

# **Das große Quarzkochbuch**

**von**

**Dipl.-Phys. Dipl.-Ing. Bernd Neubig  
u.**

**Dipl. – Ing. Wolfgang Briese**

**Das Buch erschien 1997 im Franzis Verlag. Es ist aber schon lange nicht mehr lieferbar.**

**Herr Neubig ist Inhaber der Quarzfirma**

**AXTAL GmbH & Co. KG  
Buchenfinkenweg 8  
74931 Lobbach**

**[www.axtal.com](http://www.axtal.com)**

**Das Buch kann auch von der WEB – Site der Firma AXTAL heruntergeladen werden <http://axtal.com/Deutsch/TechnInfo/Quarzkochbuch/>**

**Mein Dank gilt Herrn Neubig, der mir gestattet, das Buch auch auf meiner WEB – Site zu veröffentlichen.**

**Vielen Dank!**

**Dipl. – Ing. H. R. Fredel**

## Vorwort

Der Schwingquarz ist ein Bauelement das immer mehr an Bedeutung gewinnt. Schwingquarze werden eingesetzt, um Frequenzen mit hoher Genauigkeit und Konstanz zu stabilisieren. Darüber hinaus werden Schwingquarze heute auch überall da eingesetzt, wo auf kleinstem Raum kostengünstig Frequenzen erzeugt werden sollen. Besonders für die Taktversorgung in digitalen Systemen sind die Anwendungen mit enormen Stückzahlen drastisch gestiegen. Die Eigenschaften dieses Bauelementes Schwingquarz werden nur selten und meist lückenhaft beschrieben. Dieser Mangel an Wissen über den Schwingquarz führt oft bei unsachgemäßem Einsatz zu Problemen in der Anwendung. Die Verfasser wollen versuchen, die Kenntnislücke auf diesem Gebiet zu schließen. Das Buch soll nicht nur das Wissen über die Eigenschaften der Schwingquarze und deren Einsatz in Schaltungen vermitteln, sondern darüber hinaus ein Nachschlagewerk mit Hinweisen aus der Praxis sein. Die Beschreibung der vielfältigen Schaltungsvarianten für Quarzoszillatoren und Quarzfilter soll eine Hilfe für die Auswahl der für den jeweiligen Verwendungszweck geeigneten Schaltung sein. Zur vollständigen Beschreibung des Schwingquarzes und der Quarzschaltungen gehören letztendlich auch die Hinweise zur Prüfung dieser Bauelemente. Veranlassung für das Buch in dieser Form waren die vielfältigen Fragen, die während zahlreicher Vorträge den Autoren gestellt wurden. Die Antworten sind in dieses Buch eingeflossen.

Die Autoren.

## Quarzkochbuch Inhalt

		Manuskript Seite
Kapitel 1		
1.	<b>Allgemeiner historischer Überblick</b>	100
Kapitel 2		
2.	<b>Eigenschaften von Schwingquarzen</b>	201
2.1	Einleitung	201
2.2	Die bei Schwingquarzen angewendeten Schwingungsformen	201
2.3	Das Quarzrohmaterial	202
2.4	Die kristallographischen Achsen	205
2.5	Der piezoelektrische Effekt	205
2.6	Die Quarschnitte	209
2.7	Dehnungsschwinger	210
2.8	Biegungsschwinger	212
2.9	Stimmgabelquarze	213
2.9.1	Gabelschwinger im X-Schnitt	214
2.9.2	Gabelschwinger im XY'-Schnitt	215
2.9.3	Elektrische Eigenschaften von Stimmgabelquarzen	216
2.10	Flächenscherungsschwinger	217
2.10.1	Elektrische Eigenschaften von Flächenscherschwingern	218
2.11	Die Temperaturabhängigkeit der Frequenz	219
2.12	Dickenschwinger	220
2.12.1	Miniaturisierung	223
2.12.2	Die Temperaturabhängigkeit der Serienresonanzfrequenz von AT-Schnitt-Quarzen	226
2.12.3	Die Temperaturabhängigkeit der Lastresonanzfrequenz	228
2.12.4	Die Hysterese des Temperaturganges	229
2.12.5	Der Temperaturgang in der Schaltung	230
2.12.6	Die Temperaturabhängigkeit des Resonanzwiderstandes	230
2.12.7	Temperatursensoren	231
2.12.8	Belastungsabhängigkeit, Großleistungsverhalten	234
2.12.9	Kleinleistungsverhalten (DLD)	235
2.12.10	Nebenresonanzen	237
2.12.11	Die Alterung	239
2.12.12	Wiedereinlauf der Frequenz	243
2.12.13	Kurzzeitstabilität der Resonanzfrequenz	244
2.13	Das Ersatzschaltbild	246

2.13.1	Die statische Parallelkapazität $C_0$	247
2.13.2	Die dynamische Kapazität $C_1$	248
2.13.3	Der Resonanzwiderstand $R_1$	249
2.13.4	Die Schwingungsgüte $Q$	250
2.14	Der Quarz in der Schaltung	251
2.14.1	Das Blindwiderstandsdiagramm	251
2.14.2	Die Ortskurve des Scheinwiderstandes	252
2.14.3	Der Schwingquarz mit Lastkapazität	254
2.15	Ziehen der Quarzfrequenz im Oszillator	258
2.15.1	Kompensation des Temperaturganges der Frequenz (TCXO)	258
2.15.2	Ziehverhalten und Nebenresonanzen	258
2.15.3	Ziehen der Quarzfrequenz durch Phasenregelung	260
2.16	Andere Nutzung der Scherungsschwingung von Schwingquarzen	262
2.17	Andere Wellenformen	263
2.18	Quarzgehäuse und Halterung	265
2.19	Verschlußtechniken	266
2.19.1	Löttechnik	266
2.19.2	Kalt-Preß-Lötung	267
2.19.3	Kaltschweißung (Cold-Weld = CW)	267
2.19.4	Widerstandsschweißung	268
2.19.5	Glaseinschmelzung	268
2.19.6	Keramik-Gehäuse SMD	269
2.19.7	SMD- Gehäuse	269
2.20	Rechenbeispiele zum Kapitel 2.14	270
2.21	Verwendete Formelzeichen	273
2.22	Begriffe	275
2.23	Literatur	282
Anhang A	Checkliste zur Aufstellung einer Spezifikation	284
Anhang B	Temperaturgänge von Dickenscherschwingern	285
Anhang C	Ersatzdaten von AT-Schnitt-Quarzen	287

### Kapitel 3:

3.	<b>Prüfungen an Schwingquarzen</b>	300
3.1	Einleitung	300
3.2	Die Spezifikation	301
3.2.1	Die Parameter einer Spezifikation	301
3.2.2	Die Kennzeichnung	301
3.2.3	Betriebsbedingungen	302
3.2.4	Quarzbezugsbelastung	302
3.2.5	Bezugstemperatur	303
3.2.6	Arbeitstemperaturbereich	303
3.2.7	Temperaturbereich der Betriebs- und Lagerfähigkeit	304

3.2.8	Frequenztoleranz	304
3.2.9	Temperaturbedingte Frequenzänderung	305
3.2.10	Resonanzwiderstand	306
3.2.11	Parallelkapazität	306
3.2.12	dynamische Kapazität	306
3.2.13	Alterung	307
3.2.14	Belastungsabhängigkeit	307
3.2.15	Maße und Beschriftung	307
3.2.16	Nebenresonanzen	307
3.2.17	Isolationswiderstand	309
3.2.18	Dichtheit des Gehäuses	309
3.2.19	Lötbarkeit der Anschlüsse	309
3.2.20	Schüttelfestigkeit	309
3.2.21	Stoßfestigkeit	310
3.2.22	Freifallen	310
3.2.23	Zug- und Biegefestigkeit der Anschlüsse	310
3.2.24	Trockene Wärme	310
3.2.25	Feuchte Wärme, konstant	311
3.2.26	Klimafolgeprüfung	311
3.3	Prüfplan	311
3.3.1	Freigabeproofung	312
3.3.2	Konformitätsprüfung	316
3.3.3	Wareneingangsprüfung	316
3.3.4	100%-Prüfung	316
3.4	Durchführung der Prüfungen	317
3.4.1	Visuelle Inspektion	317
3.4.2	Belastungsabhängigkeit	317
3.4.3	Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand	322
3.4.4	Ersatzdaten, $C_1$ , $L_1$ , $Q$	325
3.4.5	Statische Parallelkapazität	328
3.4.6	Temperaturgang von Resonanzfrequenz und -widerstand	329
3.4.7	Prüfung der Alterung	336
3.4.8	Messung von Nebenresonanzen	337
3.4.9	Isolationswiderstand	340
3.4.10	Dichtheit des Gehäuses	340
3.4.11	Lötbarkeit der Anschlußdrähte	342
3.4.12	Prüfung auf Schüttelfestigkeit (Schwingen)	345
3.4.13	Stoßfestigkeit	347
3.4.14	Freifallen	348
3.4.15	Klimabeständigkeit	349
3.5	Auswertung der Prüfungen	353
3.5.1	Attributprüfungen	353
3.5.2	Statistische Auswertung	353
3.6	Literatur	357
3.7	Vergleichsliste zu Europeanormen	359

Anhang A	Anmerkung zu Meßverfahren	359
Anhang B	Schaltbild für die aktive DLD - Prüfung	361

#### Kapitel 4

4.	<b>Meßtechnik von Schwingquarzen</b>	1
4.1	Passivmessung bis 125 MHz nach DIN-IEC 444 und 444-2	1
4.1.1	Messung von Resonanzfrequenz $f_r$ und Resonanzwiderstand $R_r$	4
4.1.2	Messung der Ersatzdaten $C_1$ , $L_1$ , $Q$	6
4.1.3	Messung der statischen Kapazität $C_0$	7
4.2	Messung nach der Ortskreismethode 444-5 bis 500 MHz	8
4.2.1	Kalibrierung und Impedanzmessung	9
4.2.2	Messung der Quarzparameter	10
4.3	Messung der Lastresonanz	13
4.3.1	Messung mit Physikalischer Kapazität (Vorstecker)	13
4.3.2	Messung ohne physikalische Lastkapazität	19
4.4	Messung von Nebenresonanzen	21
4.4.1	Messung im $\pi$ -Meßkopf	22
4.4.2	Nebenwellen-Meßbrücke nach IEC 283 (DIN 45105 Teil 4)	26
4.4.3	Hybridmeßbrücke	27
4.5	Messung der Belastungsabhängigkeit DLD	28
4.5.1	Passivmessung	29
4.5.2	Aktivmessung mit Testoszillator	30
4.6	Messung des Temperaturganges von Frequenz und Widerstand	32
4.6.1	TK-Meßtechnik	32
4.6.2	Auswertung von TK-Daten	32
4.7	Messung der zeitlichen Stabilität	34
4.7.1	Kurzzeitstabilität (Phasenrauschen)	34
4.7.2	Langzeitstabilität (Alterung)	36
4.8	Literaturliste	38

#### Kapitel 5

5.	<b>Quarzoszillatoren und ihre Anwendung</b>	500
5.1	Einleitung	511
5.2	Oszillatoren	511
5.3	Einfache Quarzoszillatoren (PXO)	511
5.3.1	Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz	504
5.3.2	Dynamische Temperaturabhängigkeit	505
5.3.3	Die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Betriebsspannung	505
5.3.4	Einschwingzeit	506
5.3.5	Die Belastung des Oszillatorausganges	506
5.3.6	Die Langzeitstabilität	507
5.3.7	Festlegung von Oszillatorparametern	508
5.3.8	Typische Oszillatorkennwerte	158
5.4	Spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCXO)	509
5.4.1	Typische Oszillatorkennwerte für VCXO	511

5.4.2	Typische Daten von VCXO	513
5.5	Temperaturkompensierte Quarzoszillatoren (TCXO)	513
5.5.1	Analoge TCXO	513
5.5.2	Digitale TCXO	515
5.6	Temperaturstabilisierte Quarzoszillatoren (OCXO)	517
5.6.1	Aufbau einstufiger Thermostate	518
5.6.2	Zweistufige Thermostate	520
5.6.3	Bestellangaben für Thermostate für OCXO	520
5.7	Literatur	522

## Kapitel 6

6.	<b>Oszillatorschaltungen mit Schwingquarzen</b>	1
6.1	Elektrische Kenngrößen von Schwingquarzen	1
6.2	Klassifizierungen von Quarzoszillatorschaltungen	2
6.2.1	Oszillatormodelle	2
6.2.2	Einstufige Schaltungen	4
6.2.3	Mehrstufige Schaltungen	7
6.2.4	Brückenschaltungen	8
6.2.5	Zur Frage: "Parallelresonanz-" oder "Serienresonanz"-Oszillator?	9
6.3	Gebräuchliche Quarzschaltungen	11
6.3.1	Colpitts-Oszillator und Clapp-Guriett-Oszillator	11
6.3.2	Pierce-Oszillator	15
6.3.3	Clapp-Oszillator	19
6.3.4	Oszillatoren mit modularen MMIC-Bausteinen in 50 $\Omega$ -Technik	22
6.3.5	Frequenzaufbereitung für VHF/UHF und höher	23
6.4	Frequenzstabilität von Oszillatoren	24
6.4.1	Langzeitstabilität (Alterung)	24
6.4.2	Kurzzeitstabilität / Phasenrauschen	24
6.4.3	Frequenzstabilität im Temperaturbereich	24
6.5	Ziehen und Modulation von Quarzoszillatoren	28
6.5.1	Ziehfähigkeit	28
6.5.2	Modulation von Oszillatoren	33
6.6	Messung der Quarzbelastung	35
6.6.1	Colpitts-Schaltung	35
6.6.2	Die Pierce-Schaltung	36
6.6.3	Basisschaltungen	36
6.7	Anschwingverhalten von Quarzoszillatoren	36
6.8	Simulation von Quarzoszillatorschaltungen	37
6.8.1	Transientensimulation	37
6.8.2	Offen-Schleife-Analyse	37
6.8.3	Eingangsimpedanz-Analyse	38
6.9	Literaturliste	38

## Kapitel 7

7	<b>Kurzzeitstabilität</b>	700
7.1	Kurzzeitstabilität im Zeitbereich	701
7.2	Natur des Rauschens	704
7.3	Kurzzeitstabilität im Frequenzbereich	704
7.4	Natur des Phasenrauschens	707
7.5	Konvertierung von Frequenz- und Zeitbereich	708
7.6	Analyse des Phasenrauschens	710
7.7	Konstruktionshinweise	712
7.8	Verwendete Begriffe	714
7.9	Literaturhinweise	715

## Kapitel 8

8.	<b>Meßtechnik und Prüfung von Quarzoszillatoren</b>	1
8.1	Adaption	1
8.1.1	Allgemeine Gesichtspunkte	1
8.1.2	Beschaltung des HF-Ausgangs und Messung des Ausgangssignals	2
8.2	Frequenzmessungen	5
8.2.1	Erhöhung der Frequenzauflösung	5
8.2.2	Abgleichtoleranz, Anliefertoleranz	6
8.2.3	Ziehbereich	6
8.2.4	Frequenz - Belastungskoeffizient	8
8.2.5	Frequenz - Spannungskoeffizient	8
8.3	Messung des Temperaturverhaltens	9
8.3.1	PXO / VCXO	9
8.3.2	TCXO	9
8.3.3	OCXO	10
8.4	Messung des Anschwingens	10
8.4.1	Prüfung des Anschwingverhaltens	11
8.4.2	Messung der Anschwingzeit	11
8.5	Messung der Kurzzeitstabilität und des Phasenrauschens	13
8.6	Prüfung der Langzeitstabilität (Alterung)	13
8.6.1	30-Tage-Alterung	13
8.6.2	Erweiterte Alterung	14
8.7	Spezielle OCXO-Messung	14
8.7.1	Einlauf- und Wiederkehrverhalten (Retrace)	14
8.7.2	Thermisches Überschwingen	15
8.8	Sonstige Prüfungen	16
8.8.1	Mechanische und klimatische Umweltprüfung (Übersicht)	16
8.8.2	Screening-Verfahren	17
8.9	Normenübersicht zu Quarzoszillatoren	18

## Kapitel 9

9.	<b>Quarzfilter und Oberflächenwellenfilter (SAW)</b>	1
9.1	Quarzfilter	1
9.1.1	Einführung	1
9.1.2	Technologien von Quarzfiltern	1
9.1.3	Unterscheidung der Quarzfilter nach ihrem Amplituden-	

	und Phasengang	7
9.1.4	Realisierbarkeitsgrenzen	10
9.2	SAW-Filter	13
9.2.1	Wirkungsweise von SAW-Bauelementen	13
9.2.2	Unerwünschte Übertragungseffekte bei SAW-Filtern	16
9.2.3	SAW-Filtertypen und Materialien	17
9.3	Literaturliste	20

## Kapitel 10

10.	<b>Prüfung von Quarzfiltern und SAW-Filtern</b>	
10.1	Messung des Übertragungsverhaltens	
10.2	Kenngrößen von Filtern	
10.3	Messung des Intermodulationsverhaltens	
10.4	Literaturliste	

# 1. Allgemeiner historischer Überblick

Dipl.Ing.W.Briese

In Indien und Ceylon war seit urdenklichen Zeiten das mysteriöse Verhalten des Turmalins bekannt. Das Abendland erfuhr um 1703 durch holländische Seefahrer, die Turmalin-Kristalle mitbrachten, von diesem Verhalten: Die Turmaline in heiße Asche gelegt, zogen an einer Seite Aschepartikel an und stießen sie an der gegenüberliegenden Seite ab. Nach einiger Zeit kehrte sich dieser Effekt des Anziehens und Abstoßens um. Seefahrer nannten diese Turmalinkristalle Ceylonmagnete. 1747 gibt Linnaeus den Turmalinkristallen den wissenschaftlichen Namen lapis electricus. 1756 beschreibt Aepinus die entgegengesetzte elektrische Polarität erhitzter Turmalinkristalle. Er nennt diese Wirkung Pyroelektrizität. Becquerel beobachtete an bestimmten Kristallen einen elektrischen Effekt. 1877 begründet Lord Kelvin den Zusammenhang zwischen Pyroelektrizität und Piezoelektrizität. Es stellt sich heraus, daß der weitaus größte Teil der pyroelektrischen Aufladung des Turmalins auf die Bildung von piezoelektrischen Oberflächenladungen durch die elastischen Beanspruchungen des Kristalls bei Temperaturänderungen hervorgerufen wird. Auf den Aussagen Lord Kelvins fußend, fanden die Gebrüder Curie 1880 bei der Untersuchung von kristallinen Materialien, daß eine mechanische Deformation eine proportionale elektrische Ladung erzeugt. Dieses Phänomen wurde als Piezoeffekt bezeichnet. "Piezo" stammt aus dem Griechischen und heißt übersetzt "ich drücke". 1881 wurde dann auch nach einer Folgerung Lippmanns von den Gebrüdern Curie der umgekehrte piezoelektrische Effekt gefunden. Über 30 Jahre zählte der piezoelektrische Effekt eher zu den Kuriositäten der Wissenschaft. 1910 veröffentlicht W.Voigt das grundlegende Werk, das Buch "Lehrbuch der Kristallphysik". 1913 gelingt es Meißner mit der gerade entwickelten "Dreielektroden-Vakuum-Verstärkerröhre" die Erzeugung elektrischer Schwingungen. Die Rückkopplung war erfunden. 1917 gelang es Langewin (Frankreich) in Wasser Ultraschallwellen für Ortungszwecke zu erzeugen. Er benutzte eine Anordnung mehrerer parallelgeschalteter gleicher X-Schnitt Quarzelemente, die mit einem Gleichstromimpuls beaufschlagt wurden. Die Frequenz der erzeugten Schallwelle war durch die Eigenresonanz der Quarzelemente gegeben. Aus der Laufzeit der ebenfalls mit einem Quarzschwinger empfangenen reflektierten Welle konnte die Entfernung des reflektierenden Gegenstandes errechnet werden. Langewin beschreibt in diesem Zusammenhang das erste Mal das Phänomen der Resonanz. 1919 verwendet Cady einen Quarzschwinger zur Stabilisierung der Frequenz

mit einem phasendrehenden Übertrager, der hier durch den mit zwei Elektroden versehenen Quarzstab ersetzt wurde:

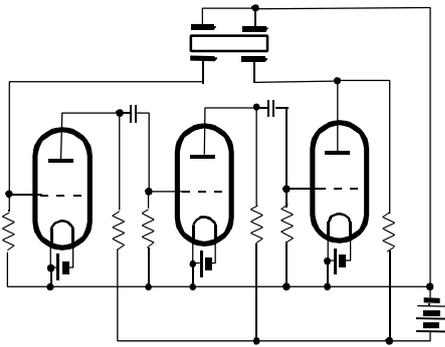


Bild 1.1 Cady's erster Oszillator

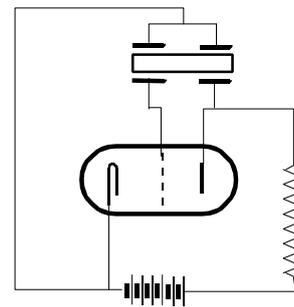


Bild 1.2 Cady's Einröhren-Oszillator

Über das eine Elektrodenpaar wurde der Quarzschwinger aus dem Anodenkreis in seiner Eigenresonanz angeregt, aus dem anderen Elektrodenpaar wurde die durch den indirekten Piezoeffekt erzeugte Ladung phasengedreht dem Gitter der Verstärkerröhre wieder zugeführt.

1923, Prof.G.W.Pierce (Harward Universität) veröffentlicht eine Oszillatorschaltung mit einem Quarz mit nur einem Elektrodenpaar.

Nun geht es Schlag auf Schlag:

1923, Bell Telephon Laboratories gründen Quarzlabor, 1924, Löwe Opta in Berlin fertigt Leuchtquarze als Abstim-Indikator, sie sind in einem gasgefüllten Gehäuse montiert, bei Abstimmung des Senders auf die Quarzfrequenz leuchtet die Gasentladung infolge der Spannungsüberhöhung (Q-mal) bei Resonanz.

Funkamateure waren die ersten Anwender von quarzstabilisierten Sendern. Der Tankkreis der damals gebräuchlichen selbstschwingenden Senderstufe war gleichzeitig die Auskoppelung der Antenne. Durch Schwankungen der Antenne im Wind veränderte sich die Kapazität und damit die Sendefrequenz. Abhilfe war die Quarzstabilisierung.



Abb. 1.3

Erster Quarzhalter für Großsender mit Frequenzkorrektur und ein Präzisionsquarz für Gleichwellensender

Es war die Zeit, als Funkamateure die Radiotechnik, die Elektronik überhaupt vorantrieben. Kaum ein Ingenieur in der damaligen Funkgeräteentwicklung, der nicht auch Radioamateur war. Die erste Veröffentlichung über den praktischen Aufbau von Quarzoszillatoren erschien 1924 in der Funkamateur Zeitung QST. Es folgten in kurzer Folge eine Fülle von Veröffentlichungen in dieser Zeitschrift, auch über die Herstellung der Schwingquarze, die von engagierten Amateuren selbst hergestellt wurden.

1925 zeichnet Prof. van Dyke das Ersatzschaltbild für den Zweielektrodenquarz, bestehend aus einem dynamischen Serienkreis und einer parallelgeschalteten statischen Kapazität.

1926 wird in den USA als erste kommerzielle Radiostation WEAf in New York mit einem quarzstabilisierten Sender betrieben. 1927, bisher waren alle Quarzpiezoide Y-Schnitte. D.Tillyear von der American Optimal Co gibt diese Schnitttrichtung als Schnitt mit kleinerem Temperaturkoeffizienten an. 1928 werden an vielen Orten der Welt Laboratorien und bescheidene Fertigungsstätten für Quarze eingerichtet.

1929 erhält die C.Lorenz AG in Berlin das Patent für einen Thermostat zur Temperierung von Schwingquarzen. Der Thermostat ist bereits mit einem Y-Schnitt-Quarz bestückt. Es wird eine Genauigkeit von  $0,1 \cdot 10^{-6}$  erreicht. Eine Voraussetzung für den Betrieb der Gleichwellensender Stettin, Magdeburg Berlin auf gleicher Frequenz.

Meißner und Bechmann erforschen bei Telefunken die Mehrwelligkeit rechteckiger Quarzresonatoren um Frequenzsprünge über den Temperaturbereich zu vermeiden.

1933, erste Untersuchungen über Quarzschnitte geringen Temperaturganges, Bechmann und Straubel benennen den entsprechenden Y-Schnitt mit  $T_k=0$  den  $Y\bar{U}$ -Schnitt.

1934, Unabhängig voneinander werden von Koga in Japan, Bechman und Straubel in Deutschland und F.R.Lack, G.W.Willard und I.E.Fair der Bell Lab. in den USA, Quarzschnitte mit 0-Temperaturkoeffizient bei  $25^\circ\text{C}$  angegeben. Diese Schnitte werden AT- und BT-Schnitt genannt. Die Orientierung der Schnitte erfolgte nach den gewachsenen Flächen. Später konnten die Schnittwinkel mit polarisiertem Licht auf  $1/6^\circ$  genau realisiert werden.

1938, die Fa. PR-Hofman Co stellt Spezialmaschinen für die nun beginnende industrielle Herstellung von Schwingquarzen her. Durch die Kriegereignisse steigt der Quarzbedarf in den USA rasant. Bald gibt es Beschaffungsprobleme durch das knapp werdende natürliche Rohmaterial. Außerdem gibt es Probleme durch die ungenügende Langzeitkonstanz, hervorgerufen durch die ungenügende Oberflächengüte der Resonatoren. Die zu dieser Zeit übliche Montage in Kunststoffgehäusen stellte einen weiteren Beitrag zur Langzeitunstabilität der Frequenz, insbesondere durch eindringende Feuchte. In Deutschland wurde in der Wehrtechnik

immer noch auf durchstimmbare Funkgeräte gesetzt, was sehr robust aufgebaute Geräte voraussetzte. Dafür gab es keinen "Quarzenspaß". Nur die ZF-Oszillatoren und Quarzfilter enthielten präzise Quarze.



Abb. 1.4 Quarze im Luftspalhalter, in Kunststoff- oder Keramikgehäusen

1940 wurden in Deutschland nun auch bei hochfrequenten Quarzen (AT-Schnitt) metallplattierte Anregungselektroden eingeführt (Lorenz und Telefunken). Diese Quarze wurde immer noch in einer aufwendigen Dreipunkthalterung am Umfang der Quarzscheibe gehalten, die elektrische Verbindung durch Anlöten dünner Drähte hergestellt. Trotz der Kriegereignisse laufen die Fortschritte in der Entwicklung und Technologie der Schwingquarze in beiden Lagern fast gleichzeitig ab. 1942 (Lorenz) wird die präzise Messung der Schnittwinkel mit Röntgenstrahlen eingeführt. Es wurden hiermit Schnittgenauigkeiten von etwa  $1/50^\circ$  erreicht. Seit 1943 wird die Schnittkontrolle mit Röntgengoniometern im großen Stil in der USA durchgeführt. Die erforderlichen Röntgengoniometer wurden mit Förderung der Regierung in größeren Stückzahlen für die Quarzindustrie hergestellt. 1941-1945 wurden in den USA 30 Millionen Schwingquarze hergestellt. Während in den USA lange Zeit Quarze höherer Frequenz im Luftspalhalter FT 243 produziert wurden, ging man in Europa und in Japan schon etwa 1942 zu metallplattierten Quarzresonatoren über, die allerdings immer noch wie in den USA in Kunststoffgehäusen oder nicht hermetisch verschlossenen Keramikgehäusen mit all den Nachteilen montiert wurden. Die bekannten Halter FT241 und FT 243 wurden erst durch Metallgehäuse abgelöst, nachdem die Klebetechnik mit elektrisch leitenden Epoxy-Kleber zur Kontaktierung zur Verfügung standen.



Abb. 1.5 Glas und Metallgehäuse

1944 erfolgen in Deutschland die ersten Versuche, das Rohmaterial Quarz (Bergkristall) industriell zu Synthetisieren. 1948 beginnen bei Brush (USA), Sawyer (USA) und Nihon Dempa Kogyo (NDK) in Japan Entwicklungen zur Herstellung von synthetischem Quarzmaterial im technischen Maßstab. 1948 wird der Transistor erfunden, 1953 kommen die ersten Transistor-Quarz-Oszillatoren zum Einsatz, 1954 durch eine Steuerspannung in der Frequenz modulierbare Transistor-Quarzoszillatoren VCXO. 1952 gibt Warner (Bell Telephon Lab.) die Dimensionierung und Herstelltdetails für Schwingquarze hoher Schwingungsgüte und geringer Alterung für Primärfrequenzstandards an. Aus diesen Angaben gehen die bekannten Quarze 2,5 und 5 MHz im 5. Oberton mit einer Langzeitkonstanz von  $\leq 1 \cdot 10^{-8}/\text{Mon.}$  hervor. Hochstabile Quarze werden in evakuierten Allglasgehäusen realisiert. 1960, synthetisches Rohmaterial steht jetzt in ausreichenden Mengen zur Verfügung, natürliches Quarzmaterial wird kaum noch verwendet. 1962 die Anforderungen an die Langzeitstabilität der Quarze steigen erheblich, insbesondere bei Anwendungen in der Trägerfrequenztechnik. Schwingquarze mit erhöhten Anforderungen werden hierfür in Allglasgehäusen realisiert. 1968, J. Staudte stellt Miniatur-Quarz-Stimmgabelschwinger vor, die in der aus der Halbleitertechnologie bekannten Wafer-Foto-Ätztechnik hergestellt wurden. 1970 - 1973 Beginn von Großserienproduktionen von Schwingquarzen im AT-Schnitt für einige Standardfrequenzen. zunächst für die Farbhilfsträgergenerierung im Farbfernsehen und für die Anwendung in Uhren mit den Frequenzen 4,4 MHz, 4,194 MHz und 3,9 MHz. 1976 Ausweitung des Frequenzbereiches der Großserienquarze auf 3,2 MHz bis 20 MHz: Standardgehäuse für diese Quarze ist jetzt HC-18/U in widerstandsgeschweißter Ausführung. 1985 Großserienquarze jetzt auch im Gehäuse HC-18/U mit niedriger Bauhöhe.

Das Anwendungsspektrum der Schwingquarze kann in 4 Gruppen mit eignen Produktionsmerkmalen eingeteilt werden:

- 1- Einzelanfertigung von Präzisionsquarzen
- 2- Kleinserien für spezielle Anwendungen mit speziellen Anforderungen
- 3- Großstückzahlen für spezielle Anforderungen z.B. Automobiltechnik mit hohen Schockansprüchen oder Anwendungen mit kleineren Toleranzen
- 4- Großserien mit geringen Ansprüchen, große Toleranzen, muß nur schwingen, aber bei niedrigem Preis, z.B. zur Taktversorgung von digitalen Systemen. Hierzu gehören auch preisgünstige komplette Quarzoszillatoren mit Standardfrequenzen. In zunehmendem Maße werden komplette Quarzoszillatoren zu Einsatz. Auch hier finden wir eine drastische Prägung der Konstruktion durch die Einsatzgebiete:

- 1- Präzisions Oszillatoren mit höchsten Ansprüchen an die Langzeit und Kurzzeitstabilität.
- 2- Kleinserien für bestimmte Anwendungsgebiete mit speziellen Anforderungen.
- 3- Großserien standardisierter Frequenzen für den Einsatz in großen Stückzahlen. Relativ geringe Anforderungen an die Genauigkeit.

So oft auch dem Schwingquarz, diesem Oldtimer der Elektronik eine Ablösung durch andere Bauelemente vorausgesagt wurde, die Antwort waren immer weitere Expansionen des Marktes durch neue Anwendungen. So bleibt die Quarztechnologie weiterhin eine Herausforderung zur Anpassung an neue Innovationen der Elektronik.

## 2. **Eigenschaften von Schwingquarzen**

Dipl.Ing.W.Briese

### 2.1. **Einleitung**

In der Elektronik werden im zunehmenden Maße Oszillatoren hoher Frequenzkonstanz und Filter großer Flankensteilheit benötigt. Zur Realisierung derartiger Oszillatoren und Filter sind Kreise hoher Schwingungsgüte erforderlich. Die Eigenresonanz dieser Schwingkreise soll überdies auch möglichst unabhängig von der Temperatur und anderen Umwelteinflüssen sein und über eine lange Zeit unverändert bleiben. Diese Bedingungen werden im allgemeinen von mechanischen Resonatoren besser erfüllt, als mit elektrischen Kreisen. Der Schwingquarz als elektromechanischer Resonator erfüllt all diese Bedingungen in hervorragendem Maße. Es wurden wiederholt Versuche unternommen, Quarz durch andere piezoelektrische Materialien zu ersetzen, insbesondere durch piezokeramische Werkstoffe, die einen stärkeren Piezoeffekt haben. Aber gerade durch die sehr lose Ankoppelung der elektrischen Schaltung an die mechanische Schwingung wird ja beim Quarz die geringe Rückwirkung äußerer Einflüsse auf die mechanische Eigenresonanz erzielt. Darüber hinaus hat sich Quarz gegenüber anderen Materialien durch das Zusammentreffen mehrerer günstiger Eigenschaften als überlegen erwiesen, wie zum Beispiel die geringe Dämpfung des kristallinen Materials, die außerordentliche gute mechanische und dynamische Stabilität und geringe Temperaturabhängigkeit. Durch die Anwendung geeigneter mechanischer Schwingungsformen und entsprechender kristallographischer Orientierungen (Quarzschnitte) können in einem weitem Frequenzbereich Quarzschwinger technisch realisiert werden. Bedingt durch die jeweils erregte Schwingungsform ergeben sich für bestimmte Frequenzbereiche typische elektrische Werte (Ersatzdaten) der Schwingquarze.

### 2.2. **Die bei Schwingquarzen angewendeten Schwingungsformen**

Die Resonanzfrequenz der Quarzresonatoren ist wie bei allen mechanischen Schwingern, bei vorgegebenen Materialkonstanten durch die mechanischen Abmessungen bestimmt. Diese Abmessungen sind in Richtung tiefer Frequenz durch die genormten Größen der Schwingquarzgehäuse begrenzt. Die obere Frequenzgrenze ist für die unterschiedlichen Schwingungsmoden jeweils durch eine vernünftige Herstellbarkeit der für hohe Frequenzen in den Abmessungen klein werdenden Reso-

natoren gegeben. Von tiefen zu hohen Frequenzen gehend, werden die Schwingungsformen Biegung, Dehnung, Flächenscherung und Dickenscherung angewandt.

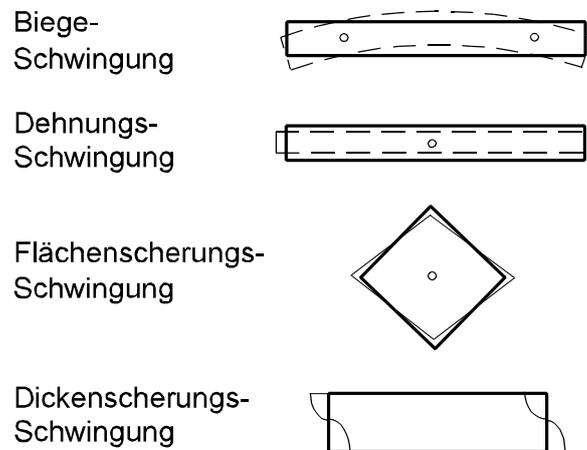


Bild 2.1 Schwingungsformen

Stimmgabelquarze sind im Wesen den Biegungsschwingern zuzuordnen. Das Anwendungsspektrum der Schwingquarze hat sich in letzter Zeit, auch begünstigt durch die Möglichkeiten der integrierten Schaltungstechnik, deutlich in den Bereich der hochfrequenten Dickenscherungsschwinger verlagert. Niedere Frequenzen werden vorteilhafter durch Frequenzteilung hochfrequenter Quarzoszillatoren gewonnen. Die Schwingungsformen niederfrequenter Quarze sollen hier dennoch kurz behandelt werden, um ein vollständiges Bild zu vermitteln (Bild 2.1). Auch werden tieffrequente Schwinger in Filterschaltungen und als Mikroresonatoren in integrierten Oszillatoren verwendet.

### 2.3 Das Quarzrohmaterial

Die mechanischen Resonatoren der Schwingquarze werden aus Quarz, der einkristallinen Variante des Siliziumdioxid  $\text{SiO}_2$ , hergestellt. Nur die  $\alpha$ -Modifikation von Quarz hat piezoelektrische Eigenschaften. Siliziumdioxid tritt in der Natur in mehreren Zustandsformen auf. Obwohl 14% der Erdoberfläche aus  $\text{SiO}_2$  bestehen, kommt die einkristalline Zustandsform, Quarz oder auch Bergkristall genannt, nur sehr selten vor. Besonders selten sind große, von Verwachsungen und Verzwilligungen freie Kristalle, die zur wirtschaftlichen Produktion von Schwingquarzen benötigt werden. Verwachsungen sind Nebenkristalle anderer Achsrichtung innerhalb des Hauptkristalls, Verzwilligungen sind Zonen mit verpoltem piezoelektrischen Effekt. Durch Erhitzen des Kristalls über die Umwandlungstemperatur von  $573^\circ\text{C}$  wandelt der  $\alpha$ -Quarz in die  $\beta$ -Modifikation. Beim Abkühlen kehrt der Quarz in die  $\alpha$ -Modifikation zurück, jedoch nicht einheitlich in die gleiche "Händigkeit". Das heißt, ein ehemals

“linksdrehender” Quarz beinhaltet Teile mit einem rechtsdrehenden Sinn der Molekülspirale der Elementarzelle (Verzwilligung). Die Folge sind unterschiedliche Polaritäten des Piezoeffektes. In der ersten Zeit der Schwingquarzfertigung wurden geeignete Quarzkristalle aus Madagaskar und Brasilien bezogen.

Der wachsende Bedarf an einwandfreien Quarzkristallen wuchs schnell, sodaß schon früh daran gedacht wurde, Quarzkristalle zu synthetisieren. Die geradezu groteske Rohquarzknappeheit zwang 1942 zu fieberhaften Arbeiten an diesem Problem. 1964



Abb. 2.2 Natürliche Quarzkristalle

begann die Großproduktion von synthetischen Quarzen. Heute werden Schwingquarze fast ausschließlich nur noch aus synthetischem Material gefertigt. Die Hydrothermalsynthese erfolgt in vertikalen Autoklaven. Der Autoklav ist mit einer Natriumhydroxid-Lösung gefüllt. Im unteren Bereich des Autoklaven befindet sich in der Lösung kristalliner Quarzbruch, wie er sonst zur Herstellung von Quarzglas verwendet wird. Im oberen Bereich des Autoklaven befinden sich Keimplatten. Der im unteren Teil des Autoklaven befindliche Quarzbruch geht bei einem Druck von etwa  $1000 - 1800 \text{ kp/cm}^2$  und einer Temperatur von etwa  $390^\circ\text{C}$  in Lösung. Durch Wärmekonvektion strömt die übersättigte Lösung in den oberen Teil des Autoklaven und kristallisiert dort bei einer Temperatur von etwa  $350^\circ\text{C}$  an den Keimplatten aus. Die Keimplatten sind etwa 1mm dick (Z-Achse), ihre Länge ca. 180 mm ist die Y-Achse eines Mutterkristalls, die Breite in X-Richtung je nach Verfahren 5 bis 50 mm. Die Richtung des größten Kristallwachstums ist die Z-Achse, bei natürlichen Quarzen die größte Abmessung des Kristalls. Die Kristallbildung erfolgt also überwiegend auf der Z-Fläche. Die normale Wachstumsrate liegt bei etwa 0,2 - 1mm pro Tag. Im Allgemeinen dauert der Wachstumsprozeß etwa 40 - 80 Tage. Unter diesen Bedingungen synthetisierte Quarzkristalle sind frei von Verwachsungen und Verzwilligungen.

Die erreichbare Schwingungsgüte  $Q$  eines aus dem Material speziell hergestellten Referenzquarzes 5MHz im 5.Oberton, ist größer als  $3 \cdot 10^6$ , also vergleichbar mit der

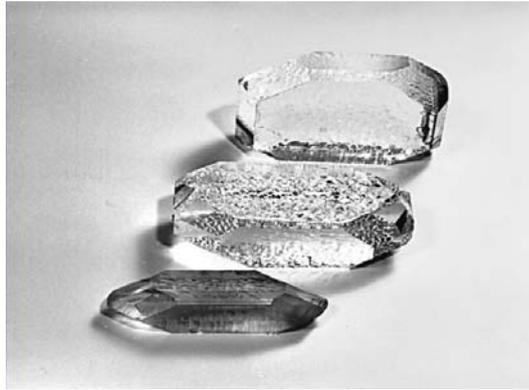


Abb.2.3 Synthetische Quarzkristalle

Schwingungsgüte von Naturquarz. Die Güte ist abhängig von der Wachstumsgeschwindigkeit. Dementsprechend sind in unterschiedlichen Preislagen Rohquarze verschiedener Sollgüten am Markt. Bei höheren Wachstumsgeschwindigkeiten werden im Kristallgitter Alkali-Fremdionen eingebaut, die eine Güteverschlechterung bewirken. Zur Gütekontrolle wird die durch diese Fremdionen bewirkte Infrarotabsorption bei einer Wellenzahl von 3500 /cm im Vergleich zur Absorption bei 3800/cm gemessen. Es besteht ein direkter Zusammenhang zwischen der Infrarotabsorption und der maximal möglichen Schwingungsgüte des Materials bei einer Resonatorfrequenz von 5 MHz:  $10^6/Q = 0,114 + 7,47\alpha - 0,45\alpha^2$  mit  $\alpha = 1/d \log(T_{3800}/T_{3500})$  und  $d$ =Dicke der Probe in cm (Sawyer Research Products,inc). Starke, ionisierende Strahlungen (Röntgenstrahlung) können in Bezirken mit eingebauten Aluminiumionen Veränderungen im Kristallgitter hervorrufen. Zonen mit starken Al-Konzentrationen im Kristallgitter werden nach starker Bestrahlung durch Graufärbung sichtbar (in der Natur = Rauchquarz). Werden Schwingquarze im Betrieb starker Strahlung ausgesetzt, ändert sich deren Resonanzfrequenz (Alterung). Für Anwendungen in der Raumfahrt oder Satellitentechnik werden diese Al-Ionen in einem elektrischen Feld von 500V/cm bei einer Temperatur von 500°C entfernt (Sweept Quartz-Crystal).

## 2.4 Die kristallographischen Achsen

Ausgehend von der Gestalt eines natürlichen, im Querschnitt sechseckigen Quarzkristalls, und der in der Kristallographie üblichen Festlegung der senkrecht aufeinanderstehenden Koordinaten  $x$ ,  $y$  und  $z$ , definieren wir als  $Z$ -Achse die durch die Spitze des Kristalls gehende gedachte Achse (Bild 2.6). Die  $Z$ -Achse wird auch optische Achse genannt, weil in ihrer Richtung die optische Erscheinung der Doppelbrechung zu beobachten ist. Die senkrecht hierzu stehende und durch eine

Ecke des hexagonalen Prismas gehende X-Achse wird auch elektrische Achse genannt, weil durch Deformation des Kristalls in dieser Richtung eine elektrische Ladung auftritt (direkter Piezoeffekt). Die Y-Achse steht wiederum senkrecht zu den beiden anderen Achsen und geht damit durch eine Fläche des Kristalles, (Bild 2.4). Bei Anlegen einer elektrischen Ladung in Richtung der X-Achse tritt eine Elongation in Richtung der Y-Achse auf (indirekter Piezoeffekt). Die Y-Achse wird deshalb auch die mechanische Achse genannt.

## 2.5 Der piezoelektrische Effekt

Das Wort Piezo stammt aus dem griechischen "pizein". Es bedeutet drücken oder pressen. Piezoelektrisch heißt also elektrische Ladung durch mechanischen Druck. Durch mechanische Deformation bestimmter Kristalle entsteht auf deren Oberflächen eine elektrische Ladung. Diese Erscheinung nennt man den direkten piezoelektrischen Effekt. Umgekehrt, die Entstehung einer Deformation des Kristalles auf Grund einer elektrischen Ladung, nennt man den umgekehrten piezoelektrischen Effekt. Beide Effekte sind streng proportional. Voraussetzung für die piezoelektrische Eigenschaft eines Kristalles ist das Vorhandensein einer polaren Achse. In der Kristallographie nennt man eine Kristallachse polar, wenn bei Drehung um diese Achse die Strukturzelle nicht deckungsgleich ist. Man spricht auch von einer unsymmetrischen Faltungsebene. Beim Quarz ist die X-Achse die polare Achse. In Bild 2.4 ist die Strukturzelle von Quarz vereinfacht dargestellt. Die kleinen Kreise stellen hierbei die positiv geladenen Si-Ionen dar, die größeren Kreise die negativ geladenen O-Ionen

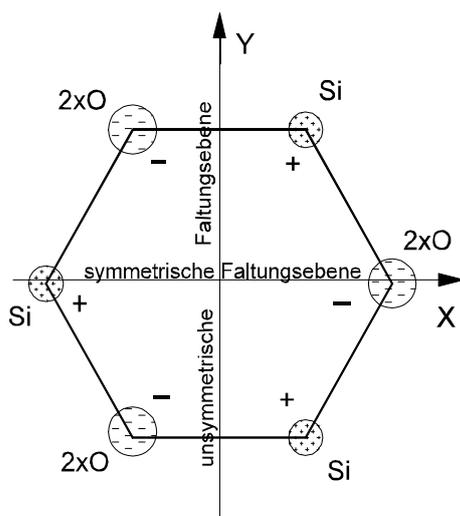


Bild 2.4 vereinfachte Strukturzelle von Quarz

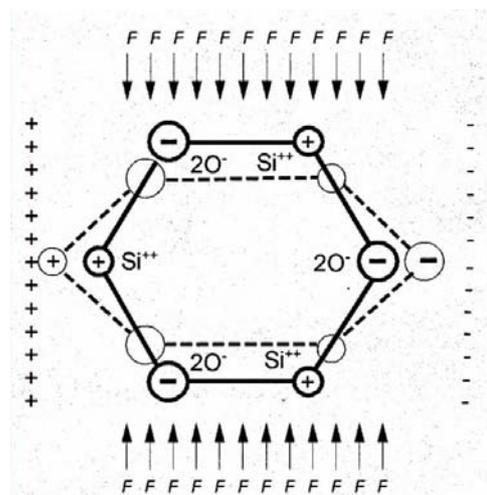


Abb. 2.4 Direkter piezoelektrischer Effekt am Beispiel Quarz

des  $\text{SiO}_2$ -Kristallgitters. Verformt man den Kristall durch Druck in Richtung der X-Achse, verschieben sich die positiven und negativen Ionen gegeneinander. Es entsteht eine elektrische Polarisation in Richtung der X-Achse. Die Folge ist eine elektrische Ladung auf den entsprechenden Oberflächen des Kristalls, in diesem Fall auf den X-Flächen. In Richtung der Y-Achse kann keine Polarisation erfolgen, weil diese Achse eine symmetrische Faltungsebene darstellt. Bei Druck- oder Zugbeanspruchung in Richtung der Y-Achse (F) in Bild 2.5, entsteht jedoch ebenfalls in X-Richtung eine Polarisation. Dieser Vorgang wird der transversale Piezoeffekt genannt. Die Y-Achse wird dementsprechend auch die mechanische Achse genannt. Die geschilderten piezoelektrischen Wirkungen sind reversibel. Das heißt, unter Einwirkung eines elektrischen Feldes in Richtung der X-Achse deformiert sich der Kristall in Richtung der Y-Achse. Man nennt dies auch den indirekten Piezoeffekt.

Bedingt durch seine Kristallstruktur, haben wir beim Quarzkristall drei völlig gleichwertige X-Achsen, die unter einem Winkel von  $120^\circ$  zueinander stehen. Zu

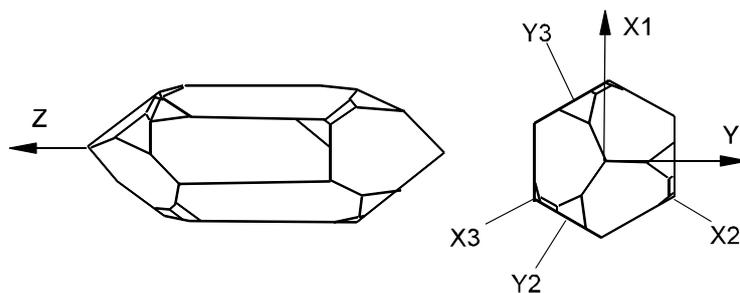


Bild 2.6 Die Kristallachsen beim Quarz

jeder X-Achse gehört jeweils eine Y-Achse (Bild 2.6).

Die Werte der piezoelektrischen und mechanischen Parameter sind von der Richtung ihrer Wirkung in Bezug auf die Kristallachsen abhängig. Die richtungsabhängigen Komponenten werden deshalb sinngemäß indiziert, entweder mit der Bezeichnung der Achse, oder bei den Druckkomponenten durch Zählung 1; 2; 3 für die Richtungen X; Y; Z. Die Zählung der Scherkomponenten (Schubspannungen) erfolgt entsprechend mit den Indizes 4; 5; 6. Flächen werden mit der Bezeichnung der Achse indiziert, die senkrecht zu der betreffenden Fläche steht (Bild 2.7).

Vorausgesetzt, daß in gleicher, oder in anderer Richtung keine weiteren Kräfte herrschen, können wir für den longitudinalen direkten Piezoeffekt schreiben:

$$Q_x = d_{11} \cdot F_x = d_{11} \cdot F_{11} \quad (1)$$

Unter der Einwirkung der Kraft  $F_x$  (in X-Richtung) entsteht die Ladung  $Q_x$  auf der X-Fläche. Proportionalitätsfaktor ist der Piezoelektrische Modul in X-Richtung  $d_{11}$ . Mit der Kapazität der Elektroden  $C_e$  können wir die an den Elektroden liegende elektrische Spannung  $U$  errechnen:

$$U_x = \frac{d_{11} \cdot F_x}{C_e + C_L} \quad (2)$$

$C_e$  = Elektrodenkapazität,  $C_L$  = belastende Kapazität der Meßanordnung.

Die durch die Kraft  $F$  erzeugte Deformation wird durch das Hookesche Gesetz allgemein beschrieben:

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E} \quad \text{oder} \quad \frac{\Delta l}{l} = \alpha \frac{F}{A} \quad (3)$$

$\varepsilon$  = Dehnung;  $\sigma$  = mech. Spannung;  $E$  = Dehnmodul (Elastizitätsmodul);

$\alpha$  = Dehnzahl (=  $1/E$ )

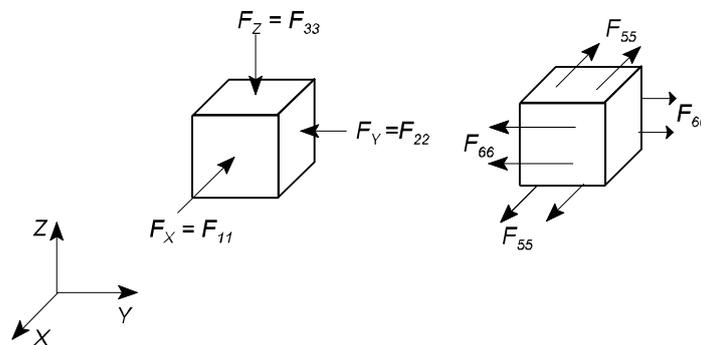


Bild 2.7 Indizierung der Kräfte

Die durch eine Normalspannung bewirkte Elongation  $\Delta l$  in Richtung der angreifenden Kraft hat eine Verkürzung  $\Delta d$  quer zur Krafrichtung zur Folge. Das Verhältnis der relativen Längenänderungen zueinander ist die Poissonsche Zahl oder Querkontraktion  $\mu$ :

$$\frac{\Delta d}{d} \div \frac{\Delta l}{l} = \mu \quad (4)$$

Bei anisotropen Körpern werden die elastischen Eigenschaften stark richtungsabhängig, d.h. bei Deformation ist jede der 6 Komponenten des Spannungstensors

eine lineare Funktion der zugehörigen 6 Komponenten des Deformationstensors und umgekehrt. Nach diesem verallgemeinerten Hookeschen Gesetz erhalten wir 36 Proportionalitätskonstanten, die den Zusammenhang zwischen mechanischer Spannung und Verformung beschreiben. Mit zunehmender Symmetrie des betreffenden Kristalls verringert sich diese Anzahl rasch, bei Quarz auf 6. Entsprechend Bild 2.7 erhalten wir die Komponenten:

Die Kompressionskomponenten der elastischen Spannung  $\sigma = X_x; Y_y; Z_z$ .

Die Scherkomponenten der elastischen Spannungen  $\sigma = Y_z; Z_x; X_y; = Z_y; X_z; Y_x$ .

Die Komponenten der Dehnung  $\epsilon = x_x; y_y; z_z; y_z; z_x; x_y$ .

Die Komponenten der Dehnungskoeffizienten  $\alpha = s_{ij}$

Die Komponenten des Dehnungsmoduls  $E = c_{ij}$

Das Hookesche Gesetz lautet damit allgemein:  $x = -sX$  oder  $X = -cx$

Für Quarz können wir nun die Zusammenhänge zwischen Spannung, Deformation Polarisation und Feldstärke beschreiben:

Die Deformation als Wirkung einer elektrischen Feldstärke  $E_x$ :

$$\begin{aligned} x_x &= d_{11} E_x & Y_y &= -d_{11} E_{xz} & z_z &= 0 \\ y_z &= d_{14} E_x & z_x &= -d_{14} E_y & x_y &= -2d_{11} E_y \end{aligned} \quad (5)$$

Die Polarisation:

$$\begin{aligned} P_x &= d_{11} X_x - d_{11} Y_y + d_{14} Y_z \\ P_y &= -d_{14} Z_z - 2d_{11} X_y \\ P_z &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

Die Ladung:

$$\begin{aligned} Q_x &= d_{11} A_x X_x = d_{11} F_x \\ Q_x &= -d_{11} A_x Y_x = -d_{11} F_x (A_x/A_y) & d_{11} &= -d_{12} \end{aligned} \quad (7)$$

## 2.6 Die Quarzschnitte

Zur Erzielung bestimmter Eigenschaften, meist eines minimalen Temperaturganges der Resonanzfrequenz und gleichzeitig einer guten elektrischen Anregbarkeit der gewünschten Schwingungsform über den Piezoeffekt, ergeben sich optimale Winkel (Schnittwinkel) unter dem die Schwingkörper (Resonatoren) aus dem Quarzkristall

herausgeschnitten werden, Bild 2.8. Die Bezeichnung der Schnitte entstand aus der alphabetischen Aufzählung der Schnittwinkel, die zu einem minimalen Temperaturkoeffizienten bei Raumtemperatur führten. Der Buchstabe T steht für Temperaturkompensiert. Eine andere Regel bezeichnet die Schnitte nach der kristallographischen Achse, die normal oder annähernd normal zur Hauptoberfläche des Schwingers steht. Es gibt noch Spezialschnitte, z. B. mit geringer Verkopplung zu anderen Schwingungsmoden (AC-Schnitt) oder mit besonders geringer Frequenzänderung bei mechanischen Beanspruchungen (SC-Schnitt = stress compensated).

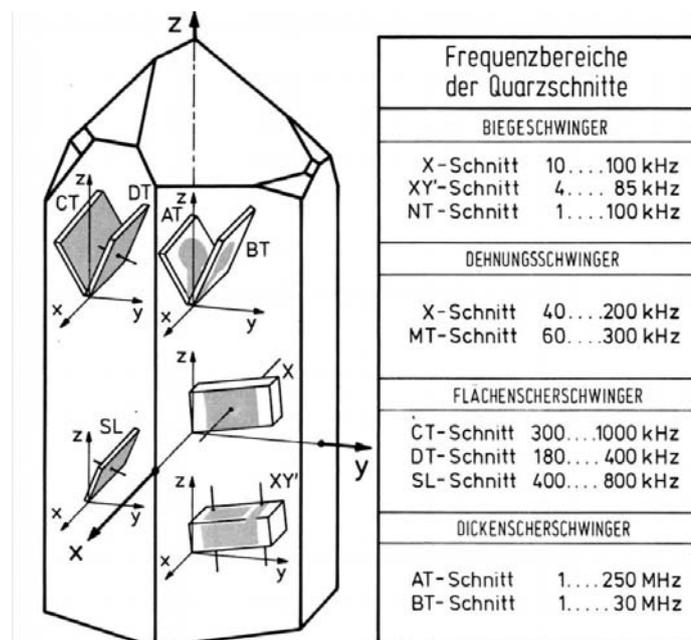


Abb. 2.8 Quarzschnitte

## 2.7 Dehnungsschwinger

Dehnungsschwinger oder Longitudinalschwinger sind plattenförmige Schwinger, die in Richtung ihrer längeren Abmessung (in y-Richtung) schwingen, d. h. durch das in x-Richtung angelegte elektrische Wechselfeld in Richtung der y-Achse elongieren. Zur Bestimmung der Eigenresonanz wird im allgemeinen die Differentialgleichung  $m d^2x/dt^2 + c dx/dt + kx = 0$  gelöst. Anschaulicher kann man von einer akustischen Welle ausgehen, die im Zentrum des Schwingers erzeugt wird. Diese Welle schreitet in ihrer Ausbreitungsrichtung mit der Schallgeschwindigkeit  $v = \sqrt{1 / \rho S}$  fort, im Fall der Längendehnung in Längsrichtung des Resonators. An den Enden des Resonators erfolgt eine Totalreflexion der Welle. Durch Überlagerung der hin- und

rücklaufenden Welle entsteht im Resonanzfall eine stehende Welle, nämlich wenn die Resonatorlänge ein ganzes Vielfaches der halben Wellenlänge ist:  $l = n \cdot \pi / 2$ . Mit der Schallgeschwindigkeit erhalten wir:

$$f = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{1}{\rho s_{22}}} \quad (8)$$

Mit den Materialkonstanten der Dichte  $\rho$  und der elastischen Steifigkeit in der Y-Richtung  $s_{22}$  wird die Frequenzkonstante  $N = f \cdot l = 2808 \text{ kHz} \cdot \text{mm}$ . Da die Resonanzfrequenz  $f$  nur von der Länge des Resonators abhängt, sind die Breiten- und Dickenabmessungen mit Einschränkungen durch bestimmte Störschwingungen und Nebenresonanzen frei wählbar. Hierdurch sind die Werte im Ersatzschaltbild, die Ersatzdaten in weiten Grenzen realisierbar. Längendehnungsschwinger werden hauptsächlich für den Einsatz in Quarzfiltern hergestellt. Neuerdings werden Dehnungsschwinger auch als Mikroresonatoren in Hybrid-Schaltkreisen integriert.

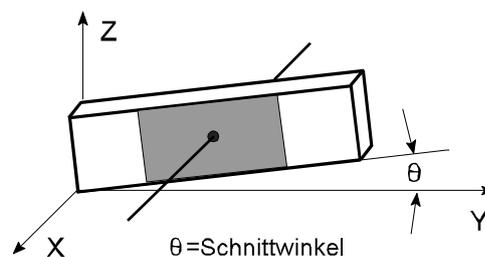


Bild 2.9 Dehnungsschwinger

Die elektrischen Eigenschaften von Dehnungsschwingern können aus den Materialkonstanten und den Abmessungen errechnet werden:

$$C_0 = 0,402 \frac{b_e l_e}{d_q} \quad C_1 = \frac{C_0}{r} \quad (9)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad Q = \frac{1}{\omega_1 R_1} \quad (10)$$

Die Temperaturabhängigkeit der Frequenz entspricht einer Parabel:

$$\frac{\Delta f}{f} = -a(T - T_0) \quad (11)$$

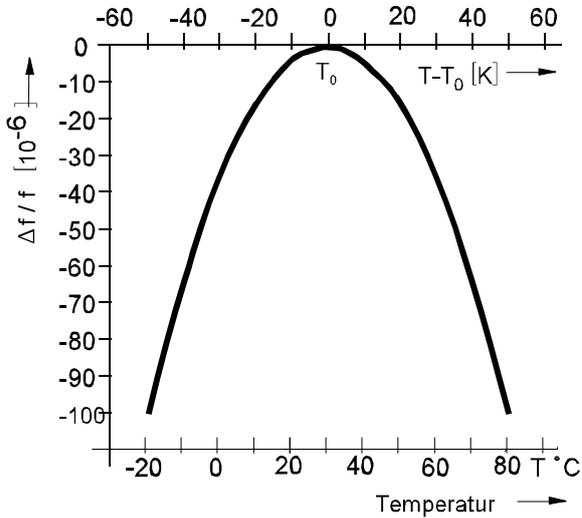


Bild 2.10 Dehnungsschwinger, Temperaturabhängigkeit der Frequenz

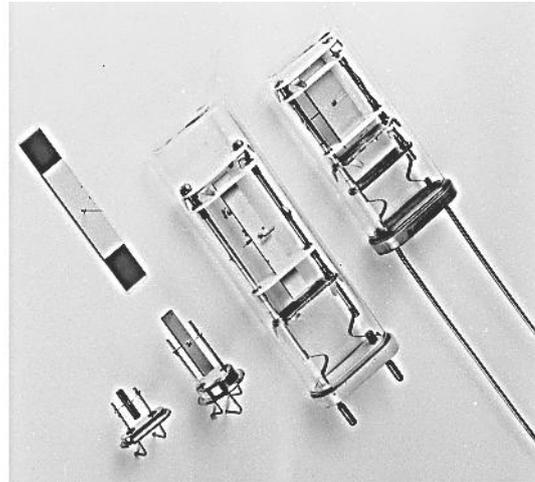


Abb. 2.11 Dehnungsschwinger

Typische Ersatzdaten von Dehnungsschwingern:

	evakuierte Gehäuse	Normaldruck	Microquartz
$R_T$	100 ... 300	300... 1000	5000 ... 10000
$C_0 / C_1$	120 ... 160	120 ... 160	130 ... 500
$L_1$	20 ... 40 H	20...40 H	100...200 H
$T_0$	0 ... 45 °C	0 ... 45 °C	25...40 °C
$a$	$3,8...4,5 \cdot 10^{-8} / ^\circ C^2$	$3,8...4,5 \cdot 10^{-8} / ^\circ C^2$	$3,8 \cdot 10^{-8} / ^\circ C^2$

## 2.8 Biegungsschwinger

Biegungsschwingungen können erregt werden, indem X-Schnitt-Dehnungsschwinger

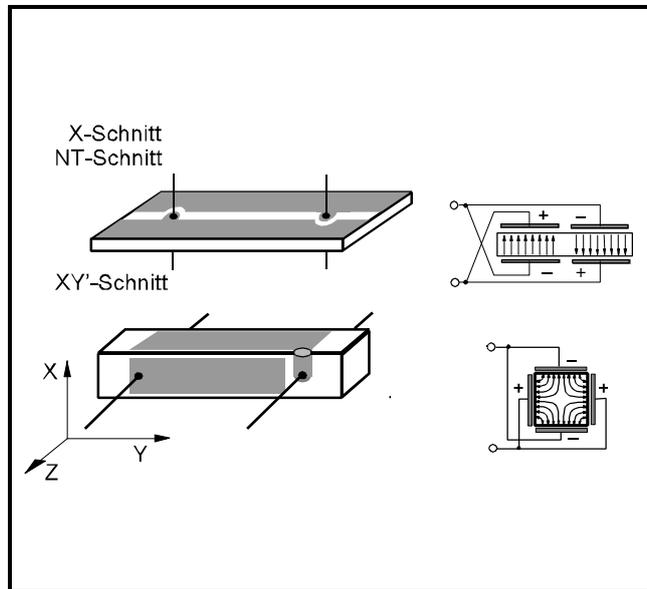


Bild 2.12 Erregung von Biegeschwingungen



Abb. 2.13 Biegeschwinger

mit zwei gegenphasig angeschlossenen Elektroden versehen werden, so daß zwei entgegengesetzte Felder in x-Richtung auftreten. Die hierdurch erzwungene Biegung in z-Richtung hat allerdings einen ungünstigen Temperaturegang der Resonanzfrequenz. Dieser Temperaturegang kann durch eine zusätzliche, zweite Drehung des Schnittes um die y-Achse kompensiert werden (NT-Schnitt). Zu besseren Ergebnissen gelangt man mit dem allerdings hochohmigeren XY'-Schnitt. Bei diesem Schnitt wird durch die Quersfelderregung des quadratischen Stabes eine Biegung in x-Richtung mit den besseren Temperatureigenschaften erzwungen, Bild 2.12

Aus der Gleichung für die Frequenzkonstante

$$N = f \cdot l = \frac{b}{l} \sqrt{\frac{1}{\rho s_{22}}} \frac{(2n-1)^2 \pi}{8\sqrt{12}} \quad (12)$$

ist ersichtlich, daß die Frequenz von zwei Dimensionen, der Länge  $l$  und der Breite  $b$  des Schwingers bestimmt ist. Hierdurch ist man in der Lage, auch bei niederen Frequenzen kleine Schwingquarze herzustellen, die dann allerdings sehr hochohmig sind.

## 2.9 Stimmgabelquarze

Die bekannte Form der Stimmgabel mit Stiel stammt von dem englischen Gardetrompeter John Shore. In der Musik hat die Stimmgabel ihre große Bedeutung dank ihrer hohen Schwingungsgüte (Schwingungsdauer nach dem Anschlagen) und der guten Frequenzkonstanz. Bereits 1880 wurde von R.Koenig (Wied. Ann. Bd.9) eine Uhr mit elektrisch erregter Stimmgabel beschrieben. Aus Lord Rayleigh's Veröffentlichungen aus dem Jahr 1907 (Phil. Mag. Bd.13) und den Angaben von Eccles (Proc. Phys. 1919) gehen erste Anwendungen elektronisch erregter Stimmgabeln zur Frequenzmessung hervor. Für die Verwirklichung des Gleichwellen-Rundfunks wurden 1927 Metallstimmgabeln zur Steuerung der Senderfrequenzen eingesetzt. Nach Chladni (Akustik, Ziff.99, Leipzig 1802) kann man sich die Stimmgabel als einen gebogenen Stab vorstellen, der Biegeschwingungen ausführt. Allerdings liegen die Schwingungsknoten enger beieinander. Bei einer Stimmgabel mit Stiel führt der im Schwingungsbauch ansetzende Stiel Longitudinalschwingungen aus. Lord Rayleigh wies bereits auf die Möglichkeit der Entkopplung des Stiels durch geeignete Formgebung der Gabelzinken hin. Nach diesen Vorstellungen müßte die Resonanzfrequenz der Eigenresonanz der Biegeschwingung entsprechen.

$$f = \kappa \frac{b}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (13)$$

Die Frequenz ist von der Zinkenlänge und Breite abhängig. Die Zinkendicke hat keinen Einfluß auf die Frequenz, wohl aber auf den Temperaturgang der Frequenz. Von zahlreichen Autoren sind Korrekturfaktoren für die Errechnung der Eigenfrequenz der Gabelschwingung angegeben worden, sie gelten aber immer nur für eine bestimmte Formgebung der Zinken. Die Obertöne der Gabelresonanzen verhalten sich zum Grundton wie

- 1: 6,25; 18,3; 35,6 (symmetrische Schwingung)  
 1: 12,2; 23,5 (unsymmetrische Schwingung)

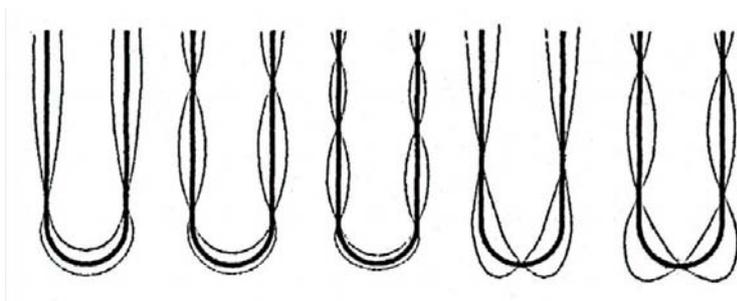


Bild 2.14 Obertöne bei Gabelschwingern

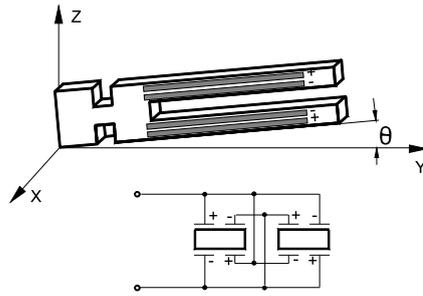


Bild 2.15 X-Schnitt - Gabelschwinger

### 2.9.1 Gabelschwinger im X-Schnitt

Im einfachsten Fall wird die Gabel wie ein X-Schnitt-Biegeschwinger aus dem Kristall geschnitten. Es tritt der gleiche Nachteil eines ungünstigen Temperaturganges der Frequenz auf. Durch geeignete Formgebung kann der Gabelstiel entkoppelt werden, sodaß die Gabel am Fuß dämpfungsarm montiert werden kann. Diese Maßnahme ist wirtschaftlich nur bei der Herstellung im Ätzverfahren möglich. Das Bild 2.15 zeigt einen Gabelschwinger im X-Schnitt. Schnittwinkel und Elektrodenanordnung entsprechen den X-Schnitt-Biegeschwingern.

### 2.9.2 Gabelschwinger im XY'-Schnitt

Wie unter XY'-Biege-Schwingern beschrieben, wird die Erregung der Biegebewegung durch eine Elektrodenanordnung zur Querfelderregung realisiert. Bei dünnen, im Ätzverfahren hergestellten Gabeln wird das Querfeld durch zwei sehr schmale Elektroden an den Rändern der Gabeln erzeugt (Bild 2.17).



Abb. 2.16 Gabelschwinger

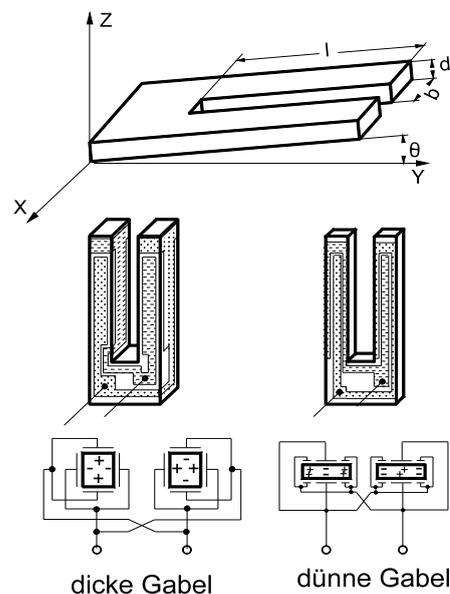


Bild 2.17 XY'-Schnitt-Gabelschwinger

## 2.9.3

## Elektrische Eigenschaften von Stimmgabelquarzen

Gehäuse und Abmessungen	*	f kHz	R <sub>r</sub> kΩ	C <sub>0</sub> pF	C <sub>1</sub> fF	P μW	T <sub>0</sub> °C
 8,1×3,8×1,6	Ä	10	1000	1-3	3,8	0,5	30
	Ä	32	100	1-3	2,3	1	25
	Ä	200	10	1-3	0,8	1	10
Oberton	Ä	200	5	1-3	2,5	1	22
Oberton	Ä	500	10	1-3	0,8	1	40
 6,7×2,5×1,5	Ä	18	200	1-2	3,5	0,5	18
	Ä	32	100	1-2	2,3	1	25
	Ä	200	20	1-2	0,8	1	10
Oberton	Ä	200	8	1-2	2,5	1	22
Oberton	Ä	500	12	1-2	0,2	1	40
 5,0×1,9×1,1	Ä	32	50-80	1,4	2,4	1	25
 8,0×3,1∅	Ä	32	18-35	0,9	2,1	1	25
	Ä	32	30-42	1,0	2,3	1	25
	Ä	32	35-50	1,0	2,3	1	25
	Ä	32	45-60	1,0	2,1	1	25
 8,3×3,1∅	S	32	30	2,0		1	25
	S	32	40	1,8		1	25
	S	32	50	1,0		1	25

\* Herstellung in Ätztechnik = Ä  
gesägt = S

Der Temperaturgang der Frequenz entspricht wie bei den Biegungsschwingern einer Parabel:

$$\Delta f/f = -a(T-T_0)^2$$

Die Parabelöffnungskonstante a liegt bei 0,038...0,045 ppm/°C<sup>2</sup>

## 2.10. Flächenscherungsschwinger

Die Resonanzfrequenz der Flächenscherungsschwinger ist durch die Abmessungen der Kantenlängen der meist quadratischen oder rechteckigen Resonatoren bestimmt. Für die unterschiedlichen Schnittrichtungen der verschiedenen Flächenscherungstypen ergeben sich mit den richtungsabhängigen elastischen Werten  $s_{55}$  unterschiedliche Frequenzkonstanten  $N$ . Hieraus resultieren die bevorzugten Frequenzbereiche für die in diesem Frequenzbereich meist benutzten Schwingquarzgehäuse HC-6/U:

Schnitt	Frequenzbereich	$N = f \cdot l$
DT - Schnitt	180 bis 350 kHz	2070 kHz mm
CT - Schnitt	300 bis 1000 kHz	3070 kHz mm
SL - Schnitt	400 bis 800 kHz	4600 kHz mm

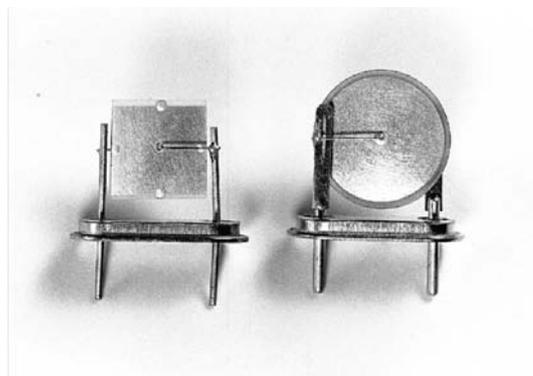


Abb. 2.18 Flächenscherungsschwinger

Die Resonatordicke  $d$  bestimmt die Größe der statischen und dynamischen Kapazität im Ersatzschaltbild und damit bei einer bestimmten Schwingungsgüte  $Q = 1/2 \pi f R_1 C_1$  den Resonanzwiderstand  $R_1$ . Für Oszillatoranwendungen mit meist höheren Quarzbelastungen werden dickere Resonatoren hergestellt, für Filteranwendungen, bei denen bei kleiner Belastung eine möglichst große dynamische Kapazität  $C_1$  erwünscht ist, kommen dünnere Quarzresonatoren zum Einsatz.

Durch Evakuieren der Schwingquarzgehäuse kann die Dämpfung des Resonators

herabgesetzt werden. "Vakuumquarze" sind daher niederohmiger, aber nicht so hoch belastbar, wie Quarze mit Inertgas gefüllten Gehäusen.

Wie auch bei den Biegeschwingern und Dehnungsschwingern, werden die Vibratoren in ihrem Schwingungsknoten montiert (gehalten). An der Stelle des Schwingungsknotens ist auf dem Vibrator ein Drahtpaar im allgemeinen durch Lötten befestigt. Mit diesen Drähten wird der Vibrator in dem Quarzhalter montiert. Die Befestigungsdrähte müssen von außen einwirkende Vibrationen und Stöße aufnehmen. Hierbei können an den Lötstellen große Zugbeanspruchungen auftreten. Da der punktförmige Schwingungsknoten eine Flächenausdehnung gleich Null darstellt, ist diese Befestigung ein Kompromiß zwischen genügender Festigkeit und dem Einfluß auf Schwingfrequenz und Dämpfung durch das Haltersystem.

### 2.10.1 Elektrische Eigenschaften von Flächenschwingern

Schnitt	DT	CT	SL
Frequenzbereich	180 ... 350 kHz	300 ... 900 kHz	350 ... 1000 kHz
Resonanzwiderstand (Normaldruck)	1000 ... 2000 $\Omega$	500 ... 2000 $\Omega$	
Resonanzwiderstand (Vakuum)	150 ... 400 $\Omega$	100 ... 800 $\Omega$	70 ... 500 $\Omega$
dyn.Kapazität	5...50 fF	5 ... 50 fF	5 ... 50 fF
Kapazitätsverhältnis	$r = 350 \dots 450$	$r = 350 \dots 900$	$r = 350 \dots 600$
Temperaturgang	$a = 2 \dots 4 \cdot 10^{-8} / ^\circ\text{C}$	$a = 4,5 \dots 6,5 \cdot 10^{-8} / ^\circ\text{C}$	$a = 3,5 \dots 4 \cdot 10^{-8} / ^\circ\text{C}$
Umkehrpunkt	$T_0 = -10 \dots 60^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$	$T_0 = 0 \dots 90^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$	$T_0 = -10 \dots 80^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$

## 2.11 Die Temperaturabhängigkeit der Frequenz

Mit Ausnahme des AT-Schnittes, des SC-Schnittes und des GT-Schnittes haben Schwingquarze eine parabelförmige Temperaturabhängigkeit der Frequenz. Das bedeutet, daß von tiefen Temperaturen kommend, zunächst die Frequenz ansteigt, bis zu der Temperatur, die mit  $T_0$  als Temperatur des Umkehrpunktes bezeichnet ist. Bei weiterer Erhöhung der Temperatur wird die Frequenz wieder niedriger. Dieses Frequenz-Temperaturverhalten kann mit der Gleichung einer Parabel beschrieben werden: (Bild 2.19)

$$\frac{\Delta f}{f} = -a(T - T_0)^2 \quad (14)$$

Mit Temperaturkoeffizient TK wird in der Technik eine Änderung pro Temperatureinheit definiert, in unserem Fall also relative Frequenzänderung pro Grad Celsius. Dies wäre aber die Steigung der Frequenz-Temperatur-Kurve bei einer bestimmten Temperatur; oder, mathematisch ausgedrückt, die erste Ableitung der obengenannten Beziehung. Bei der Temperatur des Wendepunktes ist also der Temperaturkoeffizient  $TK = 0$ . Eine Angabe des Temperaturkoeffizienten ist also in den meisten Fällen unzweckmäßig. Besser ist es, eine maximale Frequenzänderung in einem festzulegenden Temperaturbereich anzugeben.

Die Parabelöffnungskonstante  $a$  ist durch den verwendeten Quarzschnitt gegeben und unterliegt außerdem einer Streuung durch Fertigungstoleranzen der beeinflussenden Parameter. Die Temperatur des Umkehrpunktes kann durch entsprechende Wahl des Schnittwinkels in gewissen Grenzen beeinflusst werden. Auch hier sind Fertigungstoleranzen zu beachten.

Schnitt	$T_0$	$a$
X	0...45 °C	$4 \cdot 10^{-8}/\text{°C}^2$
XY	10...50 °C	$4 \cdot 10^{-8}/\text{°C}^2$
CT	0...90 °C	$5 \cdot 10^{-8}/\text{°C}^2$
DT	-10...60 °C	$2 \cdot 10^{-8}/\text{°C}^2$
SL	-10...80 °C	$4 \cdot 10^{-8}/\text{°C}^2$
NT	10...50 °C	$5 \cdot 10^{-8}/\text{°C}^2$

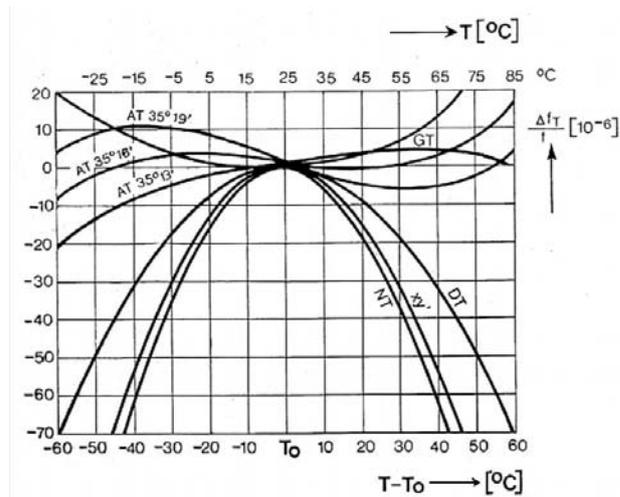


Abb. 2.19 Temperaturgang der Frequenz

## 2.12 Dickenschwinger

Auf Grund der Bewegungsart ist die Dickenschwinger besonders stabil gegenüber äußeren Einflüssen. Die günstigen Materialeigenschaften des Quarzes können gut genutzt werden. Deshalb werden überwiegend Schwingquarze als Dickenschwinger im Frequenzbereich 1...250 MHz verwendet. Die Resonanzfrequenz, bestimmt durch die wirksame Masse  $\rho$  und die wirksame Elastizität  $c_{66}$  wird stark vereinfacht beschrieben mit:

$$f = \frac{1}{2d} \sqrt{\frac{c_{66}}{\rho}} \quad (15)$$

Für den meist benutzten AT-Schnitt erhalten wir für den Grundton:

$$f_{(1)} = \frac{1660}{d} \text{ (kHz)} \quad (16)$$

$d$  = Dicke des Resonators in mm

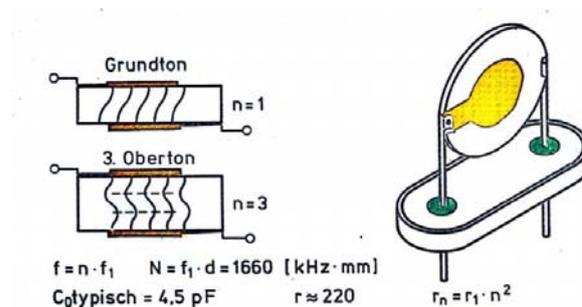


Abb. 2.20 Dickenschwinger

Die Richtung der stehenden Schallwelle der Dickenschwinger ist normal zu den beiden Oberflächen. Deshalb befindet sich der (oder bei Erregung höherer Schwingungsordnungen die) Schwingungsknoten innerhalb des Resonators, Bild 2.20. Ein Schwingungsknoten steht damit für die Halterung des Resonators nicht zur Verfügung. Bei großen Resonatoren und kleinen Anregungselektroden gelingt es, die Schwingungsenergie auf die Resonatormitte zu konzentrieren, so daß am Resonatorumfang eine dämpfungsarme Halterung ermöglicht wird. Dies ist der Fall, wenn der Durchmesser der Resonatoren größer als die 60-fache Resonatordicke und die Anregungsfläche weniger als 70 % der Resonatoroberfläche betragen. Dickenschwinger niedriger Frequenz würden damit unbequem große Abmessungen erhalten. Durch Facettieren des Resonatorumfanges oder noch

wirkungsvoller durch die Ausführung gekrümmter Resonatoroberflächen in Linsenform gelingt eine weitergehende Konzentration der Schwingungsenergie, so daß AT- Schnitt- Quarze bis herunter zur Frequenz 1 MHz im HC-6/U-Gehäuse und bis etwa 2,5 MHz im HC-49/U- Gehäuse angeboten werden können. (Abb. 2.21)

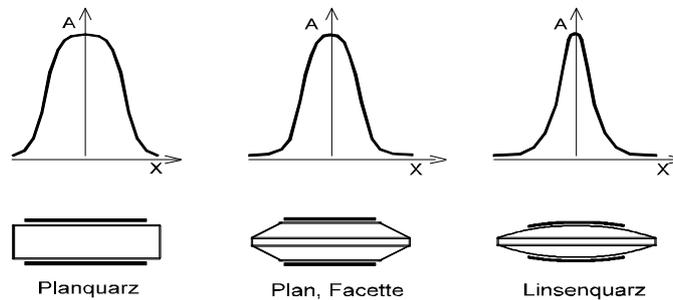


Abb.2.21 Verteilung der Schwingungsamplitude in Quarzresonatoren unterschiedlicher Form

### Oberton:

Bei einer Resonatordicke bei etwa 0,08 mm liegt die Grenze der wirtschaftlichen Herstellbarkeit dünner Quarzresonatoren. Darunter wird es teuer. Bei Frequenzen über 20 MHz erregt man deshalb die mechanischen Obertöne der Dicken-scherungsschwingung. Elektrisch lassen sich nur die ungeraden Obertöne anregen, weil bei den geradzahigen Obertönen die Elektroden gleichpolig wären. Der Resonator schwingt beim n-ten Oberton in n-Ebenen (Bild 2.20). Die schwingende Masse ist im wesentlichen die gleiche wie im Grundton. Damit haben im Oberton erregte Schwingquarze etwa die gleiche dynamische Induktivität  $L_1$  wie im Grundton. Bei der n-fachen Frequenz des n-ten Obertones beträgt dann die dynamische Kapazität  $C_{1n} = C_{1g}/n^2$ . Diese Tatsache, der besonders kleinen dynamischen Kapazität von Obertonquarzen wird auch bei der Konstruktion besonders stabiler Oszillatoren genutzt, indem auch bei tiefen Frequenzen Obertonquarze eingesetzt werden, z.B. 5 MHz im 5.Oberton. Schwingquarze, die für den Betrieb im Oberton bestimmt sind, werden mit feineren Oberflächen versehen oder poliert, um bei der hohen Frequenz einen genügend niederen Resonanzwiderstand zu erhalten. Trotzdem wird der Resonanzwiderstand des Obertones größer sein als der des Grundtones (theoretisch  $R_n = nR_1$ ). Es müssen also schaltungstechnische Maßnahmen getroffen werden, damit der Schwingquarz im gewünschten Oberton erregt wird, im allgemeinen durch einen zusätzlichen Schwingkreis als Selektionsmittel\*). Die Frequenzen der Obertöne liegen nicht harmonisch zum Grundton, d. h. sie sind nicht genaue Vielfache der Grundtonfrequenz. Die Abweichung kann bis zu  $\pm 50$  kHz betragen, kann aber auch übereinstimmen, insbesondere, wenn der Schwingquarz mit einer Lastkapazität gezogen wird. Dadurch, daß der Quarz im Oberton eine kleinere dynamische Kapazität  $C_1$  besitzt, kann beim Ziehen des Quarzes eine Übereinstimmung von  $nf_1 = f_n$  herbeigeführt werden. Diese Tatsache ist zu beachten, wenn die durch die Nicht-

linearitäten der Oszillatorschaltung erzeugten elektrischen Oberwellen den Phasengang des Oszillatorsignales unzulässig beeinflussen (siehe 2.15.2)

\*) Mit Ausnahme von Serienresonanzschaltungen wird der Quarz kapazitiv betrieben. Der induktive Anteil des zwischen  $f_s$  und  $f_p$  betriebenen Quarzes bildet mit der kapazitiven Komponente ( $C_L$ ) der Schaltung die Arbeitsfrequenz  $f_w$ . Der Kreis wird dann tiefer als die Arbeitsfrequenz abgestimmt. Für den 3. Oberton z.B. zwischen dem Oberton und dem Grundton.

### 2.12.1 Miniaturisierung

Es gibt mehrere Wege zur Miniaturisierung:

a) Miniaturisierung durch Nutzung von Schwingungsmoden, die für die gegebene Resonanzfrequenz kleinere Resonatorabmessungen ergeben. Meist wird hier die Längendehnungsschwingung angewendet, aber auch Biegeschwinger und Gabelschwinger werden verwendet. Diese Mikroschwinger werden meist aus dünnen, geläpften und polierten Quarzwafern durch Fotoätzverfahren herausgetrennt. Nachteilig ist der große Temperaturgang der Frequenz, der durch die Schwingungsmode gegeben ist. Eine Miniaturisierung unter Anwendung tieffrequenter Schwingungsmoden wäre allerdings ein Anachronismus, sind wir doch heute durch die moderne Elektronik eher in der Lage hohe Frequenzen zu teilen, als umgekehrt niedere Frequenzen zu vervielfachen.

b) Miniaturisierung der Dickenschwinger:  
 Wie aus Bild 2.54 hervorgeht, steigt der Wert für  $\tau_1 = R_1 C_1$  (Gl.32) mit kleiner werdenden Resonatorabmessungen rapide an. Da mit kleinerem Resonator auch die Elektrodenflächen kleiner werden, erhalten wir zwangsläufig kleinere  $C_1$ -Werte. Hieraus resultiert ein erhebliches Ansteigen der Resonanzwiderstände zu kleineren Resonatorabmessungen (Bild 2.22). Bei vorgegebener Gehäusegröße und festgelegtem maxi-

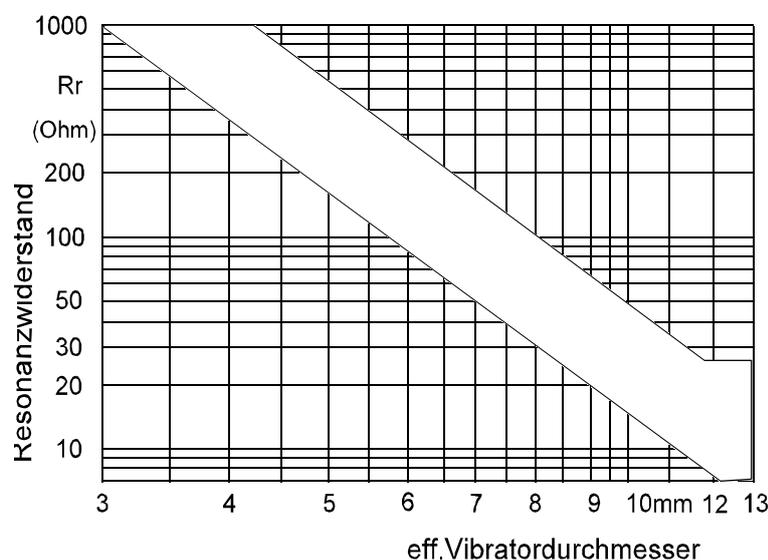


Bild 2.22 Miniaturisierung, Beispiel 4,2 MHz

malem Resonanzwiderstand ergibt sich damit eine untere Frequenzgrenze. Unter dieser Frequenzgrenze ist mit der bisher üblichen Konstruktion eine Miniaturisierung nicht möglich. Diese Frequenzgrenze liegt bei etwa 8 MHz.

Für die Miniaturisierung war also ein anderer Weg zu beschreiten. Bei der Dickenschwingung ist die stehende Welle durch die Dickenabmessung gegeben. Die Ausbreitungsrichtung dieser Welle ist beim AT-Schnitt die X-Richtung (Bild 2.23). Daher lag es nahe, zur dämpfungsarmen Halterung den Resonator stabförmig zu gestalten. Beide Überlegungen, die x- oder die z-Achse kürzer zu gestalten, haben ihre Berechtigung und sind jeweils in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz anzuwenden. Zur Vermeidung von Störbewegungen, die Widerstandsschwankungen im Temperaturbereich hervorrufen, sind die Abmessungen der Kantenlängen sehr sorgfältig zu dimensionieren und mit engen Toleranzen zu fertigen. Zur Verbesserung der Schwingungsgüte werden diese Resonatoren in Annäherung an die Linsenform an den Enden zugespitzt. Bei x-langen Resonatoren werden auch noch die Seitenkanten unter einem solchen Winkel abgeschrägt, daß die Verkopplung zur Scherung der Y-Fläche klein wird. Damit können auch die bekannt kleinen Temperaturgänge wie bei größeren AT-Schnitt-Quarzen erreicht werden. In der Z-Richtung ist die Stresskonstante kleiner, so daß Einflüsse der Halterung (temperaturbedingte Kräfte) auf die Frequenz kleiner sind. Mit kleiner Elektrodenfläche kann die eff. Belastung ( Strom / mm<sup>2</sup> ) zu groß werden. Beim Betrieb von miniaturisierten Quarzen ist auf die geringere Belastbarkeit zu achten. Insbesondere, wenn vom Hersteller bereits aus Vorsicht zu hohe Resonanzwiderstände angegeben werden.

Anmerkung: Es ist z.B. bekannt, daß bei 10 MHz im Gehäuse HC-49/U, Bauhöhe 6,6 mm, die  $R_r$ -Werte bei 7...12 Ohm liegen. Ein Oszillator kann also für einen zu hochohmigen Quarz ausgelegt sein.

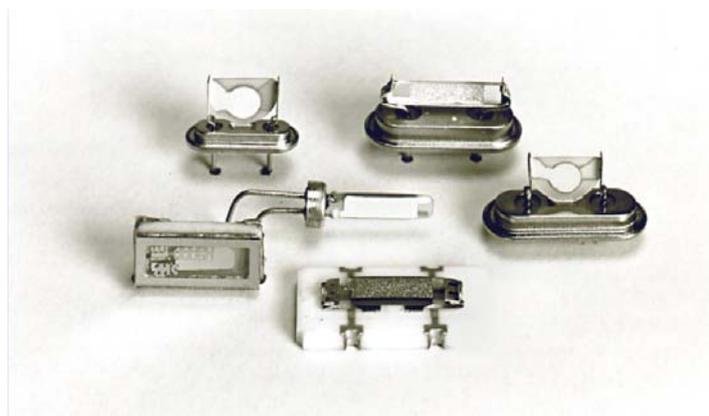


Abb. 2.25 Miniaturisierte AT-Schnitt-Schwingquarze

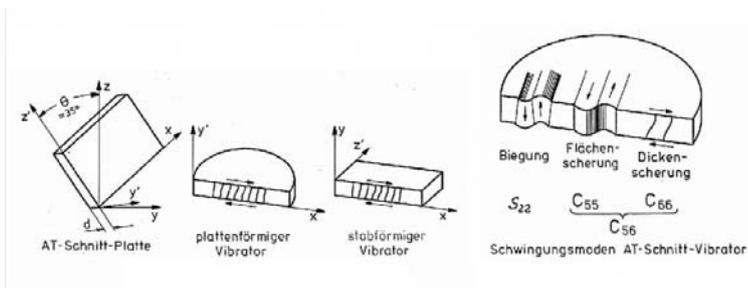


Abb. 2.23 AT-Schnitt-Quarzvibrator, Platten- und Stabform

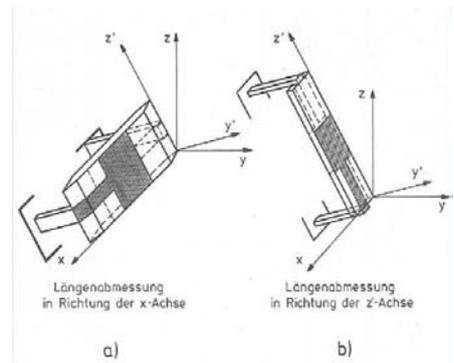


Abb. 2.24 Stabförmige AT-Schnitt-Quarzvibratoren

Elektrische Daten miniaturisierter AT-Schnitt-Quarze:

Gehäuse-Abmessungen			Anmerkung	Resonanzwiderstand bei				MHz
				4	8	12	16	
	HC-49/U	11,2x4,7x 13	1)	110	40	30	30	Ohm
		11,2x4,7x6,6	1*)	-	65	55	50	Ohm
		11,2x4,7x5,1	1*)	-	90	80	60	Ohm
	HC-52/U	8,8x3,3x8,0	1*)	250	100	55	45	Ohm
	AT-51	11,2x4,7x5,1	2)	140	100	60	50	Ohm
	MC	8,1x3,8x1,6	3)	-	100	75	50	Ohm
	Röhrenchen	10,3 x 3,1∅	2)	150	100	60	50	Ohm
		8,9 x 3,1∅	3)	-	100	60	50	Ohm

- Die Werte in der Tabelle sind Maximalwerte nach Herstellerangaben

Anmerkungen:

- 1) konventionelle Bauart, \* rund mit Abschiff
- 2) stabförmige Resonatoren
- 3) im Fotoätzverfahren hergestellte, stabförmige Resonatoren

### 2.12.2 Die Temperaturabhängigkeit der Serienresonanzfrequenz von AT-Schnitt-Quarzen

Die Temperaturabhängigkeit der Frequenz von Schwingquarzen hat im allgemeinen einen parabelförmigen Charakter. Eine Ausnahme sind die AT-Schnitt-Dickenschwinger, deren Temperaturabhängigkeit der Frequenz einer Gleichung dritten Grades folgt (Bild 2.26).  $T_0 = 25^\circ\text{C}$

$$\frac{\Delta f}{f} = a(T - T_0) + b(T - T_0)^2 + c(T - T_0)^3 \quad (17)$$

Die Bezugstemperatur  $T_0$  ist in dieser Gleichung willkürlich auf den praktischen Wert  $25^\circ\text{C}$  festgelegt. Die Temperatur des Wendepunktes  $T_w$  liegt bei etwa  $25^\circ\text{C}$  bis  $35^\circ\text{C}$ . Die Konstanten  $a$ ,  $b$ ,  $c$  sind vom Schnittwinkel  $\theta$  abhängig und damit die Steigung der Kurve im Wendepunkt, ebenfalls die Maxima und Minima der Frequenz-Temperaturabhängigkeit. Durch diese charakteristischen Formen der Temperaturabhängigkeit der Frequenz ergibt sich für jeden Temperaturbereich ein anderer optimaler Schnittwinkel. Werden Quarze im Oberton betrieben, wird der Frequenzabstand der Umkehrpunkte etwa 80 ppm größer. Um dem entgegenzuwirken wird bei Quarzen, die für den Betrieb im Oberton bestimmt sind, der Schnittwinkel um etwa 7 Winkelminuten verschoben. Einen weiteren Einfluß auf den Temperaturverlauf und die Temperatur des Wendepunktes haben der Durchmesser und die Oberflächenkrümmung des Quarzelementes. Hier zum Vergleich zwei Beispiele für die Konstanten in Gl.(17):

	Planquarze	Linsenquarze
a	$(-1,32 - 0,085 \cdot \Delta\theta) \cdot 10^{-6}$	$(-1,293 - 0,08308 \cdot \Delta\theta) \cdot 10^{-6}$
b	$(0,15 - 0,093 \Delta\theta) \cdot 10^{-9}$	$(-2,889 - 0,0990 \cdot \Delta\theta) \cdot 10^{-9}$
c	$(101,3 + 0,200 \cdot \Delta\theta) \cdot 10^{-12}$	$(101,3 + 0,200 \Delta\theta) \cdot 10^{-12}$

$$\Delta\theta = \theta - 35'30''$$

Im Anhang B sind entsprechende Kurvenscharen dargestellt. Der Minimierung der Frequenzänderung in einem bestimmten Temperaturbereich sind damit physikalische Grenzen gesetzt, wobei noch herstellbedingte Streuungen der Schnittwinkel zu berücksichtigen sind.

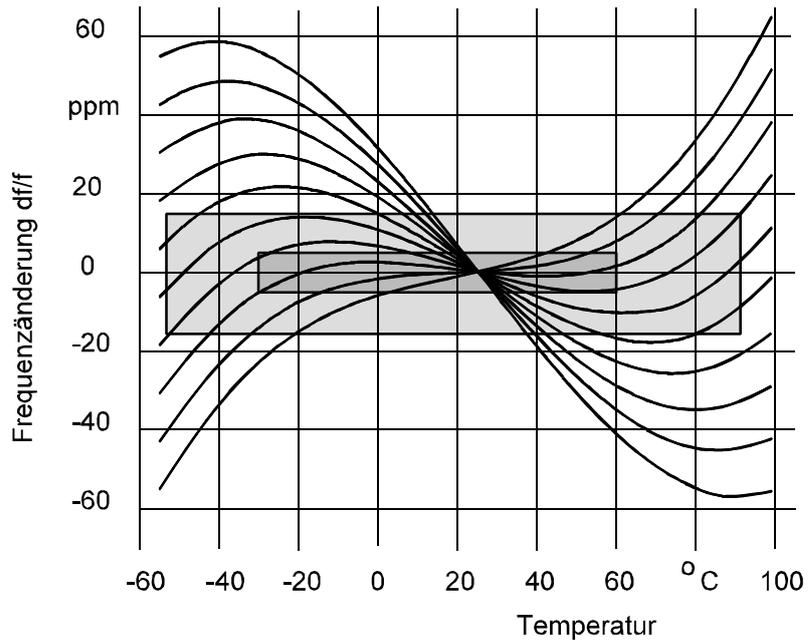


Bild 2.26 Temperaturgang der Frequenz, AT-Schnitt - Quarz (D/d=60)

Für Quarze, die in Thermostaten betrieben werden sollen, wird der Schnittwinkel so gewählt, daß die Temperatur des Umkehrpunktes mit der Thermostatterperatur übereinstimmt. Damit wird erreicht, daß aus der Restwelligkeit des Thermostaten keine Frequenzschwankungen resultieren.

Der untere Teil in Bild 2.27 stellt den Temperaturkoeffizienten  $\Delta f / \Delta \vartheta$  im Abstand  $\vartheta$  vom jeweiligen Umkehrpunkt dar ( $\Delta f / \Delta \vartheta^2$ ).

Eine weitergehende Minimierung des Temperaturkoeffizienten in der Umgebung des Umkehrpunktes gelingt durch die Verwendung des SC-Schnittes. Der doppelt gedrehte SC-Schnitt ist jedoch in der Herstellung sehr aufwendig und damit entsprechend kostenträchtig.

(Anhang B).

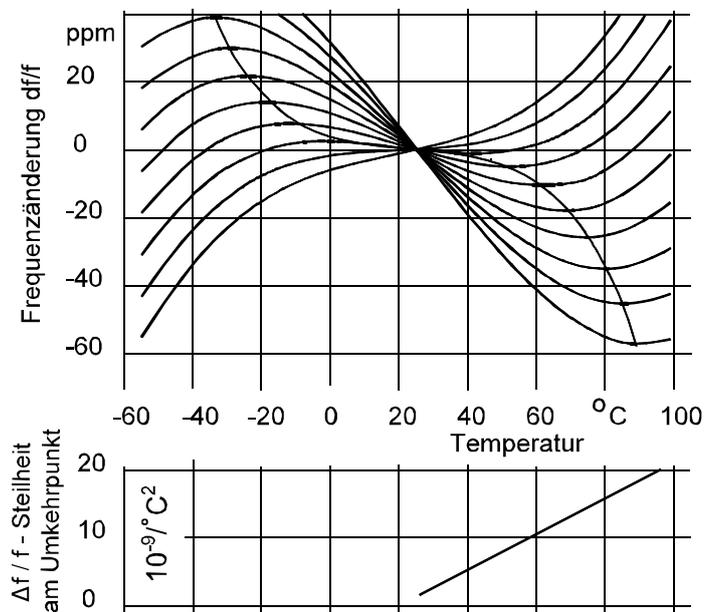


Bild 2.27 Anwendung im Thermostat,  $\Delta f/f$ -Steilheit / °C<sup>2</sup>

### 2.12.3 Die Temperaturabhängigkeit der Lastresonanzfrequenz

Bei engtoleriertem Temperaturgang der Frequenz ist zu berücksichtigen, daß auch die dynamische Kapazität  $C_1$  temperaturabhängig ist:

$$TK_{C_1} = \frac{\Delta C_1}{C_1} \frac{1}{\Delta T} \approx 275 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C} \quad (18)$$

Bei Betrieb des Schwingquarzes mit einer Lastkapazität  $C_L$  wird damit auch der Ziehbetrag temperaturabhängig:

$$\delta \left( \frac{\Delta f}{f} \right)_T = \frac{TK_{C_1} C_1}{2(C_0 + C_L)} \Delta T \quad (19)$$

Diese, nur bei Quarzen mit großem  $C_1$  relevante Temperaturabhängigkeit des Ziehbetrages, ist zu der Temperaturabhängigkeit der Serienresonanzfrequenz zu addieren (Bild 2.28). Wir erhalten damit die Temperaturabhängigkeit der Lastresonanzfrequenz.

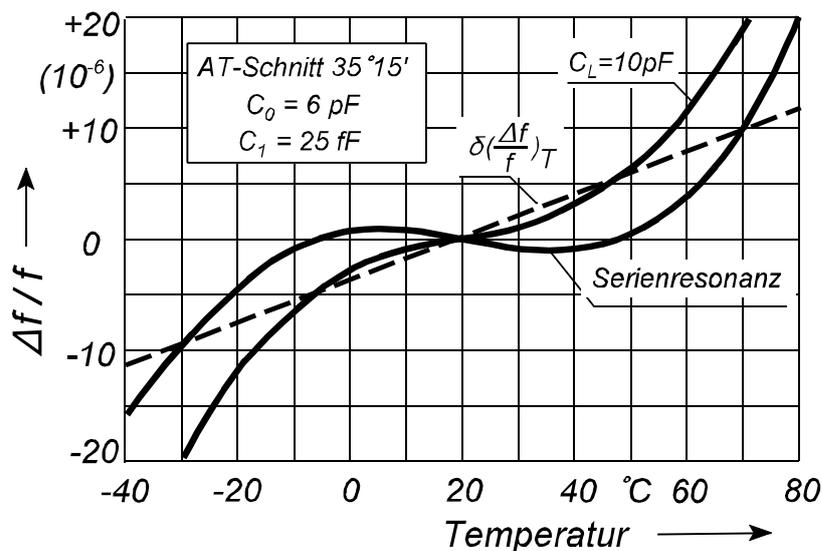


Bild 2.28 Frequenz-Temperaturabhängigkeit mit Lastkapazität

## 2.12.4 Die Hysterese des Temperaturganges

Bild 2.29 A:

Eine Hysterese der Temperaturabhängigkeit wird immer auftreten, wenn die Temperaturänderung sehr schnell erfolgt. Der Quarzresonator wird erst nach einer gewissen Zeit die Temperatur des Quarzgehäuses annehmen. Dies trifft im besonderen Maße für Quarze mit evakuierten Gehäusen zu.

