig gestalteten Meßadapter, der direkt an das koaxiale 50-Ohm-System angeschaltet ist. An den beiden Ausgängen des Leistungsteilers sind Dämpfungsglieder (ca. 10 dB) eingefügt. Nach der Eichung mit Leerlauf, Kurzschluß und 100 Ohm werden folgende vier Frequenzpunkte gesucht:

F1 bei ca. (0.5...0.8) · fo
F2 in der Nähe von fr
F3 bei einem Phasenwinkel von ca. –30°....–70°
F4 bei einem Phasenwinkel von ca. +30°...+70°

Falls fr nicht existiert, dann werden
F2 bei etwa minimaler Dämpfung Amin
F3 bei etwa Amin + 3 dB (unterhalb F2)
F4 bei etwa Amin + 3 dB (oberhalb F2)
ausgewählt.

Die mathematische Auswertung führt zu einem überbestimmten Gleichungssystem, weshalb für die Ermittlung der Ersatzdaten und von fs nur jene Beziehungen verwendet werden, die für das entsprechende Element besonders charakteristisch sind, d.h. wo die Meßempfindlichkeit dafür am größten ist, so für:

Co Imaginärteil des Spannungsverhältnisses bei F1
R1 Realteil bei F2
C1/L1 u. fs Imaginärteil bei F3 und F4

Die Lösung erfolgt durch ein schnelles iteratives Verfahren.

3.1.4 Methode Neuscheler [4]
Diese Methode kann sowohl in Verbindung mit dem Pi-Glied als auch ohne dieses angewendet werden. Es funktioniert ohne Änderungen auch z.B. mit dem Nebenwellen-Meßadapter mit 180°-Hybridteiler nach [5], wodurch auch schwache Nebenresonanzen besser aufgelöst werden können.
Grundidee des Verfahrens ist der Gedanke, daß die vier Elemente des einfachen Ersatzschaltbilds - mathematisch gesehen - durch die vektorielle Messung bei nur zwei Frequenzen bestimmt werden können, da jede Messung aus einem Realteil und einem Imaginärteil besteht. Aus Gründen der Meßgenauigkeit ist es allerdings sinnvoll, Co durch eine dritte Messung bei einer entfernteren Frequenz zu ermitteln. Nach Untersuchungen in [6] ist die optimale Lage bei ca. 10%...20% unterhalb der Resonanzfrequenz. Bei Quarzfrequenzen unterhalb von 5 MHz sollte Co in einem resonanzfreien Bereich zwischen 5 MHz und 15 MHz gemessen werden.
Die übrigen zwei Meßfrequenzen sollten in der Nähe der betrachteten Resonanz liegen, ihre genaue Lage ist jedoch zunächst nicht vorgegeben. Bei ungünstiger Lage ergeben sich zwar zunächst noch relativ hohe Fehler für C1 resp. L1, jedoch ist das Produkt C1 · L1 und damit die Serienresonanzfrequenz fs bereits sehr genau, im Bereich um 200 MHz typischerweise in der Größenordnung von besser als 1 ppm. Der so ermittelte Wert für fs kann als nächster Meßpunkt angesteuert werden, womit - falls erforderlich - iterativ bis zum Erreichen der gewünschten Genauigkeit gezielt weitere Meßfrequenzen gewählt werden können.
Auch bei dieser Methode erfolgt die Fehlerkorrektur durch Messung mit Kurzschluß, Leerlauf und Kalibrierwiderstand.
Besondere Aufmerksamkeit wurde der Realisierung guter HF-Eigenschaften des Kalibrier-Widerstands geschenkt. Er besteht aus einer auf ein Keramikplättchen in Dünnschichttechnik aufgedampfter Widerstandsschicht, deren Endpunkte gleichzeitig die Kontaktierungspunkte im Meßadapter (Pi-Glied) sind.