Ab wann eine Temperaturänderung zu schnell ist, hängt von der Wärmeleitung der Halterung und der Masse des Quarzresonators ab. Niedere Quarzfrequenz = dickerer Resonator bedeutet größere Wärmeträgheit.

Bild 2.29 B:

Eine andere Ursache für eine Hysterese des Temperaturverlaufs sind mechanische Spannungen durch Temperaturgradienten im Resonator. Diese werden durch ungleichmäßige Erwärmung des Resonators hervorgerufen. Die Konstruktion von Thermostaten muß einen gleichmäßigen, symmetrischen Wärmefluß zum Schwingquarz gewährleisten. Die elek-

trischen Verbindungen zu den Quarzanschlüssen müssen schlecht wärmeleitend sein, damit über die Anschlüsse und die Halterung zum Quarzresonator kein Wärmefluß stattfinden kann. Temperaturgradienten führen zum Überschwingen der Frequenz bereits bei geringen Temperaturschwankungen. Das Überschwingen kann erheblich größer sein, als die statische Temperaturabhängigkeit.

Bild 2.29 C:

Eine in eine Richtung laufende Hysterese kann ihre Ursache in mechanischen Restspannungen des Halterungssystems haben. Durch Temperaturzyklen wird das System getempert. Nach einigen Zyklen wird diese Hysterese kleiner. Nach mechanischen Beanspruchungen des Schwingquarzes, zum Beispiel durch Stoß oder unzulässigen Beschleunigungen ist mit der Hysterese Typ C zu rechnen.

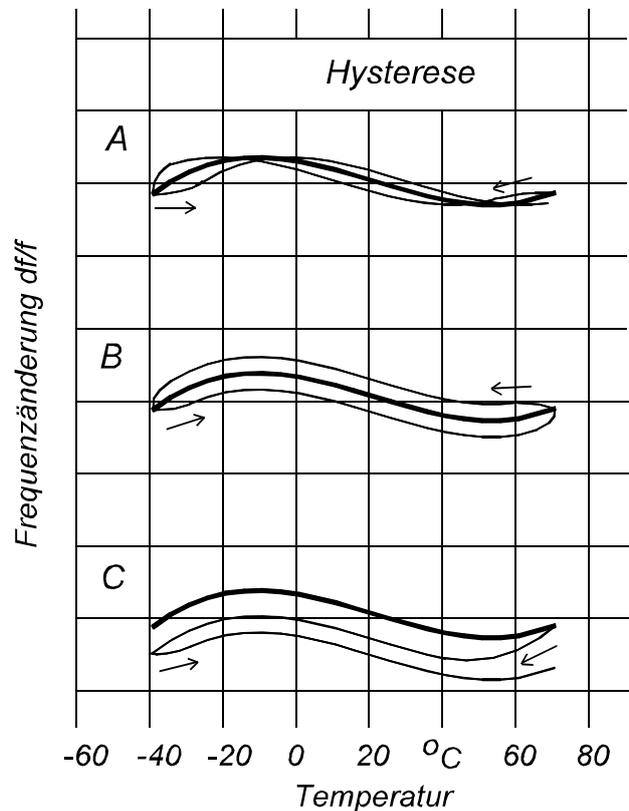


Bild 2.29 Hysterese

### 2.12.5 Der Temperaturgang in der Schaltung

Die bisher beschriebenen Temperaturabhängigkeiten der Frequenz waren die des Schwingquarzes, ohne den Einfluß der Temperaturgänge von Bauelementen der Oszillatorschaltung. Das Bild 2.30 zeigt den Temperaturgang eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCXO) bei verschiedenen Steuerspannungen  $U_z$  (Ziehspannungen). Die Kapazitätsdiode hat bei großer Sperrspannung gerade einen, dem Lastkapazitätswert entgegenwirkenden Effekt, bei kleiner werdender Ziehspannung nimmt der Einfluß immer größere negative Werte an. Die angewendete Serienspule ist an dem Temperaturgang mit  $-0.2\text{ppm}/^\circ\text{C}$  beteiligt. Die Größenordnung und Richtung sind von den eingesetzten Bauelementen und der Schaltung abhängig, so daß keine allgemeingültigen Hinweise gegeben werden können.

Vor der Bestellung von Quarzen für die Produktion, sollte man mit Quarzen

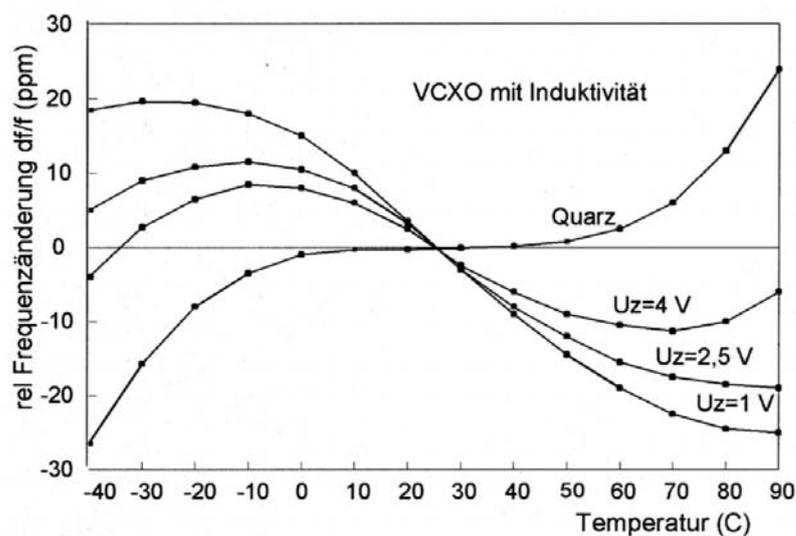


Abb. 2.30 Temperaturgang mit Oszillator

bekanntem Temperaturgang die Schaltung untersuchen, damit Schaltungseinflüsse durch Schnittwinkelkorrekturen beim Quarz berücksichtigt werden können.

### 2.12.6 Die Temperaturabhängigkeit des Resonanzwiderstandes

Der Temperaturgang des Verlustwiderstandes des idealisierten Schwingquarzes ist im Temperaturbereich von  $-60^\circ\text{C}$  bis  $120^\circ\text{C}$  vernachlässigbar klein. Bei Längendehnungs- und Flächenscherungsschwingern kann durch die Einflüsse der Kontaktierung der Resonanzwiderstand mit zunehmender Temperatur ansteigen. Der Anstieg kann bis zu  $1\text{ }^\circ\text{C}$  betragen. Die Eigenschwingung, der im Schwingquarzgehäuse eingeschlossener Gassäule, kann im Resonanzfall zu einem Anstieg des Resonanzwiderstandes des Quarzes bei bestimmten Temperaturen führen. Bei Dickenschwingern ( $1 \dots 250\text{ MHz}$ ), können insbesondere bei Typen tieferer

Frequenz über den Temperaturbereich Widerstandserhöhungen (Dip's) auftreten. Diese Dip's entstehen durch Verkoppelungen mit Störresonanzen, sie sind nicht immer zu vermeiden, sollten aber die in der Spezifikation festgelegten Grenzwerte nicht überschreiten. Mit diesen Dip's ist im allgemeinen ein Frequenzsprung verbunden (Bild 2.31). Mit zunehmendem Quarzstrom (Quarzbelastung) können diese Dip's größere Werte annehmen als bei kleiner Belastung. Bei miniaturisierten Quarzen treten diese Dips schon bei geringeren Belastungen auf. Durch die Regeleigenschaften der meisten Oszillatoren wirken sie sich jedoch in der Praxis nicht aus, wenn die Quarzbelastung genügend klein ist. Auch Betauung des Quarzresonators durch im Quarzgehäuse eingeschlossene Dämpfe (z.B. Wasserdampf durch undichte Gehäuse) führen zum Widerstandsanstieg bei Erwärmung der Quarze über die Taupunkttemperatur. (Tritt nur bei raschem Temperaturwechsel in der Richtung von kalt nach warm auf).

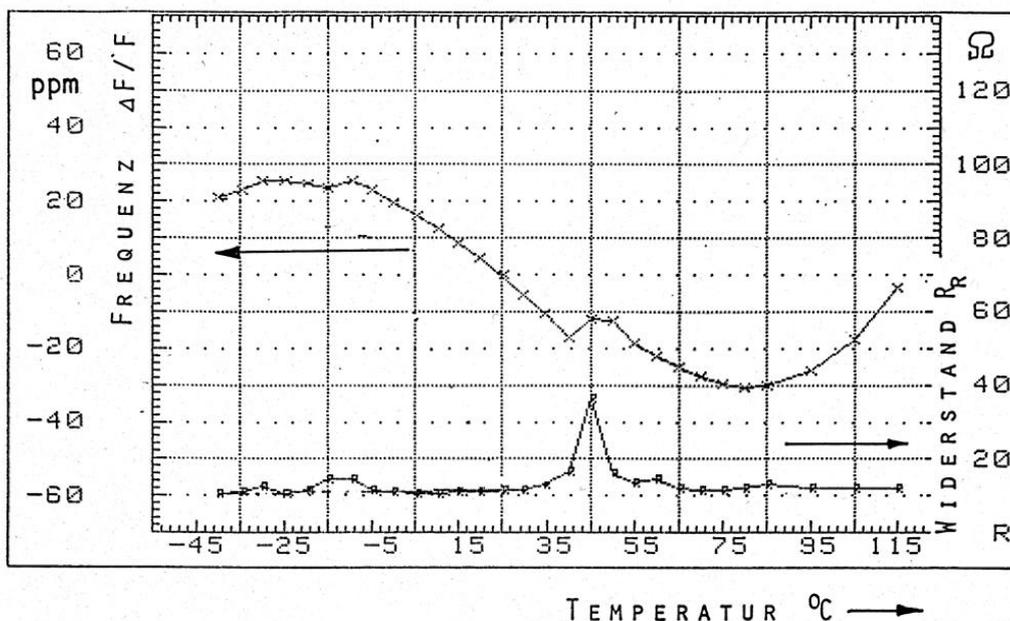


Abb. 2.31 Dip im Temperaturbereich

## 2.12.7 Temperatursensoren

Zur Messung von Temperaturen kann die Temperaturabhängigkeit der Frequenz von Schwingquarzen genutzt werden. Dies scheint immer dann sinnvoll, wenn das Meßergebnis digital weiterverarbeitet werden soll. Üblicherweise wird die stark temperaturabhängige Frequenz des Sensorquarzes mit der Frequenz eines temperaturstabilen Referenzquarzes in einem Mischer verglichen. Das Ausgangssignal des Mixers kann in einfachen Fällen direkt zum Anzeigen der Temperatur genutzt oder weiterverarbeitet werden. Eine derartig einfache Anordnung ist im Prinzip in Bild 2.32 dargestellt. Für hohe Anforderungen an die Linearität kann die Kennlinienkrümmung mit einem Rechner leicht korrigiert werden. Die Abweichung von der Linearität ist aus der Gl.(17) abzuleiten. Die Koeffizienten  $a$ ,  $b$ ,  $c$  sind leicht zu ermitteln.

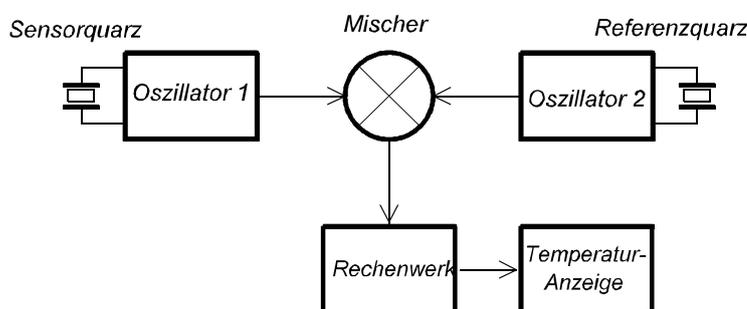


Bild 2.32 Präzisionstemperaturmessung,  
Prinzipialschaltbild

An einen Sensorquarz zur Temperaturmessung werden bestimmte Anforderungen gestellt:

- großer Temperaturgang der Frequenz
- Temperaturgang möglichst linear, keine Diskontinuitäten im Temperaturgang
- hohe Langzeitkonstanz
- geringe Wärmeträgheit
- Eignung für großen Temperaturbereich

Diese Bedingungen werden am besten von Dickenschwängern erfüllt. Für Temperatursensoren werden die Schnittwinkel so gewählt, daß anders als beim AT-Schnitt, der Temperaturkoeffizient groß wird. Die Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten für die Temperatur  $25^{\circ}\text{C}$  vom Schnittwinkel ist in Bild 2.33 dargestellt.

Für Temperatursensoren gebräuchliche Schnitte sind der AC-Schnitt,  $Y+5^{\circ}$ -Schnitt und der LC-Schnitt. Der AC-Schnitt (Copplung = 0) mit dem Schnittwinkel  $31,3^{\circ}$  ist besonders frei von Unstetigkeiten im Temperaturgang der Frequenz, weil der Kopplungsfaktor  $s_{56}$  zur störenden Flächenschwingung Null wird. Er ist damit frei von

Diskontinuitäten im Temperaturbereich. Der Temperaturgang liegt bei etwa 25 ppm/°C, ist allerdings nicht ganz linear, d.h. der Temperaturkoeffizient ist über den Temperaturbereich nicht ganz konstant. Der Y+5°-Schnitt hat den größten positiven Temperaturkoeffizienten der Y-Schnitt-Dickenscherschwinger. Die kubische Komponente in Gl.(17) ist bei diesem Schnitt sehr klein, so daß hier eine brauchbare Linearität des Temperaturkoeffizienten mit etwa 95 ppm/°C erreicht wird. Dadurch, daß die Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten vom Schnittwinkel im Maximum liegt, kann die Streuung des Temperaturkoeffizienten innerhalb enger Grenzen eingehalten werden.

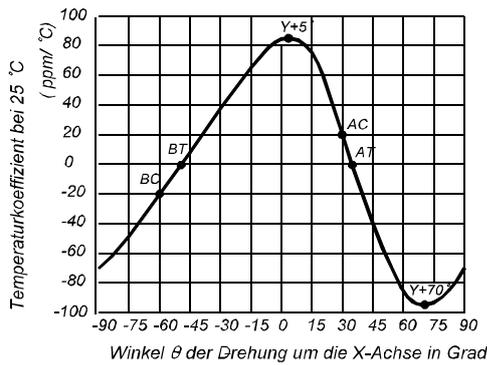


Bild 2.33 Temperaturkoeffizient von Y-Schnitten

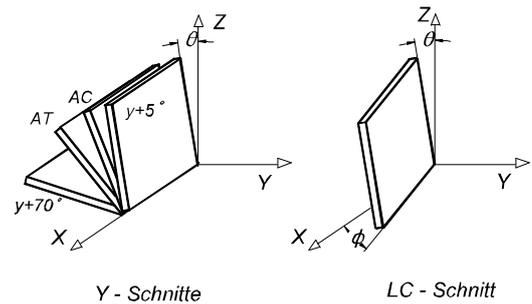


Bild 2.34 Schnitte für Temperatursensor - Quarze

Der Y+5°-Schnitt ist deshalb der für Temperaturmessungen am häufigsten angewendete Schnitt. Ähnliche Verhältnisse finden wir bei dem Schnittwinkel um Y+70°, dem Extremwert der TK-Schnittwinkel-Abhängigkeit. Der

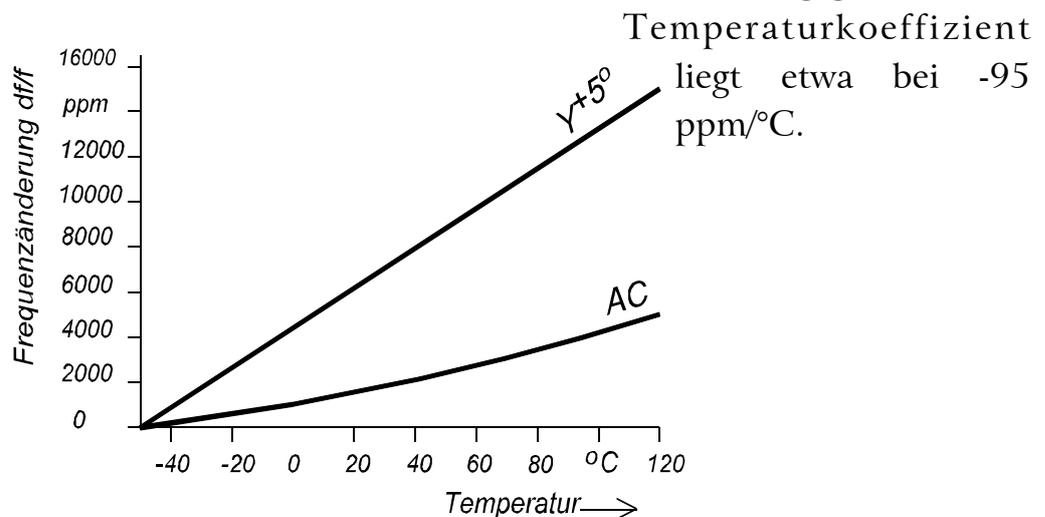


Bild 2.35 Temperaturmeßquarze, Temperaturgang

Schnitt	1.Drehung $\theta$	2.Drehung $\phi$	Tk (ppm/°C)
y+5°	5°	0	+85
AC	31,5°	0	+25
AT	35,5°	0	0
y+70°	70°	0	-95
LC	9°	11°	+35

Der LC-Schnitt (**L**inear-**C**oeffizient) ist ein in der Herstellung sehr anspruchsvoller Schnitt, weil er gegen zwei kristallographische Achsen gedreht ist. Er ist gegen die Z-Achse um etwa 9° und gegen die X-Achse um etwa 11° gedreht. Damit erreicht man eine außerordentlich gute, im Vergleich zu den anderen Sensorschnitten um den Faktor 10 bessere Linearität. Der Temperaturkoeffizient beträgt etwa 35 ppm/°C. Durch die zweifache Drehung des Schnittes wird die Herstellung sehr teuer. Heute ist es jedoch kein Problem, die Restkennlinienkrümmung elektronisch auszugleichen. Dadurch hat der LC-Schnitt an Bedeutung verloren.

### 2.12.8 Belastungsabhängigkeit, Großleistungsverhalten

Die Amplitude der mechanischen Schwingung von Schwingquarzen ist proportional der Amplitude des Wechselstromes, der durch den Verlustwiderstand  $R_1$  (Resonanzwiderstand) fließt. Eine unzulässige Erhöhung des Stromes führt zur Zerstörung des Quarzresonators durch Überschreiten der Materialfestigkeit des Quarzkristalles. Vor Erreichen dieser Festigkeitsgrenze ändern sich die elastischen Eigenschaften des Quarzmaterials, wodurch eine Änderung der Resonanzfrequenz erfolgt. Bleibende Veränderungen können durch entstehende Versetzungen im Kristallgitter hervorgerufen werden. Durch die Verlustleistung  $P_C = I^2 R_1$  erfolgt außerdem eine örtliche Erwärmung im Quarzresonator, die ebenfalls zu einer Frequenzänderung führt. Größe und Richtung dieser Frequenzänderung sind von Quarzstrom, Resonanzwiderstand, Frequenz, Resonatorabmessungen, Schnittwinkel und Herstellverfahren abhängig, so daß keine allgemeingültigen Angaben über die Lastabhängigkeit gemacht werden können. Die in Bild 2.36 dargestellten Lastabhängigkeiten können deshalb nur als typische Verläufe angesehen werden. Bei

starker Belastung der Schwingquarze können sich irreversible Frequenzänderungen ergeben, oder auch Frequenzänderungen, die erst nach längerer Zeit wieder abklingen (Alterung).

Quarzresonatoren mit kleinen Oberflächen oder mit kleinen Elektroden, sind nicht so hoch belastbar, wie größere Quarze. Quarze mit großer Güte  $Q$  sind ebenfalls nicht so hoch belastbar. Schon unter der Belastungsgrenze können belastungsabhängige Widerstandseinbrüche im Temperaturbereich (Dip's) auftreten (siehe 2.12.6). Durch die Regeleigenschaften der meisten Oszillatoren stören diese belastungsabhängigen Dip's nicht, solange sie die Amplitudenregelung im Oszillator nicht überfordern. Vor Festlegung in der Spezifikation, sind die Grenzen für Resonanzwiderstand und Belastung im Oszillator zu ermitteln.

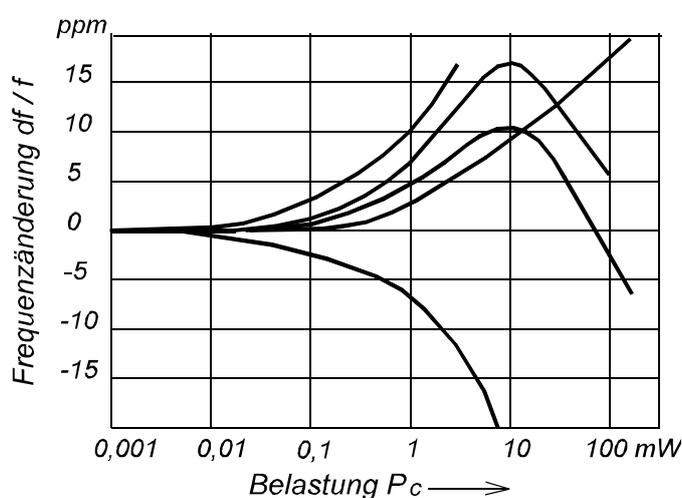


Bild 2.36 Großleistungsverhalten von Schwingquarzen

### 2.12.9 Kleinleistungsverhalten (DLD = Drive level dependence)

Im Bereich sehr kleiner Belastungen kann der Resonanzwiderstand von Schwingquarzen höhere Werte annehmen. Derartige Widerstandserhöhungen werden durch oberflächige Partialschwingungen hervorgerufen, z.B. lose Elektroden, elastisch angekoppelte Partikel im Größenbereich  $0,5\mu$  bis  $2\mu$  und kontaminative hochviskose Medien. Der Widerstand kann zu kleinen Leistungen hin ansteigen, aber auch bei bestimmten Leistungen einen Maximalwert erreichen (Bild 2.37). Diese Erhöhung des Resonanzwiderstandes bei kleiner Leistung kann zu Anschwingproblemen, besonders bei Oszillatoren mit geringer Anschwingteilheit führen. Die Hersteller von Schwingquarzen treffen Vorkehrungen, daß der Resonanzwiderstand der Schwingquarze über einen weiten Belastungsbereich möglichst konstant bleibt. Ein richtig dimensionierter Quarzoszillator schwingt noch sicher mit einem Quarz an, der einen dreifachen Resonanzwiderstand aufweist, als spezifiziert ist.

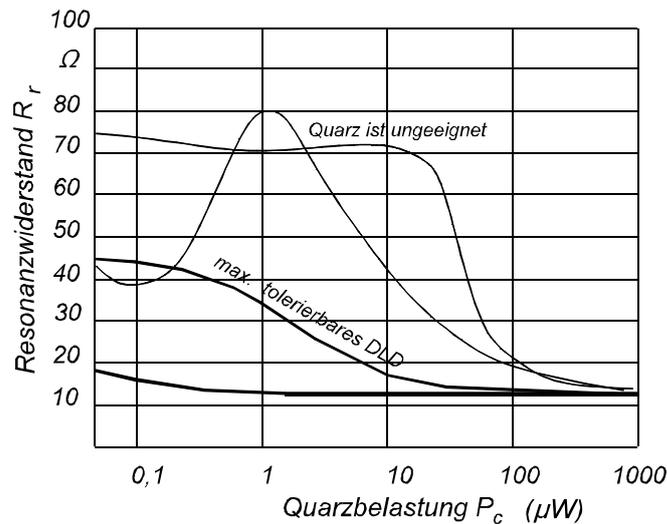


Bild 2.37 Kleinleistungsverhalten ( DLD )

Der beschriebene Widerstandsanstieg verschwindet nach dem Betrieb mit erhöhter Belastung, kehrt aber nach längerer Zeit (2-4 Wochen) wieder zurück. Nur mit sehr großen Schwingamplituden, die eine sehr große Überlastung bis an die Bruchgrenze des kristallinen Gefüges bedeuten, ist zum Teil die Lastabhängigkeit auf Dauer regenerierbar. Erhebliche Frequenzänderungen gehen mit diesem Verfahren einher, deshalb ist es kein Verfahren für den Anwender von Schwingquarzen. Ursachen für einen Widerstandsanstieg bei bestimmten Leistungen sind auch Verletzungen der Oberflächen der Quarzresonatoren und Spratzer vom Aufdampfen der Elektroden. Diese Änderungen des Resonanzwiderstandes mit der Belastung sind irreversibel, also nicht ausheilbar. Bild 2.38 zeigt ein solches Verhalten in einer anderen Darstellung, die man erhält, wenn in einer  $\pi$ -Glieder-Schaltung der Resonanzwiderstand über die Frequenz in dem sehr engen Bereich der Resonanz mit einem Netzwerkanalysator "durchgewobbelt" wird. Die Belastung ist Parameter. An dem Beispiel ist erkennbar, daß der Widerstandsanstieg nur in einem sehr engen Bereich der Belastung auftritt. Diese Eigenschaft von Schwingquarzen entzieht sich rationeller Prüfverfahren. Schon deshalb muß der Oszillator eine genügende Anschwingsicherheit haben.

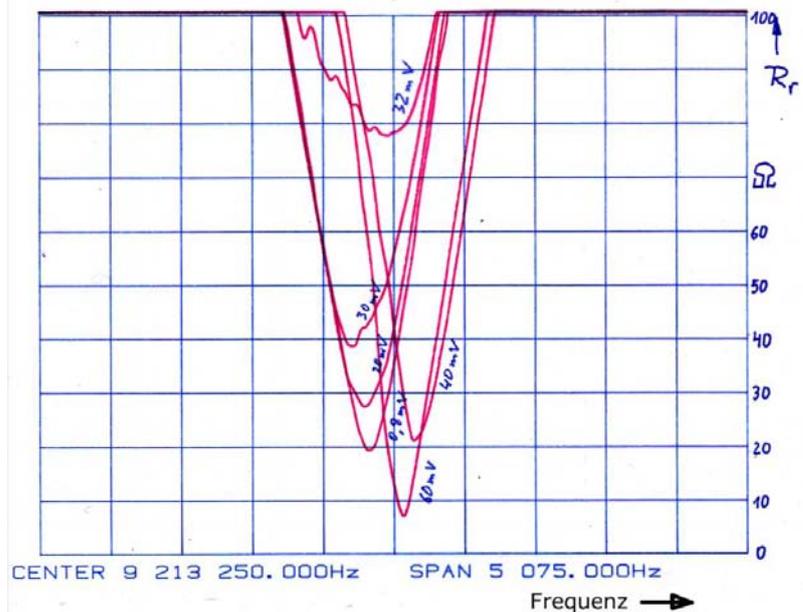


Abb. 2.38 Belastungsabhängigkeit des Resonanzwiderstandes

## 2.12.10 Nebenresonanzen

Aus der vollständigeren Gleichung für die Eigenresonanzen der Dickenschersungsschwingung

$$f_{n,m,p} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\rho} \left( \frac{\epsilon_{66} n^2}{d^2} + \frac{\epsilon_{11} m^2}{l_x^2} + \frac{\epsilon_{55} p^2}{l_y^2} \right)} \quad (20)$$

erkennen wir, daß der Hauptresonanz zu höheren Frequenzen hin eine Reihe von unharmonischen Scherungsschwingungen, die Nebenresonanzen, folgen (Bild 2.40). Es sind dies die antimetrische Dickenschersung und die Dickentwistschwingung verschiedener Ordnungen, die der Hauptresonanz des Grundtones ( $n=1$ ) oder des Obertones ( $n=3;5;7\dots$ ) folgen (Bild 2.39).

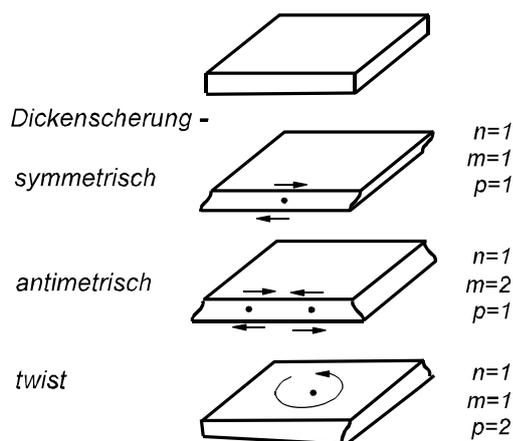


Bild 2.39 Dickenschersung, Nebenresonanzen

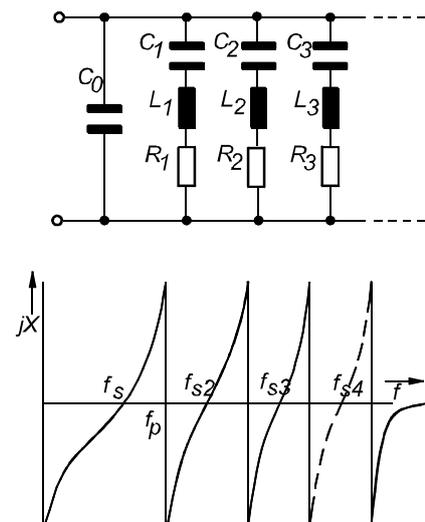


Bild 2.40 Ersatzschaltbild, Quarz mit Nebenresonanzen

Bei kleinen Elektrodendurchmessern und sehr dünner Plattierung (Energy-Trapping-Prinzip) können die Nebenresonanzen weitgehend unterdrückt werden. Die Resonanzwiderstände werden dann allerdings etwas hochohmiger. Deshalb wird diese Technik nur für Filterquarze angewendet.

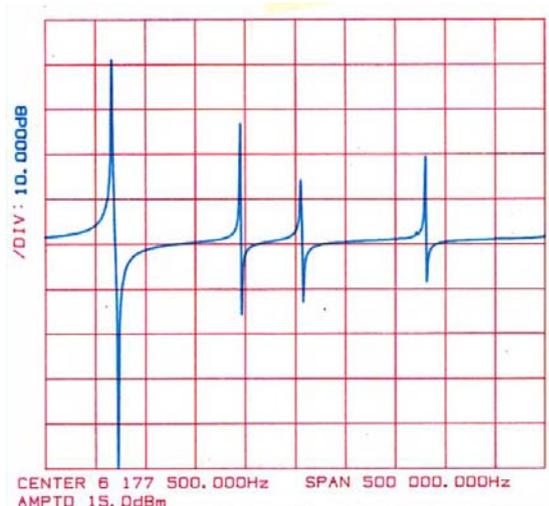


Abb. 2.41 Nebenresonanzspektrum

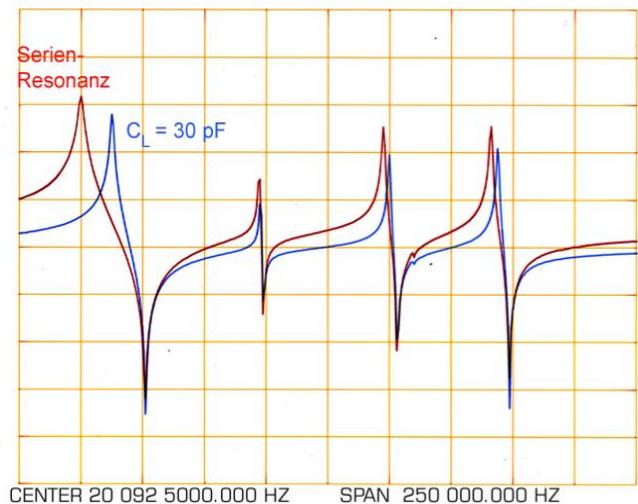


Abb. 2.42 Nebenresonanzen, Ziehverhalten - dyn.Kapazität

Bei Oszillatoranwendungen ist bei richtiger Auslegung der Oszillatorschaltung eine Unterdrückung der Nebenresonanzen um 3 dB ausreichend (Bild 2.41). Dadurch, daß die dynamische Induktivität der Nebenresonanz größer ist als die der Hauptwelle, ist die Anschlagzeitkonstante der Nebenresonanz gegenüber der Hauptresonanz größer. Der Oszillator wird also zuerst mit der Hauptwelle anschwingen, um dann in die Begrenzung zu gehen, dadurch wird nun ein Oszillieren mit der Nebenresonanz unterdrückt. Am Ziehverhalten der Nebenresonanzen ist leicht zu erkennen, daß die dynamische Kapazität der Nebenresonanzen kleiner ist. In Bild 2.42 ist die Frequenzänderung für eine Lastkapazität  $C_L = 30 \text{ pF}$  dargestellt. Die Einschwingzeit eines Oszillators bis zum Erreichen von 99% der Amplitude beschreibt die Gleichung mit  $t$  in ms,  $L_1$  in mH,  $k = \text{Amplitudenfaktor}$ ,  $R_N = \text{neg. Widerstand der Oszillatorschaltung}$ ,  $R_1$  in  $\Omega$ .

$$t \approx \frac{2 L_1 \ln k}{|R_N| - R_1} \quad (21)$$

### 2.12.11 Die Alterung

Unter Alterung versteht man bei Schwingquarzen die Abhängigkeit der Eigenschaften von der Zeit, insbesondere die der Resonanzfrequenz. Mit Alterung ist nicht die Kurzzeitstabilität gemeint, die eine statistische Frequenzänderung in Zeitintervallen von Bruchteilen einer Sekunde darstellt. Die langzeitbedingte Frequenzdrift (Alterung) von Schwingquarzen wird durch mehrere Ursachen bewirkt:

#### Materialbedingte Alterung:

Langzeitliche Veränderungen der Eigenschaften und der Struktur des Quarzkristalles, die auf die Eigenfrequenz des Schwingquarzes einen Einfluß haben. Es sind dies Versetzungen im Kristallgitter, die Wanderung von eingebauten Fremdatomen (Verunreinigungen), mechanische Spannungen, die bei synthetischen Rohquarzen durch zu schnelles Züchten auftreten.

#### Konstruktionsbedingte Alterung:

Schwingquarze, die für hohe mechanische Beanspruchungen konstruiert sind, erfordern eine sehr starre Halterung der Quarzscheibe im Schwingquarzgehäuse. Diese starre Halterung übt mechanische Kräfte auf den Resonator aus. Hieraus resultierende Frequenzänderungen müssen in Kauf genommen werden. Bei hohen Anforderungen an die Frequenzkonstanz wird die Halterung so konstruiert, daß sie möglichst keinen Einfluß auf die Frequenz des Schwingquarzes hat. Diese Quarze sind dann jedoch recht empfindlich gegenüber äußeren mechanischen Belastungen. Für normale Anwendungen wird ein Kompromiß zwischen den beiden Extremen gesucht. Wichtig ist ein hermetischer Verschuß des Schwingquarzgehäuses, um das Eindringen von Gasen und Dämpfen aus der umgebenden Atmosphäre zu verhindern. Durch Wasserdampfdiffusion in das Kristallgitter entsteht zum Beispiel eine negative Frequenzdrift von ca.  $\Delta f/f = 10^{-8} \dots 10^{-9}/h$ . Einen ähnlichen Einfluß haben Oxidationen oder korrosive Fremdgase. Kunststoffe sind wasserdampfdurchlässig. Deshalb kommen für Schwingquarzgehäuse nur hermetisch verschlossene Metallgehäuse, Keramik- oder Glasgehäuse in Frage.

#### Herstellungsbedingte Alterung:

Durch den Herstellprozeß bedingt und beeinflußt, werden Frequenzänderungen inisiert. Die Rückbildung dieser Einflüsse wirken sich als Alterung mit relativ kurzer und einflußbarer Zeitkonstante aus. Hier seien genannt: Störungen des Kristallgitters durch die mechanische Bearbeitung (Schleifen, Polieren). Rekristallisation des Elektrodenmaterials und die Diffusion des Elektrodenmaterials in das Kristallgitter. Verspannungen des Quarzresonators durch das Halterungssystem und die Befestigung des Resonators (Leitkleber) in der Halterung.

Die herstellungsbedingte Alterung kann zum Teil durch Optimierung der Prozesse minimiert werden und die Beruhigungsphase durch Stabilisierungsmaßnahmen verkürzt werden. Die Einleitung und der weitgehende Abschluß dieser Stabilisierungen gehören bei professionellen Schwingquarzen zum Fertigungsprozeß. Bei preisgünstigen Quarzen aus Großserienfertigungen ist diese Stabilisierung nicht immer abgeschlossen. Die Alterung ist ein Stabilisierungsprozeß, an dem alle genannten Einflußgrößen mehr oder weniger stark beteiligt sind. Einige Einflußgrößen werden ihren Gleichgewichts-

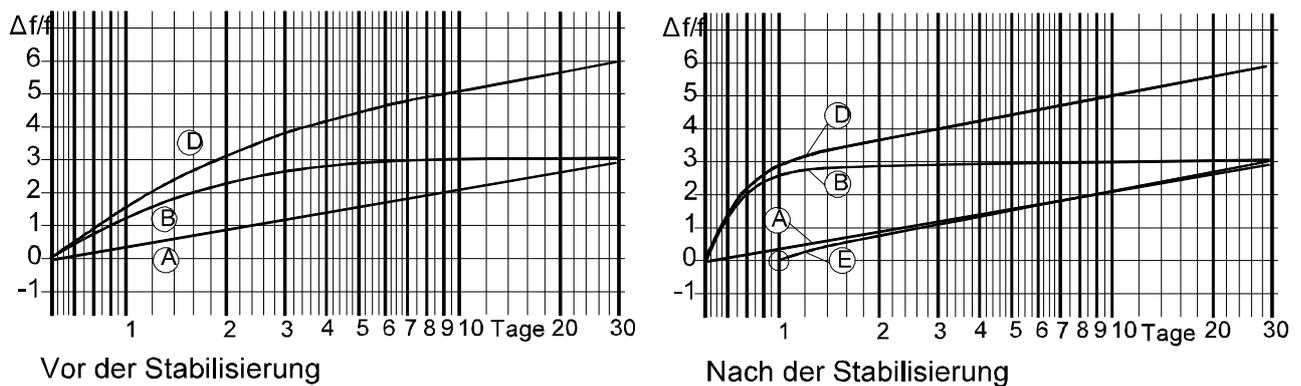


Bild 2.43 Stabilisierung der Frequenzunstabilität

zustand nach relativ kurzer Zeit erreichen, andere erst nach langer Zeit. Äußere Einflüsse, Stoß, Vibration, Temperaturschock, elektrische Überlastung können den Stabilisierungsprozeß stören oder einen neuen Alterungsablauf einleiten ("Wiedereinlauf"). Die durch den Fertigungsprozeß bedingten Einflüsse klingen meist in sehr kurzer Zeit (ein bis zwei Tage) auf vernachlässigbare Restfehler ab. Diese Einflußgrößen können unterschiedliche Richtungen der Frequenzänderung zur Folge haben (Bild 2.44).

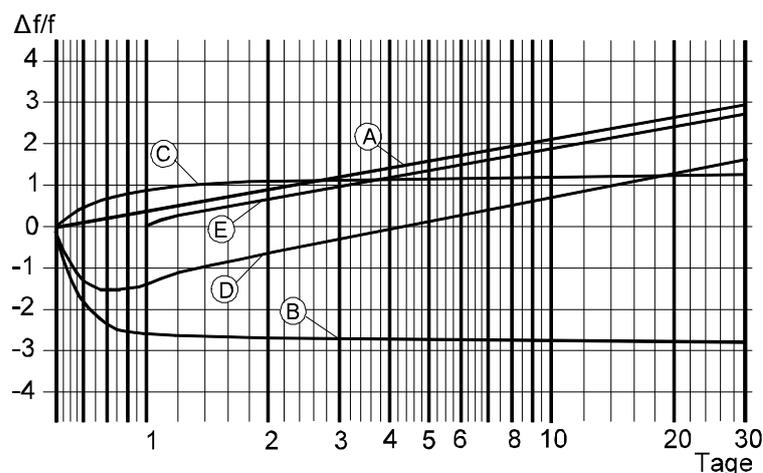


Bild 2.44 Alterung, Einflußgrößen

Einflußgrößen auf die Alterung (Bild 2.44):

- A) Die "natürliche" Alterung, die Alterung im eingelaufenen Zustand.
- B) Eine Komponente mit negativer Frequenzänderung, z.B. eine Stresskomponente hatte eine Frequenzänderung in positiver Richtung zur Folge. Durch das Ausgleichen der Spannungen kehrt nun die Frequenz zu ihrem niederen Ausgangswert zurück.
- C) Eine Komponente positiver Frequenzänderung.
- D) Die Summe aller Frequenzänderungen.
- E) Die Summe aller Frequenzänderungen bezogen auf den Meßwert nach dem ersten Meßtag.

Durch Temperieren kann der Einlaufprozeß beschleunigt werden. Die Alterung A) wird dabei nicht beeinflusst. Für die Beseitigung von Stress kann ein Temperaturwechsel vorteilhaft sein. Dieser Einlaufprozeß gehört nicht zur Alterung. Der Einlaufprozeß sollte vor dem Beginn der Alterung, bzw. vor der Anwendung der Schwingquarze abgeschlossen sein. Die nach der Stabilisierung verbliebene, manchmal mit natürlicher Alterung bezeichnete zeitliche Frequenzänderung ist die Alterung. Im praktischen Betrieb werden jedoch immer wieder in kleinem Maße mechanische Spannungen erzeugt, die zu einem erneuten Wiedereinlaufen führen. Siehe hierzu 2.12.12 Wiedereinlauf der Frequenz.

Die Größe der Frequenzänderung kann bei Großserienquarzen, in Bereichen von  $\Delta f/f \sim 10^{-6}$  liegen. Bei Präzisionsquarzen liegt die Alterung in Bereichen von  $\Delta f/f \sim 10^{-9}$ . Obertonquarze haben eine kleinere Alterung, weil die Oberfläche des Resonators im Vergleich zu seinem Volumen günstiger ist, gegenüber Grundtonquarzen gleicher Frequenz. Deshalb werden für Präzisionsanwendungen Obertonquarze verwendet. Die Alterung im eingelaufenen Zustand, die Langzeitalterung, kann mit guter Näherung mit der Gleichung (22) beschrieben werden:

$$\frac{\Delta f}{f} = k \ln \frac{t}{t_0} \quad (22)$$

Wenn die Alterung jeweils auf den Meßwert des ersten Tages bezogen wird, kann die Gleichung vereinfacht werden:

$$\frac{\Delta f}{f} = k \ln t \quad (23)$$

Im Bereich der Gültigkeit der Gesetzmäßigkeit nach Arrhenius können wir einführen:

$$k = K_0 e^{-\frac{E}{RT}} \quad (24)$$

Damit erhalten wir für Schwingquarze die Alterung in Abhängigkeit von der Temperatur:

$$\frac{\Delta f}{f} = K_0 e^{-\frac{E}{RT}} \ln t = K_0 K_T \ln t \quad (25)$$

mit  $T$  = Temperatur in K. Die Aktivierungsenergie  $E$  ist für jeden Quarztyp jeweils zu ermitteln. Die Tabelle ist mit  $E/R = 1018$  errechnet worden.

Quarztyp	$K_0$	$\Delta f/f$ ; 1 Jahr; 25°C max (praktische Werte)
Präzision, 3.Obt.	bis $0,1 \cdot 10^{-6}$	$0,02 \cdot 10^{-6}$
HC-6/U (Prof.)	bis $2 \cdot 10^{-6}$	$0,5 \cdot 10^{-6}$
HC-18/U (Cons.)	bis $7 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$
AT-Stab-Quarz	bis $10 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-6}$

Die Zunahme der Alterung beträgt unter der Annahme von  $E/R = 1018$  etwa 10% pro 10°C. Für überschlägige Rechnungen kann angenommen werden, daß eine Alterung über 30 Tage bei 85°C einer Frequenzänderung über ein Jahr bei 25°C entspricht. Der nach DIN 45103 genormte Alterungstest sieht eine Lagerung der Schwingquarze bei der Temperatur von 85°C über einen Zeitraum von 30 Tagen vor. Die Differenz aus den Frequenzmessungen nach dem dreißigsten Tag und dem ersten Tag nennen wir dann die Alterung  $A$  (vorausgesetzt, die Quarze waren eingelaufen).

$$K_0 = 5,0503 A \quad (26)$$

Durch den logarithmischen Verlauf der Alterung sind Angaben wie "Alterung kleiner als 0,1 ppm/Tag" unsinnig, es sei denn, es wird angegeben, wann dieser Tag stattfinden soll, etwa bei Auslieferung der Quarze oder nach einer Einlaufzeit von 6 Monaten. Besser ist es, Werte anzugeben, die unter den Meßbedingungen nach DIN 45103 ermittelt wurden. Unter diesen Bedingungen gemessene Alterungswerte von 0,5 bis 2ppm sind bei Quarzen aus einer Serienfertigung üblich. Bei Präzisionsquarzen werden Werte von  $10^{-9}$  erreicht.

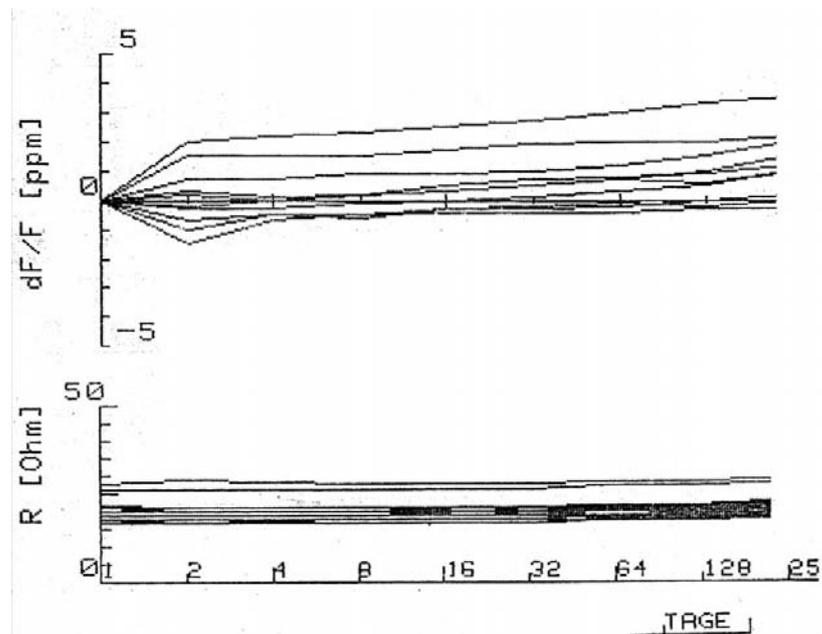


Abb. 2.45 Alterung, Meßergebnisse von Schwingquarzen aus der Serienproduktion

### 2.12.12 Wiedereinlauf der Frequenz

Bei der äußerst geringen Alterung von Präzisionsquarzen mit weniger als  $\Delta f/f = 10^{-8}$  wird ein stabiler, eingelaufener Zustand vorausgesetzt, d.h. konstante Temperatur, konstante elektrische Belastung, konstantes Schwerfeld usw.. Schwingquarze dieser Genauigkeitsklasse werden in einem Thermostat betrieben. Nach dem Ausschalten und Wiedereinschalten der Betriebsspannung muß der Thermostat wieder auf Betriebstemperatur gebracht werden. Je kürzer die Aufheizzeit des Thermostaten, um so größer werden mechanische Spannungen im Quarzresonator durch Temperaturfelder (Stress) sein. Hierdurch treten zusätzlich zum Temperaturgang der Frequenz weitere Frequenzänderungen auf, der Quarz macht bei jedesmaligem Einschalten einen erneuten, kürzeren Alterungsprozeß durch. Diese Zeit nach dem Wiedereinschalten, bis zum Erreichen einer vorgegebenen Frequenztoleranz, wird die Wiedereinlaufzeit genannt. Die Hochlaufzeit des Thermostaten ist hieran maßgeblich beteiligt. Deshalb sollte eine exakte Prüfung nur mit dem zugehörigen Thermostat durchgeführt werden. Eine übliche Angabe für die Wiedereinlaufzeit wäre z.B. 1 Stunde auf  $3 \times 10^{-9}$ , oder in 24 Std. auf  $1 \times 10^{-9}$ . Das Überschwingen und die Einlaufzeit kann auf etwa 1/2 bis 1/3 durch den Einsatz von SC-Schnitt Quarzen reduziert werden. Der SC-Schnitt ist ein doppelt gedrehter Schnitt und wird wegen der hiermit verbundenen hohen Kosten nur in besonderen Fällen eingesetzt. Er hat außerdem noch den Vorteil, daß er bei den üblichen Thermostat-Temperaturen eine besonders flache Frequenz-Temperatur-Kurve hat. Gegen eine nahe zweite Resonanz müssen schaltungstechnische Maßnahmen getroffen werden.

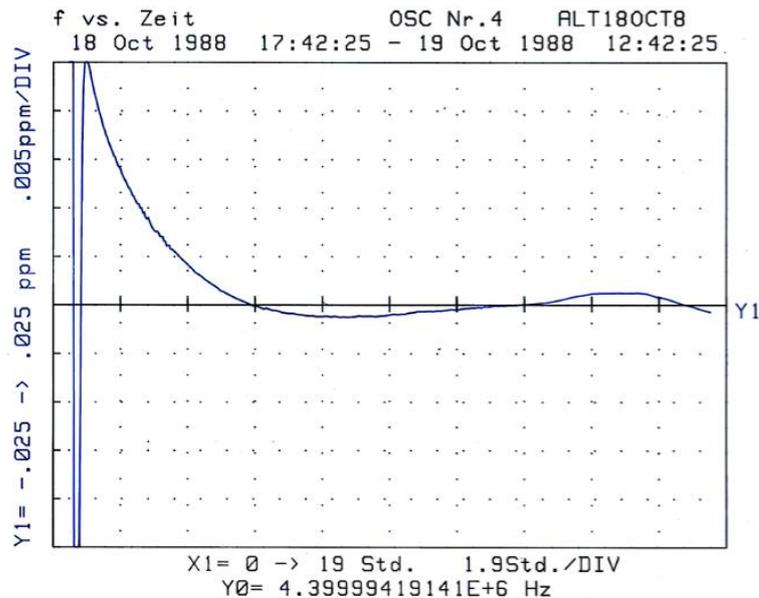


Abb. 2.46 Wiedereinlauf der Frequenz,  
Beispiel eines Präzisionsquarzes

### 2.12.13 Kurzzeitstabilität der Resonanzfrequenz

Die Kurzzeitstabilität beschreibt die kurzzeitigen Änderung der Frequenzwerte oder Phasen um den statistischen Mittelwert der Frequenz. Diese Schwankungen finden im Bereich von Bruchteilen von Sekunden bis Minuten statt. Die Kurzzeitkonstanz kann im Zeitbereich oder im Frequenzbereich als Phasenrauschen angegeben werden (siehe mehr in den Kapiteln 4 und 7). Bei Schwingquarzen wird die Kurzzeitkonstanz meist im Frequenzbereich beurteilt. Hierfür werden die durch die Frequenz- bzw Phasenmodulation entstandenen Seitenbänder ausgewertet. Die Angaben erfolgen entweder als Einseitenbandphasenrauschen  $\mathcal{L}(f)$ . Es ist das Verhältnis

$$\mathcal{L} = \frac{\text{ESB-Leistungsdichte}}{\text{Signalleistung}} \quad (27)$$

Der Wert wird bezogen auf 1 Hz Bandbreite in dBc angegeben. Oder es wird die spektrale Leistungsdichte der Frequenzschwankungen  $S_Y(f)$  angegeben.

An der guten Kurzzeitstabilität von Quarzoszillatoren ist der verwendete Schwingquarz maßgeblich als selektives Glied im Rückkoppelungsweig beteiligt. Für ein geringes Phasenrauschen eines Oszillators ist die hohe Schwingungsgüte  $Q$  des Resonators entscheidend. In der Simulation nach dem Leeson-Modell (Kap. 7.6) ist im trägernahen Bereich  $\mathcal{L}(f) \approx 1/Q^2$ . Gagnepain [12] fand bei Messungen an Quarzen im Abstand 1 Hz vom Träger sogar für das  $1/f$ - Rauschen eine Abhängigkeit von  $1/Q^4$  (Bild 2.47). Aber der Schwingquarz trägt auch selbst durch kurzzeitige Unstabilitäten zum Phasenrauschen

bei. Additive Rauschursachen des Quarzes sind der Elektrodenfilm, die Kontaktierung mit der Halterung, die Qualität der Oberfläche (Haarrisse) und vor allem die Sauberkeit der Oberfläche (Kontaminierung mit Fremdstoffen), die Schwingamplitude des Schwingquarzes. Allerdings hat auch die Anpassung des Quarzes an die Schaltung einen entscheidenden Einfluß auf die Kurzzeitstabilität des Oszillators. Eine Leistungsanpassung scheint optimal zu sein.

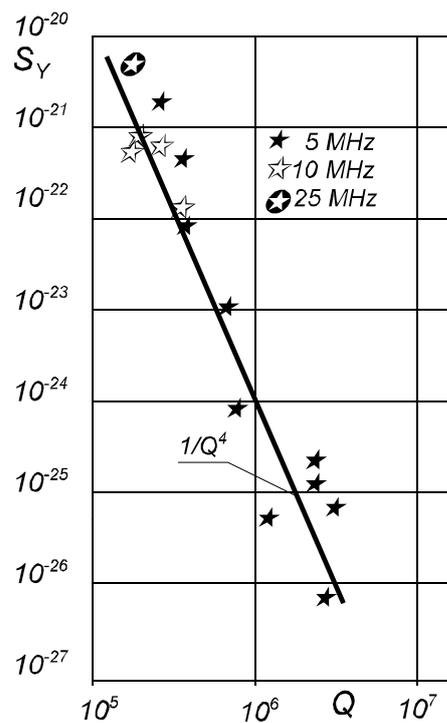


Bild 2.47 1/f-Frequenzrauschen  $S_Y$  (1Hz) in Abhängigkeit von der Quarzgüte  $Q$ .

## 2.13 Das Ersatzschaltbild

Das Ersatzschaltbild stellt die elektrische Wirkung des mechanischen Schwingers in der Schaltung dar. Nach der Theorie einer elektrisch-mechanischen Analogie entspricht die dynamische Kapazität  $C_1$  der elastischen Nachgiebigkeit und die Induktivität  $L_1$  der schwingenden Masse des Quarzresonators. Der Resonanzwiderstand  $R_1$  wird durch die dynamischen Schwingungsverluste gebildet. Diese dynamischen Größen bilden einen elektrischen Serienkreis, dem die statische Kapazität  $C_0$  parallel geschaltet ist (Bild 2.48).

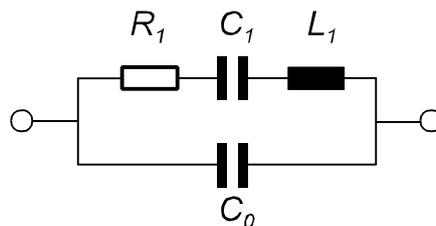


Bild 2.48 Ersatzschaltbild

Für hohe Frequenzen ist in besonderen Fällen das einfache Ersatzschaltbild nach Bild 2.48 nicht ausreichend. Im erweiterten Ersatzschaltbild (Bild 2.51) werden die Induktivitäten  $L_A$  der Halterungselemente im Quarzgehäuse (Bild 2.49) und der elektrische Widerstand  $R_E$  der aufgedampften Elektroden (Bild 2.50) berücksichtigt

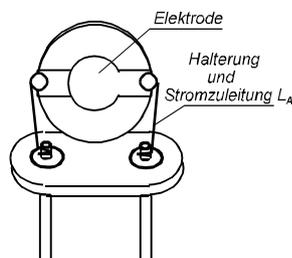


Bild 2.49  
Halterinduktivität

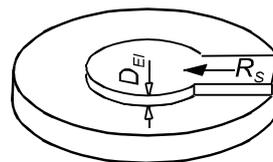


Bild 2.50  
Elektrodenwiderstand

Die internen Zuleitungsinduktivitäten der größeren Quarzgehäuse können nicht in das vereinfachte Ersatzschaltbild einbezogen werden. Jedoch sind die bei höheren Frequenzen gebräuchlichen kleinen Quarzgehäusen mit Bandhalterungen so kurz, daß diese Induktivitäten meist klein genug sind. Bei Schwingquarzen höherer Frequenz muß mit Rücksicht auf eine möglichst kleine Massenbelastung des Schwingers eine sehr dünne Anregungselektrode aufgedampft werden. Hierdurch ergibt sich eine schlechte Leitfähigkeit der dünnen Elektrodenschicht. Bei Frequenzen über 100 MHz kann der elektrische Widerstand der Elektrode die Größenordnung des Resonanzwiderstandes annehmen. Immer wenn eine genauere Nachbildung des

Scheinwiderstandverlaufes gebraucht wird, ist auf das erweiterte Ersatzschaltbild zurückzugreifen.

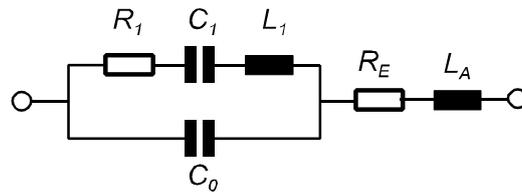


Bild 2.51 Erweitertes Ersatzschaltbild

Für die normalen Rechnungen mit den Ersatzdaten wird im Folgenden weiterhin das einfache Ersatzschaltbild nach Bild 2.48 zugrunde gelegt.

### 2.13.1 Die statische Parallelkapazität $C_0$

Die statische Parallelkapazität  $C_0$  ist die an den Anschlüssen des Schwingquarzes unmittelbar meßbare Kapazität. Sie ist die Elektrodenkapazität  $C_E$ , vermehrt um die Halterungs- und Streukapazitäten  $C_H$  innerhalb des Schwingquarzgehäuses. Die Elektrodenkapazität  $C_E$  wird durch die im allgemeinen beidseitig auf die Resonatoroberflächen aufplattierten Anregungselektroden gebildet. Der Abstand dieser Elektroden ist die Dicke  $d$  des Resonators, die bei Dickenschwernern durch die Resonanzfrequenz  $f_r$  gegeben ist. Aus der Gleichung für die Kapazität eines Plattenkondensators folgt:

$$C_E = \epsilon_0 \epsilon_{ii} \frac{A}{d} \quad (28)$$

$\epsilon_0 = 0,886 \cdot 10^{-14}$  F/mm;  $\epsilon_r = 4,7$ ;  $A$  = Elektrodenfläche ( $\text{mm}^2$ )

$$C_E \approx 2 \cdot 10^{-5} E^2 \frac{f}{n} \quad (29)$$

$E$  = Elektrodendurchmesser (mm);  $f$  = Resonanzfrequenz (kHz);  $n$  = Oberton  
Die Gehäusekapazitäten  $C_H$  sind mit etwa 0,8 pf anzusetzen. Mit den Gehäusekapazitäten  $C_H$  entsteht ein neues erweitertes Ersatzschaltbild (Bild 2.53).

Die beiden Streukapazitäten  $C_{HA}$  und  $C_{HB}$  werden durch die Kapazitäten zwischen den Elektroden und dem Gehäuse und durch die Kapazitäten der Stromdurchführungen gebildet. Diese Tatsache ist bei der Messung der statischen Kapazität  $C_0$  zu berücksichtigen, insbesondere wenn die Kapazität  $C_0$  mit einseitig geerdetem Anschluß gemessen wird und anschließend die dynamische Kapazität  $C_1$  ermittelt werden soll (Kapitel 2). Die Größe der Gehäusekapazität  $C_H = C_{Ha} + C_{Hb}$  hängt auch von der äußeren Beschaltung ab, da ja im Extremfall einer der beiden Streukapazitäten bei niederohmigem Abschluß und geerdetem Gehäuse kurzgeschlossen sein kann.

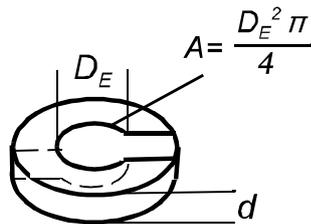


Bild 2.52 Elektrodenfläche

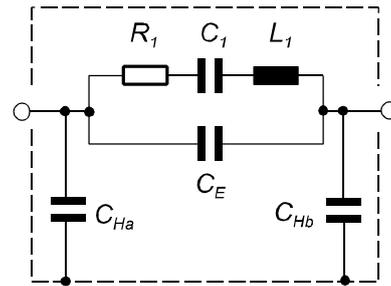


Bild 2.53 Streukapazitäten  $C_H$

### 2.13.2 Die dynamische Kapazität $C_1$

Die dynamische Kapazität  $C_1$  wird bestimmt durch die elastische Konstante  $s_{jj}$  und die piezoelektrische Konstante  $d_{ij}$ . Sie ist weiterhin, allerdings im Gegensatz zur statischen Kapazität beschränkt auf den schwingenden Teilbereich des Resonators, von der Elektrodenfläche  $A$ , der Dicke  $d$ , der Oberflächenkrümmung des Resonators

$$C_1 = \frac{32 \epsilon_0 \epsilon_{ij}}{\pi} \frac{d_{ij}^2}{s_{jj}} \frac{E^2}{d} \frac{1}{K_r n^2} \quad (30)$$

und der Ordnung des Obertons  $n$  abhängig (Bild 2.52).

Mit  $C_0$  erhalten wir das Kapazitätsverhältnis  $r$ :

$$\frac{C_0}{C_1} = r \quad \text{Oberton:} \quad \frac{C_0}{C_1} = n^2 l \quad (31)$$

Der Korrekturfaktor für die Oberflächenkrümmung (Linsenquarz)  $K_r$  liegt etwa zwischen 1 und 2,5. Für planparallele Resonatoren im Grundton ist  $K_r = 1$ , das Ka-

pazitätsverhältnis  $r$  etwa 200...220, im Oberton ist  $r$  etwa  $n^2$  mal größer. Die materialtypischen Werte der elastischen Konstanten  $s_{ij}$  und der piezoelektrischen Konstanten  $d_{ij}$  sind beim kristallinen Quarz richtungsabhängig. Damit ergeben sich für verschiedene Quarzschnitte unterschiedliche, typische Ersatzdaten. Durch die Richtungsabhängigkeit der piezoelektrischen Konstanten ergeben sich auch geringfügig unterschiedliche Werte der Ersatzdaten in Abhängigkeit von der Richtung der Anschlußfahnen der Elektroden zur Z-Achse.

### 2.13.3 Der Resonanzwiderstand $R_1$

Der Resonanzwiderstand  $R_1$  resultiert aus den Dämpfungen des Resonators. Zur Ermittlung der Gesamtdämpfung ist es zweckmäßig, die Dämpfungskonstante  $\tau_1 = R_1 C_1$  einzuführen. Die Dämpfung der Dickenschwungung wird hauptsächlich hervorgerufen durch: die viskose Dämpfung des Materials  $\tau_\alpha$ , die Dämpfung durch die endlichen Abmessungen des Resonators  $\tau_\phi$  und die Dämpfung durch das den Resonator umgebende Gas  $\tau_G$  (entfällt bei evakuierten Gehäusen) und dem meist vernachlässigbaren, elektrischen Widerstand der Elektroden  $\tau_E$ .

$$\tau_1 = \tau_\alpha + \tau_\phi + \tau_G + \tau_E = R_1 C_1 \quad (32)$$

$$\tau_1 = \frac{\eta_{66}}{c_{66}} + \frac{a}{\left(n \frac{D}{d}\right)^3} + \frac{0,412}{n \sqrt{f}} \sqrt{\rho_G \eta_G} \quad (33)$$

Die von inneren Verlusten des Materials abhängige Konstante  $\tau_\alpha$  beträgt bei in der Natur gefundenem Quarz (Bergkristall)  $\tau_\alpha = 10 \cdot 10^{-15}$  s. Bei dem heute fast ausschließlich verwendeten synthetischen Quarz liegt dieser Wert je nach Qualitätsklasse des Materials bei  $10 \dots 18 \cdot 10^{-15}$  s. Die erreichbaren Minimalwerte der von der Form des Resonators abhängigen Konstanten  $a$  betragen bei Planresonatoren  $a = 100 \cdot 10^{-10}$ , bei linsenförmigen Resonatoren  $a = 5 \cdot 10^{-10}$ . Die Werte für facettierte Planquarze liegen zwischen diesen beiden Werten. Bedingt durch notwendige Kompromisse in der Konstruktion und durch Fertigungsstreuungen liegen diese Werte  $a$  bis zum 3-fachen der angegebenen Minimalwerte, noch höher, wenn Sonderforderungen an weitere Parameter gestellt werden (Bild 2.54).

Die Tatsache, daß ein bestimmtes Produkt  $R_1 C_1$  bei festgelegten Resonatorabmessungen nicht unterschritten werden kann, könnte dazu verleiten, zur Erzielung kleinerer Resonanzwiderstände den Wert  $C_1$  durch sehr große Elektroden zu vergrößern. Aus Stabilitätsgründen ist hiervon abzuraten, weil durch Vergrößern des schwingenden

Bereiches der Rand des Resonators nicht mehr in Schwingungsruehe ist, die Halterung wird auf die Dickenscherschwungung Einfluß nehmen. Außerdem haben durch den großen Wert von  $C_1$  Schaltungskapazitäten einen größeren Einfluß auf die Arbeitsfrequenz. Beide Faktoren sind unerwünscht. Vielmehr sollte die Oszillatorschaltung so ausgelegt werden, daß eine genügende Rückkopplungsreserve vorhanden ist, zumal auch etwaige Schwankungen des Resonanzwiderstandes über den Temperaturbereich und die Belastungsabhängigkeit des Resonanzwiderstandes aufgefangen werden müssen. Da auch der Verstärkungsfaktor von Halbleiterschaltungen meist Temperatur und Betriebsspannungsschwankungen unterliegt, führt eine Auslegung der Schaltung ohne Reserven immer zu Problemen, spätestens bei der Serienproduktion der Geräte.

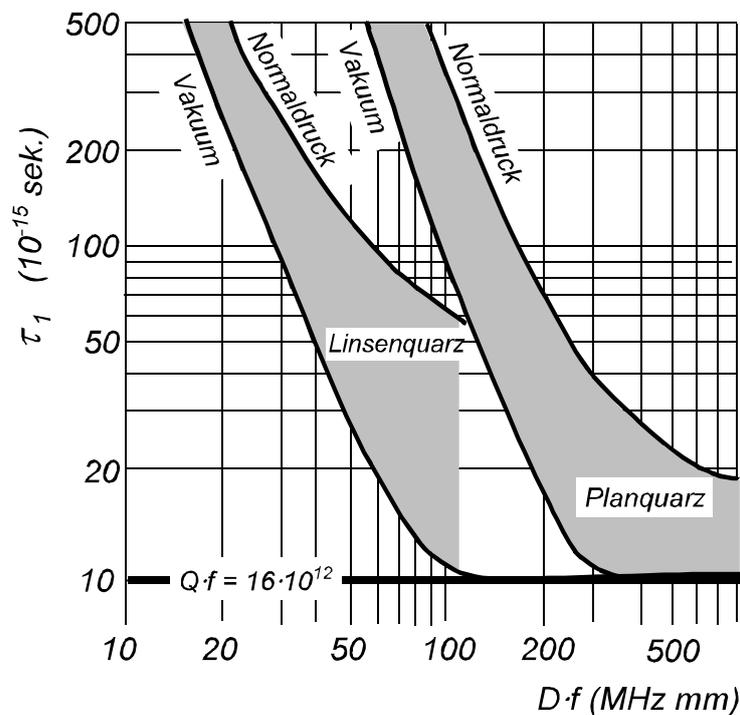


Bild 2.54  $\tau_1$  für AT-Schnitt-Quarze

### 2.13.4 Die Schwingungsgüte Q

Die Schwingungsgüte Q :

$$Q = \frac{1}{\omega C_1 R_1} = \frac{\omega L_1}{R_1} \quad (34)$$

ist bei ausreichend großem Resonatordurchmesser und evakuierten Gehäusen, also unter idealisierten Bedingungen durch die viskosen Verluste des Materials begrenzt. Entsprechend Kap.2.13.3 ist die maximal erreichbare Güte frequenzabhängig, sie nimmt mit zunehmender Frequenz ab (Bild 2.55):

$$Q \cdot f \approx 16 \cdot 10^{12} \quad (35)$$

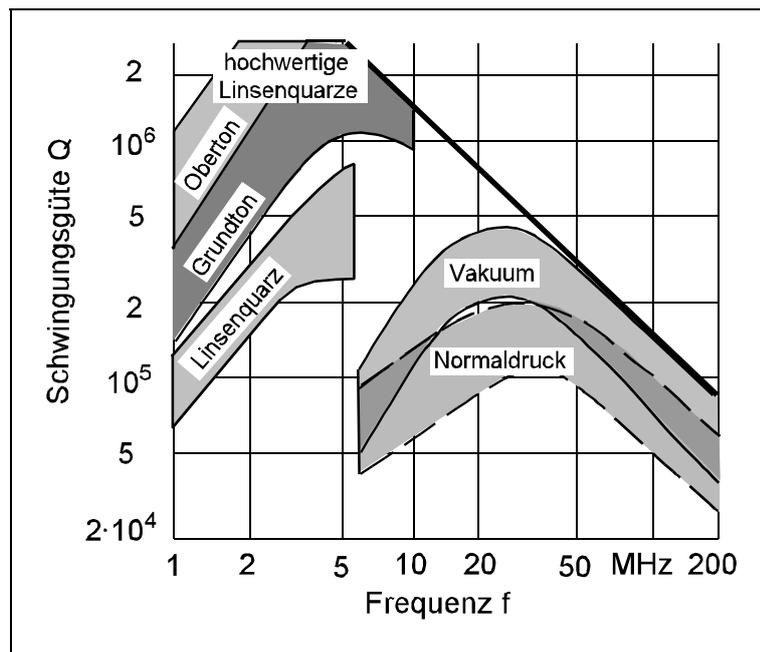


Bild 2.55 Schwingungsgüte bei AT-Schnitt Quarzen

S

chwingquarze mit besonders hoher erforderlicher Schwingungsgüte werden deshalb im Frequenzbereich 2...5 Mhz hergestellt. Andererseits hat es keinen Sinn, Schwingquarze höherer Frequenz als 200 MHz einzusetzen, weil durch die hier klein werdende Güte, die Kurzzeitkonstanz (Phasenrauschen) ungünstige Werte annimmt. In diesem Fall wird man mit entsprechender elektronischer Frequenzvervielfachung bessere Resultate erzielen.

## 2.14 Der Quarz in der Schaltung

### 2.14.1 Das Blindwiderstandsdiagramm

Für das Ersatzschaltbild erhalten wir den in Bild 2.56 dargestellten Blindwiderstandsverlauf. Wir finden zwei Frequenzen, für die unter Vernachlässigung der Verluste der Blindwiderstand null wird: Die vom Serienkreis  $L_1C_1$  gebildete Serienresonanzfrequenz  $f_s$  und etwas oberhalb dieser Frequenz die Parallelresonanzfrequenz  $f_p$ , gebildet durch die Parallelschaltung der statischen Kapazität  $C_0$  (Parallelkapazität) und der bei dieser Frequenz induktiven Komponente des Serienkreises, Bild 2.56

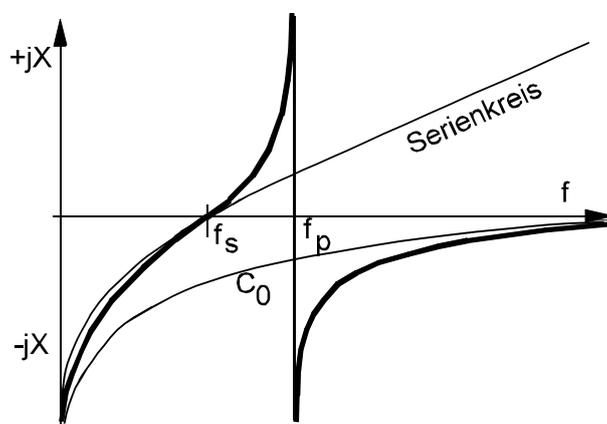


Bild 2.56 Blindwiderstandsdiagramm

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad (36)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}} \quad (37)$$

Der relative Frequenzabstand zwischen den beiden Frequenzen ist:

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} = \frac{1}{2r} \quad \text{mit } r = \frac{C_0}{C_1} \quad (38)$$

## 2.14.2 Die Ortskurve des Scheinwiderstandes

Obwohl die Darstellung des Ortskreises des Scheinleitwertes für Rechnungen in der Schaltung angenehmer ist, sollen hier die Begriffe der Schwingquarztechnik an der Ortskurve des Scheinwiderstandes erklärt werden, die begrifflich mit den Widerständen

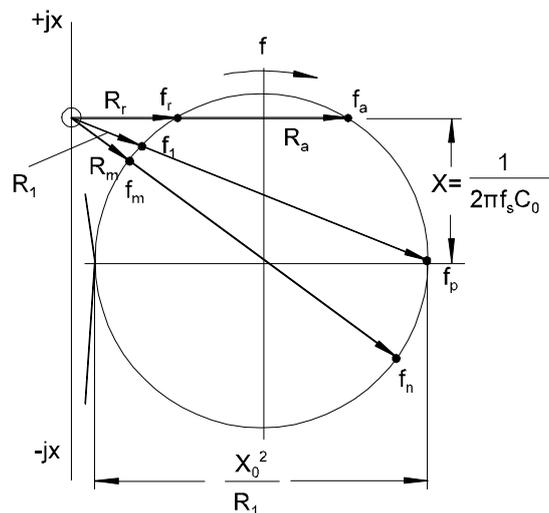


Bild 2.57 Ortskurve des Quarzscheinwiderstandes

des Quarzes im Zusammenhang stehen. Die Ortskurve, die Real- und Imaginärteil des Quarzscheinwiderstandes in Abhängigkeit von der Frequenz darstellt, verdeutlicht, daß durch die Wirkung der Parallelkapazität der Schwingquarz nicht genau bei der Serienresonanzfrequenz  $f_s$  reell ist.

Die Frequenz in der Nähe der Serienresonanz, bei der der Schwingquarz reell ist, wird **Resonanzfrequenz**  $f_r$  genannt, der hierzu gehörige Wirkwiderstand ist der **Resonanzwiderstand**  $R_r$ . Die Frequenz, bei der die Impedanz des Quarzes den minimalen Wert erreicht, ist die **Minimalimpedanzfrequenz**  $f_m$ . Die **Serienresonanzfrequenz**  $f_s$  liegt dazwischen.

Die Verlängerung ihres Vektors führt zur **Parallelresonanz**  $f_p$  am Größtwert von  $X_0^2/R_1$ . Bei der Parallelresonanz ist der Quarz weder reell, noch erreicht der Widerstand den Höchstwert. Für Oszillatoren gibt es keine Anwendung mit dieser Frequenz. Der Begriff der Parallelresonanz wird häufig mit dem Begriff der Lastresonanzfrequenz  $f_l$  verwechselt. Die Stelle auf dem Ortskreis mit der maximalen Impedanz ist die **Maximalimpedanzfrequenz**  $f_n$ . Schließlich am hochohmigen Schnittpunkt des Ortskreises mit der reellen Achse die **Antiresonanzfrequenz**  $f_a$  mit dem zugehörigen **Parallelwiderstand**  $R_a$ . Der Abstand der Frequenzen  $f_r$ ,  $f_s$  und  $f_m$  untereinander wird größer mit zunehmender Entfernung des Ortskreismittelpunktes von der reellen Achse durch die Wirkung von  $1/\omega C_0$ . Der zu  $f_r$  gehörende Resonanzwiderstand  $R_r$  wird hierbei größer. Bei ungünstigen Werten von  $X_0^2$  berührt der Ortskreis bei keiner Frequenz

die reelle Achse, die Parallelkapazität  $C_0$  muß kompensiert werden, üblicherweise durch Parallelschalten einer Induktivität  $L_{\text{Komp.}}$  (Bild 2.58). Dies ist auch bei Messungen zu beachten.

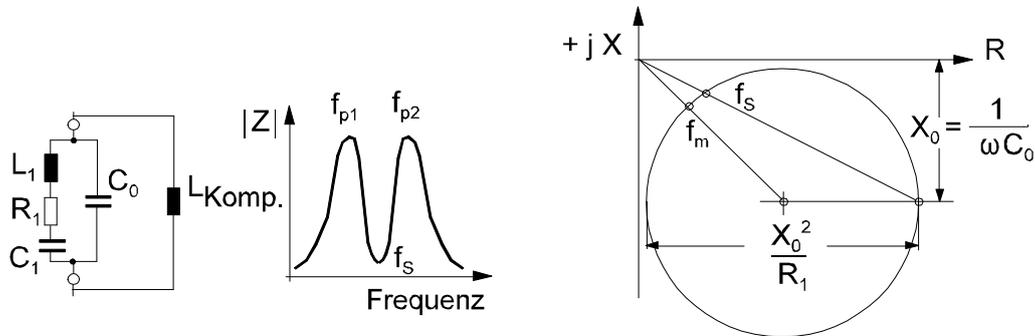


Abb. 2.58  $C_0$ -Kompensation

### 2.14.3 Der Schwingquarz mit Lastkapazität

Der Rückkopplungszweig der meisten Oszillatorschaltungen kann auf eine der PI-Schaltungen nach Bild 2.59 zurückgeführt werden. Der Schwingquarz wird oberhalb seiner Serienresonanz betrieben, er ist hier induktiv und bildet mit den beiden Kapazitäten  $C_A$  und  $C_B$  eine Resonanz, mit deren Frequenz der Oszillator schwingt. Zum gleichen Ergebnis führt die Schaltung nach Bild 2.59 C. In beiden Fällen erhalten wir eine neue Resonanzfrequenz, die sinnvoll Lastresonanzfrequenz  $f_L$  genannt wird. Aus dem Blindwiderstandsdiagramm Bild 2.59 A erkennen wir weiterhin, daß der Quarz nur zwischen der Serienresonanz und der Parallelresonanz induktiv ist und deshalb mit kapazitiver Belastung nur zwischen diesen beiden Frequenzen betrieben werden kann. Er wird also nie auf seiner Parallelresonanz betrieben.

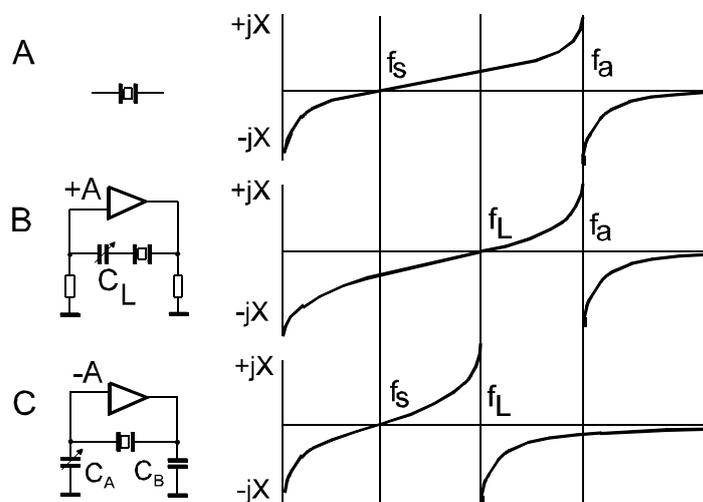


Bild 2.59 Blindwiderstandsdiagramm mit Lastkapazität

Die Frequenz mit der der Oszillator schwingt, wird nur durch die wirksame Lastkapazität  $C_L$  bestimmt. Diese ist bei der Bestellung von Quarzen anzugeben. Besondere Quarze für "Parallelresonanz" gibt es nicht. *Anmerkung:*  $1/CL \sim 1/CA + 1/CB$ . Die Lastresonanzfrequenz  $f_L$  liegt bei kapazitiver Last also immer über der Serienresonanzfrequenz  $f_s$ .

$$f_L = f_s + f_s \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad (39)$$

Die relative Differenz zwischen der Lastresonanzfrequenz  $f_L$  und der Serienresonanzfrequenz  $f_s$  ( $\approx f_r$ ) ist der "Lastresonanzfrequenzoffset" LO: (=  $D_L$  nach DIN-IEC 122)

Die durch Verändern der Lastkapazität erreichbare Frequenzänderung ist äußerst gering, aber ausreichend, um fertigungsbedingte Frequenztoleranzen (Quarz und Schaltung) auszugleichen. Hierzu wird der Kondensator  $C_A$  oder der dem Quarz in Serie liegende Lastkondensator  $C_L$  als Trimmkondensator ausgebildet. Die durch die Änderung der Lastkapazität erzeugte Frequenzänderung wird Ziehbetrag, Ziehbereich D oder im englischen Sprachraum auch Pulling Range PR genannt. Er beträgt:

$$D_{L1,L2} = PR = LO_1 - LO_2 = C_1 \frac{C_{L2} - C_{L1}}{2(C_0 + C_{L1})(C_0 + C_{L2})} \quad (41)$$

Die relative Frequenzänderung  $\Delta f_L / f_r$  für eine angegebene Änderung der Lastkapazität wird auch Ziehbarkeit des Schwingquarzes genannt (Pullability). Die wirksame Kapazität der Schaltung bei Mittelstellung des Ziehtrimmers muß der nominellen

$$D_L = LO = \frac{f_L - f_s}{f_s} = \frac{\Delta f_L}{f_s} = \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad (40)$$

Lastkapazität des Schwingquarzes entsprechen. Der Schwingquarzhersteller justiert die Lastresonanzfrequenz der Schwingquarze mit diesem angegebenen Nominalwert der Lastkapazität.

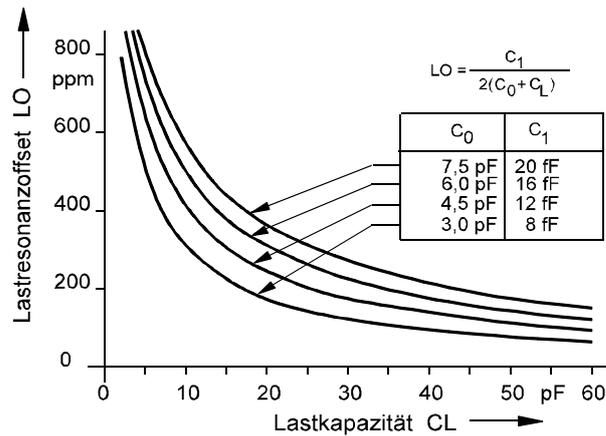


Bild 2.60 Lastresonanzoffset LO bei Quarzen unterschiedlicher Ersatzdaten

Der Differentialquotient der Lastresonanzfrequenz zur Lastkapazität  $\delta f_L / \delta C_L$  wird die relative Ziehempfindlichkeit  $S$  genannt.

$$S = \frac{\delta f_L}{\delta C_L} = - \frac{C_1}{2(C_0 - C_L)^2} \quad (42)$$

Dieser Ausdruck der Ziehempfindlichkeit ist hauptsächlich für Stabilitätsbetrachtungen brauchbar. Wir können aus den Bildern 2.60 und 2.61 entnehmen, daß eine größere Ziehbarkeit nicht nur mit Quarzen größerer dynamischer Kapazität erreicht wird, sondern die Wahl einer kleineren Lastkapazität wirkungsvoller sein kann.

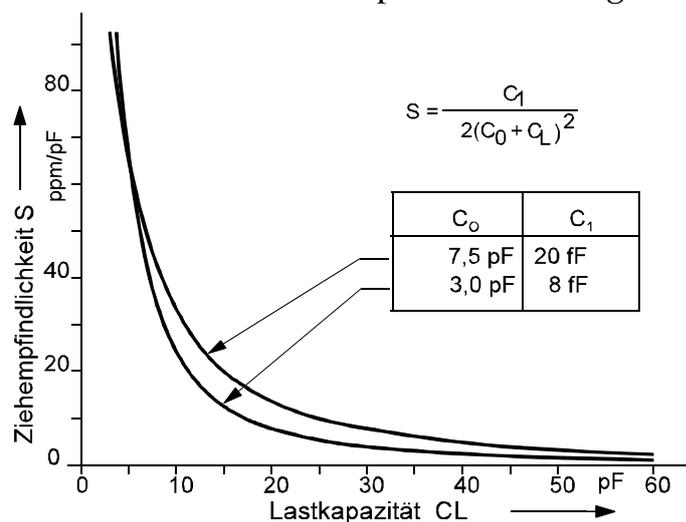


Bild 2.61 Ziehempfindlichkeit  $S$  bei Quarzen unterschiedlicher Ersatzdaten

Die nominelle Lastkapazität wird durch sämtliche, dem Schwingquarz parallel und in Serie liegende Kapazitäten gebildet. Weil die Streukapazitäten, Halbleiterkapazitäten und etwaige Phasendrehungen im Oszillatorverstärker schwer erfaßbar sind, ermittelt

man die wirksame Lastkapazität der Schaltung, indem mit einem Quarz bekannter Ersatzdaten die Arbeitsfrequenz  $f_w$  gemessen und aus der Ablage  $\Delta f_L$  gegenüber der Serienresonanzfrequenz entsprechend Gl.(40) die Lastkapazität  $C_L$  errechnet wird, siehe auch Beispiel 2.20.3. Liegt bei dieser Messung die Arbeitsfrequenz des Quarzoszillators tiefer als die Serienresonanz des Schwingquarzes, so ist die Schaltung induktiv (negative Lastkapazität). Meist wird die induktive Komponente durch unzulässige Phasendrehungen im Oszillator hervorgerufen. Diese Schaltung bzw. die Halbleiter mit ungenügend hoher Grenzfrequenz sind zu verwerfen. Aber auch unnötige Streukapazitäten sind zu vermeiden, weil sie die Ziehbarkeit einschränken und die Stabilität des Oszillators beeinträchtigen.

Bei Betrieb der Schwingquarze mit einer Lastkapazität kommen die transformierten Ersatzdaten des Schwingquarzes zur Wirkung. Bei Reihenschaltung des Schwingquarzes mit einer Lastkapazität  $C_L$  erhält man den Lastresonanzwiderstand  $R_L$  (früher eff. Serienwiderstand  $R_r$ )

$$R_L = R_r \left(1 + \frac{C_0}{C_L}\right)^2 \quad (43)$$

Parallel zum Quarz liegende Kapazitäten  $C_s$  vergrößern den Lastresonanzwiderstand  $R_L$  erheblich. Große Kapazitäten, wie Parallel angeordnete Ziehtrimmer können sogar den Lastresonanzwiderstand soweit vergrößern, daß die Schwingungen abreißen, weil die Rückkopplungsbedingung nicht mehr erfüllt ist. Ziehtrimmer sollen deshalb grundsätzlich nicht parallel zum Quarz geschaltet werden, sondern wie im Prinzip in Bild 2.62 angedeutet.

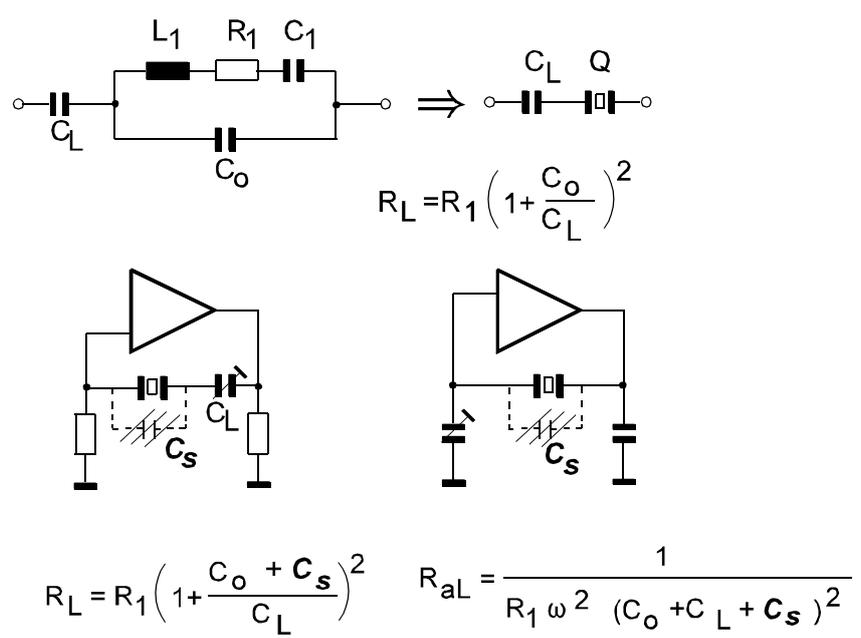


Bild 2.62 Transformation der Ersatzdaten

Der bei der Antiresonanzfrequenz  $f_a$  auftretende Parallelwiderstand  $R_a$  wird bei Parallelschaltung einer Lastkapazität  $C_L$  zum effektiven Parallelwiderstand  $R_{aL}$  transformiert (siehe Ortskurve des Scheinwiderstandes):

$$R_a = \frac{1}{R_1(2\pi f C_0)^2} \quad (44)$$

und

$$R_{aL} = \frac{1}{R_r(2\pi f)^2(C_0 + C_L)^2} \quad (45)$$

## 2.15 Ziehen der Quarzfrequenz im Oszillator

Bei der funktionellen Beeinflussung der Frequenz durch eingefügte Blindkomponenten, oder durch Verändern der Phasenlage im Rückkopplungsweg (Ziehen der Quarzfrequenz) sind einige unerwünschte Eigenschaften der Quarze zu beachten:

### 2.15.1 Kompensation des Temperaturganges der Frequenz ( TCXO )

Die Kompensation des Temperaturganges des TCXO erfolgt durch die temperaturabhängige Steuerung der Lastkapazität. Die für TCXO-Anwendungen einzusetzenden Quarze müssen über den Arbeitstemperaturbereich absolut dipfrei sein. Selbst kaum erkennbare Dip's, wie zB. in Bild 2.31 bei etwa  $-20^\circ\text{C}$  oder  $85^\circ\text{C}$  wirken nach der Kompensation als störender Restfehler der Frequenz. Aus den in 2.12.6 geschilderten Gründen ist die Quarzbelastung klein zu halten. Ebenso störend ist die Hysterese des Temperaturganges der Frequenz nach Umkehr der Richtung der Temperaturänderung. Bei der Bestellung von Schwingquarzen für TCXO-Anwendungen sind beide Eigenschaften zu spezifizieren:

- 1) Unstetigkeit der Frequenz-Temperaturkurve max. xx ppm
- 2) max. zulässige Hysterese im Arbeitstemperaturbereich xx ppm bei einer min. Änderungsgeschwindigkeit der Temperatur von  $xx^\circ\text{C}/\text{min}$ .

## 2.15.2 Ziehverhalten und Nebenresonanzen

In Filterschaltungen und Quarzdiskriminatoren ist die Auswirkung der Nebenresonanzen leicht übersehbar. In Oszillatorschaltungen ist ein Anschwingen auf Nebenresonanzen oder ein Umspringen auf eine Nebenresonanz bei richtiger Auslegung der Schaltung nicht möglich (siehe auch 2.12.10). Komplexer ist der Einfluß des Obertones mit seinen Nebenresonanzen auf das Verhalten von VCXO-Schaltungen:

Ein Quarzoszillator ist ein rückgekoppelter Verstärker mit einem Schwingquarz im Rückkopplungsweig. Der Oszillator schwingt mit der Frequenz, bei der die Schleifenverstärkung größer als eins ist und die Phasendrehung der gesamten Schleife den Wert  $2n\pi$  hat, d.h. mit der Frequenz, bei der die Schleife reell ist. Die Bedingung der Schleifenverstärkung ist nur bei der Resonanzfrequenz des Quarzes erfüllt, für die der Oszillator konstruiert ist. Die Phasenbedingung wird durch alle Resonanzen des Quarzes beeinflusst, die zur Schwingfrequenz des Oszillators harmonisch sind. Durch die Amplitudenbegrenzung des Oszillators hat die Oszillatorfrequenz einen großen Oberwellenanteil. Dieses Frequenzgemisch wird dem Rückkopplungsweig

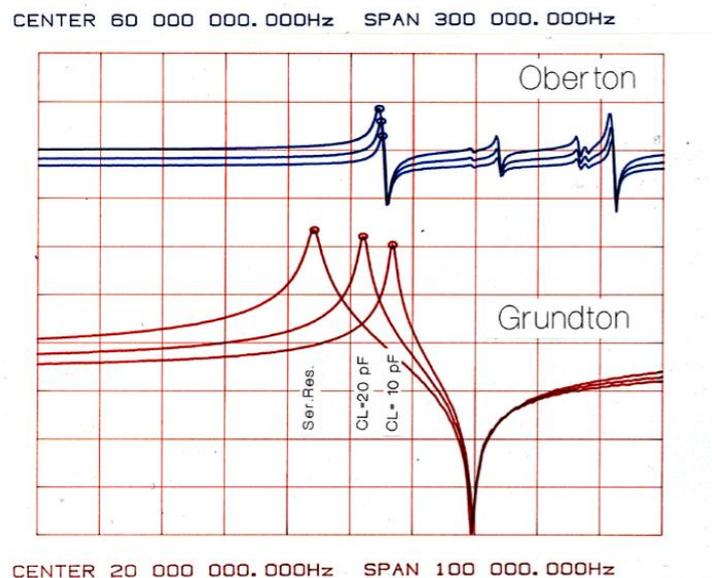


Abb. 2.63 Ziehverhalten von Grundton und Oberton

zugeführt. Bei Übereinstimmung einer Oberwelle der Oszillatorfrequenz mit einem Oberton des Quarzes, oder dessen Nebenresonanz wird die Phasenlage des zurückgekoppelten Signals beeinflusst. Dies wird beim starken "Ziehen" der Oszillatorfrequenz bedeutsam, besonders bei Grundtonoszillatoren. Die dynamische Kapazität  $C_1$  des Quarzes und damit der Ziehbetrag ist im Grundton etwa 9 mal größer als der, des 3.ten Obertones. Es ist also möglich, daß eine Resonanz des Quarzes im Obertonbereich harmonisch zum Grundton wird ( Bild 2.63).

Die Folge ist eine Diskontinuität in der Ziehkennlinie des Oszillators an dieser Stelle. In Systemen mit statischen Frequenzregelungen ist dies alles unbedeutend. In Systemen mit phasenabhängiger Frequenzsynchronisation wird die Synchronisation erheblich gestört, oder unmöglich, zB. die Synchronisation des Farbhilfsträgers mit einem Renck-Oszillator beim digitalen Fernsehen. In der Anwendung als Frequenz- oder Phasenmodulator entsteht eine Unstetigkeit in der Modulationskennlinie. Die Störungen werden besonders stark, wenn der Oszillatorausgang zur Frequenzvervielfachung selektiv auf die dreifache oder fünffache Oszillatorfrequenz abgestimmt wird. Bild 2.63 zeigt die Abhängigkeit der Grundtonfrequenz (unten) und der Obertonfrequenz (oben) von der Ziehkapazität  $C_L$ .

### 2.15.3 Ziehen der Quarzfrequenz durch Phasenregelung

In Systemen mit digitaler Frequenzaufbereitung wird auch die Frequenzabstimmung durch Regelung der Phase des rückgekoppelten Signals in der Oszillatorschleife vorgenommen. Ein Beispiel hierfür ist der "Renck-Oszillator" in Schaltungen des digitalen Fernsehens. Die phasenabhängige Steuerung der Frequenz erfolgt im Prinzip nach Bild 2.64.

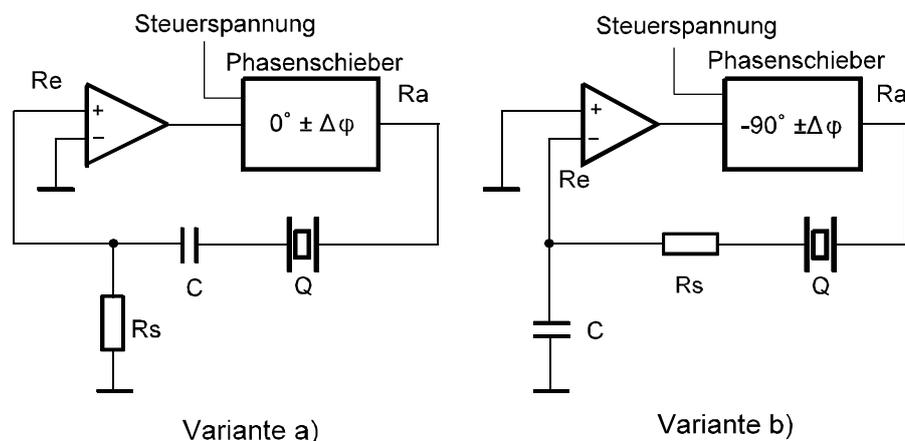


Bild 2.64 Phasengeregelter Oszillator, Prinzip

Eine Steuerspannung  $U_{st}$  erzwingt im Phasenstellglied eine entsprechende Phasendrehung. Die Oszillatorfrequenz folgt dann gemäß der Gleichung (48) dieser Phasendrehung.

$$\frac{2\Delta f}{f} = -\frac{\tan\varphi}{Q_{eff}} \quad (46)$$

Der Ziehbetrag hängt bei Vernachlässigung von  $C_0$  vom Produkt  $C_1 \cdot R_{eff}$  ab. In Oszillatorschaltungen mit kleinen Innenwiderständen  $R_e$  und  $R_a$  ist der durch die

$$\text{mit } Q_{eff} = \frac{1}{\omega C_1 R_{eff}} \quad \text{und} \quad R_{eff} = R_1 + R_s + R_e + R_a \quad (47)$$

Phasenänderung erzielte Frequenzhub relativ klein. Zur Vergrößerung der Hubsteilheit wird ein Dämpfungswiderstand  $R_s$  in die Schaltung eingefügt (Gl.47).

$$\frac{-\Delta f}{\tan \varphi} = \pi f^2 C_1 R_{eff} \quad (48)$$

Die Schaltung ist besonders kritisch gegen Resonanzen des Quarzes bei der dreifachen Oszillatorfrequenz, insbesondere die Variante a), die im Rückkopplungsweig einen Hochpaß  $R_s C$  enthält (Bild 2.64). Erheblich besser ist die Variante b), hier wirkt der Rückkopplungsweig als Tiefpaß und verringert den Oberwellenanteil im Rückkopplungsweig erheblich. Der Oszillatorverstärker muß in diesem Fall ein invertierender Verstärker sein, der Phasenschieber erzeugt eine Grundphasendrehung von  $-90^\circ$ .

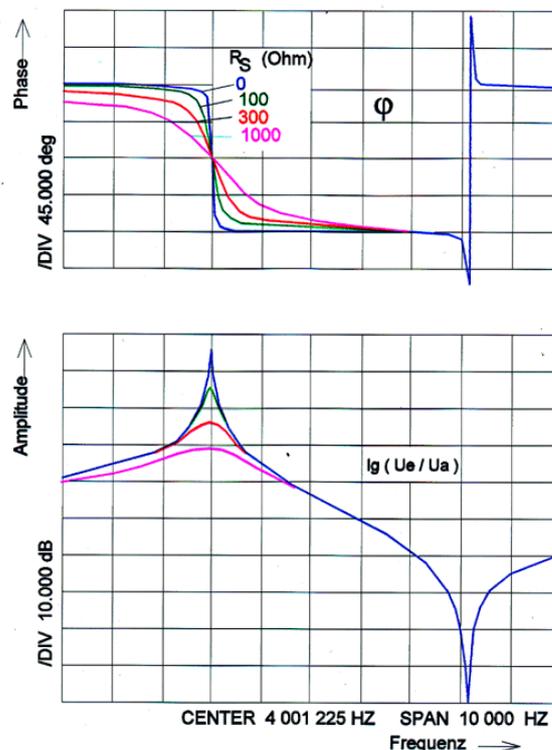


Abb. 2.65 Phasengang im Rückkopplungsweig  
 $R_A + R_B = 25 \Omega$ ,  $R_s = \text{Parameter}$

Der in dieser Schaltung verwendete Schwingquarz darf also bei den n-fachen Werten der Arbeitsfrequenz keine Resonanzen haben. Quarze (Dickenschwinger) haben bei Vielfachen ihrer Grundtonfrequenz nur in der Nähe ihrer Obertöne Resonanzen, im Falle eines Grundton-Oszillators ist also die dreifache Frequenz kritisch, die fünf-fache Frequenz ist bereits genügend gedämpft. Bei der Bestellung der Quarze ist dann also zusätzlich anzugeben, daß der Quarz z.B. bei der 3-fachen Nennfrequenz  $\pm$  dem Hub des Oszillators frei von Resonanzen sein muß. Im Fall der Version b) genügt hier eine Unterdrückung der Resonanzen um etwa 12 dB. Im Fall eines Oszillators im 3.Oberton liegen die kritischen Frequenzen um den 5.Oberton des Quarzes, also um  $5/3$  der Oszillatorfrequenz Bild 2.63).

## 2.16 Andere Nutzung der Scherungsschwingung von Schwingquarzen

Der Schwingquarz als Filterelement. - Passiv erregte Schwingquarze werden als Filterelement in Filterschaltungen mit einem oder mehreren Quarzen eingesetzt (siehe speziell Abschnitt Quarzfilter). Eine Besonderheit stellen hierbei die monolithischen Filterelemente dar. Sie nutzen die sonst als Nebenresonanzen störenden Schwingungsmoden der Dickenschwinger (Kap.2.12.10, Bild 2.39). Im Falle der "Dual's" werden die beiden Schwingungsmoden symmetrisch  $n_1 m_1 p_1$  und antimetrisch  $n_1 m_2 p_1$  genutzt.

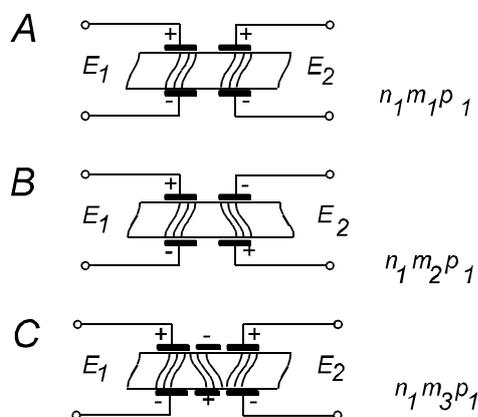


Bild 2.66 Moden der Scherungsschwingung bei monolithischen Quarzfiltern

Aus den Bewegungsrichtungen und den dazugehörigen Polaritäten in Bild 2.66 A und B kann für die gleichzeitige Nutzung beider Bewegungsarten (Schwingungsmoden) das Ersatzschaltbild nach Bild 2.67 gezeichnet werden. Durch Variation der Elektrodenfläche und des Elektrodenabstandes können Bandbreite und Dämpfungsverlauf beeinflusst werden. Die Realisierung von mehrpoligen Filterelementen durch die Anwendung von Moden höherer Ordnung ist möglich (Bild 2.66 C), erfordert aber einen sehr hohen Aufwand in der Präzision der Herstellung derartiger Filter.

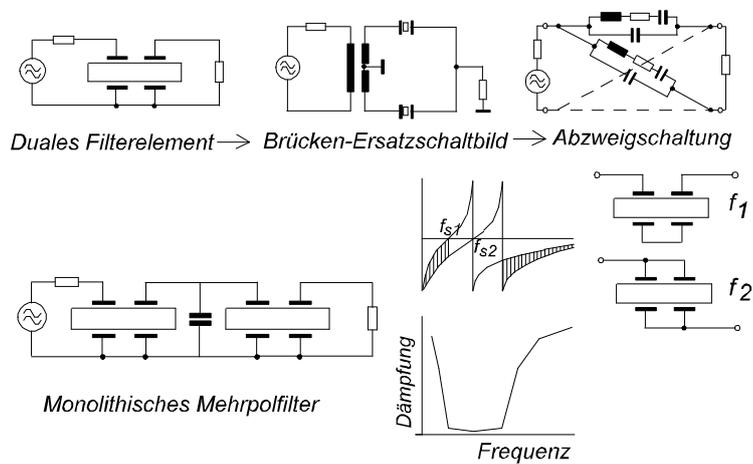


Bild 2.67 Monolithische Quarzfilter

## 2.17 Andere Wellenformen

Neben der bisher beschriebenen Nutzung von Volumenwellen (Bulkwave) werden auch Oberflächenwellen (OFW) (auch SAW = Surface Acoustical Wave) auf Quarzsubstraten genutzt. Überwiegend werden die OFW für Filter eingesetzt, aber auch als Resonator für Oszillatoren hoher Frequenzen (200 - 1000 MHz) und als Laufzeitglieder. Oberflächenwellen auf elastischen Körpern wurden zuerst von Rayleigh beschrieben (Lord Rayleigh, Proc. Math. soc. London 1887). Im Gegensatz zur Volumenschwingung, in der sich die akustische Welle im Schwingkörper (Resonator) ausbreitet, breitet sich die Welle der Oberflächenwellenschwingung nur auf der Oberfläche des Resonators aus (Bild 2.68). Die Eindringtiefe in den Körper des Resonators ist äußerst gering, sie beträgt etwa 2 Wellenlängen. Dadurch ist eine einfache und robuste Montage in einem Gehäuse möglich. Das Oberflächenelement braucht nur mit seiner unaktiven Unterseite auf einen Träger geklebt zu werden.