3.2 s-Parameter-Meßverfahren
Im Meßaufbau werden ein oder mehrere Richtkoppler verwendet, bei tieferen Frequenzen ggf. Reflexions-Meßbrücken. Man unterscheidet zwischen reiner Reflexions-(Eintor-) Messung und Übertragungs-(Zweitor-) Messung (siehe Bild 8). Als Meßadapter ist eine Vorrichtung erforderlich, die an der in der Norm definierten Referenzebene (2 mm Abstand von der Bodenplatte des Schwingquarzes) eine einwandfreie Kontaktierung für alle gängigen Schwingquarz-Gehäuse garantiert und möglichst stoßstellenfrei an das koaxiale 50-Ohm-System anschließt, um einen sauberen Anschluß der Kalibri erwiderstände zu ermöglichen. Bild 9 zeigt einen der publizierten Lösungsvorschläge, bei dem hochwertiger Koaxial-Verbinder (APC 7 bzw. APC 3.5) entsprechend umgebaut sind [8]. Wie dieses Modell so sind auch alle bisher vorgeschlagenen Meßadapter nur unter Laborbedingungen einsetzbar und nicht für Serienprüfungen in Fertigung, Endkontrolle oder Wareneingangsprüfung verwendbar. Im Gegensatz zu IEC 444 wird außerdem das Quarzgehäuse geerdet.
Die Eichung erfolgt mit Leerlauf, Kurzschluß und Kalibrierwiderstand (50 Ohm) an jedem Meßtor sowie zusätzlich mit Durchgang ("THRU") bei der Übertragungsmessung. Die Fehlerkorrektur wird dann mit Hilfe von allgemein gebräuchlichen Verfahren durchgeführt, die in vielen modernen Netzwerkanalysatoren bereits softwaremäßig implementiert sind.

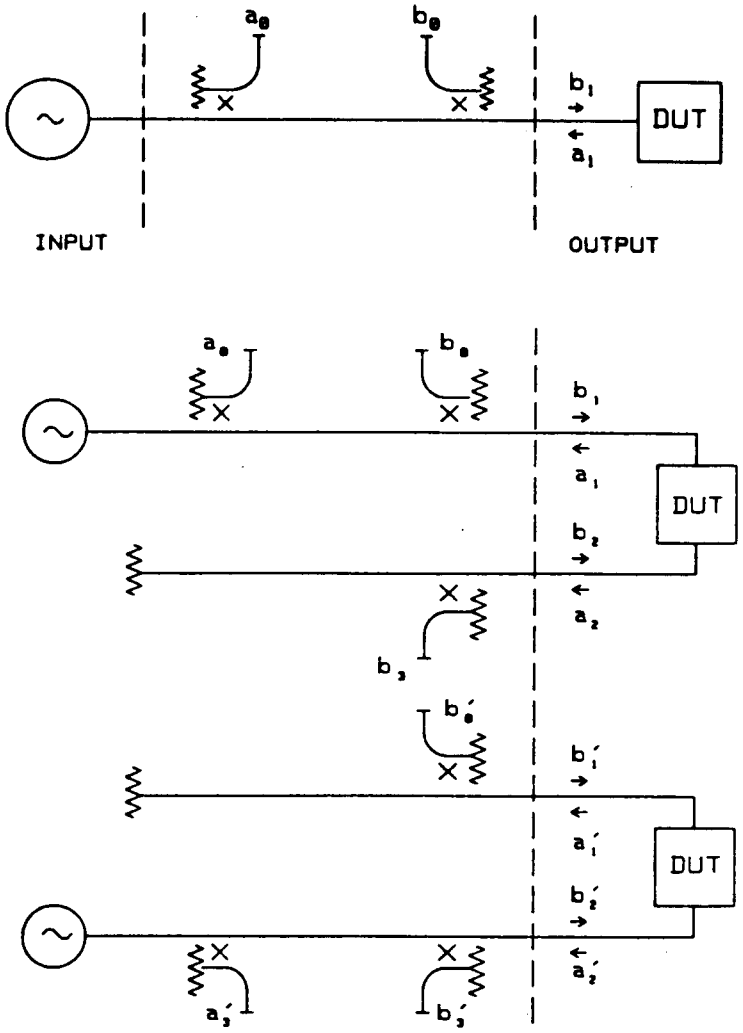


Bild 8:
Meßaufbau (schematisch) zur S-Parameter Messung
oben: Eintor-Messung
unten: Zweitor-(Übertragungs-)Messung

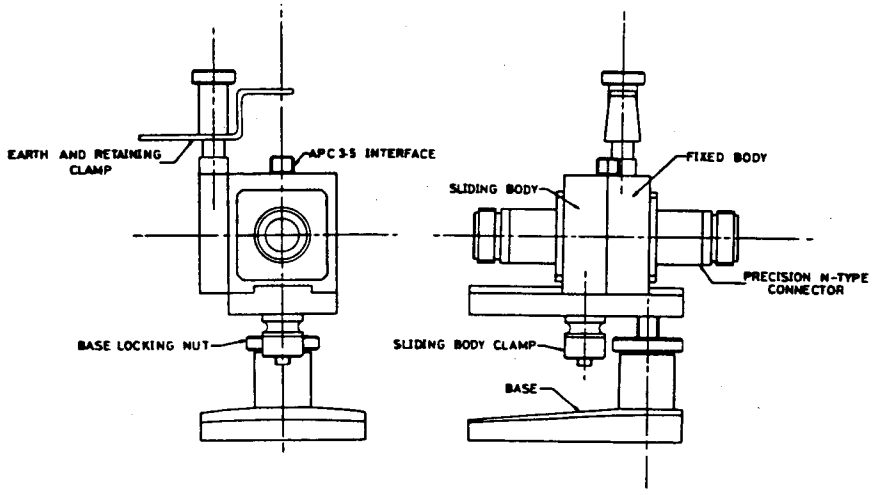


Bild 9: Meßadapter für s-Parameter-Messung (nach (8))

Aus den gemessenen s-Parametern kann dann für die jeweilige Meßfrequenz die entsprechende Impedanz berechnet werden. Für die Eintormessung ergibt sich:

$$R_Q = Zo \cdot (1+s11)/(1-s11) \qquad (4)$$

bei der Übertragungsmessung gilt:

$$R_Q = Zo \cdot ((1+s11)\cdot(1+s22) - s21 \cdot s12)/(2 \cdot s12) \qquad (5)$$

Für die Auswahl der Meßfrequenzen und die Auswertung der gewonnenen Meßwerte (komplexe Leitwerte) gibt es zwei zur Normung eingereichte Vorschläge, einen US-amerikanischen und einen englischen Entwurf.

3.2.1 US-Methode [7]

Das innerhalb USA bereits als EIA-Standard 512 publizierte Verfahren beschreibt das Eintor- und das Zweitor-Verfahren, wobei letzteres, das Übertragungsverfahren, meist bevorzugt wird.

Die statische Kapazität (und die beiden Teilkapazitäten gegen das Quarzgehäuse) werden aus dem Blindleitwert bei einer abgelegenen tieferen Frequenz ermittelt. In der Nähe der Resonanzfrequenz werden eine größere Anzahl von Meßfrequenzen angesteuert, typischerweise 10 bis 50 Punkte, von denen die meisten innerhalb der 6 dB - Bandbreite des Schwingquarzes liegen sollten.

Wie bei der Methode Williamson wird eine mathematische Approximation der Meßwerte an den Leitwerts-Ortskreis nach der Methode der kleinsten Quadrate durchgeführt. Aus dem Blindwiderstandsverlauf bei Subtraktion von wCo werden die Ersatzdaten ähnlich wie bei der Methode Saunders ermittelt.