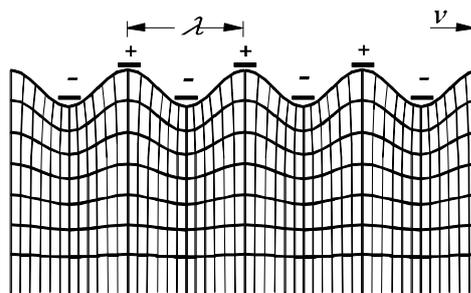


Abb. 2.68, Bewegung der Oberflächenwelle

Die Oberflächenwellen werden durch Elektrodenpaare auf ein und derselben Oberfläche des piezoelektrischen Wandlers erregt (Bild 2.69). Der Abstand  $d$  der Elektroden ist gleich der halben Wellenlänge  $\lambda$  ( $d = \lambda/2$ ), er bestimmt die Eigenfrequenz des Resonators, die Anzahl der Elektroden (Finger) die "Resonanzschärfe".

Mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit  $v$  der Oberflächenwelle erhalten wir die Eigenfrequenz  $f_0$  des Oberflächenelementes.

$$f_0 = \frac{nv}{\lambda} = \frac{nv}{2d} \quad (49)$$

Die Eigenfrequenz eines Oberflächenwellenelementes ist also bei der durch das Material vorgegebenen Ausbreitungsgeschwindigkeit  $v$ , nur vom Abstand der Elektroden abhängig. Die für die Anregung der Oberflächenwellen erforderlichen, kammartigen Elektroden, werden mit fotolithografischen Verfahren aufgebracht.

Durch die technischen Grenzen dieses Verfahrens und der notwendigen Poliertechnik

zur Erzeugung der ebenen und mikrostrukturarmen Oberflächen ist die obere Frequenzgrenze der OFW-Elemente gegeben. Der Frequenzbereich von OFW-Elementen erstreckt sich damit von etwa 80 MHz bis 1000 MHz, schließt also an den Frequenzbereich der Volumenwellen an.

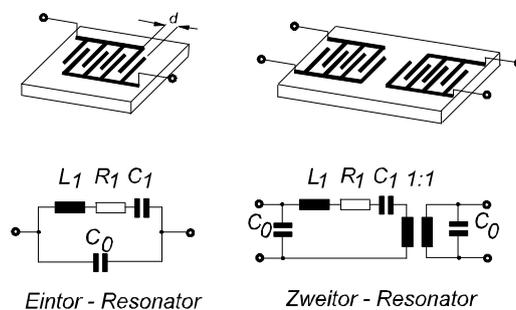


Bild 2.69 Oberflächenresonator

Die für OFW-Elemente verwendeten Schnittwinkel  $\theta = 36^\circ$  und  $42^\circ$  liegen nahe dem AT-Schnitt mit  $\theta = 35^\circ$ .

Die erreichbaren, frequenzabhängigen Schwingungsgüten entsprechen der Gl.(35), mit dem Faktor  $10 \cdot 10^{12}$  für evakuierte Gehäuse und  $5,6 \cdot 10^{12}$  für Normaldruck. Sie liegen also etwa bei 125 000 bis 6 000. Die entsprechenden Ersatzschaltbilder sind in Bild 2.69 dargestellt. Entsprechend der Ähnlichkeit des Ersatzschaltbildes der Volumenschwinger ergeben sich gleiche Blindwiderstandsverläufe. Auch die Wirkung von dazugeschalteten Blindwiderständen ist identisch. Es war daher naheliegend analoge Begriffe aus der Schwingquarztechnik hier beizubehalten. Der Temperaturgang der Frequenz entspricht einer Parabel der Gl.(14). Die Parabelkonstanten sind etwa  $a = (32 \cdot 10^{-9}/^\circ\text{C})$  und  $T_0 = 25^\circ\text{C}$ , Werte zwischen 0 und  $70^\circ\text{C}$  sind möglich.

f MHz	$C_0$ pF	$R_1$ $\Omega$	r	$C_1$ fF	Q $\cdot 10^3$
50 MHz	10	25	12000	0,85	150
500 MHz	2	20	12500	0,8	20
1000 MHz	1	100	6300	0,16	10

## 2.18 Quarzgehäuse und Halterung

Der Quarzvibrator ist in einer Halterung montiert, so daß er gegen mechanische

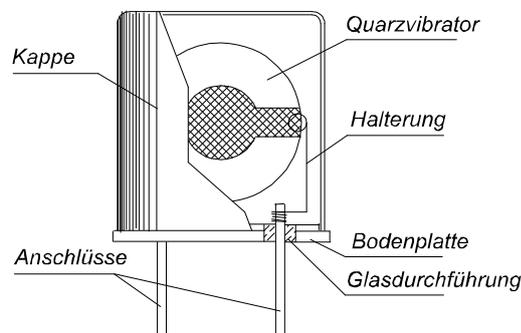


Bild 2.70 Schwingquarzgehäuse

Belastungen wie Stoß und Vibration geschützt ist. Diese Halterung ist so konstruiert, daß die Schwingungsgüte des Schwingquarzes möglichst wenig gedämpft wird. Außerdem wird über die Halterung die elektrische Verbindung zwischen den Anschlußdrähten und den Elektroden hergestellt. Das den Quarzvibrator in seiner Halterung umgebende Gehäuse schützt schließlich den Quarz vor mechanischen Beschädigungen und klimatischen und chemischen Einflüssen. Das Gehäuse ist normalerweise mit einem trockenen Gasgemisch aus 90% Stickstoff und 10% Helium gefüllt.

Der Heliumanteil dient zur Prüfung der Gehäuse auf Dichtheit mit einem Massenspektrometer. Der Taupunkt des Gasgemisches muß unterhalb der tiefsten Anwendungstemperatur der Schwingquarze liegen, damit es nicht zu Taupunkterscheinungen kommt. Bei Anwesenheit von Wasserdampf im Gehäuse z.B. bei undichtem Gehäuse, werden die Schwingquarze eine sehr schlechte Langzeitstabilität haben. Bei besonders hohen Ansprüchen an die Schwingungsgüte und Langzeitkonstanz der Schwingquarze werden die Gehäuse evakuiert. Für evakuierte Gehäuse sind besonders die Verschlußarten Glasverschmelzung und Kaltschweißtechnik geeignet.

Die Gehäuse sind in ihren Größen und der Verschleißtechnik genormt:

DIN 45 110

IEC 122-3

MIL H-10056

## 2.19 Verschlußtechniken

### 2.19.1 Löttechnik

Die gelöteten Gehäuse bestehen aus einer Gehäusekappe aus Neusilber und einer Bodenplatte aus Kovar mit in Glas eingeschmolzenen Durchführungsdrähten oder Stiften, ebenfalls aus Kovar (angepaßte Einglasung). Die Gehäusekappe wird in eine verzinnnte Sicke in der Bodenplatte durch Reflowlötung eingelötet. Die Kappe hat zu diesem Zeitpunkt eine Öffnung (Loch) zum Druckausgleich beim Lötvorgang. Durch diese Öffnung muß nach dem Verschluß die eingeschlossene Luft durch getrockneten Stickstoff und 10% Helium ersetzt werden. Diese Öffnung wird

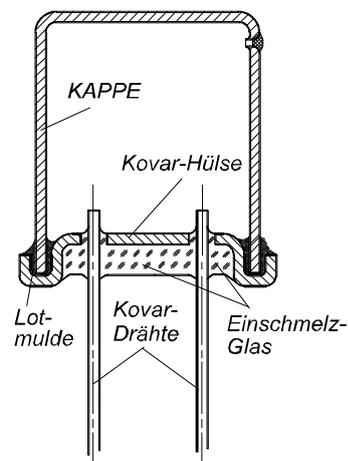


Bild 2.71 Löttechnik

dann durch Verlöten geschlossen. Bei dieser Verschlußtechnik besteht immer die Gefahr, daß Flußmittelreste oder Abdampfungen des Lotes in das Gehäuseinnere gelangen. Die Stabilität des Schwingquarzes wird hierdurch ungünstig beeinflusst.

### 2.19.2 Kalt-Preß-Lötung

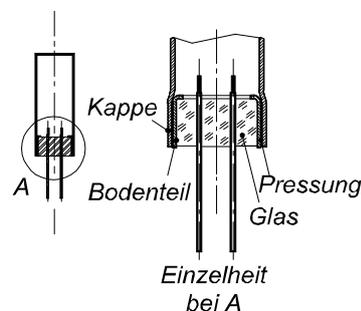


Bild 2.72 Kalt-Preß-Lötung

Die Kaltpreßlötung wird bei miniaturisierten Schwingquarzen in runden Gehäusen (Röhrchengehäusen) angewendet. Die verzinnnte Gehäusekappe wird unter hohem Druck auf das ebenfalls verzinnnte Bodenteil geschoben (gepreßt). Die Kappe wird hierbei leicht verformt (aufgeweitet). Durch den hohen Druck kommt es zur örtlichen Verschmelzung des Zinns. Technologisch liegt diese Verschlußart zwischen der Lötung und der Kaltverschweißung. Die Verbindung der Kappe mit der Bodenplatte wird im Vakuum oder unter Stickstoffatmosphäre durchgeführt. Die Prüfung der Dichtheit des Verschlusses ist wegen des kleinen Gehäusevolumens problematisch.

### 2.19.3 Kaltschweißung (Cold-Weld = CW)

Der Aufbau der Halterung entspricht im Prinzip der gelöteten Version. Die Gehäusekappe ist aus Kupfer, vernickelt. Die Bodenplatte mit der Glasdurchführung ist aus Kovar, kupferplattiert und vernickelt. Beide, Bodenplatte und Gehäuseplatte, werden unter so hohem Druck, ohne äußere Wärmezufuhr zusammengepreßt, daß eine gasdichte Verschweißung eintritt. Die Verschweißung erfolgt in einem Kabinett mit Stickstoff- Heliumatmosphäre oder im Vakuum. Dieser sehr saubere Verschluß ermöglicht sehr geringe Alterungsbeträge der Quarze.

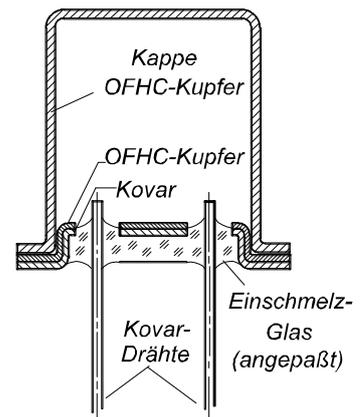


Bild 2.73 Cold Weld - Verschluß

### 2.19.4 Widerstandsschweißung (Resistance-Weld = RW)

Die heute am häufigsten angewendete Verschlußart ist der RW-Verschluß. Eine Stahl-Bodenplatte mit Druckglasdurchführungen wird mit einer Stahlkappe im Ringbuckel-Widerstands-Impuls-Schweißverfahren verschweißt. Die Bodenplatte hat eine Schneide (Ringbuckel), die unter einem Vordruck mit der Kappe zusammengedrückt wird. Unter erhöhtem Druck erfolgt die Verschweißung längs dieses Ringbuckels durch einen Stromimpuls. Dieser Verschluß erfolgt unter Stickstoffatmosphäre mit einem 10% Anteil von Helium, zum Nachweis etwaiger Undichtheiten mit einem Heliumlecktester.

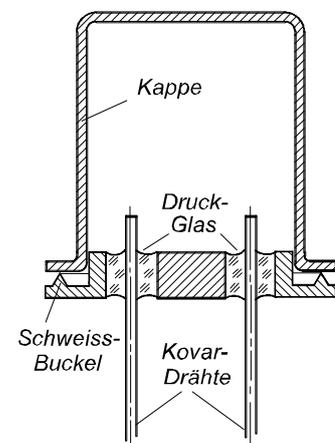


Bild 2.74 Widerstandsschweißung

## 2.19.5 Glaseinschmelzung

Für höchste Ansprüche an die Langzeitkonstanz wird die Allglastechnik angewendet. Bodenplatte und Kappe bestehen aus Glas. Für die induktive Erwärmung der Schmelzstelle trägt die Bodenplatte einen Kovarring. Die Verschmelzung erfolgt im Vakuum durch induktive Erwärmung. Durch die besonders günstigen Bedingungen zur Reinigung der Glasgehäuseteile vor der Montage und die durch diese Technik ermöglichten Hochtemperaturprozesse werden besonders gute Langzeitstabilitäten der Quarze erreicht. Die Glas-Verschlußtechnik ist sehr kostenaufwendig.

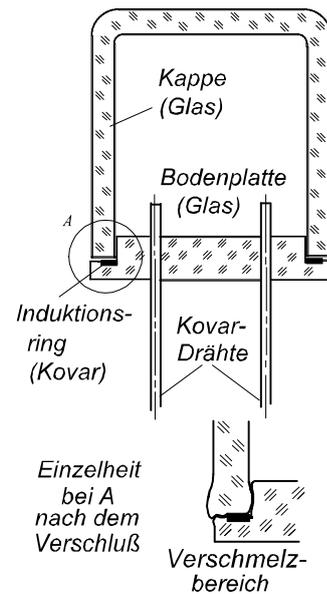


Bild 2.75 All-Glas-Gehäuse

## 2.19.6 Ceramic-Gehäuse SMD

Das Gehäuse ist in Mehrschichtkeramik hergestellt, sodaß die Stromdurchführungen durch die Keramik nach außen zu den verstärkten SMD Lötflächen erfolgen kann. Nach der Montage des Quarzschwingers, hier ein in Fotoätztechnik hergestellter Stimmgabelquarz, Dehnungsschwinger oder AT-Schnitt-Dickenschwinger, wird der Glas- oder Metalldeckel auf das Gehäuse im Vakuum

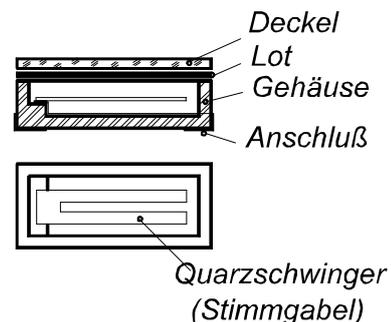


Bild 2.76 SMD-Keramik-Gehäuse

aufgelötet. Das Keramikgehäuseteil und gegebenenfalls der Glasdeckel sind hierfür an der Lötstelle metallisiert. Die Abbildung zeigt nur eine von vielen Varianten dieser Gehäusetechnik.

## 2.19.7 SMD-Gehäuse

Andere SMD-Gehäuse bestehen aus Metallgehäusen, die zur SMD-Montierbarkeit mit einem Kunststoffteil umpresst sind. Es ist nicht immer äußerlich erkennbar, welche Verschlußart sich in der Kunststoffumpressung verbirgt, sodaß keine allgemeingültigen Angaben über die Eigenschaften wie z.B. der Alterungssicherheit gemacht werden können.

## 2.20 Rechenbeispiele zum Kapitel 2.14

**Beispiel 1:** Der Hersteller des Schwingquarzes hat den Quarz genau auf der Serienresonanz abgeglichen. Mit welcher Lastresonanzfrequenz schwingt der Quarz mit einer Lastkapazität von  $C_L = 30 \text{ pF}$  ?

Die Daten des Schwingquarzes sind:  $f_r = 10\,000 \text{ kHz}$

$$C_0 = 5,5 \text{ pF}$$

$$C_1 = 25 \text{ fF}$$

$$f_L = f_r + f_r \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad (50)$$

Mit Gl.(39):

$$f_L = 10 \cdot 10^6 + 10 \cdot 10^6 \frac{25 \cdot 10^{-15}}{2(5,5 + 30) \cdot 10^{-12}} = 10003,521 \text{ kHz} \quad (51)$$

Die Lastresonanzfrequenz liegt also 3,521 kHz höher als die Serienresonanzfrequenz.

**Beispiel 2:** Wie groß ist die Frequenzänderung, wenn sich die Schaltungskapazität durch Temperatur, Betriebsspannung und Feuchtigkeit um 0,5 pF ändert ?

Die Daten:

Nominalkapazität der Schaltung:  $C_L = 30 \text{ pF}$ ,

die Ersatzdaten des Quarzes:  $f_r = 10\,000 \text{ kHz}$ ;

$$C_0 = 5,5 \text{ pF}$$

$$C_1 = 25 \text{ fF}$$

$$S = \frac{\delta f_L}{\delta C_L} = - \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)^2} \quad (52)$$

Mit Gl. (42):

$$S = - \frac{25 \cdot 10^{-15}}{2(35,5 \cdot 10^{-12})^2} = -9,9 \cdot 10^6 / F = -9,9 \cdot 10^{-6} / \text{pF} \quad (53)$$

Für eine Änderung der Schaltungskapazität um 0,5 pF

also  $\Delta f/f = 4,9 \cdot 10^{-6}$

**Beispiel 3:**

Die Ermittlung der wirksamen Lastkapazität eines Quarzoszillators. Die

Serienresonanzfrequenz des oben genannten Schwingquarzes wurde genau ermittelt, sie beträgt  $f_s = 9\,995\,507$  Hz. Die Ersatzdaten wurden ebenfalls gemessen:  $C_0 = 5,5$  pF;  $C_1 = 25,0$  fF.

Der Oszillator schwingt mit dem Quarz auf der Arbeitsfrequenz  $f_w = 10\,000\,052$  Hz. Wie groß ist die Schaltungskapazität (wirksame Lastkapazität) ?

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad (54)$$

$$C_L = \frac{f_s C_1}{2\Delta f} - C_0 \quad (55)$$

$$C_L = \frac{10 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-15}}{2 \cdot 4545} - 5,5 \cdot 10^{-12} = 23 \text{ pF} \quad (56)$$

Mit  $\Delta f = f_w - f_s = 4545$  Hz :

Sollte bei dieser Messung die Arbeitsfrequenz  $f_w$  tiefer als die Serienresonanzfrequenz  $f_s$  liegen, erhalten wir eine negative, wirksame Lastkapazität  $C_{LW}$ , die Schaltung ist induktiv.

**Beispiel 4:** Die Schwingquarze wurden für den Betrieb mit einer Lastkapazität  $C_L = 20$  pF bestellt (und deshalb vom Hersteller mit diesem Wert der Lastkapazität  $C_L = 20$  pF auf  $F_L = 10\,000,00$  kHz abgeglichen). - Mit welcher Arbeitsfrequenz  $f_w$  schwingt der Oszillator aus Beispiel 2.20.3 ?

Entsprechend Gl.(40) und Gl.(41) erhalten wir:

$$\frac{f_w - f_s}{f_s} - \frac{f_L - f_s}{f_s} = \frac{f_w - f_L}{f_r} = \frac{C_1(C_L - C_w)}{2(C_0 + C_L)(C_0 + C_w)} \quad (57)$$

$$\frac{f_w - f_L}{f_r} = \frac{25 \cdot 10^{-15}(20 - 23) \cdot 10^{-12}}{2(5,5 + 20) \cdot 10^{-12}(5,5 + 23) \cdot 10^{-12}} = -52 \cdot 10^{-6} \quad (58)$$

oder  $f_w - f_L = -52 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^6$  Hz = -520 Hz

Der Oszillator schwingt mit diesen Quarzen also 520 Hz unter 10,0000 MHz.

### Beispiel 5:

Der Hersteller hat die Schwingquarze mit einer Lastkapazität  $C_L=30$  pF abgeglichen. Die Abgleichtoleranz (Auslieferungstoleranz) ist  $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ . Die Ersatzdaten der Quarze wie Beispiele 1- 4. Kann diese Toleranz mit einem Trimmer ausgeglichen werden, mit dem die Gesamtkapazität der Schaltung vom Minimalwert  $C_{L2} = 25$  pF bis zum Maximalwert  $C_{L1} = 35$  pF variiert werden kann ?

Mit Gleichung (41):

$$LO_1 - LO_2 = C_1 \frac{C_{L2} - C_{L1}}{2(C_0 + C_{L1})(C_0 + C_{L2})} \quad (59)$$

a)  $C_{L1} = 30$  pF (Nominalwert)

$C_{L2} = 25$  pF (min. Schaltungskapazität)

$$\frac{\Delta f}{f} = 25 \cdot 10^{-15} \frac{(30 - 25) \cdot 10^{-12}}{2(5,5 + 30) \cdot 10^{-12} (5,5 + 25) \cdot 10^{-12}} = + 57,7 \cdot 10^{-6} \quad (60)$$

b)  $C_{L1} = 35$  pF (Nominalwert)

$C_{L2} = 30$  pF (max. Schaltungskapazität)

$$\frac{\Delta f}{f} = 25 \cdot 10^{-15} \frac{(30 - 35) \cdot 10^{-12}}{2(5,5 + 30) \cdot 10^{-12} (5,5 + 35) \cdot 10^{-12}} = -43,5 \cdot 10^{-6} \quad (61)$$

Die Trimmervariation zum kleinen Wert (25 pF) ist gerade ausreichend, Streuungen der Schaltungskapazitäten können allerdings nicht mehr ausgeglichen werden. Zur oberen Kapazität ist die Trimmervariation zu klein. Quarze der oberen Toleranzgrenze können nicht auf die Sollfrequenz gezogen werden. Etwaige Alterungsbeträge können ebenfalls nicht ausgestimmt werden.

## 2.21 Verwendete Formelzeichen

a	Formfaktor für AT-Schnitt-Quarze
a,b,c	Konstanten für den Temperaturgang der Frequenz
$C_0$	statische Kapazität
$C_1$	dynamische Kapazität
$C_E$	Kapazität der Elektroden
$C_H$	Kapazität der Halterung
$C_L$	Lastkapazität
$C_W$	wirksame Schaltungskapazität (nicht genormt)
D	Durchmesser des Resonators
d	Dicke des Resonators
$d_{ij}$	piezoelektrische Konstante
E	Aktivierungsenergie
f	Frequenz
$f_a$	Antiresonanzfrequenz
$f_L$	Lastresonanzfrequenz
$f_m$	Minimalimpedanzfrequenz
$f_n$	Maximalimpedanzfrequenz
$f_p$	Parallelresonanzfrequenz
$f_r$	Resonanzfrequenz
$f_s$	Serienresonanzfrequenz
$f_W$	Arbeitsfrequenz (bei Betrieb im Oszillator)
$L_1$	dynamische Induktivität
LO	Lastresonanzfrequenzoffset = $D_L$ nach DIN-IEC 122
l	Längenabmessung des Resonators
N	Frequenzkonstante (kHz mm)
n	Ordnung des Obertones
PR	Pulling-Range = Ziehbetrag
Q	Schwingungsgüte
R	Boltzmannkonstante
$R_1$	dynamischer Verlustwiderstand
$R_a$	Parallelwiderstand
$R_{aL}$	effektiver Parallelwiderstand
$R_L$	Lastresonanzwiderstand
$R_r$	Resonanzwiderstand
r	Kapazitätsverhältnis = $C_0/C_1$
S	Ziehempfindlichkeit

$s_{ij}$	elastische Steifigkeit
$T, \vartheta$	Temperatur
$T_0$	Bezugstemperatur, Temperatur des Umkehrpunktes
$t$	Zeit in Tagen
$X_0$	$1/\omega C_0$
$\vartheta$	dielektrische Konstante
$\eta$	Viskosität
$\lambda$	Wellenlänge
$v$	Schallgeschwindigkeit
$\pi$	3,14
$\rho$	Dichte des Materials
$\tau$	Dämpfungs-oder Zeitkonstante = $R_1 \cdot C_1$
$\varphi$	Phasenwinkel
$\omega$	Kreisfrequenz = $2\pi f$
$\theta$	Schnittwinkel bezogen auf die Z-Achse
$\phi$	Schnitt, 2.Drehung um die Z-Achse, bez. auf die X-Achse

## 2.22 Begriffe

### Quarzschnitt

ist die Lage des Quarzelementes zu den kristallographischen Achsen. Der Winkel, unter dem das Quarzelement zu diesen kristallographischen Achsen aus dem Kristall herausgeschnitten wurde, ist der Schnittwinkel.

### Elektrode

Auf das Quarzelement aufgebrachte, elektrisch leitende Schicht. Sie dient zur Erzeugung des elektrischen Feldes, das zur Erregung der mechanischen Schwingung erforderlich ist. Üblich ist das Aufbringen durch Aufdampfen oder Sputtern im Vakuum. In speziellen Fällen werden auch Metallelektroden in unmittelbarer Nähe der Resonatoroberfläche angeordnet (elektrodenloser Quarz).

### Schwingungsform

Art der mechanischen Schwingung, die bedingt durch den Quarzschnitt, geometrische Formgebung des Quarzelementes und der Elektrodenform und -Anordnung durch das elektrische Wechselfeld erregt wird.

### Grundton

niedrigste Frequenz einer Schwingungsform

### Obertonquarz

Schwingquarz, der für den Betrieb auf einem Oberton der mechanischen Schwingungsvorgesehen ist. Der Oberton ist ein Vielfaches des Grundtones der Schwingungsform. Die Frequenz des Obertones weicht geringfügig vom genauen Vielfachen der Grundtonfrequenz ab. Deshalb werden Obertonquarze bei der Herstellung auf die genaue Frequenz des gewünschten Obertones abgeglichen.

### Ordnung des Obertones $n$

Zahl, die einem bestimmten Oberton einer vorgegebenen Schwingungsform zugeordnet ist. Der Grundschwingung ist die Zahl 1 zugeordnet. Den harmonischen Obertönen der mechanischen Schwingung sind ganze Zahlen zugeordnet, die in etwa den Frequenzverhältnissen entsprechen (Ausnahme: Biegung und Flächenscherung). Bei der Dickenschersungsschwingung ist eine Erregung der geradzahigen Obertöne nicht möglich.

### Ersatzschaltung

Schaltbild, daß das elektrische Verhalten des Schwingquarzes in der Nähe der Resonanz beschreibt. Es besteht aus der Parallelschaltung eines Serienkreises mit der (statischen) Parallelkapazität  $C_0$ . Der Serienkreis beinhaltet  $L_1$ ,  $C_1$ , und  $R_1$ . Der Serienzweig wird auch dynamischer Zweig genannt.

statische Parallelkapazität  $C_0$

Kapazität, statisch gemessen zwischen den Anschlüssen des Quarzes. Es ist die Elektrodenkapazität, vermehrt um die Halterkapazität und die Streukapazitäten innerhalb des Quarzgehäuses.

dynamische Kapazität  $C_1$

Kapazität im Serienzweig des Ersatzschaltbildes.

dynamische Induktivität  $L_1$

Induktivität im Serienzweig des Ersatzschaltbildes.

dynamischer Verlustwiderstand  $R_1$

Widerstand im Serienzweig des Ersatzschaltbildes.

Kapazitätsverhältnis  $r$

Verhältnis der statischen Parallelkapazität  $C_0$  zur dyn. Kapazität  $C_1$ :

$$r = C_0/C_1 \quad (62)$$

Serienresonanzfrequenz  $f_s$

Die Eigenfrequenz des verlustlosen Serienkreises. Es ist die Frequenz, für die unter Vernachlässigung von  $C_0$  und  $R_1$  die Reaktanz des Schwingquarzes Null wird:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (63)$$

Parallelresonanzfrequenz  $f_p$

Die Frequenz, für die unter Vernachlässigung von  $R_1$  in der Ersatzschaltung die Reaktanz unendlich wird.

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0} L_1}} \quad (64)$$

Die Parallelresonanz hat für die Bestellung von Schwingquarzen keine Bedeutung.

Resonanzfrequenz  $f_r$ :

Die tiefere der beiden Frequenzen, bei denen die Impedanz des Schwingquarzes

reell ist.

Antiresonanzfrequenz  $f_a$  :

Die höhere der beiden Frequenzen, bei denen die Impedanz des Schwingquarzes reell wird.

Minimalimpedanzfrequenz  $f_{Z_{\min}}$  :

Die Frequenz, für die der Betrag der Impedanz des Schwingquarzes ein Minimum wird.

Nennfrequenz  $f_0$ :

Die Frequenz, nach der der Schwingquarz nach einem Datenblatt benannt ist (im allgemeinen die Sollfrequenz).

Die Kennzeichnung erfolgt üblicherweise  
bei Grundtonquarzen in kHz und  
bei Obertonquarzen in MHz

Arbeitsfrequenz  $f_w$

Die Frequenz, die durch das Zusammenwirken von Oszillatorschaltung und Schwingquarz erzeugt wird.

Lastresonanzfrequenz  $f_L$ :

Die Frequenz, bei der unter festgelegten äußeren Bedingungen die Impedanz einschließlich einer Lastkapazität reell wird. Diese Lastkapazität kann in Serie oder parallel zum Schwingquarz liegen, oder eine Kombination aus beiden sein.

Güte  $Q$

Schwingungsgüte des Serienzweiges:

$$Q = \frac{2\pi f_s L_1}{R_1} = \frac{1}{2\pi f_s C_1 R_1} \quad (65)$$

Parallelgüte  $M$

$$M = \frac{Q}{r} = \frac{1}{2\pi f_s C_0 R_1} \quad (66)$$

Resonanzwiderstand  $R_r$ :

Widerstand des Schwingquarzes bei der Resonanzfrequenz  $f_r$ .

Parallelwiderstand  $R_a$ :

Widerstand des Schwingquarzes bei der Antiresonanzfrequenz  $f_a$ .

Lastresonanzwiderstand  $R_L$ :

Widerstand des Schwingquarzes mit einer in Serie geschalteten, externen Kapazität  $C_L$  bei der Lastresonanzfrequenz  $f_L$ :

$$R_L = R_r \left(1 + \frac{C_0}{C_L}\right)^2 \quad (67)$$

Bei der Messung von  $R_L$  verfälschen Streukapazitäten oft das Ergebnis.

effektiver Parallelwiderstand  $R_{aL}$ , (ERR, PI)

Der Scheinwiderstand der Kombination des Schwingquarzes mit einer parallel liegenden Kapazität  $C_L$ , bei der die Impedanz hochohmig reell ist:

$$R_{aL} = \frac{1}{R_r 4 \pi^2 f^2 (C_0 + C_L)^2} \quad (68)$$

Lastkapazität  $C_L$ :

Wirksame externe Kapazität, die zusammen mit dem Schwingquarz die Lastresonanzfrequenz  $f_L$  bestimmt. Hierbei ist es gleichgültig, ob die externe Kapazität  $C_L$  in Serie oder parallel zum Quarz liegt.

Lastresonanzoffset LO: (relativer LO) =  $D_L$  nach DIN-IEC 122

relative Differenz zwischen der Lastresonanzfrequenz  $f_L$  und der Resonanzfrequenz  $f_r$ :

$$LO = \frac{f_L - f_r}{f_r} = \frac{\Delta f_L}{f_r} = \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad (69)$$

Lastresonanzfrequenzoffset  $\Delta f_L$  (neue Definition: absoluter LO)

Differenz zwischen Lastresonanzfrequenz und Resonanzfrequenz:

$$\Delta f_L = f_L - f_r \quad (70)$$

Ziehbereich PR (relativ.Ziehbereich) =  $D_{L1, L2}$  nach DIN-IEC 122

Relative Frequenzänderung zwischen zwei Lastkapazitäten (Trimmerstellungen)

$$\Delta f_L \approx f_r \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad (71)$$

$C_{L1}$  und  $C_{L2}$  : ( PR wird üblich in  $10^{-6}$  angegeben)

$$PR = LO_2 - LO_1 = C_1 \frac{C_{L2} - C_{L1}}{2(C_0 + C_{L1})(C_0 + C_{L2})} \quad (72)$$

Ziehbereich  $\Delta f_{L1;L2}$  (neuere Definition: absoluter Ziehbetrag)

Differenz zwischen zwei Lastresonanzfrequenzen bei den zugehörigen,

$$\Delta f_{L1;L2} = |f_{L1} - f_{L2}| \quad (73)$$

spezifizierten Lastkapazitäten  $C_{L1}$  und  $C_{L2}$  : (übliche Angabe in kHz)

$$\Delta f_{L1;L2} \approx \left| f_r \frac{C_1(C_{L2} - C_{L1})}{2(C_0 + C_{L1})(C_0 + C_{L2})} \right| \quad (74)$$

Ziehempfindlichkeit  $\zeta$  (Pulling sensitivity)

Differentialquotient der Lastresonanzfrequenz zur Lastkapazität bei einer festgelegten Lastkapazität  $C_L$ : (übliche Angabe in Hz/pF)

$$\zeta \approx -f_r \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)^2} \quad (75)$$

relative Ziehempfindlichkeit S

Differentialquotient Lastresonanzfrequenz zur Lastkapazität bezogen auf die Resonanzfrequenz: (übliche Angabe in  $10^{-6}$ )

$$S \approx -\frac{C_1}{2(C_0 + C_L)^2} \quad (76)$$

Belastung  $P_c$

Die im Schwingquarz umgesetzte elektrische Verlustleistung. Es ist auch gebräuchlich, die Quarzspannung  $U_c$  oder den Quarzstrom  $I_c$  als Belastung anzugeben.

Bezugsbelastung  $P_B$ :

Belastung, auf die sich die Angaben (spezifizierten Werte) beziehen.

Nebenresonanz :

Weitere Resonanz, die neben der gewünschten Resonanz liegt (auch Nebenwelle).

Relativer Nebenresonanzwiderstand :

Verhältnis des Nebenresonanzwiderstandes zum Widerstand der Hauptwelle.

$$R_{Nrel} = \frac{R_N}{R_r} \quad (77)$$

Alterung:

Abhängigkeit der Quarzparameter, insbesondere der Frequenz von der Zeit.

Abgleichtoleranz:

Größte zulässige Abweichung der Ist-Frequenz von der Sollfrequenz unter definierten Betriebsbedingungen. Zu den zu definierenden Betriebsbedingungen gehören die Bezugstemperatur, Quarzbelastung, Lastkapazität ggf. das Meßverfahren.

Zulässiger Temperaturgang der Frequenz.

Zugelassene Abweichung der Resonanzfrequenz (oder Lastresonanzfrequenz) im Arbeitstemperaturbereich, bezogen auf die Bezugsfrequenz.

Belastungsabhängigkeit:

Änderung von Parametern durch die Änderung der Quarzbelastung, oder deren Abweichung von einem festgelegtem Bezugswert. Die Parameter können die Frequenz oder die Ersatzdaten sein. Siehe auch DLD.

**DLD Drive Level Dependence of resonance resistance:**

Abweichung des Resonanzwiderstandes, die durch eine Änderung der Quarzbelastung bedingt ist.

**Arbeitstemperaturbereich  $\vartheta_w$ :**

Temperaturbereich, in dem die Eigenschaften innerhalb der Toleranzen liegen, die im Datenblatt (Spezifikation) vorgegeben sind. Unter Temperatur werden hierbei die am Gehäuse gemessenen Temperaturen verstanden.

**Temperaturbereich der Betriebsfähigkeit  $\vartheta_u$ :**

Temperaturbereich (am Schwingquarzgehäuse gemessen), in dem der Schwingquarz funktionsfähig sein muß, jedoch nicht alle seine Eigenschaften innerhalb der Toleranzen liegen müssen.

**Temperaturbereich der Transport und Lagerfähigkeit:**

Temperaturbereich, dem der Schwingquarz während des Transportes oder der Lagerung beliebig lange ausgesetzt werden darf, ohne dauernden Schaden zu nehmen.

**Temperaturkoeffizient der Resonanzfrequenz  $TK_f$  :**

Differentialquotient der Resonanzfrequenz zur Temperatur.

$$TK_f = \frac{\delta f}{\delta \vartheta} \quad (78)$$

Der Temperaturkoeffizient kann nur für eine, zu spezifizierende Temperatur angegeben werden.

**Null-Koeffizient-Temperatur  $\vartheta_0$  (Umkehrpunkt-Temperatur)**

Diejenige Temperatur, bei der der Temperaturkoeffizient  $TK_f$  der Resonanzfrequenz durch Null geht.

**Bezugstemperatur:**

Diejenige Temperatur, auf die bestimmte spezifizierte Daten bezogen werden und bei der die entsprechenden Messungen durchgeführt werden.

Im allgemeinen ist die Bezugstemperatur  $(25 \pm 2)^\circ\text{C}$ . Bei Schwingquarzen für Thermostatbetrieb ist die Bezugstemperatur die mittlere Thermostatterperatur.

## 2.23 Literatur

1. Heising, R. A.  
Quartz Crystals for Electrical Circuits  
D. van Nostrand Comp. Inc. New York, 1952
2. Cady, W.  
Piezoelectricity,  
Volume One Dover Publications, Inc. New York, 1964
3. Herzog  
Siebschaltungen mit Schwingkristallen  
Friedrich Vieweg u.Sohn, Braunschweig, 1962
- 4: DKE  
DIN 45 100 Schwingquarze, Begriffe Beuth Verlag GmbH, Berlin, 1981  
DIN IEC 122, Teil 1, Schwingquarze zur Frequenzstabilisierung und  
-Selektion,  
Normwerte und Prüfbedingungen  
DIN IEC122, Teil 2, Schwingquarze zur Taktversorgung von Mikropro  
zessoren
5. Buchanan, J. P.  
Handbook of Piezoelectric Crystals for Radio Equipment Designers Wright  
Air Development Center, US Air Force, Wright-Patterson Air Force Base Ohio  
Carpenter Litho & Prtg. C, Sptingfield, 0
6. Warner, Fraser  
Fundamental Studies of Ageing in Quartz und Stockbridge Resonators  
Proc. CIC Lausanne 1964
7. Truffert  
Le Vieillissement des Oszillators Annal. Franc. de Chronometrie et d.  
Micromech, 1972
8. Neubig, Bernd  
Schwingquarze in der Oszillatorschaltung, Vortrag Quarzsymposium von DKE  
und ZVEI, Frankfurt (1985), und Schwingquarze, Vistas-Verlag 1985

### Temperaturabhängigkeit:

9. Chi, A.R.  
Frequency Temperature Behavior of AT-Cut Quartz Resonators.  
10 th. Annual Symposium on Frequency Control  
US Army Electronic Command, Ft. Monmouth, NJ  
National Technical Information Center, Springfield NJ.

10. D.L.Hammond, C.A.Adams and A.Benjaminson  
Hysteresis Effects in Quartz Resonators  
Frequency Technology, Jan.1969 S.19
11. G.Theobald, G.Marianneau, R.Pretot, J.J.Gagnepain  
Dynamic Thermal Behavior of Quartz Resonators  
3 th Annual Symposium on Frequency Control  
US Army Electronic Command, Ft. Monmouth, NJ.

Kurzzeitstabilität:

12. J.J.Gagnepain, J.Uebersfeld, G.Giujon  
Relation between  $1/f$  Noise and Q-Factor in Quartzresonators at Roomm  
and Low-Temperatures, First Theoretical Interpretation.  
Proc. 35th Ann. Freq. Control Symposium (1981)

Monolithische Filter:

R.A.Sykes und W.D.Beawer  
High Frequency Monolithic Crystal Filters  
Frequency, May-June (1966) S.42

# Anhang A

## Checkliste zur Aufstellung einer Spezifikation

### a) Notwendige Anforderungen:

#### Kennwerte:

Schwingquarzgehäuse

Nennfrequenz ( $f_Q$ )                      Oberton

Kennzeichnung

#### Betriebsbedingungen:

Lastkapazität ( $C_L$ )

Bezugstemperatur

Arbeitstemperaturbereich

Bezugsbelastung ( $P_B$ ) (Quarznennbelastung)

#### Toleranzen: (Abweichungsgrenzen)

Frequenztoleranz bei der Bezugstemperatur

zulässige Frequenzabweichung im Arbeitstemperaturbereich,

bezogen auf die Frequenz bei der Bezugstemperatur

Größtwert des Resonanzwiderstandes ( $R_r$ )

ggf. des Lastresonanzwiderstandes ( $R_L$ )

### b) Weitere Anforderungen, wenn erforderlich:

#### Elektrische Anforderungen:

statische Parallelkapazität ( $C_0$ )

dynamische Kapazität ( $C_1$ )

Ziehbereich (PR)

Nebenresonanzen

Alterung

Grenzbelastbarkeit

Belastungsabhängigkeit (DLD)

### c) mechanische und klimatische Belastungen:

Lötbarkeit der Anschlüsse

Dichtheit des Gehäuses

Temperaturbereich der Lagerfähigkeit

Schockbelastung

Schwingen (Schütteln)

rasche Temperaturwechsel

Trockene Wärme

Feuchte Wärme

## Anhang B

### Temperaturgänge von Dickenscherschwingern

Temperaturgang AT-Schnitt D/d 60, nach A.R.CHI:

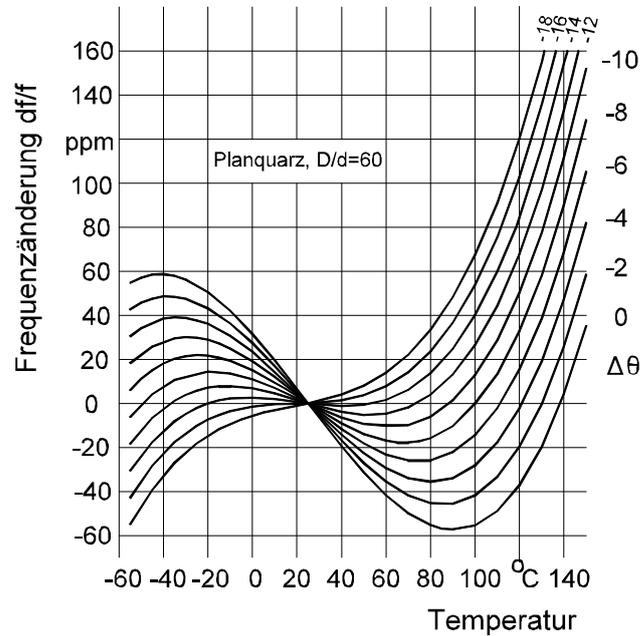


Bild 2.77 Temperaturgang AT-Schnitt-Quarz D/d = 60

Temperaturgang AT-Schnitt D/d=20 ( Linsenquarze ):

Bei relativ dicken Quarzresonatoren, also auch bei linsenförmigen Quarzresonatoren liegt die Temperatur des Wendepunktes höher. Soll die Temperaturabhängigkeit wieder auf die Temperatur  $T_0 = 25^{\circ}\text{C}$  bezogen werden, ergibt sich eine neue Kurvenschar, zum Beispiel nach Bild 2.78:

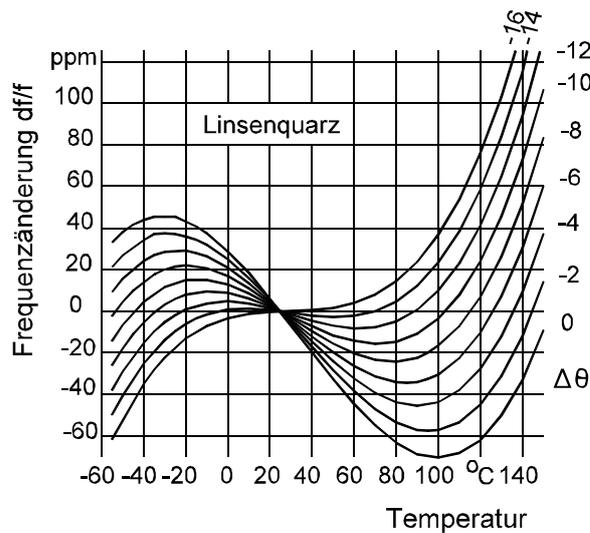


Bild 2.78 Temperaturgang für relativ dicke AT-Quarze

Temperaturgang AT-Schnitt  $n \cdot D/d > 90$  (Obertonquarze):  
 Entsprechend Abschnitt 2.12.2 erhalten wir auch für relativ dünne Resonatoren ( $n \cdot D/d > 90$ ) eine andere Kurvenschar. Weitere Einflüsse auf den Temperaturverlauf können die Halterung und die Einbaurichtung haben. Bei sehr hohen Ansprüchen an einen bestimmten Temperaturverlauf ist der Hersteller zu befragen.

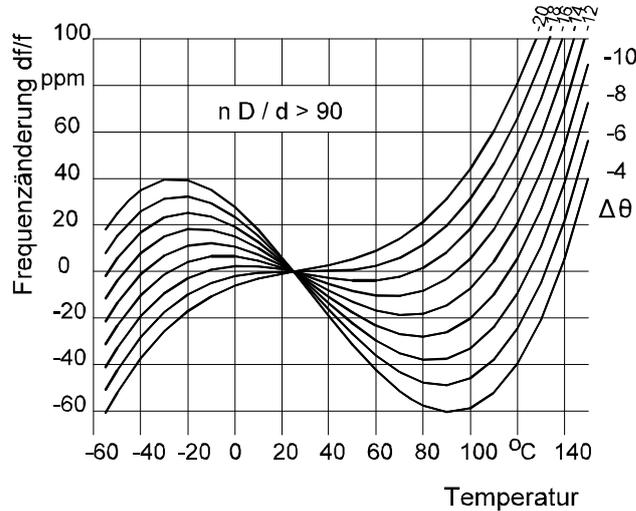


Bild 2.79 Temperaturgang von AT-Quarzen  $D/d \geq 90$

Temperaturgang SC-Schnitt:

Der SC-Schnitt, ein spezieller Schnitt für Thermostatanwendungen, hat seinen Wendepunkt bei der Temperatur  $95^\circ\text{C}$ . Der Kurvenverlauf in der Nähe des Wendepunktes ist geringfügig flacher als beim AT-Schnitt, dafür wird der Temperaturkoeffizient im weiteren Abstand vom Wendepunkt steiler. Entsprechend dieser Eigenschaft und der daraus resultierenden Anwendung wird nur der eine Schnittwinkel mit dem  $\text{TK}_w = 0$  verwendet (hervorgehobene Kurve). Die Stressempfindlichkeit des SC-Schnittes beträgt in der ungünstigsten Achsrichtung 70% des AT-Schnittes, entsprechend kürzer sind die Wiedereinlaufzeiten nach Temperaturwechseln.

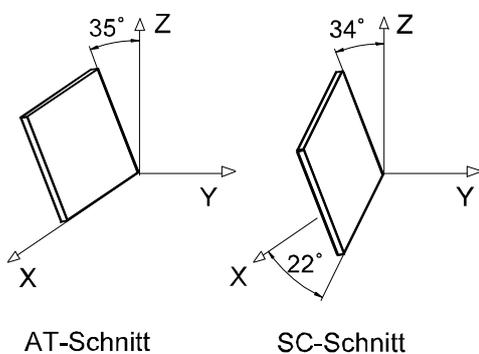


Bild 2.80 SC-Schnitt

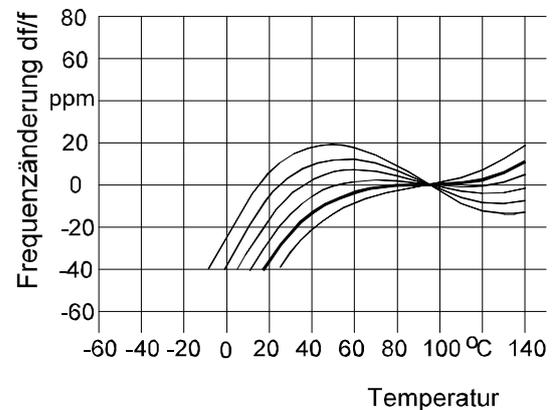


Bild 2.81 Temperaturgang SC-Schnitt

Resonanzwiderstände und dynamische Kapazitäten von AT-Schnitt-Quarzen in den Gehäusen der Standardgrößen HC-49/U und HC-51/U:

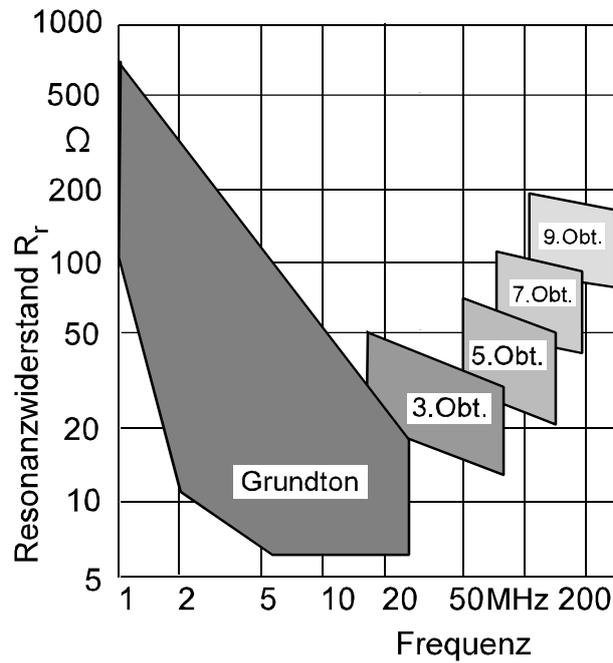


Bild 2.82 Resonanzwiderstand  $R_r$  von AT-Schnitt-Quarzen

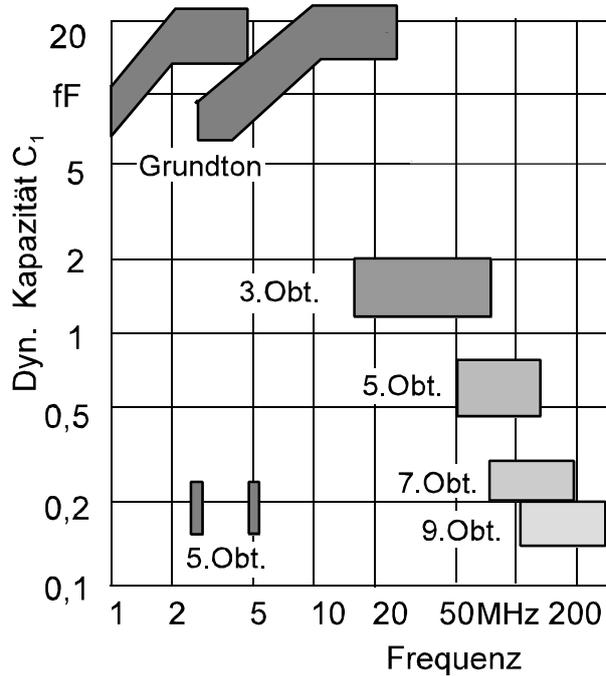


Bild 2.83 dyn. Kapazität  $C_1$  von AT-Schnitt-Quarzen

### 3. Prüfungen an Schwingquarzen

Dipl.Ing.W.Briese

---

#### 3.1 Einleitung

Einige Parameter von Schwingquarzen, z.B. die Ersatzdaten können nicht direkt gemessen werden. Sie müssen aus der Wirkung äußerer Einflüsse (z.B. Lastkapazität) errechnet werden. Für die Prüfung größerer Stückzahlen stehen automatische, rechnergesteuerte Geräte zur Verfügung, bzw. können hierfür eingerichtet werden. Daneben werden aber auch Verfahren angegeben, die es gestatten, bei kleinen Stückzahlen mit einfachen Laborausstattungen die Daten zu ermitteln.

Zur Qualitätssicherung eines Produktes gehört auch die Sicherstellung der Qualität von eingekauften Materialien, hier den Schwingquarzen. Um aufwendige Wareneingangsprüfungen zu ersparen, wird man sich nach erfolgter Freigabe auf die Stichprobenprüfungen einiger Merkmale beschränken müssen, deren Schärfe und Umfang von der Zuverlässigkeit des Lieferanten abhängen wird.

Als oberste Grundlage für jedwelche Beurteilungen, Qualitätskontrollen, Prüfungen und Bewertung der Prüfergebnisse dient die Spezifikation, die gleichzeitig als Bestellunterlage fungiert. In der Spezifikation sind die Eigenschaften der Schwingquarze und deren Toleranzen festgelegt, oft sind auch Angaben über Prüfkriterien wie etwa AQL-Werte enthalten.

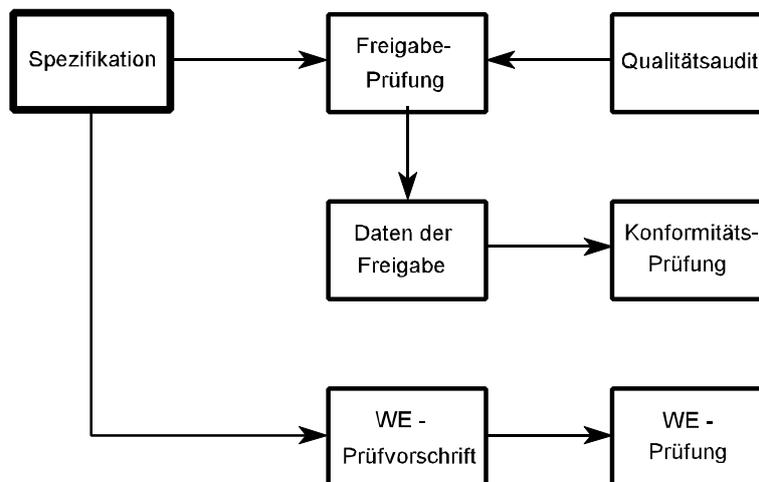


Bild 3.1 Prüfungen

## 3.2 Die Spezifikation

Die Spezifikation oder Liefervorschrift kann eine vom Anwender speziell auf die Geräteanforderungen zugeschnittene "Kundenspezifikation" sein, oder auch eine Typenfestlegung aus der Typenliste des Herstellers bzw. Quarzlieferanten. In beiden Fällen müssen die Anforderungen an den Quarz den Anforderungen an das Gerät gerecht werden. Die festgelegten Daten basieren auf der Laborfreigabe der Geräteentwicklung.

Die Spezifikation enthält Parameter, deren fertigungsbedingte Streuungen, auf Einhaltung ihrer Toleranzen bei der Ausgangsprüfung des Herstellers geprüft werden müssen und solche, die konstruktionsbedingt festliegen und deren Streuungen für die Anwendung nur eine untergeordnete Rolle spielen. Letztere werden nur in Stichproben geprüft. Jeder engtoleriertere Parameter in der Spezifikation muß bei der Ausgangsprüfung des Herstellers und gegebenenfalls nochmals bei einer Eingangsprüfung des Anwenders geprüft werden. Diese Doppelprüfung verursacht zusätzliche Kosten. Auch werden zusätzlich definierte Parameter die Herstellung verteuern oder eine Herstellung unmöglich machen, wenn sich mehrere Parameter gegenseitig ausschließen. Von den Werten und Toleranzen in der Spezifikation hängt die Sicherheit der Qualität und die Höhe der Prüfkosten ab.

### 3.2.1 Die Parameter einer Spezifikation

Die Behandlung aller Parameter einer Spezifikation soll nicht den Eindruck erwecken, daß alle hier diskutierten Angaben notwendig seien. Vielmehr sollen alle gebräuchlichen Angaben erörtert werden. Eine gute Hilfe für die Abfassung einer Spezifikation ist die "Checkliste zur Spezifikation" im Anhang A Kapitel 2 "Eigenschaften von Schwingquarzen". Die verwendeten Begriffe sind ebenfalls in 2.22 erklärt.

### 3.2.2 Die Kennzeichnung

In den Kopf bzw. in das Schriftfeld einer Spezifikation gehört neben einer Teilenummer, Sachnummer oder Bestellbezeichnung die Nennfrequenz und die Gehäusebezeichnung. Die Abmessungen und Toleranzen des Schwingquarzgehäuses brauchen nicht weiter angegeben zu werden, weil diese in DIN IEC 122-3 festgelegt sind.

### 3.2.3 Betriebsbedingungen

Hier die Angabe, ob der Quarz in der Schaltung in Serienresonanz, oder mit einer Lastkapazität betrieben wird. Wenn der Quarz mit einer Lastkapazität  $C_L$  betrieben wird, gehört hierzu die Angabe der in der Schaltung wirksamen Lastkapazität. Die Lastkapazität sollte möglichst einem genormten Wert entsprechen:

Genormte Lastkapazitäten :  
8, 12, 15, 20, 30, 50, 100 pF

Die spezifizierte Lastkapazität ist ein nomineller Wert, enthält also keine Toleranzangabe. Es ist aber zu beachten, daß jede Abweichung vom Sollwert der Lastkapazität beim Messen der Quarze in die Frequenz eingeht. Hersteller und Anwender müssen also die Unsicherheit ihrer Lastkapazität zu ihren Ungunsten in der Frequenztoleranz berücksichtigen. Besonders bei kleinen Lastkapazitäten, etwa unter 15 pF ist Vorsicht geboten, wenn gleichzeitig eine enge Frequenztoleranz gefordert wird, weil die Ziehempfindlichkeit  $S$  sehr groß wird. Siehe hierzu auch die Rechenbeispiele in 2.20.2.

Anmerkung aus DIN -IEC 122 Teil 1:

Die Grenzabweichung (Toleranz) des Lastkapazitätswertes ist der Wert, der sich aus einer Frequenzänderung ergibt, die nicht größer als 10% der Abgleichgrenzabweichung (Frequenztoleranz) bei Bezugstemperatur ist, oder 1% des Nennkapazitätswertes. Es gilt der kleinere Wert.

Oberton:

Wenn keine zwingenden Gründe für die Wahl eines bestimmten Obertones vorliegen, entscheidet meist der Quarzhersteller für welchen Oberton der Quarz gefertigt wird. Aus Gründen konformer Lieferungen, ggf. auch anderer Zulieferanten sollte der Oberton angegeben werden, insbesondere wenn keine weiteren Festlegungen von  $C_0$  und  $C_1$  erfolgen.

### 3.2.4 Quarzbezugsbelastung ( $P_B$ )

Die Bezugsbelastung ist die Quarzbelastung, bei der die in der Spezifikation genannten Werte erreicht werden müssen. Die spezifizierten Werte werden bei der Bezugsbelastung gemessen. Die Bezugsbelastung sollte in etwa der Betriebsbelastung in der Schaltung entsprechen, damit keine nennenswerten belastungsbedingten Differenzen zwischen Prüfung und Betrieb auftreten. Die Bezugsbelastung kann als Quarzleistung (mW), oder als Quarzstrom (mA) angegeben werden. Spannungsangaben sind zu vermeiden, wenn nicht eindeutig vermerkt ist, ob die Spannung über dem Quarz, oder die Eingangsspannung am  $\pi$ -Glieder, oder eine andere Span-

nung gemeint ist.

Vorzugswerte für die Belastung nach DIN IEC 122, Teil 1:

2; 1; 0,5; 0,2; 0,1; mW 50; 10; 1; 0,1  $\mu$ W

Bei der Prüfung zulässige Abweichungen vom Nominalwert:  $\pm 20\%$

### 3.2.5 Bezugstemperatur

Die Bezugstemperatur ist die Temperatur, auf die sich die Angaben in der Spezifikation beziehen. Die Bezugstemperatur ist im Normalfall die Temperatur 25°C. Für Quarze im Thermostatbetrieb ist die Bezugstemperatur die Innentemperatur des Thermostaten (Nenntemperatur des Thermostaten).

### 3.2.6 Arbeitstemperaturbereich

Der Arbeitstemperaturbereich ist der Temperaturbereich, in dem der Schwingquarz betrieben wird. Es ist der Temperaturbereich, in dem die spezifizierten Eigenschaften des Schwingquarzes erfüllt sein müssen. Der Arbeitstemperaturbereich des Quarzes entspricht im Allgemeinen dem Betriebstemperaturbereich der Anwendung (des Gerätes) zuzüglich der Eigenerwärmung des Gerätes, in dem der Quarz eingesetzt ist.

Vorzugswerte für Temperaturbereiche nach DIN IEC 122 Teil 1:

untere Temperaturgrenze:	obere	untere	obere
+15	+45 °C	-30	+60 °C
0	+45 °C	-30	+80 °C
0	+50 °C	-40	+70 °C
0	+60 °C	-50	+80 °C
-10	+60 °C	-55	+90 °C
-15	+45 °C	-55	+105 °C
-20	+70 °C	-60	+90 °C
-25	+55 °C	-60	+105 °C

### 3.2.7 Temperaturbereich der Betriebs- und Lagerfähigkeit

Im Temperaturbereich der Betriebs- und Lagerfähigkeit darf der Quarz gelagert oder auch betrieben werden, ohne daß er nachwirkende Schäden davonträgt. Er ist in diesem Temperaturbereich betriebsfähig, ohne notwendigerweise die spezifizierten Toleranzen einzuhalten.

### 3.2.8 Frequenztoleranz

Die Frequenztoleranz für den Schwingquarz ergibt sich aus der max. zulässigen Frequenzabweichung im Oszillator. Gegebenenfalls werden die resultierenden Streuungen durch Trimmen im Oszillator verringert. Die Temperatur, auf die sich die Frequenztoleranz bezieht (Bezugstemperatur), ist mit anzugeben. Die Bezugstemperatur ist meist 25°C, bei Thermostatquarzen entspricht sie der Nenn-temperatur des Thermostaten. Die Frequenztoleranz bestimmt die Genauigkeit, mit der der Quarz während seiner Herstellung abgeglichen wird. Diese Toleranz wird auch Abgleichtoleranz genannt. Der Frequenzabgleich des Quarzes während seiner Herstellung erfolgt mit der oben spezifizierten Lastkapazität. Ist die zu fordernde Frequenztoleranz für die Quarzherstellung unrealistisch klein, oder werden durch die erforderlich kleine Abgleichtoleranz die Kosten für den Quarz zu hoch, sind die Frequenzabweichungen durch Abstimmittel (Trimmer) herauszustimmen. Eine Kostenrechnung ist für die Entscheidungsfindung durchzuführen.

Vorzugswerte für die Frequenztoleranz in  $10^{-6}$  nach DIN 45 101:

$\pm 1000; \pm 500; \pm 100; \pm 50; \pm 30; \pm 20; \pm 15; \pm 10; \pm 7,5; \pm 5; \pm 3; \pm 2; \pm 1$

Bei Abstimmung der Quarzfrequenz mittels Trimmer muß die Ziehbarkeit des Quarzes im angemessenen Maße größer sein als die Frequenztoleranz (2.20.5). Liegt mit der angegebenen Lastkapazität die Arbeitsfrequenz des Oszillators nicht bei der Nennfrequenz, wird oft ein einseitiger Abgleich oder Abgleich mit Frequenzoffset vorgeschrieben. Die Ursache für die Frequenzablage liegt oft in der falschen Angabe der Lastkapazität. Ein Abgleich mit Frequenzoffset ist immer problematisch, weil die Frequenzdifferenz (Offset) nicht nur durch die Lastkapazität, sondern auch durch die dynamische Kapazität  $C_1$  und ihre Streuungen bestimmt wird. Die Werte für  $C_0$  und  $C_1$  sind in diesem Fall zu spezifizieren. Besser ist es, immer die wirkliche

Lastkapazität zu ermitteln (siehe Rechenbeispiele in 2.20), bzw. die Schaltung an einen genormten Lastkapazitätswert anzupassen.

Die temperaturbedingte Frequenzablage und ggf. eine spätere Frequenzdrift durch die Alterung sind in der Frequenztoleranz nicht enthalten und getrennt spezifiziert. Sie sind bei einer Betrachtung der Gesamtabweichungen zu berücksichtigen.

### 3.2.9 Temperaturbedingte Frequenzänderung

Als Temperaturbedingte Frequenzänderung ist die maximal zulässige Frequenzabweichung im festgelegten Temperaturbereich gegenüber der Istfrequenz bei der Bezugstemperatur anzugeben.

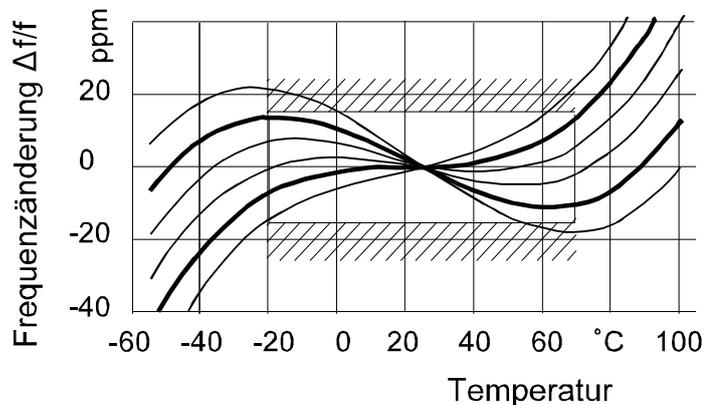


Bild 3.2 Toleranzfeld für den Temperaturgang der Frequenz

Nach Bild 3.2 sind nur Quarze zugelassen, deren TK-Kurven innerhalb der schraffierten Grenzen liegen. Die beiden äußeren Kurven überschneiden die schraffierten Grenzen und sind damit unbrauchbar. Daten in der Spezifikation würden in diesem Fall lauten: "Temperaturbedingte Frequenzänderung im Arbeitstemperaturbereich, bezogen auf die Frequenz bei 25 °C :  $\Delta f/f \leq \pm 15 \cdot 10^{-6}$ " und der "Arbeits-temperaturbereich: -20 °C...+60 °C".

Tolerierungen mit abgestuften Temperaturbereichen, oder schief liegende Toleranzen, um den Einfluß der Schaltung zu kompensieren (2.12.5), sind als Ausnahme möglich. Bei besonderen Ansprüchen auf Hysteresefreiheit (2.12.4) oder Dip-Freiheit sind diese hier besonders zu fordern, zum Beispiel:

"Sprunghafte Änderungen oder Abweichungen von einem stetigen Verlauf von mehr als 0,5 ppm sind unzulässig"

Derartige Forderungen sollten nur, wenn unbedingt erforderlich, zB. bei Quarzen für TCXO-Anwendungen gestellt werden, sie erfordern einen erheblichen Prüfaufwand und eine Selektion der Quarze, was sich in einem hohen Preis auswirkt. Bei großen Toleranzen wird auch die Summentoleranz aus Frequenztoleranz und Temperaturabhängigkeit angegeben. Sinnvoll schließt die Summentoleranz auch die Alterung mit ein. Die Toleranzangabe würde dann lauten:

“ Frequenztoleranz im Arbeitstemperaturbereich  $\Delta f/f \leq \pm 100 \cdot 10^{-6}$  ”

### 3.2.10 Resonanzwiderstand

Der Resonanzwiderstand von Schwingquarzen kann nicht gezielt gefertigt werden. Er ergibt sich aus der Schwingungsgüte  $Q$ , deren Höchstwert durch die viskosen Verluste des Rohmaterials begrenzt ist. Gütemindernd wirken die durch die Konstruktion (Größe) und die Bearbeitung bedingten Schwingungsverluste. Für den Resonanzwiderstand ergibt sich für den jeweiligen Quarztyp ein minimal erreichbarer Wert. (siehe 2.13.3)

Fertigungsbedingt ist mit Streuungen bis zum 3-fachen Wert zu rechnen. Alles was enger toleriert ist, wird teuer. Für normale Anwendungen ist für den Maximalwert des Resonanzwiderstandes im Arbeitstemperaturbereich das 4-fache des rechnerischen Minimalwertes eine vernünftige Angabe. Auch wenn die Oszillatorschaltung größere Resonanzwiderstände zuläßt, sollte man diese nicht spezifizieren. Anderenfalls besteht das Risiko, daß Quarze mit versteckten Fehlern zur Anwendung kommen. Diese Quarze können zu Spätausfällen führen.

Eine Spezifizierung des Resonanzwiderstandes könnte heißen:

Resonanzwiderstand  $R_r$  kleiner als  $25 \Omega$ .

Bei Quarzen für den Betrieb mit Lastkapazität wird entsprechend der Lastresonanzwiderstand  $R_L$  spezifiziert.

Der spezifizierte Wert für den Resonanzwiderstand gilt selbverständlich für den Arbeitstemperaturbereich. Er wird zweckmäßig mit dem Hersteller abgesprochen.

### 3.2.11 Parallelkapazität $C_0$

Bei gleichzeitig tolerierter dynamischer Kapazität sollten nur in Ausnahmefällen beide Werte,  $C_0$  und  $C_1$  toleriert werden, sie hängen voneinander ab. Das Verhältnis  $C_0/C_1$  ist konstruktions- und fertigungsbedingt. Die Verknüpfung beider kann sich also bei verschiedenen Herstellern unterscheiden und wird von Fertigungsstreuungen beeinflusst.

### 3.2.12 dynamische Kapazität $C_1$

Die dynamische Kapazität  $C_1$  wird nur spezifiziert, wenn in der Anwendung ein bestimmter Ziehbereich zu erfüllen ist.

Beispiele:

- A) Mindestziehbereich zum Abgleichen der Frequenz:  $C_1 \geq 25 \text{ fF}$
- B) Tolerierter Ziehbereich eines VCXO oder TCXO:  $C_1 = 25 \text{ fF} \pm 20\%$
- C) Häufig wird auch die Ziehbarkeit PR zwischen zwei genannten Lastkapazitäten gefordert. Hier würde die Angabe lauten:

Frequenzänderung zwischen den

Lastresonanzen  $F_{L=25\text{pF}}$  und  $F_{L=35\text{pF}}$ :

oder

Ziehbarkeit:

$$\Delta f/f \geq 1000 \text{ Hz } (=100 \cdot 10^{-6} \text{ b. } 10 \text{ MHz})$$

$$\Delta f/f \geq \pm 430 \text{ Hz bezogen auf } C_L=30 \text{ pF} \\ (= 43 \cdot 10^{-6} \text{ bei } 10 \text{ MHz})$$

### 3.2.13 Alterung

Als Alterung wird die Langzeitstabilität spezifiziert. Hier sollten Bedingungen angeführt werden, die zeitlich auch prüfbar sind. Zweckmäßig bezieht man sich hier auf internationale Standards, wie sie in DIN 45 103 niedergelegt sind. Festgelegt ist die maximale Frequenzänderung bei einer Lagerung der Quarze über 30 Tage bei einer erhöhten Temperatur von 85°C. Die maximale Frequenzänderung wird spezifiziert. Ausnahme sind Präzisionsquarze mit sehr kleinen Alterungswerten, hier müssen die Bedingungen in Verbindung zur Spezifikation mit dem Lieferanten abgesprochen werden.

### 3.2.14 Belastungsabhängigkeit

Hier werden maximal zulässige Widerstandsänderungen bei Belastungsänderungen angegeben. Meist bei kleiner Belastung gegenüber der Bezugsbelastung (DLD). Oft aber auch eine Maximalbelastbarkeit. Beispiel für die Spezifizierung von DLD:

Maximale Änderung bei  $P_C = 2\text{nW}$  gegenüber der Bezugsbelastung:

$$R_2/R_1 \leq 1,2 \qquad \Delta f/f \leq 2 \cdot 10^{-6}$$

Es kann auch eine maximale Änderung der Quarzparameter über einen Belastungsbereich gefordert werden, aber dann ist der Prüfaufwand entsprechend hoch.

Im Anhang B, Bild 3.37 sind Grenzwerte nach DIN.IEC 444-6 dargestellt.

### 3.2.15 Maße und Beschriftung

Die Abmessungen der Schwingquarzgehäuse und deren Toleranzen sind in den Normen bereits festgelegt und brauchen hier nicht nochmals festgelegt zu werden. Spezielle Abweichungen von diesen Normen, wie zum Beispiel die Länge der Anschlußdrähte, sind anzugeben. Die Beschriftung wird, wenn nötig angegeben.

### 3.2.16 Nebenresonanzen

Nebenresonanzen müssen nur in seltenen Fällen bei Quarzen spezifiziert werden, zB. für die Anwendung in Diskriminatorschaltungen, in Sonderfällen in VCXO-Schaltungen, auf alle Fälle bei der Anwendung in Quarzfiltern. Die Forderung muß den oder die Frequenzbereiche enthalten, in denen die Nebenwellenbedingungen gelten sollen.

Die Messung der Nebenresonanzen ist aufwendig, deshalb soll die Forderung von Nebenwellenbedingungen nur in dem Frequenzbereich erfolgen, in dem die Nebenresonanzen wirklich stören und auch zu erwarten sind. Die Angabe der zugelassenen Nebenresonanzwiderstände kann unterschiedlich erfolgen:

Übliche Angaben :

- a) Im Frequenzbereich  $f_N$  bis  $f_N + 50$  kHz gilt:  $R_N/R_r \geq 2$
- oder b) Dämpfung etwaiger Nebenresonanzen:  
im Frequenzbereich 10 000 ... 10 050 kHz  $R_N/R_r \geq 6$  dB
- oder c) Resonanzwiderstand der Nebenresonanzen:  
im Frequenzbereich 10 000 ... 10 050 kHz  $R_N \geq 50$  k $\Omega$   
10 050 ... 10 250 kHz  $R_N \geq 1$  k $\Omega$
- oder d) etwaige Resonanzen nahe der dreifachen Nennfrequenz:  
im Frequenzbereich  $3xf_N \pm 50$  kHz:  $R_r \geq 500$   $\Omega$

zu a): Der Nebenresonanzwiderstand muß in diesem Fall mehr als doppelt so groß sein wie der Resonanzwiderstand der Hauptresonanz des gemessenen Exemplars. Die Forderung ist auf den Istwiderstand der Hauptwelle bezogen.

zu b): Das Dämpfungsmaß muß in ein Widerstandsverhältnis umgerechnet werden. Diese Angabe führt oft zu Irrtümern, wenn fälschlicherweise angenommen wird, es handelt sich um das Spannungsverhältnis am Ausgang der Meßanordnung ( $\pi$ -Netzwerk oder Brücke). Diese Spannungen sind jedoch nicht proportional den Resonanzwiderständen des Quarzes, vielmehr spielen der Innenwiderstand und der Abschlußwiderstand der Meßanordnung eine beeinflussende Rolle.

zu c): Eine bei Filteranwendungen übliche Angabe. Die Nebenresonanzwiderstände sind hier absolut, ohne anderen Bezug definiert.

zu d): Eine Angabe, wie sie für Anwendungen in speziellen digital gesteuerten Oszillatoren in Fernsehempfängern (Farbhilfsträger) benötigt wird. Sie dient zur Unterdrückung von Störungen bei der dreifachen Oszillatorfrequenz, siehe hierzu 2.15.2 und 2.15.3.

### 3.2.17 Isolationswiderstand

Isolationswiderstände von  $R_{is} \geq 500$  M $\Omega$  gemessen bei 100 V Gleichspannung sind üblich und in einigen Normen verankert. Der Wert wird jedoch meist nicht gesondert spezifiziert. Der Isolationwiderstand wird in Verbindung mit Umweltprüfungen geprüft.

### 3.2.18 Dichtigkeit des Gehäuses

Auf die Spezifizierung der Dichtigkeit des Gehäuses wird meist verzichtet, weil ja schon die Spezifizierung der Alterung eine gute Dichtigkeit voraussetzt. Zu spezifizierende Werte sind aus der Anwendung nicht abzuleiten. Während die DIN IEC keinen brauchbaren Hinweis für den zu spezifizierenden Wert liefert, finden wir in CECC 68 000 für die Qualifizierung von Schwingquarztypen den Prüfwert:

$$\text{Maximale Undichtheit} = 10^{-3} \text{ Pa cm}^3 / \text{s} \quad (= 10^{-8} \text{ mBar l/s}).$$

### 3.2.19 Lötbarkeit der Anschlüsse

Für ein elektronisches Bauelement sollte die Lötbarkeit selbstverständlich sein, trotzdem ziehen es viele Anwender vor, durch eine Spezifizierung nochmals auf eine gute Lötbarkeit hinzuweisen:

Lötbarkeit entsprechend Prüfung Ta nach IEC 68-2-20, Verfahren 1

Lötwärmebeständig nach Prüfung Tb nach IEC 68-2-20, Verfahren 1

Bis zu welchem Abstand von der Bodenplatte die Drähte lötbar sein sollen, ist vorzuschreiben (vorzugsweise 2mm), siehe auch "Durchführung der Prüfungen".

### 3.2.20 Schüttelfestigkeit

Die Schüttelfestigkeit entspricht den Anforderungen an das Gerät. Bei stationären Geräten werden die Ansprüche niedriger sein als bei Geräten für den mobilen Einsatz. Die höchsten Ansprüche werden in der Kraftfahrzeugindustrie gestellt. Beispiel einer Spezifikation für allgemeine Anwendungen:

Schwingen, sinusförmig, Prüfung Fc IEC 68-2-6

10... 60 Hz, konstante Amplitude 0,75 mm

60...500 Hz, konst. Beschleunigung 10 g

in den 3 Achsen, je Achse 120 Min. 1 Oktave/Min.

\* Maximale Änderungen

\* durch die Beanspr.:

\*  $\Delta f/f \leq \pm 5 \cdot 10^{-6}$

\*  $\Delta R/R \leq \pm 10 \%$

### 3.2.21 Stoßfestigkeit

Für die Stoßbeanspruchung gilt das Gleiche wie schon unter Schüttelfestigkeit beschrieben. Bei den zunehmenden Anwendungen kleiner tragbarer Geräte, sollte die Zweckmäßigkeit der Forderung durch einen praxisgerechten Fallversuch ermittelt werden.

Beispiel einer Stoßforderung:

Schocken nach DIN IEC 68-2-27, Prüfung Ea  
Beschleunigung 100 g, 6 ms, halbsinusförmig  
je 3 Schocks in beiden Richtungen der 3 Achsen

- \* Maximale Änderung
- \* durch die Beanspr.
- \*  $\Delta f/f \leq \pm 5 \cdot 10^{-6}$
- \*  $\Delta R/R \leq \pm 10 \%$

### 3.2.22 Freifallen

Diese Prüfung ist für Schwingquarze nach DIN IEC 122-1 nicht vorgesehen. Es ist eine nur statistisch reproduzierbare, aber einfache und praxisgerechte Prüfung. Die Prüflinge fallen im freien Fall in undefinierter Richtung aus einer bestimmte Höhe auf eine Unterlage. Für die Prüfung von Geräten ist in DIN IEC 68-2-32 als Unterlage Stahl oder Beton vorgesehen. Für die leichten Bauelemente Schwingquarze hat sich eine 5 cm dicke Hartholzunterlage bewährt (MIL-C-3098). In der veralteten amerikanischen Militärvorschrift MIL-C-3098 war eine Fallhöhe von 25 cm vorgeschrieben. Moderne Quarze sollten den freien Fall aus 75 cm unbeschadet überstehen. In der Fachgrundspezifikation für Schwingquarze CECC 68 100 ist eine Fallhöhe von 100 cm vorgeschrieben.

### 3.2.23 Zug- und Biegefestigkeit der Anschlüsse

Mit dieser Prüfung wird der Anwender von Schwingquarzen kaum konfrontiert. Die Werte sind durch die Konstruktion und Normen der Halterteile und Gehäuse weitgehend festgelegt. Die Prüfung dieser Parameter ist in DIN IEC 122-1 niedergelegt.

### 3.2.24 Trockene Wärme

Für den Fall, daß diese Prüfung vorgeschrieben werden soll, ein Beispiel:

Prüfung Ba nach IEC 68-2-2  
Prüfbedingungen: 100°C; 96 Stunden

T Maximale Änderungen:  
\*  $\Delta f/f \leq \pm 5 \cdot 10^{-6}$   
\*  $\Delta R/R \leq 5 \%$

Die Prüfung Trockene Wärme ist meist Teil einer Folgeprüfung. In diesem Fall wird nicht die Einzelveränderung spezifiziert, sondern die Gesamtveränderung nach der kompletten Prüffolge.

### 3.2.25 Feuchte Wärme, konstant

Diese Beanspruchung ist eine Vorbereitung zur Feststellung von Flußmittelrückständen, Rissen in den Glasdurchführungen oder Undichtheiten.

Nach DIN IEC 122 Teil 1 :

Feuchte Wärme, konstant

Prüfung Ca nach IEC 68-2-3  
Beanspruchungsdauer: 56 Tage

\* Maximale Änderung bezogen  
\* auf den Anfangswert:  
\*  $\Delta f/f \leq \pm 5 \cdot 10^{-6}$   
\*  $\Delta R/R \leq \pm 10 \%$   
\*  $R_{\text{isol.}} \geq 500 \text{ M}\Omega$

### 3.2.26 Klimafolgeprüfung

Zur Klimatauglichkeitsprüfung ist in der DIN IEC 122 Teil 1 eine Folge von klimatischen Belastungen vorgesehen. Die hierbei zulässigen Änderungen sind in der Spezifikation anzugeben.

Klimafolge:

Trockene Wärme

Feuchte Wärme, 1. Zykl.

Kälte

Feuchte Wärme, restl. Zykl.

Prüfung Ba IEC 68-2-2

Prüfung Db IEC 68-2-30

Prüfung Aa IEC 68-2-1

Prüfung Db IEC 68-2-30

Maximale Änderungen durch die Klimafolgeprüfung:

- \*  $\Delta f/f \leq 5 \cdot 10^{-6}$
- \*  $\Delta R/R \leq 10\%$
- \*  $R_{\text{Isol}} \geq 500 \text{ M}\Omega$

### 3.3 Prüfplan

Art der Prüfungen, Reihenfolge der Prüfungen und die Stückzahl der jeweils zu prüfenden Quarze hängt vom Zweck der Prüfung und der bestellten Stückzahl ab. Grundsätzlich wird nach dem Zweck der Prüfung unterschieden:

Prüfung:	Zweck der Prüfung:	Lieferung:
Freigabeprüfung	Typfreigabe Qualitätsfreigabe Lieferantenfreigabe	große Stückzahl
Konformitätsprüfung	Lieferantenauswahl Übereinstimmung des Produktes mit der Freigabe	große Stückzahl
Waren-Eingangsprüfung	Kontrolle des angelieferten Produktes. Stichprobenprüfung ----> 100 % - Prüfung ---->	große Stückzahl kleine Stückzahl

#### 3.3.1 Freigabeprüfung

Prüfungen sind kostenaufwendig, man wird deshalb für die spätere Eingangskontrolle die Anzahl der Prüfungen auf ein unbedingt erforderliches Minimum beschränken. Um so sorgfältiger ist eine einmalige Freigabeprüfung des Produktes vor Lieferbeginn durchzuführen. Bei der **Freigabeprüfung** werden **alle** in der Spezifikation aufgeführten Punkte geprüft. Nur wenn alle Werte innerhalb der spezifizierten Toleranzen liegen, kann das Produkt freigegeben werden. Andernfalls ist mit dem Lieferanten und mit der eigenen Entwicklungsabteilung Rücksprache zu nehmen und der Fehler abzustellen. Es muß dann eine erneute Freigabe

erfolgen. Es ist nicht sinnvoll, die Spezifikation nach den Ergebnissen der Freigabeprüfung zu korrigieren. Das Ergebnis einer Freigabeprüfung entscheidet, ob ein bestimmter Quarztyp eines Herstellers den Forderungen des Datenblattes entspricht. Sie entscheidet ob der Hersteller in der Lage ist, Schwingquarze nach diesem Datenblatt zu fertigen. Die Freigabe erfolgt durch die Typprüfung. Der Schwingquarztyp kann ein, in einem bestimmten Datenblatt spezifizierter Quarz einer bestimmten einzelnen Frequenz sein, oder ein Frequenzbereich gleicher Bauart der Quarze. Schwingquarze gleicher Bauart haben vergleichbare

- elektrische Eigenschaften
- Umwelteigenschaften
- Konstruktion
- Ausführung

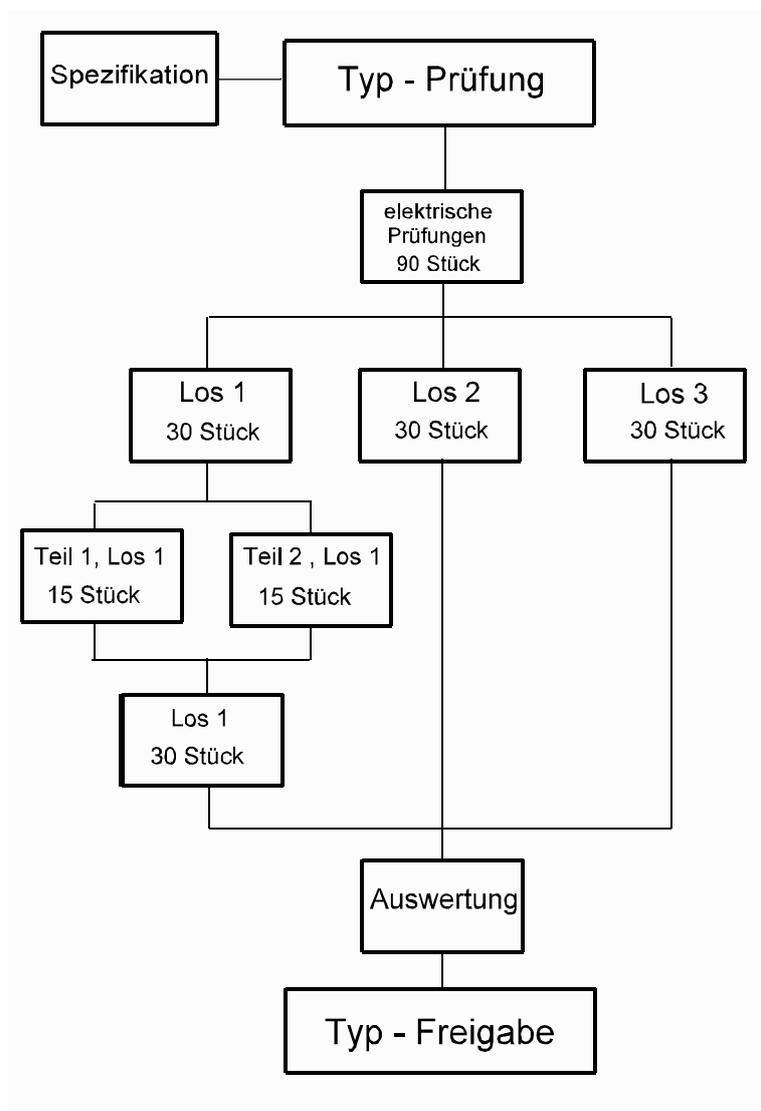


Bild 3.3 Prüfplan für Freigabeprüfungen (Typprüfungen)

Bei Quarzen in einem größeren Frequenzbereich ist es zweckmäßig, die Typprüfung an Quarzen der beiden Eckfrequenzen durchzuführen. Eckfrequenzen sind zB. auch die Enden der Bereiche, in dem die Quarze gleiche Elektrodendurchmesser (Konstruktion) haben, wenn tolerierte Ersatzdaten gefordert sind. Einige Prüfungen sind sehr zeitaufwendig, andererseits sind auch bestimmte Prüfreihsfolgen einzuhalten. Deshalb ist es zweckmäßig, die freizugebenden Quarze in mehrere Prüfgruppen aufzuteilen. Die Stückzahlen für die einzelnen Prüfgruppen müssen so groß sein, daß eine einigermaßen vernünftige statistische Auswertung und Bewertung der Streuungen möglich ist. Die Mindeststückzahl pro Prüfgruppe sollte 30 Stück nicht unterschreiten. Das sind bei 3 Prüfgruppen also mindestens 90 Prüflinge. Deutlich bessere Ergebnisse werden mit 50 Stück pro Prüfgruppe erzielt.

Die Ergebnisse einiger Prüfungen sind unabhängig von den Typgruppen. z.B. wird das Ergebnis der Prüfung "Feuchte Wärme" durch die Gehäusekonstruktion geprägt. In diesem Fall braucht diese Prüfung nicht an allen Typen durchgeführt zu werden. Bei Quarzen verschiedener Hersteller ist die Prüfung auf alle Fälle auch bei scheinbarer Gehäusegleichheit durchzuführen, weil nicht bekannt ist, ob beide Hersteller die Gehäuse aus der gleichen Quelle beziehen und eine gleich sichere Verschleißtechnik anwenden usw.

### 3.3.1.1 Elektrische Prüfung

Als erste Prüfung werden alle Prüflinge der elektrischen Prüfung unterzogen. Die Reihenfolge der Prüfungen ist in DIN-IEC 122 Teil 1 festgelegt. In der hier aufgeführten Prüffolge sind die Messungen der statischen- und dynamischen Kapazität in der Reihenfolge vorgezogen, weil bei der Messung mit automatischen Messanordnungen die Kapazitätswerte bei der Auswertung der Frequenz und Widerstandsmessung automatisch mit anfallen.

- 1) Sichtprüfung
- 2) Dichtheit, Prüfung A (Grobleck)
- 3) Lastabhängigkeit von Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand
- 4) Resonanzfrequenz  
Resonanzwiderstand  
dynamische Kapazität  
statische Kapazität
- 5) Temperaturgang von Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand
- 6) Isolationswiderstand
- 7) Andere Parameter, wenn in der Spezifikation gefordert
- 8) Dichtheit, Prüfung B (Feinlecktest)

Von größter Wichtigkeit ist, daß zeitlich vor der elektrischen Belastung, die Belastungsabhängigkeit der Schwingquarze beginnend mit der kleinen Belastung gemessen wird. Nach einer elektrischen Vorbelastung wäre ein Fehler im DLD, nicht mehr erkennbar.

siehe auch (2.13.9).

### 3.3.1.2 Mechanische und Klimatische Prüfungen

Nach der elektrischen Prüfung werden die Quarze in drei Prüflöse unterteilt. Das erste Prüflös wird nochmals in zwei Hälften unterteilt. In den beiden geteilten Losen wird (soweit in der Spezifikation verlangt) die mechanische Belastbarkeit der Schwingquarze, die Festigkeit und Lötbarkeit der Anschlußdrähte (bei Schwingquarzen mit Lötanschlüssen) geprüft. Diese Prüfungen sind den nachfolgenden klimatischen Prüfungen vorangestellt, damit sich etwaige durch die Vorprüfung entstandene Undichtheiten der Gehäuse auswirken können. Das Prüfkriterium Undichtheiten wird dann auch bei der letzten Prüfung "Temperaturabhängigkeit" durch auftretende Dips erkennbar. Aus den gleichen Gründen ist auch den Prüfungen der Lose 2 und 3 eine Prüfung der Temperaturabhängigkeit nachgeschaltet. (siehe dort).

#### Prüfreihefolge Los 1 :

##### 1. Hälfte:

##### DIN IEC ...

1.1)	Dauerschocken	wenn verlangt	D*	68-2-29 Prf.Eb
1.2)	Schocken	wenn verlangt	D*	68-2-27 Prf.Ea
1.3)	Schwingen	wenn verlangt	D*	68-2- 6 Prf.Fc
1.4)	Gleichförmige Beschleunigung	wenn verlangt	D*	68-2- 7 Prf.Ga

##### 2. Hälfte:

2.1)	mech.Prüfung der Anschlüsse	wenn verlangt	D*	68-2-21 Prf.U
2.2)	Lötbarkeit der Anschlüsse	wenn verlangt	D*	68-2-20 Prf.Ta

gesamte Stichprobe:

3.1)	Rascher Temperaturwechsel bei Glasgehäuse	ND*	68-2-14 Prf.Nc
3.2)	Trockene Wärme	ND*	68-2-2 Prf.Ba
3.3)	Feuchte Wärme, erster Zyklus	ND*	68-2-30 Prf.Db
3.4)	Kälte	ND*	68-2-1 Prf.Aa
3.5)	Feuchte Wärme, restliche Zyklen	ND*	68-2-30 Prf.Db
3.6)	Temperaturwechsel (Luft) wenn verlangt	ND*	68-2-14 Prf.Na
3.7)	Temperaturabhängigkeit $f_r$ und $R_r$		122 Teil 1

Prüfreihefolge Los 2:

1)	Feuchte Wärme, konstant	D*	68-2-3 Prf.Ca
2)	Temperaturabhängigkeit $f_r$ und $R_r$		122 Teil 1

Prüfreihefolge Los 3:

1)	Alterung	ND*	122 Teil 1
2)	Temperaturabhängigkeit $f_r$ und $R_r$		122 Teil 1

\* Die Prüfung ist zerstörend (D) oder nichtzerstörend (ND)

### 3.3.2 Konformitätsprüfung

Die Konformitätsprüfung soll sicherstellen, daß nach einem längeren Zeitraum das Erzeugnis noch so geliefert wird, wie es freigegeben wurde. Die Konformitätsprüfung wird nach Ablauf von 1.. 2 Jahren laufender Lieferungen oder nach einer längeren Lieferunterbrechung durchgeführt. Bei der Konformitätsprüfung werden oft nicht alle Parameter der Freigabe geprüft. Welche Prüfungen durchgeführt werden müssen, entscheidet sich aus der Anwendung der Schwingquarze. Die Ergebnisse der Konformitätsprüfung werden mit denen der Freigabe verglichen. Es sollten keine Abweichungen auftreten, auch nicht innerhalb der Toleranzen. Für Vergleichszwecke sollten immer genügend Exemplare aus der Freigabeprüfung aufbewahrt werden, die gegebenenfalls mit Quarzen neueren Datums verglichen werden können.

### 3.3.3 Wareneingangsprüfung

Nach einer erfolgten Freigabe, bei der die Streuungen der Werte einen genügenden Abstand von den Toleranzen hatte, sollte eine Wareneingangsprüfung nicht notwendig sein. Die Quarze sind schon einmal beim Hersteller als Ausgangsprüfung geprüft worden. Die Wareneingangsprüfung bezieht sich also nur auf die notwendigen Parameter, um Irrtümer auszuschließen. Es sollten Stichproben genügen, um Ausbau- und Reparaturkosten in der Produktion zu sparen. Wenn auch Stichproben nach AQL-Werten 1,5 oder 0,65 und darunter heute nicht mehr aktuell sind, so sind die Stichprobentabellen zur Auswahl der Stichprobengröße recht hilfreich. Zu prüfen sind in den meisten Fällen:

- 1) Sichtprüfung
- 2) Belastungsabhängigkeit (Anschwingen)
- 3) Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand
- 4) weitere Parameter soweit relevant

Eine statistische Auswertung ist hilfreich, um den Qualitätstrend des Herstellers laufend zu beurteilen.

### 3.3.4 100 %-Prüfung

Bei Lieferungen kleiner Stückzahlen wird man keine Typfreigabe durchführen. Die Größe einer statistisch gesicherten Stichprobe zeigt, daß eine 100%ige Prüfung des gesamten Loses sinnvoll ist. Hierbei werden im Allgemeinen nur die für die Anwendung relevanten Prüfungen durchgeführt. Oft sind die für die Prüfung notwendigen Prüfgeräte nicht vorhanden, dann muß in einer Musterschaltung des Gerätes eine Funktionsprüfung erfolgen.

## 3.4 Durchführung der Prüfungen

Die Durchführung der Prüfungen ist in der DIN-IEC 122 und DIN-IEC 68 beschrieben und festgelegt. Diese umfangreichen Vorschriften sollen hier nicht wiederholt werden. Vielmehr soll auf Besonderheiten bei der praktischen Durchführung dieser Prüfungen und auf die Fehlerursachen und Fehlerfolgen eingegangen werden.

### 3.4.1 Visuelle Inspektion

Es werden die mechanischen Abmessungen und die Beschriftung kontrolliert. Die Beschriftung (Kennzeichnung) muß vollständig sein und gemäß der Spezifikation plaziert sein. Sie muß wischfest sein. Das Herstellungsdatum muß das aktuelle Datum sein. Die Abmessungen des Gehäuses soll der Norm und die Länge der Anschlußdrähte soll dem Datenblatt entsprechen. Bei einer Wareneingangsprüfung sollte man dabei gleich einen Blick auf die Oberfläche der Anschlußdrähte werfen. Sieht die Verzinnung einwandfrei aus? Im Zweifel wird ein Lötbarkeitstest gemacht.

### 3.4.2 Belastungsabhängigkeit

Gemeint ist hier die Änderung des Resonanzwiderstandes (und der Frequenz) bei kleiner Belastung (genannt DLD oder auch second Level of Drive). Weil der Fehler, nämlich der überhöhte Resonanzwiderstand bei kleiner Belastung beim Betrieb mit höherer Belastung vorübergehend verschwindet, muß diese Prüfung vor jeder anderen elektrischen Belastung durchgeführt werden!

In DIN-IEC 444-6 ist eine Vorlagerung von 1 Woche bei Raumtemperatur oder 1 Tag bei 105°C mit anschließender Angleichung an die Raumtemperatur über 2 Stunden vorgesehen. Erfahrungsgemäß reicht diese Zeit nicht aus. Im Zweifelsfall sollten die Quarze vor der Prüfung ca. 14 Tage unbelastet lagern.

Prüfmittel:	oder	oder
Passives Quarzmessgerät mit $\pi$ -Glieder nach IEC 444	aktives DLD-Meßgerät	Anwender-Oszillator

#### 3.4.2.1 Passive DLD-Messung mit zwei oder mehreren Belastungen

Die klassische DLD-Messung erfolgt im  $\pi$ -Netzwerk nach IEC 444. Dieses Netzwerk ist in Kapitel 3, Meßtechnik eingehend behandelt. Hierbei kann die bereits beschriebene Meßanordnung nach DIN-IEC 122 benutzt werden. Als erste Messung erfolgt die mit der kleineren Belastung. Vor der Messung eines jeden Quarzes muß also mit dem variablen Abschwächer die in der Spezifikation vorgeschriebene Belastung eingestellt werden. Die eingestellte Belastung ergibt sich aus:

$$P_c = R_r \cdot U_2^2 \cdot 47,9 \cdot 10^{-3} \text{ [W]} \quad (1)$$

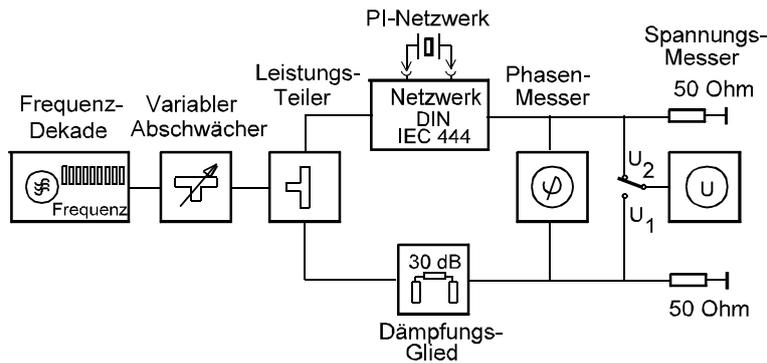


Bild 3.4 Passive Quarzmessung nach DIN IEC 122

Für die Einstellung der Spannung  $U_2$  muß ein reeller Widerstand anstelle des Quarzes in das  $\pi$ -Glied eingefügt werden. Dieser Widerstand soll dem mittleren Resonanzwiderstand der zu messenden Schwingquarze entsprechen. Für einen vorgegebenen Belastungsstrom erhalten wir die einzustellende Spannung  $U_2$  nach:

$$U_2 = I_c \cdot 4,56 \quad (2)$$

Wenn nicht anders spezifiziert, sollte der eingestellte Quarzstrom  $I_c$  nicht größer als  $50 \mu\text{A}$  sein. Anstelle von  $U_2$  kann auch die erforderliche Eingangsspannung am  $\pi$ -Glied leicht aus dem Kalibrierfaktor  $k = U_2 / U_1$  errechnet werden. Als zweite Messung wird dann die mit der höheren spezifizierten Belastung durchgeführt. Das Verhältnis aus den beiden gemessenen Resonanzwiderständen wird als DLD bewertet.

Wenn ein Phasenmesser oder Vektorvoltmeter nicht vorhanden ist, kann als Indikator bei der Messung mit dem  $\pi$ -Glied ein empfindliches Voltmeter benutzt werden (Bild 3.5). Die Frequenz wird dann statt auf Phase-0, auf Spannungsmaximum von  $U_2$  eingestellt. Die Errechnung des Quarzwiderstandes ergibt dann statt  $R_r$  den Minimal-Impedanz-Widerstand  $R_m$ . Für das DLD ist dies unerheblich, weil das Verhältnis der Widerstände definiert ist. Das Problem bei der DLD-Messung ist meist die sehr kleine Spannung  $U_2$ , die noch einwandfrei angezeigt werden muß. Weiter kommt man mit  $\pi$ -Glied-Anordnungen mit einem Netzwerkanalysator als Generator und Indikator. In Bild 3.6 ist ein Beispiel mit einem 2-Tor Analysator.

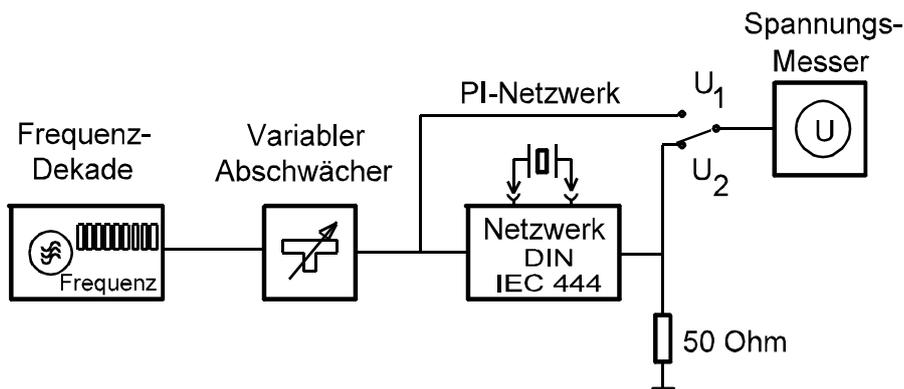


Bild 3.5 Passivmessung der Minimalimpedanz

Hier besteht meist die Möglichkeit aus den beiden Eingangsspannungen mit dem geräteinternen Rechner, direkt den Resonanzwiderstand zu errechnen und anzeigen zu lassen. Besonders einfach gestaltet sich die Messung des DLD mit einem automatischen "Passiv-Meßplatz". Hier sind die Programme zur Berechnung der Resonanzwiderstände fix und fertig programmiert.

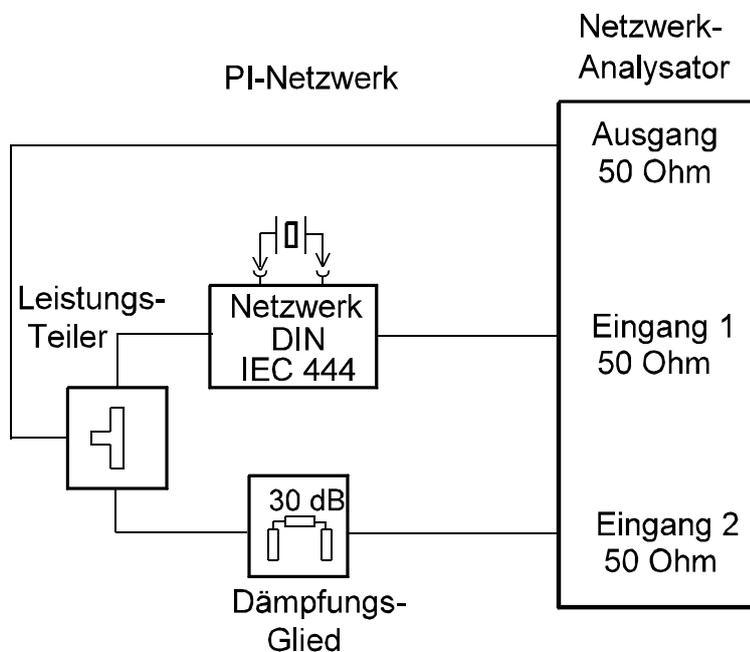


Bild 3.6 Passivmessung mit Netzwerkanalysator

### 3.4.2.2 Kontinuierliche DLD-Messung, passiv

Die Aufnahme genügend vieler Belastungswerte zur Beurteilung von Widerstandsspitzen über die Belastung ist sehr mühselig, weil die belastungsabhängige Frequenz immer wieder nachgestellt werden muß. In Bild 3.7 ist ein Schaltungsvorschlag aus DIN IEC 122 wiedergegeben, mit dem die kontinuierliche DLD-Messung automatisiert werden kann. Über eine Steuerlogik wird mit einer bestimmten Zeitkonstante mittels des steuerbaren Abschwächers die Belastung eingestellt. Die phasenabhängige Ausgangsspannung des Vektorspannungsmessers steuert über den AFC die Frequenzdekade so, daß die Phase immer 0-Grad beträgt. Die AFC-Spannung ist gleichzeitig ein Maß für die Frequenzänderung. Die Ausgangsspannung des Voltmeters wird als Maß des Resonanzwiderstandes auf den XY-Schreiber gegeben. Die X-Achse des Schreibers wird über die Steuerlogik synchron zur Pegelsteuerung angetrieben. Diese Anordnung kann in ähnlicher Form auch mit einem Netzwerkanalysator aufgebaut werden. Über den IB-Bus können mit entsprechenden Rechen-Programmen vollautomatische Messungen realisiert werden.