3.2.2 Methode nach Peach & Morris (GEC) [8]

Dieses Verfahren, das in England als Entwurf für eine britische Norm (BS) eingereicht wurde, verwendet die gleiche Meßtechnik wie der US-amerikanische Vorschlag. Auch die Auswahl der Meßpunkte erfolgt nach ähnlichen Kriterien. Lediglich die Auswertung der Meßergebnisse ist grundsätzlich verschieden. Ausgehend von Schätzwerten für die Elementwerte des Ersatzschaltbildes werden diese mit einem Optimierungsverfahren so lange variiert, bis der Unterschied zwischen dem theoretischen Impedanzverlauf und dem gemessenen Frequenzgang ein Mini-

mum erreicht. Diese mathematische quenzgang ein Minimum erreicht. Diese mathematische Auswertung ist sehr zeitintensiv und ihr Erfolg hängt von der geschickten Wahl der Startwerte ab. In der vorliegenden Form ist es ein reines Laborverfahren und eignet sich sicher nicht für die Messung von Serienstückzahlen.
Das Auswerteverfahren wurde so verallgemeinert, daß mit ihm auch beliebig nahe liegende Nebenresonanzen berücksichtigt werden können, die die Meßergebnisse bei allen sonstigen Auswerte-Algorithmen sehr stark verfälschen können.
Für die genaue Ableitung wird auf die Literatur [8] verwiesen.

3.3 Quarzmessung mit Impedanzanalysatoren

Moderne Impedanzanalysatoren - HP 4195 oder andere - erlauben die vektorielle Messung von Impedanzen bis zu mehreren hundert MHz. Die Messung erfolgt mit HF-Meßbrücken, sie sind daher eigentlich ein Sonderfall der Reflexionsmessung (s11) der s-Parameter-Technik. Ihre Ergebnisse könnten im Prinzip nach den gleichen mathematischen Verfahren ausgewertet werden.
Drei Punkte sind jedoch hierbei zu beachten:

1. Die Meßbrücken arbeiten häufig mit sehr kleinen Meßpegeln oder mit festen Pegeln, mit denen keine optimale Quarzbelastung bei der Messung eingestellt werden kann. Dies kann zu erheblichen Meßunterschieden und Problemen bei Quarzen mit DLD-Effekten (drive level dependency = Belastungsabhängigkeit) führen.
2. Die Wobbelgeschwindigkeit kann oft nicht den Erfordernissen der Quarzmeßtechnik angepaßt werden; ist sie zu schnell, ergeben sich starke Verfälschungen durch "Klingeln" (Einschwingen) bei hoher Quarzgüte bzw. großem Frequenzhub; ist sie zu klein, ergeben sich sehr lange Meßzeiten.
3. Da für die Co-Messung eine ab gelegene Meßfrequenz, für die dynamischen Quarzparameter jedoch viele Meßpunkte in einem sehr engen Frequenzbereich in der Umgebung der Gütebandbreite gewählt werden müssen, führt die Messung in einem einzigen Frequenzintervall nicht zu befriedigenden Ergebnissen. Dies zeigt sich deutlich an dem HP 4195, bei dem über eingebaute Software die Werte des Quarz-Ersatzschaltbildes aus einem Impedanz-Sweep errechnet werden können, womit sehr unzuverlässige Ergebnisse erzielt werden.

4. Zusammenfassende Diskussion

Auf einem von der Working group 6 des Technical Committee 49 von IEC im Oktober 1988 veranstalteten internationalen Meßtechnik-Workshop wurden umfangreiche Vergleichsmessungen zwischen den meisten hier behandelten Meßtechniken im Frequenzbereich 1 MHz bis 943 MHz durchgeführt.
Die Ergebnisse (9) zeigten, daß trotz sorgfältigsten Vorgehens unerwartet große Abweichungen sowohl untereinander als auch - bei den s-Parameter-Systemen - bei Neukalibrieren oder bei Austausch der Meßadapter auftraten. Bei allen Messungen lagen die Ergebnisse der Spannungsverfahren mit Pi-Gliedern stets innerhalb des von den s-Parameter-Meßplätzen gezeigten Streus. Besonders auffällige Streuungen gab es bei der Bestimmung der statischen Kapazität, aber auch die anderen Parameter zeigten - insbesondere ab 200 MHz - in dieser Größe nicht erwartete Abweichungen.
Nach diesen Ergebnissen ist es im Augenblick zu früh, eines der beschriebenen Verfahren als künftige Norm festzulegen. Vielmehr müssen vorher einige offene Fragen geklärt werden; einige davon sind:

1. Optimale Plazierung und Gewicht der Meßpunkte
2. Genauigkeit der Co-Messung; optimale Meßfrequenz(en) für Co; geerdetes oder ungeerdetes Gehäuse
3. Einfluß der Genauigkeit der Kalibrierglieder auf die Genauigkeit der Ergebnisse
4. Einfluß der Meßgerätegenauigkeit von Spannung, Phase, Wellengrößen; ihre Ungenauigkeit wird durch die Fehlkorrektur nicht zu Null!
5. Verfälschung der Meßergebnisse durch belastungsabhängige Schwingquarz-Parameter (DLD): fs, R1, aber auch C1, L1
6. Einfluß von benachbarten Nebenresonanzen auf das Meßergebnis
7. Notwendige Änderungen am Ersatzschaltbild des Schwingquarzes: Ersatzdaten-Transformation durch die Zuleitungs-Reaktanzen. Erweiterung um zusätzlichen Parallel-Leitwert Go bzw. Serienwiderstand R5
8. Meßtechnik für Lastresonanz (Lastkapazität): Gibt es Möglichkeiten, auf eine physikalische Lastkapazität zu verzichten?

5. Appendix : Algorithmen für die Ermittlung der Quarz-Ersatzdaten

5.1 Bestimmung von Resonanzen fr, Rr und fm, Rm

Der Impedanzverlauf (einschließlich Co) in der Umgebung der Resonanzfrequenz ist:

$$Z_Q(f) = R_e(f)+jX_e(f) \qquad (6)$$

Sein Betrag

$$|Z_Q| = \sqrt{R_e^2+X_e^2} \qquad (7)$$

kann durch ein Polynom 4. Ordnung approximiert werden. Die Frequenz der Nullstelle (falls vorhanden) entspricht der Resonanzfrequenz (Phase Null) fr, der Realteil bei fr ist Rr. Beim Punkt minimaler Impedanz liegt die Frequenz fm, der Realteil bei fm ist Rm. Dieser Punkt kann durch Nullsetzen der ersten Ableitung des Polynoms oder durch numerische Suche gefunden werden.

5.2 Ortskreis der Quarzadmittanz

Der komplexe Leitwert des einfachen Ersatzschaltbilds nach Bild 2a ist

$$Y = \frac{[1-wC_0(wL_1-1/wC_1)]+jwC_0 \cdot R1}{R_1+j(wL_1-1/wC_1)} \qquad (8)$$

Durch Aufteilung in Realteil G und Imaginärteil B

$$G = \frac{R_1}{R_1^2+(wL_1-1/wC_1)^2} \qquad (9)$$

$$B = \frac{-(wL_1-1/wC_1)}{R_1^2+(wL_1-1/wC_1)^2} + wCo \qquad (10)$$

kann dies umgeschrieben werden in

$$(G-1/2R_1)^2+(B-wC_0)^2=1/4R_1^2 \qquad (11)$$

Dies stellt die mathematische Gleichung eines Kreises mit dem Radius $1/(2 \cdot R1)$ dar, dessen Mittelpunkt im Abstand von $1/(2 \cdot R1)$ von der imaginären Achse und wCo von der reellen Achse entfernt liegt (siehe Ortskurve Bild 4). Genaugenommen wird der Kreis zu einer Schleife verzerrt, da sich der Abstand von der reellen Achse

mit steigender Frequenz, d.h. beim Umlauf im Kreis, vergrößert. Da der kreisförmige Teil der Ortskurve sehr schnell durchlaufen wird, ist diese Verzerrung im allgemeinen recht gering. Der Kreis kann aus den Meßdaten Y_Q (fi) für Frequenzen fi innerhalb der 6 dB-Bandbreite nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate (bezogen auf den Radienfehler) berechnet werden. Nähere Einzelheiten finden sich z.B. in [2] und [7].