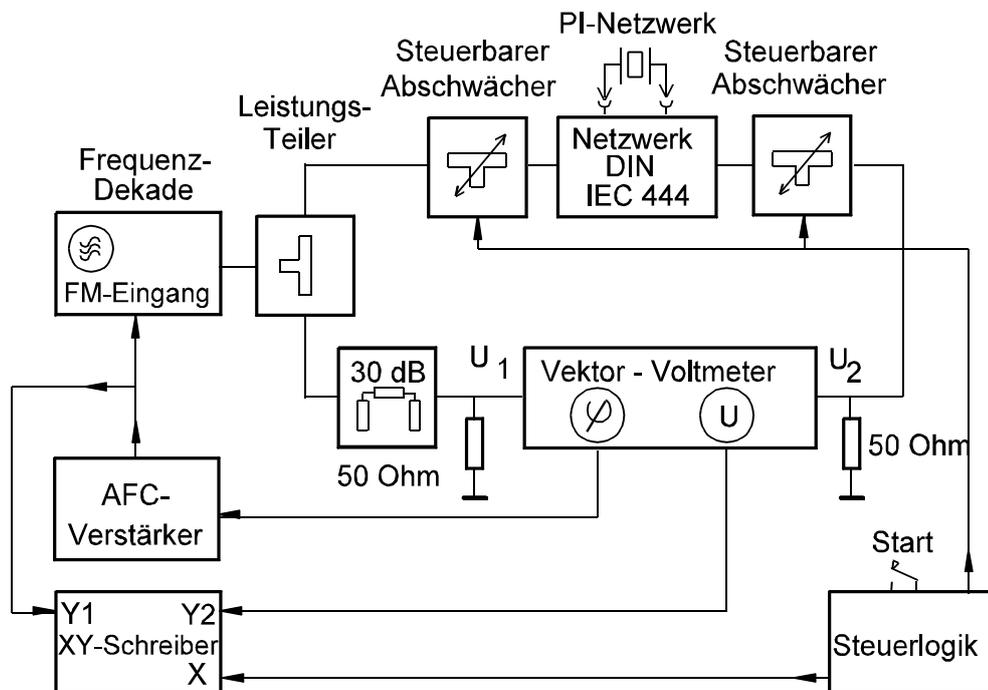


Bild 3.7 Kontinuierliche DLD - Messung, passiv

### 3.4.2.3 Aktive DLD-Messung

Wenn kein Passiv-Messplatz zur Verfügung steht, oder wenn eine große Stückzahl (100%-Prüfung) automatisch geprüft werden soll, scheint eine aktive Messung sinnvoll. Eine aktive Messung mit der Originaloszillatorschaltung unter erschwerten Bedingungen liefert zwar keine exakten Meßwerte, kann aber sehr sinnvoll sein, sie ist vor allem praxisnah. Bild 3.8 soll im Prinzip die Maßnahmen zur Verschärfung der Anschwingbedingungen im Originaloszillator darstellen. Die Widerstandskombination  $R_1$  und  $R_2$  soll die Betriebsspannung auf den Minimalwert der im Gerät vorkommenden Betriebsspannung herunterteilen, gleichzeitig soll die Zeitkonstante  $R_u-C_u$  ein weiches Hochfahren des Oszillators über den Zeitraum von etwa 1...2 sek. bewirken. Durch Vergrößern der Kapazität  $C_2$  kann die Rückkopplung soweit erniedrigt werden, oder (und) durch die Reihenschaltung eines Widerstandes  $R_v$  zum Quarz wird die Schwingbedingung des Oszillators soweit verschlechtert, daß unsichere Anschwingkandidaten noch mit Sicherheit ausgesiebt werden können.

Da mit dieser Methode keine übertragbaren Meßergebnisse erzielt werden, müssen gegebenenfalls entsprechende Vereinbarungen mit dem Hersteller getroffen werden. Bei der aktiven DLD-Messung mit gebräuchlichen Testoszillatoren ist Vorsicht geboten: Bei einigen Testoszillatoren wird die Leistung erst nach dem Schwingen des Quarzes mit maximaler Amplitude auf die voreingestellte Leistung heruntergeregelt. Damit ist der Quarz bereits beim Anschwingen vorbelastet. Eine DLD-Messung ist also nicht mehr möglich.

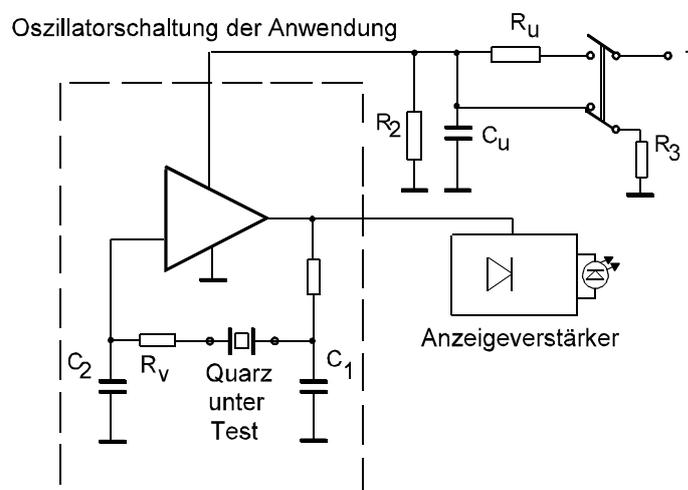


Bild 3.8 Aktive DLD-Prüfung in der Anwenderschaltung

Nach einem Vorschlag der Fa. Philips können diese Probleme mit einer aktiven Anschwing-Prüf-Schaltung nach Bild 3.9 gelöst werden. Es handelt sich hierbei um einen Oszillator mit definierter negativer Impedanz. Mit dem Abgleichwiderstand wird der Maximalwiderstand, mit dem der Oszillator noch schwingt, eingestellt. Der Oszillator durchfährt den gesamten Belastungsbereich von  $10^{-15}$  W bis  $10^{-3}$  W. Bei Überschreitung des eingestellten Grenzwiderstandes wird die Oszillation unterbrochen, die Anzeigelampe und die Steuereinheit werden nicht aktiviert. Das Schaltbild ist im Kapitel 4 wiedergegeben. Dieses Verfahren ist in der DIN-IEC 444-6 beschrieben.

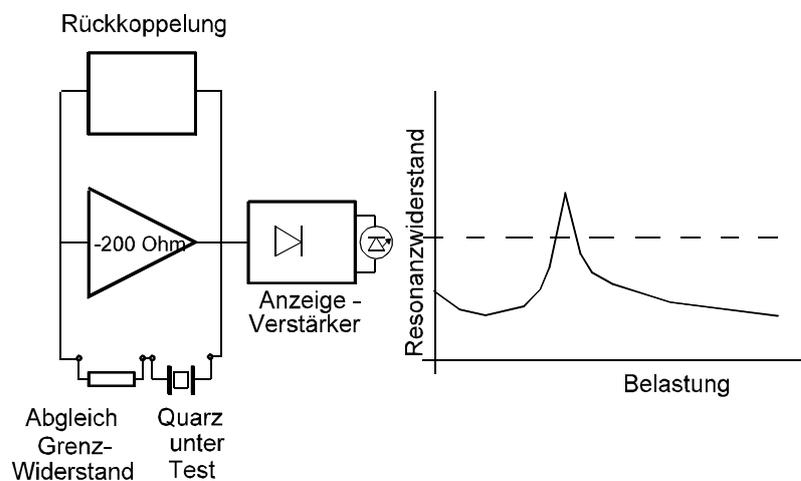


Bild 3.9 Aktive DLD - Messung

### 3.4.3 Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand

Die Resonanzfrequenz und der Resonanzwiderstand werden mit der in der Spezifikation genannten Nennbelastung gemessen. Die Umgebungstemperatur muß während der Messung der Bezugstemperatur entsprechen. Im Allgemeinen beträgt sie  $(25 \pm 2)^\circ\text{C}$ , wenn in der Spezifikation nicht anders angegeben. Vor der Prüfung müssen die Quarze bei der Bezugstemperatur so lange gelagert werden, bis ein Temperatenausgleich stattgefunden hat. Beim Einsetzen der Quarze in das Prüfgerät ist darauf zu achten, daß die Quarze nicht unzulässig durch die Handtemperatur erwärmt werden.

Bei Quarzfrequenzen über 100 MHz ist entweder die Parallelkapazität zu kompensieren, oder die in der Spezifikation vereinbarte Meßmethode anzuwenden (siehe hierzu 2.14.2, Bild 2.58). Kompensationsmethoden sind im Vortrag Meß-

technik angegeben. Weil die Zuleitungsinduktivitäten die Meßergebnisse verfälschen könnten, erfolgt die Kontaktierung des Quarzes durch die Meßaufnahme in der Referenzebene. Die Normung hat 2 mm unterhalb der Grundfläche des Schwingquarzgehäuses als Referenzfläche definiert.

Die Lastresonanzfrequenz ist mit der vorgeschriebenen Lastkapazität zu ermitteln, entweder durch Vorschalten einer realen (physikalischen) Kapazität oder durch Berechnung aus gemessenen Parametern. Beide Verfahren können bei Erdung oder Nichterdung des Schwingquarzgehäuses zu unterschiedlichen Ergebnissen führen. Besonders groß sind die durch Streukapazitäten verursachten Fehler bei der Messung des Lastresonanzwiderstandes. Hier ist es auf alle Fälle angebracht, den Wert aus dem Resonanzwiderstand zu errechnen, oder einen aus mehreren Messungen ermittelten Korrekturwert anzubringen:

$$R_L = R_r \left( 1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2 \quad (3)$$

Bei Verwendung einer physikalischen Lastkapazität sollte diese aufgeteilt werden und in beiden Zuleitungen mit je dem doppelten Kapazitätswert angeordnet werden. Auf geringst mögliche Streukapazitäten ist zu achten.

### 3.4.3.1 Passive Messung von Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand

Nach DIN IEC 122 Teil 1 ist die passive Messung mit einem  $\pi$ -Glied nach DIN IEC 444 vorgesehen, wenn nicht eine andere Methode in der Spezifikation vorgeschrieben ist. Die Anordnungen zur passiven Messung sind im Wesentlichen die gleichen, wie sie zur DLD-Messung schon beschrieben wurden, nur daß die Quarzbezugsleistung eingestellt wird.

Die Lastresonanzfrequenz und der Lastresonanzwiderstand können mit vorgeschalteten physikalischen Kapazitäten, oder mit vorgegebenen Phasen- und Amplitudenoffsetwerten gemessen werden, oder aus den gemessenen Daten errechnet werden. Die Errechnung der Lastresonanzdaten aus den bei mehreren Frequenzen oder Phasenbedingungen ermittelten Meßwerten hat den Vorteil, daß sie durch Streukapazitäten nicht beeinflußt werden. Bei höheren Quarzfrequenzen (etwa ab 100 MHz) muß die statische Parallelkapazität des Quarzes kompensiert werden. Dies erfolgt im einfachsten Fall durch Parallelschalten einer Induktivität (Bild 3.10),

kann aber auch in einer Brückenschaltung durch eine veränderbare Kapazität ausgeglichen werden (einfach durchzuführen bei Messung mit 2-Tor-Netzwerkanalysatoren). Der Wert der Kompensationsspule  $L_{Komp}$  beträgt:

$$\omega L_{Komp} = \frac{1}{(\omega C_0)} \quad L_{Komp} = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_0} \quad (4)$$

Die Spule wird etwa 50 kHz unter der Resonanzfrequenz des Quarzes bei gleichzeitig eingesetztem Quarz auf Ausgangsspannungsminimum abgeglichen.

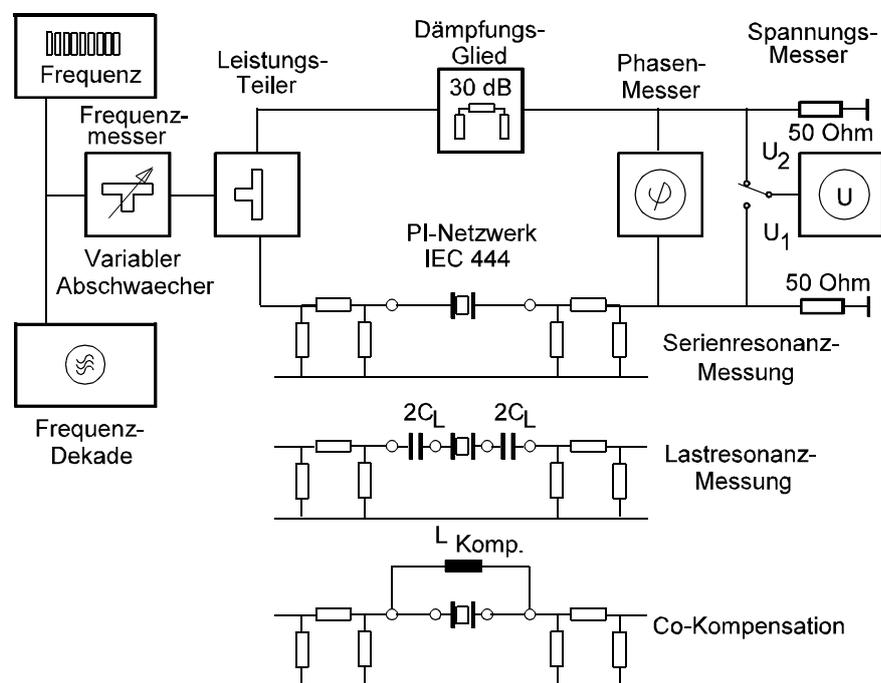


Bild 3.10 Messungen mit dem  $\pi$ -Netzwerk nach DIN IEC 444

### 3.4.3.2 Aktive Messung von Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand

Eine aktive Meßmethode ist nicht genormt. Die aktive Messung ist in den meisten Fällen ungenauer als die passive Quarzmessung, aber die benötigten Meßgeräte sind preisgünstiger (soweit die zur Passivmessung benötigten Geräte nicht aus anderen Aufgaben zur Verfügung stehen), die Messungen sind meist schneller. Bei der aktiven Methode wird der Schwingquarz in den Rückkopplungszweig eines Oszillators eingezweigt. Die Oszillatorschaltung enthält einen Abstimmkreis, damit Phasenfehler eliminiert werden können. Vor der Messung muß der Oszillator "reell"

gemacht werden, d.h. bei der Resonanzfrequenz des Quarzes muß die Phase in der Rückkopplungsschleife gleich 0 sein. Hierzu wird statt des Quarzes ein Ohm'scher Widerstand angeschlossen. Mit dem Abstimmkreis wird der schwingende Oszillator auf die Quarznennfrequenz abgestimmt. Dabei wird auch die Schwingamplitude des Oszillators so eingestellt, daß am Widerstand die in der Spezifikation festgelegte Belastung entsteht.

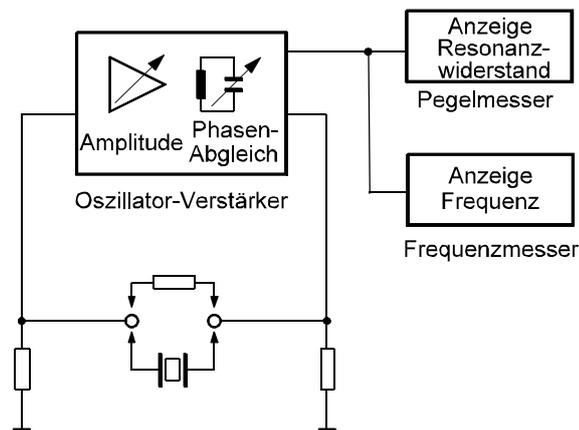


Bild 3.11 Aktive Quarzmessung, Prinzip

Die Meßgenauigkeit hängt wesentlich von der präzisen Abstimmung des Oszillators ab. Der Wert des Vergleichswiderstandes soll nicht mehr als 30% vom Resonanzwiderstand der zu messenden Quarze abweichen. Zur Messung der Lastresonanzfrequenz wird die Lastkapazität mit dem Quarz in Serie geschaltet. Die Lastresonanzfrequenz und der Lastresonanzwiderstand kommen nun zur Anzeige. Allerdings weicht auch hier der angezeigte Wert des Lastresonanzwiderstandes, bedingt durch Streukapazitäten, vom wahren Wert ab. Üblich ist es deshalb, den Lastresonanzwiderstand aus der Serienresonanz-Messung zu errechnen.

### 3.4.3.3 Messung im Anwendungsozillator

Eine Prüfung von Quarzen im Oszillator der Anwendung sollte nur im allergrößten Notfall vorgenommen werden. Mit einem ausgesuchten Grenzwert-Oszillator, der zudem noch mit der Lastkapazität und mit einem "0-Quarz" auf die Nennfrequenz getrimmt werden muß, kann allenfalls die Arbeitsfrequenz der Quarze geprüft werden. Eine Messung des Resonanzwiderstandes ist nicht möglich. Eine Aussonderung von Grenzwerten im Resonanzwiderstand ist allenfalls als getrennte Prüfung mit der Schaltung zur Ermittlung des DLD möglich (Bild 3.8). Weil keine exakten Werte erhältlich sind, werden Reklamationsverhandlungen schwierig, wenn der Lieferant nicht "um die Ecke wohnt". Für Freigabemessungen sind Prüfungen im Anwendungsozillator gänzlich ungeeignet.

### 3.4.4 Ersatzdaten

#### 3.4.4.1 Meßmethode mit Verstimmung durch eine Lastkapazität

Die dynamischen Werte des Ersatzschaltbildes können am einfachsten aus dem Lastresonanzfrequenz-Offset ermittelt werden. Hierzu werden die Serienresonanzfrequenz  $f_s$  und die Lastresonanzfrequenz  $f_L$  der Quarze gemessen. Aus der Frequenzdifferenz (dem Lastresonanzoffset) werden dann die dynamischen Werte ermittelt (siehe 2.14.3, Gleichungen 39 und 40). Hierzu müssen die Werte der statischen Kapazität  $C_0$  und die Lastkapazität  $C_L$  bekannt sein:

$$LO = \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad C_1 = \frac{2(f_L - f_s)}{f_s} (C_0 + C_L) \quad (5)$$

$$L_1 = \frac{1}{8\pi^2 f_s (f_L - f_s) (C_L + C_0)} \quad (6)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_s C_1 R_1} \quad Q = \frac{1}{4\pi (f_L - f_s) (C_L + C_0) R_1} \quad (7)$$

#### 3.4.4.2 Meßmethode mit Verstimmung durch zwei Lastkapazitäten

Die Messung wird wie in 3.4.4.1 durch die Verstimmung der Resonanzfrequenz des Quarzes vorgenommen. Es werden jedoch zwei Lastkapazitäten verschiedener Größe verwendet. Damit werden drei Frequenzen gemessen:

$f_s$  = Serienresonanzfrequenz ohne  $C_L$

$f_{L1}$  = Lastresonanzfrequenz 1 mit  $C_{L1}$

$f_{L2}$  = Lastresonanzfrequenz 2 mit  $C_{L2}$

Den Wert der dynamischen Kapazität erhalten wir aus den drei Frequenzmessungen:

$$C_1 = \frac{2(C_{L2} - C_{L1})}{f_{L1} - f_{L2}} \frac{(f_{L1} - f_s)(f_{L2} - f_s)}{f_s} \quad (8)$$

Die statische Kapazität  $C_0$  fällt bei dieser Rechnung heraus. Meßfehler der statischen Kapazität und parallel liegender Streukapazitäten wirken sich nicht aus. Übliche Werte für die beiden Lastkapazitäten  $C_{L1} = 30$  pF,  $C_{L2} = 50$  pF.

Zur Vermeidung von Meßfehlern durch die Belastungsabhängigkeit der Resonanzfrequenz sind die Messungen bei kleiner Belastung durchzuführen.

### 3.4.4.3 Meßmethode mit Verstimmung um einen Phasenwinkel

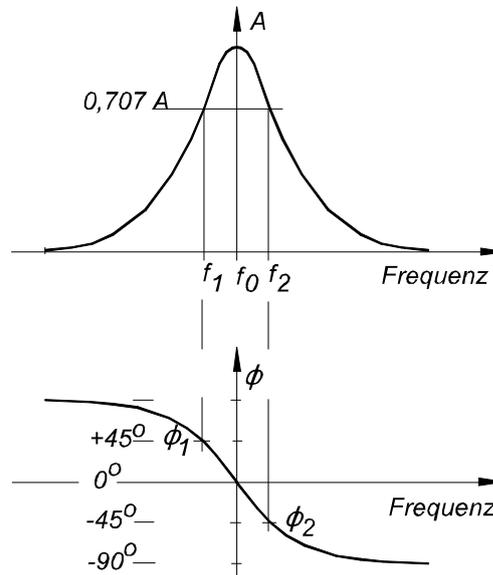


Bild 3.12 Phasenmethode

Die Meßmethode mit vorgeschalteter Lastkapazität ist für beide Meßarten, aktive und passive Messung durchführbar. Die Phasenmethode ist auf die Passivmessung beschränkt. Bei der Phasenmethode wird die Frequenz des Signalgenerators soweit verändert (auf  $f_1$  und  $f_2$ ), daß sich ein vorgegebener Phasenwinkel ( $+\phi_1$  und  $-\phi_2$ ) ergibt. Aus der Frequenzänderung für den vorgegebenen Phasenwinkel können die dynamischen Werte des Ersatzschaltbildes bei bekanntem Resonanzwiderstand aus

der Schwingungsgüte  $Q$  errechnet werden:

$$Q = \tan\phi \frac{f_r}{2\Delta f} = \tan\phi \frac{f_r}{f_2 - f_1} \quad (9)$$

Bei der Messung der Bandbreite  $\Delta f$  ist die Güte  $Q$  durch die Reihenschaltung des Quarzes mit den Abschlüssen des  $\pi$ -Netzwerkes reduziert. Dies wird berücksichtigt durch  $R_{\text{eff}} = R_r + R_T$ . Für das  $\pi$ -Glied nach DIN IEC 444 ist  $R_T = 25 \Omega$ .

Der benutzte HF-Generator muß die ausreichende Einstell- und Ablesegenauigkeit ermöglichen. Die untenstehende Tabelle zeigt für einige Beispiele die Frequenzänderung für  $\Delta\phi = 45^\circ$ ,  $\Delta\phi = 20^\circ$  und die Frequenzänderung beim Lastkapazitätsverfahren mit  $C_L = 30 \text{ pF}$  im Vergleich.

Quarzdaten					Frequenzänderung		
f	Q	Q <sub>eff</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>0</sub>	f <sub>2</sub> -f <sub>1</sub> 45°	f <sub>2</sub> -f <sub>1</sub> 20°	Δf C <sub>L</sub> =30 pF
MHz			fF	pF	Hz	Hz	Hz
5 -5.Ot.	2·10 <sup>6</sup>	1,5·10 <sup>6</sup>	0,2	3,1	3,3	1,2	15
1 -Gnt.	100·10 <sup>3</sup>	86·10 <sup>3</sup>	10	5,0	11	4	143
5 -Gnt.	150·10 <sup>3</sup>	53·10 <sup>3</sup>	15	4,0	94	34	1100
10 -Gnt.	100·10 <sup>3</sup>	20·10 <sup>3</sup>	25	5,5	500	180	3520
25 -Gnt.	80·10 <sup>3</sup>	10·10 <sup>3</sup>	20	4,2	2500	900	7300
50 -3.Ot.	100·10 <sup>3</sup>	40·10 <sup>3</sup>	2	4,3	1250	450	1460
100 -5.Ot.	100·10 <sup>3</sup>	71·10 <sup>3</sup>	0,25	2,5	1400	500	385
200 -9.Ot.	50·10 <sup>3</sup>	40·10 <sup>3</sup>	0,15	2,7	5000	1800	460

Besonders bei digital gesteuerten Generatoren ist zu beachten, daß die Schrittweite ausreichend klein ist, um die erforderlich kleinen Frequenzschritte auszuführen. Gegebenenfalls ist ein fester Frequenzschritt vorzugeben und die zugehörige Phase abzulesen und auszuwerten. Der erforderliche kleinste Frequenzschritt ergibt sich aus der geforderten Meßgenauigkeit, die von der zulässigen Toleranz des Meßobjektes abhängt. Meist ist die dynamische Kapazität C<sub>1</sub> mit ± 30% toleriert, eine Meßgenauigkeit von 2% kann ausreichend sein. Also kann ein kleinster Frequenzschritt mit ~ 2% des Tabellenwertes als ausreichend angenommen werden. Bei Filterquarzen liegen die Toleranzen meist bei 2%, so daß als kleinste Schrittweite 0,1% der Frequenzänderung angenommen werden muß. Hier werden bei tiefen Quarzfrequenzen sehr bald die Grenzen der verfügbaren Geräte erreicht. Übliche Phasenwinkel sind 45° oder 20°.

#### 3.4.4.4 Vielfrequenzverfahren (Scheinleitwertsverfahren)

Beim Scheinleitwertsverfahren werden mehrere korrespondierende Frequenzen zu ausgewählten Werten des Scheinleitwertes des Schwingquarzes gemessen. Die Auswertung erfolgt rechnergestützt. Weil dieses Meßverfahren als fertiges Meßsystem "gekauft" wird, soll hier nicht näher darauf eingegangen werden.

### 3.4.5 Statische Parallelkapazität

Die statische Parallelkapazität kann wie jeder technische Kondensator in einer Brückenschaltung, nach der Resonanzmethode, oder der Ladezeit gemessen werden. Sie kann aber auch bei der passiven Messung aus einer Scheinwiderstandsmessung bei einer, von der Resonanz weit abliegenden Frequenz, abgeleitet werden. Die Parallelkapazität muß bei einer Frequenz gemessen werden, die soweit unterhalb der Resonanzfrequenz und weit ab von jeder Störresonanz oder Nebenwelle der Quarze liegt, daß die Messung durch diese Resonanzen nicht beeinflusst wird. Selbst die, bei AT-Schnitt-Quarzen sehr tief liegende Flächenschwingung (etwa bei 450 kHz bis 800 kHz), beeinflusst die  $C_0$ -Messung, obwohl diese Resonanz so stark gedämpft ist, daß sie kaum meßbar ist. Nach den Normen soll, wenn nichts anders vorgeschrieben ist, die Parallelkapazität mit geerdetem Quarzgehäuse gemessen werden. Meßwertabweichungen können durch eine meßgeräteinterne Masseverbindung eines Meßanschlusses entstehen. Die beiden Streukapazitäten  $C_{13}$  und  $C_{23}$  in Bild 3.13 A sind nicht immer gleich. Dadurch können je nach Einsteckrichtung des Quarzes in die Meßaufnahme unterschiedliche Werte gemessen werden.

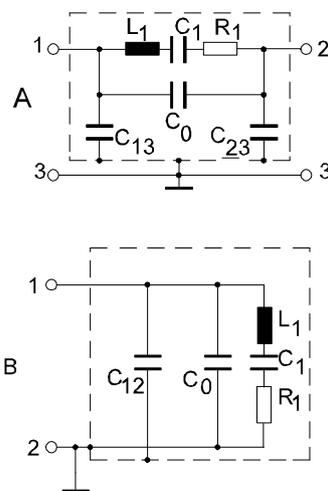


Bild 3.13  
Streukapazitäten

### 3.4.6 Temperaturgang von Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand

Die Resonanzfrequenz und der Resonanzwiderstand werden hierbei, wie bereits beschrieben, gemessen. Der zu messende Schwingquarz wird für die Messung der Temperaturabhängigkeit in einer Temperaturkammer oder in einer temperierbaren Einzelaufnahme angeordnet. Der Quarz kann bei einigen fest vorgewählten Tem-

peraturen (statisch), oder bei kontinuierlich gleitender Temperatur (dynamisch) gemessen werden.

Messung	
punktweise	kontinuierlich
Messung in Temperaturkammer 30 ... 100 Stck Ergebnis: Meßwerte (graphisch möglich) großer Prüfdurchsatz keine Hysterese, Quarz läuft ein  Dip's schwer erfaßbar Feuchte-Dip's schwer erkennbar Rechnerische Auswertung und statistische Auswertung ist möglich	Messung mit Einzelaufnahme 1 Stück Ergebnis: Kurven zeitaufwendige Einzelmessung Hysterese, abhängig von der Meßgeschwindigkeit Dip's werden aufgezeichnet Feuchte-Dip's eindeutig erkennbar  Statistische Auswertung nicht möglich

Bei Prüfungen in der Temperaturkammer können größere Stückzahlen in einem Durchgang gemessen werden, die Messungen erfolgen punktuell bei einzelnen Temperaturpunkten. Für die Darstellung der Temperaturkurve 3.Ordnung beim AT-Schnitt genügen theoretisch 4 Temperaturpunkte um mit einem mathematischen Fit-Programm die Kurve 3.Ordnung darzustellen. Abweichungen von der

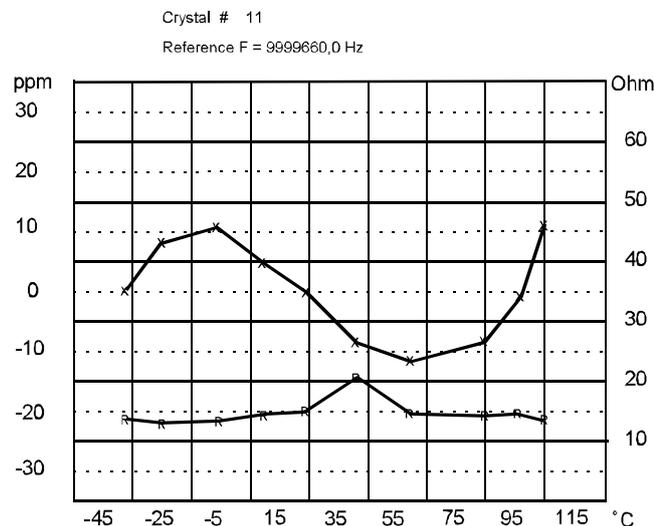


Abb. 3.14 Messung des Temperaturganges bei 10 Temperaturen

Idealkurve, wie z.B. Dip's über den Temperaturbereich werden dabei nicht erfaßt. Je mehr Temperaturpunkte benutzt werden, um so präziser können die Kurven dargestellt werden. Um Nadeldips darzustellen, müssen die Meßpunkte im Abstand von etwa 2°C liegen. Siehe hierzu den Vergleich einer punktuellen Mes-

sung mit einer kontinuierlichen Messung desselben Quarzes in Bild 3.14 und Bild 3.15. Bei der punktweisen Messung des Temperaturganges können die Einlaufzeiten so lang gewählt werden, daß Hysterese-Effekte das Meßergebnis nicht beeinflussen. Die kontinuierliche Messung hat den Vorteil, das Widerstandseinbrüche (Dip's) erfaßt werden. Der große Nachteil ist der äußerst geringe Durchsatz der ohnehin zeitaufwendigen und damit teuren TK-Messung.

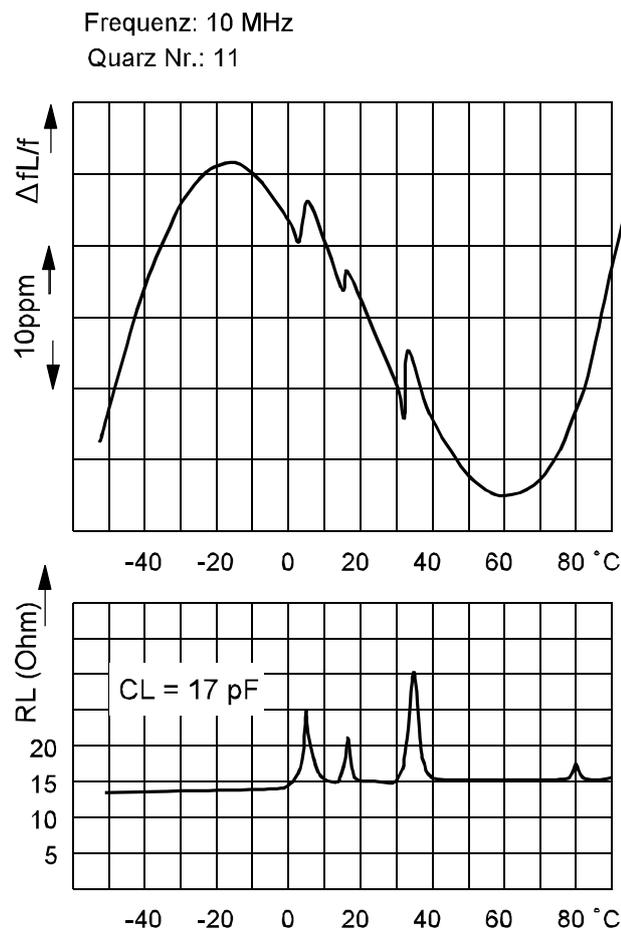


Abb.3.15 Kontinuierliche Messung des Temperaturganges

Bei der Messung des Temperaturganges ist der Quarz mit seiner Nennbelastung zu belasten, weil bei höheren Belastungen zusätzliche Dip's auftreten können. Es ist üblich, insbesondere bei gleitender Temperierung, die Temperatur von kalter in Richtung warmer Temperatur zu verändern, weil hierbei Erhöhungen des Resonanzwiderstandes durch Kondensateinschlüsse (Feuchtedips) mit erfaßt werden (siehe Kapitel 2.12.6). Hierbei kann es aber auch zur Betauung der äußeren Quarzanschlüsse, der Kontaktierung der Meßaufnahme und an den Lastkondensatoren usw. kommen. Bei der Messung des Quarzes in Serienresonanz ist der Quarz meist so niederohmig, daß der Einfluß der Betauung vernachlässigbar ist. Bei der Messung der Lastresonanzfrequenz treten jedoch erhebliche Änderungen des gemess-

nen Lastresonanzwiderstandes und der Frequenz durch die Betauung auf. In diesen Fällen ist die Temperatur von warm nach kalt zu fahren. Bei der Verwendung von Temperaturkammern besteht diese Beeinträchtigung nicht. Durch das Einströmen des Kühlgases in die Kammer wird die feuchte Luft aus der Kammer verdrängt, so daß Betauungen nicht auftreten können. Durch mechanische Spannungen in der Halterung und der Quarzscheibe selbst sind Hystereseeffekte möglich, d.h. beim Durchfahren der Frequenz-Temperaturkurve von kalt nach warm erhalten wir eine geringfügig andere Temperaturkurve gegenüber der von warm nach kalt gefahrenen Temperaturkurve. Auch die hohe Schwingungsgüte der Schwingquarze erfordert eine Mindesteinlaufzeit der Messung. Deshalb können bei zu großer Meßgeschwindigkeit der Meßapparatur Hystereseeffekte vorgetäuscht werden. Letztendlich ist noch die Wärmeträgheit des Schwingquarzes zu berücksichtigen. Aus diesen Gründen ist nach Erreichen der jeweiligen Meßtemperatur eine Einlaufzeit abzuwarten, bevor Meßwerte ermittelt werden (siehe 2.12.4, Hysterese). Während der Einlaufzeit soll der Quarz elektrisch mit der Nennbelastung belastet sein, d.h. er muß ununterbrochen schwingen. Die erforderliche Einlaufzeit hängt von der Quarzfrequenz, dem Quarztyp und der geforderten Meßgenauigkeit ab. Quarze tiefer Frequenz benötigen längere Einlaufzeiten als Quarze höherer Frequenz. Einlaufzeiten bis 0,5 Min. nach Erreichen des Temperaturgleichgewichtes sind üblich, bei Präzisionsquarzen werden Einlaufzeiten von über 10 Min. erforderlich. Die praktisch erforderliche Einlaufzeit wird ermittelt, indem nach einem Temperatursprung bei nunmehr konstanter Temperatur die Einlaufzeit der Frequenz gemessen wird.

#### 3.4.6.1 Statische Messung der Temperaturabhängigkeit

Die zu messenden Schwingquarze werden in einer Kammer angeordnet, die durch kalte Gase auf die untere Meßtemperatur abgekühlt wird. Als Kühlgas wird aus der Flüssigphase expandierende Kohlensäure ( $\text{CO}_2$ ) oder flüssiger Stickstoff ( $\text{LN}_2$ ) verwendet.

- A) Kammer
- B) PI-Glied außen
- C) PI-Glied innen

Die Ausnahme bilden Temperaturkammern mit angebauter Kältemaschine. Sie erfordern eine längere Abkühlzeit. Die Temperierung der Kammer erfolgt allgemein durch elektrische Beheizung nach erfolgter Abkühlung auf den niedrigsten Wert. Die Regelung der Temperatur erfolgt durch wechselweises Einlassen von Kühlgas und Aufheizen im Umwälzkanal. Die Temperaturgenauigkeit soll besser als  $1^{\circ}\text{C}$  sein, bei Präzisionsquarzen besser als  $0,5^{\circ}\text{C}$ . Die Regelung muß ein Überschwingen und Regelschwingungen von mehr als  $0,5^{\circ}\text{C}$  vermeiden.

Die Meßanschlüsse müssen schlecht wärmeleitend, mit dünnen Drähten durch die dicke Kammertür geführt werden (Bild 3.16 B). Dadurch kann die genormte Meßebeine in 2 mm Abstand von der Bodenplatte nicht eingehalten werden. Die Induktivität der Zuleitungen wirkt wie eine negative Lastkapazität. Bei bekannter dynamischer Kapazität  $C_1$  des Quarzes und der Frequenzdifferenz  $\Delta f$  aus einer Vergleichsmessung der Quarzfrequenz innerhalb der Kammer und unter Normalbedingungen außerhalb der Kammer kann die "negative Lastkapazität" errechnet werden und damit der Fehler der Messung des Frequenz-Temperaturganges errechnet werden (siehe 2.12.3, Temperaturgang mit Lastkapazität). In Bild 3.16 B) wird die Frequenzmessung mit von außen vorgestecktem  $\pi$ -Glied oder einem Oszillator durchgeführt. In Bild 3.16 C) werden die Fehler durch die Zuleitungen vermieden, indem jedem Quarz ein  $\pi$ -Glied innerhalb der Kammer zugeordnet ist. Aber auch hier müssen immer noch die Quarze jeweils von Hand nacheinander kontaktiert werden.

Die Messung in solchen Temperaturkammern ist äußerst problematisch und sollte nur in Ausnahmefällen gehandhabt werden. Wesentlich eleganter und für serienmäßige Messungen geeignet ist die Anordnung nach Bild 3.17.

- 1) Temperaturkammer
- 2) Schwingquarze
- 3) rotierender Transportarm
- 4) Quarzträger
- 5) Meßanschluß
- 6) Durchführung mit  $\pi$ -Netzwerk
- 7) Kontaktierung
- 8) Anschlüsse des  $\pi$ -Netzwerkes

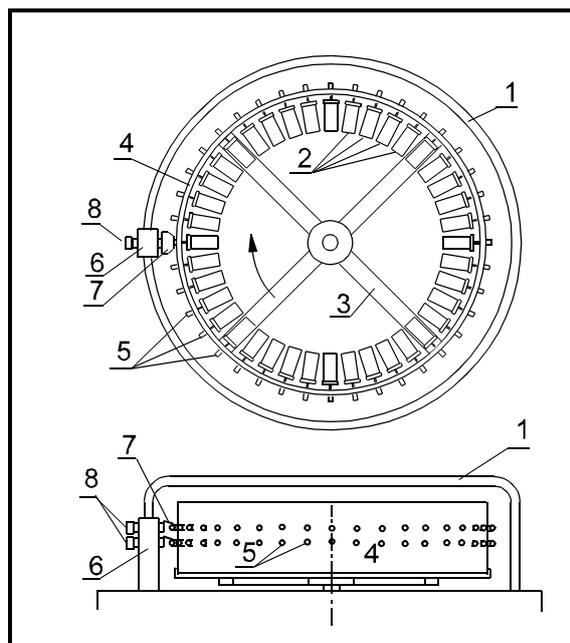


Bild 3.17 Temperaturkammer der Fa.Saunders

Die Quarze, auf einem ringförmigen Träger angeordnet, werden zum Messen an dem  $\pi$ -Glied schrittweise vorbeigeführt. Das  $\pi$ -Glied ist gleichzeitig die Stromdurchführung durch die Kammerwand. Die oben geschilderten Probleme tauchen also nicht auf. Der Programmablauf wird von einem Rechner gesteuert. Der Programmablauf enthält: Die Temperatureinstellung, die Einlaufzeiten, die Fortschaltung des Drehtellers mit den Quarzen, das Programm zum automatischen Messen mit dem  $\pi$ -Netzwerk und die Auswertung der Meßergebnisse mit Ausdruck durch Zahlenwerte oder der graphischen Darstellung durch Kurven. Bei Ersatz des  $\pi$ -Netzwerkes durch Mehrfachstromdurchführungen können mit der Anordnung auch andere Bauelemente oder Baugruppen geprüft werden, z.B. Quarzoszillatoren, VCXO, PXO, TCXO.

- 1) Temperaturkammer
- 2) Schwingquarze
- 3) Meßanschlüsse
- 4) Kammertür
- 5) Umwälzkanal
- 6) Umwälzlüfter
- 7) CO<sub>2</sub>-oder LN<sub>2</sub> Ventil
- 8) Heizung
- 9) Koaxialbuchse
- 10) Thermometer
- 11)  $\pi$ -Netzwerk

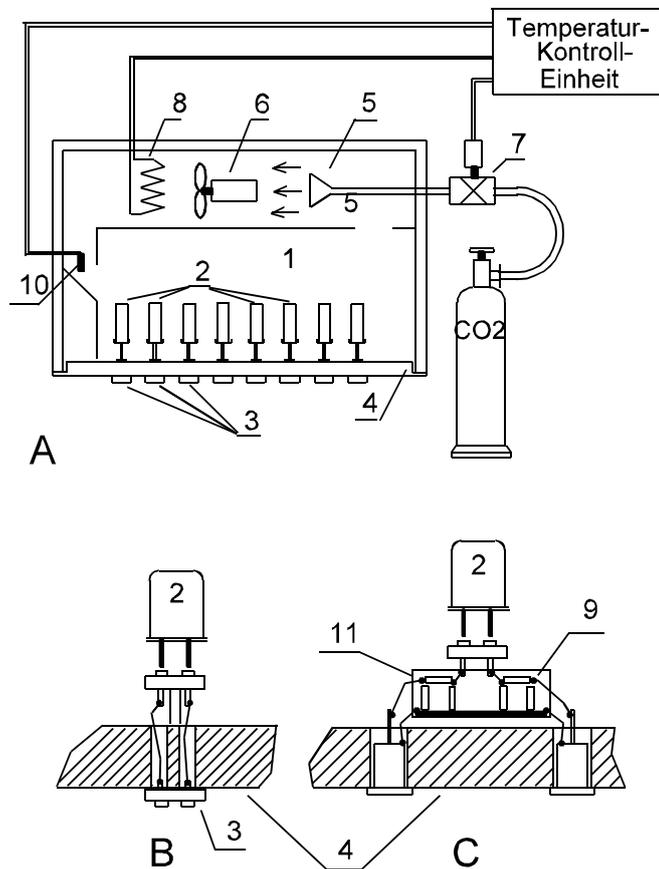


Bild 3.16 Temperaturkammer

### 3.4.6.2 Dynamische Messung der Temperaturabhängigkeit

Bei der dynamischen Messung der Temperaturabhängigkeit wird jeweils ein zu messender Schwingquarz kontinuierlich über einen gegebenen Temperaturbereich temperiert. Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand werden ebenfalls kontinuierlich, das heißt ohne Unterbrechung aufgezeichnet. Die Temperaturänderung muß nicht unbedingt linear mit der Zeit erfolgen.

- 1) Quarzaufnahme
- 2) Netzgerät für die Heizung
- 3)  $\pi$ -Glieder IEC 444
- 4) Frequenzdekade mit analoger Steuerung
- 5) Vektorvoltmeter
- 6) XY-Schreiber
- 7) Thermometer
- 8) Steuerverstärker
- 9) Leistungsteiler
- 10) Meßoszillator
- 11) Vergleichsoszillator
- 12) Mischer

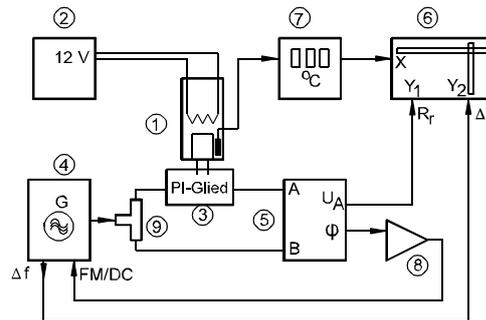


Bild 3.18 dynamische Messung mit PI-Glied

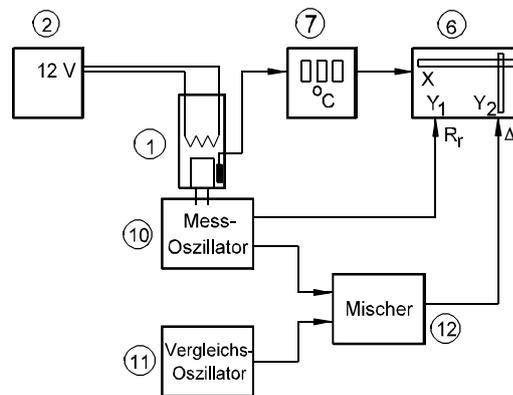


Bild 3.19 dynamische Messung mit Oszillator

Die Messung kann passiv mit einem  $\pi$ -Glieder in einer phasengeregelten Meßschleife erfolgen (Bild 3.18), oder aktiv mit einem Meßoszillator (Bild 3.19). Der zu messende Schwingquarz wird hierzu in einer heizbaren Aufnahme (Bild 3.20) angeordnet. Vor der Messung wird diese Quarzaufnahme mit Trockeneis auf die untere Meßtemperatur abgekühlt. Zur Messung wird der Quarz am Meßgerät angeschlossen. Die Heizung 3) erwärmt den Quarz langsam, der Kältespeicher 4) sorgt für eine nicht zu schnelle Erwärmung, nachdem die Einheit aus dem Trockeneis genommen wurde. Sie wirkt

gleichzeitig linearisierend auf den Aufheizvorgang. Mit dem Digitalthermometer wird ständig die Temperatur gemessen und über den analogen Ausgang des Thermometers wird die X-Richtung des Schreibers gesteuert, so daß die Schreiberfedern immer die Position der aktuellen Temperatur einnehmen.

- 1 Temperierblock
- 2 Quarz
- 3 Heizung
- 4 Kältespeicher
- 5 PT-100 Thermofühler

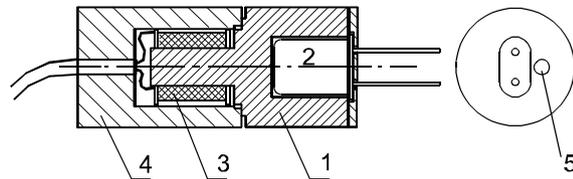


Bild 3.20 dynamische Messung,  
Quarzaufnahme

### 3.4.6.3 Prüfung auf Kondensateinschlüsse

Um im Schwingquarzgehäuse vorhandene Kondensateinschlüsse festzustellen, wird der Temperaturbereich von  $-30^{\circ}\text{C}$  bis  $+20^{\circ}\text{C}$  in weniger als 1 Minute durchlaufen. Während dieser Prüfung muß die Resonanzfrequenz und möglichst auch der Resonanzwiderstand kontinuierlich feststellbar sein. Die Prüfung wird zweckmäßig mit einer Einrichtung zur dynamischen Prüfung des Temperaturganges durchgeführt. Bei Quarzen mit im Gehäuse eingeschlossenen kondensierbaren Gasen kommt es beim Durchlaufen der Taupunkttemperatur zu einem deutlichen Widerstandsdip, verbunden mit einer starken, vorübergehenden Frequenzänderung. Die Frequenzänderung bei Feuchtedip's erfolgt vorübergehend in negative Richtung, während Dip's durch Koppelschwingungen immer einen Frequenzversatz in positive Richtung haben. Während eine normale Temperaturgang-Messung mit einer Geschwindigkeit von etwa  $3,5...5^{\circ}\text{C}/\text{Min}$  durchgeführt wird, wird die Prüfung auf Kondensateinschlüsse mit einer hohen Temperaturänderungsgeschwindigkeit durchgeführt. Dadurch werden etwa vorhandene, kondensierbare Gase (Wasserdampf) beim Durchlaufen des Taupunktes auf der noch kälteren Quarzscheibe kondensieren. Durch diesen Massenzuwachs ergibt sich in diesem Moment eine deutliche Frequenzerniedrigung. Für eine rein qualitative Prüfung genügt es, die Quarze mit Trockeneis abzukühlen und dann am Oszillator unter Beobachtung der Frequenzänderung mit einem Heißluftgebläse aufzuheizen. Mit einiger Übung findet man schnell heraus, ob die Quarze feucht sind. In Bild 3.23 sind solche Kurven dargestellt. A) ist ein Quarz ohne Feuchte, B) wäre ein nicht eindeutiger Grenzfall, C) eindeutig feucht!

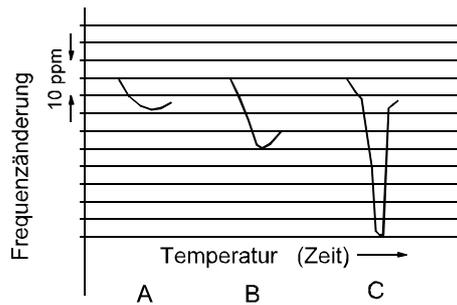


Bild 3.21 Eingeschlossene Feuchte

### 3.4.7 Prüfung der Alterung

Die zu messenden Schwingquarze werden während der vorgeschriebenen Zeit in einer Temperaturkammer oder einem Laborofen bei der vorgeschriebenen Temperatur ohne elektrische Belastung gelagert.

Die Alterungstemperatur (Lagerungstemperatur) soll mit einer Genauigkeit von  $\pm 2^\circ\text{C}$  eingehalten werden. Die Meßtemperatur kann eine andere Temperatur sein, z.B.  $25^\circ\text{C}$ . Die Differenz der Meßtemperaturen zwischen der Anfangsmessung der Alterung und denen der folgenden Meßtage soll  $\pm 0,5^\circ\text{C}$  nicht überschreiten. Die Wiederkehrgenauigkeit der Frequenzmessung muß besser als 10% der zugelassenen Alterung sein. Die Quarzbelastung muß hinreichend klein sein, damit keine Meßfehler durch die Belastungsabhängigkeit auftreten. Die Messung erfolgt nur dann bei Nennbelastung, wenn diese kleiner als 0,1 mW ist. Es wird grundsätzlich die Resonanzfrequenz ohne Lastkapazität gemessen, um Einflüsse der Lastkapazität und Streukapazitäten auf die Meßwerte zu vermeiden.

Nach DIN IEC 122 soll die erste Messung unmittelbar nach dem Einlaufen der Quarzfrequenz erfolgen, was nur dann sinnvoll ist, wenn die Quarze bei der Alterungstemperatur gemessen werden, und dabei in der Alterungskammer bleiben. In der Regel ist dies nicht der Fall, die Quarze werden praktisch in einer getrennten Meßanordnung gemessen, z.B. in der Temperaturmeßanlage von Saunders bei einer konstanten Temperatur, möglichst nahe dem Umkehrpunkt der TK-Kurve. Bei dieser Meßtemperatur wird mit der Messung begonnen, nachdem die Quarzfrequenz eingelaufen ist. Hierbei ist nach CECC 68 000 zu verfahren:

"Die erste Messung von Frequenz und Resonanzwiderstand muß nach 24 Stunden und die letzte am Ende der (30 Tage-) Prüfung erfolgen."

Es ist zweckmäßig, zwischenzeitlich weitere Messungen vorzunehmen, weil aus diesen Werten Rückschlüsse auf die Frequenzstabilität gezogen werden können, auch auf die Genauigkeit der Messungen. Eine logarithmische Zeitstaffelung zum Beispiel nach dem 1.; 2.; 4.; 8. Tag usw. hat sich bewährt. Werden die Quarze zu diesen

zwischenzeitlichen Messungen aus der Alterungskammer genommen, werden Alterungseffekte durch verspannte Halterungen und undichte Gehäuse besonders hervortreten.

“In konstant warmer, trockener Atmosphäre altern auch undichte Quarze nicht”. Die Differenzen zwischen der letzten und der ersten Alterungsmessung ist die Alterung. Aber auch bei zwischenzeitlichen Messungen darf die Alterungstoleranz nicht überschritten werden. Präzisionsquarze werden in ihrem eignen Oszillator und ggf. Thermostaten gemessen.

### 3.4.8 Messung von Nebenresonanzen

Für die Messung von Nebenresonanzen kommen nur die passiven Meßmethoden in Frage. Bei Schwingquarzen für die Frequenzstabilisierung (Oszillatorquarze) werden die Resonanzwiderstände der Nebenresonanzen so gemessen, wie der Resonanzwiderstand der Hauptresonanz. Hierzu muß die Frequenz im spezifizierten Bereich variiert werden. Alle Resonanzen müssen in diesem Bereich gemessen werden. Die ermittelten Resonanzwiderstände müssen größer sein als spezifiziert. Ist das Verhältnis zum Resonanzwiderstand der Hauptwelle gefordert, sind die Resonanzwiderstände der Nebenwellen jeweils zu errechnen und dem Hauptresonanzwiderstand ins Verhältnis zu setzen. Ein direktes Verhältnis der Ausgangsspannungen am  $\pi$ -Glied oder die Differenz angezeigter Dämpfungswerte wäre falsch, weil der konstante Innenwiderstand des  $\pi$ -Gliedes jeweils in Reihe mit dem Resonanzwiderstand liegt:

$$\frac{V_{BH}}{V_{BN}} = \frac{R_N + R_T}{R_Q + R_T} \quad (11)$$

Für das IEC- $\pi$ -Glied ist  $R_T = 25 \Omega$

Bei Meßanordnungen mit automatischer Frequenzänderung (Wobbeln) ist zu beachten, daß bei digitaler Steuerung die Schrittweite noch ausreichend klein ist, um die schmale Bandbreite der Nebenresonanz voll auszufahren und die Frequenzänderungsgeschwindigkeit klein genug ist, daß der Quarz auf der Nebenresonanz einschwingt.

Anmerkung: Die Resonanzkurven von Nebenwellen sind schmaler als die der Hauptwelle, damit ist die Einschwingzeit länger (Bild 3.42)

Prüfung der Nebenresonanzen an Quarzen für die Frequenzsektion (Filterquarze). Um stärker gedämpfte Nebenresonanzen zu messen, muß die, auch der Nebenwelle parallel liegende statische Kapazität  $C_0$  kompensiert werden. Normgerecht soll diese Messung nach IEC 283 mit einem Differentialübertrager gemessen werden (Bild 3.22). Die Brückenschaltung wird bei einer, von Resonanzen freien Frequenz mit

$C_{\text{Komp}}$  auf das Minimum der Ausgangsspannung abgeglichen. Die Ausgangsspannung bei Resonanz des Quarzes wird mit der Spannung bei kurzgeschlossenem Quarz mit Hilfe der Eichleitung verglichen. Aus der daraus resultierenden Dämpfung  $a$  (dB) wird der Nebenresonanzwiderstand errechnet:

$$R_N = R_T \cdot 10^{a/20} \quad (12)$$

Bei der Messung mit dem wenig definierten Differentialübertrager sind Probleme in der Reproduzierbarkeit vorauszusehen. Deshalb ein Vorschlag von der Fa. Telequarz, der auf der  $\pi$ -Glieder-Methode basiert. Bei der in Bild 3.23 dargestellten Meßanord-

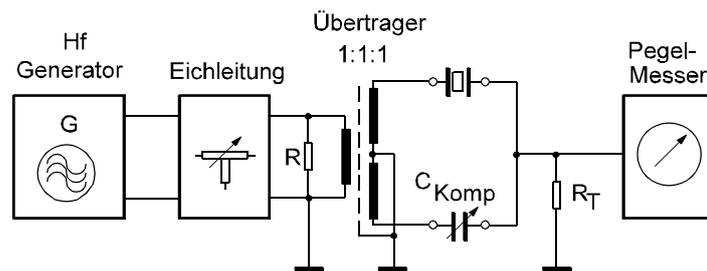


Bild 3.22 Brückenschaltung nach IEC 283

nung ist der übliche  $\pi$ -Meßkopf durch ein Summierglied  $R_4$  und  $R_6$  und eine variable Kapazität ergänzt.

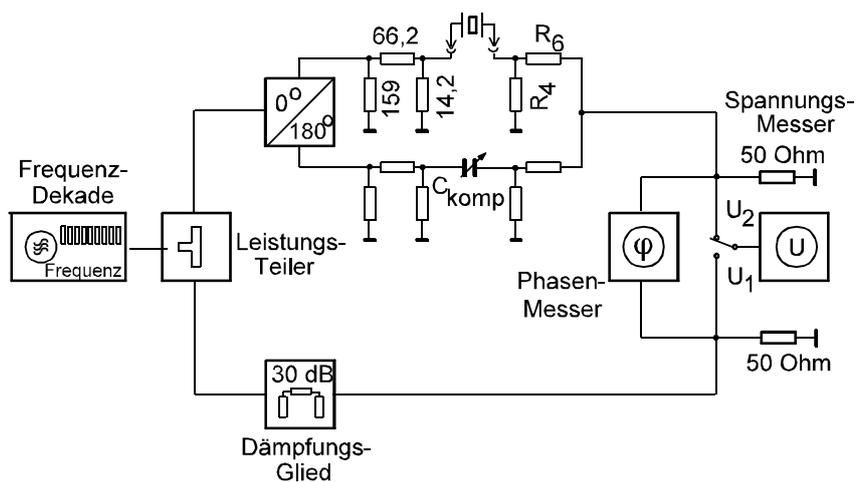


Bild 3.23  $C_0$  - Kompensation mit Hybrid

Der handelsübliche 180°Hybrid-Leistungsteiler sorgt für eine gegenphasige Spannung im Kompensationszweig mit dem Kompensationskondensator  $C_{\text{komp}}$ . Dadurch, daß zur Erhöhung der Empfindlichkeit die Widerstände  $R_4$  und  $R_6$  hochohmiger ausgelegt werden, muß der Spannungskoeffizient  $k$  für diese Meßanordnung am besten durch Messungen mit bekannten Widerständen kalibriert werden. Letztendlich kann bei entsprechender Kalibrierung auch der Referenzzweig mit dem Dämpfungsglied 30 dB entfallen.

Bei Verwendung eines Netzwerkanalysators mit zwei Eingängen kann vorteilhaft die Schaltung nach Bild 3.24 angewendet werden.

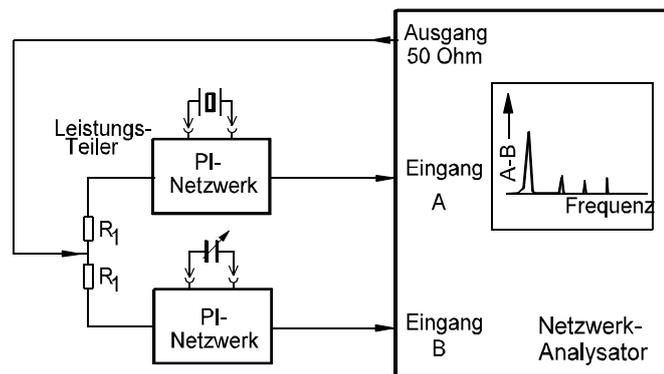


Bild 3.24  $C_0$  - Kompensation mit Netzwerkanalysator

Hier wird die Kompensation im zweiten Kanal mit einem zum ersten Kanal identischen  $\pi$ -Glied durchgeführt. Zur Anzeige kommt die Differenz aus Kanal A und Kanal B. Zur Erhöhung der Empfindlichkeit bei der Messung hochohmiger Nebenwellen können auch hier die  $\pi$ -Glieder hochohmiger gestaltet werden.

Bild 3.25 stellt die Bildschirmanzeige eines Netzwerkanalysators dar, A) ohne Kom-

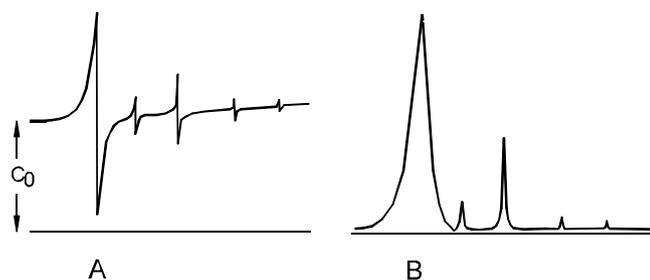


Bild 3.25 Kompensation der Parallelkapazität  $C_0$

pensation, B) mit kompensierter Parallelkapazität. Die Kompensation kann auch durch Rechnung simuliert werden. Bei höheren Frequenzen ist dabei zu beachten, daß Phasendrehungen des Netzwerkes und Laufzeiten berücksichtigt werden müssen. Einige Netzwerkanalysatoren haben hierfür einfache Programmiermöglichkeiten.

### 3.4.9 Isolationswiderstand

Der Isolationswiderstand wird mit einer Gleichspannung von  $(100 \pm 15)V$  über eine Zeit von  $(60 \pm 5)s$  gemessen, oder kürzer, wenn ein stabiler Wert angezeigt wird.

Der Isolationswiderstand wird gemessen :

- a) zwischen den Anschlüssen
- b) zwischen den miteinander verbundenen Anschlüssen und den Metallteilen des Gehäuses.

Bei der Durchführung dieser Prüfung soll sich keine stehende Feuchtigkeit von vorangegangenen Prüfungen an den Glasdurchführungen befinden. Die Oberfläche soll ohne Anwendung von Trockenmitteln bei Raumtemperatur getrocknet werden, damit Isolationsfehler durch eingedrungene Feuchte in Kapillaren oder Haarrissen der Glasisolatoren nicht eliminiert werden.

### 3.4.10 Dichtheit des Gehäuses

Die Prüfung der Dichtheit von Quarzgehäusen erfolgt in zwei Schritten. Neben der Feinleckprüfung muß eine Grobleckprüfung stattfinden, weil das Prüfverfahren für Feinlecks grobe Undichtheiten nicht nachweisen kann.

Meist ist beim Anwender der Schwingquarze ein Massenspektrometer für die Feinleckprüfung nicht vorhanden. In diesen Fällen muß man sich mit der Prüfung auf grobe Lecks begnügen. Undichte Quarze werden trotzdem bei sorgfältiger Prüfung der Alterung und der Prüfung auf das Vorhandensein kondensierbarer Gase zu Tage treten.

| Der Anwender wird also in den meisten Fällen gleich die Grobleckprüfung durchführen

Beim Hersteller der Schwingquarze wird der Feinlecktest mit der Füllgasmethode durchgeführt, d.h. in das Schwingquarzgehäuse wird ein Anteil von 10% Helium mit eingeschlossen, dessen Austreten durch ein etwaiges Leck mit einem He-Massenspektrometer nachgewiesen wird.

#### 3.4.10.1 Prüfung A, Groblecktest

Die Prüfung auf ein Grobleck erfolgt nach Verfahren 1 oder 2 nach IEC 68-2-17.

Prüfung Qc, Verfahren 1:

Die Quarze werden in einer Prüfflüssigkeit unter vermindertem Umgebungsdruck geprüft. Die Prüfkammer mit dem Prüfbad muß also evakuierbar sein und muß ein Beobachtungsfenster haben. Das Bad muß ausreichend groß sein, so daß die Quarze mindestens 10 mm unter der Flüssigkeitsoberfläche liegen. Die Prüfflüssigkeit soll nach der Norm eine Temperatur zwischen 15 und 35°C haben. Entgegen DIN-IEC

68-2-17 braucht für die Prüfung von Schwingquarzen die Flüssigkeit unter Vakuum nicht abgelassen zu werden (DIN-IEC 122 Teil 1). Wird die Prüfkammer belüftet, während sich die Quarze noch in der Prüfflüssigkeit befinden, dringt die Prüfflüssigkeit durch das etwaige Leck in das Gehäuse ein und führt bei einem nachfolgendem Feuchtetest zum deutlichen Ausfall. Als Prüfflüssigkeit kann entgastes Wasser dienen. Der Prüfdruck ist 85 mbar (CECC 68 000) (10 mbar nach IEC 68 sind bei der Anwendung von Wasser nicht anwendbar).

Während der Prüfung darf kein Leck durch Austreten von Gas erkennbar sein. Kontinuierliches Aufsteigen von Blasen zeigt das Vorhandensein eines Lecks an. Mit dieser Methode können bei Schwingquarzen Undichtheiten von etwa  $5 \text{ Pa}\cdot\text{cm}^3/\text{s}$  nachgewiesen werden.

Wenn kein evakuierbarer Prüfschrank mit Beobachtungsfenster zur Verfügung steht, haben sich in der Praxis Exsikkatoren als Prüfkammer gut bewährt.

#### Prüfung Qc, Verfahren 2:

Die Prüflinge werden in eine Prüfflüssigkeit getaucht, die auf einer erhöhten Temperatur gehalten wird.

Die Nachweisempfindlichkeit dieser Prüfmethode liegt bei etwa  $100 \text{ Pa}\cdot\text{cm}^3/\text{s}$ . Sie ist in DIN-IEC 122 nicht vorgesehen. Aber es ist eine einfache Prüfung und als Vortest zur Feinleckprüfung ausreichend:

Das für diese Prüfung erforderliche Bad soll eine so große Flüssigkeitsmenge enthalten, daß die Quarze mindestens 10 mm unterhalb der Flüssigkeitsoberfläche liegen. Die Flüssigkeitsmenge soll mindestens dem 10-fachen Volumen der eingebrachten Quarze entsprechen. Wird als Prüfflüssigkeit Wasser verwendet, beträgt die Prüftemperatur  $90^\circ\text{C}$ . Dem Wasser darf ein Netzmittel zugefügt werden. Das Aufsteigen von Blasenketten ist das Kriterium für ein Leck.

#### 3.4.10.2 Prüfung B, Feinlecktest

Zur Prüfung auf ein Feinleck werden die Quarze der Prüfung Qk Verfahren b) nach IEC 68-2-17 unterzogen. Hierbei werden nach sorgfältiger Reinigung die zu prüfenden Quarze in einem Druckbehälter, der unter Überdruck stehenden Helium-Atmosphäre ausgesetzt. Nach der vorgeschriebenen Dauer werden die Quarze in die Prüfkammer eines fest auf die Masse Helium eingestellten Massenspektrometers gebracht und die aus dem etwaigen Leck austretende Menge Helium gemessen. Diese Prozedur ist nicht ganz unproblematisch, ergeben sich doch einige Unklarheiten über die Sauberkeit der Oberfläche, deren Helium-Adsorption einen hohen Hintergrund liefern kann, Taschen in der Schweißnaht simulieren Lecks, ein anderes Problem ist die vom Volumen und voraussichtlicher Leckgröße abhängige Beanspruchungsdauer.

Der Vollständigkeit wegen hier der Ablauf der Prozedur:

Vorbehandlung:

Prüflinge gründlich reinigen, von Fetten und Lacken (Beschriftung!), damit die Verschmutzungen etwaige Lecks nicht verstopfen, oder He adsorbieren.

Beanspruchen:

Prüflinge in Druckgefäß einbringen, Minderung des Druckes auf ca 1 bis 10 mbar. Prüfkammer mit Helium (<95%) füllen, Druck 2 bar. Die Beanspruchungsdauer ist einem Diagramm in IEC 68-2-17 zu entnehmen (mehrere Stunden).

Nachbehandlung:

Nach der Entnahme aus dem Druckgefäß sind die Prüflinge dem Normalklima auszusetzen, gegebenenfalls mit einem neutralen Gas zu spülen, damit an der Oberfläche adsorbiertes Helium entfernt wird.

Endmessung:

Prüflinge in die Prüfkammer eines He-Massenspektrometers bringen, die Helium-Leckrate feststellen. Der festgestellte Wert soll unter dem Höchstwert liegen, den die Tabelle 4 in der IEC 68-2-17 für den in der Einzelspezifikation angegebenen Wert angibt.

### 3.4.11 Lötbarkeit der Anschlußdrähte

Der Schwingquarz wird der Prüfung Ta, Verfahren 1 nach IEC 68-2-20 Lötbadverfahren mit 235°C, unterzogen.

Die Lötbarkeitsprüfung soll darüber Aufschluß geben, ob die Schwingquarze in die Schaltung des Anwenders gut einlötbar sind. Unter Lötbarkeit versteht man die Eigenschaft einer Oberfläche, durch geschmolzenes Lot gut benetzt zu werden. Eine wichtige Rolle spielt hierbei die Lötzeit, die Zeitspanne, die zur Benetzung notwendig ist. Zur Erzielung einer guten Lötbarkeit werden die aus Kovar bestehenden Anschlußdrähte verzinnt. Bei einer ungenügenden Diffusion der Verzinnung in das Drahtmaterial kann es bei längeren Lötzeiten (und höheren Löttemperaturen) zur Entnetzung kommen. Es entstehen dann unverzinnete Bereiche der Oberfläche.

Zur Verschärfung der Prüfung kann eine Voralterung vorgesehen werden. Die Art der Voralterung ist mit dem Lieferanten abzusprechen, bzw. soll Bestandteil der Spezifikation sein. Nach DIN-IEC vorgesehene Voralterungen:

- a) 1 Std. Wasserdampf      DIN IEC 68, Alterung 1a, MIL STD 202 Meth.208
- b) 4 Std. Wasserdampf      DIN IEC 68, Alterung 1b
- c) 10 Tage feuchte Wärme    DIN IEC 68, Alterung 2a
- d) Die Alterung nach DIN IEC 68, Alterung 2b und 3 sind wegen der hohen Temperaturbelastung für Schwingquarze ungeeignet.

Zwischen der Voralterung und der Lötbarkeitsprüfung werden die Prüflinge minde-

stens 2 Std., maximal 24 Std. bei Normalklima gelagert.  
Bei Schwingquarzen wird allgemein die "Voralterung a)" angewendet.  
Durchführung der Voralterung "1 Stunde Wasserdampf":

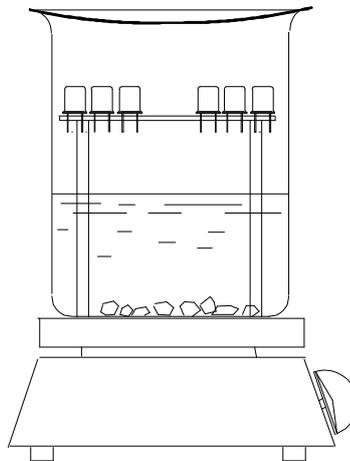


Bild 3.26 Voralterung, Dampfbad

Bei diesem Verfahren werden die Schwingquarze so befestigt, daß ihre Anschlüsse senkrecht nach unten zeigen. Sie sollen sich 25 - 30 mm über der Oberfläche des siedenden, destillierten Wassers befinden. Die Halterung für die Quarze darf nicht aus Metall sein. Bei der Platzierung der Prüflinge ist darauf zu achten, daß kein Kondenswasser auf die Prüflinge tropfen kann. Der Wasserspiegel ist während der Alterungszeit durch Zugabe von heißem destilliertem Wasser auf konstanter Höhe zu halten. Das Wasser muß während der Alterungszeit ununterbrochen heftig sieden. Hierzu wird zur Erhitzung des Wassers eine stufenlos regelbare Heizplatte verwendet. Als Bodenkörper werden Siedesteine eingelegt.

Durchführung der Prüfung auf Lötbarkeit:

Das verwendete Lötbad muß mindestens 40 mm tief sein und soll einen Inhalt von mehr als 300 cm<sup>3</sup> haben, damit keine unzulässige Temperaturerniedrigung des Lötbaades durch das Einbringen der Proben auftritt.

Die Lottemperatur beträgt  $235^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$

Das verwendete Lot ist SN 60/40

Das anzuwendende Flußmittel: 25% Reinkolophonium in 75 % Isopropanol

Die zu verwendenden Lot und Flußmittel sind in der chemischen Zusammensetzung in DIN IEC 68 Teil 2-20 Anhang B 1 genau festgelegt.

Außer einer evtl. vorgesehenen Voralterung werden die Prüflinge keiner Vorbehandlung unterzogen. Eine Beschmutzung der Prüfstellen, z.B. durch Berühren mit bloßen Händen, ist zu vermeiden.

Die Anschlußdrähte werden bei Raumtemperatur in das Flußmittel getaucht und nach

einer Antrockenzeit von 1 Minute in Richtung ihrer Längsachse in das Lötbad getaucht. Unmittelbar vor dem Eintauchen ist die Oberfläche des Zinnbades mit einem Spatel von Oxidhäuten zu befreien.

Eintauchgeschwindigkeit:  $25 \pm 2,5$  mm/s

Verweildauer im Zinnbad:  $2,0 \pm 0,5$  s

Austauchgeschwindigkeit :  $25 \pm 2,5$  mm/s

Wenn in der Spezifikation nicht anders vorgeschrieben, werden die Anschlüsse von Schwingquarzen bis zu einem Abstand von maximal 2 mm vom Austritt aus dem Gehäuse eingetaucht.

Die Beurteilung der Prüfung erfolgt an mindestens 10 Prüflingen durch eine Sichtkontrolle bei guter Beleuchtung und einer 4 bis 10-fachen Vergrößerung. Es müssen mindestens 90% der Oberfläche mit einer neuen, glatten Lotschicht bedeckt sein. Wenige erlaubte Fehlstellen dürfen sich nicht auf ein Flächenstück konzentrieren.

Lötwärmebeständigkeit: ( Nach DIN IEC 122 Teil 1 nicht gefordert )

Diese Prüfung wird nur durchgeführt, wenn Zweifel über die Wärmebeständigkeit der betroffenen Schwingquarze bestehen. Die Prüfung ist nach Verfahren 1A der Prüfung Tb von DIN-IEC 68-2-20 durchzuführen. Das Lötbad, Lot und Flußmittel entsprechen den Vorschriften der Lötbarkeitsprüfung. Die Durchführung erfolgt nach dem Ablauf: Fluxen mit dem vorgeschriebenen Flußmittel unmittelbar vor dem Eintauchen.

Lötbadtemperatur:  $260^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$

Eintauchzeit: 1 Sekunde

Verweildauer: 5 Sekunden

Austauchzeit: 1 Sekunde

Eintauchtiefe: bis 2...2,5 mm Abstand vom Austritt aus dem Gehäuse.

Prüfkriterium:

Durch die Lötwärmebeständigkeitsprüfung dürfen sich die Resonanzfrequenz und der Resonanzwiderstand nicht unzulässig ändern.

Prüfung auf Entnetzung:

Diese, in den Normen für Schwingquarze nicht vorgesehene Prüfung ist hier vervollständigend aufgeführt, weil sie bei Lötproblemen in der Praxis zu wertvollen Erkenntnissen führt. Die Prüfung wird wieder in dem schon beschriebenen Lötbad durchgeführt. die Kurzbeschreibung ist:

Fluxen mit Kolophonium 1 Minute Abtropfen

Lötbad-Temperatur:  $260^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$

Eintauchgeschwindigkeit:  $5 \pm 2$  mm/s

Verweildauer:  $5 \pm 0,5$  Sekunden

Austauchgeschwindigkeit:  $5 \pm 2$  mm/s

Nach dem Herausziehen aus dem Lötbad muß der Anschlußdraht solange in senkrechter Stellung verbleiben, bis das Lot erstarrt ist.

Beurteilung:

Die getauchte Oberfläche muß mit einer glatten und glänzenden Lotschicht bedeckt sein.

### 3.4.12 Prüfung auf Schüttelfestigkeit (Schwingen)

Die Prüfung wird nach DIN IEC 68-2-6 Fc Schwingen, sinusförmig durchgeführt. Bei der kleinen Masse der Schwingquarze kann die Schüttelprüfung mit elektrodynamischen Schwingungserregern durchgeführt werden. Die Schwingbeanspruchung soll in drei aufeinander senkrecht stehenden Hauptachsen erfolgen. Diese Achsen müssen enthalten:

eine Achse parallel zu den Anschlüssen

eine Achse senkrecht zum Innenaufbau des Quarzelementes

eine Achse senkrecht zu den beiden genannten Hauptrichtungen.

Die Befestigung der Quarze muß so kompakt wie möglich gestaltet werden, um Partial-schwingungen zu vermeiden. Zweckmäßigerweise werden die Quarze hierzu derart auf einem Würfel befestigt, daß jeweils 5 Stück in je einer ihrer Hauptrichtung zur Schwingbewegung angeordnet sind. Nach je einem Durchlauf wird der Würfel mit den Quarzen auf eine andere Würfelfläche umgeschraubt, so daß nach 3 Durchläufen alle Quarze in drei Achsrichtungen geschüttelt wurden. Die Quarze müssen jeder seine eigene Befestigungsklammer auf dem Würfel haben, damit kein Prellen auftritt. Lange Anschlußdrähte sind durch Abstützen vor Eigenschwingungen zu bewahren.

Auf der kompakten Prüfaufnahme ist auch der Schwingungsaufnehmer für die Amplitudensteuerung des Generators schwingungsschlüssig angebracht. Weil zu tiefen Frequenzen hin bei konstanter Beschleunigung die Auslenkung zu groß würde, ist ab einer Übergangsfrequenz die Regelung auf konstante Auslenkung erforderlich. Dies erfolgt mit einem programmierbaren Regelverstärker.

Die Abhängigkeit der Amplitude von der Beschleunigung beschreibt die Gleichung:

$$A = \frac{a}{4 \pi^2 f^2} \quad (13)$$

A = Auslenkung    a = Beschleunigung    f = Frequenz

Mit der für eine tiefe Frequenz errechneten Auslenkung, kann das Schwingsystem kalibriert werden, indem man mit einem Mikroskop die scheinbare Verbreiterung eines feinen Anrisses auf der Oberfläche der Prüfaufnahme ausmißt. Es gibt hierfür

auch aufklebbare Meßkeile. Die Abhängigkeit der Auslenkung von der Frequenz ist in Bild 3.28 dargestellt. Die Übergangsfrequenz für die Prüfung elektronischer Bauelemente ist auf 57 bis 62 Hz festgelegt. Wenn keine automatische Steuerung vorhanden ist kann der Gesamtbereich in zwei Teilbereiche aufgeteilt werden, in einen Bereich mit konstanter Auslenkung und den Bereich mit konstanter Beschleunigung. Von großer Wichtigkeit ist die Zeit in der ein Frequenzzyklus durchlaufen wird. Bei zu großer Änderungsgeschwindigkeit der Frequenz (kleine Zykluszeit) würden etwaige mechanische Eigenresonanzen des Quarzhalterungssystems mit ihrer zum Teil hohen Schwingungsgüte nicht voll erregt werden. Beispiele für die bei Schwingquarzen meist geforderten Bedingungen sind:

Frequenzbereich	Amplitude der Auslenkung unterhalb der Übergangsfrequenz	Amplitude der Beschleunigung oberhalb der Übergangsfrequenz $z$	Dauer je Achse	Anzahl der Frequenzzyklen je Achse
Hz	mm	g $m/s^2$	Std.	n
10...500	0,35	5    49	2	10
10...2000	0,75	10   98	2	8
1...2000	1,5	20   196	2	8

Ausfallkriterium ist eine unzulässige Veränderung der Resonanzfrequenz oder des Resonanzwiderstandes. Ausfälle treten meist auf, wenn das System Quarzresonator-Halterung innerhalb des beanspruchten Frequenzbereiches eine oder mehrere Resonanzen mit höherer Güte hat. Durch die Resonanzüberhöhung kann sich der Quarzresonator aus der Halterung lösen oder durch Anstoßen an der Gehäusekappe beschädigt werden. Auch kann die Halterung selbst einen Schaden durch Dauerbruch erleiden. Mit Schütteleinrichtungen mit automatischer Resonanz-Such- und Nachlaufleinrichtung können diese Resonanzen jedoch nicht nachgewiesen werden, weil der Anteil der Masse des Resonators an der Gesamtmasse des Schwingquarzes zu klein ist. Eigenresonanzen des Halterungssystems sind daher nur bei geöffnetem Quarz unter Beobachtung der Schwingamplitude mit einem Mikroskop erkennbar. Bei Quarzausfällen durch Schütteln der gesamten Baugruppe ist zu untersuchen, ob der Ausfall durch eine ungenügende Befestigung des Quarzes auf der Leiterplatte hervorgerufen wurde. Auch eine Eigenresonanz der Leiterplatte kann zu einer größeren Schwingamplitude an der Befestigungsstelle des Quarzes führen. Es kann sinnvoll sein, während der Schwingbeanspruchung die Resonanzfrequenz des Schwingquarzes zu messen, um Störmodulationen der Quarzfrequenz zu ermitteln. Der Quarz wird in

diesem Fall mit einem Oszillator betrieben, die Quarzfrequenz ist mit einem Demodulator auszuwerten. Der Demodulator muß eine Frequenz und Amplitudendemodulation ermöglichen. Er kann ein Empfänger sein, der auf die Quarzfrequenz abgestimmt ist.

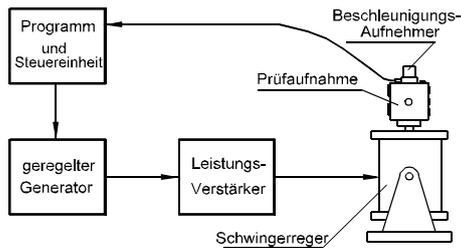


Bild 3.27 Steuerung des Schwingererregers

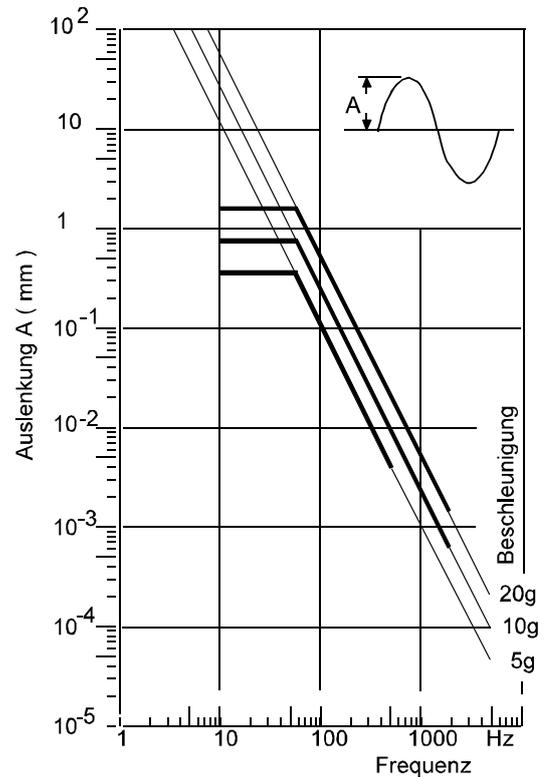


Bild 3.28 Auslenkung und Beschleunigung

### 3.4.13 Stoßfestigkeit

Für Schwingquarze wird die Prüfung Ea nach DIN IEC 68-2-27 "Schocken" durchgeführt. "Die Schwingquarze werden in geeigneter Form am Gehäuse festgeklemmt". Das heißt, daß die Quarze prellfrei befestigt werden müssen, am besten wieder in der Vorrichtung wie sie auch zur Schwingbeanspruchung benötigt wurde. Die Quarze sollen formschlüssig mit der Prüfaufnahme verbunden sein, am besten in einer, der Form des Quarzes entsprechenden Ausfräsung, mit je einer Einzelklammer angeschraubt. Auch ein zusätzliches Ausgießen der Hohlräume mit Bienenwachs hat sich bewährt.

Obwohl in den Normen ausdrücklich eine Befestigung des Prüflings am Gehäuse festgelegt ist, kann es insbesondere bei sehr hohen Stoßbelastungen (über 10 000 G) sinnvoll sein, eine zusätzliche Stoßbeanspruchung mit einer Befestigung an den Anschlußdrähten durchzuführen, um festzustellen, ob die Glasdurchführungen diesen Beanspruchungen gewachsen sind. Die Stoßrichtung erfolgt bei diesem Zusatztest nur in Richtung der Anschlußdrähte.

### 3.4.14 Freifallen

Wenn gefordert, (z.B. nach CECC 68 000) ist für Schwingquarze eine Prüfung nach DIN IEC 68-2-32 Prüfung Ed vorgesehen. Der Schwingquarz soll in einer Höhe von 1000 mm an seinen Anschlüssen aufgehängt werden und aus dieser Lage auf eine

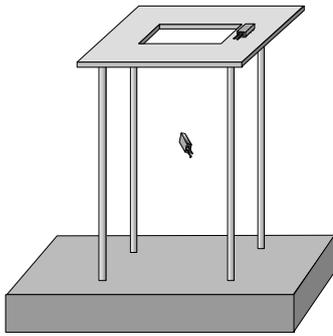


Bild 3.29 Vorrichtung für Freifallen

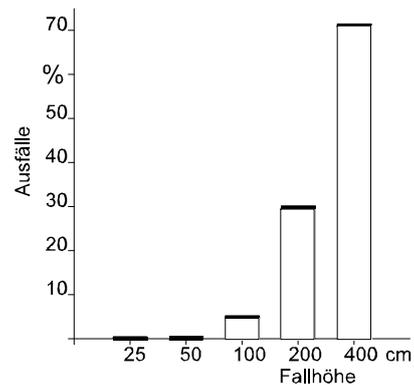


Bild 3.30 Auswertung Freifallen

Unterlage aus Stahl (mindestens 20 mm dick) frei fallen. Jeder Quarz soll dieser Belastung 2x ausgesetzt werden. Ausfallkriterium ist Änderung der Resonanzfrequenz und des Resonanzwiderstandes durch die Beanspruchung.

Für Vergleichszwecke hat sich in der Praxis eine Prüfung mit gesteigerter Belastung bewährt:

Die Schwingquarze fallen wiederholt aus nacheinander gesteigerter Fallhöhe auf eine 10 cm dicke Hartholzplatte. Hierzu werden die Quarze über die Kante einer Platte geschoben, so daß der Fall statistisch aus den verschiedensten Richtungen erfolgt. Die Beanspruchung beim Aufprall ist dann statistisch auch Stoß, Drall und Prellen aus verschiedenen Richtungen. Dieselben Quarze werden nacheinander den gesteigerten Belastungen je 5x ausgesetzt. Die zu steigernden Fallhöhen sind:

25 cm, 50, 100, 200, 400 cm

Bei der Auswertung werden die Anzahl der Ausfälle kumulativ aufgetragen, da ja ein ausgefallener Quarz bei der nächsten höheren Belastung auch ausgefallen wäre. Bild 3.30 zeigt das Beispiel einer solchen Auswertung.



Die Prüflinge werden in die bereits auf Temperatur gebrachte Kammer gebracht. Die Beanspruchungsdauer rechnet vom Zeitpunkt an, an dem Temperaturangleichung des Prüfobjektes erreicht ist. Die Temperierung der Prüflinge soll durch Wärmeleitung erfolgen. Zur Vermeidung unkontrollierter Temperaturerhöhung durch Wärmestrahlung, soll die Temperatur der Kammerwände nicht mehr als 3% (in °K) von der festgelegten Beanspruchungstemperatur abweichen. Während der Beanspruchungsdauer ist kein Temperaturabfall zugelassen (z.B. durch kurzzeitige Entnahme der Prüflinge aus der Prüfkammer).

Auswertung:

Wenn diese Prüfung kein Bestandteil einer Folgeprüfung war, erfolgt nach der Entnahme der Schwingquarze aus der Temperaturkammer ein Temperaturangleich an das Normalklima (ca. 1 Stunde). Innerhalb von 2 Stunden sollen jedoch die abschließenden Messungen der Resonanzfrequenz und des Resonanzwiderstandes bzw. deren Temperaturabhängigkeit durchgeführt sein. Dies ist besonders wichtig, wenn die Prüfung Bestandteil einer Prüfung auf Einschluß reaktiver Gase ist. Die gemessenen Werte müssen innerhalb der spezifizierten Grenzen liegen.

### 3.4.15.2 Feuchte Wärme

Die Prüfung "feuchte Wärme, zyklisch" dient zur Beurteilung der Eignung der Schwingquarze für Betrieb und Lagerung bei hoher Luftfeuchte in Verbindung mit zyklischen Temperaturänderungen, wobei es zu Betauungen kommt. Bei dieser Prüfung werden vor allem undichte Quarze und Quarze mit Haarrissen in den Glasdurchführungen auffällig.

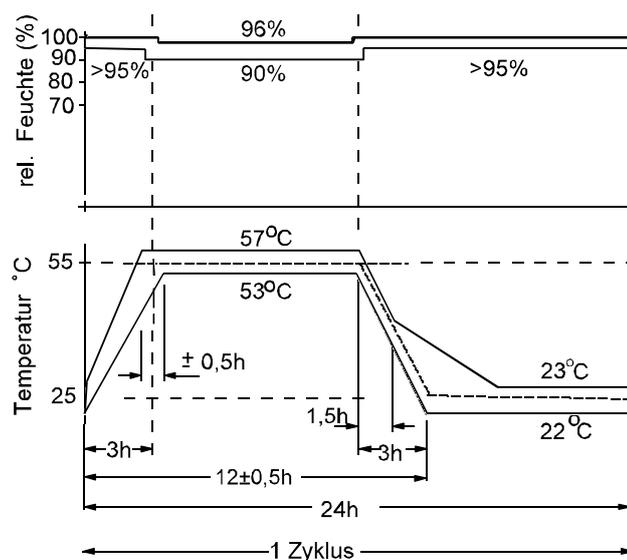


Bild 3.31 Prüfung "Feuchte Wärme", ein Zyklus

Die Prüfung wird nach DIN IEC 68-2-30 Db, Variante 1 durchgeführt:

Prüftemperatur: 55°C

Anzahl der Zyklen: 6

Dauer eines Zyklus: 24 Stunden

Die Temperatur der Prüfkammer muß von  $(25 \pm 3)^\circ\text{C}$  bis  $(55 \pm 2)^\circ\text{C}$  veränderbar sein. Die relative Luftfeuchte muß innerhalb der Grenzen in Bild 3.31 gehalten werden. Der spezifische Widerstand des zur Erzeugung der Luftfeuchte benutzten destillierten Wassers soll größer als  $500 \Omega\text{m}$  sein. Es darf kein Kondenswasser auf die Prüflinge tropfen. Die Prüfzyklen werden nach Bild 3.31 durchgeführt.

### 3.4.15.3 Kälte

Die Prüfung "Kälte" dient zur Beurteilung der Eignung der Schwingquarze für den Betrieb und Lagerung bei kalten Umgebungstemperaturen. Die Prüfung wird nach DIN IEC 68-2-1 Prüfung Aa Kälte durchgeführt. Wenn in der Spezifikation nichts anderes angegeben ist, gilt als Prüftemperatur die untere Temperatur der Prüfklasse, oder die untere Temperatur des spezifizierten Temperaturbereiches der Transport- und Lagerfähigkeit mit einer Prüfdauer von 2 Stunden.

Durchführung der Prüfung:

Die bei Raumtemperatur befindlichen Prüflinge werden unverpackt in die bereits auf Prüftemperatur temperierte Prüfkammer gebracht und bleiben für die Beanspruchungsdauer in der Prüfkammer. Die Zeit rechnet ab dem Zeitpunkt des Temperaturangleiches. Bei Bauelementen kleiner Masse, wie Schwingquarzen, rechnet man damit, daß der Zeitpunkt des Temperaturangleiches der Temperatorkammer mit dem des Prüflings identisch ist.

Nachbehandlung:

Die Prüflinge sollen bis zur Enteisung, mindestens aber eine Stunde im Normalklima lagern. Die abschließenden Messungen sollen spätestens nach 2 Stunden abgeschlossen sein.

### 3.4.15.4 Klimafolgeprüfung

Zweck der Prüfung ist die Beurteilung der Eignung der Schwingquarze für die in der Spezifikation genannte Transport- und Lagerfähigkeit.

Die Prüfung erfolgt in der in DIN IEC 122 Teil 1 angegebenen Reihenfolge:

Trockene Wärme	3.4.15.1
Feuchte Wärme, nur 1. Zyklus	3.4.15.2
Kälte	3.4.15.3
Feuchte Wärme, restliche 5 Zyklen	3.4.15.2

Abschließende Messung:

Temperaturabhängigkeit von Resonanzfrequenz und Resonanzwiderstand. Die bei der Prüfung ggf. entstandenen Undichtheiten, und dadurch entstandene Kondensateinschlüsse, können nur mit der dynamischen Messung des Temperaturganges 3.4.6.2, oder mit der Prüfung auf Kondensateinschlüsse 3.4.6.3 nachgewiesen werden. Elektrische Messungen zwischen den Einzelbelastungen sind nicht vorgesehen.

#### **3.4.15.5 Rascher Temperaturwechsel, Zweikammerverfahren**

Diese Prüfung dient der Beurteilung der Schwingquarze in ihrer Widerstandsfähigkeit gegen rasche Temperaturwechsel in Luft. Für den Fall, daß diese Prüfung vorgeschrieben ist, erfolgt sie nach DIN IEC 68-2-14, Prüfung Na, Zweikammerverfahren. Für die Prüfung werden zwei Temperaturkammern benötigt. Die Eigenschaften der Temperaturkammern entsprechen den Beschreibungen in 3.4.15.1 und 3.4.15.3. In den Temperaturkammern herrschen die in der Spezifikation angegebenen Temperaturen. Die Prüflinge werden erst in die tief temperierte Temperaturkammer gebracht. Nach der angegebenen Verweildauer werden die Prüflinge der Kammer entnommen und für 2 bis 3 Minuten bei Raumtemperatur verwahrt, ehe sie in die warme Temperaturkammer verbracht werden. Nach einer weiteren Verweildauer werden sie wieder der Temperaturkammer entnommen und ebenfalls nach einer Übergangszeit von 2..3 Min. in die kalte Kammer verbracht. Nach dem Ablauf der vorgeschriebenen Zyklen erfolgt nach einem Temperaturangleich auf die Meßtemperatur (mindestens zwei Stunden) die abschließende Messung.

#### **3.4.15.6 Rascher Temperaturwechsel, Zweibäderverfahren**

Schwingquarze in Glasgehäusen werden der Prüfung nach der Zweibädermethode unterzogen. Diese Prüfung soll ermitteln, ob in der Glasverschmelzung Spannungen existieren, die zu Glasbrüchen oder Undichtheiten führen. Die Prüfung wird nach DIN IEC 68-2-14, Prüfung Nc durchgeführt. Die Prüflinge werden abwechselnd in zwei Wasserbäder getaucht. Das Prüfbad mit der oberen Temperatur soll kochendes Wasser enthalten und das Bad der unteren Temperatur soll Wasser mit Eis enthalten. Die Prüflinge werden einem Abwärtszyklus von  $(98 \pm 3)^{\circ}\text{C}$  für 15 s auf  $(0 \pm 1)^{\circ}\text{C}$  für 5 s unterzogen.

Prüfkriterien:

Bei der mechanischen Inspektion dürfen keine Sprünge im Glas sichtbar sein. Die Frequenz und der Resonanzwiderstand dürfen sich durch die Prüfung nicht geändert haben.

### 3.5 Auswertung der Prüfungen

#### 3.5.1 Attributprüfungen

Bei Wareneingangsprüfungen wird als Stichprobenprüfung meist die Attributprüfung angewendet. Nur anwendungskritische Merkmale werden 100% geprüft. Nach einem Stichprobenplan wird eine, von der Größe des Lieferloses abhängige Stichprobe entnommen. Der Istzustand eines jeden Merkmales wird mit dem, in der Spezifikation vorgegebenen Wert verglichen. Die Anzahl der Ausfälle entscheidet entsprechend der Prüfschärfe und dem AQL-Wert über Annahme oder Ablehnung des Loses. Die Prüfung wird durch den Prüfplan organisiert.

Beispiel, Ausschnitt aus einem Prüfplan: Prüfgruppe A:

Merkmale	Prüfschärfe	AQL	gemessene Ausfälle	Annahme
Resonanzfrequenz	100%		5 / 100	nein
Resonanzwiderstand	100%		0 / 100	ja
Temperaturgang	II	1,5	3 / 32	nein
Abmessungen	S-4	4	0 / 20	ja
Annahme des Lieferloses :				nein

Für die Wareneingangskontrolle ist diese Art der Auswertung ausreichend und sinnvoll. Für die Beurteilung der Produktsicherheit ist die Aufzeichnung einer Streuungsverteilung der Meßwerte unerlässlich.

#### 3.5.2 Statistische Auswertung

Die statistische Auswertung, insbesondere die Auswertung im Gauss'schen Wahrscheinlichkeitsnetz, zeigt mehr über die Leistungsfähigkeit des Lieferanten, aber auch Unzulänglichkeiten bei der Festlegung der Toleranzen.

Hier soll keine Abhandlung über statistische Qualitätskontrolle erfolgen, sondern nur auf einige Besonderheiten im Zusammenhang mit der Beurteilung der Ergebnisse von Prüfungen an Schwingquarzen hingewiesen werden. Bild 3.32 zeigt die Auswertung

der Prüfung der dynamischen Kapazität  $C_1$ , im oberen Teil als Säulendiagramm, im unteren Teil im Gauss-Wahrscheinlichkeitsnetz.

Wertetafel zu Bild 3.32

Gruppe fF	Häufigkeit Stck	Summen-% %
18...18,0	0	
19...19,9	0	
20...20,9	4	4
21...21,9	12	16
22...22,9	24	40
23...23,9	29	69
24...24,9	19	88
25...25,9	9	97
26...26,9	2	99
27...27,9	1	100
28...28,9	0	
29...29,9	0	

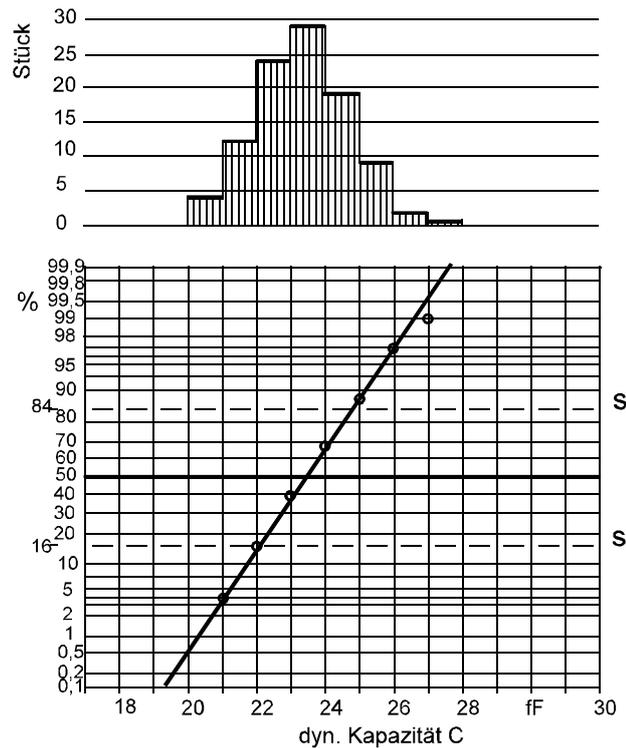


Bild 3.32 Normalverteilung, dynamische Kapazität

In Bild 3.33 wurde die dynamische Kapazität mit  $25 \text{ fF} \pm 5 \%$  toleriert. Der Lieferant konnte die Quarze mit dieser engen Toleranz nicht herstellen, er mußte zur Lieferung die Quarze aussortieren. Deutlich ist die Steigung der ursprünglichen Verteilung noch zu erkennen, außerdem ist der Lieferant beim Sortieren bis hart an die Grenzen gegangen, so daß es Toleranzüberschneidungen durch Meßungenauigkeiten gibt. An dieser Stelle wird es immer Qualitätsprobleme geben.

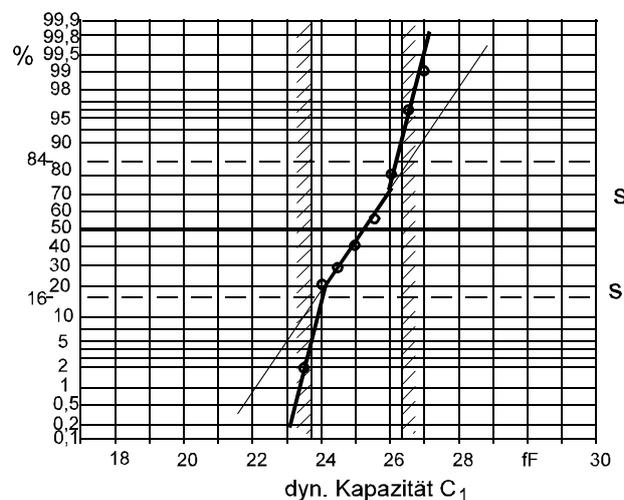


Bild 3.33 eingeschränkte Toleranz

Es sind konstruktive Maßnahmen zu treffen, die größere Toleranzen erlauben, oder es wird ein Lieferant gefunden, der diese Toleranz erfüllen kann. - Wahrscheinlich zu höheren Preisen.

Es ist immer wieder festzustellen, daß aus lauter Angst ein "schlechtes" Produkt zu kaufen (oder aus Bequemlichkeit) zu enge Toleranzen vorgegeben werden. Wie weit müssen die Toleranzen sein? Natürlich dürfen die Toleranzen nicht weiter sein, als für die Funktionssicherheit des Gerätes erforderlich. Eine Kostenanalyse hat auch darüber zu entscheiden, ob eine weitere Toleranz, oder eine Abgleichmöglichkeit im Gerät die günstigere Lösung ist.

Für eine beherrschte Fertigung gilt, daß die Streuungsbreite von  $\pm 3s$  des Prozesses innerhalb der Toleranzen liegen muß, d.h. 99,73 % der gefertigten Teile liegen innerhalb der Spezifikationsgrenzen:

$$C_p = \frac{OGS - UGS}{6s} \quad (14)$$

In Japan billigt man dem Prozeß für die Streuungsbreite sogar nur 1/10 der spezifizierten Toleranz zu:

$$C_p = \frac{OSG - USG}{10s} \quad (15)$$

Da der gefertigte Mittelwert nicht unbedingt in der Mitte zwischen den Toleranzgrenzen liegt, gilt dazu auch:

$$C_{pkrit.} = \frac{\Delta_{krit}}{3s} \quad (16)$$

$C_p$  = Prozeßindex (Prozeßfähigkeit) Spezifikationsweite/Prozeßbreite

$C_{krit.}$  = kritischer Prozeßindex,

der kleinste Abstand des Mittelwertes  $\bar{x}$  zur nächsten Toleranzgrenze

OSG = Obere Spezifikations-Grenze

USG = Untere Spezifikations-Grenze

s = Standardabweichung der gemessenen Werte

Eine gute Prozeßfähigkeit wird mit  $C_p \geq 1,33$  und  $C_{pkrit.} \geq 1,33$  angenommen.

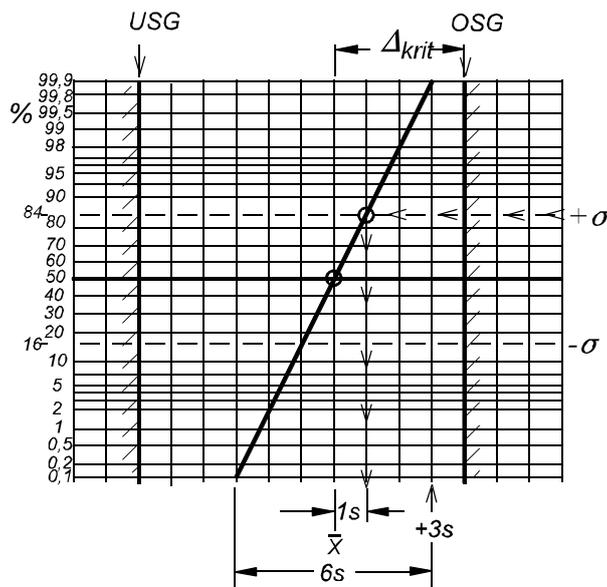


Bild 3.34 Prozeßfähigkeit, Begriffe

Für die Einschätzung der Spezifikationsgrenzen muß der umgekehrte Schluß gezogen werden (vorausgesetzt, die minimal mögliche Streubreite der Herstellung ist bekannt) : Die spezifizierte Toleranz (OSG - USG) muß ein  $C_{pkr} \geq 1,33$  ergeben, möglichst  $\geq 1,7$  .Mit  $C_p$  - Werten über 1,7 kann auch die PPM-Philosophie verwirklicht werden, der Einsparung von Prüfkosten durch Fortfall von Doppelprüfungen (WE-Prüfung). Diese Analysen können nur in Absprache von Lieferant und Anwender getroffen werden.

Anmerkung:

Merkmale mit einseitiger Begrenzung der Werte werden zweckmäßig im logarithmischen Maßstab dargestellt. Ein Beispiel ist der Resonanzwiderstand der Schwingquarze, der einen Minimalwert nicht unterschreiten kann (2.13.3).

In Bild 3.35 ist ein Beispiel für den Resonanzwiderstand dargestellt.

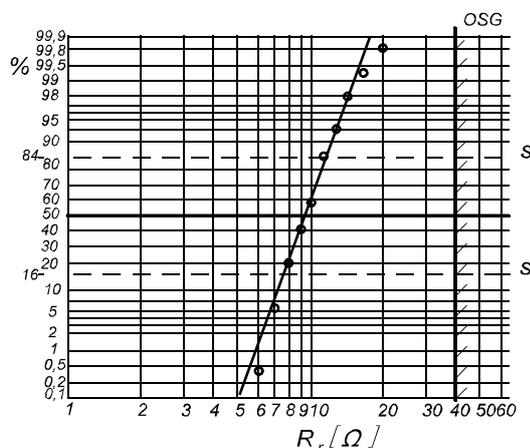


Bild 3.35 Logarithmische Skala

### 3.6 Literatur

DIN IEC 122	Schwingquarze zur Frequenzstabilisierung und Selektion
Teil 1	Normwerte und Prüfbedingungen
Teil 2	Leitfaden zur Anwendung
Teil 3	Gehäuseabmessungen
DIN IEC 444	
Teil 1	Verfahren zur Messung der Resonanzfrequenz und des Resonanzwiderstandes nach der Null-Phasenmethode in einem $\pi$ -Netzwerk.
Teil 2	Messung der dynamischen Kapazität von Schwingquarzen nach der Phasenoffsetmethode.
Teil 3	Verfahren zur Messung der Zwei-Pol-Parameter von Schwingquarzen bis 200 MHz nach der Phasenmethode in einem $\pi$ -Netzwerk mit Kompensation der Parallelkapazität $C_0$ .
Teil 4	Verfahren zur Messung der Lastresonanzfrequenz $f_L$ , des Lastresonanzwiderstandes $R_L$ und Berechnung anderer hergeleiteter Werte von Schwingquarzen bis 30 MHz.
Teil 5	Referenzmethode zur Messung von Schwingquarzen mit automatischem Network Analyzer zur Bestimmung der Ersatzdaten.
Teil 6	Messung von DLD (drive level dependence)
DIN IEC 1080	Piezoelektrische Bauelemente Leitfaden zur Messung der elektrischen Ersatzdaten von Schwingquarzen.
CECC 68000	Fachgrundspezifikation für Schwingquarze
CECC 68100	Rahmenspezifikation für Schwingquarze
CECC 68200	Rahmenspezifikation für die Bauartenzulassung von Schwingquarzen.