5.3 Bestimmung von Co

Bei einer ungestörten Frequenz fCo wird die statische Kapazität Co aus dem Blindleitwert errechnet:

$$Co = - Im(R_Q) / (Re(R_Q)^2 + Im(R_Q)^2 / W \quad (12)$$

Meist wird aus mehreren Messungen - u.U. in einem kleinen Frequenzband - gemittelt. Bei der Auswertung des Realteils ergibt sich häufig ein zusätzlicher Parallelleitwert, der im Ersatzschaltbild nach Bild 2a parallel zu Co liegt.

Bei den s-Parameter-Verfahren werden - bedingt durch das geerdete Gehäuse - außerdem noch die Eingangs- und Ausgangskapazitäten gegen Masse bestimmt. Wegen ihres gegenüber 50 Ohm meist hohen Blindwiderstands entsteht oft ein großer Meßfehler. Die Umrechnung der bei geerdetem Gehäuse gemessenen Co-Werte Cog in das Ersatzschaltbild nach Bild 2a erfolgt durch die Beziehung

$$Co = Cog + Co1 \cdot Co2 / (Co1 + Co2) \quad (13)$$

5.4 Bestimmung der Elementwerte aus dem Blindwiderstandsverlauf

Aus den gemessenen oder durch Kreisapproximation geglätteten Leitwertdaten wird das aus 5.3 ermittelte $w \cdot Co$ subtrahiert und das Ergebnis in Impedanzdarstellung umgewandelt. Dies stellt die Impedanz des dynamischen Zweigs R1, C1, L1 dar, die beschrieben werden kann als

$$Z = R_1 + jX_1 = R_1 + jw \cdot (L_1 - 1 / (w_S^2 C_1)) = R_1 + jwL_1 \cdot (1 - w_S^2 / w^2) = R_1 + j \cdot 2 \cdot \Delta w \cdot L_1 \quad (14)$$

$$\text{mit } w = 1 / \sqrt{L_1 \cdot C_1} \quad (15)$$

$$\text{und } \Delta w = w - w_S$$

Der Blindwiderstand verläuft also in der engen Umgebung von fs geradlinig mit der Steigung $4 \cdot \pi \cdot L_1$.

Durch die aus der Messung berechneten Blindwiderstandswerte innerhalb der 6 dB-Bandbreite wird nun mathematisch eine kubische Parabel gelegt. Ihre Nullstelle ist die Serienresonanzfrequenz fs, der (interpolierte) Realteil bei fs ist R_1. Die dynamische Induktivität L_1 ergibt sich gemäß Gleichung (14) aus der Steigung bei fs, die dynamische Kapazität C1 errechnet sich mit der bekannten Thomson-Formel (15).

5.5 Explizite Berechnung der Elementwerte

Die von Neuscheler publizierte Methode geht von dem gemessenen komplexen Leitwert bei zwei beliebten Frequenzen w_1 und w_2 in der Nähe der Resonanz aus. Zerlegt man diese in Real- und Imaginärteil

$$Y(w_1) = a_1 + jb_1 \quad (16)$$

$$Y(w_2) = a_2 + jb_2 \quad (17)$$

und bildet die um Co korrigierten Ausdrücke (i=1,2):

$$a_i^* + jb_i^* = 1 / (a_i + j\ (b_i - wCo)) \quad (18)$$

dann erhält man die Elementwerte

$$L_1 = (w_1 b_1^* - w_2 b_2^*) / (w_1^2 - w_2^2) \quad (19)$$

$$C_1 = (w_1^2 - w_2^2) / (w_1^2 w_2 b_2^* - w_2^2 w_1 b_1^*) \quad (20)$$

$$R_1 = (a_1^* + a_2^*) / 2 \quad (21)$$

Der in (18) eingesetzte Co-Wert wird nach Abschnitt 5.3 bestimmt.