DIN IEC 68-2-.. Grundlegende Umweltprüfverfahren,  
Teil 2 Prüfungen.  
Diese Vorschrift besteht aus insges. 54 Titeln. Die jeweils aktuellen  
sind im Text angegeben.

G.W.A.Dummer und N.B.Griffin  
Environmental Testing Techniques for Electronics and Material.  
Pergamon Press 1962.

C.M.Harris and C.E.Crede  
Chock and Vibration Handbook  
McGRAW-HILL BOOK COMPANY.

B.Neubig, Firmenschrift TeleQuarz GmbH, 74024 Neckarbischofsheim, 1995  
Messen der Lastresonanzfrequenz  $f_L$  ohne physikalische  
Lastkapazität bei TOG

### 3.7 Vergleichsliste zu Europanormen

DIN - IEC	Titel	EN oder HD
68-2-1	A Kälte	EN 60068-2-1 +A1 +A2
68-2-2	B Trockene Wärme	EN 60068-2-2 +A1 +A2
68-2-3	Ca Feuchte Wärme, konstant	HD 323.2.3 S2
68-2-6	Fc Schwingen, sinusförmig	HD 323.2.6 S2
68-2-7	Ga Gleichförmiges Beschleunigen	EN 60068-2-7
68-2-14	Nc Temperaturwechsel	HD 323.2.14 S2
68-2-17	Qc Dichtigkeit	HD 323.2.17 S4
68-2-17	Qk Dichtigkeit	EN 60068-2-17
68-2-20	Ta Löten	HD 323.2.20 S3
68-2-21	U Mech. Widerstand der Anschlüsse	HD 323.2.21 S3
68-2-27	Ea Schocken	EN 60068-2-27
68-2-29	E Dauerschocken	EN 60068-2-29
68-2-30	Dd Feuchte Wärme, zyklisch	HD 323.2.30 S3
68-2-32	Ed Freifallen	EN 60068-2-32

CECC 68000 Fachgrundspezifikation für Schwingquarze  
EN 168000 : 1993

CECC 68100 Rahmenspezifikation für Schwingquarze  
EN 168100 : 1993

CECC 68200 Rahmenspezifikation f.d. Bauartenzulassung  
EN 168200 : 1993

EN = Europanorm

HD = Harmonisiertes Dokument

## Anhang A

### Anmerkung zu den Meßverfahren

Die zur Ermittlung der elektrischen Eigenschaften von Schwingquarzen angewendeten Verfahren sollen zur Begriffsdefinition hier aufgeführt werden.

Aktive Verfahren (Oszillator-Verfahren):

Die Frequenz, des mit dem Quarz schwingenden Oszillators, wird gemessen. Hierzu muß sichergestellt sein, daß die gesamte Schleife phasenrein ist (der Oszillator wird vor der Messung "reell gemacht"). Die speziellen Prüfoszillatoren ermöglichen es, aus der "Schwingaktivität" auf den Resonanzwiderstand zu schließen.

Passive Verfahren:

Der Schwingquarz wird in einer speziellen Meßschaltung von einem Hf-Generator angesteuert (fremd erregt).

Man unterscheidet:

- Übertragungsverfahren
- Scheinwiderstands-Meßverfahren

Übertragungsverfahren (Vierpolmessung):

Die Schwingquarzparameter werden aus Messungen der Übertragungsfunktionen eines Widerstandsnetzwerkes, in das der Schwingquarz eingefügt ist, ermittelt. Das Widerstandsnetzwerk ist üblicherweise das  $\pi$ -Netzwerk nach DIN-IEC 444. Die Übertragungsverfahren können in vier Gruppen unterteilt werden:

- a) Maximum-Übertragungsverfahren (ETM, Extremum transmission methods)
- b) Phasenübertragungsverfahren (PTM, Phase transmission methods)
- c) Vektorübertragungsverfahren (VTM, Vector transmission methods)
- d) Streuparameterverfahren (SPM, Scattering parameter methods)

a) Beim Maximum-Übertragungsverfahren wird nur die Höhe der Übertragungsfunktion ausgewertet. Die Schwingquarzfrequenz ist diejenige, bei der maximale Ausgangsspannung auftritt. Es ist die Minimalimpedanzfrequenz  $f_m$ . Aus der Höhe der Amplitude ergibt sich der Minimalimpedanzwiderstand  $R_m$ .

b) Phasenübertragungsverfahren. Die Schwingquarzfrequenz ist diejenige, bei der die Phasendrehung über das Netzwerk Null ist. Die Schwingquarzfrequenz ist in diesem Fall die Resonanzfrequenz  $f_r$  des Schwingquarzes. Aus der Amplitude wird der Resonanzwiderstand  $R_r$  ermittelt.

c) Beim Vector-Übertragungsverfahren werden beide Übertragungsparameter, Phase und Amplitude zur Auswertung herangezogen. Für das VTM werden mehrere Frequenz-

messungen in der Nähe der Resonanz durchgeführt. Die Auswertung ergibt gleichzeitig auch die Werte der dynamischen Kapazität  $C_1$  und der dyn. Induktivität  $L_1$  des Schwingquarzes. Die Auswertung ergibt die Serienresonanzfrequenz  $f_s$ . Es kann bei Vorgabe der Lastkapazität die Lastresonanzfrequenz  $f_L$  errechnet werden.

d) Streuparameterverfahren: Bei mehreren Frequenzen in der Nähe der Resonanz werden alle Vierpolparameter des Netzwerkes bestimmt. Durch eine Fehlerrechnung werden die linearen Fehler des Netzwerkes eliminiert. Die Messung ist nur rechnergestützt durchführbar. Alle elektrischen Parameter des Schwingquarzes können ermittelt werden.

Scheinwiderstands-Meßverfahren (Zweipolmessung):

Der Schwingquarz wird als Zweipol gemessen (Eintormessung). Bei mehreren Frequenzen in der Nähe der Resonanz wird der Scheinwiderstand gemessen. Aus den Werten werden die Schwingquarzparameter errechnet (ähnlich SPM). Die Messungen können erfolgen mit:

- a) Direkte Immetanzverfahren (DIM, direct imittance methods)
  - b) Reflexionskoeffizienten-Verfahren (RCM, reflection coefficient methods)
- a) Messung mit Geräten, die direkt den Scheinwiderstand anzeigen, z.B. Scheinwiderstandsmeßbrücken, Vektor-Impedanz-Meter.
- b) Messung mit Reflektionsmessgeräten, mit Richtkopplern.

## 4. Meßtechnik von Schwingquarzen

Zum Messen der Quarzparameter gibt es zwei prinzipielle Methoden, die aktive und die passive Messung.

Bei der aktiven Messung wird der Quarz in einem Oszillator als frequenzbestimmendes Glied eingesetzt. Diese Meßgeräte sind unter dem Namen „Testset“ bekannt geworden und für die verschiedenen Frequenzbereiche entwickelt worden. In diesen Geräten schwingt der Quarz weitgehend unabhängig von seinem Resonanzwiderstand und seinen anderen Parametern  $C_1$ ,  $L_1$  und  $C_0$ . Der Resonanzwiderstand wird z.B. über die Aktivitätsanzeige des Oszillators durch Substitution mit Widerständen ermittelt. In diesen Testsets liegt die absolute Meßgenauigkeit für die Frequenzmessung etwa  $10$  bis  $15 \cdot 10^{-6}$  und kann durch Vergleichsmessungen zwischen einzelnen Geräten auf  $3$  bis  $5 \cdot 10^{-6}$  verbessert werden. Diese Meßgeräte genügen aber in der Regel nicht mehr den heutigen Anforderungen.

Moderne Impedanzanalysatoren erlauben durch eingebaute Software direkt die Berechnung der Elemente des Quarz-Ersatzschaltbildes aus dem gemessenen komplexen Impedanzverlauf in einem vorwählbaren Frequenzbereich. Dies ist zwar ein elegantes und schnelles Meßverfahren, praktische Erfahrungen zeigen aber, daß das angezeigte Ergebnis sehr stark von der Auswahl des gewählten Analyse-Frequenzbereichs abhängt. Die Ursache dafür ist, daß aus der Messung alle vier Elemente  $R_1$ ,  $L_1$ ,  $C_1$  und  $C_0$  durch ein iteratives Parameterfitting errechnet werden. Umfaßt der Analyse-Frequenzbereich nur die Umgebung der Resonanz und der zugehörigen Antiresonanz, wird  $C_0$  nicht genau genug errechnet, da dessen Einfluß nur weitab von der Resonanzstelle ausreichend isoliert werden kann. Durch das iterative Parameter-Anpaßverfahren wird der systematische Fehler des  $C_0$  auf die anderen Elementwerte „umgelegt“. Wird aber der Analysebereich vergrößert, sinkt die Genauigkeit für  $R_1$ ,  $L_1$  und  $C_1$ , da die Resonanzstelle nicht mehr ausreichend genau aufgelöst wird. Ein zusätzlicher Nachteil ist, daß die Quarzbelastung entweder sehr klein (typisch einige nW) ist, und/oder nicht auf einen vorgebbaren Wert eingestellt werden kann.

Die Passiv - Meßmethode, wie sie in (DIN) IEC 444 beschrieben ist, stellt heute den allgemeine anerkannten internationalen Standard zur Messung von Schwingquarzen dar. In dieser Norm ist in den Teilen 444-1 (Lit. [1]) und 444-2 (Lit. [2]) das Meßverfahren zur Bestimmung von Resonanzfrequenz  $f_r$  und den Quarz-Ersatzdaten ( $R_r$ ,  $C_1$ ,  $L_1$ ,  $C_0$ ,  $Q$ ) bis 125 MHz definiert. In dem IEC-Report 444-3 (Lit. [3]) ist eine (inzwischen veraltete) Methode zur Erweiterung bis 200 MHz durch  $C_0$ -Kompensation beschrieben. Die Messung der Lastresonanz mit Lastkapazitäten wird in Teil 444-4 (Lit. [4]) definiert, eine modernere Methode ist bei IEC in Vorbereitung und wird hier beschrieben. Der Teil 444-5 (Lit. [5]) beschreibt Verfahren zur Fehlerkorrektur, mit denen der Frequenzbereich auf über 500 MHz erweitert und die Meßgenauigkeit erhöht werden kann.

#### 4.1 Passivmessung bis 125 MHz nach (DIN) IEC 444-1 und 444-2

Der Schwingquarz wird in einem in (DIN) IEC 444-1 [1] genormten Doppel- $\pi$ -Netzwerk entsprechend Bild 4.1 eingesetzt, wodurch das Meßobjekt von den angeschlossenen Meßgeräten entkoppelt wird.

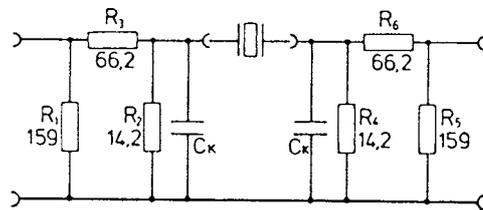


Bild 4.1: Doppel- $\pi$ -Netzwerk nach (DIN) IEC 444-1

Vom Schwingquarz aus gesehen beträgt die Netzwerkimpedanz je 12,5  $\Omega$ . Er ist daher mit nominell  $R_T = 25 \Omega$  belastet. Das Doppel- $\pi$ -Netzwerk hat (bei eingesetztem Kurzschluß anstelle des Quarzes) eine Dämpfung von insgesamt 29,6 dB und reduziert damit bei eingesetztem Meßobjekt die Reflexionen auf den Zuleitungen. Der klassische Aufbau, wie er in (DIN) IEC 444-1 bildlich dargestellt ist, besteht aus koaxialen Scheiben- und Stabwiderständen in Präzisionsausführung, moderne Ausführungen verwenden - wie in (DIN) IEC 444-5 [5] gezeigt - eine Konstruktion mit gedruckten HF-Widerständen auf einem Keramiksubstrat (siehe Bild 4.2).

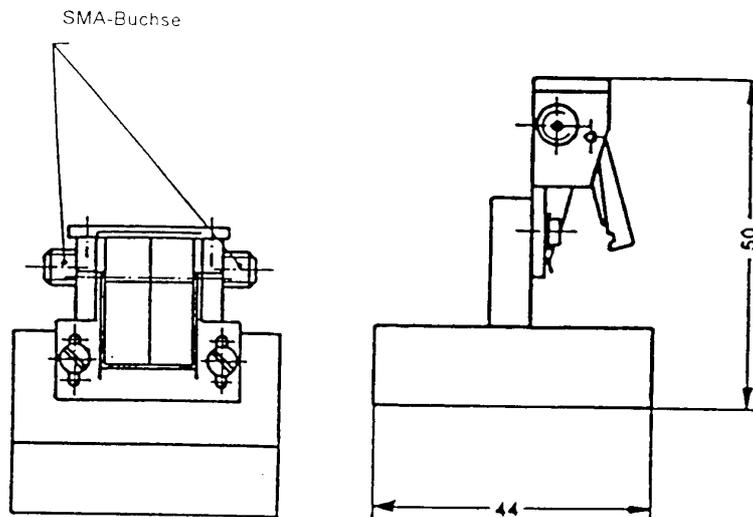


Bild 4.2: Moderne Ausführung eines  $\pi$ -Netzwerks (aus [5])

Die Konstruktion ist in beiden Fällen für bedrahtete Schwingquarze optimiert, bei denen die Referenzebene für die Messung nach Norm 2 mm unterhalb der Bodenplatte des Schwingquarzgehäuses liegt. Bei Schwingquarzen in SMD-Gehäusen mit Anschlüssen in Gullwing-Form (L-leads), als J-leads oder leadless sind bis jetzt noch keine Meßadapter genormt. In diesen Fällen muß eine geeignete Zwischendadaptation geschaffen werden, die eine Messung und Kalibrierung in der Ebene gewährleistet, in der der Quarz in der Schaltung kontaktiert wird, d.h. auf der Ebene der Landefläche.

Die charakteristische Impedanz des  $\pi$ -Netzwerks  $R_T = 25 \Omega$  entspricht etwa dem geometrischen Mittel des typischen Resonanzwiderstandes von AT-Schnitt-Schwingquarzen im Frequenzbereich 1 MHz bis 200 MHz. Die Messung von Schwingquarzen mit wesentlich hochohmigerem Resonanzwiderstand - z.B. von niederfrequenten Biegeschwingern wie 32 kHz-Uhrenquarzen usw. - erfordert einen höheren Wert von  $R_T$ , um die Grunddämpfung des  $\pi$ -Netzwerks zu begrenzen. Ein geeignetes  $\pi$ -Glied für solche Anwendungen kann wie folgt dimensioniert werden: Voraussetzung:  $R_T/2 > R_G = 50 \Omega$  (Impedanz des Meßsystems)

Die minimale Grunddämpfung  $a_{\min}$  pro Sektion  $R_1, R_2$  liefert ein Halbglied bestehend nur aus  $R_1$  und  $R_2$

$$R_1 = \frac{R_G}{\sqrt{1 - \frac{2 R_G}{R_T}}} \quad (1)$$

$$R_2 = \frac{R_T}{2} - \frac{R_G}{1 + \sqrt{1 - \frac{2 R_G}{R_T}}} \quad (2)$$

mit

$$a_{\min} = 10 \lg K_{\min} \quad (3)$$

wobei

$$K_{\min} = \frac{R_T}{R_G} - 1 + 2 \sqrt{\frac{R_T}{2 R_G} \left( \frac{R_T}{2 R_G} - 1 \right)} \quad (4)$$

Für ein komplettes  $\pi$ -Glied mit  $R_1, R_2$  und  $R_3$  muß die Grunddämpfung  $a_G$  (pro Sektion) größer als  $a_{\min}$  sein. Für ausreichende Isolation vom  $50 \Omega$ -System wird eine zusätzliche Dämpfung von ca. 2 bis 3 dB pro Sektion empfohlen.

Die Werte der drei  $\pi$ -Glied-Widerstände ergeben sich dann zu:

$$R_1 = \frac{(K - 1) R_G}{K + 1 - 2 \sqrt{2 K \frac{R_G}{R_T}}} \quad (5)$$

$$R_2 = \frac{K - 1}{2} \sqrt{\frac{R_G R_T}{2 K}} \quad (6)$$

$$R_3 = \frac{(K - 1) R_T}{2 (K + 1) - 4 \sqrt{K \frac{R_T}{2 R_G}}} \quad (7)$$

mit

$$K = 10^{a_G / 10} \quad (8)$$

$$a_G > a_{\min} \quad (9)$$

### Beispiel:

Ein Meßkopf mit einer charakteristischen Impedanz  $R_T = 1 \text{ k}\Omega$  für ein Meßsystem mit  $R_G = 50 \Omega$  kann in Minimaldämpfung aus zwei Sektionen mit jeweils

$$R_1 = 52,7 \Omega$$

$$R_2 = 474,3 \Omega$$

und einer Dämpfung von  $a_{\min} = 15,8 \text{ dB}$  pro Sektion, d.h.  $31,6 \text{ dB}$  insgesamt bei eingesetztem Kurzschluß realisiert werden.

Erhöht man die Kurzschlußdämpfung pro Sektion auf  $18 \text{ dB}$ , dann erhält man ein  $\pi$ -Netzwerk mit zwei Sektionen bestehend aus den drei Widerständen

$$R_1 = 52,6 \Omega$$

$$R_2 = 618 \Omega$$

$$R_3 = 2240 \Omega$$

Bei höheren  $R_T$ -Werten steigt die Grunddämpfung wegen der Dämpfung des empfängerseitigen  $\pi$ -Glieds stark an. Dies kann vermieden werden, indem an dieser Stelle ein Breitband-Übertrager eingesetzt wird (Lit. [22]), der die hochohmige Impedanz auf  $50 \Omega$  transformiert. In Bild 4.3 ist dieses Verfahren dargestellt.

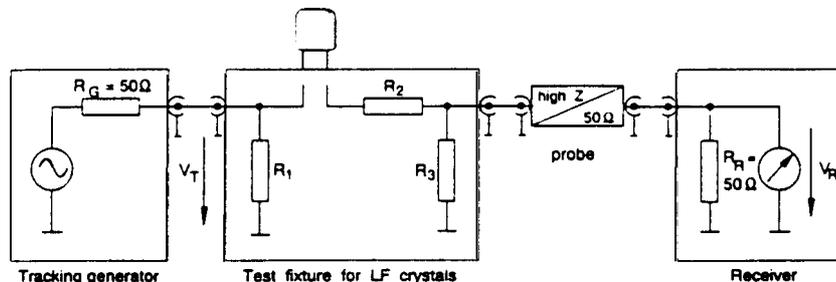


Bild 4.3: Einfügen eines Übertragers zur Messung von hochohmigen (NF-) Schwingquarzen (aus [22])

Der gesamte Meßaufbau mit dem  $\pi$ -Netzwerk und einem Vektorvoltmeter bzw. einem Netzwerkanalysator wird in Bild 4.4 gezeigt. Das Generatorsignal  $\mathcal{S}$  wird mit dem (internen) Frequenzzähler  $\mathcal{N}$  gemessen und mit dem Leistungsteiler  $\mathcal{R}$  in dem Meßkanal mit  $\pi$ -Netzwerk und den Referenzkanal mit 30 dB-Dämpfungsglied aufgeteilt. Beide Kanäle werden mit  $50 \Omega$  Widerständen  $\oplus$  abgeschlossen. Die Phase zwischen beiden Kanälen wird mit dem Phasenmesser  $\varphi$ , die Amplituden  $\underline{U}_A$  am Punkt A und  $\underline{U}_B$  am Punkt B mit dem HF - Spannungsmesser  $\otimes$  gemessen. Ein Netzwerkanalysator enthält alle Komponenten außer dem  $\pi$ -Netzwerk und dem Dämpfungsglied sowie evtl. dem Leistungsteiler  $\mathcal{R}$ .

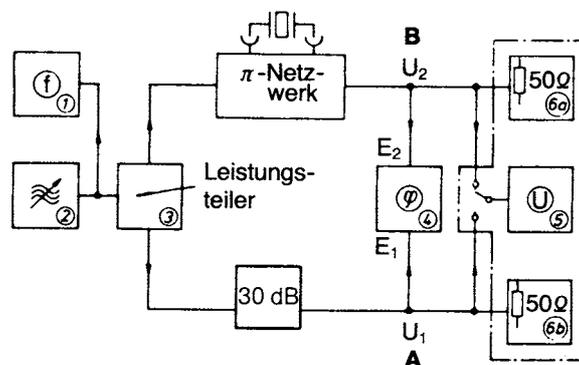


Bild 4.4: Meßanordnung für die Quarzmessung nach (DIN) IEC 444

Die Resonanzfrequenz  $f_r$  ermittelt man, indem der Generator  $\mathcal{S}$  auf die Frequenz eingestellt wird, die zwischen den Punkten „A“ und „B“ Phase „Null“ ergibt.

Aus dem Verhältnis der Spannungen in Punkt „A“ und „B“ ergibt sich der Resonanzwiderstand  $R_r$  des Quarzes.

Durch Einstellen der Ausgangsspannung des Generators  $\mathcal{S}$  kann die gewünschte Quarzbelastung  $P_c$  bzw.  $I_c$  eingestellt werden.

Die Messung kann teilautomatisiert werden, indem die phasenproportionale Ausgangsspannung von  $\varphi$  entweder analog über einen Regelverstärker oder rechnergesteuert zur Frequenznachstimmung des Generators  $\mathcal{S}$  verwendet wird. Bei

Verwendung eines Netzwerkanalysators kann durch Auslesen der Spannungs- und Phasenwerte eines ganzen Sweeps das Ansteuern von Einzelfrequenzen entfallen.

#### 4.1.1 Messung von Resonanzfrequenz $f_r$ und Resonanzwiderstand $R_r$

Die Messung bei Phase Null ergibt die Resonanzfrequenz  $f_r$ , die um den kleinen Betrag

$$\frac{f_r - f_s}{f_s} = \frac{1}{2Q} \arctan(R_1 \omega C_0) \quad (10)$$

oberhalb von der Serienresonanzfrequenz  $f_s$  liegt. Für kleine Phasenwinkel vereinfacht sich dies zu

$$\frac{f_r - f_s}{f_s} \approx \frac{C_0}{C_1} \frac{1}{2Q^2} = \frac{r}{2Q^2} \quad (11)$$

mit

$$r = \frac{C_0}{C_1} \quad (12)$$

Das Kapazitätsverhältnis  $r$  ist ungefähr 200 für AT-Grundwellenquarze, 2100 für Quarze im 3. Oberton und 6500 für den 5. Oberton. Bei 125 MHz wird mit einem 5. Oberton mit  $Q=80000$  eine Abweichung von  $\pm 5 \cdot 10^{-7} = \pm 0.5$  ppm erreicht.

Für höhere Frequenzen und Obertöne ist eine genaue Messung nur durch Berücksichtigung der statischen Kapazität  $C_0$  möglich. Hier wird dann statt der Resonanzfrequenz  $f_r$  (Phase 0) die Serienresonanzfrequenz  $f_s$  gemessen. Im Grenzbereich muß daher zwischen Hersteller und Anwender vereinbart werden ob  $f_r$  („unkompensiert“) oder  $f_s$  („kompensiert“) gemessen werden soll. Die Frequenzabweichungen können je nach Oberton und Quarzgüte bis zu  $20 \cdot 10^{-6}$  zwischen beiden Meßmethoden betragen.

Die Bestimmung des Resonanzwiderstandes  $R_r$  erfolgt nach folgender Methode:

1. Im  $\pi$ -Netzwerk wird mit einem Kurzschluß die Spannung  $U_{BK}$  am Punkt B (Bild 4.4) gemessen.
2. Es wird die Spannung  $U_B$  am Punkt B mit dem Schwingquarz bei Phase Null gemessen.

Bei Phase Null zwischen Ein- und Ausgang des Quarzmeßkopfes (Punkt A und B) gilt dann

$$R_r = R_T \left( k \frac{U_{BK}}{U_B} - 1 \right) \quad (13)$$

wobei die Netzwerkimpedanz  $R_T$ , die der Quarz „sieht“, ideal zu  $R_T = 25 \Omega$  gesetzt wird. Der Faktor  $k$  stellt das Verhältnis der Spannung am Punkt A bei den beiden Messungen dar und kann in der Praxis meist vernachlässigt werden.

$$k = \frac{U_A}{U_{AK}} \approx 1 \quad (14)$$

Für einen typischen Resonanzwiderstand von  $25\Omega$  kann man die Quarzbelastung  $P_c$  bzw. den Quarzstrom  $I_c$  durch Einstellen des  $U_{BK}$ -Wertes nach den folgenden Beziehungen berechnen:

$$U_{BK} \text{ (mV)} = 57,8 \sqrt{P_c \text{ (mW)}} \quad (15)$$

$$U_{BK} \text{ (mV)} = 9,14 I_c \text{ (mA)} \quad (16)$$

Für andere Werte von  $R_r$  ergibt sich:

$$U_{BK} \text{ (mV)} = 5,18 (R_r \text{ (\Omega)} + R_T \text{ (\Omega)}) \sqrt{\frac{P_c \text{ (mW)}}{R_r \text{ (\Omega)}}} \quad (17)$$

$$U_{BK} \text{ (mV)} = 0,183 I_c \text{ (mA)} (R_r \text{ (\Omega)} + R_T \text{ (\Omega)}) \quad (18)$$

Bei der Resonanzfrequenz  $f_r$  können die tatsächlichen Werte von Quarzbelastung  $P_c$  und Quarzstrom  $I_c$  direkt aus dem  $U_B$ -Wert errechnet werden:

$$P_c \text{ (\mu W)} = 0,048 R_r \text{ (\Omega)} U_B^2 \text{ (mV}^2\text{)} \quad (19)$$

$$I_c \text{ (mA)} = \frac{U_B \text{ (mV)}}{4,57} \quad (20)$$

#### 4.1.2 Messung der Ersatzdaten $C_1$ , $L_1$ , $Q$

Die dynamische Kapazität und Induktivität des Schwingquarzes können auf verschiedene Arten gemessen werden. Für geringere Genauigkeit (und nur für Frequenzen unterhalb 30 MHz) reicht die Messung mit zwei Lastkapazitäten, wie sie in IEC 302 (Lit. [14]) beschrieben war. Für genaue Messungen sollte die im folgenden beschriebene Phasenoffsetmethode nach (DIN) IEC 444-2 oder die sogenannte Ortskreismethode nach (DIN) IEC 444-5 verwendet werden (siehe Abschnitt 4.2).

Der Resonanzwiderstand  $R_r$  wird, wie oben beschrieben, bei Phase Null gemessen. Die Generatorfrequenz wird nun so verstellt, daß sich eine Phasendifferenz von  $+\varphi$  bzw.  $-\varphi$  einstellt.

Aus der Frequenzdifferenz  $\Delta f_{\pm\varphi}$  ergibt sich dann

$$C_1 = \frac{\Delta f_{\pm\varphi}}{2\pi f_r^2 R_{\text{eff}} \tan \varphi} \quad (21)$$

wobei wegen des quarzseitigen Abschlußwiderstandes des  $\pi$ -Netzwerks von  $R_T = 25 \Omega$

$$R_{\text{eff}} = R_r + R_T = R_r + 25 \Omega \quad (22)$$

ist.

Analog ist

$$L_1 = \frac{1}{\omega_s^2 C_1} = \frac{R_{\text{eff}}}{2\pi \Delta f_{\pm\varphi}} \tan \varphi \quad (23)$$

und die Güte

$$Q = \frac{\omega L_1}{R_1} = \frac{1}{\omega C_1 R_r} \quad (24)$$

Bei einem Phasenoffset von  $45^\circ$  vereinfachen sich wegen  $\tan 45^\circ = 1$  die Formeln für  $C_1$  und  $L_1$ .

Diese Formeln gelten nur bei Vernachlässigung der statischen Kapazität  $C_0$ . Den dadurch entstehenden Meßfehler zeigt Bild 4.5 in Abhängigkeit vom gewählten Phasenoffset mit der sogenannten Parallelgüte  $M$  als Parameter:

$$M = \frac{1}{\omega C_0 R_1} = \quad (25)$$

Bei höheren Frequenzen fällt der Wert von  $M$ , da der Leitwert von  $\omega C_0$  sowie  $R_1$  ansteigen. Ab ca. 70 MHz sollte daher ein kleinerer Phasenoffset als  $\pm 45^\circ$  verwendet werden (typisch  $\pm 20^\circ$ ). Trotzdem bleibt ein systematischer Meßfehler, da das Amplitudenmaximum immer stärker von der Frequenz bei Phase Null abweicht. Bei Frequenzen ab ca. 100 ... 130 MHz kann die Parallelgüte den Grenzwert  $M = 2$  unterschreiten, womit keine Resonanzfrequenz mit Phase Null mehr existiert, d.h.

der Ortskreis die reelle Achse nicht mehr schneidet! Dann versagt das hier beschriebene Meßverfahren.

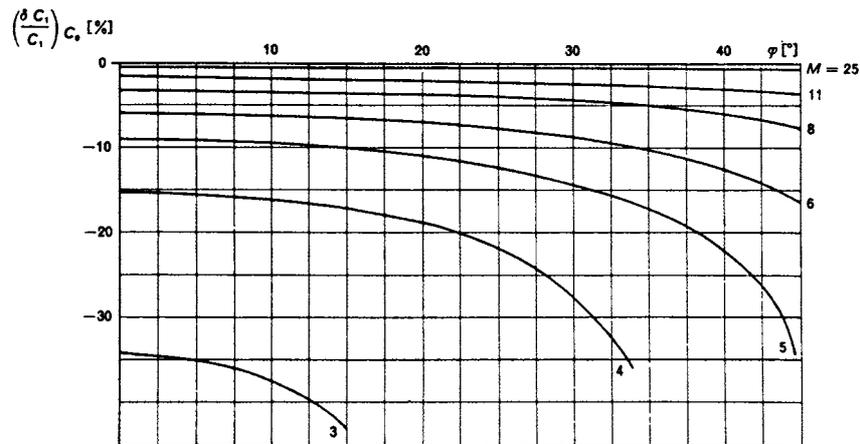


Bild 4.5: Meßfehler von  $C_1$  in Abhängigkeit vom Phasenoffset und der Parallelgüte  $M$  (aus [2])

Oberhalb von 100 MHz sollte daher die in Kap. 4.2 beschriebene Ortskreismethode verwendet werden.

#### 4.1.3 Messung der statischen Kapazität $C_0$

Die Messung von  $C_0$  erfolgt - wenn nichts anders vereinbart wird - mit einer Kapazitätsmeßbrücke bei 1 MHz, wobei das Quarzgehäuse nicht geerdet wird. Es ist zu beachten, daß bei dieser Messung die Kapazitäten der Stiftdurchführungen gegen das Gehäuse (bei Metall- und Keramikgehäusen) parallel zur statischen Kapazität des Quarzresonators liegen, während in den meisten Schaltungsanwendungen das Quarzgehäuse geerdet wird, wodurch sich eine andere Aufteilung der Einzelkapazitäten ergibt.

Für Quarzfrequenzen oberhalb von 30 MHz wird empfohlen, die statische Kapazität in der Nähe der Quarzfrequenz zu bestimmen. Durch den Einfluß der Zuleitungsinduktivitäten ergibt die so gemessene effektive Parallelkapazität  $C_p$  einen etwas höheren Wert als das bei 1 MHz ermittelte  $C_0$ . Diese Messung kann direkt im  $\pi$ -Netzwerk erfolgen:

Das  $\pi$ -Netzwerk wird im Leerlauf, d.h. ohne Quarz, betrieben und bei der Quarz-Nennfrequenz  $f_N$  die Ausgangsamplitude  $U_{BCc}$  gemessen. Aus dieser ergibt sich der Blindwiderstand der Übersprechkapazität  $C_c$  zu

$$X_{Cc} = 25 \Omega \left( \frac{U_{BK}}{U_{BCc}} - 1 \right) \quad (26)$$

und  $C_c$  daraus zu

$$C_c = \frac{1}{\omega_N X_{Cc}} \quad (27)$$

Nach Einsetzen des Quarzes wird in einem resonanzfreien Frequenzabschnitt in der Nähe von  $f_N$  die Ausgangsamplitude  $U_{BC0}$  gemessen und daraus der Blindwiderstand  $X_{Cp}$  bestimmt

$$X_{Cp} = 25 \Omega \left( \frac{U_{BK}}{U_{BC0}} - 1 \right) \quad (28)$$

woraus dann die Parallelkapazität

$$C_p = \frac{1}{\omega_N X_{Cp}} - C_c \quad (29)$$

berechnet wird.

Zur Sicherheit gegen Fehler infolge von Störresonanzen empfiehlt es sich die Messung bei mehreren Frequenzen unterhalb (und evtl. auch oberhalb) von  $f_0$  zu wiederholen.

Zur Erhöhung des Rauschabstands ist es sinnvoll, bei dieser Messung eine höhere Kurzschlußspannung  $U_{BK}$  als bei der Messung der übrigen Quarzparameter zu verwenden.

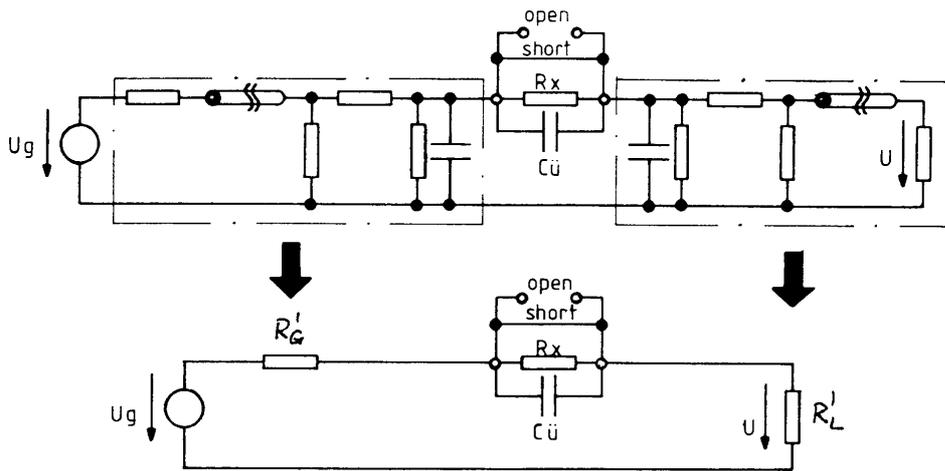
#### **4.2 Messung nach der Ortskreismethode (DIN) IEC 444-5 bis 500 MHz und darüber**

Das Verfahren nach Kap. 4.1 erlaubt die relativ einfache Bestimmung der Schwingquarz-Parameter. Nachteilig ist aber die eingeschränkte Genauigkeit bei höheren Frequenzen und die Begrenzung auf maximal 125 MHz. Der verwendete  $\pi$ -Meßkopf wird dabei als ideal vorausgesetzt. In dem IEC-Report 444-3 (Lit. [3]) wurde eine Behelfslösung vorgeschlagen, bei der im  $\pi$ -Glied parallel zum Quarz eine Parallelschaltung oder ein äquivalenter Kreis geschaltet wird, mit dem der Einfluß des  $C_0$  kompensiert wird. Dadurch ist zwar eine Erweiterung bis 200 MHz möglich, es ist aber hierfür ein speziell konstruierter Meßkopf erforderlich und es werden hierdurch zusätzliche Fehlerquellen eingeführt.

Das hier als „Ortskreis-Methode“ bezeichnete Meßverfahren nach (DIN) IEC 444-5 (Lit. [5]) besitzt diese Nachteile nicht. Es ist sicher bis 500 MHz und darüber einsetzbar. Anlässlich eines Internationalen Meßvergleichs („Round-Robin-Test“) bei IEC im Oktober 1988 in Bled (Jugoslawien) wurde die Anwendbarkeit bis über 900 MHz nachgewiesen (Lit. [25]). Die Methode basiert auf einer Idee von Neuscheler (Lit. [17]), und wurde in Lit. [21] bis [21] weiter ausgebaut. Das Verfahren kann mit dem gleichen Meßaufbau wie in Bild 4.4 gezeigt - d.h. mit Generator und Vektorvoltmeter oder mit Netzwerkanalysator - angewandt werden.

Alternativ kann auch ein geeigneter s-Parameter-Meßplatz verwendet werden. Als Meßkopf kann das  $\pi$ -Netzwerk nach (DIN) IEC 444-1 oder auch ein anderer Meßadapter mit geeigneter Referenzebene für Quarz und Kalibrierelemente benutzt werden. Bei der s-Parameter-Technik reicht für einfachere Fälle das Eintor-Verfahren, bei dem das Meßobjekt direkt am  $s_{11}$ -Port angeschlossen wird. Zu empfehlen ist aber das Transmissionsverfahren, bei dem der Quarz in Längsrichtung (wie beim  $\pi$ -Glied) angeordnet wird und alle vier s-Parameter gemessen werden. Für die Auswertung wird ein s-Parameter-Fehlerkorrekturverfahren (siehe z.B. Lit.[26]) angewandt. Das Meßverfahren basiert auf Lit. [23], [24] und [26] und ist als Variante in (DIN) IEC 444-5 enthalten.

Wesentliches Element der im Folgenden näher beschriebenen Ortskreismethode ist die Durchführung einer Fehlerkorrektur durch eine Modellierung des Meßadapters, die sich auf eine erweiterte Kalibrierung mit Kurzschluß, Kalibrierwiderstand und Leerlauf stützt. Aus der Leerlauf-Kalibrierung wird die Übersprechkapazität  $C_0$  zwischen den Quarz-Meßstoren des Adapters ermittelt, die Kalibrierung mit Kurzschluß und Widerstand modelliert den Adapter als komplexen „Innenwiderstand“  $\underline{R}_T$ , den er an den Quarz-Meßstoren zeigt (siehe Bild 4.6).



$$\underline{R}_T = \underline{R}_G' + \underline{R}_L'$$

Bild 4.6: Komplexes Ersatzschaltbild des Quarz-Meßadapters

Bei Verwendung eines s-Parameter-Meßplatzes kann die standardmäßig meist implementierte Fehlerkorrektur-Prozedur (12-Term-Fehlermodell für die Übertragungsmessung aller vier s-Parameter).

Die Meßpunkte liegen nicht notwendigerweise exakt bei der Resonanzfrequenz  $f$  bzw.  $f_s$ , sondern sind in geeigneter Form auf dem Admittanz-Ortskreis verteilt. Die (DIN) IEC 444-5 beschreibt mehrere Software-Algorithmen zur Berechnung der dynamischen Ersatzparameter aus den komplexen Impedanzwerten des Quarzes, die bei den Meßfrequenzen bestimmt wurden. An dieser Stelle wird nur das einfachste Verfahren nach Neuscheler (Lit.[17]) ausführlicher beschrieben.

## 4.2.1 Kalibrierung und Impedanzmessung

### 4.2.1.1 Einzelkalibrierung

Vor jeder Messung erfolgt eine Kalibrierung mit Kurzschluß, Leerlauf und Kalibrierwiderstand in der Umgebung der Nennfrequenz des Meßobjekts.

Kalibrierung mit Kurzschluß: Messung der Ausgangsspannung des B-Kanals:

$$\underline{U}_{BK} = |\underline{U}_{BK}| \angle \varphi_{BK} \quad (30)$$

Kalibrierung mit Leerlauf: Ausgangsspannung des B-Kanals:

$$\underline{U}_{BL} = |\underline{U}_{BL}| \angle \varphi_{BL} \quad (31)$$

Kalibrierung mit Kalibrierwiderstand  $\underline{R}_N = \text{Re}(\underline{R}_N) + j \text{Im}(\underline{R}_N)$  ergibt die B-Kanal-Spannung:

$$\underline{U}_{BN} = |\underline{U}_{BN}| \angle \varphi_{BN} \quad (32)$$

Eine unbekannte Impedanz  $\underline{R}_x = \text{Re}(\underline{R}_x) + j \text{Im}(\underline{R}_x)$  führt zu einer B-Kanal-Spannung:

$$\underline{U}_{Bx} = |\underline{U}_{Bx}| \angle \varphi_{Bx} \quad (33)$$

Daraus kann die Admittanz  $\underline{Y}_{\text{xtot}}$  bestimmt werden durch:

$$\underline{Y}_{\text{xtot}} = \frac{1}{\underline{R}_N} \frac{\frac{\underline{U}_{BK}}{\underline{U}_{BN}} - 1}{\frac{\underline{U}_{BK}}{\underline{U}_{Bx}} - 1} \quad (34)$$

In dieser Admittanz  $\underline{Y}_{\text{xtot}}$  ist noch die parallel geschaltete Übersprechkapazität  $C$  des  $\pi$ -Netzwerks enthalten. Die Übersprechadmittanz  $\underline{Y}_{Cc}$  kann aber mit derselben Formel aus der Kalibrierung bei Leerlauf berechnet werden, wobei  $\underline{U}_{Bx}$  durch  $\underline{U}_{BL}$  ersetzt wird. Der Imaginärteil des so ermittelten  $\underline{Y}_{Cc}$  wird dann von  $\underline{Y}_{\text{xtot}}$  subtrahiert und die unbekannte Impedanz  $\underline{R}_x$  ist schließlich

$$\underline{R}_x = \frac{1}{\underline{Y}_{\text{xtot}} - j \operatorname{Im}(\underline{Y}_{C_c})} \quad (35)$$

Die Übersprechkapazität  $C_c$  folgt aus dem Imaginärteil von  $\underline{Y}_{C_c}$  zu

$$C_c = \frac{\operatorname{Im}(\underline{Y}_{C_c})}{\omega}, \quad (36)$$

der sehr kleine Realteil kann vernachlässigt werden.

Geeignete Kalibrierwiderstände mit Daten für ein elektrisches Modell sind kommerziell erhältlich z.B. von Wandel & Goltermann. Das Modell besteht aus einer Parallelschaltung einer Kapazität mit einem reellen Widerstand und einer Induktivität in Serie. Typische Daten sind  $25\Omega$ ,  $0.4 \text{ nH} // 0.1 \text{ pF}$ .

#### 4.2.1.2 Grundkalibrierung

Die drei Kalibrierungen brauchen nicht bei jeder Messung komplett wiederholt werden, sondern können als Grundkalibrierung einmalig im gesamten Frequenzbereich in geeignet feinen Schritten (z.B. 1 MHz) durchgeführt werden. Aus der Leerlaufkalibrierung erhält man dann die Übersprechkapazität  $C_c$  (in Abhängigkeit der Frequenz), das Ergebnis der Kalibrierung mit einem Präzisions-Kalibrierwiderstand  $R_{\text{cal}}$  kann im (komplexen, frequenzabhängigen)  $\pi$ -Netzwerk-Widerstand der Quarz-Meßstore  $\underline{R}_T$  ausgedrückt werden ( $\underline{R}_T$  ideal =  $25 \Omega$  reell). Er ergibt sich aus Kalibrierung mit Kurzschluß ( $\underline{U}_{\text{BK}}$ ) und mit  $\underline{R}_{\text{cal}}$  ( $\underline{U}_{\text{cal}}$ ) zu

$$\underline{R}_T = \frac{\underline{R}_{\text{cal}}}{\frac{\underline{U}_{\text{BK}}}{\underline{U}_{\text{Bcal}}} - 1} \quad (37)$$

wobei von diesem Wert die parallel liegende Übersprechkapazität  $C_c$  nach obigem Verfahren abzuziehen ist.

Die  $\underline{R}_T$  - und  $C_c$  -Werte können tabellarisch gespeichert werden und Zwischenwerte bei Bedarf interpoliert werden.

Vor jeder Messung wird dann nur eine Kalibrierung mit einem Kalibrierwiderstand  $\underline{R}_N$  durchgeführt. Die unbekannte Impedanz  $\underline{R}_x$  ergibt sich dann aus der B-Kanal-Spannung  $\underline{U}_{\text{RN}}$  (mit  $\underline{R}_N$ ) und der Spannung  $\underline{U}_{\text{Bx}}$  (mit  $\underline{R}_x$ ) nach

$$\underline{R}_x = \underline{R}_T \left( \frac{\underline{U}_{\text{RN}}}{\underline{U}_{\text{Bx}}} - 1 \right) + \underline{R}_N \frac{\underline{U}_{\text{RN}}}{\underline{U}_{\text{Bx}}} \quad (38)$$

Wird für  $\underline{R}_N$  ein Kurzschluß ( $\underline{R}_N = 0$ ) verwendet (B-Kanalspannung  $\underline{U}_{\text{BK}}$ ), vereinfacht sich dies zu

$$\underline{R}_x = \underline{R}_T \left( \frac{\underline{U}_{\text{BK}}}{\underline{U}_{\text{Bx}}} - 1 \right) \quad (39)$$

wobei auch hier stets der Paralleleitwert von  $C_c$  zu subtrahieren ist.

### 4.2.2 Messung der Quarzparameter

#### 4.2.2.1 Messung der Kapazitäten $C_0$ , $C_p$

Neben der statischen Kapazität  $C_0$ , die bei 1 MHz mit einer Kapazitätsmeßbrücke gemessen wird, kann mit dem Verfahren direkt die bei der Quarzfrequenz wirksame Parallelkapazität  $C_p$  bestimmt werden.

Wie in Abschnitt 4.1.3 beschrieben, wird der Quarz in das  $\pi$ -Netzwerk eingesetzt und bei der Frequenz  $f_c$  die komplexe Spannung  $\underline{U}_{\text{BC}}$  gemessen.  $C_p$  ergibt sich dann aus dem Imaginärteil der gemessenen Impedanz zu :

$$C_p = \frac{1}{j \omega \underline{R}_N} \frac{\frac{U_{BK}}{U_{BN}} - 1}{\frac{U_{BK}}{U_{BC}} - 1} - C_c \quad (40)$$

Für  $f_c$  werden mehrere Meßpunkte im Abstand von circa.  $\pm 1\% \dots \pm 5\%$  unterhalb und oberhalb der Resonanz ausgewählt und der Mittelwert der nahe beieinanderliegenden Ergebnisse verwendet. Ausreißer sind Meßfehler und/oder durch den Einfluß von Nebenresonanzen verfälschte Werte. Zur Erhöhung des Signal-Rauschabstands sollte - insbesondere bei tieferen Frequenzen - der Generatorpegel erhöht werden (getrennte Leerlauf-Kalibrierung!).

Bei der Auswertung des Realteils der gemessenen Impedanz ergibt sich rechnerisch ein zusätzlicher Paralleleitwert  $G_p$  parallel zu  $C_p$ . Dieser ist bei Frequenzen unterhalb 100 MHz durch Meßunsicherheiten (Phase nahe bei  $90^\circ$  !) so stark verfälscht, daß er nicht verwendet werden kann und in der Praxis auch bedeutungslos ist. Erst bei sehr hohen Frequenzen wird  $G_p$  signifikant und kann bei Bedarf mit berücksichtigt werden. Dieser virtuelle Wert repräsentiert die Verluste, die durch den Einfluß der endlichen Güte der Zuleitungsinduktivitäten hervorgerufen werden.

#### 4.2.2.2 Messung der dynamischen Parameter und der charakteristischen Frequenzen

Mit der in 4.2.1 beschriebenen Methode wird bei zwei Frequenzen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  in der Nähe der Resonanz jeweils die Quarzimpedanz bestimmt und die Werte in Admittanzform dargestellt:

$$Y_{x1} = \frac{1}{R_{x1}(\omega_1)} = a_1 + j b_1 \quad (41)$$

$$Y_{x2} = \frac{1}{R_{x2}(\omega_2)} = a_2 + j b_2 \quad (42)$$

Die Generatorspannung bzw. der  $U_{BK}$ -Wert wird wie in Abschnitt 4.1.1 so eingestellt, daß die spezifizierte Quarzbelastung (Quarzverlustleistung  $P_c$  bzw. Quarzstrom  $I_c$ ) bei der Resonanz erreicht wird, d.h.:

$$U_{BK} \text{ (mV)} = 5,18 (R_1 \text{ (}\Omega\text{)} + R_T \text{ (}\Omega\text{)}) \sqrt{\frac{P_c \text{ (mW)}}{R_1 \text{ (}\Omega\text{)}}} \quad (43)$$

$$U_{BK} \text{ (mV)} = 0,183 I_c \text{ (mA)} (R_1 \text{ (}\Omega\text{)} + R_T \text{ (}\Omega\text{)}) \quad (44)$$

Aus den Admittanzwerten können die dynamischen Quarzparameter explizit berechnet werden zu:

$$L_1 = \frac{\omega_1 b_1^* - \omega_2 b_2^*}{\omega_1^2 - \omega_2^2} \quad (45)$$

$$C_1 = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_2^2 \omega_1 b_1^* - \omega_1^2 \omega_2 b_2^*} \quad (46)$$

$$R_1 = \frac{a_1^* + a_2^*}{2} \quad (47)$$

mit

$$a_i^* + j b_i^* = \frac{1}{a_i + j (b_i - \omega_i (C_0 + C_c))} \quad (48)$$

Auch bei ungünstiger Lage der Meßfrequenzen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  wird die aus  $L_1$  und  $C_1$  berechnete Serienresonanzfrequenz

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (49)$$

bereits sehr genau, so daß daraus gegebenenfalls günstiger liegende weitere Meßfrequenzen bestimmt werden können. Die optimalen Meßfrequenzen für  $C_1$  und  $L_1$  liegen bei  $\pm 45^\circ$  bezogen auf den Punkt  $f_s$ , d.h. beim „oberen“ und „unteren“ Scheitelpunkt des Ortskreises (Maximum und Minimum des Imaginärteils des Leitwertes  $\underline{Y}$ ).  $R_1$  wird am genauesten beim Punkt  $f_s$ , d.h. am „rechten“ Extrempunkt des Ortskreises (Maximum des Realteils von  $\underline{Y}$ ) bestimmt.

Alternativ kann eine Grobbestimmung von  $f_s$  auch dadurch erfolgen, daß im erwarteten Frequenzbereich schnell „nach plus“ und einmal „nach minus“ gewobbelt wird und der Mittelwert der sich ergebende Maximaladmittanzfrequenz als Startwert für  $f_s$  gesetzt wird.

Die übrigen charakteristischen Frequenzen  $f$  (Resonanzfrequenz),  $f_m$  (Maximaladmittanzfrequenz) usw. können aus den gemessenen Daten errechnet werden. Die Formeln sind in der Tabelle zusammengestellt:

	Verlustfrei	Phase Null	Maximal- /Minimaladmittanz
Frequenz	$f_s = \frac{1}{2p\sqrt{L_1 C_1}}$	$f_r = f_s \left( 1 + \frac{1}{4r} \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{4}{M^2}} \right) \right)$ $\approx f_s \left( 1 + \frac{r}{2Q^2} \right)$ für $M \geq 2$	$f_m \approx f_s \left( 1 - \frac{r}{2Q^2} \right)$
Phase	$j_s = \arctan\left(\frac{1}{M}\right)$	$j_r = 0$	$j_m = j_c = \arctan\left(\frac{2}{M}\right)$
Frequenz	$f_p = \frac{1}{2p\sqrt{L_1 \frac{C_0 \cdot C_1}{C_0 + C_1}}}$ $= f_s \sqrt{1 + \frac{1}{r}}$ $\approx f_s \left( 1 + \frac{1}{2r} \right)$	$f_q = f_p \left( 1 - \frac{1}{4r} \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{4}{M_2^2}} \right) \right)$ $\approx f_r \left( 1 - \frac{r}{2Q^2} \right)$ für $M \geq 2$	$f_n \approx f_p \left( 1 + \frac{r}{2Q^2} \right)$
Phase	$j_p = j_s = \arctan\left(\frac{1}{M}\right)$	$j_a = 0$	$j_n = j_m = \arctan\left(\frac{2}{M}\right)$

Tabelle: Zusammenhang der charakteristischen Frequenzen

Dabei sind  $M$  die Parallelgüte und  $r$  das Kapazitätsverhältnis

$$M = \frac{1}{\omega C_0 R_1} = \frac{Q}{r} \quad (50)$$

$$r = \frac{C_0}{C_1} \quad (51)$$

Die charakteristischen Frequenzen liegen

$$f_m < f_s < f_r < f_a < f_p < f_n \quad (52)$$

Bei  $M < 2$  schneidet der Ortskreis die reelle Achse nicht mehr, d.h.  $f$  und  $f_a$  existieren nicht mehr.

### 4.3 Messung der Lastresonanz

Die Messung der Lastresonanzfrequenz  $f_L$  mit dem Lastresonanzwiderstand  $R_L$  und den damit verbundenen Größen Lastresonanzfrequenzen-Offset  $\Delta$ , Ziehbereich  $D_{L1,L2}$  und Ziehpfeil  $S$  erfolgt traditionell im  $\pi$ -Netzwerk unter Verwendung eines Last-C-Vorstecker gemäß (DIN) IEC 444-4 (Lit. [4]). Die dabei auftretenden Meßfehler sind wesentlich größer als bei der Messung von  $f$  und  $R_1$ .

Bei einem moderneren Verfahren (siehe Lit. [27]) wird die Lastresonanzfrequenz direkt im normalen  $\pi$ -Netzwerk softwaremäßig gemessen, indem durch ein iteratives Suchverfahren die Frequenz  $f_L$  ermittelt wird, bei der der Schwingquarz die durch die Lastkapazität gegebene komplexe Impedanz besitzt.

Dieses neue Verfahren wurde durch umfangreiche Vergleichsmessungen bestätigt, die eine Verbesserung der Genauigkeit und Reproduzierbarkeit gegenüber der Vorsteckermethode um den Faktor 3 bis 5 nachweisen. Die Methode wird derzeit bei DIN und IEC als internationale Norm vorbereitet.

#### 4.3.1 Messung mit physikalischer Lastkapazität (Vorstecker)

Um eine ausreichende Genauigkeit zu erzielen, ist es erforderlich, daß die Lastkapazität  $C_L$  realisiert wird durch 2 Kondensatoren mit dem Wert  $2C_L$ , die als Vorstecker an den beiden Quarzanschlüssen zwischen  $\pi$ -Netzwerk und Quarz eingefügt werden, wie in Bild 4.7 gezeigt.

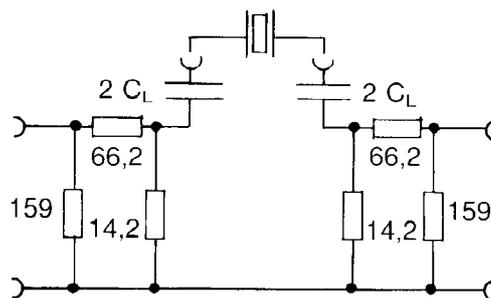


Bild 4.7:  $\pi$ -Netzwerk mit Lastkapazitäts-Vorstecker

Die Kalibrierung der Lastkapazitäts-Vorstecker erfolgt mit einer geeigneten Meßbrücke bei 1 MHz, wobei folgende Toleranzen unterschritten werden sollen:

bis	9,9 pF	Toleranz $\pm 0,15$ pF
10...	19,9 pF	Toleranz $\pm 0,2$ pF
20...	39,9 pF	Toleranz $\pm 0,25$ pF
40...	99,9 pF	Toleranz $\pm 0,3$ pF
ab	100 pF	Toleranz $\pm 0,4$ pF

Die Übersprechkapazität  $C_c$  bei eingefügtem Lastkapazitätsadapter (ohne Quarz) beträgt maximal 0,2 pF (s. Abschnitt 4.3.1.2).

Die durch die Zuleitungen hervorgerufene Serieninduktivität der Lastkapazität beträgt typisch 10 nH bis 20 nH und ist gegebenenfalls bei höheren Frequenzen zu berücksichtigen

Der Temperaturkoeffizient der Lastkapazität beträgt max. 30 ppm/K bei 25°C. Die Meßfehler des Vorstecker-Verfahrens sollen genauer betrachtet werden.

#### 4.3.1.1 Allgemeine Meßfehler bei der Bestimmung von $f_L$ und $R_L$

Aus der Formel für die Ziehempfindlichkeit  $S$  ergibt sich der relative Frequenzfehler infolge der Toleranzen der Lastkapazität zu

$$\frac{df_L}{f_s} = S \cdot dC_L \quad (53)$$

In Bild 4.8 ist der typische Verlauf der Ziehempfindlichkeit  $|S|$  für Grundwellen- und Obertonquarze in Abhängigkeit von der Lastkapazität grafisch dargestellt. Dabei wurde von folgenden typischen Quarzen ausgegangen:

	$C_1$ [fF]	$C_0$ [pF]
Grundwellenquarze (planparallel)	25	6
Grundwellenquarze (konvex)	10	5
Schwingquarze 3. Oberton	2,2	6

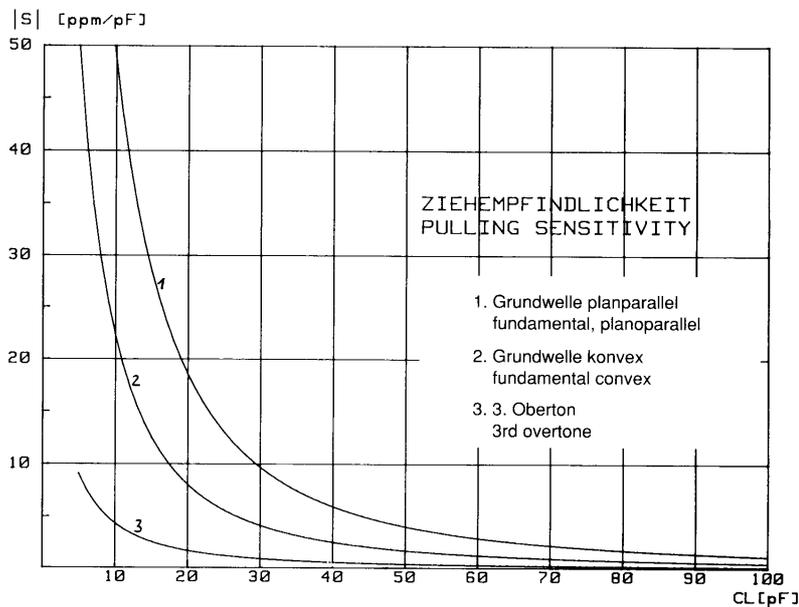


Bild 4.8: Typische Ziehempfindlichkeit verschiedener Schwingquarze

Mit den oben angegebenen Toleranzen für die Lastkapazität kann mit Hilfe von Gleichung (53) die Unsicherheit bei der Messung der Lastresonanzfrequenz in Abhängigkeit von der Lastkapazität bestimmt werden. Bild 4.9 zeigt diese möglichen Frequenzfehler  $df_L$  für Grundwellenquarze sowie Quarze im 3. Oberton.

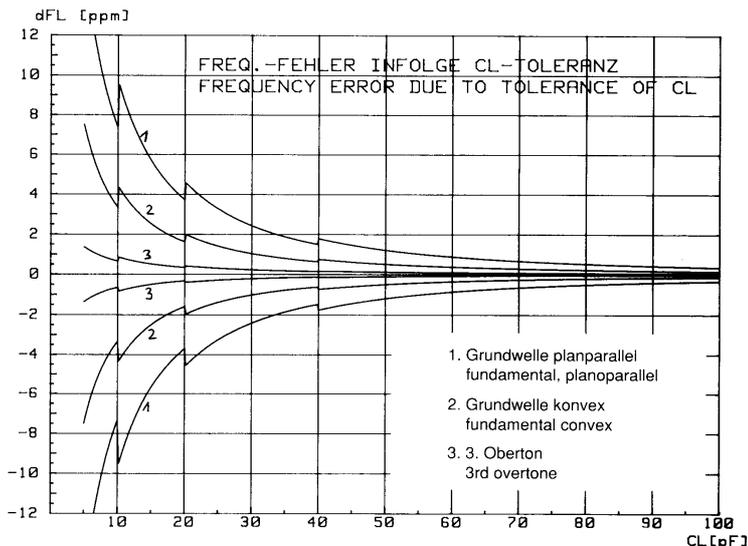


Bild 4.9: Typischer Fehler der Lastresonanzfrequenz infolge der  $C_L$ -Toleranz

Wie aus den Kurven ersichtlich ist, treten für Grundwellenquarze erhebliche Meßunsicherheiten insbesondere bei kleinen Lastkapazitäten auf, während dieser Fehler bei Obertonquarzen im allgemeinen vernachlässigbar ist.

Die Bestimmung des Lastresonanzwiderstandes  $R_L$  wird zum einen ebenfalls von dem Fehler der Lastkapazität bestimmt. Wesentlich größer ist jedoch in der Praxis der Einfluß der Streukapazitäten zwischen den Quarzanschlüssen und Masse (siehe Bild 4.10)

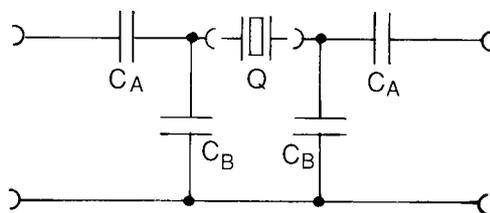


Bild 4.10: Streukapazitäten beim  $\pi$ -Netzwerk mit  $C_L$  - Vorstecker

In dieser Anordnung ergibt sich die frequenzbestimmende Lastkapazität zu

$$C_L = \frac{C_A + C_B}{2} \quad (54)$$

während der gemessene Lastresonanzwiderstand sich aus

$$R_L = R_1 \left( 1 + \frac{2 \cdot C_0 + C_B}{C_A} \right)^2 = R_1 \left( \frac{2(C_0 + C_L)}{C_A} \right) \quad (55)$$

berechnet, was einen höheren Wert ergibt, als wenn die Lastkapazität  $C_L$  voll in  $C_A$  konzentriert wäre.

#### 4.3.1.2 Zusätzliche Meßfehler bei höheren Frequenzen

Wie oben angeführt, wird die Lastkapazität bei 1 MHz kalibriert. Durch den praktischen Aufbau ergeben sich jedoch Zuleitungsinduktivitäten in der

Größenordnung von mehreren 10 nH, die in Reihe zur Lastkapazität liegen. Die effektive Kapazität einer derartigen Anordnung beträgt

$$C_{L,\text{eff}} = \frac{C_L}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} \quad (56)$$

wobei  $f$  die Meßfrequenz und  $f_0$  die Eigenresonanzfrequenz von Zuleitungsinduktivität und Lastkapazität ist. Durch diesen Einfluß können sich insbesondere bei höherfrequenten Grundwellenquarzen (oberhalb 20 MHz) erhebliche Verfälschungen der Lastresonanzfrequenz ergeben.

Kann der dadurch hervorgerufene Meßfehler gegenüber der zulässigen Meß- (Abgleich-)toleranz nicht mehr vernachlässigt werden, dann muß dieser durch eine Korrektur berücksichtigt werden. Eine Methode hierzu wird im folgenden beschrieben:

#### A. Ermittlung der Zuleitungsinduktivität

Die Lastkapazität  $C_L$  wird bei einer tiefen Frequenz (z.B. 1 MHz) genau ermittelt. Bei zwei oder drei höheren Frequenzen (im Bereich 10 MHz - 40 MHz) wird mit Hilfe von geeigneten Grundwellenquarzen mit hohem  $C_1$  mit genau bekannten Ersatzdaten und Serienresonanzfrequenzen die Lastresonanzfrequenz  $f_{L,\text{eff}}$  mit dem Adapter gemessen und daraus die effektive Lastkapazität bei der entsprechenden Frequenz ermittelt:

$$C_{L,\text{eff}} = \frac{C_1 \cdot f_s}{2(f_{L,\text{eff}} - f_s)} - C_0 \quad (57)$$

Die Eigenresonanzfrequenz aus Lastkapazität und Zuleitungsinduktivität  $l_s$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_L}} \quad (58)$$

ergibt sich nach Gleichung 54 zu:

$$f_0 = \frac{f}{\sqrt{1 - \frac{C_L}{C_{L,\text{eff}}}}} \quad (59)$$

wobei  $f$  die Meßfrequenz ist.

Nach der Thomsonschen Formel (58) erhält man schließlich die gesuchte Zuleitungsinduktivität  $L_s$  zu

$$L_s = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot C_L} \quad (60)$$

In der Regel ist das hier zugrundegelegte Modell für den Lastkapazitätsadapter genau genug, so daß man bei allen Frequenzen etwa den gleichen Wert für  $l_s$  findet, von dem man den Mittelwert in der weiteren Rechnung verwendet.

Die effektive Lastkapazität ist dann bei einer beliebigen Frequenz

$$C_{L,\text{eff}} = \frac{C_L}{1 - \omega^2 C_L L_s} \quad (61)$$

## B. Korrektur der Lastkapazität

Der Fehler kann nun wie folgt korrigiert werden:

Die mit dem realen Last-C-Adapter (effektive Lastkapazität  $C_{L\text{eff}}$ ) an einem Quarz gemessene Lastresonanz  $f_{L\text{eff}}$  liegt um den Relativbetrag

$$D_{C_L, C_{L\text{eff}}} = \frac{C_1(C_{L\text{eff}} - C_L)}{2(C_0 + C_{L\text{eff}})(C_0 + C_L)} \quad (62)$$

neben der korrekten Lastresonanzfrequenz  $f_L$ , die sich mit einer idealen Lastkapazität  $C_L$  ergeben würde. Die korrigierte Lastresonanzfrequenz  $f_L$  ist daher

$$f_L = f_{L\text{eff}} \left( 1 + \frac{C_1(C_{L\text{eff}} - C_L)}{2(C_0 + C_{L\text{eff}})(C_0 + C_L)} \right) \quad (63)$$

Bild 4.11a zeigt die durch eine Zuleitungsinduktivität von insgesamt 10 nH (entspricht einem 1 mm Ø-Drahtstück von 8 mm Länge, d.h. 2 mm Zuleitung pro Kondensatoranschluß!) hervorgerufene Erhöhung der effektiven Lastkapazität. In Bild 4.11b ist das gleiche für  $L_S = 20$  nH dargestellt.

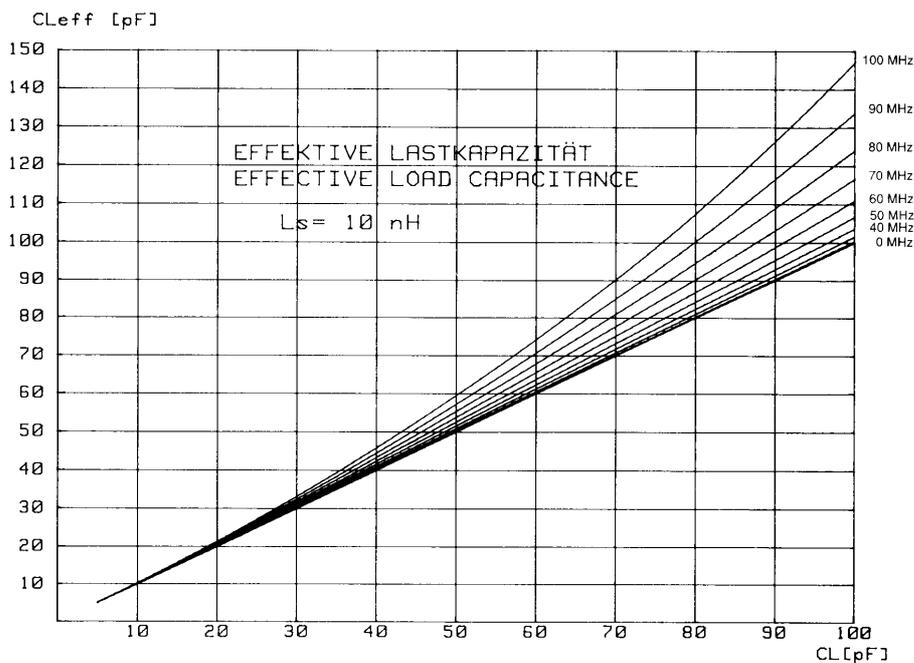


Bild 4.11a: Effektive Lastkapazität durch eine Serieninduktivität von 10 nH

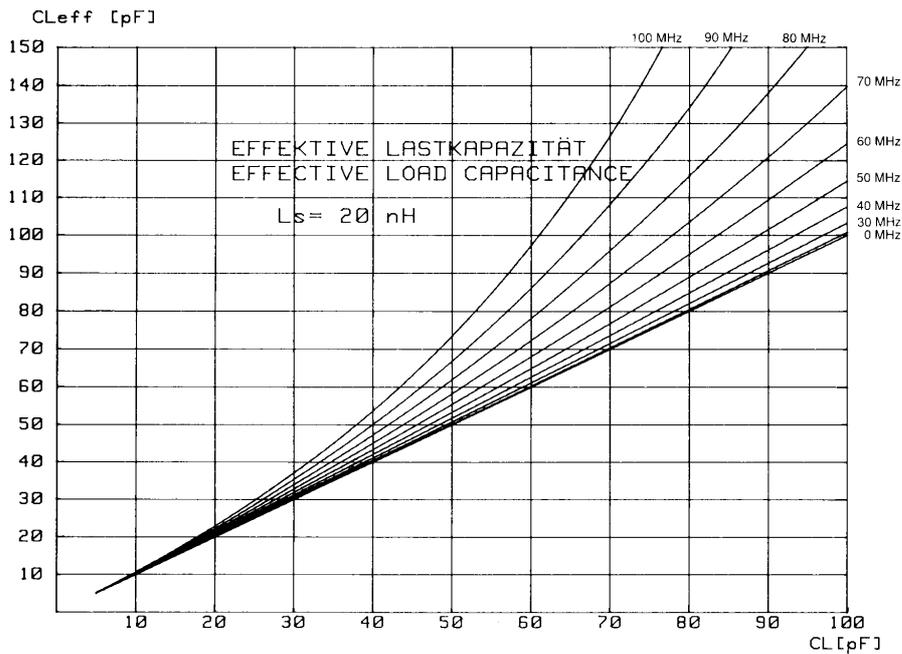


Bild 4.11b: Effektive Lastkapazität durch eine Serieninduktivität von 20 nH

Der dadurch hervorgerufene relative Frequenzfehler  $dF_L$  bei der Messung der Lastresonanzfrequenz ist in Bild 4.12a,b für den Grundwellenquarz (planparallel) und den 3. Obertonquarz in Abhängigkeit von der Frequenz für  $L_s$ -Werte von 10 nH und 20 nH dargestellt. Parameter ist dabei die Lastkapazität.

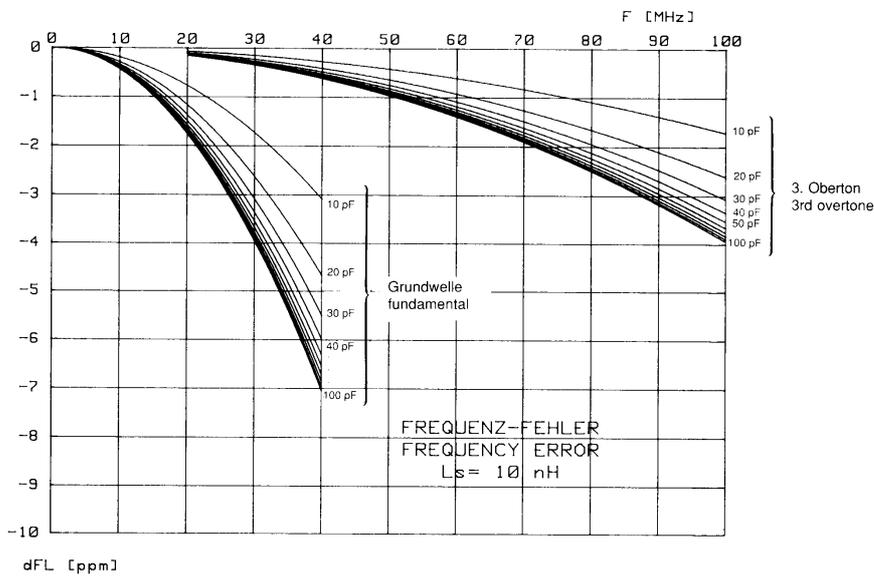


Bild 4.12a: Fehler der Lastresonanzfrequenz durch eine Serieninduktivität von 20 nH

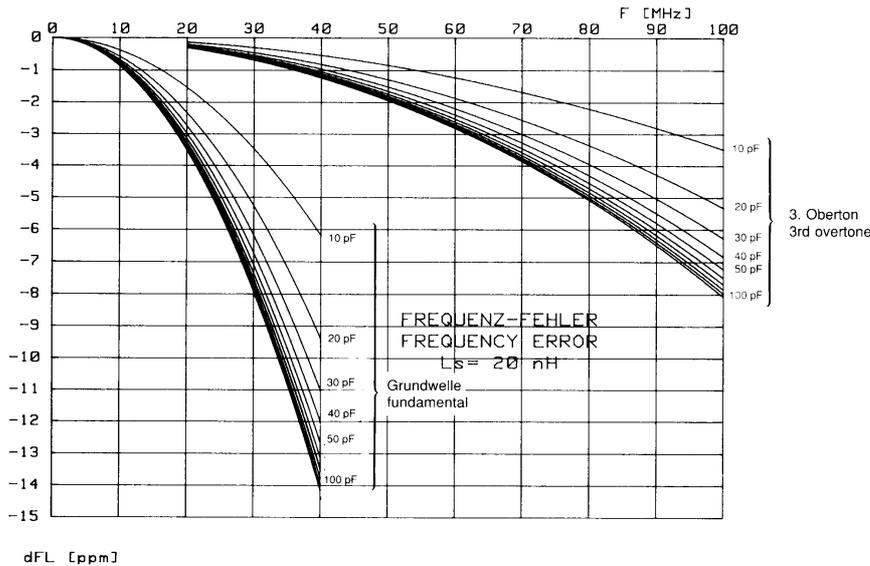


Bild 4.12b: Fehler der Lastresonanzfrequenz durch eine Serieninduktivität von 20 nH

Wie man erkennen kann, ergeben sich insbesondere bei hochfrequenten Grundwellenquarzen Abweichungen von 3 bis 10 ppm, im 3. Oberton bis 5 ppm.

### 4.3.2 Messung ohne physikalische Lastkapazität

#### 4.3.2.1 Meßprinzip

Diesem Verfahren, das in Lit. [27] veröffentlicht wurde, liegt die Ortskreismethode, wie sie in Abschnitt 4.2 ausführlich dargestellt ist, zugrunde. Zur Vereinfachung der Formeln wird die in 4.2.1.2 beschriebene Grundkalibrierung vorausgesetzt, bei der die  $\pi$ -Netzwerk - Impedanz  $\underline{R}_T$  (an den Quarztoren) und die Übersprechkapazität  $C_c$  bekannt sind und die Einzelmessung sich nur auf eine Kurzschluß-Kalibrierung  $\underline{U}_{BK}$  bezieht.

Die Ausgangsspannung  $\underline{U}_{Bx}$  am  $\pi$ -Meßkopf bei einem Meßobjekt mit der Admittanz  $\underline{Y}_x$  ist dann

$$\underline{U}_{Bx} = \frac{\underline{U}_{BK}}{\frac{1}{\underline{Y}_{xtot} \underline{R}_T} + 1} \quad (64)$$

wobei in  $\underline{Y}_{xtot}$  die Übersprechkapazität enthalten ist, d.h.

$$\underline{Y}_{xtot} = \underline{Y}_x + j \omega C_c. \quad (65)$$

Bei der Serienresonanzfrequenz  $f_s$  hat der Schwingquarz einen Leitwert von

$$\underline{Y}_s = \frac{1}{R_1} + j \omega C_0, \quad (66)$$

bei der Resonanzfrequenz  $f_r$  ist er

$$Y_r = \frac{1}{R_r}, \quad (67)$$

Bei der Lastresonanzfrequenz  $f_l$  ist der Blindwiderstand  $X_L$  des Schwingquarzes entgegengesetzt gleich dem Blindwiderstand  $X_{CL}$  der Lastkapazität  $C_L$ , d.h. die Quarzimpedanz  $Z_L$  beträgt

$$\underline{Z}_L = R_L + j X_L \quad (68)$$

mit

$$R_L = R_1 \left( 1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2 \quad (69)$$

$$X_L = \frac{1}{\omega C_L} \quad (70)$$

und der Leitwert ist entsprechend

$$\underline{Y}_L = \frac{1}{\underline{Z}_L} \quad (71)$$

Die Lastresonanzfrequenz  $f_L$  ist die Frequenz, bei der am B-Kanal die Spannung

$$\underline{U}_{BL} = \frac{\underline{U}_{BK}}{\frac{1}{(\underline{Y}_L + j \omega C_c) \underline{R}_T} + 1} \quad (72)$$

anliegt.

#### 4.3.2.2 Meßschritte

Zunächst wird nach der Ortskreismethode der (/Serien-) Resonanzwiderstand  $R$  bzw.  $R_1$  sowie  $C_0$  bestimmt. Daraus kann die Quarzimpedanz  $Z_L$  bei der Lastresonanzfrequenz  $f_L$  nach Gl. (68) und die zugehörige B-Kanalspannung  $\underline{U}_{BL}$  bei  $f_L$  nach Gl. (72) errechnet werden.

Bei Grundtonquarzen ist es ausreichend, hierbei nur den Imaginäranteil der Spannung zu betrachten, da dieser überwiegt. Wird als Meßgerät ein Netzwerkanalysator eingesetzt, kann die Spannung  $\underline{U}_{BL}$  mit Hilfe von "Marker - Suchfunktionen" sehr schnell ermittelt werden. Bei Einsatz eines Vektorvoltmeters und separatem Generator muß die Frequenz entweder durch schrittweises Erhöhen der Frequenz oder durch iteratives Suchen in der Nähe der erwarteten Frequenz ermittelt werden, wobei die Newton-Iteration wegen des monotonen Verlaufs von  $\underline{U}_{BL}(f)$  sehr schnell zum Ergebnis führt.

Bei der Lastresonanzfrequenz ist die Impedanz des Schwingquarzes sehr hoch und überwiegend induktiv, für die spezifizierte Quarzbelastung  $P_c$  muß daher die Ausgangsspannung des Generators gegenüber der  $f_s$ -Messung etwa um den Faktor

$$\sqrt{1 + \frac{X_L^2}{R_L^2}} \quad (73)$$

erhöht werden (Einfluß von  $C_c$  vernachlässigt).

Analog zu Abschnitt 4.1.1 Gln. (17) und (18) beträgt die  $U_{BK}$ -Spannung für die gewünschte Quarzbelastung

$$U_{BK} \text{ (mV)} = 5,18 (R_L \text{ (}\Omega\text{)} + R_T \text{ (}\Omega\text{)}) \sqrt{\frac{P_c \text{ (mW)}}{R_L \text{ (}\Omega\text{)}}} \quad (74)$$

$$U_{BK} \text{ (mV)} = 0,183 I_c \text{ (mA)} (R_L \text{ (}\Omega\text{)} + R_T \text{ (}\Omega\text{)}) \quad (75)$$

Kann der Generator nicht die notwendig hohe Ausgangsleistung liefern, werden die Messungen bei einer niedrigeren Quarzbelastung ausgeführt. Die Messung der Serienresonanz erfolgt dann bei dieser niedrigeren Belastung  $P_{c2}$  und bei Nennbelastung. Die Frequenzdifferenz  $f_s(P_{cenn}) - f_s(P_{c2})$  wird dann zur gemessenen Lastresonanzfrequenz addiert, um die Änderung der Frequenz in Abhängigkeit von der Quarzbelastung (DLD) zu berücksichtigen.

#### 4.3.2.3 Genauigkeit der Messung:

Da die Bestimmung der Lastresonanzfrequenz ohne physikalische Lastkapazität im Prinzip auf der Messung einer Spannungsamplitude beruht, ist mit folgenden Fehlereinflüssen zu rechnen.

##### (a) Rauschen am Meßkanaleingang

Aufgrund des Eigenrauschens des Meßgeräts entsteht ein gewisser Restfehler bei der Bestimmung der Lastresonanzfrequenz  $f_L$ . Eine Erhöhung der Meßgenauigkeit kann erreicht werden durch

- Verringern des Amplitudenrauschens durch Mittelwertbildung aus mehreren Meßwerten
- Erhöhung der Empfindlichkeit z.B. bei Netzwerkanalysatoren durch Reduzierung der ZF- und Video-Bandbreite
- Erhöhen der Generatorspannung. Hierbei muß allerdings die Frequenzverschiebung des Quarzes bei unterschiedlichen Quarzbelastungen berücksichtigt werden.

#### **(b) Amplituden-Meßfehler**

Wegen des hohen Impedanzunterschieds zwischen Kurzschlußkalibrierung und der Lastresonanzimpedanz muß die Amplitudenmessung über einen relativen großen Dynamikbereich (bis zu 45dB) sehr genau und mit hoher Auflösung ( $< 0,025\text{dB}$ ) erfolgen. Am kritischsten sind die Abweichungen bei den Pegelbereichs-Umschaltungspunkten des Geräts. Dies ist bei der Meßgeräteauswahl und bei Vergleichsmessungen mit anderen Meßplätzen zu beachten.

#### **(c) Genauigkeit der Kalibrierung**

Die Genauigkeit der bei der Kalibrierung bestimmten  $\pi$ -Meßkopf-Parameter  $R_T$  und  $C_c$  hat einen großen Einfluß auf die Meßgenauigkeit. Die Kalibrierung ist daher mit großer Sorgfalt durchzuführen (Kontaktübergangswiderstand usw.).

#### **(d) Einfluß von Streukapazitäten gegen Masse**

Da der Quarz ohne Gehäuseerdung gemessen wird, haben Streukapazitäten des Gehäuses nach Masse insbesondere bei kleinen Lastkapazitätswerten einen merkbaren Einfluß und können zu einem systematischen Meßfehler führen.

### **4.4 Messung von Nebenresonanzen**

Unerwünschte oder Nebenresonanzen von Schwingquarzen werden im Ersatzschaltbild als zusätzliche Serienschwingkreise  $L_i, C_i, R_i$  ( $i = 2, \dots, N$  parallel zu  $L_1, C_1, R_1$ ) dargestellt. Das Verhältnis von Nebenresonanzwiderstand  $R_i$  zum Serienresonanzwiderstand  $R_1$  der Hauptwelle wird auch als „Schutzfaktor“ SF bezeichnet und häufig als Nebenwellendämpfung  $a_{NW}$  in dB spezifiziert:

$$SF = \frac{R_i}{R_1} \quad (76)$$

$$a_{NW} = 20 \lg \frac{R_i}{R_1} = 20 \lg SF \quad (77)$$

Für Oszillatorquarze sind typisch 3 dB bis 10 dB gefordert, bei Filterquarzen oft mehr als 40 dB.

Manchmal findet man auch von dieser Definition abweichende dB-Angaben, die sich z.B. auf die dB-Werte beziehen, die an einem Meßgerät abgelesen werden. Diese sind jedoch abhängig vom verwendeten Meßadapter und sollten daher vermieden werden. Bietet der Meßadapter an den Quarzanschlußsternen eine Impedanz  $R$  an, dann sind die damit gemessenen Dämpfungswerte mit den Resonanzwiderständen über eine Beziehung der Form

$$a_{mess} = 20 \lg \frac{R_i + R_T}{R_1 + R_T} \quad (78)$$

verbunden. Beim  $\pi$ -Meßkopf nach (DIN) IEC 444 ist  $R_T = 25 \Omega$ , im 50- $\Omega$ -System ist  $R_T = 100 \Omega$ .

Bis zu  $a_{NW}$ -Dämpfungen von 20 ... 30 dB können Nebenresonanzen, die nicht auf der Flanke der Hauptresonanzkurve liegen, mit dem  $\pi$ -Netzwerk nach (DIN) IEC 444-1 gemessen werden. Bei höheren Dämpfungen muß die Messung mit einer physikalischen  $C_0$ -Kompensation erfolgen. Dies ist für Frequenzen unter 100 MHz mit einer Differential-Meßbrücke nach IEC 283 möglich, günstiger und reproduzierbarer ist die Verwendung eines 180°-Hybridleistungsteilers.

#### 4.4.1 Messung im p-Meßkopf

Für Frequenzen unter 100 MHz und Nebenresonanzen unter ca. 300 $\Omega$  kann die Messung nach (DIN) IEC 444-1 wie bei Hauptresonanzen erfolgen, wie in Abschnitt 4.1 beschrieben, sofern die Nebenresonanzen nicht auf der Flanke der Hauptresonanz liegen.

Infolge des durch  $C_0$  vorhandenen „Nebenschlusses“ werden schwache Nebenresonanzen in der Amplitude scheinbar angehoben oder sogar verdeckt. Ebenso werden Nebenresonanzen, die auf der Flanke der Hauptresonanz liegen, in der Amplitude - und damit bei der Bestimmung ihres Resonanzwiderstandes stark verfälscht.

Bessere Ergebnisse bringt die Anwendung der Ortskreismethode nach (DIN) IEC 444-5 (Abschnitt 4.2) in Verbindung mit dem in Lit. [29] zuerst beschriebenen und in [30] verbesserten Abspaltverfahren. Es ist auch auf schwächere Nebenresonanzen bis ca. 1 k $\Omega$  anwendbar und funktioniert auch noch bei Nebenresonanzen, die in der Nähe von stärkeren Resonanzen liegen.

Das Prinzip beruht darauf, daß das gemessene Nebenwellenspektrum zunächst umgerechnet wird in einen Datensatz des komplexen Leitwerts (Admittanz). Danach werden die Parameter (Ersatzdaten) der „herausgezoomten“ Hauptresonanz einschließlich  $C_0$  ermittelt werden, und dann rechnerisch deren Admittanzanteil im Frequenzbereich von dem Meßdatensatz subtrahiert (abgespalten). Das Prinzip soll an einem Rechenbeispiel veranschaulicht werden.

Folgendes Resonanzspektrum eines Schwingquarzes wird angenommen:

	Hauptres.	Nebenresonanzen				
i =	1	2	3	4	5	
$C_i$ (fF) =	25	0,25	2	0,25	4	
$R_i$ ( $\Omega$ ) =	10	1000	100	1000	50	
$f_i$ (kHz) =	10000	10008	10015	10100	10200	
$C_0$ (pF) =	6,0					

Tabelle: Spektrum von Haupt- und Nebenresonanzen

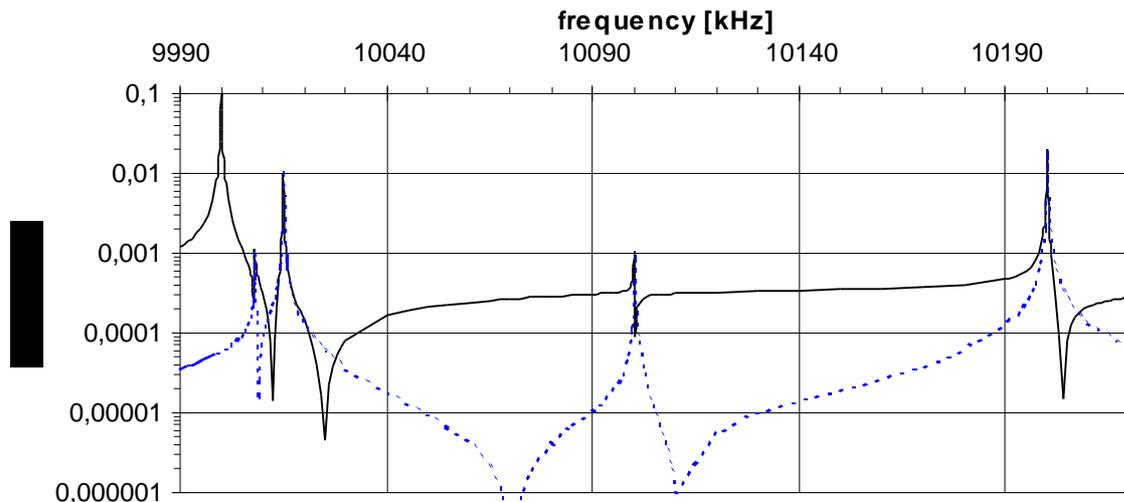


Bild 4.13: Sukzessives Abspaltverfahren zur Nebenwellenmessung

Bild 4.13 zeigt den Betrag des Leitwerts in logarithmischer Darstellung, wie er sich auf einem Impedanzanalysator darstellt. Die durchgezogene Kurve ist der Gesamtleitwert aller Resonanzen.

Wird von diesem Gesamtspektrum die Admittanz der Hauptresonanz und des  $C_0$  subtrahiert (abgespalten), verbleibt die gestrichelt gezeichnete Kurve. Sehr gut ist zu erkennen, wie sich die auf der Flanke der Hauptresonanz ursprünglich nur schwach herausgebildete 1. Nebenresonanz ( $i = 2$ ) und die durch den Leitwert des  $C_0$  teilweise zugedeckte Resonanz Nr.4 nun deutlich herausheben. Alle verbleibenden Resonanzen zeigen eine wesentlich symmetrischere Form.

Von dem so „bereinigten“ Datensatz der Restadmittanz werden nun die Ersatzdaten (ohne  $C_0$ ) der stärksten Nebenwelle (im Beispiel: Nr.5) ermittelt und der daraus berechnete Admittanzanteil wieder von dem „bereinigten“ Datensatz abgespalten. Dies wird schrittweise solange fortgesetzt, bis alle interessierenden Nebenwellen erfaßt sind.

Die Meß- und Auswerteprozedur ist wie folgt:

### 1. Kalibrierung wie in Abschnitt 4.2.1

- Kalibrierung mit Kurzschluß, Leerlauf und Referenzwiderstand  $R_N$  im Frequenzbereich der Haupt- und Nebenresonanzen
- Bestimmung der Übersprechkapazität  $C_c$
- Bestimmung der statischen Parallelkapazität  $C_p$

### 2. Übersichtssweep im Frequenzbereich

Schneller Sweep in ca. 0,5 ... 5 sec mit Messung von Spannung und Phase  $|U_B(f)|$  and Phase  $\varphi_B(f)$  bei mind. 501 Punkten

Umrechnung der Meßdaten  $\underline{U}_B(f) = |U_B(f)| \angle \varphi_B(f)$  in Admittanzwerte  $\underline{Y}_x(f) = |\underline{Y}_x(f)| \angle \varphi_x(f)$  und Subtrahieren des Leitwerts der Übersprechkapazität  $C_c$  und der statischen Parallelkapazität  $C_p$

$$\underline{Y}_x(f) = \frac{\left( \frac{U_{BK}}{U_{BN}} - 1 \right)}{R_N \cdot \left( \frac{U_{BK}}{U_B(f)} - 1 \right)} - j \omega (C_c + C_p) \quad (79)$$

Dieser Sweep dient nur zur Identifizierung der Resonanzen, nicht zur genauen Bestimmung der Ersatzdaten.

### 3. Identifizieren der Resonanzen

Zur Identifizierung der Resonanzen kann die in vielen Netzwerkanalysatoren eingebaute Funktion der Peaksuche verwendet werden. Steht diese nicht zur Verfügung kann dies nach dem folgenden Suchalgorithmus erfolgen:

(a) Vergleiche  $|Y_x(f_{i-1})|$  mit  $|Y_x(f_i)|$  and  $|Y_x(f_{i+1})|$  für alle Meßwerte  $i = 2 \dots 500$ .

Wenn

$$|Y_x(f_i)| > |Y_x(f_{i-1})| \text{ und } |Y_x(f_i)| > |Y_x(f_{i+1})| \quad (80)$$

dann ist der Datenpunkt  $f_i$  ein möglicher Resonanzpeak  $f_{\text{peak } i}$ .

(b) Unterscheiden der „echten“ Resonanzen von scheinbaren (Rauschspitzen etc.) anhand der halben Gütebandbreite

$$\Delta f_{\text{min}} = \frac{f_{\text{peak}}}{2 Q_{\text{max}}} \quad (81)$$

Richtwert  $Q_{\text{max}} = 1\,000\,000$

Jeder in (a) gefundene mögliche Resonanzpunkt wird in seinen Flanken  $f_{\text{peak}} \pm \Delta f_{\text{min}}$  geprüft, ob die Amplitude an der Flanke höchstens um den Faktor

$$\frac{|Y_x(f_{\text{peak}})|}{|Y_x(f_{\text{peak}} \pm \Delta f_{\text{min}})|} \leq \sqrt{2} \quad (82)$$

abgefallen ist.

(c) Ist Bedingung (b) erfüllt, erfolgt die Prüfung, ob der Peak schmalbandig genug ist. Die maximale Gütebandbreite ergibt sich aus der minimal realistischen Güte

$Q_{\text{min}}$ :

$$\Delta f_{\text{max}} = \frac{f_{\text{peak}}}{2 Q_{\text{min}}} \quad (83)$$

Richtwert  $Q_{\text{min}} = 10\,000$

Jeder in (b) gefundene mögliche Resonanzpunkt wird in seinen Flanken  $f_{\text{peak}} \pm \Delta f_{\text{max}}$  geprüft, ob die Amplitude an der Flanke mindestens um den Faktor

$$\frac{|Y_x(f_{\text{peak}})|}{|Y_x(f_{\text{peak}} \pm \Delta f_{\text{max}})|} \geq \sqrt{2} \quad (84)$$

abgefallen ist.

Dann wird der Peak endgültig als Resonanzstelle akzeptiert.

### 4. Zoomen der Resonanzen

Zur genauen Bestimmung der Daten wird die engere Umgebung  $f_{\text{peak}} \pm \Delta f_{\text{max}}$  jedes Resonanzpeaks mit 11 oder 21 Datenpunkten gemessen (langsamer Sweep). Zur Vermeidung von „Klingeln“ muß die Sweepzeit an die Güte der Resonanz angepaßt werden:

$$t_{\text{sweep}} > 10 \frac{Q_{\text{typ}}}{\omega_0} \quad (85)$$

Als typische Güte kann

$$Q_{\text{typ}} = \sqrt{Q_{\text{min}} Q_{\text{max}}} = 100\,000 \quad (86)$$

angesetzt werden.

Die Meßdaten von Amplitude und Phase werden nach der in Schritt 2 angegebenen Formel in Admittanzwerte umgerechnet.

### 5. Berechnen der Hauptresonanz

Der Peak mit der niedersten Frequenz ist normalerweise die Hauptresonanz. Die Ersatzdaten werden nach der Ortskreismethode (siehe oben) aus dem Meßwertesatz für den gezoomten Sweep ermittelt, von dem je ein Flankenpunkt unterhalb und oberhalb des Maximums und ein Punkt in der Nähe der daraus ermittelten Serienresonanzfrequenz verwendet werden. Gegebenenfalls können weitere Punkte des Datensatzes, die optimaler liegen, zusätzlich verwendet werden. Damit sind  $f_{s1}$ ,  $R_1$ ,  $C_1$  (sowie  $L_1$ ,  $Q_1$ ) bestimmt.

#### 6. Abspalten der Hauptresonanz

Der komplexe Leitwert (Admittanz) der Hauptresonanz kann mit den in Schritt 5 bestimmten Ersatzdaten ausgedrückt werden zu

$$\underline{Y}_1(f) = \frac{1}{R_1 + j \frac{1}{2\pi f C_1} \left( \frac{f^2}{f_{s1}^2} - 1 \right)} \quad (87)$$

Diese Admittanz wird nun bei allen in Schritt 4 gezoomten Intervallen von den dort errechneten Admittanzwerten subtrahiert. Es verbleibt jeweils das erste Residuum

$$\underline{Y}_{res}^{(1)}(f) = \underline{Y}_x(f) - \underline{Y}_1(f) \quad (88)$$

#### 7. Berechnen der zweiten Resonanz (1. Nebenwelle)

Es wird nun das Intervall mit der stärksten verbleibenden Resonanz, d.h. dem größten Leitwertbetrag  $|\underline{Y}_{res}^{(1)}|$  ausgewählt. Die Parameter dieser Resonanz werden nach dem gleichen Verfahren wie bei der Hauptresonanz gemäß Schritt 5 bestimmt, d.h. aus dem um die Hauptresonanz „bereinigten“ Datensatz werden zwei Punkte unterhalb und oberhalb des Maximums ausgewählt. Diese liegen in der Nähe der  $\pm 45^\circ$  Phasenpunkte. (Bei sehr schwachen Resonanzen sollten sie noch näher, z.B. bei  $\pm 20^\circ$  liegen).

Daraus ergeben sich die Daten der ersten Nebenresonanz (= zweite Resonanz),  $f_{s2}$ ,  $R_2$ ,  $C_2$  sowie  $L_2$ ,  $Q_2$ .

#### 8. Abspalten der Nebenresonanz

Der Leitwertbeitrag der Nebenresonanz

$$\underline{Y}_2(f) = \frac{1}{R_2 + j \frac{1}{2\pi f C_2} \left( \frac{f^2}{f_{s2}^2} - 1 \right)} \quad (89)$$

wird nun von der ersten Restadmittanz  $\underline{Y}_{res}^{(1)}(f)$  aus Schritt 6 subtrahiert, und zwar für alle verbleibenden gezoomten Meßintervalle. Dies liefert das zweite Residuum

$$\underline{Y}_{res}^{(2)}(f) = \underline{Y}_{res}^{(1)}(f) - \underline{Y}_2(f) \quad (90)$$

#### 9. Wiederholung für alle übrigen Nebenresonanzen

Das zweite Residuum ist der Ausgangspunkt für die Bestimmung der nächststärksten Nebenwelle wie in Schritt 7 und anschließend ihre Abspaltung wie in Schritt 8. Das Verfahren wird für alle verbleibenden Meßintervalle fortgesetzt.

#### 10. Bewertung der Meßgenauigkeit

Zum Schluß kann eine Bewertung der Genauigkeit der gesamten Meßprozedur vorgenommen werden, indem die Admittanz aller  $N$  gemessenen Resonanzen aufsummiert wird

$$\underline{Y}_{ges} = \sum \underline{Y}_i + j \omega (C_c + C_p) \quad i = 1 \dots N \quad (91)$$

und mit dem Meßdatensatz verglichen wird:

$$\underline{Y}_{\text{fehler}} = \underline{Y}_{\text{mess}} - \underline{Y}_{\text{ges}} \quad (92)$$

Dies ist identisch mit dem letztverbleibenden Residuum.

Die normierte Fehlerquadratsumme davon kann als Maß für die Qualität der Messung herangezogen werden.

#### 4.4.2 Nebenwellen-Meßbrücke nach IEC 283 (DIN 45105 Teil 4)

Dieses klassische Verfahren zur Nebenwellenmessung verwendet einen Differentialübertrager, bei dem in einen Zweig der zu messende Quarz und im Gegenzweig ein variabler Kondensator geschaltet wird (siehe Bild 4.14)

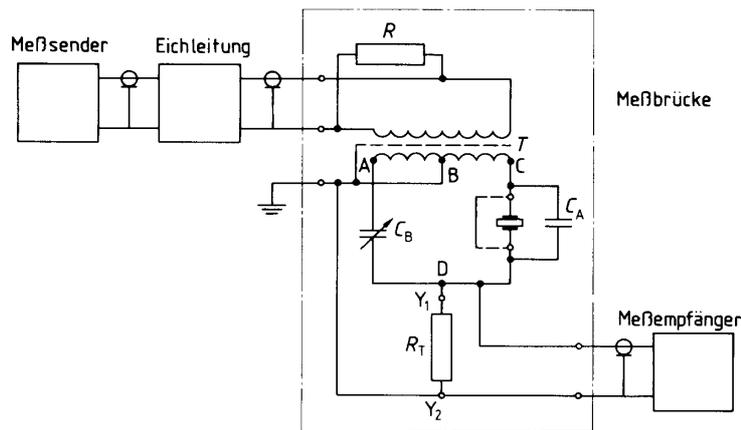


Bild 4.14: Nebenwellenmessung mit Meßbrücke nach IEC 283 /DIN 45105 T.4 (aus [13])

Am Eingang der Meßbrücke ist ein Widerstand  $R$  zum Abschluß der Eichleitung (Dämpfungsglied) vorgesehen, z.B. 50 bzw. 75  $\Omega$ . Die Meßbrücke wird am Ausgang mit einem Abschlußwiderstand  $R_T$  abgeschlossen, der in der Norm wie folgt definiert ist:

$$R_T = \frac{1}{2\pi f_r (2 C_B + C_{BD})} \quad \text{oder} \quad R_T = 220 \text{ k}\Omega \quad (93)$$

(der kleinere der beiden Werte ist zu verwenden)

mit  $C_{BD} = (8 \pm 1) \text{ pF}$

Die Meßanordnung wird zwischen Sender und Empfänger eines Netzwerkanalysators geschaltet, wobei der Empfängereingang an  $R_T$  angepaßt werden muß. Der Kondensator  $C_B$  wird so eingestellt, daß die statische Kapazität  $C_0$  des Quarzes kompensiert wird, wodurch auch schwache Nebenresonanzen gemessen werden können.  $C_A = 3,5 \text{ pF}$  ist zugeschaltet, damit auch  $C_0$ -Werte kleiner als die minimale Kapazität von  $C_B$  kompensiert werden können. Aus der Amplitude der Resonanzspitze  $U$  wird der Resonanzwiderstand  $R_i$  durch Vergleich mit einem Kurzschluß  $U_K$  anstelle des Quarzes bestimmt

$$R_i = R_T \left( \frac{U_K}{U_i} - 1 \right) \quad (94)$$

Die Lage des Amplitudenmaximums wird als Frequenz der Nebenwelle definiert. Zur Vermeidung von Meßfehlern durch das sog. „Klingeln“ der schmalbandigen Resonanzen darf das Frequenzspektrum nur langsam durchgewobbelt werden bzw. sind die einzelnen Peaks manuell anzusteuern. Der Kompensationskondensator wird bei breitbandiger Betrachtung des Frequenzspektrums so eingestellt, daß sich

eine symmetrische „Glockenform“ um die Hauptresonanz ergibt. Diese Einstellung entspricht der  $C_0$ -Kompensation. Zur Messung einzelner - insbesondere schwacher - Resonanzen ist eine Einstellung empfehlenswert, bei der bei der Resonanz ein Dämpfungspol (Notch) entsteht. Die zu messende Resonanz hat dann eine symmetrische Form und der Pegel ist abgesenkt, womit die Widerstandsmessung genauer wird.

Diese Meßmethode ist relativ einfach und wird sehr häufig eingesetzt, hat aber eine Reihe von Nachteilen, weshalb die Norm künftig durch ein neues Verfahren ersetzt werden soll.

Nachteile:

- Der Differentialübertrager muß selbst hergestellt werden, da der in der Norm definierte nicht mehr kommerziell erhältlich ist. Dies erfordert ein hohes Maß an speziellem know-how und Erfahrung.
- Nichtideale elektrische Symmetrie, unzureichende Kopplung der beiden Wicklungshälften, Streuinduktivitäten und Wicklungskapazitäten beeinträchtigen die erzielbare Genauigkeit und Reproduzierbarkeit.
- Je nach Konstruktion ist der Differentialübertrager nur für einen begrenzten Frequenzbereich (maximal zwei Dekaden) einsetzbar.
- Der Wert des Abschlußwiderstands ist je nach Quarzfrequenz und  $Q$  unterschiedlich und kann recht hochohmig werden, was in einem  $50\Omega$  - Meßsystem zu einer hohen Grunddämpfung führt, wodurch die Meßdynamik eingeschränkt ist. Die Frequenzmessung ist ungenau, da die Lage des Amplitudenmaximums vom Wert des Abschlußwiderstands abhängt.
- Die Frequenzmessung ist ungenau, da die Lage des Amplitudenmaximums vom Wert des Abschlußwiderstands abhängt.
- Eine genaue Kalibrierung ist wegen des Einflusses der Stellung des Kompensationskondensators prinzipiell nicht möglich, was insbesondere bei höheren Frequenzen zu größeren Meßfehlern bei der Widerstandsmessung führt.
- Die Kompensationseinstellung ist nicht genau definiert und ist bedienerabhängig.

Es wird daher empfohlen, diese Methode nur zur Abschätzung zu verwenden. Für stärkere Nebenresonanzen mit einem Resonanzwiderstand kleiner  $1\text{ k}\Omega$  wird die Messung direkt im  $\pi$ -Glied mit der Abspaltmethode nach 4.4.1 empfohlen. Für die Bewertung schwächerer Nebenresonanzen liefert die Hybridmeßbrücke nach 4.4.3 die am besten reproduzierbaren Ergebnisse.

#### 4.4.3 Hybridmeßbrücke

Dieses Verfahren ist eine Verbesserung der Differentialbrückentechnik nach 4.4.2.. Anstelle des kritischen Übertragers wird ein kommerzieller  $180^\circ$ -Hybridkoppler in  $50\Omega$  - Technik verwendet, wie er von vielen Hersteller angeboten wird. Dieses auch als  $180^\circ$ -Powersplitter oder  $180^\circ$ -Leistungsteiler bezeichnete Bauelement ist für eine Impedanz von  $50\Omega$  optimiert und in einem sehr breiten Frequenzbereich einsetzbar. Um die Breitbandigkeit auszunützen, werden seine Ausgangstore mit  $50\Omega$  - Dämpfungsgliedern abgeschlossen. Die beiden Signalzweige werden am Ausgang elektrisch aufsummiert, womit der Strom durch den  $180^\circ$ -Zweig vom Strom im Quarzzweig subtrahiert und damit eine  $C_0$ -Kompensation erreicht wird. In Bild 4.15 ist eine Version mit einem Kapazitätsdiodenpaar in Antiserie anstelle des Trimmkondensators gezeigt. An den Mittenanschluß der beiden Dioden wird über einen hochohmigen Widerstand (ca.  $100\text{ k}\Omega$ ) die Abstimmspannung angelegt. Die

übrigen Widerstände summieren die Ströme durch die beiden Brückenarme. Zur Vereinfachung können die Summierwiderstände auch entfallen, d.h. die beiden Zweige werden dann am Ausgang zusammengeschaltet. Zur Vermeidung von Kabelrückwirkungen der Zuleitungen empfiehlt es sich in diesem Fall, zwischen Summierpunkt und Ausgang des Adapters ein weiteres Dämpfungsglied (3 dB ... 10 dB) zu schalten.

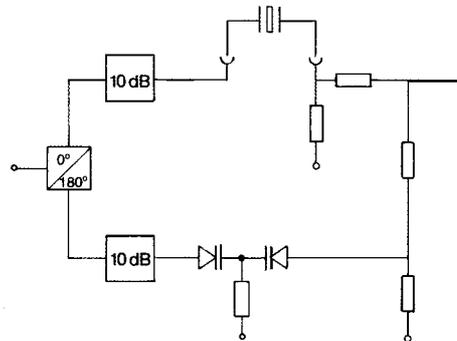


Bild 4.15: Nebenwellenbrücke mit 180°-Hybrid

Die Nachteile des nichtidealen Übertragers werden in dieser Schaltung weitgehend vermieden. Der Hybridkoppler ist exakt in einem 50 Ω - System definierbar und damit die Reproduzierbarkeit gewährleistet. Die Kompensation selbst ist wesentlich breitbandiger als in der Schaltung mit Differentialübertrager nach 4.4.2. Die zwei in 4.4.2 letztgenannten Nachteile bleiben jedoch auch hier erhalten. Damit erlaubt auch dieses Verfahren lediglich eine Widerstands-Abschätzung aufgrund der Amplitude und ergibt nur bedingte Aussagen bei Resonanzen, die sehr nahe auf der Flanke der Hauptresonanz liegen.

Der Widerstand der Resonanzen läßt sich nach dem folgenden Verfahren abschätzen:

- Einfügen eines Kalibrierelements von  $100\ \Omega // x\ \text{pF}$  ( $x = 3 \dots 7\ \text{pF}$ ) anstelle des Quarzes und Einstellen des Kompensationskondensators auf  $x\ \text{pF}$ . Der Ausgangspegel ist der Referenzpegel  $a_{00}$  (in dBm) für  $R_{\text{kal}} = 100\ \Omega$ .
- Einsetzen des Quarzes und Einstellen des Kompensationskondensators auf Kompensation bei der Frequenz der zu bestimmenden Nebenwelle
- Pegeldifferenz (in dB)  $\Delta a = a_{100} - a_{R_i}$  zwischen der Kalibrierung und der minimalen Dämpfung der zu messenden Resonanz bestimmen (langsameres Sweepen bzw. manuelles Einstellen).
- Widerstand der Resonanz bestimmen nach der Formel

$$R_i = 200\ \Omega \cdot 10^{\frac{\Delta a}{20}} - 100\ \Omega \quad (95)$$

#### 4.5 Messung der Belastungsabhängigkeit (DLD)

Der DLD-Effekt äußert sich in der Abhängigkeit des Resonanzwiderstands und der Resonanzfrequenz von der Quarzbelastung (Leistung  $P_c$  bzw. Quarzstrom  $I_c$ ). Genauere Untersuchungen (Lit. [28]) zeigen, daß sich dabei die gesamte Resonanzkurve „verbiegt, d.h. der Phasenverlauf  $\varphi(f)$  und damit auch der Blindwiderstand  $X(f)$  in der Umgebung von  $f_s$  nicht mehr geradlinig sind, d.h. sich auch  $C_1$  bzw.  $L_1$  ändern. In der Praxis stören in den meisten Fällen vor allem die Widerstandsänderungen mit der Quarzbelastung.

Die Messung des DLD-Effekts erfordert einige Sorgfalt, da dieser Effekt von der „Vorgeschichte“ des Quarzes abhängt. Da ein DLD-behafteter Quarz unmittelbar nach dem Betrieb bei höherer Quarzbelastung ( $>100\mu\text{W}$ ) oft für eine gewisse Zeit „ausheilt“, d.h. die Belastungsabhängigkeit des Widerstandes vorübergehend verschwindet, muß sichergestellt werden, daß der Quarz mehrere Stunden nicht betrieben wurde. Zur Rekonditionierung in den „Grundzustand“ wird eine längere Vorlagerung - möglichst bei erhöhter Temperatur - dringend empfohlen. In der (DIN) IEC 444-6 (siehe Lit [6]) ist eine Vorlagerung von einer Woche bei Raumtemperatur oder einem Tag bei  $+105^\circ\text{C}$  mit anschließend 2 Stunden Angleichung an die Raumtemperatur vorgesehen. Die Messung muß danach grundsätzlich zuerst bei der niedrigsten Quarzbelastung (Quarzstrom) erfolgen.

Die (DIN) IEC 444-6 unterscheidet zwischen dem passiven und dem aktiven Meßverfahren. Das passive Verfahren erlaubt eine Quantifizierung des DLD-Effekts, nachteilig ist aber, daß die Untergrenze der Quarzbelastung wegen des Eigenrauschens der Meßgeräte begrenzt ist und daß der Quarzstrom nur in diskreten Schritten eingestellt werden kann. Beim aktiven Verfahren mit Testoszillator wird der Quarzstrom beim Anschwingvorgang praktisch von „Null“ erhöht und steigt kontinuierlich bis zur eingestellten Obergrenze an. Allerdings ist nur eine GO / NO GO - Aussage möglich.

#### **4.5.1 Passivmessung**

Es wird das Passiv-Meßverfahren nach (DIN) IEC 444-1 mit  $\pi$ -Netzwerk verwendet. Die niedrigste Quarzbelastung beträgt bei Verwendung eines Vektorvoltmeters  $50\text{ nW}$ , mit einem selektiven Netzwerkanalysator kann bereits ab  $0,1\text{ nW}$  gemessen werden. Die Norm sieht eine Messung von Resonanzfrequenz und -widerstand bei der minimalen Quarzbelastung ( $P_{\min}$  bzw.  $I_{\min}$ ), danach bei der maximalen Quarzbelastung  $P_{\max}$  ( $I_{\max}$ ) (üblicherweise der Nennbelastung) und abschließend wieder bei der minimalen Belastung vor. Wesentliches Prüfkriterium ist die zulässige maximale relative Änderung  $\gamma$  des Resonanzwiderstandes. Hierzu ist in (DIN) IEC 444-6 eine Grenzwertkurve in Abhängigkeit vom Wert des Resonanzwiderstandes angegeben (siehe Bild 4.16)

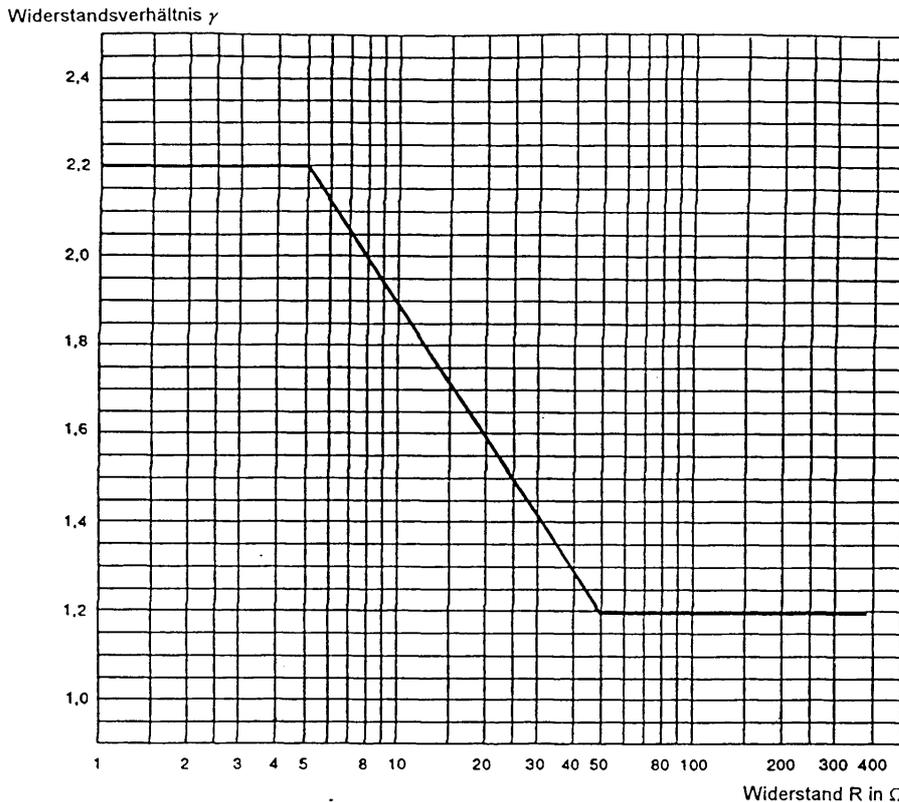


Bild 4.16: Maximal zulässige Widerstandsänderung in Abhängigkeit vom Resonanzwiderstand nach DIN IEC 444-6 (aus [6])

Dieses Meßverfahren ist einfach zu implementieren, die Aussagefähigkeit reicht aus, um damit den weitaus größten Teil an „suspekten“ Quarzen herauszufinden. Quarze mit einem „schmalbandigen“ DLD-Effekt, der nur in einem schmalen Leistungsbereich auftritt, erfordern aber mehr Meßpunkte. Mit einem programmierbaren oder rechnergesteuerten Netzwerkanalysator kann eine geeignete Meßsequenz realisiert werden, bei der mit kleiner Schrittweite die Generatorleistung aufwärts gesweept wird und dabei Resonanzfrequenz und -widerstand gemessen werden. Empfohlen wird der Bereich 50 nW bis 200  $\mu$ W mit 3 Meßpunkten pro Dekade, d.h. bei 50 nW, 100 nW, 200 nW, 500 nW usw. Bei niedrigen Belastungen muß zur Reduzierung des Fehlers durch Rauschen eine Mehrfachmessung erfolgen. Höhere Belastungen als 200  $\mu$ W können in den Bereich führen, bei dem die Schwingung des Quarzes nicht mehr harmonisch (d.h. sinusförmig) ist, der nicht mehr zum eigentlichen DLD-Effekt gerechnet wird. Bild 4.17 zeigt das Ergebnis einer Mehrpunktemessung bei einem Quarz mit deutlichem DLD-Effekt.

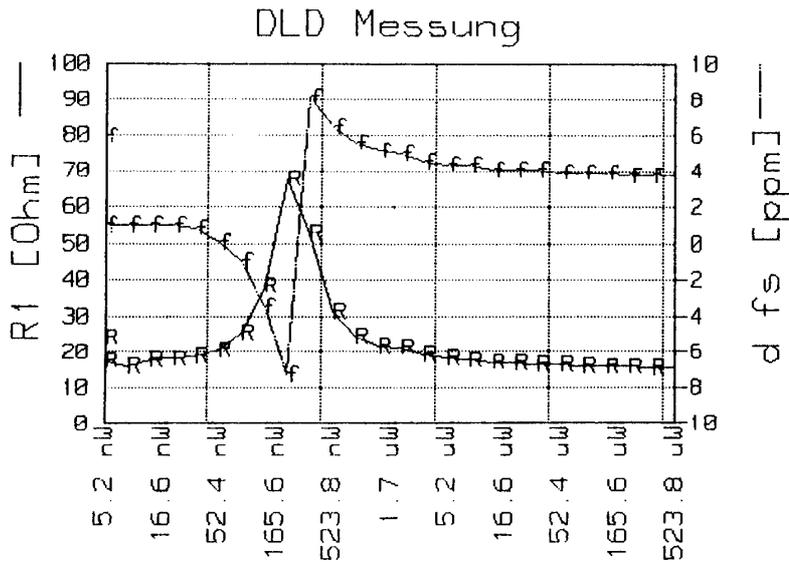


Bild 4.17: Passive DLD-Messung nach der Mehrpunktmethode

Die in vielen Netzwerkanalysatoren implementierte CW-Amplitudensweep-Funktion ist für eine DLD-Messung nicht brauchbar, da diese bei fester Frequenz arbeitet, die Resonanzfrequenz von Quarzen sich aber bei steigender Quarzbelastung ändert, wodurch der Meßpunkt auf der Resonanzkurve entlangwandert und falsche Ergebnisse liefert.

#### 4.5.2 Aktivmessung mit Testoszillator

In (DIN) IEC444-6 wird die Schaltung eines Testoszillators angegeben, der für AT-Grundwellenquarze geeignet ist. Der Oszillator hat einen negativen Innenwiderstand von  $R_G = -200 \Omega$ . In Reihe zum Quarz wird ein variabler Widerstand geschaltet, der auf den Wert  $|R_G| - R_{max}$  eingestellt wird, wobei  $R_{max}$  der maximal zulässige Resonanzwiderstand infolge DLD ist. Bei Überschreiten des  $R$ -Grenzwertes während des Anschwingvorgangs - d.h. im gesamten Quarzbelastungsbereich - setzt die Oszillatorschwingung auf, was von der nachfolgenden Detektorschaltung detektiert und mit LED o.ä. angezeigt werden kann (Bild 4.18).

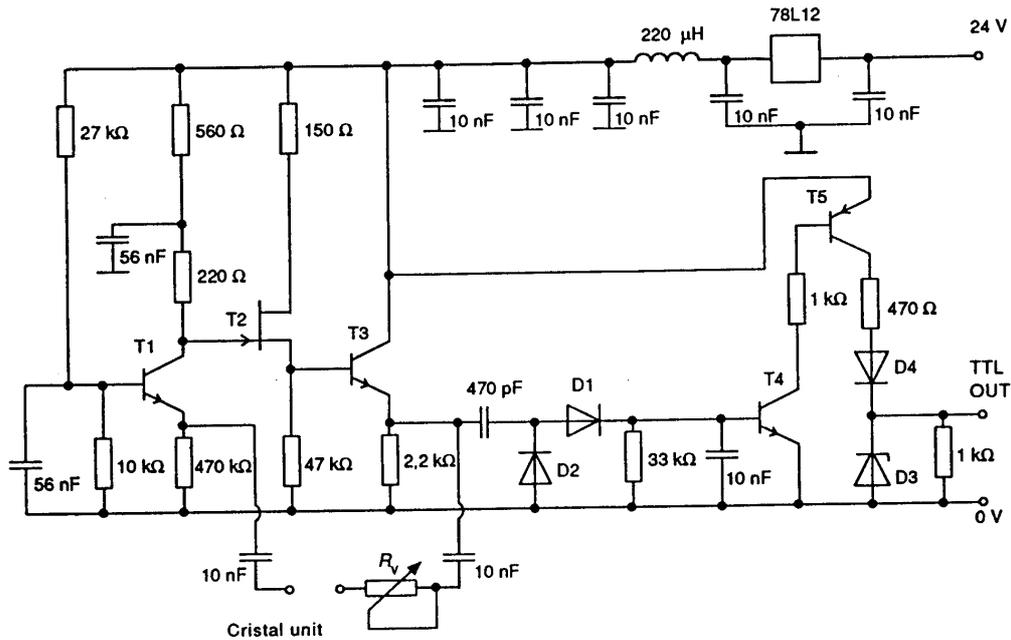


Abb. 4.18: Testschaltung für aktive DLD-Prüfung (aus [6])

Die Schaltung eignet sich insbesondere für die Serienprüfung größerer Stückzahlen. Für Obertonquarze etc. ist eine andere Schaltung erforderlich. Die Prüfung erfolgt lediglich gegen einen Grenzwert. Quarze für Anwendungen, bei denen auch die Größe der Änderung des Resonanzwiderstands (bzw. der Resonanzfrequenz) wesentlich ist, können damit nicht selektiert werden.

Eine aktive DLD-Messung im Oszillator mit einstellbarem Quarzstrom ist durch eine Steuerung des Arbeitspunkts des Oszillatortransistors möglich. Beispiele dafür werden in Lit. [31] bis [33] beschrieben. Die Prinzipschaltung zur Messung der Frequenzänderung in Abhängigkeit von der Belastungsänderung ist in Bild 4.19 wiedergegeben.

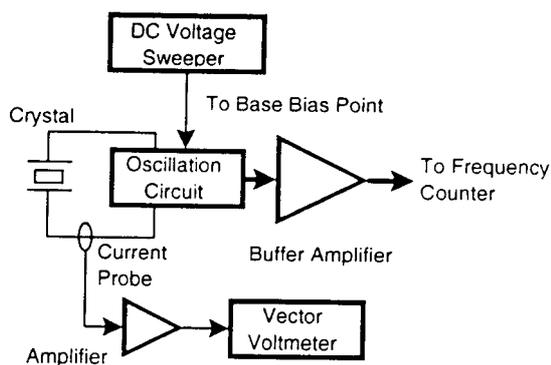


Bild 4.19: Blockschaltbild zur DLD-Messung mit kontinuierlicher Variation des Quarzstroms (aus [32])

Die Stromänderung ist hiermit nur in gewissen Grenzen (im Verhältnis von ca. 10:1) einstellbar, womit nur schmalbandige DLD-Effekte meßbar sind. Derartige Schaltungen erlauben daher nicht den Test des Anschwingverhaltens bei extrem niedriger Quarzbelastung selbst, können aber Dips identifizieren, die mit Frequenzdiskontinuitäten über Zeit oder über Temperatur korrelieren.

## 4.6 Messung des Temperaturgangs von Frequenz und Widerstand

### 4.6.1 TK-Meßtechnik

Die Messung des Temperaturgangs von Frequenz und Widerstand („TK-Messung“) ist bei der Nennbelastung des Quarzes durchzuführen. Die Quarzmeßtechnik basiert üblicherweise auf der Passiv-Meßtechnik nach (DIN) IEC 444-1, -2 oder -5. Für geringere Genauigkeit werden gelegentlich Meßsysteme mit Testoszillatoren verwendet. Geeignete komplette Meßsysteme für die TK-Messung von Schwingquarzen sind kommerziell erhältlich.

Wegen des Einflusses der Lastkapazität sind Grundwellenquarze unbedingt und Obertonquarze möglichst bei der spezifizierten Lastresonanz zu messen. Dies kann mit physikalischen Lastkapazitäten in Serie zum Quarz (siehe Abschnitt 4.3.1) oder durch die in Abschnitt 4.3.2 beschriebene softwarebasierte Methode erfolgen. Die (physikalischen) Lastkondensatoren sollten außerhalb der Temperaturkammer angebracht sein und einen ausreichend kleinen Temperaturkoeffizienten besitzen. In den meisten Fällen, d.h. zur Bestimmung des regulären TK-Verlaufs, ist eine Messung bei drei bis fünf Temperaturen ausreichend. Da Schwingquarze auch dynamische thermische Effekte aufweisen, sollte die Temperatur vor der Messung ausreichend lange stabilisiert sein (mindestens 3...5 min.) und die Änderungsgeschwindigkeit beim Wechsel zur nächsten Meßtemperatur sollte nicht mehr als 10 K/min betragen. Um schmalbandige TK-Einbrüche (sog. Frequenzdips durch gekoppelte Moden) messen zu können, ist eine quasi kontinuierliche Messung im Abstand von 1°C bis 5°C oder eine kontinuierliche Messung mit einer Temperaturrampe von ca. 1 K/min erforderlich. Derartige Messungen ergeben eine Verschiebung der TK-Kurve in Richtung des zeitlichen Temperaturgradienten. Die Meßdaten der Frequenz werden auf eine Referenztemperatur bezogen, üblicherweise 25°C, und als Frequenzabweichung in ppm angegeben. Zur Prüfung der Einhaltung der TK-Forderung im gesamten Arbeitstemperaturbereich werden die ppm-Werte mathematisch an ein Polynom 3. oder 4. Ordnung angepaßt („gefittet“). Die Meßgenauigkeit und sogenannte TK-Einbrüche (Frequenzdips durch gekoppelte Moden) werden durch die Abweichung der Meßdaten von der gefitteten Kurve charakterisiert. (siehe 4.6.2, Bild 4.20). Die TK-Hysterese wird üblicherweise bestimmt durch die Frequenzdifferenz bei einer zweiten Ansteuerung der Referenztemperatur.

Die Meßdaten des Widerstands werden auf Überschreiten des maximal zulässigen Wertes geprüft. In Sonderfällen wird der Widerstandsverlauf über Temperatur durch Geraden bzw. Geradenstücke approximiert.

### 4.6.2 Auswertung von TK-Daten

Grundlage ist die TK-Kurve von AT-Schwingquarzen, die mit ausreichender Genauigkeit durch die sogenannte Bechmann-Formel beschrieben werden kann:

$$\frac{\Delta f}{f} = A_1 (T - T_{\text{ref}}) + A_2 (T - T_{\text{ref}})^2 + A_3 (T - T_{\text{ref}})^3 \quad (96)$$

mit den Koeffizienten

$$A_1 = -0,08583 \Delta\varphi$$

$$A_2 = 0,39 \cdot 10^{-3} + 0,07833 \cdot 10^{-3} \Delta\varphi$$

$$A_3 = 109,5 \cdot 10^{-6} - 0,033 \cdot 10^{-6} \Delta\varphi$$

Wenn die Bezugstemperatur  $T_{ref}$ , bei der  $\Delta f=0$  gesetzt ist, weit von  $25^\circ\text{C}$  entfernt ist, kann ein Glied 4. Ordnung der Form  $A_4 (T - T_{ref})^4$  hinzugefügt werden. Dies wird im folgenden vernachlässigt.

Die Bechmannformel vereinfacht sich, wenn das Polynom statt auf ein beliebiges  $T_{ref}$  auf die Wendepunktstemperatur  $T_{inv}$  bezogen wird:

$$\frac{\Delta f}{f} [\text{ppm}] = a_1 (T - T_{inv}) + a_3 (T - T_{inv})^3 \quad (97)$$

wobei

$$a_3 = 1,05 \cdot 10^{-4} (\pm 10\%)$$

$$a_1 = -0,085 \Delta\varphi$$

$$\Delta\varphi = \varphi_{zz'} - \varphi_0 \text{ (Winkeloffset in Minuten zum „Nullwinkel“ } \varphi_0)$$

Die Formel ist mit geänderten Werten von  $a_1$ ,  $a_3$  und  $T_{inv}$  auch auf SC-Quarze anwendbar.

Bei der grafischen Auswertung wird üblicherweise die mathematisch an die Meßwerte angepaßte TK-Kurve dargestellt, in der die Meßwerte als Punkte markiert sind. Ein besseres Bild über die Qualität der Kurvenanpassung und über eventuelle TK-Diskontinuitäten (TK-Dips) gibt eine grafische Darstellung der Differenz zwischen der gefitteten TK-Kurve und den Meßwerten. Bild 4.20 gibt ein Beispiel wider.

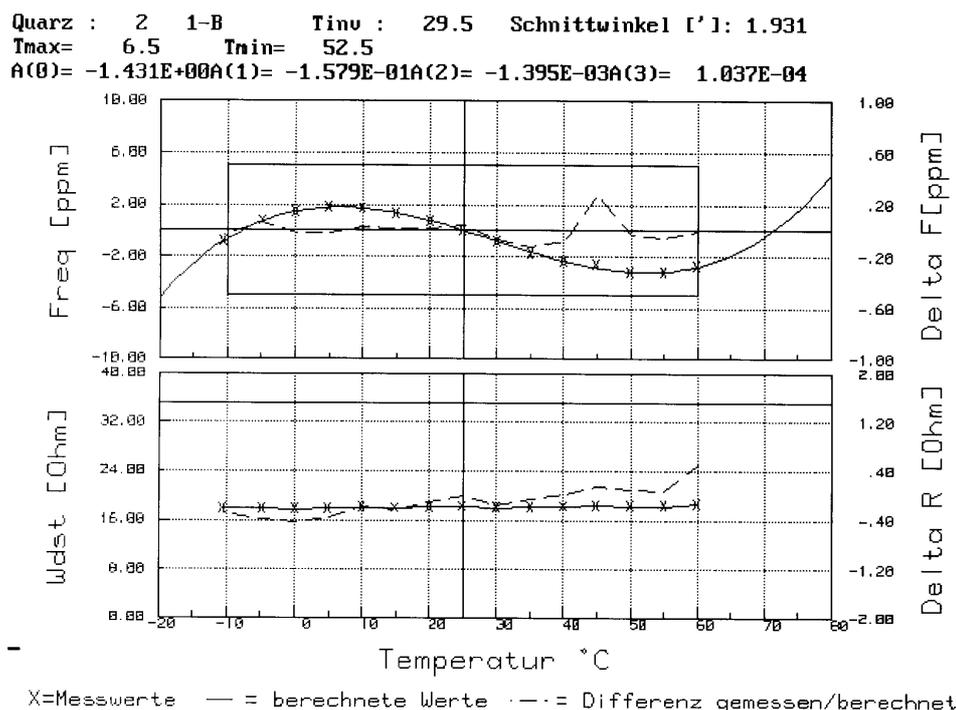


Bild 4.20: TK-Verlauf von Resonanzfrequenz und -widerstand über Temperatur

#### 4.6.2.1 Messung bei 2 Temperaturen

Eine Messung bei zwei Temperaturen  $T_1$  und  $T_2$  liefert als Meßwert eine Frequenzdifferenz, d.h. es kann nur ein Koeffizient ( $a_1$ ) in der Formel bestimmt werden, die übrigen zwei ( $a_3$  und  $T_{inv}$ ) müssen vorausgesetzt werden:

$$a_3 = 1,05 \cdot 10^{-4}$$

$$T_{inv} = 25^\circ \dots 28^\circ\text{C} \text{ für planparallele Quarze}$$

$$T_{inv} = 28^\circ \dots 35^\circ\text{C} \text{ für Konvexquarze.}$$

Aus der relativen Frequenzdifferenz

$\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{f_1}$  [ppm] zwischen den beiden Meßtemperaturen erhält man

$$a_1 = \frac{\Delta f}{T_2 - T_1} - a_3 (T_2 - T_1) (T_2 - T_{inv}) \quad (98)$$

Damit kann dann der gesamte TK-Verlauf nach der obigen Formel berechnet werden.

#### 4.6.2.2 Messung bei 3 Temperaturen

Drei Meßtemperaturen ergeben zwei Frequenzdifferenzen, d.h. es können damit zwei der drei Konstanten frei bestimmt werden. Es wird daher  $a_3 = 1,05 \cdot 10^{-4}$  fest vorgegeben. Aus den Frequenzdifferenzen bei den Temperaturen  $T_1$  und  $T_3$  bezogen auf die Messung bei der mittleren Temperatur  $T_2$  berechnen sich dann die gesuchten Koeffizienten zu

$$a_1 = \frac{1}{N} (\Delta T_3^2 (\Delta f_1 - a_3 \Delta T_1^2) - \Delta T_1^2 (\Delta f_3 - a_3 \Delta T_3^2)) \quad (99)$$

$$a_2 = \frac{1}{N} (\Delta T_1 (\Delta f_3 - a_3 \Delta T_3^3) - \Delta T_3^2 (\Delta f_1 - a_3 \Delta T_1^3)) \quad (100)$$

mit

$$\Delta f_1 = \frac{f_1 - f_2}{f_2} \text{ [ppm]} \quad \Delta f_3 = \frac{f_3 - f_2}{f_2} \text{ [ppm]} \quad (101)$$

$$\Delta T_1 = T_1 - T_2 \quad \Delta T_3 = T_3 - T_2 \quad (102)$$

$$N = \Delta T_1 \Delta T_3 (T_3 - T_1) \quad (103)$$

Die Inversionstemperatur erhält man dann aus

$$T_{inv} = T_2 - \frac{a_2}{3 a_3} \quad (104)$$

Daraus kann nun die gesamte TK-Kurve entsprechend der obigen Formel berechnet werden. Die Umkehrpunkte (falls vorhanden) errechnen sich dann aus

$$T_{max} = T_{inv} - \frac{\sqrt{a_2^2 - 3 a_1 a_3}}{3 a_3} \quad (105)$$

$$T_{min} = T_{inv} + \frac{\sqrt{a_2^2 - 3 a_1 a_3}}{3 a_3} \quad (106)$$

#### 4.6.2.3 Messung bei 4 und mehr Temperaturen

Bei vier Meßtemperaturen können alle drei Koeffizienten der TK-Parabel exakt berechnet werden, ohne daß zusätzliche Annahmen gemacht werden müssen. Liegen die Meßtemperaturen ungünstig, d.h. sind sie stark asymmetrisch zum Wendepunkt oder beinhaltet ihr Intervall nicht die beiden Umkehrpunkte  $T_{max}$  und  $T_{min}$ , dann ergeben sich trotz guter mathematischer Anpassung ungenaue Koeffizientenwerte, insbesondere für  $a_3$  und  $T_{inv}$ . In solchen Fällen sollte z. B.  $a_3$  auf Plausibilität überprüft - und bei stärkerer Abweichung dann fest vorgegeben werden (siehe 4.6.2.1).

Bei fünf und mehr Meßtemperaturen wird eine Kurvenanpassung nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate („least-square fitting“) durchgeführt. Dies kann relativ einfach z.B. mit Hilfe des SOLVERS des Tabellenkalkulationsprogramms EXCEL oder mit speziellen Programmen erfolgen. Auch hier gelten die gleichen Gesichtspunkte bezüglich der Genauigkeit je nach Lage der Meßtemperaturen.

## 4.7 Messung der zeitlichen Stabilität

### 4.7.1 Kurzzeitstabilität (Phasenrauschen)

Die Messung der Kurzzeitstabilität im Zeitbereich (Allan-Varianz) und im Frequenzbereich (Phasenrauschen) erfolgt für Schwingquarze meistens in Testoszillatoren. Diese entsprechen entweder der endgültigen Anwenderschaltung oder sind speziell entworfene Oszillatoren mit einem möglichst geringen Eigenbeitrag zum Phasenrauschen. Die Meßmethoden hierfür sind in Kapitel 7 beschrieben. Bei der Verwendung von Testoszillatoren können die Beiträge von Resonator und Oszillatorschaltung meßtechnisch nicht getrennt werden, es gilt nur die allgemeine Faustregel, daß das trägernaher Rauschen - d.h. innerhalb der Gütebandbreite - wesentlich durch den Quarz bestimmt wird und das trägerferne Grundrauschen (Abstand  $> 1 \dots 10$  kHz) vorwiegend durch die Schaltung verursacht wird.

Es ist aber auch eine passive Messung des dem Schwingquarz inhärenten Phasenrauschens (englisch: „residual noise“) ohne Testoszillator möglich (siehe Lit. [34]). Der Meßaufbau ist in Bild 4.21 gezeigt. Das Signal einer möglichst rauscharmen Quelle (Synthesizer) wird nach der Verstärkung auf einen ausreichend hohen Pegel (ca. +27dBm) über einen Leistungsteiler in den Meßkanal und den Referenzkanal aufgeteilt. Das Meßobjekt (DUT - device under test) kann - wie hier besprochen - ein Quarz sein, aber auch andere aktive und passive Bauelemente wie Verstärker usw. können mit dem gleichen Aufbau getestet werden. Im Referenzkanal befindet sich ein Phasenschieber, mit dem  $90^\circ$  Phasendifferenz der beiden Signale (Phasenquadratur) eingestellt wird.

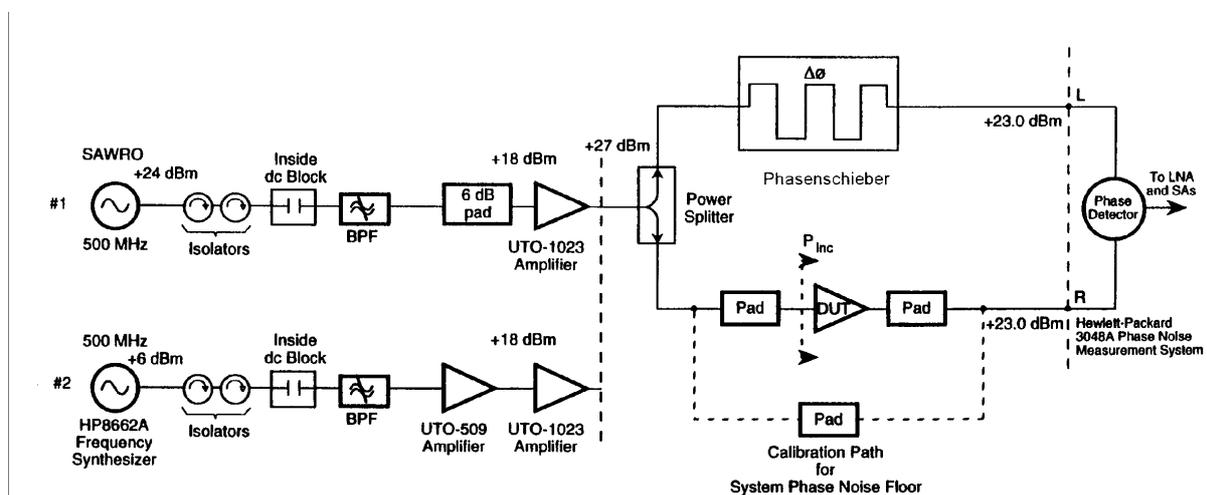


Bild 4.21: Passive Messung des Phasenrauschens („residual phase noise“) (aus [34])

Der Phasenschieber ist bei niederen Frequenzen als L-C-Glied wie z.B. gemäß Abb. Bild 4.22 ausgeführt, bei höheren Frequenzen ( $> 100$  MHz) kann es als variable Leitung realisiert werden.

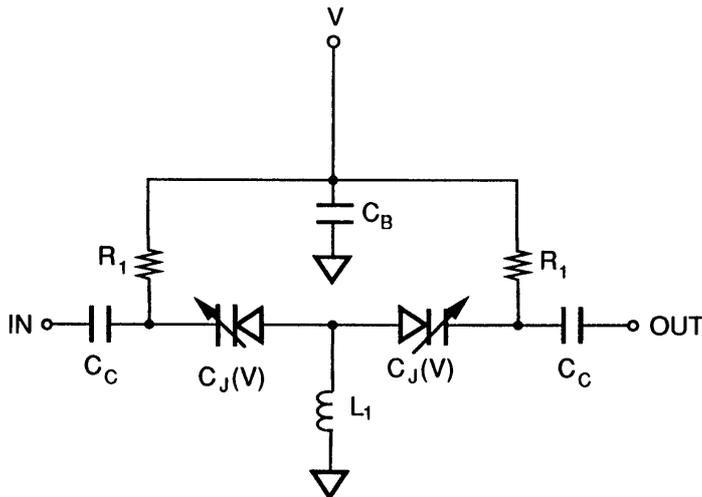


Bild 4.22: L-C-Phasenschieberschaltung

Beide Kanäle werden auf einen rauscharmen Phasendetektor geleitet und das Ausgangssignal im Frequenz- oder Zeitbereich analysiert, z.B. mit einem handelsüblichen Phasenrausch-Meßplatz wie z.B. dem faktischen „Industriestandard“ HP 3048A.

Diese Meßmethode arbeitet im Unterschied zu einem Oszillator mit offener Schleife. Im trägernahen Bereich innerhalb der Gütebandbreite besteht hier im Idealfall reines  $1/f$  - Funkelrauschen. Dies muß bei der Interpretation des  $\mathcal{L}_R(f)$  - Verlaufs beachtet werden (siehe Bild 7.10 in Kap. 7). Aus dem absoluten Niveau der  $\mathcal{L}_R(f)$  - Kurve in Trägernähe (z.B. bei 1 Hz) kann dann das Eigenrauschen des Quarzes klassifiziert werden. Die Abweichung von der idealen Geraden mit  $-10\text{dB/Dekade}$  Steigung ist ein Maß für irreguläres Rauschverhalten des Resonators. Aus dem gemessenen inhärenten Resonatorrauschen  $\mathcal{L}_R(f)$  im trägernahen  $1/f$ -Bereich kann dann gemäß dem Leeson Modell (Kapitel 7) der Koeffizient  $\alpha_R$  in der Leeson Formel (Kapitel 7, Gleichung (14)) berechnet werden:

$$\alpha_R = \frac{1}{(2 Q_L f_0)^2} f^2 10^{\frac{\mathcal{L}_R(f)}{10}} \quad (107)$$

Die Messung ist recht kritisch und muß sehr sorgfältig und möglichst mehrmals durchgeführt werden. Vorher sollte das Eigenrauschen des Meßsystems (Rauschflur) ohne Resonator ermittelt werden.

#### 4.7.2 Langzeitstabilität (Alterung)

Es ist zu unterscheiden zwischen der normalen Alterungsprüfung, die üblicherweise als passiver Test über 30 Tage bei  $+85^\circ\text{C}$  durchgeführt wird, und der sog. erweiterten Alterungsprüfung über 1000 bis 8000 Stunden bei  $+85^\circ\text{C}$  (siehe Lit. [7]). Beschleunigte Alterungsprüfungen werden bei  $+105^\circ\text{C}$  oder  $+125^\circ\text{C}$  über 168 Stunden ausgeführt. Erweiterte und beschleunigte Alterungsprüfungen dienen nur zu Informationszwecken. Bei diesen Meßverfahren wird üblicherweise vor Beginn des Alterungstests und am Ende des Tests Resonanzfrequenz und Widerstand gemessen und die Änderung mit dem zulässigen Grenzwert verglichen.

Die Messung der Langzeitstabilität von Präzisionsquarzen mit sehr niedriger Alterungsrate (deutlich kleiner als 1 ppm/Jahr) wird üblicherweise als sog. aktive

Messung in speziellen Testoszillatoren bei konstanter Umgebungstemperatur oder besser in temperaturstabilisierten Oszillatoren (OCXOs) ausgeführt. Wesentlich ist, daß die Oszillatorschaltung und die Umgebungsbedingungen einen deutlich kleineren Einfluß auf die Frequenz haben als die zu messende Frequenzalterung beträgt.

Durch eine Verfeinerung der Passivmeßtechnik zu sehr hoher Präzision läßt sich auch eine passive Alterungsmessung realisieren, bei der Quarz nur zum Zeitpunkt der Messung elektrisch angeregt wird.

#### *4.7.2.1 Aktive Alterungsmessung*

Die Testoszillatoren mit den zu prüfenden Schwingquarzen werden in einer Temperaturkammer mit einer Stabilität im Bereich  $1/100\text{ K} \dots 1/10\text{ K}$  untergebracht und schwingen kontinuierlich. Für hohe Genauigkeit im ppb- ( $10^9$ ) Bereich werden temperaturstabilisierte Oszillatoren (OCXOs) verwendet, die auf dem Umkehrpunkt des Quarzes betrieben werden.

Ausgewertet wird die zeitliche Änderung der Oszillatorfrequenz. Die Stabilität der Oszillatorsschaltung beeinflusst unmittelbar das Meßergebnis, die frequenzbestimmenden Bauelemente müssen daher eine hohe Langzeitstabilität aufweisen, ebenso muß die Quarzbelastung konstant sein. Ferner muß die Temperatur des Quarz-Heizblocks sehr stabil sein. In gewissen Fällen kann der Einfluß der Testoszillatorschaltung und des Quarzes meßtechnisch separiert werden, ein Verfahren und experimentelle Ergebnisse sind in Lit. [35] beschrieben.

#### *4.7.2.2 Passive Alterungsmessung*

Jedes Entnehmen der Quarze aus der Alterungskammer für Zwischenmessungen führt zu Frequenzverschiebungen infolge des thermischen Streß und verfälscht somit das Meßergebnis. Besser ist es, die Quarze über die ganze Alterungsperiode in der Temperaturkammer zu belassen.. Temperaturschwankungen der Kammer haben direkten Einfluß auf die Meßgenauigkeit, weshalb für höhere Genauigkeit die Quarze in der Nähe des Umkehrpunkts gemessen werden sollten. Vor jeder Messung ist das Meßsystem sehr sorgfältig zu kalibrieren. Außerdem ist zu beachten, daß die Messung bei der spezifizierten Quarzbelastung durchgeführt wird, wobei mehrere aufeinanderfolgende Messungen bis zum Erreichen des inneren Gleichgewichts erfolgen sollten.

Vorteil der passiven Alterungsmessung ist, daß neben der Frequenz auch die Änderung der übrigen Quarzparameter - insbesondere des Resonanzwiderstands - über Zeit überprüft werden kann. Außerdem werden die Messungen nicht durch Einflüsse des Testoszillators verfälscht. Nachteilig kann der intermittierende Betrieb sein, da der Quarz nur zur Messung kurzzeitig angeregt wird.

Geeignete Verbesserungen der IEC444-Methode zum Erreichen einer Frequenzgenauigkeit von  $10^8 \dots 5 \cdot 10^9$  werden in Lit. [36] geschildert, E. Hafner hat seine Mikrobrückenmethode soweit perfektioniert, daß mit seinem (kommerziell erhältlichen) System in Verbindung mit einer hochstabilen Temperaturkammer mit einer Stabilität von  $1\text{ mK}$  eine Frequenzgenauigkeit von besser  $10^{10}$  erreicht werden kann (Lit. [37]). Die Ergebnisse einer Passivalterung in diesem System werden mit der Aktivalterung in Lit. [38] und [39] verglichen, wobei trotz der verschiedenen Betriebsbedingungen eine gute Korrelation beobachtet wurde.

#### 4.7.2.3 Auswertung von Alterungsdaten

Prinzipiell ist bei Alterungsmessungen zwischen der Einlaufperiode in den ersten ein bis zwei Tagen und der darauf folgenden Alterungsperiode zu unterscheiden. Quarze mit vergleichbarer Langzeitalterung können unterschiedlich starkes Einlaufverhalten zeigen. Zur Bewertung der Alterung werden deshalb z.B. in MIL-C-49468 (Lit. [16]) nur die Alterungsdaten nach einem Einlauf von 48 Stunden herangezogen.

Die Zuverlässigkeit von Alterungsprognosen hängt sehr stark von der Zahl der Meßpunkte und der Länge der Alterungsmessung ab. Für genauere Aussagen bei Präzissionsquarzen ist eine Alterungsdauer von ca. 2 - 4 Wochen mit mindestens einmal täglichen Messungen sinnvoll.

Für die Alterungsprognose werden die Meßdaten der Frequenzalterung an eine mathematische Funktion gefittet. In der Literatur werden hierfür verschiedene Funktionen verwendet, die für unterschiedlichen Alterungsprozesse stehen oder rein mathematisch ohne physikalischen Hintergrund sind (Lit. [39] und [41]). Die gebräuchlichste Alterungsformel ist eine logarithmische Funktion der Form

$$\Delta f/f_0 = A_0 + A_1 \log(1 + A_2 t) \quad (108)$$

die auch in den MIL-Standards für „normale“ Quarze (MIL-C-3098, Lit. [15]) und für Präzissionsquarze (MIL-C-49468, Lit. [16]) verwendet werden. Der Koeffizient  $A_2$  hat die Dimension  $s^{-1}$ , das heißt  $A_2^{-1} = \tau_2$  entspricht einer Zeitkonstante für den Alterungsprozeß.

Die Anpassung der Meßdaten an diese Funktion erfolgt nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate (least-square-fitting), wofür bei Filler in Literaturreferenz [40] ein geeignetes Auswerteprogramm beschrieben wird. Ebenso können einschlägige Programmmodule oder z.B.: der EXCEL-SOLVER verwendet werden.

Die Alterungsprognose wird bei Präzissionsquarzen üblicherweise auf einen Punkt nach 30 Tagen Einlauf bezogen, von dem ab die Alterung pro Monat und Jahr errechnet wird. Für die Alterung pro Tag wird die Steigung der Alterungskurve am 30. Tag errechnet.

Zu beachten ist, daß die tatsächliche Langzeitalterung auch durch ausgefeilte mathematische Verfahren nicht exakt vorausgesagt werden kann, eine Unbestimmtheit der Alterungsrate von bis zu Faktor 2 ist nicht außergewöhnlich, selbst bei konstanten Testbedingungen. Experimentelle Vergleiche der beobachteten Langzeitalterung mit der aus einer Voralterung über 30 Tage prognostizierten Alterung werden für verschiedene Quarztypen in Lit. [39] berichtet. Bei realistischen Betriebsbedingungen mit wechselnden Temperaturen, Ein- und Ausschaltzyklen usw. kommen weitere Unsicherheitsfaktoren dazu.

#### 4.8 Literaturliste

- [1] DIN IEC 444 Messung von Schwingquarz-Kennwerten  
Teil 1: Verfahren zur Messung der Resonanzfrequenz und des Resonanzwiderstandes nach der Null-Phasenmethode in einem  $\pi$ -Netzwerk
- [2] DIN IEC 444 Messung von Schwingquarz-Kennwerten  
Teil 2: Messung der dynamischen Kapazität von Schwingquarzen nach der Phasenoffsetmethode
- [3] DIN IEC 444 Messung von Schwingquarz-Kennwerten  
Teil 3: Verfahren zur Messung der Zweipol-Parameter von Schwingquarzen bis 200

- MHz nach der Phasenmethode in einem  $\pi$ -Netzwerk mit Kompensation der Parallelkapazität  $C_0$
- [4] DIN IEC 444 Messung von Schwingquarz-Kennwerten  
Teil 4: Verfahren zur Messung der Lastresonanzfrequenz  $f_l$ , des Lastresonanzwiderstandes  $R_l$  und Berechnung anderer hergeleiteter Werte von Schwingquarzen bis 30 MHz
  - [5] DIN IEC 444 Messung von Schwingquarz-Kennwerten  
Teil 5: Meßverfahren zur Bestimmung der elektrischen Ersatzschaltungsparameter von Schwingquarzen mit automatischer Netzwerkanalysatortechnik und Fehlerkorrektur.
  - [6] DIN IEC 444 Messung von Schwingquarz-Kennwerten  
Teil 6: Messung der Belastungsabhängigkeit (DLD)
  - [7] DIN EN 168000 (CECC 68000): Fachgrundspezifikation: Schwingquarze
  - [8] DIN EN 168100 (CECC 68100): Rahmenspezifikation. Schwingquarze
  - [9] DIN EN 169101 (CECC 68101): Vordruck für Bauartspezifikation: Schwingquarze
  - [10] DIN EN 168200 (CECC 68200): Rahmenspezifikation. Schwingquarze (Bauartzulassung)
  - [11] DIN EN 169201 (CECC 68201): Vordruck für Bauartspezifikation: Schwingquarze (Bauartzulassung)
  - [12] DIN 45105 Teil 4: Meßverfahren für Schwingquarze: Messung der Frequenz und des Resonanzwiderstandes der Nebenresonanzen von Filterquarzen
  - [13] IEC 283: Methods for the Measurement of Frequency and Equivalent Resistance of Unwanted Resonances of Filter Crystal Units
  - [14] IEC 302: Standard Definitions and Methods of Measurement for Piezoelectric Vibrators operating over the Frequency Range up to 30 MHz
  - [15] MIL-C-3098, Military Specification, General Specification for Quartz Crystal Units
  - [16] MIL-C-49468, Military Specification, General Specification for Precision Quartz Crystal Units
  - [17] Neuscheler, F.: Schwingquarz-Daten - mit Netzwerk-Analysatoren gemessen; Elektronik, H.19 (18.9.1987), S.155-162
  - [18] Neubig, B.: Measurement of Quartz Crystal Units up to 500 MHz and Above by the Use of a Pi-Network with Error Correction; Proc. 11<sup>th</sup> Quartz Devices Conference (1989), Vol.1, S.60-68
  - [19] Neubig, B.: Fortschritte auf dem Gebiet der Schwingquarz-Meßtechnik bis 500 MHz; Tagungsdokumentation ZVEI-Symposium Schwingquarze '89; Fachverband Bauelemente der Elektronik im ZVEI (1989), S.107-126
  - [20] Neubig, B, Zimmermann, R.: 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; Proc 2<sup>nd</sup> International Conf. on Frequency Control and Synthesis, Leicester/UK (1989), IEE Conference Publ. No. 303, S. 11-17
  - [21] Neubig, B., Schulzke, L.: Improved PI-Network Measurement of All Quartz Crystal Parameters by Appropriate Modelling of the Test Fixture; Proc. 6<sup>th</sup> European Frequency and Time Forum (1992), S 111-117
  - [22] Rademaker, S.: Determination of Crystal Electrical Parameters With the Direct Transmission Method (IEC 444-5) Using the SNA-120A Crystal Test Setup; Rapid Measurement of LF Quartz Resonators; Proc. 15<sup>th</sup> Piezoelectric Devices Conference (1993); S.41-53
  - [23] Smith, W.L.: An Overview of a Proposed Standard Method for the Measurement of the Equivalent Electrical Circuit Parameters of Quartz Crystal Units up to 1 GHz; Proc. 6<sup>th</sup> Quartz Devices Conference (1984), S.1-41
  - [24] Peach, R.C., Morris, S.E.: A System for Precision Measurement on Quartz Crystal Resonators, And Bipoles; Proc. 39<sup>th</sup> Annual Symposium on Frequency Control (1985), S.527-534
  - [25] Smith, W.L.: Summary Report of Working Group 6 [Measurements] Activities During the TC/49 Meeting in Brighton, England 7/3 - 7/7, 1989; Proc. 1<sup>st</sup> Quartz Devices

- Conference (1989), S.82-85
- [26] Smith,W.L.: EIA Standard 512: Some Further Discussion and Comments; Proc. 7<sup>th</sup> Quartz Devices Conference (1985); S.13-51
- [27] Neubig,B.: PI-Network Measurement of the Load Resonance frequency Without Load Capacitor; Proc. 4<sup>th</sup> European Frequency and Time Forum (1990), S.481-486  
Neubig,B.: Error Analysis for Load Resonance Measurements Without a Load Capacitor; Proc. 12<sup>th</sup> Piezoelectric Devices Conference (1990), S.75-83
- [28] Saunders,J.L.: Drive Level Effects on Transmission Measurement of „AT“ Overtone Resonators; Proc. 5<sup>th</sup> Quartz Crystal Conference (1983), S. 154-161
- [29] Neubig,B.: Measurement of Spurious Resonances of Crystal Units Using Network Analysers with Error Correction; Proc. 8<sup>th</sup> European Frequency and Time Forum (1994), S.103-109
- [30] Neubig,B.: Recent Advances In The Measurement of Spurious Resonances Of Crystal Units; Proc. 9<sup>th</sup> European Frequency and Time Forum (1995), S.469-472
- [31] Koyama,M., Watanabe,Y. ,Sekimoto,H., Oomura,Y.: A Novel Technique for Measuring Drive Level Dependence of Quartz Unis; Proc. 9<sup>th</sup> European Frequency and Time Forum (1995), S.16-19
- [32] Koyama,M., Watanabe,Y. ,Sekimoto,H., Oomura,Y.: An experimental Study of Long Term Aging of Quartz Oscillators; Proc1995 IEEE International Frequency Control Symp.(1995), S.620-622
- [33] Koyama,M., Watanabe,Y. ,Sekimoto,H., Oomura,Y.: An Improved Method for Measuring the DLD-Characteristics of Quartz Resonators; 1996 IEEE International Frequency Control Symp. (1996)
- [34] Montress,G.K.,Parker,T.E.: Introduction to High Stability SAW Oscillators, Part II: Residual Phase Noise Measurements on Components; Tutorial at 1995 IEEE International Frequency Control Symp. (1995)
- [35] Weaver,G., Hanson,W., Wickard,T.: An Insitu Technique for the Resolution of Aging Contributions between Quartz Resonators and Oscillator Circuits; Proc. 1996 IEEE International Frequency Control Symp. (1996)
- [36] Popovic,V.,Dabic,J.,Popovic-Milovanovic,V.: Precise Measurements of Quartz Crystals in a PI-Network; Proc. 9<sup>th</sup> Quartz Devices Conf. (1987), S.21-29
- [37] Hafner,E., Jackson,H.W.: Aging Measurements on Quartz Crystals in the Batch Mode; Proc. 40<sup>th</sup> Annual Frequency Control Symposium (1986), S.306-312
- [38] Neubig,B.: Comparison of Passive and Active Aging of SC-Cut and AT-Cut Crystals; Proc 10<sup>th</sup> European Frequency and Time Forum (1996), S.37-43
- [39] Neubig,B.: Comparison of Passive and Active Aging of SC-Cut and AT-Cut Crystals; Proc. 1996 IEEE International Frequency Control Symp. (1996)
- [40] Filler,R.L.: Aging Specification, Measurement, and Analysis; Proc. 7<sup>th</sup> Quartz Devices Conf. (1985), S.93-104
- [41] Miljkovic,M.R., Trifunovic,G-Lj., Brajovic,V.C.: Aging Prediction of Quartz Crystal Units; Proc. 42<sup>nd</sup> Annual Frequency Control Symposium (1988), S.404-411

## 5. Quarzoszillatoren und ihre Anwendung

Dipl.Ing.W.Briese

---

### 5.1 Einleitung

Zur Erzeugung elektrischer Schwingungen stabiler Frequenz werden Quarzoszillatoren eingesetzt. Abhängig von den Umgebungsbedingungen und dem technischen Aufwand sind Frequenzgenauigkeiten von  $\Delta f/f = 10^{-5}$  bis  $10^{-10}$ /Tag erreichbar. Oszillatoren der geringeren Genauigkeitsklasse werden für Standardfrequenzen als fertige Baueinheiten angeboten. Quarzoszillatoren für höhere Genauigkeitsansprüche, oder mit speziellen Eigenschaften werden für die jeweilige Anwendung zugeschnitten angefertigt. Letztere werden in der Regel von einem Quarzhersteller dimensioniert und gefertigt, können aber auch vom Gerätekonstrukteur entwickelt werden und Teil der Schaltung auf der Leiterplatte des Gerätes sein.

### 5.2 Oszillatoren

In Übereinstimmung mit internationalen Normen werden Quarzoszillatoren entsprechend ihrer grundlegenden Eigenschaften und Leistungsmerkmale in vier Hauptgruppen unterschieden:

1. Einfache Quarzoszillatoren (PXO) =  
(package)crystal oscillator
2. Spannungsgesteuerte Quarz-Oszillatoren (VCXO) =  
voltage controlled crystal oscillator
3. Temperaturkompensierte Quarzoszillatoren (TCXO) =  
temperature compensated crystal oscillator
4. Temperaturstabilisierte Quarzoszillatoren (OCXO) =  
ovenized crystal oscillator

### 5.3 Einfache Quarzoszillatoren (PXO)

Ein Quarzoszillator ist im allgemeinen ein rückgekoppelter Verstärker, wobei im Rückkopplungsnetzwerk der Schwingquarz als frequenzbestimmendes Bauelement enthalten ist. Eine prinzipielle Oszillatorschaltung zeigt Bild 5.1. Selbsterregung tritt ein, wenn die Schleifenverstärkung größer als eins ist. Der Oszillator schwingt dann mit der Frequenz, bei der die Phasendrehung der gesamten

Schleife den Wert  $2 n \pi$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ) hat.

Das Ausgangssignal des Oszillators ist gekennzeichnet durch:

- den Mittelwert der Oszillatorfrequenz, allgemein die Arbeitsfrequenz,
- den Oberwellen der Oszillatorfrequenz, (harmonische Verzerrung, Klirrfaktor),
- den Seitenbändern der Oszillatorfrequenz,  
(nichtharmonische Nebenschwingungen, Modulation)
- der Rauschbandbreite des Oszillatorsignals.

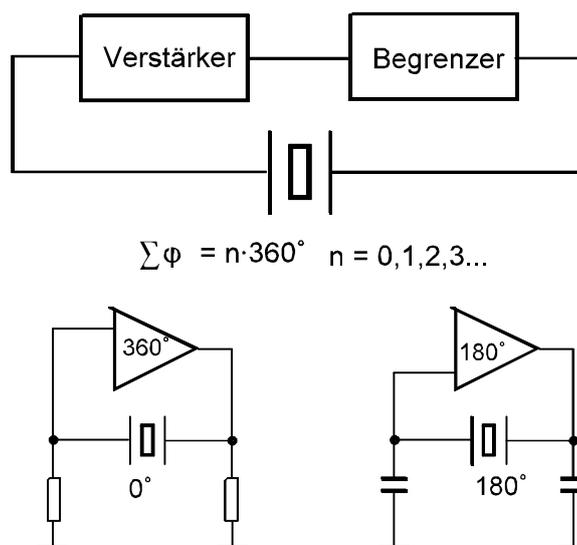


Bild 5.1 Oszillator, Prinzip

Für die Mehrzahl der Anwendungen ist die Betrachtung des Mittelwertes der Oszillatorfrequenz ausreichend. Auf das Rauschen und die Kurzzeitstabilität der Frequenz (Frequenzschwankungen im Ultrakurzzeitbereich) soll später eingegangen werden. Der Mittelwert der Oszillatorfrequenz, weiterhin nur Oszillatorfrequenz genannt, hängt also durch die Bedingung der Selbsterregung von der Phasenbedingung der Schleife ab, oder anders gesagt, jede Störung der Phasenlage der Schleife führt zu Frequenzänderungen. Störungen der Phasenlage können lokalisiert werden als:

- Veränderungen der elektrischen Parameter des Schwingquarzes.
- Veränderungen der Parameter der Oszillatorschaltung.

Der Teil a) beinhaltet die Veränderungen der Resonanzfrequenz des Schwingquarzes durch Temperatur, Temperaturgradient, Alterung, elektrische Belastung und mechanische Belastung, wie Vibration und Stöße von außen.

Der Teil b) enthält Umwelteinflüsse auf die Bauelemente der Oszillatorschaltung durch Temperatur, Feuchte, Spannungsabhängigkeit und Alterung der elektrischen Parameter sowie die Empfindlichkeit gegen mechanische Beanspruchungen. Gleich welche Ursache für die Phasenabweichung der Schleife verantwortlich ist, die hieraus resultierende Frequenzänderung ist:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta \phi}{2 Q_{\text{eff}}} \quad (1)$$

Um eine gute Frequenzstabilität zu erreichen, sind also die Phasenänderungen der Schaltung zu minimieren und die effektive Quarzgüte  $Q_{\text{eff}}$  so groß wie möglich zu halten. Die effektive Quarzgüte ist die durch die Schaltung herabgesetzte (gedämpfte) Schwingungsgüte  $Q$  des Schwingquarzes:

$$Q_{\text{eff}} = \frac{1}{\omega C_1 R_{\text{eff}}} \quad (2)$$

mit  $R_{\text{eff}} = R_1 + R_i$

Unter  $R_i$  soll die Summe aller, dem Schwingquarz in Reihe liegender Widerstände verstanden werden, z. B. der Innenwiderstand des Oszillatorverstärkers und der Verlustwiderstand des Rückkoppelnetzwerkes, kurz der reelle Widerstand der Schleife, gemessen an den Quarzanschlußpunkten (Bild 5.2). Um die

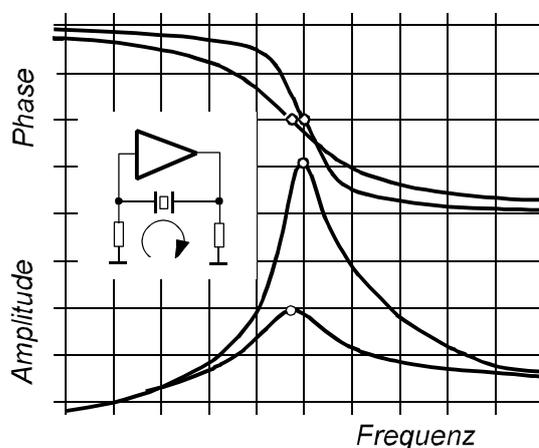


Bild 5.2 Effektive Güte

Phasenempfindlichkeit der Schaltung klein zu halten, wird die Oszillatorschaltung im allgemeinen so ausgelegt, daß der verstärkende Teil eine möglichst große Bandbreite hat, der Rückkopplungszweig mit dem Schwingquarz dagegen eine möglichst schmale Übertragungsbandbreite aufweist, damit die Schwingfrequenz im wesentlichen von den Eigenschaften des Schwingquarzes bestimmt wird. Insbesondere die obere Grenzfrequenz des Oszillatorverstärkers muß demgemäß wesentlich höher als die Betriebsfrequenz sein. Hierdurch ist die Einsetzbarkeit der häufig als Oszillatorschaltungen benutzten CMOS-, TTL-, und ECL Gatter begrenzt. Mit gleicher Vorsicht sind in Funktions-IC integrierte Quarzoszillatoren anzuwenden. Klarheit bringt sehr schnell eine Phasenmessung an der am Quarz aufgetrennten Schleife, wobei der Quarz durch einen reellen Widerstand ersetzt wird.

Die Anwendbarkeit eines Quarzoszillators wird bestimmt durch:

- Die Einstellmöglichkeit und die Einstellgenauigkeit der Frequenz auf den Sollwert
- Abweichungen der Oszillatorfrequenz durch Änderung der Umgebungstemperatur
- Die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Betriebsspannung
- Beeinflussung der Oszillatorfrequenz durch die Lastimpedanz (Abschlußwiderstand)
- Die Langzeitstabilität
- Die Kurzzeitstabilität

Bei der Zusammenschaltung des Schwingquarzes mit der zugehörigen Oszillatorschaltung ergibt sich entsprechend der zugelassenen Toleranzen eine Abweichung der Oszillatorfrequenz vom Sollwert. Diese Abweichung liegt in der Größenordnung  $\Delta f/f = \pm 20 \cdot 10^{-6} \dots \pm 100 \cdot 10^{-6}$ . Ist diese Frequenzgenauigkeit nicht ausreichend, muß die Oszillatorfrequenz durch "Ziehen" mit einer variablen Lastkapazität  $C_L$  (Trimmkondensator) auf den Sollwert eingestellt werden. Dieser Trimmkondensator muß also einerseits einen genügend großen Einstellbereich haben, andererseits muß er so fein einstellbar sein und auch stabil sein, daß die erforderliche Genauigkeit (und auch Stabilität) erreicht wird.

Beispiel:

Schwingquarz  $f_N = 4,000 \text{ MHz}$

stat. Kapazität  $C_o = 4,5 \text{ pF}$

dynam. Kapazität  $C_1 = 12 \text{ fF} (12 \cdot 10^{-3} \text{ pF})$

Mit dem Nominalwert der Lastkapazität  $C_{LN} = 30 \text{ pF}$ , gebildet aus der Summe der Schaltungskapazitäten (Rückkopplungsnetzwerk)  $C_s = 20 \text{ pF}$ , und dem Trimmkondensator  $4 \dots 17 \text{ pF}$ , ergibt sich der Variationsbereich der Lastkapazität

von  $C_{L1}$  bis  $C_{L2} = 25 \dots 37$  pF. Mit

$$PR = D_{L1L2} = \frac{\Delta f}{f} = \frac{C_1}{2} \frac{C_{L2} - C_{L1}}{(C_0 + C_{L1})(C_0 + C_{L2})} \quad (3)$$

erhalten wir die erreichbare Frequenzvariation  $\Delta f/f = \pm 29 \cdot 10^{-6}$  bezogen auf den Nennwert der Lastkapazität  $C_{LN} = 30$  pF. Dieser Wert ist ausreichend, um die angenommene Auslieferungstoleranz (Abgleichtoleranz) der Quarze mit  $\pm 20 \cdot 10^{-6}$  und die Streuung der Schaltungskapazitäten mit  $\pm 2$  pF auszugleichen. Es bleibt noch eine ausreichende Reserve, um später eine Frequenzdrift durch Alterung des Quarzes mit  $\pm 5 \cdot 10^{-6}$  auszugleichen. Bei einer Einstellgenauigkeit des Trimmers von  $\Delta C_L = 0,2$  pF erhalten wir bei der Trimmeranfangsstellung die erreichbare Frequenzeinstellgenauigkeit  $\Delta f/f$ :

$$\frac{\Delta f_L}{f} = - \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)^2} \Delta C_L = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{2(4,5 + 25)^2} \cdot 0,2 = 1,4 \cdot 10^{-6} \quad (4)$$

Bessere Einstellgenauigkeiten sind erreichbar durch die Verwendung von Präzisionstrimmern, die Einschränkung der Trimmervariation durch zusätzliche Festkondensatoren, die Anwendung einer größeren Lastkapazität, den Einsatz von Quarzen mit kleinem  $C_1$  oder der Verwendung von Obertonquarzen (kleines  $C_1$ ).

### 5.3.1 Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz

Wenn die Bedingungen der Phasentreue und der Breitbandigkeit des Oszillatorverstärkers erfüllt sind, ist die Temperaturabhängigkeit der Frequenz allein durch den Quarz bestimmt (siehe 2.11, Bild 2.19). Werden allerdings Schaltelemente eingesetzt, die die Phasentreue des Oszillatorkreises beeinflussen, können diese den Temperaturgang erheblich verändern (siehe 2.12.5 Bild 2.30). Ähnliches gilt für integrierte Oszillatorschaltungen, die die Phasenbedingung nicht ganz erfüllen. Die im Frequenzbereich 3 MHz bis 20 MHz üblichen AT-Schnitt-Quarze haben in einem weiten Temperaturbereich besonders kleine Frequenzabweichungen, (siehe 2.12.2). Deshalb werden niedere Frequenzen vorteilhaft durch Frequenzteilung einer höheren Oszillatorfrequenz erzeugt. Oszillatoren mit niederfrequenten Quarzen zeichnen sich dagegen durch besonders geringe Stromaufnahme aus. Sie sind aber (oft in DIL-Gehäuse integriert) nicht so genau. Für höhere Ansprüche sind TCXO oder OCXO anzuwenden.

### 5.3.2 Dynamische Temperaturabhängigkeit

Schwingquarze reagieren auf schnelle Temperaturänderungen kurzzeitig mit größeren Frequenzänderungen als es dem Temperaturgang entspräche. Dies ist auf mechanische Spannungen im Quarzvibrator zurückzuführen, die aufgrund von Temperaturgradienten kurzzeitig entstehen, bis sich ein neues Temperaturgleichgewicht eingestellt hat Bild 5.6.

### 5.3.3 Die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Betriebsspannung

Die inneren Halbleiterkapazitäten des Oszillatorverstärkers sind abhängig von der Betriebsspannung. Die Folge ist, daß sich mit einer Betriebsspannungsänderung die Phase der Schleife und demzufolge die Oszillatorfrequenz ändert. Dieses Verhalten kann zwar durch spezielle Schaltungsmaßnahmen minimiert, aber nicht vollständig kompensiert werden. Hinzu kommt eine Spannungsabhängigkeit bei großen Quarzbelastungen durch die Belastungsabhängigkeit des Schwingquarzes.

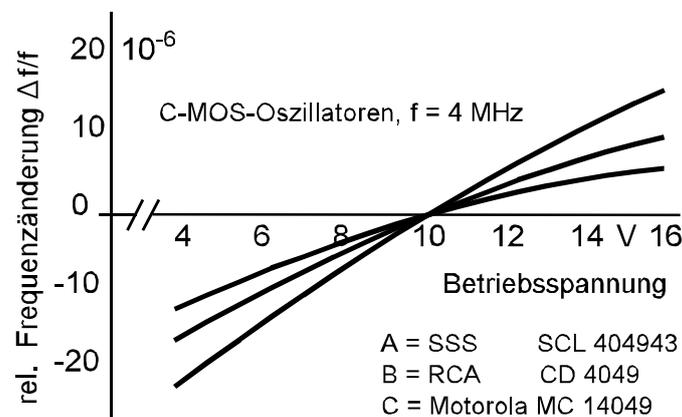


Bild 5.3 Abhängigkeit von der Betriebsspannung

Für höhere Ansprüche an die Frequenzstabilität muß die Schwingamplitude am Quarz durch eine Begrenzer-Schaltung (Fremdbegrenzung) konstant gehalten werden.

### 5.3.4 Einschwingzeit

Nach dem Anlegen der Betriebsspannung an den Quarzoszillator vergeht eine bestimmte Zeit, die Einschwingzeit, bis die Oszillatoramplitude ihre volle Größe

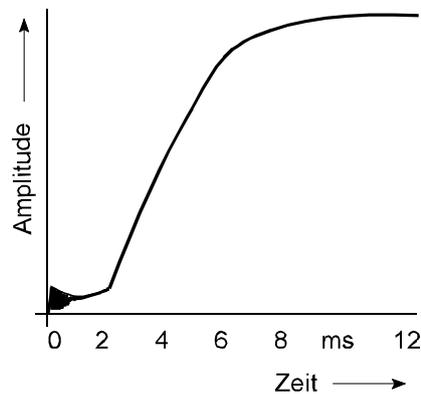


Bild 5.4 Einschwingzeit

erreicht hat. Die Einschwingzeit ist abhängig von der Schleifenverstärkung, dem Innenwiderstand des Oszillatorverstärkers und den Ersatzdaten des Schwingquarzes. Die Einschwingzeit liegt in der Größenordnung von 10 ms. Kürzere Einschwingzeiten bedeuten größere Schleifenverstärkung, kleinerer Innenwiderstand des Oszillatorverstärkers und größere dynamische Kapazität des Schwingquarzes.

### 5.3.5 Die Belastung des Oszillatorausganges

Wo auch immer am Oszillator eine Hochfrequenzspannung entnommen wird, man beeinflusst die Rückkopplungsschleife. Insbesondere wenn die Schleife nicht

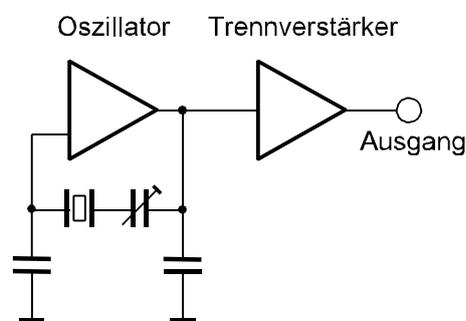


Bild 5.5 Oszillator mit Trennverstärker

reell ist oder gar bei einer Auskopplung am Schwingquarz selbst, wird man die Oszillatorfrequenz durch die Belastung mit dem Abschlußwiderstand beeinflussen. Besonders stark ist die Beeinflussung der Schwingfrequenz durch kapazitive oder induktive Belastungen. Allein die Leitungsführung und die Eingangskapazität der folgenden Schaltung und deren Unstabilitäten verursachen oft unzulässige Frequenzverwerfungen. Die kapazitive Belastung kann in ungünstigen Fällen sogar zum Aussetzen der Oszillatorschwingung oder zum wilden Schwingen der Schaltung führen. Zur Erzielung höherer Genauigkeit und vor allem bei wechselnder Belastung, ist dem Oszillator ein Trennverstärker nachzuschalten.

### 5.3.6 Die Langzeitstabilität

Wenn die bisher genannten Einflüsse auf die Oszillatorfrequenz eliminiert oder ausgeschlossen sind, hängt die zeitabhängige Frequenzstabilität (Alterung) hauptsächlich vom verwendeten Schwingquarz ab. Typische Alterungswerte für normale AT-Schnitt-Quarze liegen bei  $\Delta f/f \pm 2 \times 10^{-6}$  im ersten Jahr. Die Alterungswerte für vorgealterte Quarze liegen deutlich darunter, für Präzisionsquarze werden Alterungswerte von  $1 \times 10^{-10}/\text{Tag}$  nach dem ersten Betriebsmonat erreicht. Siehe hierzu Kapitel 2.12.11, (Alterung). Der größte Betrag der Alterung erfolgt in den ersten Tagen. Es ist deshalb sinnvoll, Oszillatoren mit den zugehörigen Quarzen für 2 bis 3 Tage bei höheren Temperaturen zu betreiben ("einzubrennen"). Nach einer, durch starke mechanische Belastungen hervorgerufenen Frequenzänderung läuft ein erneuter Alterungsprozeß ab.

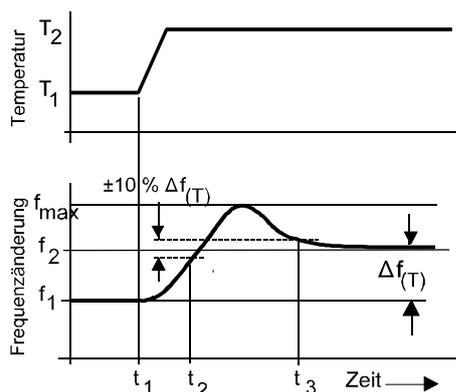


Bild 5.6 Überschwingen

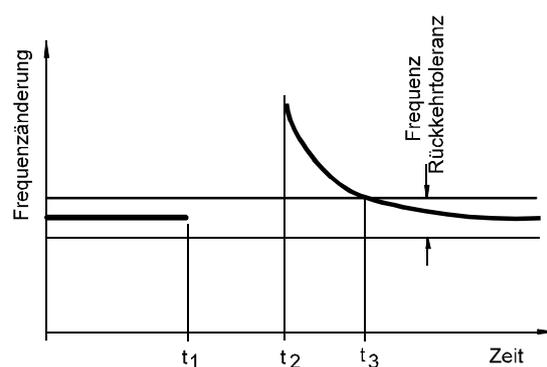


Bild 5.7 Wiedereinlauf

Bei den für Präzisionsquarzen üblichen Alterungswerten von  $\Delta f/f = 10^{-8}$  bis  $10^{-10}$ , aber auch bei TCXO deutlich sichtbar, erfolgt nach einer plötzlichen Temperaturänderung ein Überschwingen (Bild 5.6) und ein Wiedereinlaufen (Bild 5.7). Ebenso erfolgt nach jeder Betriebsunterbrechung ein erneuter

"Wiedereinlauf" der Frequenz. Genauere Oszillatoren werden deshalb in einer "Stand by"-Schaltung bei Betriebsunterbrechungen weiterbetrieben. Bei einfachen Oszillatoren ist die Frequenzalterung meist vernachlässigbar klein gegenüber der Temperaturabhängigkeit.

### 5.3.7 Festlegung von Oszillatorparametern

Für die Anwendung von Oszillatoren müssen deren Eigenschaften fest umrissen werden. Die untenstehende Auflistung von Oszillatorkennwerten soll einen Überblick über zu spezifizierende Kenndaten geben. Sie gelten für alle Oszillatorarten. Spezielle, zusätzliche Daten für VCXO, TCXO und OCXO sind den speziellen Abschnitten beigelegt.

Es hängt von der jeweiligen Anwendung ab, welche der aufgelisteten Kenndaten spezifiziert werden müssen. Oft schließen sich einige Parameter gegenseitig aus oder es muß ein Kompromiß gefunden werden. Aus Kostengründen heißt es auch hier: so wenig wie möglich, aber so viel wie nötig angeben.

### 5.3.8 Typische Oszillatorkennwerte

Frequenz:

- . 1 Nennfrequenz, die Frequenz, nach der der Oszillator benannt ist
  - . 2 Frequenztoleranz, die maximal zulässige Abweichung von der Nennfrequenz unter bestimmten Betriebsbedingungen.
  - . 3 Frequenztoleranz bei der Bezugstemperatur
  - . 4 Temperaturbedingte Frequenzänderung im Arbeitstemperaturbereich
  - . 5 Frequenzänderung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung oder dem Betriebsspannungsbereich, in dem . 3 gilt.
  - . 6 Frequenz in Abhängigkeit von der Zeit (Alterung)
  - . 7 Frequenzänderung durch Belastung, nach Betrag und Phase, bzw. Angabe der Nennbelastung
  - . 8 Frequenzänderung bzw. Modulation während mechanischer Belastungen wie z. B. Vibration
- \* oft wird es ausreichen, eine Gesamttoleranz für .1 bis .8 anzugeben

Stromversorgung:

- . 9 Nennspannung und zul. Spannungsbereich, Stabilisierung und Welligkeit
- . 10 Polung, eventl. Verpolsicherheit, Überspannungsfestigkeit (max. zul. Spannungsspitzen)

. 11 Stromaufnahme oder Leistung

Ausgangseigenschaften:

- . 12 Kurvenform
- . 13 Amplitude bzw. Leistung an definierter Belastung (Nennbelastung)
- . 14 Innenwiderstand
- . 15 Klirrfaktor
- . 16 Nebenschwingungen (Störmodulation)
- . 17 Signal-Rauschabstand

Frequenzverhalten:

- . 18 Einlaufdauer nach Betriebspausen
- . 19 Wiederholgenauigkeit nach Betriebspausen (Wiedereinlauf)
- . 20 Frequenzziehbereich
- . 21 Einstellgenauigkeit
- . 22 Langzeitstabilität
- . 23 Kurzzeitstabilität

Umgebung:

- . 24 Temperaturbereich für Lagerung und Betriebsfähigkeit
- . 25 max. zul. Schock, Vibration, Beschleunigung bei Transport und Betrieb

## 5.4 Spannungsgesteuerte Quarzoszillatoren (VCXO)

Oft besteht die Forderung, die Frequenz eines Quarzoszillators durch Variieren einer angelegten Gleichspannung statisch zu steuern. Meist zur Synchronisation

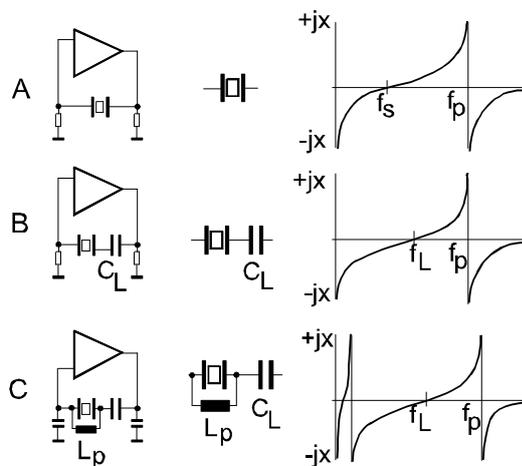


Bild 5.8 Ziehen der Oszillatorfrequenz

der an sich schon recht genauen Frequenz. Aber auch eine dynamische Steuerung

der Frequenz, durch eine Wechselfspannung zur Frequenzmodulation des Signals wird mit VCO's bewirkt. Bei Quarzoszillatoren wird allgemein eine Frequenzänderung der Oszillatorfrequenz durch Variation eines dem Schwingquarz in Reihe liegenden Lastkondensators  $C_L$  erzielt. Die (theoretisch) maximale Frequenzvariation liegt zwischen  $f_s$  und  $f_p$ . Dieser max. Variationsbereich kann durch Kompensation der Parallelkapazität  $C_0$  des Quarzes mit einer zusätzlichen Induktivität erweitert werden (Bild 5.8).

für Bild 5.8 B gilt:

$$f_L = f_s \left( 1 + \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \right) \quad (5)$$

Für Bild 5.8 C gilt:

$$L_p = \frac{1}{\omega^2 C_0} \quad f_{1,2} \approx \left( 1 \pm \sqrt{\frac{C_1}{C_0}} \right) \quad (6)$$

Ersetzt man den, dem Schwingquarz in Reihe liegenden, Lastkondensator  $C_L$  durch eine Kapazitätsdiode, kann die Arbeitsfrequenz des Oszillators durch die Vorspannung der Kapazitätsdiode gesteuert werden (Bild 5.9).

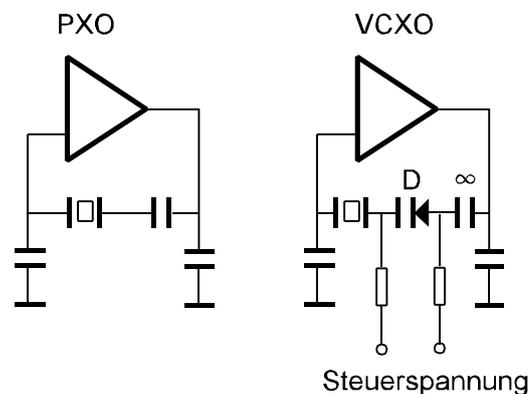


Bild 5.9 Frequenzsteuerung bei VCXO

Die Nichtlinearität der Ziehempfindlichkeit des Quarzes wird größtenteils durch die gegenläufige Nichtlinearität der Kapazitätsdiode kompensiert. Weitere Linearisierungen sind durch Reihen- oder Parallelschaltungen einer Induktivität zum Quarz möglich. (Bild 5.8). Im Interesse eines großen Frequenzhubes, sind Schwingquarze mit großer dynamischer Kapazität  $C_1$  einzusetzen.

Das Kapazitätsverhältnis  $r = C_0/C_1$  soll möglichst klein sein, hier gilt es, parallel

zu  $C_0$  liegende Kapazitäten zu vermeiden.

Frequenz	Ordnung des Obertones	r	$C_1$
2 MHz	Grundton	300...400	10 fF
4 MHz	Grundton	250...350	8...20 fF
8 MHz	Grundton	230	15...25 fF
16 MHz	Grundton	220	20...25 fF
30 MHz	3.Oberton	2500	1...2 fF
60 MHz	3.Oberton	2500	1...2 fF
60 MHz	5.Oberton	5700	0,5...0,7 fF
120 MHz	7.Oberton	12000	0,2...0,3 fF

Typische Werte von AT-Schnitt-Quarzen

Bei hohen Frequenzen, für die nur Obertonquarze erhältlich sind, wird der Frequenzhub wegen der kleinen  $C_1$ -Werte für viele Anwendungen zu klein. In diesen Fällen muß mit Oszillatoren im Grundtonbereich gearbeitet werden und durch die Vervielfachung der Frequenz, der Hub mit vervielfacht werden.

#### 5.4.1 Typische Oszillatorkennwerte für VCXO

Zusätzlich zu den in 5.3.8 aufgeführten Oszillatorkennwerten sind für die Charakterisierung von VCXO's die nachfolgenden Angaben gebräuchlich:

- Der Nennwert des Frequenzhubes ist der Frequenzhub, auf den die charakteristischen Daten des Oszillators bezogen werden.
- Der maximale Frequenzhub wird meist auf einen festgelegten Klirrfaktor und eine festgelegte Modulationsfrequenz bezogen
- Die Frequenzmodulationssteilheit ist definiert als

$$\Delta f / U = \frac{\text{Frequenzhub}}{\text{Modulationseingangsspannung}} \quad (7)$$

gemessen bei festgelegter Modulationsfrequenz und dem Nennwert des Frequenzhubes. Weniger gebräuchlich ist die Angabe der Modulationseingangsspannung, die den Nennwert des Frequenzhubes bewirkt.

- Frequenzbereich der Modulationsspannung  
Angabe der maximalen und minimalen Modulationsfrequenz, bei der die Modulationssteilheit auf einen angegebenen Wert abfällt (z.B. um 3 dB).  
Oder die Angabe des maximalen Modulationsindex  $m_F$

$$m_F = \frac{\text{Hub}}{\text{Modulationsfrequenz}} \quad (8)$$

- Angabe der maximalen übertragbaren Flankensteilheit bei PCM-Anwendung.
- Frequenzgang der Frequenzmodulation.

Änderung der Frequenzmodulationssteilheit in Abhängigkeit von der Modulationsfrequenz

- Störfrequenzmodulation

Frequenzhub bei vorgeschriebenem Abschluß des Modulationseinganges, jedoch ohne Modulationseingangsspannung. Angabe in dB bezogen auf den Nennwert des Frequenzhubes. Die Störfrequenzmodulation ist meist verursacht durch Netzbrummen oder Rauschen des Netzteiles.

- Impedanz des Modulationseinganges
- Nichtlinearität der Modulationskennlinie

Die Nichtlinearität ist die Abweichung der Übertragungskennlinie des Modulators (VCXO) von einer Geraden.

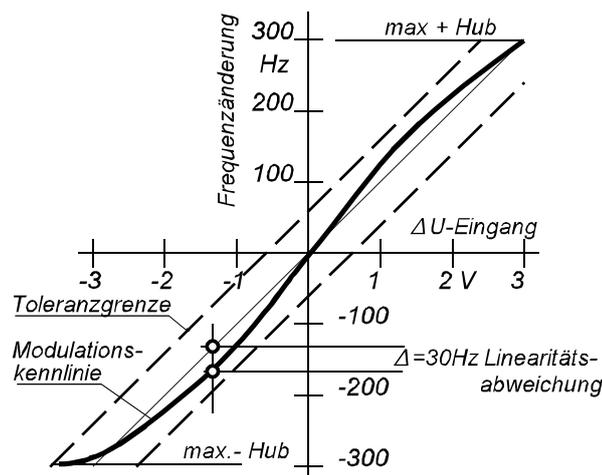


Bild 5.10 Frequenzmodulationskennlinie

Die Abweichung der Modulationskennlinie von der Idealkennlinie wird in % des Modulationshubes angegeben (Bild 5.10). Die Nichtlinearität kann auch

als Verzerrung der Modulation angegeben werden. Man unterscheidet zwischen der statischen und der dynamischen Prüfung der Modulationsverzerrungen. Bei der statischen Prüfung wird der Modulationseingang mit einer Gleichspannung beaufschlagt. Die Abweichung von der Proportionalität zwischen Frequenzhub und Modulationsgleichspannung ist die Modulationsverzerrung. Bei der dynamischen Prüfung wird ein sinusförmiges Signal einer festgelegten Frequenz und Amplitude auf den Modulationseingang gegeben. Die Verzerrung des Ausgangssignals wird nach der Demodulation mit einem Klirrfaktormesser bestimmt.

#### 5.4.2 Typische Daten von VCXO

Frequenzbereich	2 ... 100 MHz
Frequenzmodulationssteilheit	10 ... 200 $10^{-6}/V$
Nichtlinearität	0,1 ... 5 % (Klirrfaktor)
maximaler Modulationshub im Bereich der Quarze im	
	Grundton $350 \cdot 10^{-6}$
	3. Oberton $40 \cdot 10^{-6}$
	5. Oberton $15 \cdot 10^{-6}$
	7. Oberton $7 \cdot 10^{-6}$
	9. Oberton $5 \cdot 10^{-6}$
Frequenzstabilitäten	$1 \cdot 10^{-4}$ ... $5 \cdot 10^{-6}$

### 5.5 Temperaturkompensierte Quarzoszillatoren (TCXO)

Die Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz ist bei einfachen Oszillatoren durch den Temperaturgang der Quarze gegeben (Bild 2.19). Auch bei der Verwendung von AT-Schnitt-Quarzen sind der Minimierung des Temperaturganges durch die physikalischen Konstanten des Materials Quarz Grenzen gesetzt (Bild 2.26). Werden kleinere Werte des Temperaturganges gefordert, kann der Temperaturgang des Quarzoszillators mit einer elektrischen Schaltung kompensiert werden (TCXO = Temperature-Compensated-Xtal-Oszillator).

#### 5.5.1 Analoge TCXO

Die Kompensation des Temperaturganges eines Quarzoszillators erfolgt durch die temperaturabhängige Steuerung eines VCXO. Dem Modulationseingang wird eine Steuerspannung (Modulationsspannung) zugeführt, die dem Temperaturgang

der Quarzfrequenz genau entgegenwirkt. Die Steuerspannung wird in einem temperatursensitiven Netzwerk erzeugt (Bild 5.11 und 5.12). Als Temperatursensoren werden meist NTC-Widerstände (Thermistoren) verwendet. Mit einfachen Netzwerken, bestehend aus Festwiderständen und einem oder zwei NTC-Widerständen, können nur annähernd lineare Temperaturabhängigkeiten kompensiert werden.

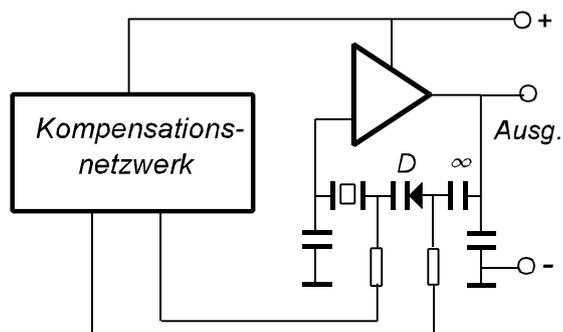


Bild 5.11 Analoge TCXO

Aus diesem Grund werden für TCXO mit einfacher Kompensation Quarze verwendet, deren Frequenz-Temperatur-Umkehrpunkte außerhalb des Arbeitstemperaturbereiches liegen, oder es wird nur ein Umkehrpunkt in die

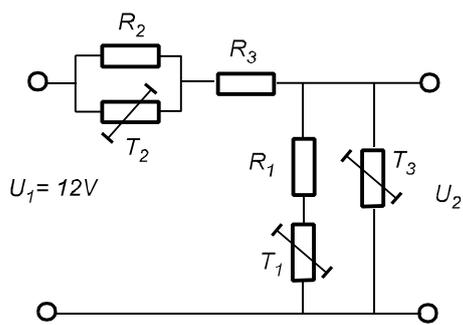


Bild 5.12 TCXO

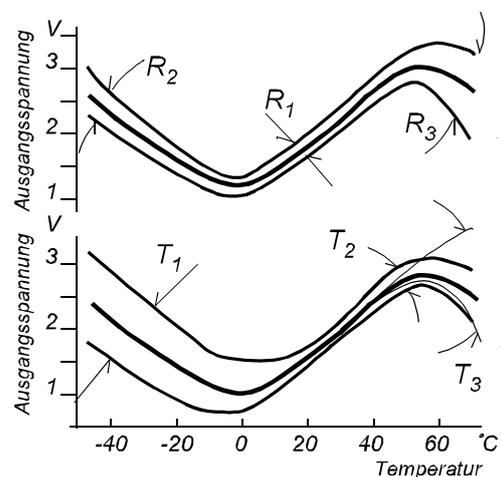


Bild 5.13 Wirkung der Einzelemente nach Bild 5.12

Kompensation einbezogen. Allerdings haben AT-Schnitt-Quarze mit weit voneinander entfernten Umkehrpunkten auch einen relativ großen Temperaturgang der Frequenz, der zu kompensieren ist. Entsprechend hoch sind die Anforderungen an die Stabilität des Kompensationsnetzwerkes. Eine sorgfältige Stabilisierung der Speisespannung und die Auswahl langzeitstabiler Bauelemente für das Netzwerk

sind erforderlich. Auch der Auswahl der zu verwendenden Schwingquarze kommt eine erhöhte Bedeutung zu: etwaige Diskontinuitäten im Frequenz-Temperaturverhalten, sonst kaum bemerkbar, treten nach der Kompensation voll in Erscheinung. Diese Diskontinuitäten treten meist erst bei größeren Quarzbelastungen auf, was bei der Auslegung der Schaltung bereits berücksichtigt werden kann. Weiterhin störend sind Überschwingen der Quarzfrequenz bei plötzlichen Temperaturänderungen und Hystereseerscheinungen. Gegen plötzliche Temperaturänderungen ist der TCXO-Baustein mit einem eigenen Gehäuse, evtl. mit wärmeisolierender Auskleidung zu versehen und im Gerät an einer temperatugeschützten Stelle zu montieren. Gegen Hysterese sind die Thermistoren in einem guten Wärmekontakt mit dem Quarz anzuordnen. Aufgrund der Streuung der Temperaturgänge von Quarz und Oszillatorschaltung, werden die Werte für das Kompensationsnetzwerk individuell, entsprechend der durchgeführten Messungen, errechnet. Eine Reparatur ist also ohne Neurechnung des Netzwerkes nicht möglich.

### 5.5.2 Digitale TCXO

Die Temperatur des Schwingquarzes wird wieder mit einem Temperaturfühler (z.B. PT100) gemessen und, der durch A/D-Wandler digitalisierte Wert einem

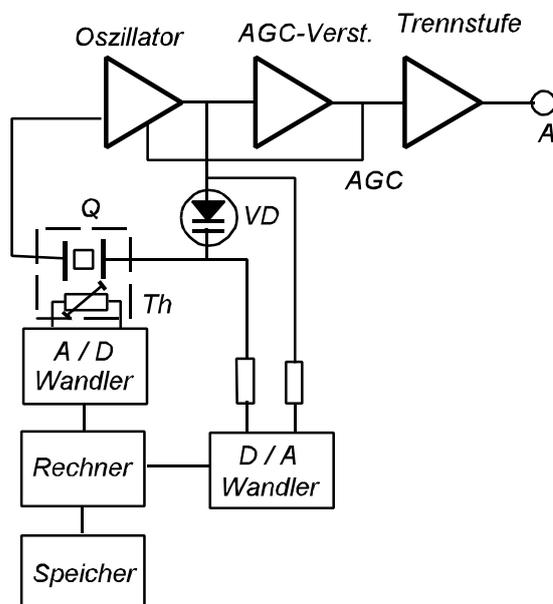


Bild 5.14 Digitaler TCXO

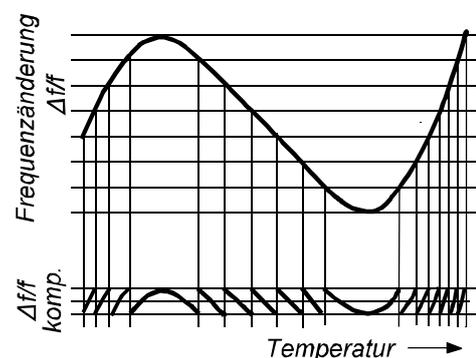


Bild 5.15 Digitale Kompensation

Rechner zugeführt. Entsprechend der im Speicher abgelegten Meßwerte wird

ein zur Kompensation des Temperaturganges erforderlicher digitaler Spannungswert auf den D/A- Wandler gegeben, der einen entsprechenden analogen Spannungswert zur Steuerung der Kapazitätsdiode ausgibt (Bild 5.14).

Mit dieser Methode können beliebige Kurvenformen und damit große Temperaturbereiche kompensiert werden. Je nach Anzahl der verfügbaren Speicherplätze wird die kompensierte Temperaturabhängigkeit der Frequenz mehr oder weniger große Sprünge aufweisen. Zur Ermittlung der Tabellenwerte im Speicher wird man sich auf einige wenige Temperaturmessungen beschränken und die für die Tabelle erforderlichen Zwischenwerte mit einem Rechner entsprechend der Gleichung des Temperaturganges

$$\frac{\Delta f}{f} = a(\Delta T) + b(\Delta T)^2 + c(\Delta T)^3 \quad (9)$$

ermitteln. Für hohe Ansprüche wird der Rechner als Mikroprozessor gleich in das System einbezogen. Statt der Tabellenwerte werden jetzt die exemplarischen Konstanten der Gleichung in den Speicher gegeben. Die Regelspannung wird fast kontinuierlich in Abhängigkeit von der Temperatur errechnet und über den D/A-Wandler der Varaktordiode zugeführt. Die theoretische Grenze der Kompensation ist durch die Quantisierung der Temperaturschritte und der Schritte der Analogspannung durch den D/A-Wandler gegeben.

Analoge TCXO haben den Vorteil geringerer Stromaufnahme, digitale TCXO den Vorteil eines größeren Temperaturbereiches.

### 5.5.2.1 Die mit TCXO erreichbaren Frequenzgenauigkeiten

Die mit TCXO - Schaltungen erreichbaren Genauigkeiten liegen in etwa bei:

Temperaturbereich	Frequenzänderung $\Delta f/f$
0... 50 °C	0,2...1 x 10 <sup>-6</sup>
-20... 70 °C	0,2...2 x 10 <sup>-6</sup>
-40... 90 °C	0,3...3 x 10 <sup>-6</sup>
-55...105 °C	0,5...5 x 10 <sup>-6</sup>

Die kleineren Werte der Frequenzänderung gelten jeweils für digitale TCXO, die größeren Werte für analoge Schaltungen. Der Übergang ist schleifend.

Die Leistungsaufnahme der TCXO liegt bei etwa 20...200 mW.

Mit rechnergesteuerten TCXO können etwa um eine Zehnerpotenz bessere Werte, als eben angegeben, erreicht werden. Der Aufwand wird jedoch unrentabel hoch. Zu erwartende Diskontinuitäten der Temperaturgänge geeigneter Quarze liegen bereits in der Größenordnung von 0,2 ppm und das Überschwingen der Quarzfrequenz bei schnellem Temperaturwechsel in der Größenordnung 0,5 ppm. TCXO der höheren Genauigkeitsklasse sind also vor schnellen Temperaturänderungen zu schützen. Sonst gelten die entsprechenden Vorkehrungen wie bei VCXO: gute Siebung der Stromversorgung und besonders gute Stabilisierung der Betriebsspannung, weil Spannungsänderungen über das Kompensationssystem in besonders starkem Maß auf die Oszillatorfrequenz einwirken. Nachdem nun die Frequenzgenauigkeit durch den Temperaturgang kompensiert ist, gewinnen die Parameter Alterung, Wiederkehrgenauigkeit und Einlaufzeit erheblich an Bedeutung.

## 5.6 Temperaturstabilisierte Quarzoszillatoren (OCXO)

Bei höheren Anforderungen an die Frequenzstabilität ist der Schwingquarz, oder auch der Quarz mit der zugehörigen Oszillatorschaltung bei einer konstanten Temperatur zu betreiben, d. h. in einem Thermostaten zu betreiben. Auch bei

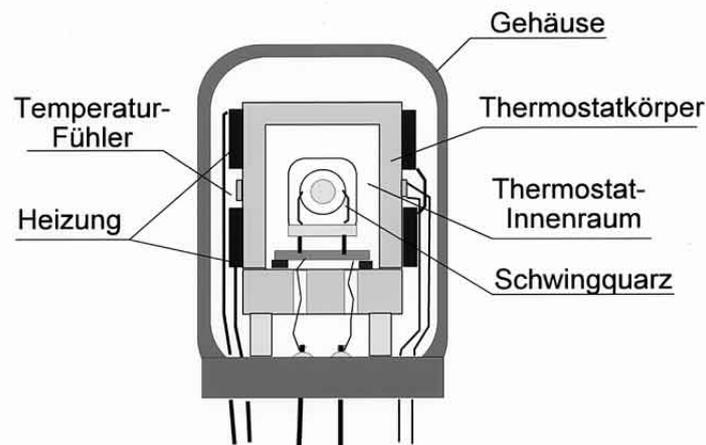


Bild 5.16 Einfachthermostat, Aufbau

aufwendiger Temperaturregelung des Thermostaten bleibt eine geringe Temperaturschwankung (Welligkeit) erhalten. Zur Minimierung der hieraus resultierenden Frequenzänderungen, ist die Thermostat-Temperatur auf die Temperatur des Umkehrpunktes der  $T_k$ -Kurve des jeweiligen Quarzes einzustellen. Die Regelung eines normalen Thermostaten basiert auf der Wärmeabgabe an

die kühlere Umgebung. Die Thermostatterperatur muß also deutlich über der höchsten Betriebstemperatur des Gerätes liegen. Andererseits ist bei höheren Temperaturen eine größere Alterung zu erwarten (siehe 2.12.11) und die durch die Welligkeit der Temperaturregelung verbleibende Frequenzschwankung wird größer (Bild 2.27).

### 5.6.1 Aufbau einstufiger Thermostate

In Bild 5.16 ist der prinzipielle Aufbau eines einstufigen Thermostaten zur Temperaturregelung eines Schwingquarzes dargestellt. Der Thermostat besteht aus der temperierten Thermostatkammer, die den Schwingquarz oder auch den kompletten Quarzoszillator enthält, dem Thermostatkörper, den Temperaturfühler, der Heizung und der Regelschaltung (Bild 5.17). Um die Wärmeabfuhr nach außen zu vermeiden und die Auswirkung schneller äußerer Temperaturänderungen zu minimieren, befindet sich diese Anordnung in einem Thermogehäuse. Zum Betrieb des Thermostaten wird noch die Regelschaltung benötigt, die die erforderliche Wärmezufuhr regelt. Die Temperaturregelschaltung besteht aus Temperaturfühler, Verstärker mit Leistungsstufe und der Heizvorrichtung. Die Temperaturfühler sind in

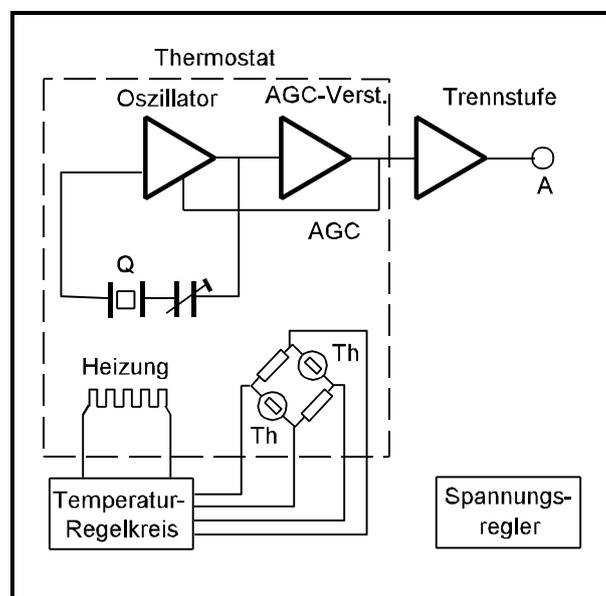


Bild 5.17 Thermostat,  
Prinzip der Regelschaltung

in einer Brückenschaltung angeordnet. Abweichungen von der Solltemperatur führen zu einem Ungleichgewicht dieser Temperaturmeßbrücke, die hieraus resultierende Brückenspannung wird verstärkt der Heizvorrichtung zugeführt. Damit wird erreicht, daß bei großen Temperaturunterschieden eine entsprechend

große Heizleistung erzeugt wird (Anheizen) und in der Nähe der Solltemperatur nur eine geringe Heizleistung zur Deckung der Wärmeverluste erzeugt wird. Mit den Brückenwiderständen kann die Temperatur, mit der Verstärkung das Regelverhalten des Thermostaten eingestellt werden. Bei kleinen Thermostaten wird zur Heizung die Verlustwärme eines Leistungstransistors genutzt. Bei einem hohen Verstärkungsfaktor dieses Transistors kann die Heizung nahezu verlustlos geregelt werden. Der Transistor befindet sich in einem guten Wärmekontakt zum Thermostatkörper. Die Schwingquarze sind empfindlich gegen Temperaturgradienten. Die von der Temperaturregelung erzeugte Temperaturwelligkeit kann deshalb größere Frequenzschwankungen hervorrufen, als es dem Temperaturgang des Quarzes entspräche. Diese Frequenzänderungen sind besonders

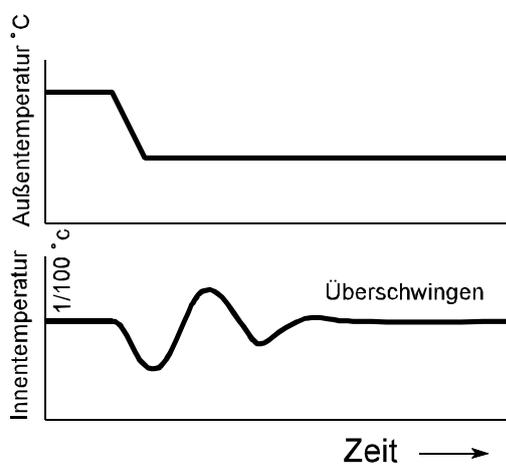


Bild 5.18 Einlauf eines Thermostaten

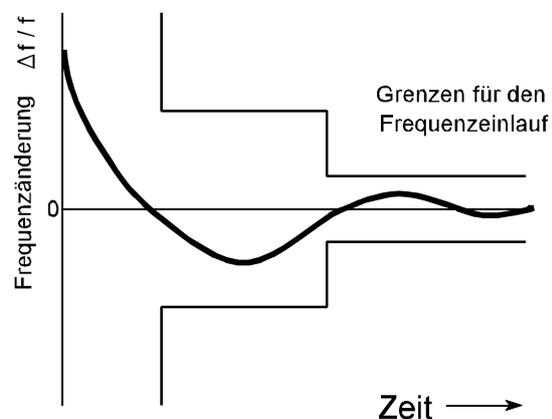


Bild 5.19 Überschwingen der Frequenz

groß, wenn die Änderungsgeschwindigkeit der Temperatur groß ist. Thermostate mit großer Wärmekapazität und geringen Wärmeverlusten haben im allgemeinen eine kleine Änderungsgeschwindigkeit der Temperatur. Große Wärmekapazität bedeutet allerdings auch eine lange Aufheizzeit nach dem Einschalten des Thermostaten. Deshalb erhalten Thermostate häufig eine zweite Hilfsheizung mit hoher Heizleistung, die direkt unterhalb der Solltemperatur abgeschaltet wird. Eine kurze Aufheizzeit bedeutet in den meisten Fällen ein Überschwingen der Innentemperatur des Thermostaten und außerdem ein Überschwingen des Frequenzeinlaufes des Schwingquarzes (Bild 5.19). Es hat also keinen Sinn, die Einlaufzeit extrem kurz zu machen. Präzisionsquarze sehr hoher Genauigkeit und kleiner Frequenzalterung im Bereich von  $\Delta f/f = 10^{-9}$  /Tag reagieren auf Betriebsunterbrechungen mit einem "Wiedereinlauf" der Frequenz. Der Wiedereinlauf kann einige Stunden dauern, er kann im Genauigkeitsbereich von  $10^{-10}$  mehrere Tage dauern, bis der Quarz auf die ursprüngliche Frequenz wieder eingelaufen ist. Bei Abschalten eines Gerätes hoher Frequenzgenauigkeit läuft dann der Thermostat mit dem Quarzoszillator im "stand by"-Betrieb weiter.