Bei ungünstiger Lage der beiden Meßfrequenzen können die hiermit berechneten Werte für C_1 und L_1 zunächst noch größere Fehler aufweisen, jedoch ist die daraus ableitbare Frequenz

$$f_3 = 1 / 2\pi \sqrt{L_1 \cdot C_1} \quad (22)$$

ein sehr guter Näherungswert für fs, der in der Regel weniger als ein ppm von fs entfernt liegt. Durch eine zusätzliche Messung bei f3 und/oder gezielte Ansteuerung weiterer Frequenzen kann die Genauigkeit bis zum Erreichen eines vorgegebenen Grenzwertes erhöht werden.

5.6 Optimale Lage der Meßpunkte

Die erzielbare Genauigkeit wird in jedem Verfahren sehr stark von der optimalen Positionierung der Meßpunkte in der Resonanzumgebung beeinflußt. Während die meisten Verfahren die Meßpunkte in äquidistanten Frequenz- oder Phasenschritten plazieren [1,2,4,7,8], eröffnet das Neuscheler-Verfahren [3] die Möglichkeit, der Zahl der Meßpunkte der gewünschten und erzielten Genauigkeit interaktiv anzupassen und so - bei geschickter Wahl - mit einem Minimum an Meßpunkten auszukommen. In Bild 10 ist ein Teil der in [6] zusammengefaßten Untersuchungen von Zimmermann - basierend auf dem Neuscheler-Meßverfahren mit Pi-Glied - dargestellt. Für einen Schwingquarz 300 MHz/9. Oberton mit den Daten

L1 = 2.25 mH
C1 = 0.125 fF
R1 = 170 Ohm
Co = 3.8 pF

wurde der Einfluß eines Spannungsmeßfehlers von ±0,5% und eines Phasenmeßfehlers von 0.1° auf die Meßungenauigkeit für fs, R1 und C1 berechnet. Dabei wurde eine große Zahl von Messungen mit einer gaußförmigen Fehlerverteilung simuliert. Die Ergebnisse zeigen, daß der optimale Meßpunkt für fs und R1 in der Nähe von fs, - d.h. bei Phase Null des dynamischen Zweigs - liegt, während für C1 resp. L1 das Optimum im Bereich um ± 45° liegt.

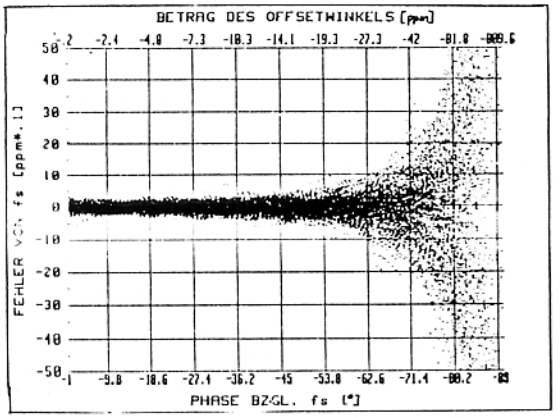
Alle beschriebenen Verfahren legen die Meßpunkte in diesen Bereich, wobei alle Datenpunkte bei der Berechnung der Parameter gleichmäßig bewertet werden. Durch eine entsprechende Wichtung ist sicher noch eine Verbesserung der Meßgenauigkeit erreichbar.

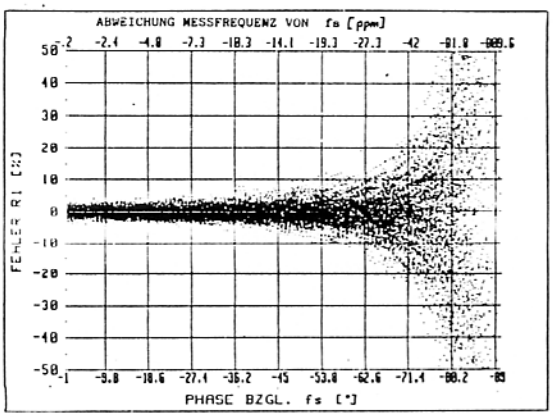
6. Literatur

[1] Saunders, Jack L.: Drive Level Effects on Transmission Measurement of "AT" Overtone Resonators; Proceedings 5th Quartz Crystal Conference, Kansas City (1983), S. 154-161