Um die durch Thermostatbetrieb ermöglichte Frequenzgenauigkeit voll auszuschöpfen, wird die Oszillatorschaltung ebenfalls im Thermostaten untergebracht. Die Amplitudenregelung des Oszillators wird für diesen Genauigkeitsanspruch eine Fremdregelung sein (AGC = automatic gain control), die der nachgeschalteten Pufferstufe entnommen wird (Bild 5.17).

Die mit Einfachthermostaten erreichbaren Frequenzgenauigkeiten liegen bei

Temperaturbereich °C	Frequenzgenauigkeit $\Delta f/f$
-55...105	$0,1...2 \times 10^{-7}$
-40... 90	$0,1...1 \times 10^{-7}$
-20... 70	$0,05...1 \times 10^{-7}$
0... 50	$0,05...0,5 \times 10^{-7}$

typische Werte für die Einlaufzeit:

Zeit nach dem Einschalten:	Frequenzfehler:
10 Min	$1 \cdot 10^{-6}$
30 Min	$0,1 \cdot 10^{-6}$
120 Min	Toleranz

### 5.6.2 Zweistufige Thermostate

Werden noch höhere Temperaturstabilitäten gefordert, sind Doppelthermostaten einzusetzen. Hierbei wird die Umgebungstemperatur für den Innenthermostat durch einen einfachen Außenthermostaten vorgeregelt.

Regelgüten von  $10^4$  sind üblich. Die mit Doppelthermostaten temperaturstabilisierten Präzisionsquarzoszillatoren erreichen Frequenzgenauigkeiten von:

Temperaturbereich	Frequenzgenauigkeit $\Delta f/f$
-55...105 °C	$3 \cdot 10^{-9}$
-40... 90 °C	$1 \cdot 10^{-9}$
-20... 70 °C	$0,5 \cdot 10^{-9}$
0... 50 °C	$0,1 \cdot 10^{-9}$

### 5.6.3 Bestellangaben für den Thermostaten des OCXO

- .1 Nenntemperatur
- .2 Arbeitstemperaturbereich
- .3 Temperaturbereich der Lagerfähigkeit
- .4 Einstellbereich der Innentemperatur
- .5 Einstellgenauigkeit der Innentemperatur
- .6 Alterung der Innentemperatur
- .7 max. Änderung der mittleren Innentemperatur im Arbeitstemperaturbereich
- .8 Welligkeit der Innentemperatur
- .9 Einlaufzeit
- .10 Maximales Überschwingen der Innentemperatur bei plötzlichen Änderungen der Außentemperatur
- .11 Zulässige Änderung der Umgebungstemperatur ohne Überschwingen der Innentemperatur .
- .12 Betriebsspannung
- .13 max. Heizleistung (Aufheizen)

## 5.7 Literatur

DIN 45174 Teil 1, Quarz-Oszillatoren, Begriffe  
DIN 45174 Beiblatt 1 zu Teil 1  
DIN 45174 Teil 2 Quarzoszillatoren, Prüfungen  
DIN 45175 Leitfaden "Quarz-Oszillatoren"  
DIN 45172 Schwingquarz-Thermostate

Frerking, Marvin E.

Crystal Oscillator Design and Temperature  
Compensation, Van Nordstrand-Reinhold Company, 1978

Neubig, B.

Schwingquarze in der Oszillatorschaltung,  
Referate des ZVEI-Symposiums Quarze 1985, ZVEI-Fach-  
band Bauelemente der Elektronik, Vistas-Verlag Berlin

Parzen und Ballato

Design of Crystal and Other Harmonic Oscillators  
John Wiley & Sons, New York, 1978

Matthys, Robert J.

Crystal Oscillator Circuits  
John Wiley & Sons, New York, 1983

Gerber - Balloto,

Precision Frequency Control (2 Bände)  
Academic Press, Inc. New York, 1985

A. van der Ziel,

Noise,  
Prentice-Hall, Inc. New York, 1954

P. Kartaschoff, J. A. Barnes, Standard Time and Frequen-  
cy Generation, Proc. IEEE, vol. 60, Mai 1972, S. 494

Allan, D. W. Statistics of Atomic Frequency Standards,  
Proc. IEEE, Vol. 54, Febr. 1966, S. 221-230

## 6. Oszillatorschaltungen mit Schwingquarzen

### 6.1 Elektrische Kenngrößen von Schwingquarzen

Das vereinfachte elektrische Schaltbild eines Schwingquarzes, wie es für Oszillatoranwendungen wichtig ist, wird in Bild 6.1 gezeigt. Die Hauptresonanz wird durch einen Serienresonanzkreis aus  $L_1$ ,  $R_1$ ,  $C_1$ , die Nebenwellen und Obertöne durch zusätzliche parallele Serienschwingkreise dargestellt.  $C_{0q}$  ist die statische Kapazität, die hauptsächlich durch die Elektrodenfläche bestimmt wird.  $C_{H1}$ ,  $C_{H2}$  sind die Kapazitäten zwischen Resonator und Gehäuse, sie betragen bei Metallgehäusen typisch 0,5 pF... 1 pF. Für ungeerdete Gehäuse (auch bei der Messung in einem Kapazitätsmeßgerät) beträgt die gesamte statische Kapazität  $C_0$

$$C_0 = C_{0q} + \frac{C_{H1} \cdot C_{H2}}{C_{H1} + C_{H2}} \quad (1)$$

Es wird empfohlen, in der Oszillatorschaltung das Quarzgehäuse zu erden. Die Auswirkung der drei Teilkapazitäten  $C_0$ ,  $C_{H1}$  und  $C_{H2}$  in der Schaltung kann sehr unterschiedlich sein und ist für eine Schaltungssimulation nicht vernachlässigbar.

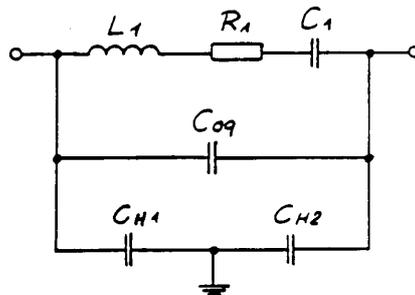


Bild 6.1: Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes

Für einen verlustfreien Quarz ( $R_1 = 0$ ) ist der Blindwiderstandsverlauf in der Nähe der Resonanz aus Bild 6.2 ersichtlich.

Im Bereich zwischen der Resonanzfrequenz

$$f_r \approx f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (4)$$

und der Antiresonanzfrequenz

$$f_a \approx f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_p}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} \approx f_s \left(1 + \frac{C_1}{2C_0}\right) \quad (5)$$

mit:

$$C_p = \frac{C_0 \cdot C_1}{C_0 + C_1} \quad (6)$$

weist der Quarzresonator einen positiven - d.h. induktiven - Blindwiderstand auf, oberhalb  $f_a$  und unterhalb  $f_r$  ist er kapazitiv.

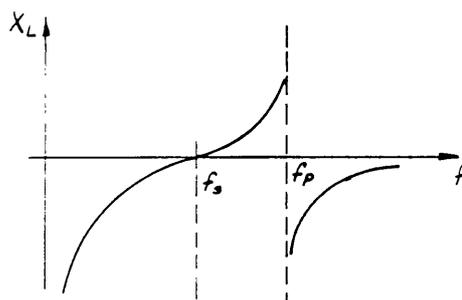


Bild 6.2: Blindwiderstandsverlauf eines verlustfreien Schwingquarzes

Für einen reellen verlustbehafteten Schwingquarz bildet die Admittanz einen Kreis in der komplexen Y-Ebene, dessen Radius  $R_1$  ist und dessen Zentrum um  $\omega C_0$  oberhalb der reellen Achse liegt (vgl. Bild 6.3).

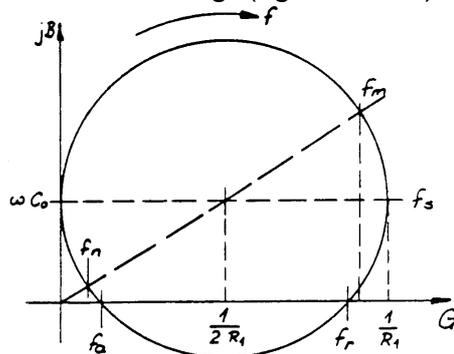


Bild 6.3: Ortskreis der komplexen Quarzadmittanz

Drei charakteristische Frequenzen können bei niedriger Impedanz bzw. auf der hochohmigen Impedanzseite definiert werden:

a) *Niedrige Impedanz:*

- Die Resonanzfrequenz  $f_r$ , bei der die Gesamtadmittanz reell ist (Phase 0)
- Die Serienresonanzfrequenz  $f_s$  des Serienschwingkreises  $L_1, C_1, R_1$ .
- Die Frequenz der maximalen Admittanz  $f_m$  (Impedanz hat Minimalwert).

b) *Hohe Impedanz:*

- Die Antiresonanzfrequenz  $f_a$  (Phase 0)
- Die Parallelresonanzfrequenz  $f_p$  (bei Verlustfreiheit).
- Die Frequenz der minimalen Admittanz  $f_n$  (Impedanz hat Maximalwert).

Oszillatoren können prinzipiell nur in der Umgebung der niedrigen Impedanz stabil betrieben werden (siehe 6.2.5).

Der Ortskreis wird mit steigender Frequenz im Uhrzeigersinn durchlaufen. Wenn es keine weitere Resonanz gibt, läuft er auf der imaginären Achse gegen unendlich aus. Nur in dem schmalen Bereich zwischen  $f_r$  und  $f_a$  ist die Quarzimpedanz induktiv, das heißt nur in diesem Bereich kann der Schwingquarz in einem eindeutigen Arbeitspunkt betrieben werden.

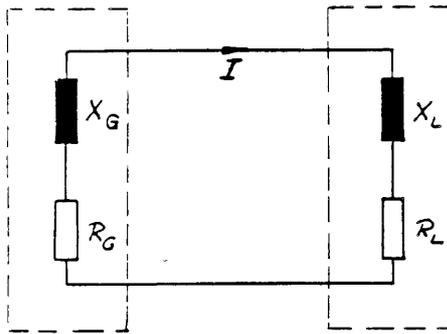
## 6.2 Klassifizierung von Quarzoszillatorschaltungen

### 6.2.1 Oszillatormodelle

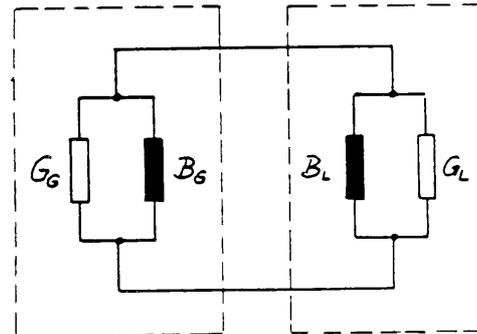
Die Funktion von Oszillatoren wird allgemein durch zwei verschiedene Modelle dargestellt, die beide zu gleichwertigen Ergebnissen führen (Lit.[4]). Diese Modelle sind auch wichtig für die Schaltungssimulation.

#### 6.2.1.1 Das Negativ-Widerstands-/Leitwert-Modell

Bild 6.4 zeigt dieses Modell. Der frequenzbestimmende Resonator wird durch einen Zweipol dargestellt, der für das Widerstandsmodell (Bild 6.4a) aus einer Serienkombination  $R_L, X_L$  und für das Leitwertmodell (Bild 6.4b) aus einem Parallelschaltung  $G_L, B_L$  besteht. Die verbleibende Schaltung wird als Zweipol betrachtet, mit dem der Resonator verbunden wird. Sie besteht aus einem Widerstand  $R_G$  und einem Blindwiderstand  $X_G$  bzw. einem Wirkleitwert  $G_G$  und einem Blindleitwert  $B_G$ .



active circuit resonator  
Bild 6.4a: Negativ-Widerstandsmodell



active circuit resonator  
Bild 6.4b: Negativ-Leitwert-Modell

Zur Anregung einer Schwingung müssen  $R_G$  bzw.  $G_G$  negativ sein und deren absolute Größe muß größer als  $R_L$  (bzw. kleiner als  $G_L$ ) sein:

$$|R_G| > R_L \quad |G_G| < G_L \quad (7)$$

Mit ansteigender Amplitude sinkt der Betrag von  $R_G$  bzw. steigt der Betrag von  $G_G$ . Einer harmonischer Schwingungszustand wird erreicht, wenn Wirk- und Blindanteil mit entgegengesetzten Vorzeichen gleich sind, d.h.

$$\begin{array}{ll} \text{Amplitudenbedingung:} & R_G = -R_L \quad G_G = -G_L \\ \text{Phasenbedingung:} & X_G = -X_L \quad B_G = -B_L \end{array} \quad (8)$$

Aus der Phasenbedingung folgt, daß bei einer kapazitiven Eingangsimpedanz (d.h. negativem Eingangs-Blindwiderstand) der Schwingquarz auf einem Arbeitspunkt betrieben wird, bei dem sein Blindwiderstand induktiv ist (und umgekehrt). Da - wie in 6.1 erwähnt - der Quarzarbeitspunkt nur im induktiven Bereich eindeutig ist, sind die meisten Quarzoszillatorschaltungen so dimensioniert, daß sie eine kapazitive Eingangsimpedanz anbieten.

### 6.2.1.2 Das Rückkopplungs-Modell

Bei diesem Modell werden der Verstärker und das Rückkopplungsnetzwerk jeweils durch einen Vierpol dargestellt. Wenn der Rückkopplungskreis ein Signal von entsprechender Amplitude liefert und dieses über das Rückkopplungsnetzwerk zum Eingang zurückgeführt wird, entsteht eine Schwingung. Der Resonator und die anderen frequenzbestimmenden passiven Komponenten sind im Rückkopplungsvierpol konzentriert (Bild 6.5).

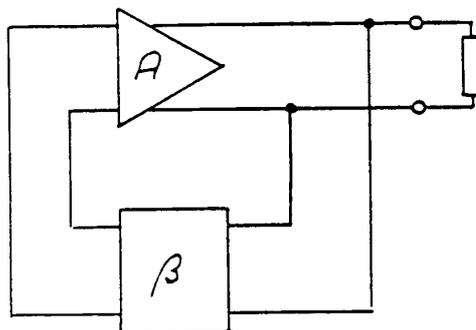


Bild 6.5: Rückkopplungsmodell

Die Schwingungsbedingung ist durch die Barkhausen/Nyquist-Formel gegeben:

$$\begin{array}{ll} \text{Amplitudenbedingung:} & k v > 1 \quad \Rightarrow \quad |k| > \frac{1}{|v|} \\ \text{Phasenbedingung:} & \varphi_k = -\varphi_v + n \cdot 2\pi \end{array} \quad (9)$$

Die große Anzahl der bekannten Oszillatorschaltungen läßt sich mit wenigen Ausnahmen im nachstehenden Klassifizierungsprinzip (aus Neubig, Lit. [91]) zusammenfassen (Bild 6.6).

### **6.2.2 Einstufige Schaltungen**

Die Mehrzahl der Schaltungen kann aus einer einstufigen Verstärkerschaltung mit Parallelschwingkreis abgeleitet werden. Die erste Zeile in den Bildern 6.6a,b zeigt drei mögliche Grundsaltungen, die nach der Art der Rückkopplung klassifiziert werden, d.h. kapazitiv, induktiv oder mit Übertrager. Von jeder dieser drei Grundsaltungen können durch Veränderung des Erdungspunktes drei zusätzliche Versionen abgeleitet werden. Dies wird in der 2. bis 4. Spalte in Bild 6.6 gezeigt. Während in Bild 6.6a als aktives Element ein Transistor verwendet wird, ist in Bild 6.6b ein Verstärkersymbol eingesetzt. Die zweite Reihe in Bild 6.6 stellt die Emitterschaltung bzw. den Umkehrverstärker dar. Die dritte Reihe zeigt die Basisschaltung bzw. einen nicht invertierten Verstärker. Reihe 4 zeigt die Kollektorschaltung bzw. einen nicht invertierenden Verstärker mit Verstärkung Eins.

In all diese verschiedenen Schaltungen kann ein Quarz auf verschiedene Art eingesetzt werden:

- (a) als Serienelement in der Rückkopplungsschleife beim Ausgang oder Eingang der aktiven Stufe
- (b) als Gegenkopplungselement "abseits" des Rückkopplungsnetzwerkes durch das eine ausreichende Schleifenverstärkung bei der niederohmigen Resonanz des Quarzes erreicht wird
- (c) als kompletter oder teilweise Ersatz einer Induktivität. Auf diese Art arbeitet der Quarz im induktiven Zweig zwischen  $f_r$  und  $f_a$  (s. Bild 6.3).

Der Quarz kann nicht als Ersatz für eine Kapazität verwendet werden, da dies nicht zu einer eindeutig definierten Schwingungsfrequenz führen würde, da der Quarz jeden kapazitiven Blindwiderstandswert bei mindestens zwei Frequenzen erreicht (vgl. Bild 6.3).

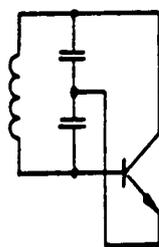
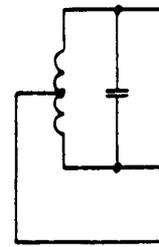
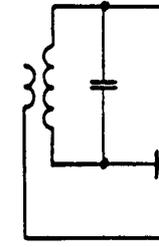
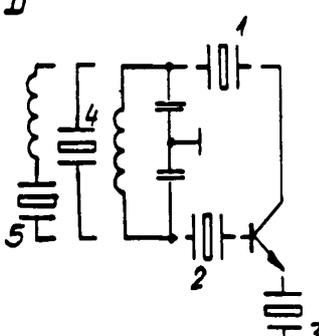
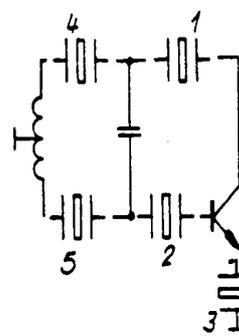
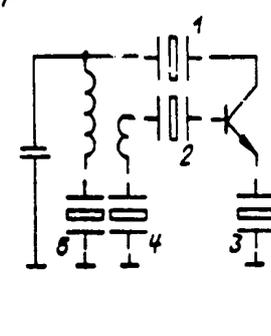
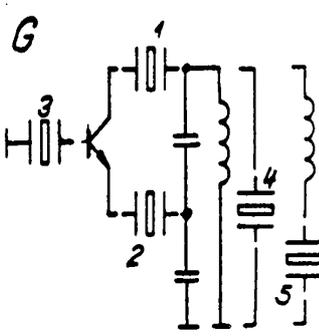
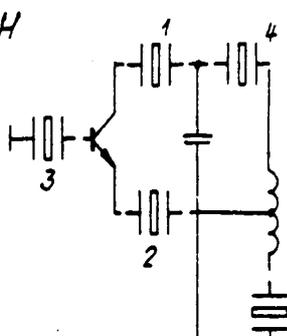
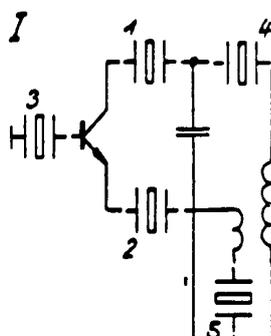
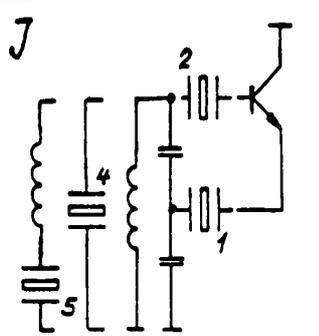
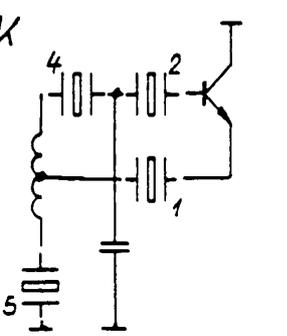
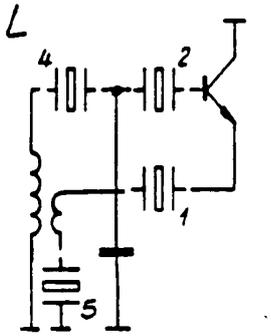
	CAPACITIVE	INDUCTIVE	TRANSFORMIER
BASIC	<p>A</p>  <p>LC-Colpitts</p>	<p>B</p>  <p>LC-Hartley</p>	<p>C</p>  <p>LC-Weissner</p>
COMMON EMITTER	<p>D</p> 	<p>E</p> 	<p>F</p> 
COMMON BASE	<p>G</p> 	<p>H</p> 	<p>I</p> 
COMMON COLLECTOR	<p>J</p> 	<p>K</p> 	<p>L</p> 

Bild 6.6a: Klassifikation von Quarzoszillatorschaltungen, diskret

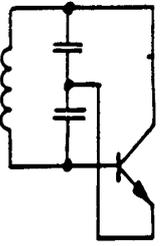
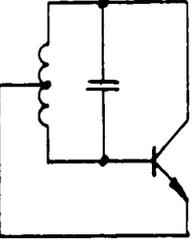
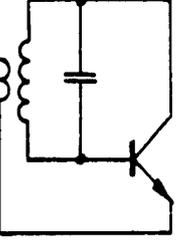
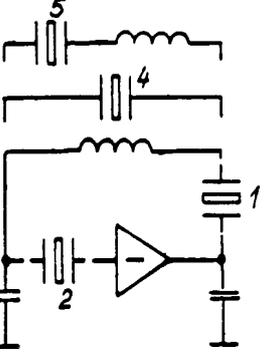
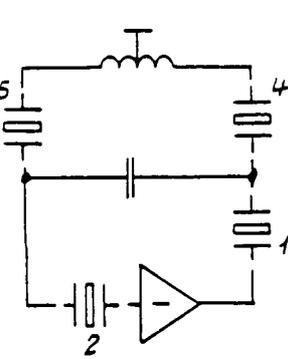
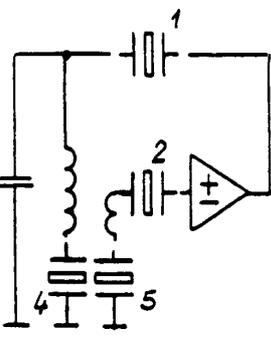
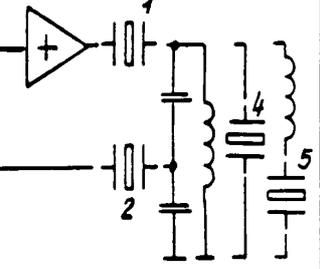
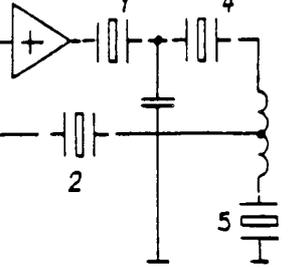
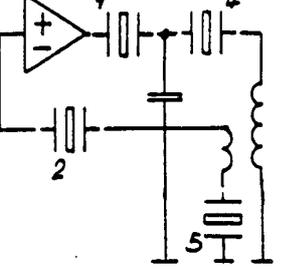
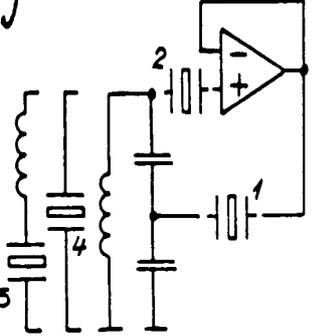
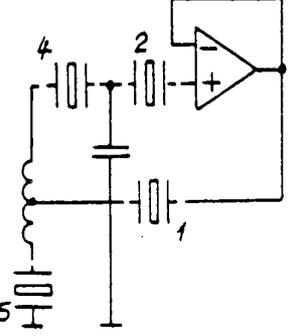
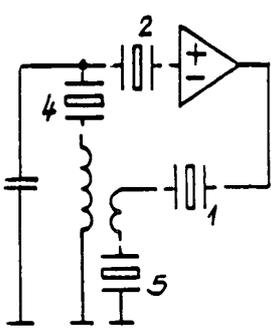
	CAPACITIVE	INDUCTIVE	TRANSFORM
BASIC	<p><i>A</i></p>  <p><i>LC-Colpitts</i></p>	<p><i>B</i></p>  <p><i>LC-Hartley</i></p>	<p><i>C</i></p>  <p><i>LC-Meissner</i></p>
INVERTING	<p><i>D</i></p> 	<p><i>E</i></p> 	<p><i>F</i></p> 
NON-INVERTING	<p><i>G</i></p> 	<p><i>H</i></p> 	<p><i>I</i></p> 
UNITY GAIN	<p><i>J</i></p> 	<p><i>K</i></p> 	<p><i>L</i></p> 

Bild 6.6b: Klassifikation von Quarzoszillatorschaltungen mit Verstärker/Gatter

Wenn der Quarz als Rückkopplungs- oder Gegenkopplungselement eingesetzt wird, arbeitet der Oszillator bei einer Frequenz in der Nähe der niederohmigen Resonanz, bei der die Phasen- und die Amplitudenbedingung erfüllt werden. Wenn der Quarz die Schaltungsinduktivität total oder teilweise ersetzt, arbeitet der Quarz bei der Frequenz, bei der der Quarz die entsprechende Induktivität für Maschenresonanz zeigt. Dies ist jedoch nicht die (extrem hohe) Quarzinduktivität  $L_1$  aus Bild 6.1, sondern die effektive Induktivität  $L_{\text{eff}}$ , die in der Nähe der Serienresonanzfrequenz liegt, und die durch die folgende Formel gegeben ist:

$$L_{\text{eff}} = \frac{2 \Delta f}{f_r} \cdot L_1 \quad (10)$$

wobei

$$\Delta f = f_{\text{osz}} - f_r \quad (11)$$

Bild 6.6 zeigt insgesamt 42 verschiedene Oszillatorschaltungen. Die bekanntesten sind ([5], Lit. [6] bis [9]):

1. Pierce-/Lorenz-Schaltung (Schaltung D, Quarz in Pos. 4)
2. Heegner-Schaltung (Schaltung D, Quarz in Pos. 5)
3. Pierce-/Miller-Schaltung (Schaltung E, Quarz in Pos. 5)
4. Clapp-Schaltung (Schaltung G oder H, Quarz in Pos. 2)
5. Colpitts-Schaltung (Schaltung J, Quarz in Pos. 4)

### 6.2.3 Mehrstufige Schaltungen

Wenn zwei Umkehrverstärker in einer Schleife verbunden sind und ein Quarz als Serienelement eingesetzt wird, wird die sogenannte "zweistufige Heegner-Schaltung" erzielt (Bild 6.7a).

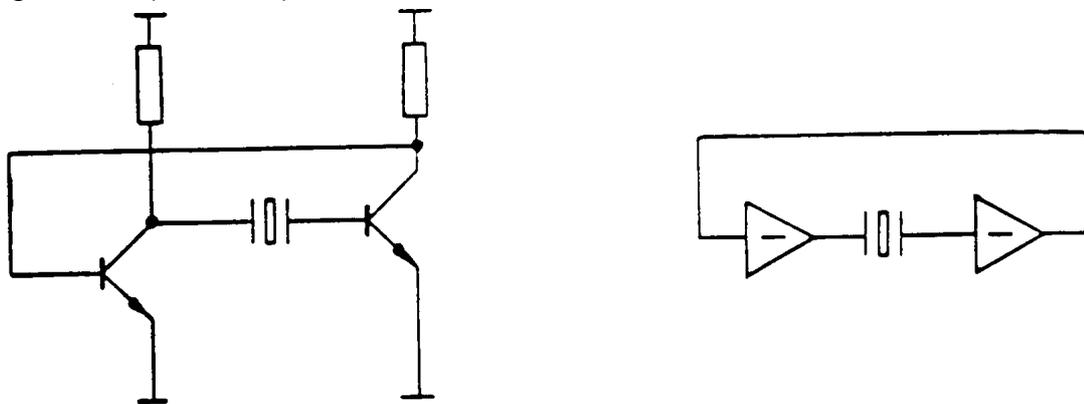


Bild 6.7a: Zweistufige Heegner-Schaltung  
diskret und mit Umkehrverstärkern

Die Heegnerschaltung wird nur noch in den seltenen Fällen angewandt, bei denen niederfrequente Quarze, d.h. Biegeschwinger, Längsdehnungsschwinger, usw. eingesetzt werden, deren Resonanzfrequenz typisch unterhalb von 1 MHz liegt. Der Resonanzwiderstand dieser Quarze liegt je nach Typ und Frequenz zwischen einigen 100 k $\Omega$  und einigen 100  $\Omega$ , weshalb eine große Schleifenverstärkung erforderlich sein kann.

In modernen Schaltungen z.B. bei den 32 kHz-Uhrenquarzen werden heutzutage CMOS-Gatter in Pierce-Schaltung verwendet (siehe 6.3.3).

Werden zwei nicht umkehrende Verstärker in der gleichen Konfiguration verwendet werden, erhält man die sogenannte Butler-Schaltung (Bild 6.7b). Die diskrete Version, bei der der Quarz niederohmig abgeschlossen zwischen zwei Emittern liegt,

wird gelegentlich zur Realisierung sehr großer Ziehbereiche verwendet, da die Ziehfähigkeit nicht durch Schaltkapazitäten eingeschränkt ist. Außerdem ist die Schaltung wegen der niedrigen Impedanz für meßtechnische Zwecke vorteilhaft.

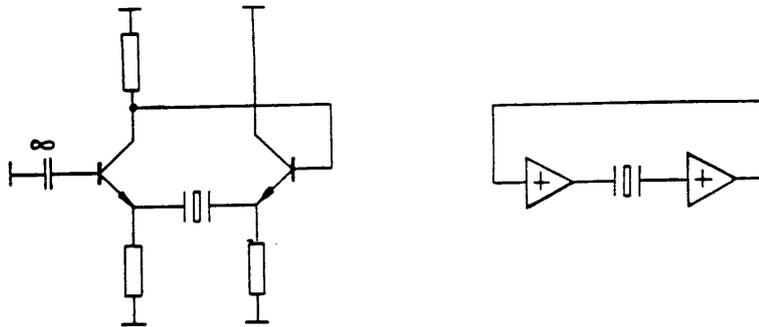


Bild 6.7b: Zweistufige Butler-Schaltung  
diskret und mit nichtinvertierenden Verstärkern

### 6.2.4 Brückenschaltungen

Das Rückkopplungsnetzwerk kann entweder als  $\pi$ -Netzwerk wie oben oder als Brückenschaltung realisiert werden. Die klassische Meacham-Brücke (Bild 6.8a) verwendet ohmsche Widerstände (bzw. stromabhängige Widerstände zur Amplitudenregelung) in den Brückenzweigen. Die Rückkopplungsbedingung wird bei der Frequenz  $f_r$  erreicht. Diese Schaltung wurde früher häufiger verwendet, wird aber in abgewandelter Form mit Differenzverstärker auch noch in neuerer Zeit benutzt (Lit.[10] - [11], [75] - [77]).

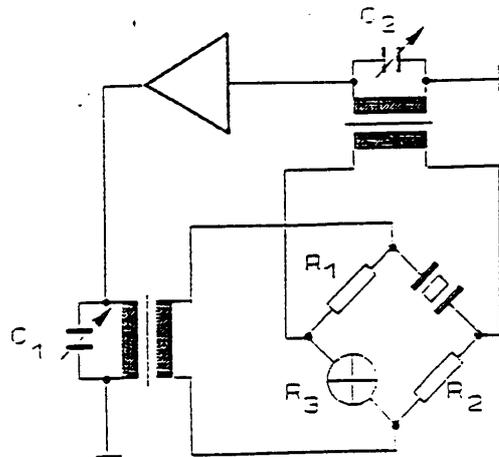


Bild 6.8a: Meacham-Brückenschaltung

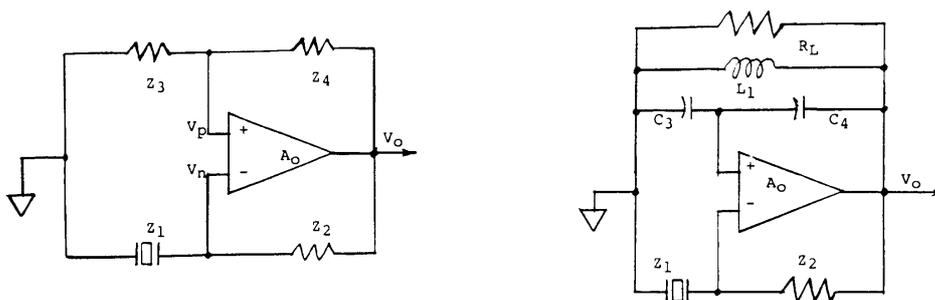


Bild 6.8b: Brückenoszillatorschaltung mit Differenzverstärker  
links: Grundsaltung, rechts: mit Abstimmung (aus [76])

Die Brückenarme können auch alleine mit Blindwiderständen realisiert werden, die zu einer anderen Gruppe von Schaltungen führen und ausführlich in dem Buch von Herzog (Lit. [8], [12]) beschrieben sind. Die einfachste Form mit einem Quarz in einem Zweig und einer Kapazität im zweiten Zweig wird in Bild 6.9 gezeigt. Die Meacham-Brücke als auch die Herzog-Brücke können durch die Verwendung von Differential-Brückenschaltungen vereinfacht werden.

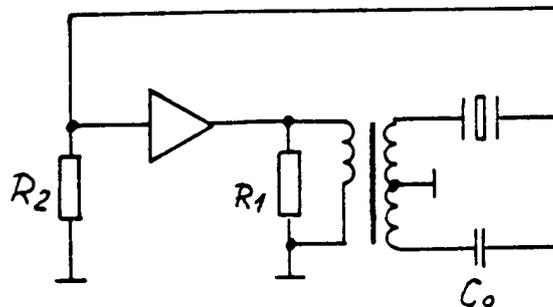


Bild 6.9: Schaltung mit Differentialbrücke nach Herzog [8]

Mit je einem Quarz pro Brückenarm oder mit einem monolithischen Zweipolfilter (Dual, siehe Kapitel 9) kann die Schaltung in Verbindung mit einem spannungsgesteuerten Phasenschieber auch als VCXO mit sehr weitem Ziehbereich verwendet werden. Alternativ kann als Filterelement ein SAW-Resonatorfilter (z.B. ein TCF, siehe Kap.9) eingesetzt werden, womit sog. VCSOs (Voltage Controlled SAW Oscillators) im Frequenzbereich von mehreren 100 MHz mit einem weiten Ziehbereich realisiert werden können (siehe Lit. [90]).

### 6.2.5 Zur Frage: „Parallelresonanz-“ oder „Serienresonanz“-Oszillator ?

Diese Begriffe werden häufig auf verwirrende Weise benutzt, was nichts an der Tatsache ändert, daß dies bereits vor Jahrzehnten wurde (Lit.[13], [14]).

In allen Quarzoszillatoren schwingt der Quarz selbst auf einem Arbeitspunkt, der in der Nähe seiner niederohmigen (Serien-)Resonanzfrequenz liegt. Dies heißt aber nicht, daß der Oszillator genau bei der Serienresonanzfrequenz des Quarzes arbeitet!

Die übrigen Schaltungs- und Frequenzzieh-Elemente verschieben den Arbeitspunkt des Quarzes, es ist aber praktisch nicht möglich, einen stabilen Betrieb an einem Punkt zu erreichen, der näher an der Antiresonanz (Parallelresonanz) liegt als an der Serienresonanz.

Begründung:

- Für einen frequenzstabilen Betrieb muß die Lastkapazität  $C_L$  mindestens  $2 \cdot C_0$  sein. Bei diesem Arbeitspunkt ist die Lastresonanzfrequenz

$$f_L = f_s \left( 1 + \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \right) \quad (12a)$$

im unteren Drittel des Abstands von  $f_s$  und  $f_a$ . Die Mitte dieses Intervalls liegt bei  $C_L = C_0$ , wo bereits kein zuverlässiger Betrieb mehr möglich ist.

- Bei der Lastresonanzfrequenz mit  $C_L = 2 \cdot C_0$  ist der Lastresonanzwiderstand des Quarzes

$$R_L = R_1 \left( 1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2 = 2,25 \cdot R_1 \quad (12b)$$

bei der Antiresonanz liegt der Widerstand dagegen wesentlich höher

$$R_a = \frac{1}{R_1 (2\pi f C_0)} \quad (12c)$$

z.B. bei einem 10 MHz-Quarz mit  $R_1 = 10 \Omega$  und  $C_0 = 6 \text{ pF}$  ist  $R_L$  ( $C_L = 12 \text{ pF}$ ) =  $22,5 \Omega$  aber  $R_a \approx 700 \text{ k}\Omega$  ! Eine aktive Schaltung, die bei der hohen Impedanz  $R_a$  einen stabilen Betrieb mit hoher Betriebsgüte ermöglichen würde, ist nicht möglich.

- Wird eine Kapazität  $C_L$  in Serie oder parallel zum Quarz geschaltet, dann ergibt sich in beiden Fällen die gleiche Lastresonanzfrequenz  $f_L$ , d.h. in beiden Fällen arbeitet der Quarz bei dem gleichen Arbeitspunkt als eine Induktivität hoher Güte. Dies wird in Bild 6.10 gezeigt.
- Bei den mißverständlicherweise als Parallelresonanzoszillator bezeichneten Schaltungen wirkt der Quarz als eine Induktivität mit dem Wert  $L_{\text{eff}}$  (Gleichung 10), die viel kleiner als die dynamische Induktivität des Quarzes ( $L_1$ ) ist. Dieses  $L_{\text{eff}}$  kann in der Oszillatorschaltung dann mit den anderen Elementen einen Parallelschwingkreis bilden, der Quarz selbst arbeitet aber in der Nähe der niederohmigen Resonanz, wie das obige Beispiel gezeigt hat.

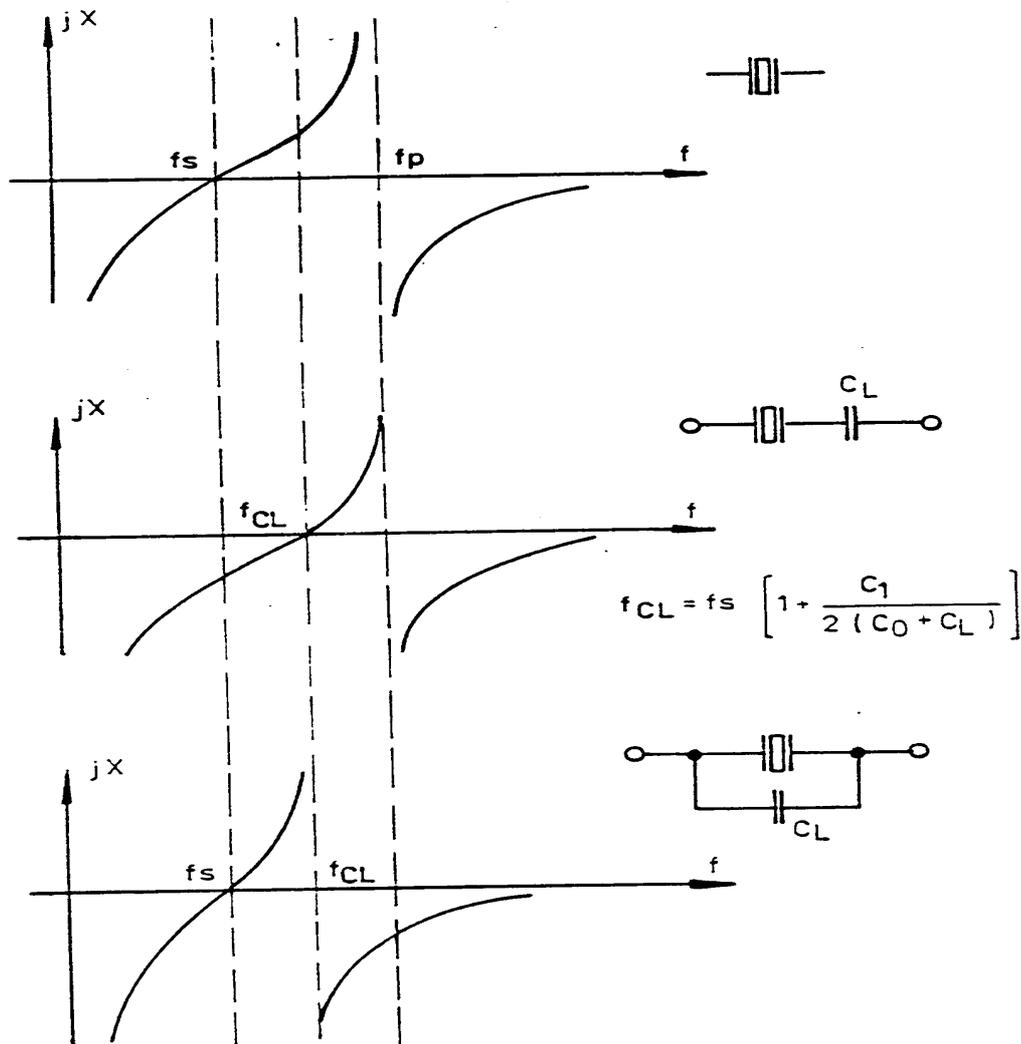


Bild 6.10: Lastresonanzfrequenz  $f_L$  mit Lastkapazität  $C_L$  in Serie oder parallel

Eine häufig gebrauchte Definition ist ebenfalls nicht sehr sinnvoll: Sie besagt, daß in einem Serienresonanzoszillator der Oszillator auch dann arbeitet, wenn der Quarz durch einen Widerstand ersetzt wird. Dies würde bedeuten, daß der Butler-Oszillator kein Serienresonanzoszillator wäre, er würde jedoch dazu, wenn der Kollektorwiderstand des ersten Verstärkers durch einen abgestimmten Schwingkreis ersetzt würde, was logisch keinen Sinn macht.

Die Quarzhersteller gleichen Quarze mit Lastkapazität durch Verwendung einer Serienkapazität ab. Zur Erstellung einer Quarzspezifikation ist es daher gleichgültig, ob der Oszillator in "Parallelresonanz" oder "Serienresonanz" arbeitet. Es genügt die Angabe, ob der Quarz bei seiner Serienresonanz oder bei einer Lastresonanz (d.h. mit einer Lastkapazität) arbeitet. Zu empfehlen ist, die Oszillatorkapazitäten so zu optimieren, daß sich ein Standardwert von  $C_L$  (z.B. 20, 30, 50 pF) ergibt.

### 6.3 Gebräuchliche Quarzoszillatorschaltungen

Die - neben Uhrenquarzen - am meisten verwendeten Schwingquarze sind Dickenscherschwinger im AT-Schnitt. Die folgenden Schaltbeispiele und Dimensionierungshinweise (siehe z.T. Lit. [15]) beziehen sich ausschließlich auf AT-Schwingquarze.

Für Sonderanwendungen in Präzissionsoszillatoren werden Quarze im doppeltgedrehten SC-Schnitt eingesetzt. Das Design solcher Schaltungen ist wesentlich komplexer und kann an dieser Stelle nicht behandelt werden. Es wird empfohlen Oszillatoren mit SC-Quarzen als fertige Baugruppe vom kompetenten Hersteller zu beziehen.

#### 6.3.1 Colpitts-Oszillator und Clapp-Guriett-Oszillator

Bei Grundwellenquarzen werden meistens aperiodische Oszillatoren, d.h. Oszillatoren ohne Schwingkreis, verwendet. Wie in Bild 6.6 gezeigt, können diese Oszillatoren von der LC-Colpitts-Schaltung durch Veränderung des Erdungspunktes abgeleitet werden. Beim Colpitts-Quarzoszillator arbeitet der Transistor als Emitterfolger mit geerdetem Kollektor. Der Quarz schwingt bei einer Lastresonanzfrequenz, bei der er als eine Induktivität mit sehr hoher Güte agiert. Die Colpitts-Oszillatorschaltung ist die am häufigsten verwendete Schaltung und zeichnet sich durch ihre große Unempfindlichkeit in der Dimensionierung und die Zuverlässigkeit im Betrieb aus. Bild 6.11 zeigt die Grundsaltung.

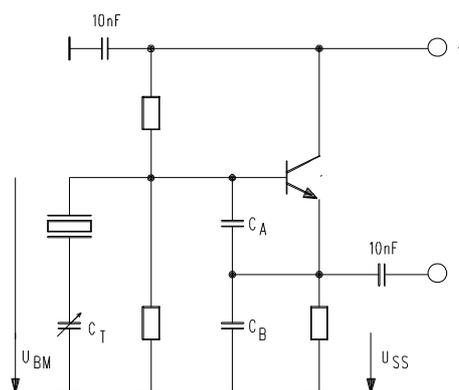


Bild 6.11: Colpitts-Oszillatorschaltung

Das Rückkopplungsverhältnis und somit die Ausgangsamplitude und die Quarzbelastung können durch geeignete Auswahl von  $C_A$  und  $C_B$  eingestellt werden. Das Verkleinern von  $C_B$  relativ zu  $C_A$  bewirkt ansteigende HF-Ausgangsamplitude, die das Anschwingen erleichtert, jedoch kann es auch eine Tendenz zum Schwingen im 3. oder sogar höheren Obertönen oder auf einer Nebenwelle geben. Wenn  $C_B$

viel größer ist als  $C_A$ , kann die Schwingung abreißen. Das optimale Verhältnis  $C_A:C_B$  liegt zwischen 1:1 und 1:3.

Die Bilder 6.12 und 6.13 zeigen als experimentelle Meßergebnisse für einen 10 MHz-Colpitts-Oszillator die Abhängigkeit der Emitter-HF-Wechselspannung  $U_{ss}$  von  $C_A$  und  $C_B$ ).

Je höher  $C_A$  und  $C_B$  sind, desto geringer ist der Einfluß des Transistors und desto niedriger ist die Ausgangsamplitude.

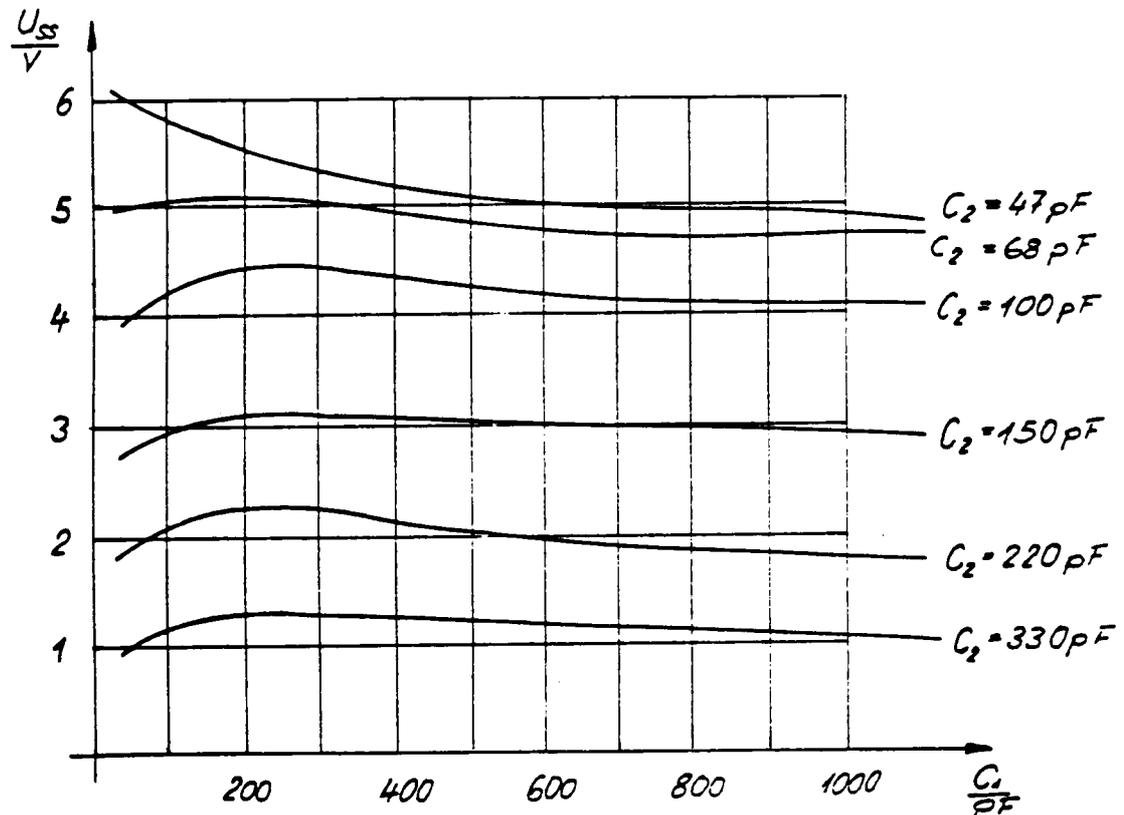


Bild 6.12: Abhängigkeit der Emitterspannung  $U_{ss}$  von  $C_A$  (Parameter  $C_B$ ) beim Colpitts-Oszillator

### 6.3.1.1 Dimensionierung

Die folgende Dimensionierung basiert auf einer linearen Kleinsignalanalyse. Sie ist ausreichend, um die Anschwingbedingungen und die Arbeitsfrequenz zu bestimmen. Für die Berechnung der Schwingungsamplitude ist eine nichtlineare Rechnung erforderlich. Ein Ansatz hierzu findet sich in Lit. [89] und [92].

#### (a) Anschwingbedingung

Zum Anschwingen muß nach dem Negativ-Widerstands-Modell (6.2.1.1) der Betrag des (negativen) Eingangswiderstandes  $R_G$  am Quarzanschluß (Basis von  $T_1$  in Bild 6.11) bei abgeklemmtem Quarz und Trimmer  $C_T$  größer sein als der Lastresonanzwiderstand  $R_L$  des Quarzes im Arbeitspunkt:

$$|R_G| > R_L = R_1 \left( 1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2$$

$$\text{mit } \frac{1}{C_L} = \frac{1}{C_A} + \frac{1}{C_B} + \frac{1}{C_T} \quad (13)$$

Aus den Maschengleichungen mit einem Transistormodell bestehend aus  $r_{B'E}$ ,  $C_{B'E}$ ,  $r_{CE}$  und  $\beta$  kann die nachfolgende Anschwingbedingung abgeleitet werden:

Der Lastresonanzwiderstand des Quarzes im Arbeitspunkt muß die Bedingung

$$R_L \leq \frac{r_{BE} \left( \beta \frac{C_A}{C_B} - 1 \right)}{r_{BE}^2 \omega_0^2 C_A^2 + 1} \quad (14a)$$

erfüllen. Wie zu erkennen ist, kann  $R_L$  um so größer sein, je größer das Verhältnis  $\frac{C_A}{C_B}$  ist und je größer  $\beta$  ist.

Berücksichtigt man die Transistorformel

$$r_{BE} = \frac{\beta}{g_m} \quad \text{mit} \quad g_m = \frac{I_C}{26\text{mV}} \quad (\text{Linearbetrieb})$$

dann läßt sich für den wohl immer gegebenen Fall

$$\beta \gg \frac{C_B}{C_A}$$

die oben angegebene Anschwingbedingung umformen in

$$R_L \leq \frac{g_m}{\omega_0^2 C_A C_B + \frac{g_m^2 C_B}{\beta^2 C_A}} \quad (14b)$$

Wenn die Bedingung

$$r_{BE} = \frac{\beta}{g_m} \gg \frac{1}{\omega_0 C_A}$$

erfüllt ist, geht diese Formel in die einfache Form

$$R_L \leq \frac{g_m}{\omega_0^2 C_A C_B} \quad (14c)$$

über, die häufig in der Literatur zu finden ist [9], [16].

In der Praxis sollte die Dimensionierung von  $C_A$  und  $C_B$  mit einem Sicherheitsfaktor von 2 .. 3 erfolgen, d.h., das max. zulässige  $R_{L\text{max}}$  sollte das Doppelte bis Dreifache des tatsächlichen  $R_L$  bei  $R_{r\text{max}}$  (obere Toleranzgrenze für  $R_r$  des Herstellers) betragen.

Weitere Gesichtspunkte zum Anschwingverhalten sind in den Literaturstellen [83], [85] und [89] zu finden.].

#### (b) Arbeitsfrequenz / effektive Lastkapazität

Die Schwingfrequenz ergibt sich aus der entgegengesetzten Gleichheit der Blindanteile von Eingangsimpedanz  $X_G$  und Quarz mit  $C_L$

$$X_G = -X_L$$

Die Arbeitsfrequenz ergibt sich ohne Berücksichtigung der Quarzverluste aus der

$$\text{Lastkapazität} \quad \frac{1}{C_L} = \frac{1}{C_A} + \frac{1}{C_B} + \frac{1}{C_T}$$

zu

$$f_L = f_s \left( 1 + \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \right) \quad (15)$$

Berücksichtigt man aber den Lastresonanzwiderstand des Quarzes und den Einfluß der Transistorparameter  $r_{BE}$  und  $C_{BE}$ , dann ergibt sich eine Verschiebung der Arbeitsfrequenz, die sich dadurch ausdrücken läßt, daß in der obigen Formel für die Lastkapazität  $C_L$  die Kapazität  $C_A$  durch den Wert  $C_A'$  ersetzt wird, wobei

$$C_A' = \frac{C_A + C_{B'E}}{1 + \frac{R_L}{r_{B'E}}} \quad (16)$$

Dabei ist  $C_{B'E}$  mit der Transitfrequenz  $f_T$  des Transistors verknüpft

$$C_{B'E} = \frac{g_m}{2 \pi f_T} \quad \text{mit} \quad g_m = \frac{\beta}{r_{B'E}} = \frac{I_C}{26\text{mV}}$$

N.B.: Genaugenommen ist auch in den Formeln für die Anschwingbedingung Gln. (14a) bis (14c)  $C_A$  durch  $C_A'$  zu ersetzen. Dies ergibt hier aber meist vernachlässigbare Änderungen, die durch den Sicherheitsfaktor abgedeckt sind.

Weitere Verschiebungen der Arbeitsfrequenz ergeben sich durch die nichtideale Phasendrehung des Transistors und durch Streukapazitäten. Zu beachten ist dabei auch der erhebliche Einfluß der Erdung des Quarzgehäuses, wodurch an beiden Quarzanschlüssen die Kapazität der Gehäuse-Glasdurchführungen  $C_{H1,2}$  in Höhe von je ca. 0,5 ... 1 pF parallel liegt. An der Anschlußseite von  $C_A$  ist dies meist zu vernachlässigen, am anderen Quarzanschluß ( $C_T$ -Seite) ist der Einfluß wegen des kleineren  $C_T$  aber recht groß.

#### (c) Quarzbelastung

Ein weiterer wichtiger Dimensionierungs-Gesichtspunkt für  $C_A$  und  $C_B$  ist die Höhe der Quarzbelastung ( $P_q$  bzw.  $I_q$ ), für deren Größe in Abschnitt 6.4 Richtlinien angegeben sind und deren Messung in Abschnitt 6.6 beschrieben ist. Als Faustformel gilt, daß die Quarzbelastung durch Verkleinern von  $C_B$  relativ zu  $C_A$  erhöht wird (und umgekehrt). Weiterhin kann sie durch Verändern des Kollektorstroms und damit der Steilheit  $g_m$  des Schwingtransistors eingestellt werden. Sehr kleine Quarzbelastungen (unter 50  $\mu\text{W}$  bzw. 1 mA) sind mit selbstbegrenzenden Oszillatorschaltungen nur schwer stabil zu realisieren. Hierzu ist eine Regelung oder Begrenzung der HF-Amplitude erforderlich.

#### (d) Obertonbetrieb

Aperiodische Oszillatoren wie die Colpitts-Schaltung arbeiten nicht ausreichend sicher mit Obertonquarzen. Schaltungen, die gelegentlich veröffentlicht werden (Lit. [18] u.a.), erfordern Quarze mit speziellem Design mit unterdrückter Grundwelle und können für allgemeine Anwendungen nicht empfohlen werden.

Grundsätzlich sollte bei Obertonbetrieb ein Schwingkreis in die Schaltung eingefügt werden, um Schwingen auf der Grundwelle zu verhindern. Die Colpitts-Schaltung in Bild 6.11 kann für Obertonbetrieb abgewandelt werden. Der einfachste Weg ist  $C_B$  durch einen Parallelschwingkreis wie in Bild 6.14 (sog. Clapp-Guriett Oszillator) zu ersetzen.

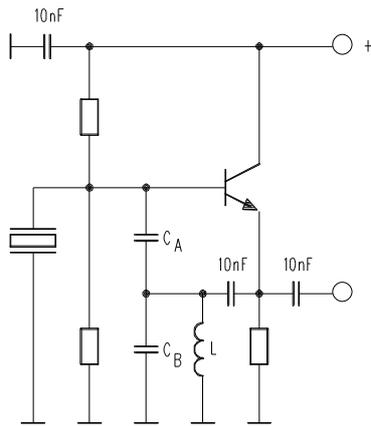


Bild 6.14 : Clapp-Guriett-Schaltung

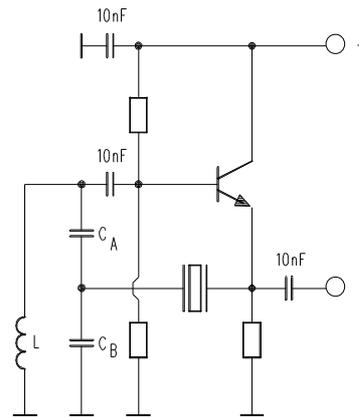


Bild 6.15 : LC-Colpitts-Schaltung mit Quarz

Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises  $\omega_B$  muß zwischen der Grundwellenfrequenz  $\omega_{GW}$  (bzw. nächstniedriger Oberton) und dem gewünschten Oberton  $\omega_{OT}$  liegen. Der Kreis ist dann induktiv bei der unerwünschten Grundwelle und kapazitiv beim gewünschten Oberton, womit nur hier die Anschwing-Phasenbedingung erfüllt ist.

$$L = \frac{1}{\omega_B^2 C_B}$$

mit  $\omega_{GW} < \omega_B < \omega_{OT}$

Bei der Arbeitsfrequenz  $\omega_0$  sollte die effektive Kapazität des Schwingkreises  $C_{B \text{ eff}}$  etwas kleiner als der Kondensator  $C_A$  sein, gemäß den oben angegebenen Designregeln für den Colpitts-Oszillator.

$$C_{B \text{ eff}} = C_B - \frac{1}{\omega_0^2 L} = \kappa \cdot C_A$$

mit  $\kappa = 0,3 \dots 1,0$

In der Praxis sollte der Blindwiderstand  $X_{CA}$  von  $C_A$  bei  $20 \Omega \dots 50 \Omega$ , max. bei  $100 \Omega$  liegen. Die Werte für  $L$  und  $C_B$  ergeben sich dann zu

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 \kappa C_A} \left( \frac{1}{f_B^2} - \frac{1}{f_{OT}^2} \right) \quad (17)$$

$$C_B = \frac{\kappa C_A}{1 - \frac{f_B^2}{f_{OT}^2}} \quad (18)$$

Die Clapp-Guriett-Schaltung ist besonders geeignet für Quarze im 3. und 5. Oberton. Bei höheren Obertönen ist die Schaltung nicht zu empfehlen, weil durch den engeren Relativabstand der Obertöne es schwierig wird, die Frequenzlage gemäß Formel (17) einzustellen und zu garantieren.

Der Quarz arbeitet in der Schaltung 6.14 in Lastresonanz, was manchmal nachteilig sein kann, besonders bei höheren Frequenzen. In diesen Fällen und oberhalb von 90 MHz sollte eine Serienresonanzschaltung verwendet werden.

Eine solche Schaltung kann durch Verwendung der Schaltung J in Bild 6.6A mit dem Quarz in Position 4 auch vom L-C-Colpitts-Oszillator abgeleitet werden (Bild 6.15). Der Quarz fungiert als Serien-Rückkopplungselement zwischen dem Emitter und der Anzapfung des Parallelschwingkreises zwischen Basis und Masse. Alternativ kann die Basisschaltung aus Bild 6.18 verwendet werden (vgl. Kapitel 6.3.3). Gegenüber

letzterer hat diese Schaltung aber den Vorteil, daß der frequenzbestimmende Teil relativ niederohmig ist und die Spannungsverstärkung nur ca. eins ist. Die Schaltung ist daher weniger empfindlich gegenüber parasitären Schwingungen im Bereich von einigen 100-MHz infolge von Leitungsinduktivitäten und Streukapazitäten.

### 6.3.2 Pierce-Oszillator

Neben dem Colpitts-Oszillator ist die Pierce-Schaltung eine der zuverlässigsten Oszillatorschaltungen. Der Vorteil dieser Schaltung besteht in der recht hohen Ausgangsamplitude, die zur direkten Ansteuerung von TTL oder CMOS-Logikschaltungen ausreicht. Ihr Nachteil ist, daß der evtl. erforderliche Abgleichtrimmer nicht geerdet werden kann. Ein Abgleich durch Verstellen eines der beiden Kondensatoren (an Kollektor bzw. Basis nach Masse) ist nicht zu empfehlen, da dadurch die Rückkopplungsbedingung verändert wird. Bild 6.16a zeigt ein Beispiel für einen diskret aufgebauten Pierce-Oszillator.

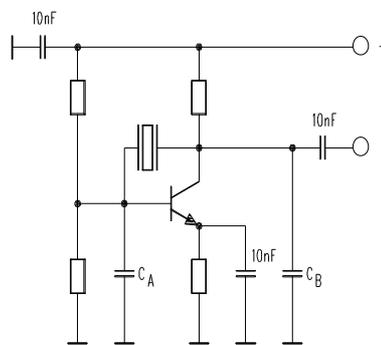


Bild 6.16a: Pierce-Oszillator diskret

Wesentlich häufiger wird die Pierce-Schaltung jedoch in der Form mit Logik-Gatterschaltungen (meist NAND oder Inverter) realisiert (Bild 6.6b, Schaltung D, Quarz in Pos.4) wie in Bild 6.16b dargestellt. Diese Schaltung wird auch in vielen integrierten On-chip-Quarzoszillatorstufen verwendet.

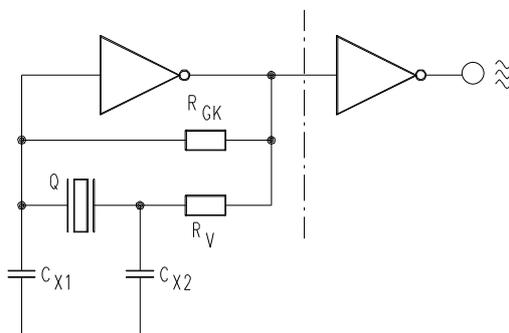


Bild 6.16b: Pierce-Schaltung mit Logik-Gatter

### 6.3.2.1 Dimensionierung

#### (a) Allgemeines

Zur Dimensionierung von Gatteroszillatoren gibt es eine Reihe von Veröffentlichungen (Lit. [22] - [30], [79]), die aber oft nicht befriedigen, da sie entweder wenig substantiiert sind, nichtrealistische Vereinfachungen annehmen oder sich auf nichtzugängliche Daten stützen.

Die folgende Dimensionierung basiert auf einer linearen Kleinsignalanalyse. Sie ist meist ausreichend, um die Anschwingbedingungen und die Arbeitsfrequenz zu bestimmen. Für die Berechnung der Schwingungsamplitude ist eine nichtlineare Rechnung erforderlich. Die verwendeten Gattereigenschaften werden durch Messung ermittelt. Nicht berücksichtigt sind Irregularitäten im Analogverhalten digitaler Schaltkreise, wie sie in [15], [31], [62] und [91] beschrieben sind.

Bild 6.16b zeigt die Grundsaltung eines Gatteroszillators in Pierce-Schaltung. Das Gatter muß unbedingt durch einen Gegenkopplungswiderstand  $R_{GK}$  zwischen Eingang und Ausgang linearisiert werden, der den Gleichstrom-Arbeitspunkt am eingang einstellt. In neueren integrierten Schaltungen, die eine Gatteroszillatorstufe enthalten, ist  $R_{GK}$  oft bereits mit integriert. Der Wert von  $R_{GK}$  ist relativ unkritisch und richtet sich nach der Logikfamilie:

Logik-Familie	TTL	(A)LS-TTL	S-TTL	AS-TTL	(H, A)CMOS
$R_{GK}$ ( $\Omega$ )	390...2,2 k	680...4,7 k	270...1 k	560...3,3 k	100 k...22 M
typ. $R_{GK}$ ( $\Omega$ )	1 k	2,2 k	680	1,5 k	10 M

Der Verlauf der linearisierten Übertragungskennlinie  $U_{aus} = f(U_{ein})$  nach Betrag und Phase kann eine sehr große Exemplarstreuung aufweisen, da hier eine nicht spezifizierte Analog-Eigenschaft des Digitalschaltkreises ausgenutzt wird. Oft neigen die linearisierten Gatter auch zu unkontrollierten wilden Schwingungen, da infolge der Gatterlaufzeit  $t_G$  bei höheren Frequenzen die Phasendrehung einer Stufe nur noch  $(180^\circ - \varphi_G)$  beträgt, wobei  $\varphi_G = 360^\circ t_G f$ . Bei der Frequenz mit der Periodendauer  $T = 2 \cdot t_G$  ist die Phasendrehung Null, d.h. das Gatter neigt zu wilden Schwingungen.

Das Netzwerk aus Quarz,  $C_{x1}$  und  $C_{x2}$  hat bei der Schwingfrequenz eine Phasendrehung von  $(180^\circ + \varphi_G)$ . Der Vorwiderstand  $R_v$  ist bei niederen Frequenzen - insbesondere bei CMOS - (unter 5 MHz) zu empfehlen, um die sehr niedere und nichtlineare Ausgangsimpedanz des Gatters hochzusetzen und damit parasitäre Effekte zu vermeiden.  $R_v$  führt zu einer niedrigeren Stromaufnahme, weil der periodische Auf- und Entladestrom von  $C_{x2}$  verkleinert wird. Außerdem wird mit  $R_v$  die Quarzbelastung reduziert.

#### (b) Arbeitsfrequenz / effektive Lastkapazität

Die Schwingung erfolgt bei der Lastresonanzfrequenz, die durch die Kondensatoren  $C_{x1}$ ,  $C_{x2}$  und die Eingangs- und Ausgangskapazitäten  $C_{in}$ ,  $C_{out}$  der Gatter (typisch je 2...5 pF) gegeben ist. Mit  $C_{x1}' = C_{x1} + C_{in}$  und  $C_{x2}' = C_{x2} + C_{out}$  ist (bei idealer Phasendrehung des Gatters von  $180^\circ$ ) die Lastkapazität

$$C_L = \frac{C_{x1}' + C_{x2}'}{C_{x1}' C_{x2}'} \quad (19)$$

Die Formeln für  $C_{xi}'$  gelten in der Schaltung ohne  $R_v$ . Mit  $R_v$  tritt eine zusätzliche Phasendrehung auf.

In  $C_{out}$  ist noch die Eingangskapazität der evtl. nachfolgenden Stufe enthalten. Bei höheren Frequenzen - in der Nähe der oberen nutzbaren Gatterfrequenz - ist die effektive Lastkapazität durch die reduzierte Phasendrehung höher als dieser Wert, d.h. der Oszillator schwingt auf einer tieferen Frequenz. Weitere Verschiebungen der Arbeitsfrequenz ergeben sich durch den Einfluß der Erdung des Quarzgehäuses, wodurch an beiden Quarzanschlüssen die Kapazität der Gehäuse-Glasdurchführungen in Höhe von je ca. 0,5...1 pF parallel liegt sowie durch Streukapazitäten.

### (c) Anschlagbedingung

Bei der Dimensionierung der beiden Kapazitäten  $C_{xi}$  sind mehrere Gesichtspunkte zu beachten (Lit. [21]):

- $C_{xi}$  nicht zu klein

Bei kleinen Kapazitätswerten steigt die Zieheempfindlichkeit  $|S|$  und damit die stark Empfindlichkeit der Schaltung gegenüber Streukapazitäten und Gatterstreuungen an: von typisch 10ppm/pF bei  $C_L = 30\text{pF}$  [Grundwelle] auf über 50ppm/pF bei  $C_L \leq 10\text{pF}$ . Der durch  $C_L$  transformierte Lastresonanzwiderstand  $R_L$  steigt ebenfalls für kleine  $C_L$ -Werte steil auf ein Vielfaches des Resonanzwiderstandes  $R_r$  an.

Als Faustregel gilt:

$$\boxed{C_L \geq 2 \cdot C_0 \quad \text{d.h.} \quad C_L \geq 8 \dots 10 \text{ pF}}$$

- $C_{xi}$  nicht zu groß

Mit höherem  $C_{xi}$  fällt die Schleifenverstärkung stark ab, so daß das Anschwingen nicht mehr gewährleistet ist.

- Verhältnis  $C_{x1} : C_{x2}$

Die Werte von  $C_{x1}'$  und  $C_{x2}'$  sollten etwa gleich groß sein, wobei  $C_{x1}'$  etwas kleiner sein kann. Faustregel:

$$C_{x2}' = (1 \dots 2) \cdot C_{x1}'$$

Aus dem Quarz-Resonanzwiderstand  $R_r$  und den Kapazitätswerten  $C_{xi}' = C_{xi} + C_{streu}$  ergibt sich die mindestens notwendige Gatterverstärkung  $v_{min}$  zu

$$\boxed{|v_{min}| = \sqrt{\left(\frac{C_{x1}'}{C_{x2}'} + R_v R_r \omega_0^2 C_{x1}' C_{x2}'\right)^2 + \omega_0^2 C_{x1}'^2 R_r^2}} \quad (20a)$$

Ohne den Vorwiderstand  $R_v$  vereinfacht sich dies zu

$$\boxed{|v_{min}| = \frac{C_{x1}'}{C_{x2}'} \sqrt{1 + \omega_0^2 C_{x1}'^2 R_r^2}} \quad (20b)$$

Ist der Quarzwiderstand  $R_r$  klein gegenüber dem Blindwiderstand der beiden Kapazitäten  $C_{xi}$ , dann erhält man die einfache Formel

$$\boxed{|v_{min}| = \frac{C_{x1}'}{C_{x2}'}} \quad (20c)$$

Durch Umformen der allgemeinen Formel (20a) kann man für eine gegebene Schaltung mit bekannter Verstärkung  $|v|$  den maximal zulässigen Resonanzwiderstand des Quarzes  $R_{rmax}$  berechnen:

$$R_{\text{rmax}} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4 A C}}{2 A} \quad (21)$$

mit  $A = \omega_0^2 C_{x2}'^2 (R_v^2 \omega_0^2 C_{x2}'^2 + 1)$   
 $B = 2 \omega_0^2 C_{x1}'^2 R_v$   
 $C = \left(\frac{C_{x1}'}{C_{x2}'}\right)^2 - |v|^2$

Ein physikalisch sinnvolles Ergebnis erhält man nur, wenn die Verstärkung mindestens

$$|v| \geq \frac{\frac{C_{x1}'}{C_{x2}'}}{\sqrt{R_v^2 \omega_0^2 C_{x2}'^2 + 1}} \quad (21b)$$

beträgt.

Für die Schaltung ohne Vorwiderstand  $R_v$  gilt für den maximal zulässigen Resonanzwiderstand  $R_{\text{rmax}}$  die einfache Beziehung

$$R_{\text{rmax}} = \frac{1}{\omega_0 C_{x1}'} \sqrt{|v|^2 - \frac{C_{x1}'}{C_{x2}'}} \quad (22)$$

Die in den Formeln angegebene Verstärkung  $|v|$  des linearisierten Gatters kann mit einem Vektorvoltmeter oder einem Netzwerkanalysator - zur Not auch mit einer Wechselspannungsquelle (auch mit NF-Generator) und einem Oszilloskop leicht bestimmt werden. Die Wechselspannungsamplitude muß dabei viel kleiner als der Aussteuerbereich sein (Kleinsignalverstärkung!).

Mit  $|v|$  und den angegebenen Formeln ist dann eine Dimensionierung leicht möglich. Dabei sollte ein Sicherheitsfaktor für  $R_{\text{rmax}}$  bzw.  $|v|$  von 2 bis 3 berücksichtigt werden, um sicheren Betrieb zu gewährleisten. Zur Sicherheit sollte das Anschwingverhalten bei langsam ansteigender Betriebsspannung am Oszilloskop überprüft werden. Ergänzend hierzu sei auf DIN IEC 122-2-1 (Lit. [65]) hingewiesen, wo diese Zusammenhänge ausführlicher dargestellt sind.

#### (d) Quarzbelastung

Zu beachten ist - insbesondere bei Frequenzen unter 5 ... 10 MHz, daß die Quarzbelastung ( $P_q$  bzw.  $I_q$ ) nicht zu hoch wird. Hinweise über die optimale Höhe siehe Abschnitt 6.4. Die experimentelle Bestimmung ist in Abschnitt 6.6 beschrieben. Die Quarzbelastung kann durch das Verhältnis von  $C_{x1}$  zu  $C_{x2}$  eingestellt werden. Beide sollten aber nicht zu extrem unterschiedlich sein. Genügt dies nicht, muß der Vorwiderstand  $R_v$  eingefügt werden, wobei aber der worst-case für ausreichende Schleifenverstärkung zu beachten ist. Eine ausführliche Darstellung findet man in der DIN IEC 122-2-1, Anhang A (Lit. [66]).

#### (e) Obertonbetrieb

Hier gilt das in 6.3.2 für den Colpitts-Oszillator gesagte: Zuverlässiger Betrieb von Obertonquarzen ist nur durch Einfügen einer Frequenzselektion möglich. Dabei kann entweder  $C_{x1}$  oder  $C_{x2}$  durch einen Parallelschwingkreis ersetzt werden, wobei die Position am Gattereingang ( $C_{x1}$ ) zu bevorzugen ist. Die Resonanzfrequenz des Parallelkreises (einschließlich Streukapazitäten) wird - wie beim Colpittsoszillator - zwischen Grundwelle und 3.Oberton gelegt. Es gelten die Dimensionierungsformeln (17) und (18), in denen  $C_B$  durch  $C_{x1}'$  bzw.  $C_{x2}'$  zu ersetzen ist. Zu beachten ist, daß

in Reihe zur Spule ein Abblockkondensator (ca. 10nF) gelegt wird (siehe auch DIN IEC 122-2-1, Anhang B (Lit. [66])).

### 6.3.3 Clapp-Oszillator

Bei hohen Frequenzen (über ca. 100 MHz) vergrößert sich der Einfluß der statischen Kapazität  $C_0$  mehr und mehr. Die Ergebnisse können aus Bild 6.17 ersehen werden, das die Ortskurve der komplexen Quarzadmittanz zeigt.

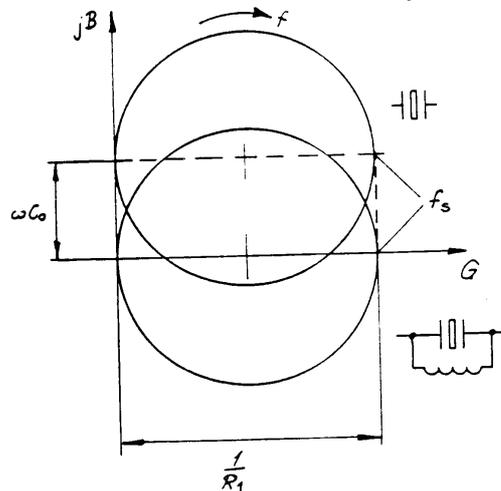


Bild 6.17: Ortskreis der Quarzadmittanz bei höherer Frequenz ohne und mit  $C_0$ -Kompensation

Das Zentrum des Kreises hat einen Abstand von der realen Achse von  $\omega C_0$ . Mit ansteigender Frequenz wird  $\omega C_0$  größer und der Resonanzwiderstand der Quarzen steigt ebenfalls. Daher bewegt sich der Kreis nach „oben“ und hat einen kleineren Durchmesser. Dadurch sinkt die Steilheit der Phasenkurve im Bereich der Resonanzfrequenz und der Phasenhub, insbesondere im induktiven Teil (Kreisbogen unterhalb der reellen Achse), sinkt. Oberhalb von etwa 150 MHz schneidet der Kreis bei üblichen Schwingquarzen die reelle Achse nicht mehr, d.h. es existiert keine Resonanzfrequenz, bei der die Quarzimpedanz reell, d.h. rein ohmisch ist.

In der Oszillatorschaltung muß daher bei höheren Frequenzen die statische Kapazität durch eine parallele Spule  $L_p$  kompensiert werden.

$$L_p = \frac{1}{\omega_s^2 C_0} \quad (23)$$

Als Faustregel für die Kompensationsgrenze gilt:

$$|X_{C0}| = \frac{1}{\omega_s C_0} < 5 \cdot R_1 \quad (24)$$

oder allgemein oberhalb von 100 MHz.

Als Ergebnis der Kompensation liegt der Ortskreis wieder symmetrisch zur reellen Achse, der Schnittpunkt mit der reellen Achse ist bei der Serienresonanzfrequenz  $f_s$ , wobei zwei Parallelresonanzfrequenzen oberhalb und unterhalb  $f_s$  existieren. Mit Kompensation beträgt der gesamte Phasenhub wieder  $\pm 90^\circ$  bezogen auf  $f_s$ . Die Kompensationsspule kann eine Drossel mit niedriger Güte sein. In der Praxis genügt es häufig, die Kompensationsbedingungen (23) nur ungefähr zu erfüllen. Häufige Ursache für Probleme mit dieser Schaltung ist, daß die Kompensationsbedingung (23) krass verletzt wird.

Eine sehr zuverlässige Schaltung für Obertonquarze bis zu 300 MHz ist die grounded-base-Schaltung (s. Bild 6.18). Der Rückkopplungskreis liegt zwischen einem kapazitiven Spannungsteiler  $C_A$ ,  $C_B$  und dem Emitter des Oszillatortransistors.

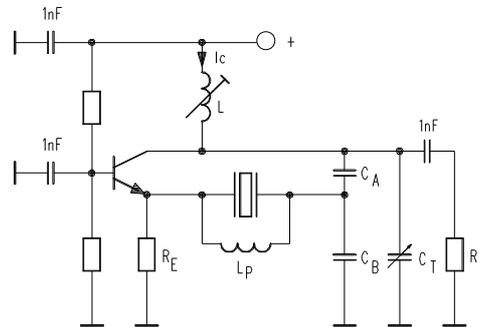


Bild 6.18: Grounded-base-Schaltung für Obertonquarze

### 6.3.3.1 Dimensionierungshinweise

Grundsätze:

- Als Oszillatortransistor sollte ein Modell gewählt werden, dessen Transitfrequenz beim Arbeitsstrom  $I_C$  ca. 4...10 mal höher als die Oszillatorfrequenz ist. Ferner ist es ratsam, Transistoren mit hoher Stromverstärkung ( $h_{FE}$ ) und niedrigem Basisbahnwiderstand ( $r_{bb'}$ ) zu verwenden.
- Eine zu hohe Transitfrequenz kann zu parasitären hochfrequenten Schwingungen des Oszillators im GHz-Bereich führen, die oft nur schwer zu beherrschen sind. Als Resonanzelemente dienen dabei Leiterbahnstücke in Verbindung mit parasitären oder Schaltungskapazitäten. Das Layout ist -insbesondere bzgl. der Abblockung VHF-gerecht zu gestalten: kurze Leitungen, Abblockkondensatoren nicht zu groß (220pF ... 1nF statt 10nF) usw..
- Für niedriges Phasenrauschen ist oft ein rauscharmer NF-Transistor mit knapp bemessener Transitfrequenz günstiger als ein schneller Mikrowellentransistor, auch wenn er als rauscharm spezifiziert ist (was sich nur auf das HF-Rauschen bezieht).
- Der Kollektorschwingkreis muß eine niedrige Betriebsgüte haben und sollte mit einem Parallelwiderstand (ca. 1 k $\Omega$ ) bedämpft werden.
- Die Betriebsspannung sollte nicht zu hoch ( $\ll 12$  V) und die Ausgangsleistung sollte gedrosselt werden.
- Durch die hohe Spannungsverstärkung zwischen dem Emitter und Kollektor ist es empfehlenswert, daß die untere Kapazität  $C_B$  ungefähr den 3- bis 10-fachen Wert von  $C_A$  hat. Eine zu starke Rückkopplung ( $C_B$  zu klein) kann den Quarz überlasten und zu irregulären Betriebsbedingungen führen.

Die Verstärkung der Basisschaltung beträgt

$$v = \frac{I_C}{U_T R_C} \quad \text{mit } U_T = 26 \text{ mV (bei } 25^\circ\text{C)}$$

wobei der Kollektor-Widerstand  $R_C$  durch die Güte  $Q_L$  der Kreisspule  $L$  (einschl. Bedämpfungswiderstand) und die Belastung durch die Folgestufe sowie durch die über  $C_A$ ,  $C_B$  transformierte Impedanz der Serienschaltung von Quarz- $R_1$  und dem Emitter-Eingangswiderstand  $r_e$  bestimmt wird:

$$R_C = R_p \parallel R_L \parallel (R_1 + r_e) \cdot \ddot{u}^2 \quad (25)$$

mit

$$R_p = Q_L 2\pi f_0 L$$

$$r_e = \frac{U_T}{I_C}$$

$$\ddot{u} = \frac{C_B}{C_A} + 1$$

Der kapazitive Spannungsteiler muß nun so dimensioniert werden, daß die Transistorverstärkung  $v$  die Abschwächung  $k$  des Rückkopplungsnetzwerks ( $C_A$ ,  $C_B$  und der aus dem Quarz- $R_1$  und dem Emitter-Eingangswiderstand gebildete Spannungsteiler)

$$k = \frac{r_e}{\ddot{u} (r_e + R_1)} \quad (26)$$

ausgleicht, so daß die Rückkopplungsbedingung  $k v \geq 1$  sicher mit einer Reserve von Faktor 2 erfüllt ist

### 6.3.3.2 Problemschaltung

Ziemlich populär (zB. Lit. [20]) ist eine andere einfache Obertonschaltung, die in Bild 6.19 gezeigt wird. In dieser Schaltung wird die Rückkopplung durch interne Transistorkapazitäten erzeugt.

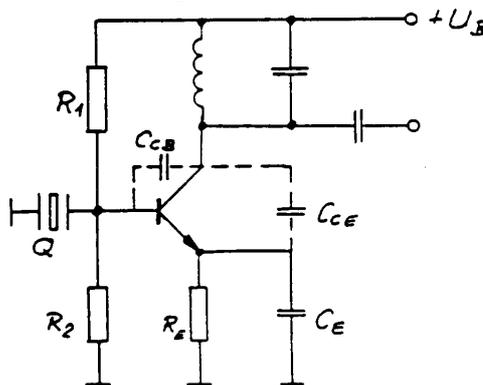


Bild 6.19: Obertonschaltung mit potentiellen Problemen

Abhängig von der Größe der Emitterkapazität  $C_E$  arbeitet die Schaltung entweder als Huth-Kühn-Schaltung (Rückkopplung über  $C_{CB}$ ) oder als quarzstabilisierte LC-Colpitts-Schaltung gemäß Bild 6.6, Schaltung G, Quarz in Position 3 (Lit.[20]). Diese Schaltung ist oft sehr empfindlich in Bezug auf Umweltbedingungen (Temperaturwechsel, Versorgungsspannung, Last usw.). Oft ist das Phasenrauschen ziemlich hoch. Dies sind die Hauptgründe, warum diese Schaltung nicht empfohlen werden kann.

### 6.3.4 Oszillatoren mit modularen MMIC-Bausteinen in 50 W- Technik

Mit modularen HF-Verstärkern (MMICs) in 50  $\Omega$  -Technik können auf relativ einfache Art sehr hochfrequente Quarzoszillatoren mit niedrigem Phasenrauschen gebaut werden. Vorteil ist der klare Aufbau und Spezifikation der Einzelstufen, insbesondere wenn die Begrenzungsfunktion mit Diodenbegrenzern oder einer AGC-Schaltung getrennt durchgeführt wird, so daß die Verstärker nicht in die Sättigung getrieben werden. (Lit. [70], [78]). Je nach Zahl der Stufen und deren Phasendrehung handelt es sich im Prinzip um eine Pierce- oder eine Heegnerschaltung. Als Beispiel sollen hier zwei Schaltungen aus [78] angegeben werden. Bild 6.20 zeigt eine Oszillator mit einem 80 MHz SC-Quarz. Die Amplitude wird mit einem Schottky - Diodenbegrenzer ausgeführt, alternativ ist eine einstellbare AGC-Schaltung gezeigt.

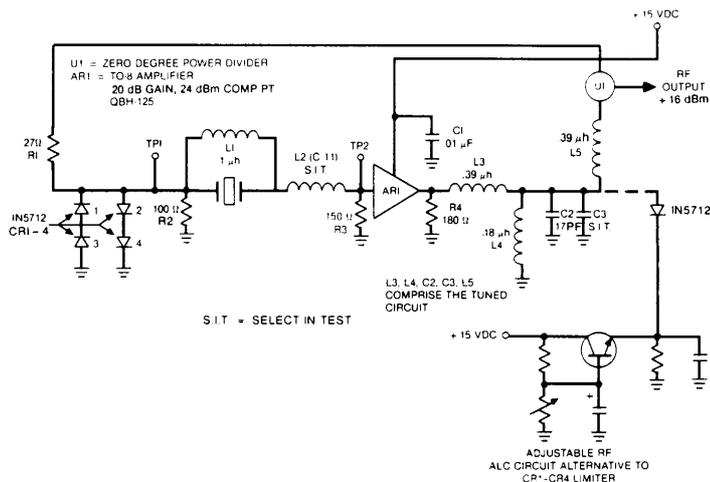


Bild 6.20: SC-Quarzoszillator 80 MHz mit modularem MMIC-Verstärker

Bei der Schaltung in Bild 6.21 ist der 80 MHz AT-Quarz gegen Masse geschaltet. Sein Impedanzverlauf wird durch eine L-C-Transformationsschaltung ( $\lambda/4$ -Leitung) invertiert, so daß die Serienresonanz hochohmig und die Antiresonanz niederohmig ist. Die Impedanz  $Z_0$  der  $\lambda/4$ -Schaltung ist so gewählt, daß sich eine möglichst hohe Betriebsgüte ergibt.

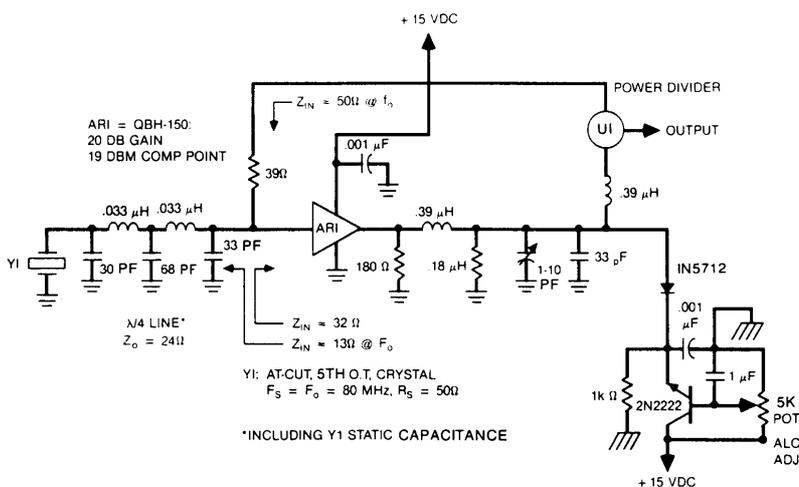


Bild 6.21: AT-Quarzoszillator 80 MHz mit modularem MMIC-Verstärker

### 6.3.5 Frequenzaufbereitung für VHF/UHF und höher

Die obere Frequenzgrenze für Quarzoszillatoren ist durch die Ziehfähigkeit der Schwingquarze und durch unerwünschte Nebenresonanzen gegeben. Die Serienfertigung von Schwingquarzen in konventioneller Technologie erreicht Grundtonfrequenzen bis 40 MHz ... 45 MHz. Im neunten Oberton entspricht dies 360 MHz bis 400 MHz. Derartige Quarze haben relativ starke Nebenresonanzen (typisch 1 dB ... 2 dB gedämpft), ein sehr hohes Kapazitätsverhältnis  $r$ , d.h. sie sind nur mit großem Aufwand  $\pm 5\text{ppm}$  zu ziehen, um die Fertigungstoleranz im Abgleich auszugleichen - und eine sehr kleine Parallelgüte  $M$  - d.h. der Ortskreis des Leitwerts liegt weit oberhalb der reellen Achse.

Mit Fotolithografie und spezieller Ätztechnik können heute Grundtonfrequenzen bis 150 MHz erreicht werden. Diese Quarze haben jedoch meist eine relativ große

Alterung, starke Hysterese und DLD-Effekte und sind relativ teuer. Die erreichbaren  $C_1$ -Werte liegen auch deutlich tiefer als bei den konventionellen Quarzen. Modulierbare und spannungsgesteuerte Oszillatoren mit großem Ziehbereich werden mit Grundtonquarzen, bei kleinerem Ziehbereich auch mit 3.Obertonquarzen realisiert, d. h. sind bis ca. 40 MHz bzw. 120 MHz möglich. Oszillatoren ohne Frequenzziehfunktion sind bis ca. 360 MHz möglich. Um höhere Ausgangsfrequenzen zu erreichen, gibt es zwei Verfahren:

- Frequenzvervielfachung durch Verzerren, Verstärken und Selektion der gewünschten Oberwelle. Bei einem Colpitts-Oszillator kann mit einem auf die Oberwelle abgestimmten Schwingkreis im Kollektor direkt in der Oszillatorstufe eine Vervielfachung um Faktor 2, 4 oder 5 erfolgen. Ein Vervielfachungsfaktor von 3 sollte vermieden werden, da es dabei zu Störeffekten mit dem 3. Oberton kommen kann, der leicht verschieden ist von der 3. Harmonischen.
- Phasenstarre Vervielfachung (Phase Locked Loop (PLL) - Technik, Lit. [60]), bei der ein VCO, z.B. mit Spule oder Keramikresonator auf der Endfrequenz schwingt, dessen heruntergeteilte Frequenz phasenstarr an den Quarzoszillator angebunden wird (Beispiel siehe Lit.[63]). Hiermit sind ohne großen Abstimmnaufwand hohe Vervielfachungsfaktoren z.B. von 32 ... 128 möglich. Außerdem ist das Spektrum des Ausgangssignals ohne die „Lattenzäune“ der normalen Frequenzvervielfachung .

## 6.4 Frequenzstabilität von Quarzoszillatoren

### 6.4.1 Langzeitstabilität (Alterung)

Die Langzeitstabilität eines Quarzoszillators hängt sowohl von den Alterungseigenschaften der externen Komponenten ab - Güte der Schwingkreise, Einfluß von Kondensatoren, Spulen, Transistoren usw. - als auch von der Alterung des Resonators. Nach einer Stabilisierungszeit von einigen Tagen ist die Langzeitalterung typisch 1 bis 2 ppm über das erste Jahr für professionelle Quarze. Speziell hergestellte Quarze können in widerstandsverschweißten Gehäusen Alterungsraten von kleiner  $1 \cdot 10^{-7}$  pro Jahr erreichen, Quarze in Glasgehäusen und in kaltverschweißten Gehäusen können Alterungsraten von  $1 \cdot 10^{-8}$  pro Jahr und besser erreichen. Ein regulärer Alterungsverlauf ist in ungestörter Form (z.B. [32], [33]) meist nur bei temperaturstabilisierten vorgealterten Quarzoszillatoren (OCXOs) zu beobachten. Im allgemeinen sind mehrere Alterungseinflüsse überlagert. Wenn eine niedrige Alterung vorrangige Bedeutung hat, sollte der Quarz bei einer sehr niedrigen Belastung arbeiten (1 bis  $50 \mu\text{W}$  bei AT-Quarzen). Normalerweise kann dies nur durch die Begrenzung der Schwingamplitude mit einer AGC oder einer Amplitudenbegrenzerschaltung erreicht werden. Besondere Sorgfalt ist auf die Auswahl der frequenzbestimmenden Bauelemente zu legen. So können z.B. mechanische Trimmer u.a. die Ursache von Alterungsproblemen sein. Quarzoszillatoren mit extrem niedrigen Alterungsraten benötigen niederfrequente Obertonquarze wie z.B. 5 MHz oder 10 MHz/3.Oberton im AT- oder auch im SC-Schnitt, die in einem temperaturstabilisierten Ofen bei der Temperatur des sogenannten Umkehrpunktes arbeiten (typ.  $60^\circ$  bis  $90^\circ\text{C}$ ). Solche Oszillatoren bedürfen eines speziellen know-hows und sollten vom kompetenten Quarz- / Oszillatorenhersteller als Komplettprodukte bezogen werden.

Zum Erreichen hoher Langzeitstabilität bei stationären Anwendungen kann ein Quarzoszillator mit guter Stabilität im Kurzzeit- und Mittelzeitbereich (Stunden bis Tage) mit einem Normalfrequenzsender wie z.B. DCF 77 auf 77,5 kHz synchronisiert werden (siehe Lit.[61]). Dabei ist allerdings zu beachten, daß die durch die Amplitudenabsenkung bei der Übertragung des Zeitcodes vorhandenen Phasensprünge den Quarzoszillator nicht modulieren. Die Anbindung sollte mit einer möglichst langen Zeitkonstante von mehreren Stunden erfolgen, die aber kein ganzer Teiler oder Vielfaches von 24 Stunden sein sollte, um die periodischen Tag- und Nachtschwankungen der Signallaufzeit zu unterdrücken. In der Literaturstelle [64] ist ein Beispiel mit einer mikroprozessorgesteuerte Regelung beschrieben.

#### 6.4.2 Kurzzeitstabilität/Phasenrauschen

Dieses sehr komplexe Thema wird ausführlicher im Kapitel 7 behandelt werden. Für ein tieferes Studium verweisen wir auf die Gesamtdarstellungen und Übersichten in Lit. [35] - [39] sowie [69] sowie auf die Berichte in Lit. [40] und [41] unserer Literaturliste. Schaltungsbeispiele können den Referenzen [34] und [42] bis [46] entnommen werden.

#### 6.4.3 Frequenzstabilität im Temperaturbereich

Der Temperaturgang von AT-Quarzen wird durch eine kubische Parabel beschrieben, deren Form durch die Auswahl des Schnittwinkels (Lit.[47], [48]) beeinflußt werden kann (siehe Bild 6.22).

$$\frac{\Delta f}{f} \text{ (ppm)} = a_1 \cdot \Delta\varphi_{zz'} (T - T_{\text{ref}}) + (b_0 + b_1 \Delta\varphi_{zz'}) \cdot (T - T_{\text{ref}})^2 + (c_0 + c_1 \Delta\varphi_{zz'}) \cdot (T - T_{\text{ref}})^3 \quad (27)$$

mit:  $a_1 = -0,08583$   
 $b_0 = 0,39 \cdot 10^{-3}$   
 $b_1 = -0,07833 \cdot 10^{-3}$   
 $c_0 = 1,095 \cdot 10^{-4}$   
 $c_1 = -0,033 \cdot 10^{-6}$

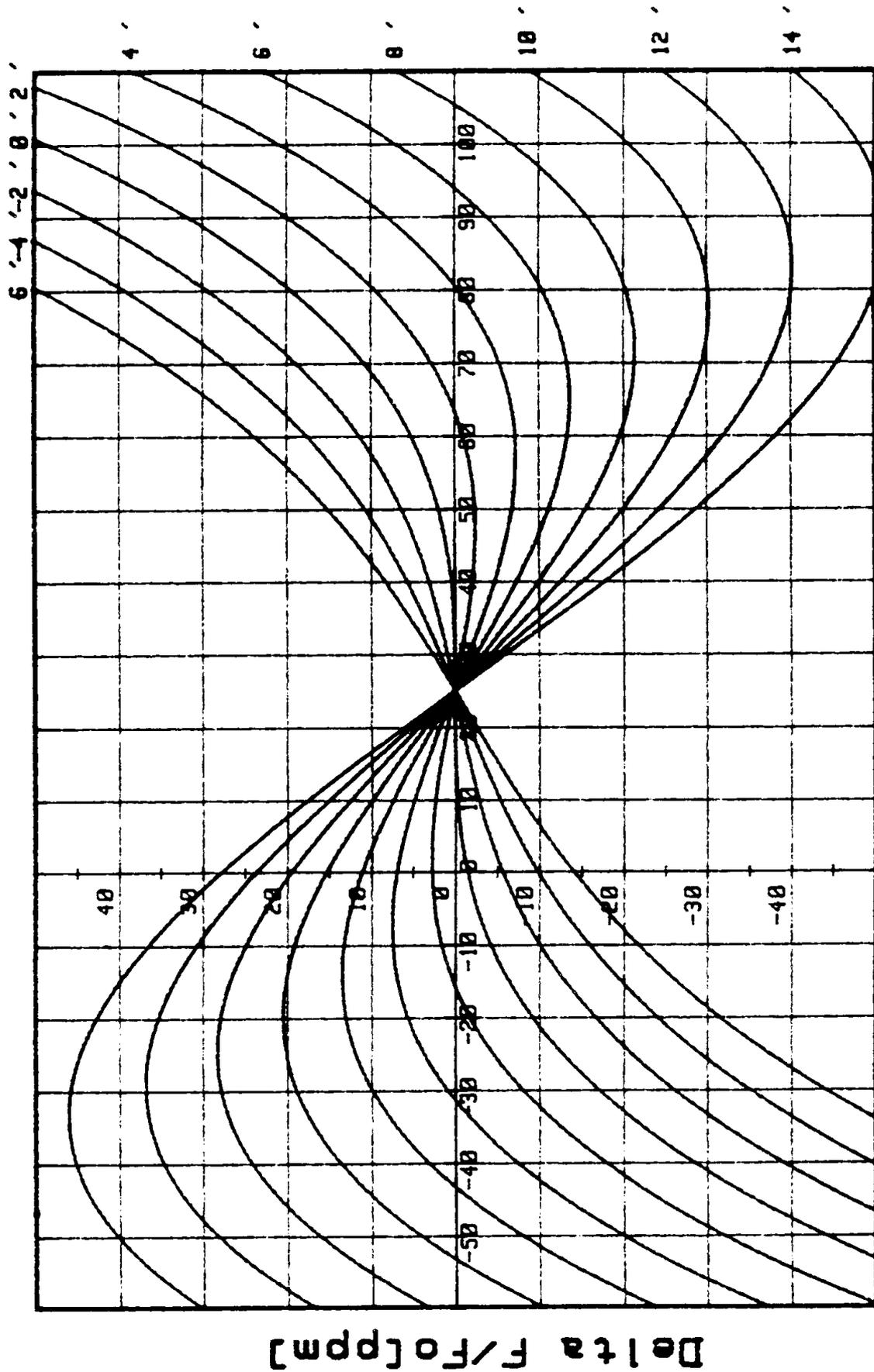
In dieser Gleichung ist  $T_{\text{ref}}$  die Referenztemperatur (z.B. 25°C) und

$$\Delta\varphi_{zz'} = \varphi_{zz'} - \varphi_0$$

ist die Differenz in Winkelminuten des tatsächlichen Schnittwinkels  $\varphi_{zz'}$  zum sogenannten "Nullwinkel"  $\varphi_0$ , bei dem die Kurve einen horizontalen Wendepunkt hat. Wenn die Kurve auf die Wendepunkts(Inversions-)temperatur  $T_{\text{inv}}$  anstatt auf  $T_{\text{ref}}$  bezogen wird, vereinfacht sich die Gleichung zu:

$$\frac{\Delta f}{f} \text{ (ppm)} = A_1 \Delta\varphi_{zz'} (T - T_{\text{inv}}) + A_3 \cdot (T - T_{\text{inv}})^3 \quad (28)$$

mit  $A_1 = -0,08583$   
 $A_3 = 1,05 \cdot 10^{-4}$



Delta F/Fo [ppm]

Bild 6.22: TK-Kurvenschar von AT-Schnitt-Schwingquarzen

TELE QUARZ GmbH

Temperature [°C]

Die Inversionstemperatur, d.h. der Wendepunkt,  $T_{inv}$  liegt beim AT-Schnitt zwischen  $24^{\circ}\text{C}$  und  $35^{\circ}\text{C}$ , je nach Frequenzbereich. Bei SC-Quarzen liegt  $T_{inv}$  bei ca.  $+95^{\circ}\text{C}$ . Bild 6.22 zeigt die Kurvenschar des Temperaturganges für den AT-Schnitt gemäß Gleichung 27, in der der Winkeloffset  $\Delta\varphi_{ZZ}$  ein Parameter ist. Für jeden gegebenen Temperaturbereich existiert eine optimale Kurve mit minimaler Frequenzabweichung (Lit. [49]). Durch die unvermeidliche Streuung in der Fertigung und durch viele zusätzliche Faktoren neben dem Schnittwinkel, die die Frequenzcharakteristiken beeinflussen, kann eine gegebene Quarz-TK-Kurve nur mit einer minimalen Toleranz von ungefähr  $\pm 0,5$  min. bis  $\pm 2$  min. realisiert werden.

Für enge Toleranzen muß beachtet werden, daß der TK bei der Resonanzfrequenz  $f_r$  nicht exakt identisch ist mit dem TK bei der Lastresonanzfrequenz  $f_L$  (Betrieb mit Lastkapazität  $C_L$ ). Der Grund hierfür ist, daß die dynamische Kapazität  $C_1$  von AT-Quarzen einen Temperaturkoeffizienten von ungefähr  $230 \text{ ppm/K}$  (Lit.[51]...[53], [2]) hat, wogegen die dynamische Induktivität  $L_1$  einen TK von ungefähr der gleichen Größe hat, aber mit gegensätzlichem Vorzeichen. Der "Nettoeffekt" von beiden ist die Temperaturkurve in Bild 6.22. Auf der anderen Seite hat die statische Kapazität  $C_0$  einen TK von ungefähr  $30 \text{ ppm/K}$  (Lit.[54]). Da bei Betrieb mit Lastkapazität der Quarz auf einem anderen Arbeitspunkt als bei  $f_r$  betrieben wird, weicht die Temperaturkurve bei der Resonanzfrequenz von dem bei der Lastresonanzfrequenz  $f_L$  ab um:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} [230 \cdot 10^{-6} - \text{TK}(C_0 + C_L)] \cdot \Delta T \quad (29)$$

Dies ergibt gemäß Gl. (28) einen effektiven Winkeloffset

$$\Delta\varphi_{CL} (\text{min}(')) = - \frac{200}{0,0858} \cdot \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad (30)$$

Beispiele:

Grundwellequarz mit  $C_1 = 20 \text{ fF}$ ,  $C_0 = 5 \text{ pF}$

$$C_L = 10 \text{ pF: } \Delta\varphi_{CL} = -1,55'$$

$$C_L = 20 \text{ pF: } \Delta\varphi_{CL} = -0,90'$$

$$C_L = 30 \text{ pF: } \Delta\varphi_{CL} = -0,66'$$

b) 3. Oberton-Quarz mit  $C_1 = 2 \text{ fF}$ ,  $C_0 = 6 \text{ pF}$

$$C_L = 10 \text{ pF: } \Delta\varphi_{CL} = 0,15'$$

$$C_L = 30 \text{ pF: } \Delta\varphi_{CL} = -0,06'$$

Dieser Effekt ist also nur bei Grundwellenquarzen wesentlich und verursacht eine Drehung der TK-Kurven entgegen dem Uhrzeigersinn (Bild 6.23).