[2] Williamson, Roger J.: An Improved Method for Measuring Quartz Crystal Parameters; IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. UFFC-34, No. 6, (Nov. 1987), S. 681-689

[3] Neuscheler, Friedrich: Schwingquarz-Daten - mit Netzwerk-Analysatoren gemessen; Elektronik, H. 19 (18.9.1987), S. 155-162





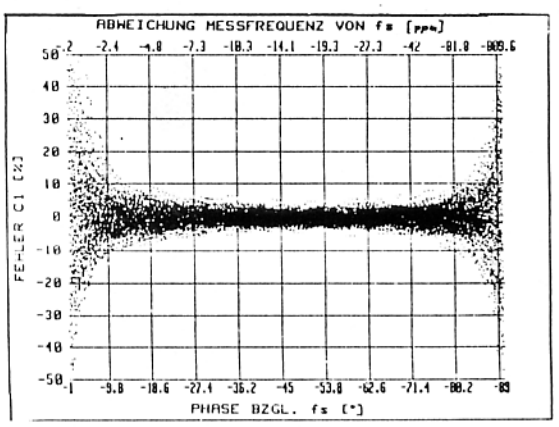


Bild 10:
Einfluß des Meßfehlers des Netzwerkanalysators auf die Ungenauigkeit von fs, R1 und C1/L1

[4] Götz, G. (Siemens AG München): Ein Verfahren zur Ermittlung der Ersatzdaten von Schwingquarzen durch passive Messung; Vorschlag zur Vorlage bei DIN/DKE K642 (2.2.1987)
[5] Katalog Fa. TELE QUARZ GmbH, D-6921 Neckarbischofsheim 2
[6] Neubig, Bernd W., Zimmermann, Rolf: Recent Advances on the Measurement of Quartz Crystal Units up to 500 MHz and Above by the Use of a Pi Network with Error Correction; Proceedings 2nd International Conference on Frequency Control and Synthesis, Leicester, UK (10.-13.4.1989)
[7] Smith, Warren L.: An Overview of a Proposed Standard Method for the Measurement of the Equivalent Elektrical Parameters of Quartz Crystal Units up to 1 GHz; Proceedings 6th Quartz Devices Conference, Kansas City (1984), S. 1-41
[8] Peach, R.C., Morris, S.E.: A System for Precision Measurement on Quartz Crystal Resonators And Bipoles; Proceedings 39th Annual Symposium on Frequency Control (1985), S. 527-534
[9] Peach, R.C. et al.: Assessment of the Quartz Crystal Measurement Data obtained at the IEC TC 49 WG6 Measurement Workshop held in Bled, Yugoslavia on 17th-21st October 1988; IEC TC 49 WG 6 Rundschreiben (20.2.1989).



Dipl.-Physiker Ing. (grad.) Bernd Neubig

geb. am 29.7.1947 in Klingenberg, besuchte von 1966-1969 die Ingenieurakademie der DBP in Berlin, die er als Ing. (grad.) Nachrichtentechnik abschloß. Anschließend studierte er bis 1975 Physik an der TU Berlin (Abschluß: Diplom-Physiker).
Von 1976 bis 1981 war Herr Neubig zunächst Entwicklungsingenieur für Schwingquarze, später Entwicklungsleiter für Quarzfilter und Quarzoszillatoren bei der Firma KVG in Neckarbischofsheim. Anschließend wechselte Herr Neubig zu Firma Quarzkeramik in Stockdorf bei München.
Seit Juli 1983 ist er Entwicklungsleiter und Leiter des Bereiches Baugruppen (Quarzoszillatoren, Quarzfilter), Mitglied der Geschäftsleitung und seit 1989 Prokurist bei TELE QUARZ in Neckarbischofsheim.