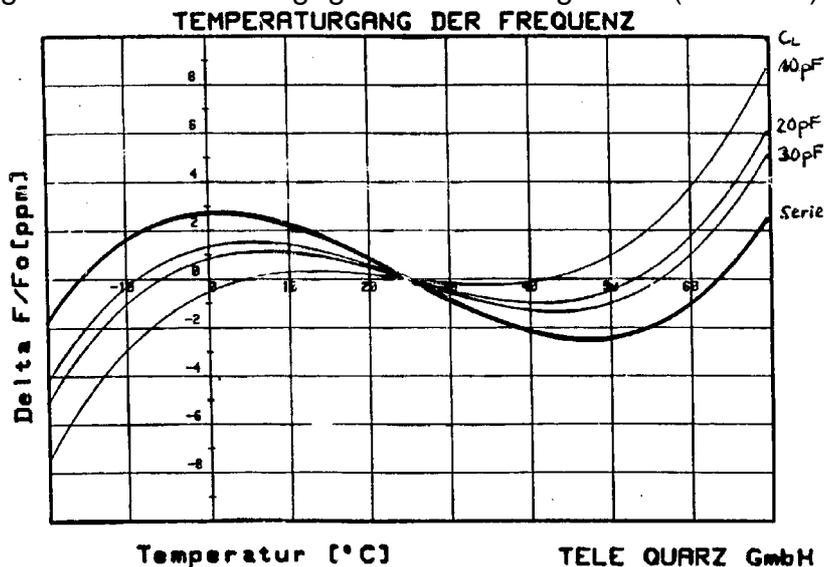


Bild 6.23: Drehung der TK-Kurven bei Lastresonanz

Zu diesem Effekt hinzu kommt die Tatsache, daß jede reale Oszillatorschaltung den Temperaturngung verändert. Bei Grundwellenoszillatoren mit Bipolar-Transistoren ist der Haupteinfluß die Temperaturabhängigkeit der Transistorkapazitäten (insbesondere die sog. Millerkapazität und der TK der anderen Transistorparameter ( $B$ ,  $\beta$ ,  $g_m$  usw.)). Bei Gatterschaltungen ist neben den temperaturabhängigen Eingangs- und Ausgangskapazitäten der TK der Gatterlaufzeit maßgebend. Bei Grundwellenquarzen ist (bei ordentlich arbeitender Schaltung) mit einem zusätzlichen „scheinbaren“ Offset von  $-0,5'$  bis  $-2,0'$  zu rechnen. Außerdem verändert sich  $T_{inv}$  (typischerweise  $-2$  bis  $-6^\circ\text{C}$  niedriger). Ein Quarz, der alleine z.B:  $\pm 5\text{ppm}$  im Bereich  $-20^\circ\text{...}+70^\circ\text{C}$  einhält, kann dadurch in der Oszillatorschaltung bis  $\pm 10\text{ppm}$  aufweisen!

Bei Obertonschaltungen ist zwar der Quarz im Prinzip unempfindlicher gegenüber den Schaltungseigenschaften, jedoch üben die notwendigen Schwingkreise zur Obertonselektion einen wesentlichen Einfluß auf den TK der Gesamtschaltung aus, insbesondere wenn sie leicht gegenüber der Resonanz verstimmt sind. Der Einfluß der Schwingkreise kann dadurch von Exemplar zu Exemplar streuen und auch unterschiedlich stark im Temperaturbereich den TK-Verlauf des Quarzes verzerren, so daß die resultierende TK-Kurve nicht immer eine symmetrische Parabel bleibt.

Um den guten TK von Schwingquarzen ausnützen zu können ist es daher bei höheren Anforderungen nötig, den TK-Dreheffekt der Schaltung experimentell zu ermitteln und bei der Spezifikation des Schwingquarzes entsprechend zu berücksichtigen.

## 6.5 Ziehen und Modulation von Quarzoszillatoren

### 6.5.1 Ziehfähigkeit

Die Ziehfähigkeit der Oszillatorfrequenz ist von der Ziehreaktanz der Schaltung und den Ersatzdaten des Quarzes abhängig (Lit. [15]).

#### 6.5.1.1 Ziehreaktanz

In Bild 6.24a ist der Blindwiderstandsverlauf eines verlustfreien Quarzes gezeigt, dessen Frequenzen durch eine Induktivität bzw. einen Serienresonanzkreis in Serie mit dem Quarz gezogen wird. Allgemein wird die Resonanz durch einen in Reihe geschalteten Blindwiderstand  $X_v$  gezogen wie folgt:

$$f_{X_v} = f_s \left[ 1 + \frac{C_1}{2 \left( C_0 - \frac{1}{\omega_s \cdot X_v} \right)} \right] \quad (31)$$

Eine Serienkapazität  $C_v$  erhöht die Frequenz auf

$$f_{C_v} = f_s \left( 1 + \frac{C_1}{2(C_0 + C_v)} \right) \quad (32)$$

Eine Serieninduktivität  $L_v$  reduziert die Frequenz auf

$$f_{L_v} = f_s \left[ 1 - \frac{C_1}{2 \left( \frac{1}{\omega_s^2 L_v} - C_0 \right)} \right] \quad (33)$$

Wenn ein Serienresonanzkreis  $L_v, C_v$  zugeschaltet wird, kann die Resonanzfrequenz erhöht oder erniedrigt werden auf:

$$f_{LC} = f_s \left[ 1 + \frac{C_1}{2 \left( C_0 - \frac{1}{\omega_s^2 L_v - \frac{1}{C_v}} \right)} \right] \quad (34)$$

Diese Gleichungen sind mit ausreichender Genauigkeit für einen Ziehbereich bis über 2000 ppm gültig.

Wenn eine Spule als Ziehelement verwendet wird, erscheint ein zusätzlicher Serienresonanzpunkt  $f_{L2}$  oder  $f_{LC2}$  (bei LC-Serienkreis). In diesem Punkt ist der induktive Blindwiderstand von Spule bzw. Serienkreis in Resonanz mit der statischen Kapazität  $C_0$  des Quarzes. Diese Frequenz kann relativ weit entfernt sein von der Hauptresonanz, jedoch kann der Oszillator auf diese - nicht quarzstabile - Resonanz umspringen, da sie nicht selten niederohmiger als die Quarzresonanz ist.

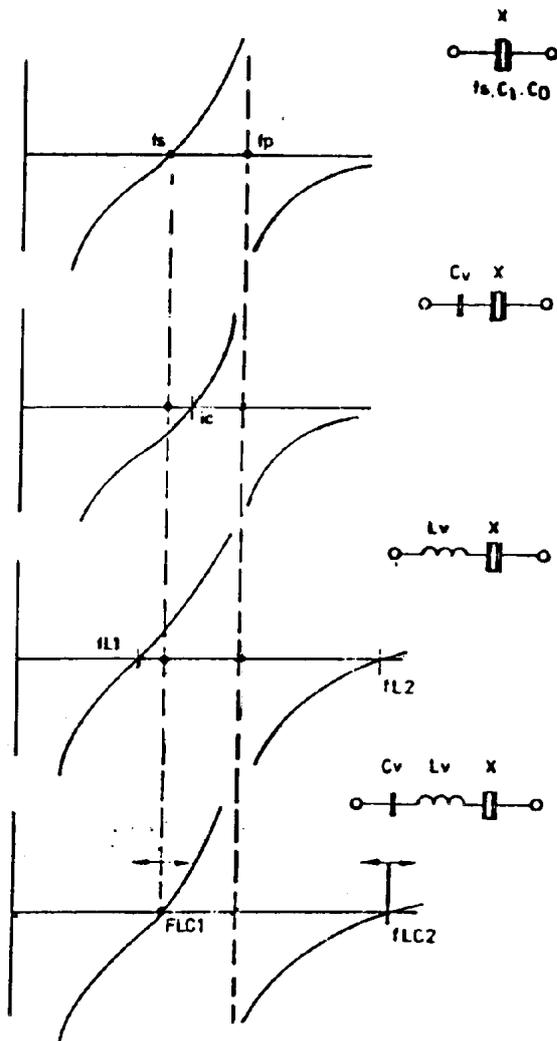


Bild 6.24a: Blindwiderstandsverlauf eines Quarzes mit Serienreaktanzen

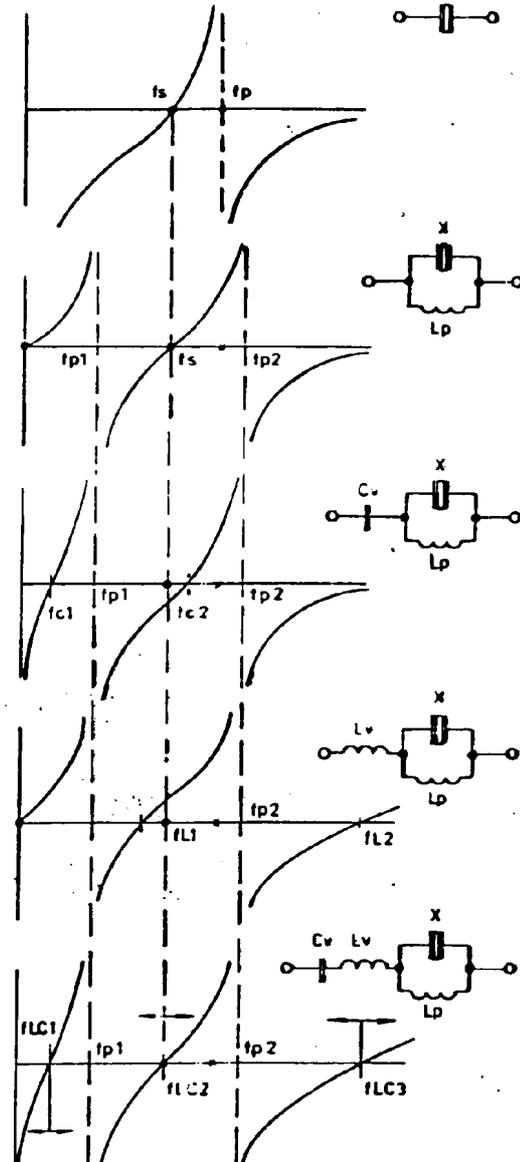


Bild 6.24b: Blindwiderstandsverlauf mit  $C_0$ -Kompensation

Der Verlauf des Blindwiderstands mit zusätzlicher Parallelkompensation von  $C_0$  durch eine Parallelspele  $L_p$  ist in Bild 6.24b gegeben. Dies führt zu zwei weiteren Parallelresonanzstellen bei

$$f_{p1,2} = f_s \left( 1 \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_0}} \right) \quad (35)$$

die einige 100 kHz oberhalb und unterhalb der Hauptresonanzfrequenz liegen. Die Parallelspele  $L_p$  erhöht den Ziehbereich und wird gewöhnlich so dimensioniert, daß sie in Resonanz mit der statischen Quarzkapazität  $C_0$  ist:

$$L_p = \frac{1}{\omega_s^2 C_0} \quad (36)$$

Die Ziehformeln haben die gleiche Form wie die Gleichungen 31 bis 34, jedoch ohne den Term  $C_0$ . Im einzelnen:

Eine Serienkapazität  $C_v$  erhöht die Serienresonanz auf

$$f_{Cv} = f_s \left( 1 + \frac{C_1}{2 C_v} \right) \quad (37)$$

jedoch erscheint ein zusätzlicher Serienresonanzpunkt  $f_{C2}$  unterhalb von  $f_{p1}$ .

Eine Serieninduktivität  $L_v$  verringert die Resonanzfrequenz auf

$$f_{L_v} = f_s \left( 1 - \frac{C_1}{2} \omega_s^2 L_v \right) \quad (38)$$

wobei eine weitere Serienresonanzstelle  $f_{L2}$  oberhalb von  $f_p$  auftritt.

Wenn die Frequenz durch Verwenden einer Serienschaltung  $L_v, C_v$  gezogen wird, resultiert eine neue Frequenz als

$$f_{LC2} = f_s \left[ 1 - \frac{C_1}{2} \left( \omega_s^2 L_v - \frac{1}{C_v} \right) \right] \quad (39)$$

die unterhalb oder oberhalb der Resonanzfrequenz liegen kann. In diesem Fall erscheinen zwei weitere Serienresonanzen  $f_{LC1}$  und  $f_{LC3}$ .

Alle zusätzlichen Resonanzpunkte werden nicht von der Quarzresonanz kontrolliert, sondern sind parasitäre Resonanzen zwischen der Ziehschaltung und dem verstimmten Schwingkreis einschließlich  $C_0$  und  $L_p$ .

Im Falle von Oszillatoren mit weitem Ziehbereich können diese zusätzlichen Resonanzen Probleme in Form von Frequenzsprüngen verursachen. Da diese parasitären Resonanzen oft niederohmiger sind als die gezogene Hauptresonanz, ist es schwierig, solche unerwünschten Frequenzsprünge unter Kontrolle zu halten.

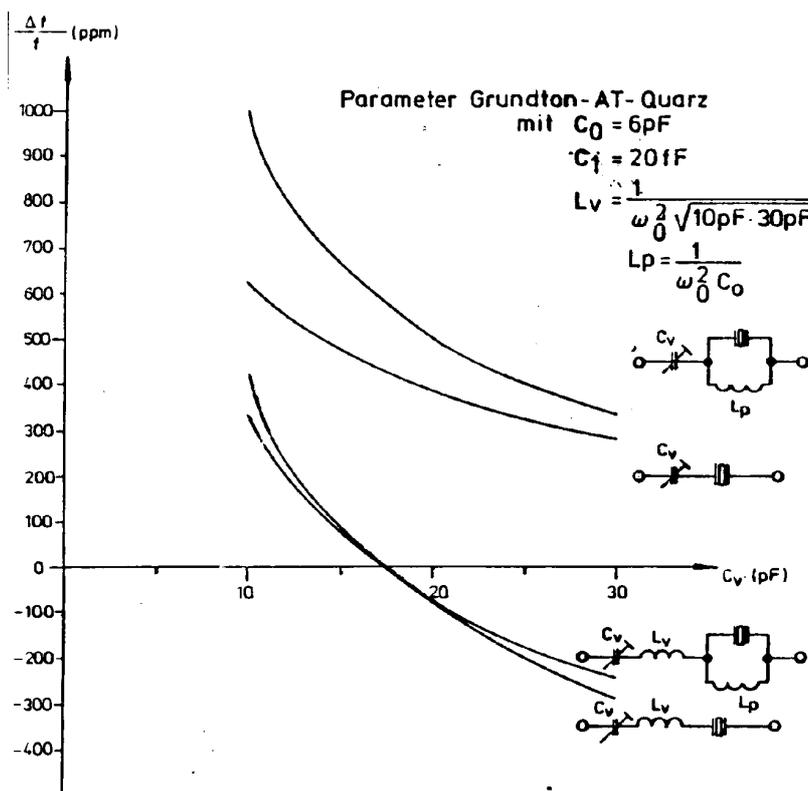


Bild 6.25: Ziehkennlinie bei verschiedenen Ziehschaltungen

Bild 6.25 gibt quantitative Auswertungen des Ziehverhaltens der verschiedenen Schaltungsarten. Diese basieren auf Grundwellenquarzen von 10 MHz mit  $C_0 = 6$  pF und  $C_1 = 20$  fF, mit und ohne Kompensation. Eine Serienkapazität wird verglichen mit einem Serienschwingkreis  $L_v$ ,  $C_v$ . In diesem Fall variiert  $C_v$  zwischen 10 pF und 30 pF, und  $L_v$  wurde so gewählt, daß der Serienresonanzkreis bei  $C_v = \sqrt{10 \cdot 30}$  pF auf die Resonanzfrequenz des Quarzes abgestimmt wurde. Dies entspricht einem in etwa um  $f_r$  symmetrischen Ziehbereich.

Diese Kurven wurden erweitert durch eine komplexe Schaltungsanalyse, bei der die Quarzverluste ( $Q = 39.800$ ) und die Spulenverluste ( $Q_{L_v} = Q_{L_p} = 100$ ) berücksichtigt wurden. Die Ergebnisse sind in Bild 6.26 zusammengefaßt.

Ziehbereich $\frac{\Delta f}{f}$ (ppm)	347	622	665	666
$R_L$ (10 pF)	51.2 $\Omega$	40.6 $\Omega$	29.6 $\Omega$	30.9 $\Omega$
Widerstandstransformation $R_1$ (30 pF)	28.8 $\Omega$	23.8 $\Omega$	21.1 $\Omega$	29.8 $\Omega$
Effektivgüte	$Q' = 39\,800$	$Q' = 30\,800 - 24\,400$	$Q' = 27\,000 - 37\,700$	$Q' = 26\,000 - 27\,000$

Bild 6.26: Ziehbereich und Ersatzdaten-Transformation

### 6.5.1.2 Bemerkungen über die Ziehschaltungen

#### (a) Quarz ohne $C_0$ -Kompensation

Wenn nur eine Ziehkapazität verwendet wird, kann nur ein relativ kleiner Ziehbereich erreicht werden und die "gezogene" Frequenz liegt oberhalb der Resonanzfrequenz. Die Gesamtgüte bleibt praktisch über den gesamten Ziehbereich konstant, jedoch verändert sich der Verlustwiderstand auf den Wert:

$$R_L = R_1 \left(1 + \frac{C_0}{C_L}\right)^2 \quad (40)$$

Bei sehr niedrigen Lastkapazitäten kann  $R_L$  sehr hohe Werte annehmen (bei 5 pF:  $R_L = 96,8$   $\Omega$ ). Dies kann im Oszillator zum Aussetzen der Schwingung oder zu Anschwingproblemen führen. Da die Ziehpempfindlichkeit bei solch kleinen Kapazitäten stark ansteigt, kann Instabilität oder Nicht-Reproduzierbarkeit der Oszillatorfrequenz auftreten. Dieser Fehler wird oft in Datenblättern über integrierte Schaltungen gefunden. Empfohlen wird daher als Untergrenze für  $C_L$  ein Wert von  $2 \cdot C_0$ , d.h. 8 ... 10 pF.

In einer Serien-LC-Schaltung wird der Ziehbereich beträchtlich größer und kann symmetrisch zur Resonanzfrequenz eingestellt werden. Der transformierte Resonanzwiderstand ist niedriger als im ersten Fall. Die Gesamtgüte jedoch verschlechtert sich durch den Einfluß der Spule beträchtlich. Wie aus Bild 6.27 zu ersehen ist, kann der Ziehbereich asymmetrisch sehr weit zu niedrigeren Frequenzen hin erweitert werden, wenn  $L_v$  erhöht wird, jedoch fällt die Gesamtgüte stark ab. In der unteren Kurve von Bild 6.27 ist ersichtlich, daß der Ziehbereich 1106 ppm ist, jedoch wird die Güte auf 12.500 reduziert!

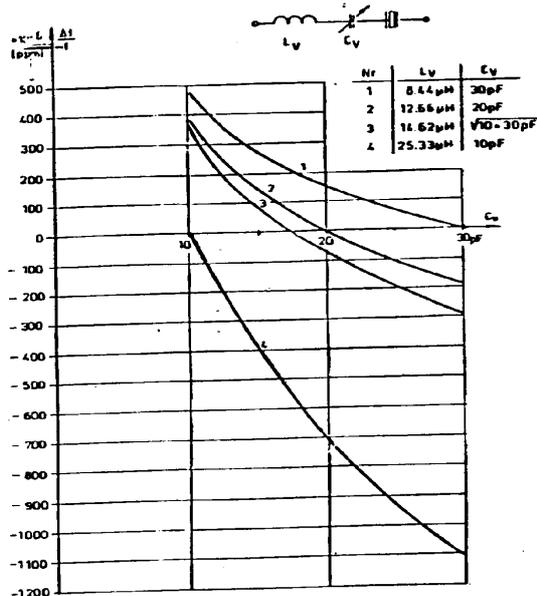


Bild 6.27: Ziehkennlinie mit Serienkreis verschiedener Dimensionierung

### (b) Quarz mit $C_0$ -Kompensation

Der Ziehbereich ist sehr groß, wenn nur eine Ziehkapazität zusätzlich zur  $C_0$ -Kompensation verwendet wird, und der transformierte Widerstand  $R_L$  wird deutlich günstiger als mit anderen Schaltungen. Die Gesamtgüte bleibt auch relativ hoch. Für manche Anwendungen ist lediglich von Nachteil, daß die Oszillatorfrequenz sich immer oberhalb der Quarzresonanzfrequenz befindet.

Bei Verwendung einer Serien-LC-Schaltung zusätzlich zur  $C_0$ -Kompensation wird der Ziehbereich nicht größer als im vorhergehenden Beispiel, trotz der größeren Anzahl an Komponenten, jedoch ist er symmetrisch zur Quarzresonanz. Zwar bleibt  $R_L$  relativ konstant, die Gesamtgüte wegen der beiden Induktivitäten aber recht klein. Zusammenfassend ist festzustellen, daß größere Ziehbereiche eher mit  $C_0$ -Kompensation möglich sind als ohne. Allerdings ist der Effekt der Kompensation beim Ziehen mit einem Serienresonanzkreis unerheblich. Um einen größeren Ziehbereich zu erzielen, ist es gewöhnlich am besten, eine Schaltung mit  $C_0$ -Kompensation und Ziehkapazität zu verwenden (obere Kurve in Bild 6.25). Nachteilig ist bei niederen Frequenzen allerdings der recht hohe Wert für  $L_p$ , bei dem dann die Eigenkapazität das  $C_0$  übersteigt.

#### 6.5.1.3 Effekt der Ersatzdaten des Quarzes

Wie in den Gleichungen 31 bis 39 zu sehen ist, wird die Ziehfähigkeit um so besser, je größer die dynamische Kapazität  $C_1$  des Quarzes ist. Diese kann in gewissem Umfang durch das Quarzdesign beeinflusst werden, jedoch verursacht ein höheres  $C_1$  eine Erhöhung der statischen Kapazität  $C_0$  des Quarzes und nur ein geringe Reduzierung des Kapazitätsverhältnisses  $r$ . Ferner ist bei höheren  $C_1$ -Werten auch mit wesentlich stärkeren Quarz-Nebenwellen zu rechnen. Aus diesem Grunde sollte die Realisierung von extremen Ziehforderungen in der Praxis in enger Zusammenarbeit mit dem Quarzhersteller abgestimmt werden.

Die Ziehfähigkeit von Obertonquarzen wird, wie die statische Kapazität  $C_1$ , um Faktor  $\frac{1}{n^2}$  reduziert.

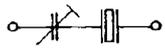
					
$C_V$ 10 bis 30 pF	Grundton	3. Oberton	5. Oberton	7. Oberton	9. Oberton
Quarzdaten: $C_0$	6 pF	5 pF	5 pF	5 pF	5 pF
$C_1$	20 fF	2 fF	0.7 fF	0.35 fF	0.25 fF
Ziehbereich $\frac{\Delta f}{f}$	$347 \cdot 10^{-6}$	$38.1 \cdot 10^{-6}$	$13.3 \cdot 10^{-6}$	$6.7 \cdot 10^{-6}$	$4.7 \cdot 10^{-6}$

Bild 6.28: Einfluß des Obertons auf den Ziehbereich

Die Tabelle in Bild 6.28 nennt die Werte für die einfachste Ziehschaltung mit einer Serienkapazität ohne  $C_0$ -Kompensation. Ein Quarzoszillator, dessen Frequenz stark gezogen werden soll, sollte daher mit einem Quarz mit hoher Grundwellenfrequenz (20 bis 35 MHz) oder mit niedrigstmöglichem Oberton arbeiten. Zwar lassen sich heute z.B. durch die Inverted-Mesa-Technik auch Grundwellenquarze mit Frequenzen bis über 100 MHz herstellen, jedoch erreichen diese meist nur  $C_1$ -Werte im Bereich von ca. 2 fF und besitzen eine recht niedrige Güte, die unter 10000 absinken kann. Außerdem haben diese Quarze wesentlich höhere Alterungswerte (typisch 5 ... 10ppm/Jahr) und deutlich stärkere Nebenwellen als konventionelle Quarze.

### 6.5.2 Modulation von Quarzoszillatoren

Die Ziehkurven in Bild 6.25 und 6.27 sind relativ stark nichtlinear. Beim Ziehen mit einer Varaktordiode hat die Nichtlinearität der Kapazitätsdioden-Kennlinie aber einen entgegengesetzten Verlauf, so daß die Modulationskennlinie meist relativ linear wird.

Als Beispiel wird in Bild 6.29 die Modulationskennlinie bei Verwendung einer Varaktordiode Type BB109 in Verbindung mit den vier Ziehschaltungen gemäß Abschnitt 6.5.1. wiedergegeben. (Für modernere hyperabrupte Kapazitätsdioden ergeben sich vergleichbare Verhältnisse).

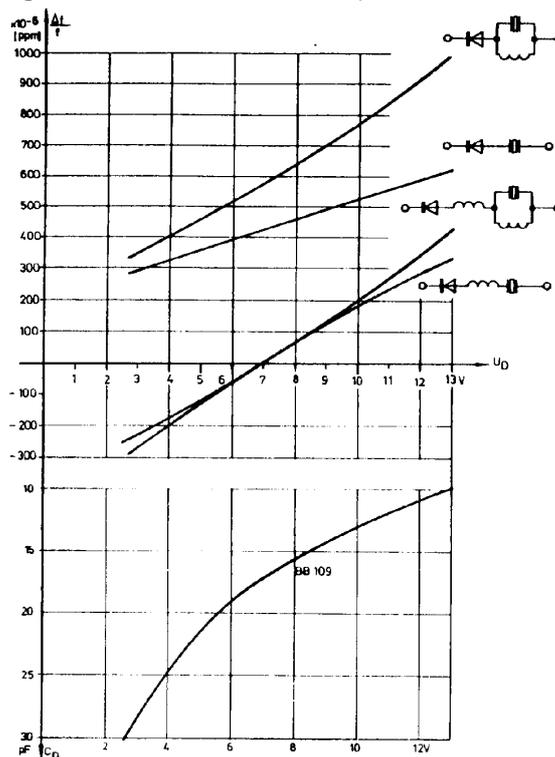


Bild 6.29: Modulationskennlinie

Schon die einfachste Zieherschaltung resultiert in einer praktisch linearen Modulationskennlinie. Auch eine Schaltung mit einem Serienschwingkreis ergibt eine gute Linearität. Auf der anderen Seite ist die  $C_0$ -kompensierte Zieherschaltung schlechter als eine entsprechende unkompenzierte Schaltung - besonders bei einem höheren Frequenzhub.

Bei der Berechnung wurde angenommen, daß die HF-Spannung über der Varaktordiode klein ist im Vergleich zur anliegenden Gleichspannung, was in der Praxis nicht immer der Fall ist. In Bild 6.30 wird dies am Beispiel der einfachsten Zieherschaltung gezeigt.

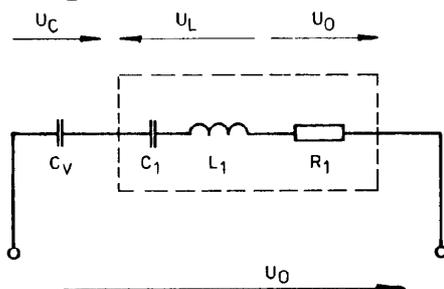


Bild 6.30: Wechselspannungen beim Ziehen eines Quarzes

Bei Lastresonanz besitzt der Quarz einen induktiven Blindwiderstand, der mit dem kapazitiven Blindwiderstand der Lastkapazität übereinstimmt ( $C_0$  sei hier nicht berücksichtigt). Bei einer Gesamtspannung  $U_0$  an Quarz und Lastkapazität beträgt die Spannung über jedem der Blindwiderstände (Quarz bzw. Lastkapazität):

$$U_{L1} = U_{CD} = Q_x \cdot U_0 \quad (41)$$

wobei  $Q_x$  die Güte des Quarzes ist. Nur die Spannung  $U_0$  liegt über  $R_1$  und bestimmt die Quarzbelastung. Bei einer Belastung von  $P_q$  bildet sich eine Spannung  $U_{CD}$  über der Varaktordiode aufgrund der Resonanz:

$$U_{CD} = Q_x \sqrt{P_q \cdot R_1} = \frac{1}{\omega_0 C_1} \sqrt{\frac{P_q}{R_1}} \quad (42)$$

Beispiel:  $P_q = 200 \mu\text{W}$ ,  $R_1 = 20 \Omega$ ,  $f_0 = 10 \text{ MHz}$ ,  $C_D = 10 \text{ pF}$ . In diesem realistischen Fall resultiert eine Wechselspannung über die Varaktordiode  $U_{CD} = 5 \text{ V}$ , die einer Spitze-Spitze-Spannung von  $14,2 \text{ V}$  entspricht, die der Gleichspannung überlagert ist. Dadurch kann die Kapazitätsdiode in den Durchlaßbereich durchgesteuert werden. Auch bei kleineren Pegeln ergibt sich durch die überlagerte HF-Spannung bei kleinen Ziehspannungen ein nichtlinearer Verlauf der Zieh-/Modulationskennlinie, was zu Verzerrungen führt. Durch eine Antiserienschaltung von zwei Kapazitätsdioden kann die Situation verbessert werden.

Die statische Berechnung des Modulationshubs in Abhängigkeit von der Modulationsspannung aus der Ziehkennlinie gilt nur für niedere NF-Modulationsfrequenzen. Bei höheren Modulationsfrequenzen und bei schneller Digitalmodulation, typisch oberhalb  $10 \text{ kHz}$ , kann es schmalbandige Einbrüche und Überhöhungen des Modulationshubs geben. Sie ergeben sich durch Interferenz von Quarznebenwellen mit den Seitenlinien des Besselspektrums des frequenzmodulierten HF-Signals. Für klirrarmer Modulation darf der Schwingquarz daher im Bereich  $f_0 \pm \Delta f_{\text{mod}}$  keine - oder nur sehr schwache - Nebenwellen aufweisen, damit Interferenzen mit Bessellinien 1. Ordnung ausgeschlossen sind. Für derartige Anwendungen sollten 3. Obertonquarze wegen der enger benachbarten Nebenwellen nicht verwendet werden. Grundwellenquarze bedürfen der

Designoptimierung, da die oft gewünschte hohe dynamische Kapazität  $C_1$  stärkere Nebenwellen bedeutet.

## 6.6 Messung der Quarzbelastung

Die Bestimmung der Quarzbelastung ist ein wichtiger Test, der in der Praxis jedoch viel zu selten durchgeführt wird. Es wird entweder die im Quarz umgesetzte Verlustleistung oder der Quarzstrom gemessen. Das Verfahren wird bei drei verschiedenen Schaltungen demonstriert. Dies ist auch für andere Schaltungen anwendbar. Die erzielbare Genauigkeit liegt zwischen 10 % und 50 %, abhängig von der Frequenz und der sorgfältigen Berücksichtigung von systematischen Meßfehlern.

### 6.6.1 Colpitts-Schaltung (Bild 6.11)

Wenn die Bedingung

$$\frac{C_A \cdot C_B}{C_A + C_B} \gg C_T \quad (42)$$

erfüllt ist, kann die Quarzbelastung für bekannte Quarzparameter durch die Messung der HF-Spannung zwischen Basis und Masse  $U_{BM}$  mit einer kapazitätsarmen Meßspitze bestimmt werden. Die Quarzbelastung (Verlustleistung im Quarz) kann dann wie folgt berechnet werden:

$$P_q = \frac{U_{BM}^2}{R_L} \quad \text{mit: } R_L = R_1 \cdot \left(1 + \frac{C_0}{C_L}\right)^2 \quad (43)$$

Wenn die Bedingung (42) nicht erfüllt ist, ist die exakte Formel:

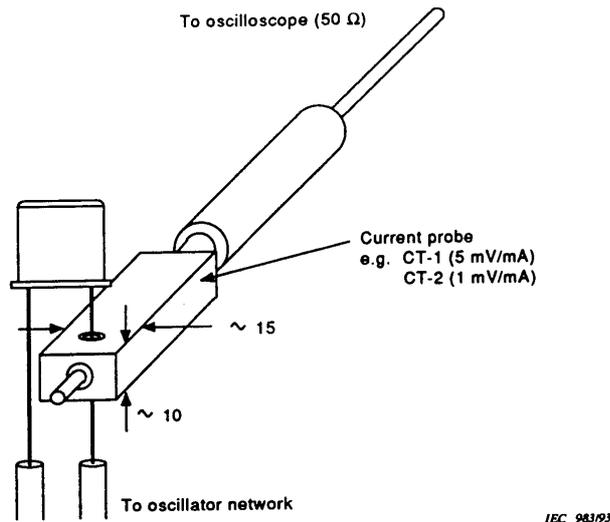
$$P_q = \frac{U_w^2}{R_L} \quad (44)$$

mit:

$$U_w = |U_2 - U_1| \cos\left(\arctan\left(\frac{C_A + C_B}{\omega_0 \cdot R_L \cdot C_A \cdot C_B}\right)\right) \quad (45)$$

Ein einfaches Verfahren zur Bestimmung der Quarzbelastung ist die Messung des Quarzstromes.

Bei der direkten Messung wird ein Quarzanschlußbein durch eine kommerziell erhältliche "HF-Stromzange" (engl.: RF-current probe) gesteckt (siehe Bild 6.31). Am Oszilloskop oder - bei kleinen Pegeln - am Spektrumanalysator kann dann eine HF-Amplitude in mV abgelesen werden, die durch den vorgegebenen Übertragungsfaktor (z.B. 1mV/mA) in den Quarzstrom umgerechnet werden kann.



Dimensions in millimetres

Bild 6.31: Messung des Quarzstroms mit einer HF-Stromzange (aus [66])

Alternativ dazu kann der Quarzstrom auch indirekt gemessen werden, indem mit einer kapazitätsarmen Tastspitze die Spannung über  $C_T$  (in Reihe zum Quarz) gemessen wird. Aus dieser Spannung  $U_{CT}$  ergibt sich der Strom zu

$$I_q = U_{CT} \cdot \omega_0 \cdot C_T$$

Für eine genaue Messung sollte beim Anlegen der Meßspitze der Wert von  $C_T$  reduziert werden, bis sich die gleiche Oszillatorfrequenz wie ohne Meßspitze ergibt. Die Quarzbelastung als Verlustleistung wird aus dem Strom berechnet durch

$$P_q = I_q^2 \cdot R_L$$

### 6.6.2 Die Pierce-Schaltung (Bild 6.16a,b)

Die beiden Spannungen  $U_{cx1}$  über  $C_{x1}$  und  $U_{cx2}$  über  $C_{x2}$  nach Masse werden gemessen ( $C_{x1}$  ist die Kapazität zwischen Kollektor und Grund,  $C_{x2}$  ist die zwischen Basis und Masse). Die Sondenkapazität muß in den Werten von  $C_{x1}$  und  $C_{x2}$  berücksichtigt werden. Von beiden Spannungen kann die Quarzbelastung aus Gleichung (44) bestimmt werden, in der  $R_L$  jedoch durch  $R_1$  ersetzt werden muß. Es ist dann

$$U_w = U_{BM} \cdot \cos\left(\arctan\left(\frac{C_{x1} + C_{x2}}{\omega_0 \cdot R_1 \cdot C_{x1} \cdot C_{x2}}\right)\right) \quad (46)$$

### 6.6.3 Basisschaltung (Bild 6.18)

Die Quarzparameter inklusive Resonanzfrequenz  $f_r$  (bzw.  $f_s$ ) müssen bekannt sein. Die Kollektorschaltung muß auf die Frequenz  $f_s$  abgeglichen sein. Dann muß der Quarz durch einen Widerstand mit dem gleichen Wert wie  $R_1$  ersetzt werden (wenn eine Kompensationsspule verwendet wird, muß diese dabei entfernt werden). Arbeitet der Oszillator korrekt, dann sollte er jetzt in der Nähe der Quarzfrequenz arbeiten ( $\pm$  einige Prozent). Danach wird die Spannung  $U_R$  über den Ersatzwiderstand  $R_{rep}$  mit einer kapazitätsarmen Meßspitze gemessen (wenn nötig, ist die Schaltung leicht zu verstimmen). Die Belastung kann dann berechnet werden mit

$$P_q = \frac{U_R^2}{R_{rep}} \quad (47)$$

Die Genauigkeit dieser Methode kann dadurch verbessert werden, daß die Spannung an beiden Enden des Ersatzwiderstandes gegen Masse gemessen werden und die Differenzspannung daraus ermittelt wird.

## 6.7 Anschwingverhalten von Quarzoszillatoren

Die minimale Anschwingzeit eines Quarzoszillators ist von der Quarzgüte abhängig:

$$t_{an} \geq \frac{Q}{\omega_0} \quad (48) \text{ und beträgt}$$

mehrere Millisekunden. In der Praxis ist die Anschwingzeit je nach Schaltung mehr oder weniger größer als dieser Wert. Das Anschwingen selbst wird durch zwei Mechanismen bestimmt: dem Anschwingen aus dem Eigenrauschen, was ein sehr langsames Anschwingen ergibt und dem Anschwingen infolge des Einschaltimpulses der Spannungsversorgung, was in der Praxis überwiegt. Beide Vorgänge werden durch die Verstärkungsreserve beim Schwingungsstart beeinflusst, d.h. vom Verhältnis

$$\frac{\text{Kleinsignalverstärkung}}{1} \quad \text{bzw.} \quad \frac{|R_{in}(\text{Kleinsignal})|}{R_L}$$

Ein schnelles Anschwingen kann gefördert werden, indem

- die Verstärkungsreserve relativ groß gemacht wird, was seine Grenze in der zulässigen Quarzbelastung findet, und
- die Betriebsspannung beim Einschalten nicht zu „weich“ einsetzt. Spannungsregler und die  $U_B$ -Leitung sollten mit nicht zu großen Elkos abgeblockt werden.

Anschwingprobleme können auch durch eine irreguläre Belastungsabhängigkeit des Resonanzwiderstands der Quarze (DLD-Effekt) entstehen, insbesondere wenn bei kleinsten Leistungen - wie sie zum Zeitpunkt des Anschwingstarts vorliegen - der Resonanzwiderstand wesentlich höher ist als bei Nennbelastung. Der Nachweis dieses Fehlers kann tückisch sein, da der DLD-Effekt oft verschwindet, wenn der Quarz einmal bei Nennbelastung geschwungen hat. Er kann dann nur durch passive Lagerung des Quarzes, evtl. bei erhöhter Temperatur, über mehrere Stunde bis einem Tag wieder in den irregulären Zustand zurückversetzt werden. Durch ausreichende Anschwingreserve kann die Empfindlichkeit eines Oszillators gegenüber DLD-Effekten stark reduziert werden.

## 6.8 Simulation von Quarzoszillatorschaltungen

Die Simulation von Quarzoszillatorschaltungen z.B. mit P-SPICE oder anderen Simulationsprogrammen erfordert die Berücksichtigung einiger Besonderheiten, die kurz beschrieben werden sollen. Für weitere Einzelheiten wird auf die zitierte Literatur verwiesen (Lit. [74], [80] - [82], [84], [86] - [88] und [93])

### 6.8.1 Transientenanalyse

Die Analyse im Zeitbereich, z.B. um das Anschwingverhalten zu verifizieren, ist mit großer Vorsicht zu betrachten. Da die Anschwingzeit eines Quarzoszillators von der

Quarzgüte abhängig mehrere Millisekunden betragen kann, was bei 10 MHz mehreren 10000 Schwingungsperioden entspricht, führt das Verfahren zu sehr langen Rechenzeiten. Der in der Praxis dominierende Anschwingstimulus (siehe Abschnitt 6.7) ist in der Simulation nur schwer zu erfassen. Bei der Simulation muß dann mit Sprungfunktionen von Spannungen oder Strömen an geeigneten Punkten der Schaltung herumexperimentiert werden. Als wirksamer Stimulus hat sich das Einspeisen eines kurzen Strombursts bei der Arbeitsfrequenz in den Quarz erwiesen. Damit bringt man die meisten Schaltungen in der Simulation zum Anschwingen, die Anschwingsicherheit in der Praxis läßt sich aber damit nicht zuverlässig bestimmen.

### **6.8.2 Offen-Schleife-Analyse**

Hierbei wird die Rückkopplungsschleife an einer geeigneten Schaltungsstelle aufgetrennt. Beim Auftrennen ist zu beachten, daß die Ausgangsseite mit der Impedanz abgeschlossen wird, die sie im nicht aufgetrennten Zustand „sieht“, das entsprechende gilt für die Quellimpedanz der Eingangsseite.

Es wird eine Analyse im Frequenzbereich in der Umgebung der Arbeitsfrequenz und ggf. einschließlich Nebenwellen und Obertönen durchgeführt. Die Frequenzschritte sind der Quarzgüte entsprechend fein zu wählen.

Im Kleinsignalfall muß die Amplitudenbedingung eine ausreichende Anschwingreserve zeigen und die Gesamtphasendrehung muß eine Nullstelle bei der passenden Frequenz aufweisen. Die Schleifenverstärkung muß für Nebenwellen und Obertöne kleiner Eins sein und/oder die Gesamtphasendrehung darf in diesen Nebengebieten keine Nullstelle aufweisen.

Kann das Simulationsprogramm auch nichtlinearen Betrieb simulieren, dann kann die Situation in der Selbstbegrenzung analysiert und dabei die Amplituden und Signalformen an beliebigen Schaltungspunkten berechnet werden. Aus Spannung bzw. Strom am Quarz- $R_1$  kann die Quarzbelastung ermittelt werden.

### **6.8.3 Eingangsimpedanz-Analyse**

Hierbei trennt man den Resonator - evtl. mit den Ziehelementen - als Zweipol von der übrigen Schaltung ab. Es erfolgt eine Analyse der Eingangsimpedanz bzw. -admittanz des Schaltungszweipols im interessierenden Frequenzbereich (wie in 6.8.2).

Der Frequenzgang der Schaltung wird nach Betrag und Phase mit dem Impedanz- (Admittanz-) Verlauf des Resonators verglichen. Die Anschwingbedingungen sind erfüllt, wenn der Betrag des Realteils des negativen Eingangswiderstands größer ist als der Realteil der Impedanz des resonator-Zweipols. Die Schwingfrequenz ist an der Stelle, an der die Phasen entgegengesetzt gleich sind. An den Schwingstellen kann die Anschwingreserve geprüft werden.

Eine nichtlineare Analyse ist bei diesem Verfahren nicht ohne weiteres möglich. Damit können keine Amplituden oder Signalformen und auch nicht die Quarzbelastung ermittelt werden.

Für die Analysen nach 6.8.2 und 6.8.3 in Kleinsignalform können außer (P)SPICE auch andere, direkt dafür zugeschnittene Programme wie z.B. die EAGLE WARE Software =Superstar= (Lit. [67]) verwendet werden.

Für P-SPICE ist über TELE QUARZ und die Firma HOSCHAR ein Makrogenerator (SPICE Library Generator) TQSLIB.EXE erhältlich, der zur Erstellung von

Makromodellen für Quarzbausteine dient (siehe [94]). Er ermittelt für das in der Online-Hilfe abgebildete Ersatzschaltbild die Elemente des Ersatzschaltbildes aus den technischen Eckdaten des Quarzes. Die Quarzbibliothek TQSPICE.LIB läßt sich im Programmteil Schematics einbinden, die dazugehörige Symbolbibliothek QUARZ.SLB kann im Schaltplan Schematics hinzugefügt werden.

## 6.9 Literaturliste

- [01] Buchanan,J.P.: Handbook of Piezoelectric Crystals for Radio Equipment Designers, WADC Techn. Report 56-156 (1957)
- [02] Briese,W.: Aufbau, Eigenschaften und Anwendung von Schwingquarzen; in: Schwingquarze, ein unverzichtbares Bauelement in der Elektronik - die Referate des ZVEI-Symposiums Schwingquarze, Vistas Verlag Berlin (1985), S.7-50
- [03] Aweder,H. + Sann,K.: Der Quarz in der Hochfrequenztechnik; in: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Technik, Bd. II, Herausgeber: C. Rint, Berlin (1953), S.160 ff.
- [04] Parzen,B.: Design of Crystal and Other Harmonic Oscillators; John Wiley & Sons (1983)
- [05] Die Bezeichnungen weichen in verschiedenen Literaturstellen teilweise erheblich voneinander ab: Vgl. Lit. [3] bis [9]
- [06] Kettel,E.: Zur Stabilität von Quarzgeneratoren; Telefunken Ztg. 25 (1952), S.246-256
- [07] Aweder,A. + Sann,K.: Zur Klassifizierung der Quarz-Oszillatorschaltungen; Funk und Ton Nr. 4 (1954), S.202-265
- [08] Herzog,W.: Oszillatoren mit Schwingkristallen: Springer-Verlag (1958)
- [09] Frerking,M.E.: Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation; Van Nostrand Reinhold Co. (1978)
- [10] Matthys,R.J.: Crystal Oscillator Circuits, John Wiley & Sons (1983)
- [11] Matthys,R.J.: Shoot for Top Performance in Crystal Oscillator Designs, EDN (June 23, 1983), S.255-262
- [12] Herzog,W.: Über Oszillatoren AEÜ (1951), S.169-180
- [13] Becker,G.: Über den Begriff der Resonanz von piezoelektrischen Schwingkristallen, AEÜ 10 (1956), S.467-477
- [14] Becker,G.: Über kristallgesteuerte Oszillatoren; AEÜ 11 (1957), S.41-47
- [15] Neubig,B.: Entwurf von Quarzoszillatoren; UKW-Berichte 19 (1979) H.1, S.45-61 und H.2, S.110-124 ders.: Les Oscillateurs a Quartz; Toute l' Electronique No. 482 (März 1983), S.18-29
- [16] Omlin,L.: Analyse und Dimensionierung von Quarzoszillatoren; Elektroniker, Hefte 6, 9, 12 (1977)
- [17] Harrison,R.: Survey of Crystal Oscillators; Ham Radio H. 3 (1976), S.10-22
- [18] Hall,C.: Overtone Crystal Oscillators without Inductors; Ham Radio, H. 4 (1978), S.50 f
- [19] Firth,D.: Quartz Crystal Oscillator Circuit Design Handbook; Magnavox (1965)
- [20] Brandt,H. J.: Oberton-Quarzoszillatoren; UKW-Berichte, H. 3 (1976), S.146-148
- [21] Gericke,H.: Schwingquarze in Mikroprozessoren; in: Schwingquarze, ein unverzichtbares Bauelement in der Elektronik - die Referate des ZVEI-Symposiums Schwingquarze, Vistas Verlag Berlin (1985), S.109-120
- [22] TTL-Kochbuch, Herausgeber Texas Instruments, Freising
- [23] Lancaster,D.: Das CMOS-Kochbuch,; IWT-Verlag (1980)
- [24] Eaton,S.S.: Timekeeping Advances through COS/MOS Technology; RCA Application Note ICAN-6086
- [25] Eaton,S.S.: Micropower Crystal-Controlled Oscillator design using RCA COS/MOS Inverters; RCA Appl. Note ICAN 6539
- [26] Williamson,T.: Oscillators for Microcontrollers; INTEL Application Note AP-155 (1983)

- [27] Allias,P.: Oscillateurs a Quartz en ECL; Toute l'Electronique No. 468, (Nov. 1981), S.57-59
- [28] Cervas,R.A.: ECL Triple-Line Receiver makes a Stable Harmonic Oscillator; Electronic Design 11 (24.05.1978), S.252
- [29] MOTOROLA: MECL System Design Handbook (1971), S.199-201
- [30] Byers,CH.: IC Crystal Controlled Oscillators; Motorola-Appl. Note AN-417
- [31] Holmbeck,J.D.: Frequency Tolerance Limitations with Logic Gate Clock Oscillators; Proc. 31<sup>st</sup> Annual Symposium of Frequency Control (ASFC) (1977), S.390-395
- [32] Aygün,E. + Alacakir,A.: An Investigation of Aging in a Quartz Crystal by VLF Phase Comparison Method; IEEE Trans. Sonics and Ultrasonic SU-31 No. 2 (1984), S.94-100
- [33] Vig,J.R.: Resonator Ageing, Proc. IEEE Ultrasonic Symposium (1977), S.848f.
- [34] Neubig,B.: Extrem rauscharmer 96 MHz-Quarzoszillator für die UHF/SHF-Frequenzaufbereitung, UKW-Berichte H.1 (1981), S.24-32 und H.2 (1981), S.91-100
- [35] Proceedings of the IEEE-NASA Symposium on Short-Term Frequency Stability, Goddard Space Flight Center, Greenbelt, Md (Nov. 1964), Doc. NASA SP-80
- [36] Shoaf,J. F. + Halford,D. + Risley,A.S.: Frequency Stability Specification and Measurement; High Frequency and Microwave Signals; NBS Technical Note 632 (1973)
- [37] DIN IEC 679-1: Quarzoszillatoren Teil 1: Allgemeine Information, Prüfungsbedingungen und Verfahren
- [38] DIN IEC 679-2: Quarzoszillatoren Teil 2: Leitfaden zur Anwendung von Quarzoszillatoren
- [39] Kartaschoff,P.: Begriffe und Methoden zur Beschreibung der Frequenzstabilität; techn. Mitteilungen PTT H. 11 (1973), S.520-529
- [40] Wainwright,A. E. + Walls,F.L. + Mc Caa,W.D.: Direct Measurements of the Inherent Frequency Stability of Quartz Crystal Resonators; Proc. 28<sup>th</sup> ASFC (1974), S.177
- [41] Musha,T.: 1/f-resonant Frequency Fluctuation of a Quartz Crystal; Proc. 29<sup>th</sup> ASFC (1975), S.308
- [42] Driscoll,M.M.: Two-Stage Self-Limiting Series Mode Type Quartz Crystal Oscillators Exhibiting Improved Short-Term Frequency Stability; Proc. 26<sup>th</sup> ASFC (1972), S.43-49
- [43] Driscoll,M.M.: Q-multiplied Quartz Crystal Resonator for Improved HF- and VHF-Source Stabilization; Proc. 27<sup>th</sup> ASFC (1973), S.157
- [44] Healey III,D.J.: Low-Noise UHF Frequency Source, Proc. 27<sup>th</sup> ASFC (1973), S.170
- [45] Healey III,D.J.:  $\frac{1}{f}$  Measurements on UHF Sources Comprising VHF Crystal Controlled Oscillator followed by a Frequency Multiplier, Proc. 28<sup>th</sup> ASFC (1974), S.190
- [46] Rohde,U.L.: Mathematical Analysis and Design of an Ultra Stable Low Noise 100 MHz Crystal Oscillator with Differential Limiter and its Possibilities in Frequency Standard; Proc. 32<sup>nd</sup> ASFC (1978), S. 409
- [47] Bennett,R.E.: (Herausgeber): Quartz Resonator Handbook (UTC); NTIS, PB - 171839
- [48] Bechmann,R.: Frequency-Temperature-Angle Characteristics of AT- and BT-Type Quartz Oscillators in An Extended Temperature range; Proc. IRE, 48 No. 8 (1969), S.1494 ders.: Über die Temperaturunabhängigkeit der Frequenz von AT- und BT-Quarzresonatoren; AEÜ 9 (1955), S.513-518
- [49] Sherman,J.H.jr.: Orientation of an AT-Cut Blank from Specifications of Temperature-Frequency Characteristics; Proc. 4<sup>th</sup> Quartz Crystal Conf. (1982), S.288-299
- [50] Vgl. Technische Einführung Schwingquarze, TELE QUARZ-Katalog (1996)
- [51] Holbeche,R.H. + Morley,P.E.: Proc. IEE 128, PE. A. (1981), S.507-510
- [52] Sauerland,F. + Saunders,J.: General Xtal Test Methods Related to Oscillators and Transmission Instruments; Proc. 3<sup>rd</sup> Quartz Crystal Conf. (1981), S.210-228

- [53] Bottom, V.E.: The Effect of Temperature on the Motional Parameters and the Piezoelectric Constants in AT-Cut Resonators; Proc. 5<sup>th</sup> Quartz Crystal Conf. (1982), S.188-191
- [54] Ballato, A.: Frequency-Temperature-Load-Capacitance Behaviour of Resonators for TCXO-Application; IEEE Trans Sonics and Ultrasonics; SU-25 No. 4 (1978); S.185-191
- [55] Koerner, L.F.: Methods of Reducing Frequency Variations in Crystals over a wide Temperature range; IRE Nat'l Conv. Rec. 4, Pt. 8 (1956), S.48-54
- [56] Okano, S. + Mitsuoka, T. + Oshima, T.: Direct-Temperature Compensated Crystal Oscillator for Advanced VHF/UHF Radio Communication Systems; Proc. 34<sup>th</sup> ASFC (1980), S.488-497
- [57] Newell, D.E. + Bangert, R.H.: Temperature Compensation of Quartz Crystal Oscillators; Proc. 17<sup>th</sup> ASFC (1963), S.491-507
- [58] Nurorker, G.E. + Frerking, M.E.: A Digitally Compensated TCXO, Proc. 27<sup>th</sup> ASFC (1973), S.191-198
- [59] Pichl, H.: Aufbau hochwertiger Thermostate für Quarzoszillatoren, IER-Nr. 10 (1971), S.249-251
- [60] Best, R.: Theorie und Anwendung des Phase Locked Loops; AT-Verlag
- [61] Arnold, M.: Zeitzeichen- und Normalfrequenzempfang; Franzis-Verlag
- [62] Hartmann, K.: Investigation of Idiosyncracies observed in Self-Bias Logic Gates; Proc. 13<sup>th</sup> Piezoelectric Devices Conf. (1991), Vol.2, S.115-119
- [63] Adler, B., Neubig, B.W.: Crystal Controlled Oscillators in the UHF-range by PLL-technique; Proc. 5<sup>th</sup> European Frequency and Time Forum (1991), S. 385-389
- [64] Neubig, B.W., Leibfried, O., Dugeorge, J.: Compact Ovenized Crystal Oscillator with Internal Synchronization to Standard Frequency Transmitters; Proc. 15<sup>th</sup> Piezoelectric Devices Conf. (1993), Vol.1, S.20-23
- [65] DIN IEC 122-2-1 Schwingquarze zur Frequenzstabilisierung und -Selektion; Teil 2: Leitfaden zur Anwendung von Schwingquarzen ..., Hauptabschnitt 1: Schwingquarze zur Taktversorgung von Mikroprozessoren
- [66] DIN IEC 122-2-1 Schwingquarze zur Frequenzstabilisierung und -Selektion; Teil 2: Leitfaden zur Anwendung von Schwingquarzen ..., Hauptabschnitt 1 Anhang A: Begrenzung der Quarzbelastung auf einen zulässigen Wert bei Schwingquarzen, die in Digitalgattern und On-Chip-Oszillatoren eingesetzt werden  
Anhang B: Anwendung von Obertonquarzen oberhalb 25 MHz bei Digitalgattern und On-Chip-Oszillatoren
- [67] EAGLEWARE PC Products Technical Overview, Eagleware Corp. Stone Mountain, GA 30087 USA (1993)
- [68] Leeson, D.B.: A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum; Proc. IEEE Vol.54, No.21966), S.329f.
- [69] Parker, T.E.: Characteristics and sources of phase noise in stable oscillators; Proc. 41st ASFC (1987), S. 99-110.
- [70] Neubig, B.: Entwurf von hochstabilen Quarzoszillatoren für höhere Frequenzen unter modernen, professionellen Gesichtspunkten; UKW-Berichte H.2 (1990), S.97-104 und H.3 (1990), S.147-152
- [71] Gerber, E.A., Ballato, A. (Hrsg.): Precision Frequency Control Vol.2 Oscillators and Standards; Academic Press (1985)
- [72] Rohde, U.L.: Digital PLL Frequency Synthesizers; Prentice-Hall (1983)
- [73] Kurz, G., Mathis, W.: Oszillatoren - Schaltungstechnik, Analyse, Eigenschaften; Hüthig (1994)
- [74] Rhea, R.W.: Oscillator Design and Computer Simulation; Noble Publishing (1995)
- [75] Benjaminson, A.: Designing Crystal Oscillators for Improved Phase-Noise Performance; Proc. 39<sup>th</sup> ASFC (1985), S.140-143  
Benjaminson, A.: Results of Continued Development of the Differential Crystal Oscillator; Proc. 39<sup>th</sup> ASFC (1985), S.171-182

- [76] Benjaminson,A.: A Crystal Oscillator with Bidirectional Frequency Control and Feedback ALC; Proc. 40<sup>th</sup> ASFC (1986), S. 344-349
- [77] Benjaminson,A.: The Design and Analysis of VHF/UHF Crystal Oscillators; Proc. 41<sup>st</sup> ASFC (1987), S. 452-459
- [78] Driscoll, M.M.: Low-Noise Crystal Oscillators Using 50-Ohm, Modular Amplifier Sustaining Stages; Proc 40<sup>th</sup> ASFC (1986), S.329-335
- [79] Mills,T.B.: CMOS Gate Oscillator Design; Proc 41<sup>st</sup> ASFC (1987), S.460-465
- [80] Parzen,B.: Universal, Computer-facilitated, Steady-state Oscillator Analysis Theory; Proc. 44<sup>th</sup> ASFC (1990), S.536-541; Viele Anwendungsbeispiele dazu in den Proceedings der Folgejahre
- [81] Phillips,D.E.: Computation of Oscillator Open-Loop Bode plots; Proc. 45<sup>th</sup> ASFC (1991), S.336-340
- [82] Brendel,R., Djian,F., Robert,E.: High-Precision Nonlinear Computer Modelling Technique for Quartz Crystal Oscillators; Proc. 45<sup>th</sup> ASFC (1991), S.341-351
- [83] Lu,Jin-Qin, Tsuzuki,Y.: Analysis of Start-up Characteristics of Crystal Oscillators; Proc. 45<sup>th</sup> ASFC (1991),S.360-363
- [84] Veber,R.J.: Oscillator Design Using s-Parameters and a Predetermined Source or Load; Proc. 45<sup>th</sup> ASFC (1991), S.364-367
- [85] Toki,M., Tsuzuki,Y.: Analysis of Start-up Characteristics of CMOS Crystal Oscillators; Proc 1992 IEEE International Frequency Control Symp., S.448-452
- [86] Clark,R.L.,Comer,D.T.:Dynamic Analysis of Modulated Oscillators; Proc 1993 IEEE International Frequency Control Symp., S.706ff.
- [87] Rohde,U.L., Change,C-R., Gerber,J.:Design and Optimization of Low-Noise Oscillators using nonlinear CAD Tools; Proc 1994 IEEE International Frequency Control Symp., S.548-554
- [88] Brendel,R., Marianneau,G., Blin,T., Brunet,M.: Computer-Aided Design of Quartz Crystal Oscillators; Proc 1994 IEEE International Frequency Control Symp., S.559-566
- [89] Tsuzuki,Y., Adachi,T., Zhang Ji W.: Fast Start-up Crystal Oscillator Circuits; Proc 1995 IEEE International Frequency Control Symp., S.565-568
- [90] Stehr,U., Beier,J., Adler,B.: Design and Optimization of a Low-Noise 622.08 MHz Voltage Controlled SAW Oscillator using Multimode SAW Filter; Proc. 1995 World Congress on Ultrasonics, Berlin, Part 1 S.415-418
- [91] Neubig,B.:Schwingquarze in der Oszillatorschaltung; in: Schwingquarze, ein unverzichtbares Bauelement in der Elektronik - die Referate des ZVEI-Symposiums Schwingquarze, Vistas Verlag Berlin (1985), S.51-108
- [92] Tsuzuki,Y., Adachi,T., Zhang Ji W.: Formulation of Nonlinear Negative Resistance for Calculation of Start-Up Characteristics of Crystal Oscillators; Proc 1996 IEEE International Frequency Control Symp.
- [93] Smith,W.L., Newell,D.E., Wordelman,J., Kenny,D.,Hartmann,K.: Oscillator Analysis Using s-Parameter Techniques; Proc. 13<sup>th</sup> Piezoelectric Devices Conf. (1991), Vol.2, S.106-114
- [94] Bezugsquellen für TQSLIB.EXE:  
HOSCHAR Systemelektronik GmbH, Postfach 2928, 76016 Karlsruhe  
Tel.: 0180 / 5 30 35 06, Fax 0180 / 5 30 35 09  
TELE QUARZ GmbH, Abt. Marketing, Landstr.2, 74924 Neckarbischofsheim, Tel.: 07268 / 801-0, Fax 07268 / 801-281, Homepage: <http://www.telequarz.de>

## 7 Kurzzeitstabilität

Dipl.Ing.W.Briese

Das Ausgangssignal eines Oszillators wurde bisher als ein Signal einer bestimmten Frequenz angenommen. Genau genommen, besteht es aus einem komplexen Frequenzspektrum, dessen statistischer Mittelwert die Oszillatorfrequenz  $f_0$  genannt wird.

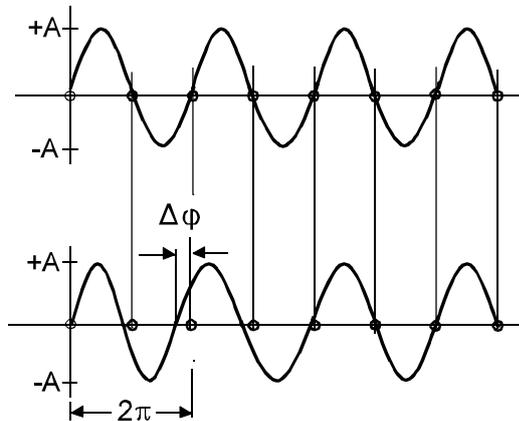


Bild 7.1 Phasenschwankungen

Mit Kurzzeitfrequenzstabilität werden diese kurzzeitigen, im Bereich von Sekundenbruchteilen bis in Minutenintervallen stattfindenden statistischen Frequenzschwankungen bezeichnet. Die Kurzzeitstabilität wird je nach Anwendungsgebiet im Zeitbereich, oder im Frequenzbereich angegeben. Im Zeitbereich werden die Schwankungen der Frequenz oder der Periodendauern in Abhängigkeit von der Meßzeit (Mittelungszeit) angegeben. Ausgedrückt wird hierbei die Kurzzeitstabilität als Allan-Varianz  $\sigma_y^2$  in Abhängigkeit von der Mittelungszeit  $\tau$ . Im Frequenzbereich wird die Kurzzeitstabilität als Phasenrauschen oder Frequenzmodulationsrauschen angegeben und zwar als:

$S_\phi(f)$  [rad<sup>2</sup>/Hz] = Spektrale Dichte des Phasenrauschens

$S_Y(f)$  [Hz<sup>-1</sup>] = Spektrale Dichte der Frequenzschwankungen

$\mathcal{L}(f)$  [dB<sub>c</sub>/Hz] = auf den Träger bezogene Einseitenband-Leistungsdichte

Bei sehr kleinem Phasenmodulationshub  $\Delta\phi$  bestehen die Beziehungen:

$$\mathcal{L}(f) = S_\phi(f)/2 \quad \text{und} \quad S_Y(f) = f^2 / f_0^2 \cdot S_\phi(f) \quad (1)$$

Mathematisch wird ein Signal mit Rauschen dargestellt durch:

$$U(t) = (U_0 + \epsilon(t)) \sin(\omega_0 t + \phi_0 + \Delta\phi(t)) \quad (2)$$

Wir betrachten hier nur den Teil der Phasen- (Frequenz) Schwankung:

$$U(t) = U \sin(\omega_0 t + \Delta \varphi(t)) \quad (3)$$

Die Form der statistischen Verteilung wird weitgehend vom Ursprung des Rauschens bestimmt. Das typische Rauschspektrum eines Quarzoszillators (Bild 7.2) kann man sich so vorstellen: aus einem gleichmäßigen Band weißen Rauschens, erhebt sich um die Oszillatorfrequenz  $f_0$  eine Anhäufung verstärkten Rauschens, das überwiegend durch die Rauscheigenschaften der Bauelemente des Oszillators bestimmt ist. Hierzu gehören das Rauschen des Oszillatorverstärkers (Schrottrauschen), genauso wie das thermische Rauschen des Rückkoppelungsnetzwerkes

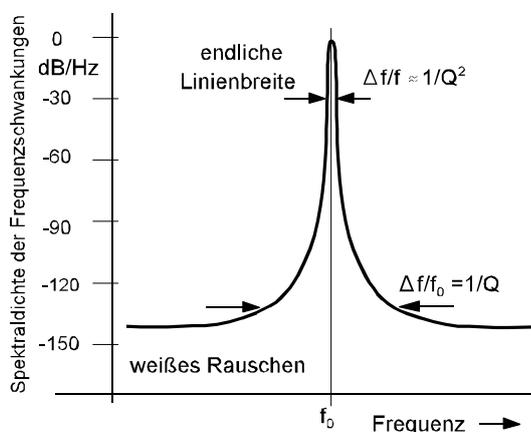


Bild 7.2 Spektrum der Ausgangsleistung eines Oszillators

einschließlich des Schwingquarzes mit seinen eigenen Rauschquellen. Die endliche Linienbreite um den Mittelwert  $f_c$  wird letztendlich durch die Bandbreite des frequenzbestimmenden Gliedes, dem Quarz bestimmt. Das Zusammenspiel zwischen den einzelnen Rauschquellen und der Schwingstufe ist sehr komplex, kann aber mit dem Leeson-Modell recht gut rechnerisch abgeschätzt werden.

### 7.1 Kurzzeitstabilität im Zeitbereich:

Als Maß für die Kurzzeitstabilität im Zeitbereich werden die Schwankungen der Frequenz in Abhängigkeit von der Meßzeit angegeben. Die Meßzeiten können im Bereich von Nanosekunden, Millisekunden oder auch mehreren Sekunden liegen. Meist wird die Kurzzeitstabilität in Form einer Tabelle oder als Diagramm in Abhängigkeit von der Meßzeit  $\tau$  angegeben (Bild 7.5). Das Maß der Kurzzeitstabilität ist die Varianz der gemessenen Frequenzschwankungen. Bei der Messung der Frequenz mit einem Frequenzzähler ist Meßzeit  $\tau$  die Samplingzeit des Zählers (abzüglich der Totzeit).

Der angezeigte Wert ist also ein Mittelwert der Frequenz über die Meßzeit  $\tau$ . Die Abweichung der Messung  $k$  vom Mittelwert  $f_0$  ist:

$$Y_k = \frac{f_k - f_0}{f_0} \quad (4)$$

Bei einer genügend großen Anzahl  $N$  Messungen kann die Varianz  $\sigma^2$  der Frequenzschwankungen angegeben werden <sup>1)</sup>:

$$\sigma^2(N, \tau) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (Y_k - Y_0)^2 \quad (5)$$

dabei ist:

$$Y_0 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N Y_k \quad (6)$$

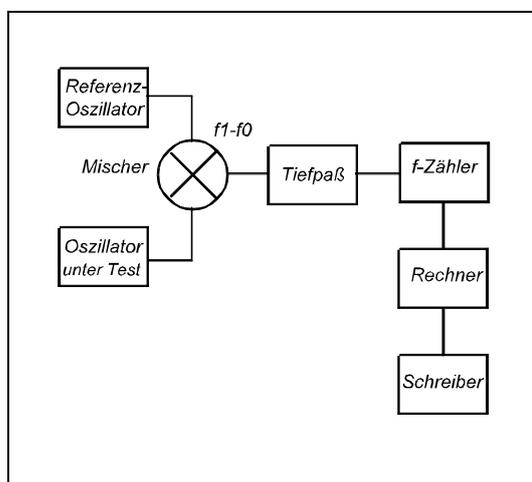


Bild 7.3 Messung der Kurzzeitstabilität im Zeitbereich, gegen eine Referenz

---

<sup>1</sup> Anmerkung:  
in der technischen Statistik (Qualitätskontrolle) ist der Begriff der Standardabweichung in der Form

$$s^2 = \frac{1}{n-1} \sum (x_i - \bar{x})^2$$

bekannt.

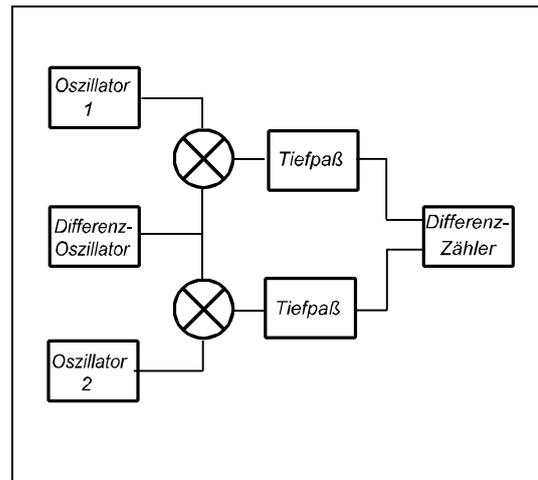


Bild 7.4 Messung der Kurzzeitstabilität  
2-Oszillatormethode

Die Meßwerte zur Ermittlung der Kurzzeitstabilität erlangt man zweckmäßig im Vergleich zu einem Referenzoszillator gleicher Frequenz  $f_0$ . Für die Auswertung ist es hierbei gleich, ob meßtechnisch die Frequenzabweichungen, die Änderung der Periodendauern, oder die Phasenschwankungen gemessen werden, die ja mathematisch fest miteinander verknüpft sind.

In der Anordnung Bild 7.3 zum Beispiel werden die Schwankungen des zu untersuchenden Oszillators 2 gegen den idealen Referenzoszillator 1 verglichen, indem sie auf einen Mischer gegeben werden. Sind die Frequenzen beider Oszillatoren bis auf die Schwankungen genau gleich, so erhalten wir am Ausgang des Mixers direkt die Schwankung  $\Delta f$  der Frequenz des Oszillators 2. Nach Durchlaufen eines Tiefpaßfilters können diese Frequenzschwankungen mit einem Zähler direkt ermittelt werden. Die Samplingzeit der Zähler ist dann die Meßzeit  $\tau$ , vorausgesetzt, daß die Totzeit zwischen den Meßzeiten vernachlässigbar klein ist ( $\leq 10\%$  der Samplingzeit).

Aus mehreren  $\Delta f$ -Messungen (N-Messungen) wird nach Gl. 5 die Varianz am besten mit einem nachgeschalteten Rechner errechnet und ausgedruckt. Ein Problem gibt es allerdings, wenn aufgrund von Langzeitfrequenzänderungen die Frequenzen der beiden Oszillatoren auseinanderdriften. Dies wird meistens der Fall sein. Deshalb wird die Standardabweichung nicht aus den auf  $Y_0$  bezogenen Messwerten, sondern aus den Mittelwerten jeweils zweier aufeinanderfolgender Messungen gebildet. Die Auswertung erfolgt dann nach der Allan-Varianz

$$\sigma_{(M,2,\tau\tau)} = \sqrt{\frac{1}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} (Y_{k+1} - Y_k)^2} \quad (7)$$

M = Anzahl der Meßwerte

Beispiel:

Wir führen unmittelbar aufeinanderfolgend 10 Frequenzvergleichsmessungen  $Y = \Delta f/f_0 = (f_2 - f_1) / f_0$  mit einer Samplingrate  $\tau = 1$  s durch.

Meßwerte:  $(\Delta f/f) f_0$ , ( $\tau = 1$  s) Anzahl der Messungen M = 10

Y1 = $15,1 \cdot 10^{-6}$	Y2-Y1	$(Y2-Y1)^2$
Y2 = $15,4 \cdot 10^{-6}$	$0,3 \cdot 10^{-6}$	$0,09 \cdot 10^{-12}$
Y3 = $15,5 \cdot 10^{-6}$	$0,1 \cdot 10^{-6}$	$0,01 \cdot 10^{-12}$
Y4 = $15,3 \cdot 10^{-6}$	$-0,2 \cdot 10^{-6}$	$0,04 \cdot 10^{-12}$
Y5 = $15,2 \cdot 10^{-6}$	$-0,1 \cdot 10^{-6}$	$0,01 \cdot 10^{-12}$
Y6 = $14,8 \cdot 10^{-6}$	$-0,4 \cdot 10^{-6}$	$0,16 \cdot 10^{-12}$
Y7 = $14,1 \cdot 10^{-6}$	$-0,3 \cdot 10^{-6}$	$0,09 \cdot 10^{-12}$
Y8 = $14,9 \cdot 10^{-6}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$	$0,16 \cdot 10^{-12}$
Y9 = $15,2 \cdot 10^{-6}$	$0,3 \cdot 10^{-6}$	$0,09 \cdot 10^{-12}$
Y10 = $15,4 \cdot 10^{-6}$	$0,2 \cdot 10^{-6}$	$0,04 \cdot 10^{-12}$

$$\overline{0,69 \cdot 10^{-12}} = \sum (Y_{k-1} - Y_k)^2$$

$$\sigma^2(M, 2, \tau \tau) = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} (Y_{k+1} - Y_k)^2 = \frac{1}{2(10-1)} 0,69 \cdot 10^{-12} = 0,036 \cdot 10^{-12}$$

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{0,036 \cdot 10^{-12}} \approx 0,2 \cdot 10^{-6}$$

Gleiche Auswertungen können aus mehreren Messungen mit verschiedenen Samplingzeiten durchgeführt werden. Die Auswertung führt zu einer Grafik wie in Bild 7.5 dargestellt.

Für reproduzierbare Werte sind natürlich mehr als 10 Messungen erforderlich.

## 7.2 Natur des Rauschens:

Die Natur des Rauschens ist aus der Abb. 7.5 ersichtlich.

Im log-log-Maßstab:

$$\mu = 2 \tan \gamma \quad (8)$$

Aus der Steigung des linearen Teiles der Kurve kann auf die Art der Varianz geschlossen werden:

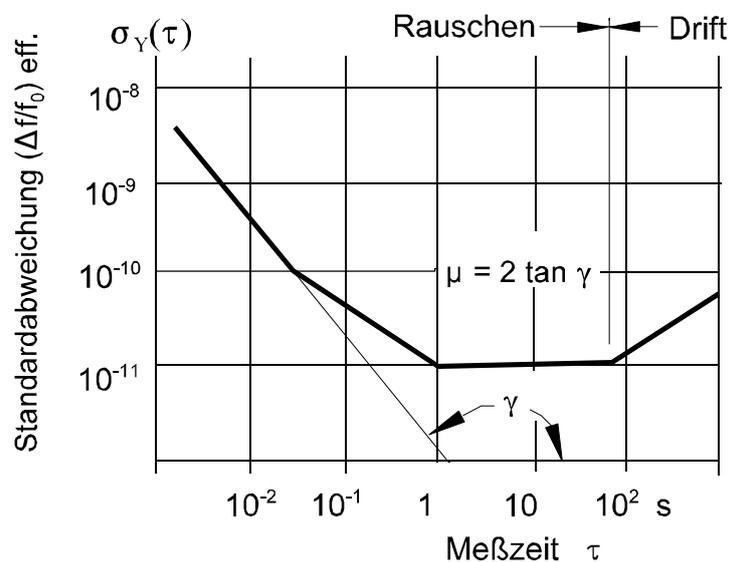


Bild 7.5 Allanvarianz

$\mu$	Natur des Rauschens
1	1/F <sup>2</sup> -Rauschen , Zufallsrauschen der Frequenz
0	1/F -Rauschen der Frequenz
-1	weißes Rauschen der Frequenz, Zufallsrauschen der Phase
-2	1/F-Rauschen der Phase
-3	weißes Rauschen der Phase

### 7.3 Kurzzeitstabilität im Frequenzbereich

Das Phasenrauschen ist ein Maß für die Kurzzeit-Frequenzstabilität eines Oszillators im Frequenzbereich. Das Phasenrauschen erzeugt ein zur mittleren Oszillatorfrequenz  $f_0$  symmetrisches Seitenbandspektrum. Wegen dieser Symmetrie genügt es, eines der beiden Seitenbänder auszuwerten.

Die Funktion  $S_\phi(f)$  beschreibt das "Phasenrauschen im Frequenzbereich". Die Spektraldichte der Phasenschwankungen  $S_\phi(f)$  hängt unmittelbar mit der Spektraldichte der Frequenzschwankungen zusammen:

$$S_\phi(f) = \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 \cdot S_Y(f) \quad [\text{Rad}^2/\text{Hz}] \quad (9)$$

Mit  $f$  = Fourier-Frequenz oder Frequenz des Basisbandes (Seitenband-Frequenz).

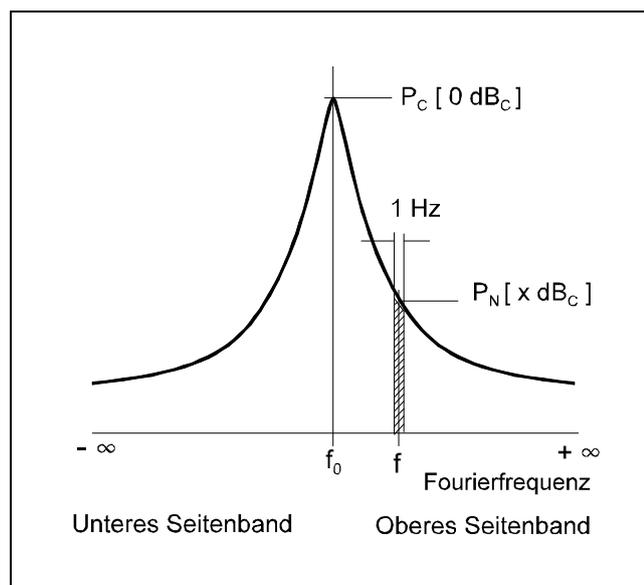


Bild 7.6 Trägerbezogene Leistungsdichte

Im Bild 7.6 ist dies verdeutlicht. Wir haben in  $f_0$  den Träger mit seinen beiden Seitenbändern, den Fourierfrequenzen von  $f_0$  bis  $f_{-\infty}$  und  $f_0$  bis  $f_{+\infty}$ . Die in  $f$  mit einer Bandbreite von 1 Hz gemessene Rauschleistung wird zu der Trägerleistung bei  $f_0$  ins Verhältnis gesetzt, das ist die trägerbezogene Leistungsdichte  $\mathcal{L}$ . Wird mit einer größeren

Bandbreite gemessen, muß die Leistungsdichte auf eine Bandbreite von 1 Hz umgerechnet werden. Das Rauschen von Signalquellen mit relativ starkem Phasenrauschen kann direkt mit einem Spektrumanalysator gemessen werden. Das Verfahren hat die Nachteile, daß es Amplituden- und Phasen(Frequenz)-Rauschen nicht unterscheiden kann. Durch die ZF-Bandbreite des Analysators kann nicht in Trägernähe

gemessen werden. Bei Quarzoszillatoren ist das Phasenrauschen so gering, daß diese Methode versagt. Ein empfindlicheres Verfahren ist das Phasendetektor-Verfahren. Hierbei werden das Ausgangssignal des zu prüfenden Oszillators 1 und das eines Referenzoszillators 2 auf die Eingänge eines Quadraturmischers (mit  $90^\circ$  Phasendifferenz) gegeben

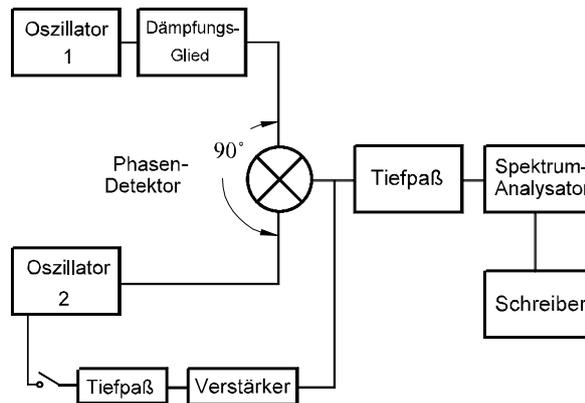


Abb.7.7 Phasenrauschen, Meßanordnung

(Bild 7.7). Die im Mischer entstehende Summenfrequenz  $2f_0$  wird mit einem Tiefpaßfilter ausgesiebt. Das Filter ist so ausgelegt, daß das zu messende Basisband im Durchlaßbereich liegt. Hinter diesem Tiefpaß haben wir die Differenzfrequenz beider Oszillatoren  $\Delta f = 0$  Hz bei Frequenzgleichheit und das kombinierte Phasenrauschen beider Oszillatoren. Unter Berücksichtigung der Kalibrierungskonstanten des Systems und der Umrechnung auf die Bandbreite 1 Hz erhalten wir am nachgeschalteten NF-Spektrumanalysator direkt die Rauschspannungen im Basisband  $S_v(f)$ . Bei der Kalibrierung des Phasendiskriminators ist darauf zu achten, daß die Ausgangsspannung beide Seitenbänder enthält, definitionsgemäß aber nur das Rauschen eines Seitenbandes zur Auswertung kommt (Abzug von 6 dB). Steht kein rauscharmer Vergleichoszillator zur Verfügung, kann ein **Oszillator Verwendung finden**, der dem zu untersuchenden Oszillator gleich ist. Mit der Annahme gleichen Rauschverhaltens ist die gemessene Rauschleistung dann  $\sqrt{2}$  größer. Bei der Auswertung sind also 3 dB abzuziehen. Um die beiden Oszillatoren während der Messung in der Quadraturbedingung ( $90^\circ$  Phasendifferenz) zu halten, wird die Frequenz (Phase) des einen Oszillators über eine Regelschleife nachgeregelt. Diese Regelschleife enthält einen Tiefpaß, der verhindert, daß zu messende Rauschanteile wegsynchronisiert werden. Die Kalibrierungskonstante  $K_\phi$  des Phasendiskriminators erhält man aus der Ausgangsspannung bei Verstimmung einer der beiden Oszillatoren. Die Kalibrierungskonstante hängt von der Diskriminatorsteilheit

ab und ist proportional der Spannung von  $f_0$ , also proportional zur Trägerleistung. Die spektrale Dichte der Phasenschwankungen ist damit:

$$S_\phi(f) = \frac{Sv(f)}{K_\phi^2} \quad (10)$$

Hieraus erhalten wir die auf den Träger bezogene Leistungsdichte des Einseitenband-Phasenrauschens  $\mathcal{L}(f)$ :

$$\mathcal{L}(f) = \frac{S_\phi(f)}{2} \quad (11)$$

Mit einem rechnenden Spektrumanalysator kann  $\mathcal{L}(f)$  in Abhängigkeit vom Basisband  $f$ , bezogen auf die Band breite 1 Hz, aufgezeichnet werden.

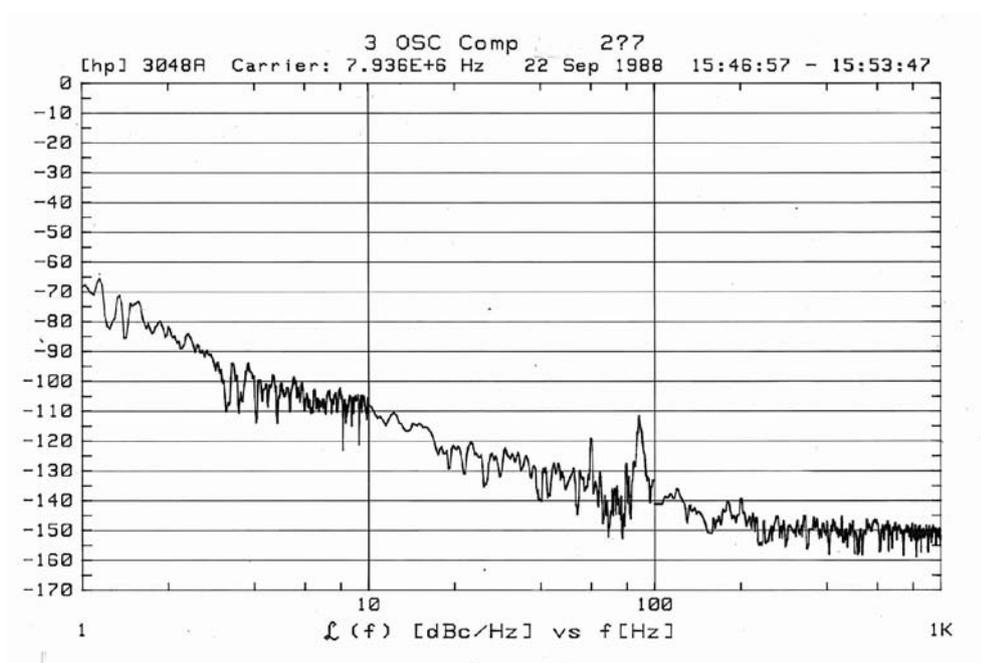


Abb. 7.8 Phasenrauschen, Beispiel einer Messung

## 7.4 Die Natur des Phasenrauschens:

Zieht man durch die gemessene Kurve mehrere Geraden und trägt diese aneinandergereiht wiederum im doppeltlogarithmischen Maßstab auf, kann man auf die Natur des Rauschens schließen (Bild 7.9).

$$S_Y(f) = \sum_{n=-2}^2 a_n \cdot f^n \quad (12)$$

$$S_\phi(f) = f_0^2 \sum_{n=-2}^2 a_n \cdot f^{n-2} \quad (13)$$

$f_0$  = Oszillatorfrequenz

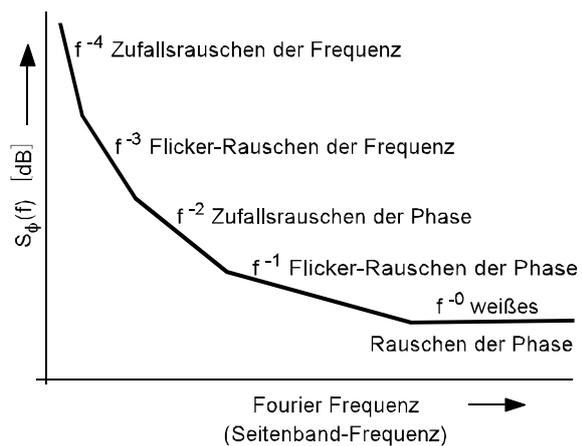


Bild 7.9 Phasenrauschen

$f^{n-2}$	n	Natur des Rauschens	$S_Y(f)$	$S_\phi(f)$
$f^{-4}$	-2	Zufallsrauschen der Frequenz	$a_{-2} \cdot f^{-2}$	$f_0^2 \cdot a_{-2} \cdot f^{-4}$
$f^{-3}$	-1	1/f-Rauschen der Frequenz	$a_{-1} \cdot f^{-1}$	$f_0^2 \cdot a_{-1} \cdot f^{-3}$
$f^{-2}$	0	weißes Rauschen der Frequenz Zufallsrauschen der Phase	$a_0$	$f_0^2 \cdot a_0 \cdot f^{-2}$
$f^{-1}$	1	1/f-Rauschen der Phase	$a_1 \cdot f$	$f_0^2 \cdot a_1 \cdot f^{-1}$
$f^0$	2	weißes Rauschen der Phase	$a_2 \cdot f^2$	$f_0^2 \cdot a_2$

## 7.5 Konvertierung vom Frequenzbereich in den Zeitbereich

Die spektrale Leistungsdichte der relativen Frequenzschwankungen  $S_Y(f)$  kann durch eine Potenzreihe beschrieben werden, die hier auf 5 Glieder beschränkt sei:

$$S_Y(f) = \sum_{n=-2}^2 a_n \cdot f^n = a_{-2} \cdot f^{-2} + a_{-1} \cdot f^{-1} + a_0 \cdot f^0 + a_1 \cdot f^1 + a_2 \cdot f^2 \quad (14)$$

$a_n$  ist der Intensitätskoeffizient.  $n$  ist die Steigung des geraden Teils der Rauschkurve im doppeltlogarithmischen Maßstab.  $n$  kennzeichnet die Natur des Rauschtyps. Die Koeffizienten  $a_n$  sind für den jeweiligen Rauschtyp charakteristisch.

Unter der Voraussetzung einer oberen Grenzfrequenz  $f_h$  ( $\omega_h = 2\pi f_h$ ) kann mit den Konvertierungsgleichungen der nachstehenden Tabelle die einzelnen Bereiche der Potenzreihe  $S_Y(f)$  konvertiert werden.

$S_Y(f) = a_n f^n$ $n =$	$S_Y(f) = \alpha \cdot \sigma_Y^2(\tau)$ $\alpha =$	$\sigma_Y^2(\tau) = \beta S_\phi(f)$ $\beta =$
2 (weißes Phasenrauschen)	$\frac{(2\pi)^2 \tau^2 f^2}{3f_h}$	$\frac{3f_h}{(2\pi)^2 \tau^2 f_0^2}$
1 Flicker(Funkel)- Rauschen der Phase	$\frac{(2\pi^2) \tau^2 f}{1,038 + 3 \ln(\omega_h \tau)}$	$\frac{[1,038 + 3 \ln(\omega_h \tau)] f}{(2\pi)^2 \tau^2 f_0^2}$
0 weißes Frequenz- Rauschen	$2\tau$	$\frac{f^2}{2\tau f_0^2}$
-1 Flicker- (Funkel)Rauschen der Frequenz	$\frac{1}{2 \ln(2) \cdot f}$	$\frac{2 \ln(2) \cdot f^3}{f_0^2}$
-2 Zufallsrauschen der Frequenz	$\frac{6}{(2\pi)^2 \tau f^2}$	$\frac{(2\pi)^2 \tau f^4}{6f_0^2}$

Die heute üblichen Standardmeßverfahren liefern als Ergebnis meist das auf die Trägerleistung bezogene Einseitenband-Phasenrauschen  $\mathcal{L}(f)$ . In Anwendungen hochstabiler Oszillatoren, z.B. Doppler-Radar oder GPS-Anwendungen ist jedoch die Angabe der Kurzzeitstabilität im Zeitbereich sinnvoller. Eine Umrechnung von  $\mathcal{L}(f)$  in  $\sigma(\tau)$  ist oft erforderlich.

Konversionstabelle  $\mathcal{L}(f) \rightleftharpoons \sigma(\tau)$

⟨10⟩

Rauschen	Steigung $\mathcal{L}(f)$	$\mathcal{L}(f) =$	$\sigma(\tau) =$	Steigung $\sigma(\tau)$
weißes Phasenrauschen	0	$\frac{[2,565 \cdot \sigma(\tau) \tau f_0]^2}{f_h} f^0$	$\frac{\sqrt{\mathcal{L}(f)} f_h}{2,565 f_0} \tau^{-1}$	-2
1/f-Rauschen der Phase	-1	$\frac{[2,565 \cdot \sigma(\tau) \tau f_0]^2}{2,184 + \ln(f_h \tau)} f^{-1}$	$\frac{\sqrt{\mathcal{L}(f) f [2,184 + \ln(f_h \tau)]}}{2,565 f_0} \tau^{-1}$	-1,9
weißes Frequenzrauschen	-2	$[\sigma(\tau) \tau^{1/2} f_0]^2 f^{-2}$	$\frac{\sqrt{\mathcal{L}(f) f^2}}{f_0} \tau^{-1/2}$	-1
1/f-Frequenzrauschen	-3	$0,361 [\sigma(\tau) f_0]^2 f^{-3}$	$1,665 \frac{\sqrt{\mathcal{L}(f) f^3}}{f_0} \tau^0$	0
Zufalls-Frequenzrauschen	-4	$[0,276 \sigma(\tau) \tau^{-1/2} f_0]^2 f^{-4}$	$3,63 \frac{\sqrt{\mathcal{L}(f) f^4}}{f_0} \tau^{1/2}$	1

## 7.6 Analyse des Phasenrauschens:

Für die Beschreibung und die Analyse des Phasenrauschens ist das Leeson'sche Modell ⟨4⟩ ⟨5⟩ nützlich, es ermöglicht eine Gesamtdarstellung der Einflußgrößen auf das Phasenrauschen.

Das Trägernahe Phasenrauschen innerhalb der (halben) Gütebandbreite, also für Fourierfrequenzen  $f \leq f_0/2 \cdot Q_B$  mit dem Verlauf von 30 dB/Dekade ( $-f^{-3}$ ) wird durch

den Quarzresonator verursacht. Das Phasenrauschen ist hier proportional zu  $1/Q^2$ , deshalb ist eine möglichst hohe Betriebsgüte  $Q_B$  im Verhältnis zur Quarzgüte  $Q$  (Leerlaufgüte des Quarzes) sehr wichtig. Der Quarz muß ggf. entsprechend optimiert oder selektiert werden.

Im Bereich außerhalb der halben Gütebandbreite wird das Phasenrauschen durch die Oszillatorschaltung bestimmt. Außerdem ist hier noch Rauschen von Spannungsreglern und das niederfrequente Abblocken der Betriebsspannung zu beachten.

Weitab wird der Rauschflur durch das thermische Grundrauschen von  $-174 \text{ dBm/1 Hz}$  bei  $25^\circ\text{C}$  begrenzt.

Bei Frequenzvervielfachung um den Faktor  $N$ , erhöht sich das Phasenrauschen um  $20 \lg N$  (dB).

Dieses Rauschverhalten wird im Leeson-Modell durch die Formel (Gl. 14) beschrieben.

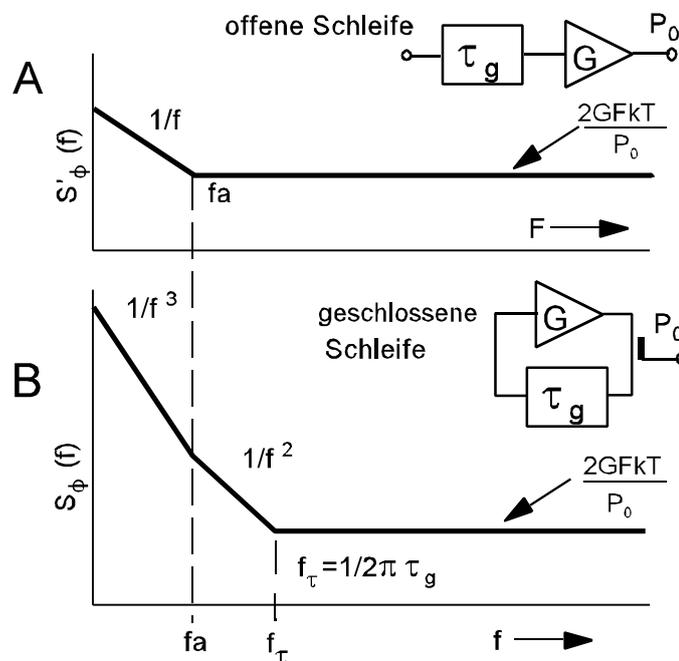


Bild 7.10 Leeson-Modell für das Phasenrauschen

Bei aufgetrennter Rückkopplungsschleife des Quarzoszillators besteht die Oszillatorschaltung aus einem Verstärker und dem Quarzresonator. Für diese Schaltung (Bild 7.10A), finden wir trägernah das  $1/f$ -Rauschen (Funkelrauschen). Dieses  $1/f$ -Rauschen wird ab einer Frequenz  $f_\alpha$  vom weißen Rauschen verdeckt. Das weiße Rauschen hängt von der Verstärkung  $G$ , der Rauschzahl  $F$  und der Ausgangsleistung  $P_0$  des Verstärkers ab. Bei geschlossener Rückkopplungsschleife (Bild 7.10 B) wird der  $1/f$ -Bereich in ein  $1/f^3$ -Verhalten transformiert, dabei entsteht zusätzlich ein Übergangsbereich mit  $1/f^2$ -Verhalten bis zu der Frequenz der "halben Gütebandbreite"  $1/2Q_B = f_\tau$ . Außerhalb der Frequenz  $f_\tau$  bleibt das weiße Rauschen.

Dieses Gesamtverhalten der Phasenfluktuation  $S_\phi(f)$  läßt sich mit der Leeson-Formel

beschreiben:

$$S_{\phi}(f) = \left[ \alpha_R f_0^4 + \left( \frac{f_0}{2Q_{eff}} \right)^2 \alpha_E \right] / f^3 + \left[ 2\alpha_R Q_{eff} f_0^3 + 2 \frac{GFkT}{P_0} \left( \frac{f_0}{2Q_{eff}} \right)^2 \right] / f^2 + \alpha_E / f + 2 \frac{GFkT}{P_0} \quad (15)$$

mit:

$\alpha_R$  = Funkelrauschkonstante des Quarzes ( $\approx 2 \cdot 10^{-39} \text{ rad}^2/\text{Hz}^2$ )

$\alpha_E$  = Funkelrauschkonstante des Verstärkers ( $\approx 6 \cdot 10^{-14} \text{ rad}^2$ )

kT = Boltzmannkonstante · Temperatur [K]

F = Rauschfaktor

Der Ausdruck in der ersten eckigen Klammer bestimmt das trägernähe Rauschen (-30 dB/Dekade). Es setzt sich zusammen aus den Beiträgen des Resonators  $\alpha_R \cdot f_0^4$  und dem des Verstärkers. Die zweite eckige Klammer beschreibt das Rauschen im Übergangsbereich (-20 dB/Dekade), ebenfalls unterteilt in Resonator- und Verstärkerbeitrag. Der Ausdruck  $\alpha_E / f$  steht für das 1/f-Funkelrauschen. Der letzte frequenzunabhängige Term ist das weiße Verstärkerrauschen. Auch wenn nicht alle Größen in der Leeson-Formel bekannt sind, ist diese Formel doch geeignet, mit Näherungswerten die Einflüsse der einzelnen Parameter abzuschätzen. Im Bild 7.12 ist das Phasenrauschen nach Leeson mit den untenstehenden Werten als Beispiel gerechnet und dargestellt.

Frequenz	$f_0 = 10 \text{ MHz}$	
Betriebsgüte	$Q_{eff} = 100\,000$	... = 1 000 000
Verstärkung (begrenzt)	$G = 5,62 \text{ (15 dB)}$	
Rauschzahl	$F = 1,26 \text{ (2 dB)}$	* * = 1 dB
Ausgangsleistung	$P_0 = 5 \text{ mW}$	... = 20 mW
Quarzrauschen	$\alpha_R = 2 \cdot 10^{-39}$	... = $2 \cdot 10^{-38}$
Verstärkerrauschen	$\alpha_E = 6 \cdot 10^{-14}$	

Die Betriebsgüte  $Q_L$  oder effektive Güte  $Q_{eff}$  ist die durch die Reihenschaltung mit dem Oszillatorkreis gedämpfte Quarzgüte  $Q$ .

$$Q_{eff} = \frac{1}{\omega C_1 R_{eff}} \quad (16)$$

$$R_{eff} = R_r + R_e + R_a$$

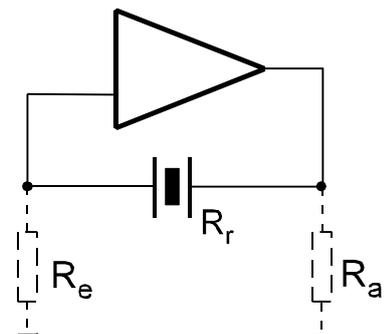


Bild 7.11 Dämpfung der Güte Q

In Reihe mit der Lastkapazität liegende Widerstände oder parallele Dämpfungswiderstände sind sinngemäß umzurechnen.

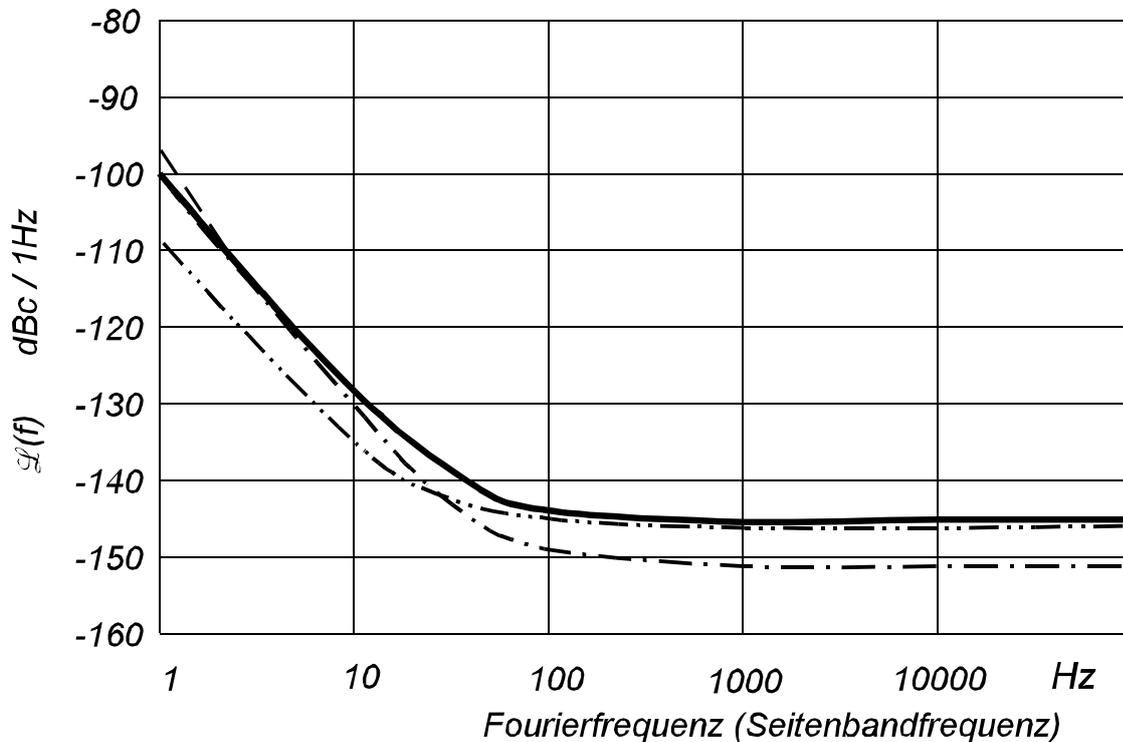


Bild 7.12 Einseitenbandrauschen  $\mathcal{L}(f)$ , Rechenbeispiel nach dem Leeson-Modell

## 7.7 Konstruktionshinweise:

Für Oszillatoren mit geringem Phasenrauschen sollte die Quarzbelastung relativ hoch sein. Dies steht im Widerspruch zu einer guten Langzeitkonstanz. Ein guter Kompromiß liegt meist bei einer Quarzbelastung von etwa 100 bis 500  $\mu\text{W}$ .

Für den Quarzoszillator sollten Transistoren mit hoher Gleichstromverstärkung  $h_{FE}$  und niedrigem Basiswiderstand  $r_{bb}$ , mit nicht zu hoher Transitfrequenz verwendet werden. Weil das Phasenrauschen im Frequenzabstand von wenigen Hz bis einigen kHz um den Träger liegt, ist der niederfrequente Bereich des Transistorrauschens wesentlich. Rauscharme Niederfrequenztransistoren mit ausreichend hoher Transitfrequenz ( $\geq 5 \cdot f_0$ ) sind deshalb geeigneter als HF-Transistoren. Bei bipolaren Transistoren wird das Rauschen wesentlich von der Basis-Emitterstrecke bestimmt.

PNP-Transistoren rauschen im allgemeinen weniger als NPN-Transistoren. MOSFET's rauschen sehr stark, wobei bei tieferen Frequenzen das  $1/f$ -Rauschen dominiert. Sperrschicht-FET's rauschen im Vergleich zu bipolaren- und MOSFET-Transistoren am wenigsten. GaAs-FET's sind bei hohen Betriebsfrequenzen rauscharm, rauschen jedoch sehr stark im Niederfrequenzbereich.

Einfache Oszillatorstufen haben im Allgemeinen zwei Funktionen:

Erstens, die Funktion des Verstärkens, um die Schwingungen anzuregen und die Rückkopplungsbedingungen aufrecht zu erhalten.

Zweitens, die Begrenzung der Maximalamplitude durch abnehmende Verstärkung bei großer Amplitude (Sättigung).

Durch die Begrenzerfunktion ändern sich die Arbeitspunkte des Transistors und gegebenenfalls anderer amplitudenabhängiger Bauteile im Rückkopplungsweig. Durch die nichtlineare Begrenzung ändert sich während des Amplitudenverlaufs ständig die Phasenlage gegenüber der reinen Sinusschwingung und durch die entstandenen Nichtlinearitäten der Impedanzen wird durch multiplikative Mischung (Modulation) ein Seitenbandrauschen verursacht. Zur Vermeidung der Begrenzungsverzerrungen müssen die beiden Funktionen Oszillatorverstärker und Amplitudenbegrenzung getrennt werden (Fremdbegrenzung). Weiterhin sollten die aktiven Stufen eine starke HF-Gegenkopplung haben, um einen großen linearen Dynamikbereich sicherzustellen. Es ist darauf zu achten, daß die HF-Amplitude im Oszillatorbereich nicht den linearen Bereich der beteiligten Bauelemente überschreitet.

Durch die Einkoppelung des Schwingquarzes in die Oszillatorschaltung wird die Schwingungsgüte  $Q$  auf den Wert der effektiven Güte  $Q_{\text{eff}}$  gedämpft (Bild 7.11) (GL. 15) Quarze mit einem höheren Resonanzwiderstand lassen sich meist besser in die Schaltung anpassen. Mit der Forderung nach einer großen Güte, ergibt sich hieraus eine kleine dynamische Kapazität  $C_1$ , die im Allgemeinen mit Obertonquarzen erreicht wird.

## 7.8 Verwendete Begriffe:

Symbol	Einheit	Beschreibung
$f_0$	Hz	Trägerfrequenz
$f$	Hz	Fourierfrequenz, Seitenbandfrequenz
$K_\phi$	V/rad	Konstante des Phasendiskriminators
$S_\phi(f)$	rad <sup>2</sup> /Hz	Spektrale Dichte der Phasenschwankungen
$S_Y(f)$	1/Hz	Spektrale Dichte der relativen Frequenzschwankungen, auf ein Seitenband bezogen
$\mathcal{L}(f)$	dB <sub>c</sub> /Hz	Einseitenband-Phasenrauschen, auf die Trägerleistung bezogen
		$\mathcal{L} = \frac{\text{ESB Rauschleistung(Phase)}}{\text{Signalleistung}}$
$Y$	$\Delta f/f_0$	gemessen über das Intervall $\tau$
$Y_0$		Mittelwert der relativen Frequenzschwankungen aus allen Messungen
$Y_k$		k-te Messung von $Y$
$\Delta f/f_0$		relative Frequenzdifferenz zwischen zwei Oszillatoren
$N, M$		Anzahl der Messungen
$k$	J/K	Boltzmann-Konstante $1,38 \cdot 10^{-23}$
$B$	Hz	Bandbreite
$Q_{\text{eff}}$	l	effektive Schwingungsgüte (Quarz)
$\sigma_Y^2(\tau)$		Allan-Varianz
$\tau$	s	Samplingzeit = Meßzeit = Mittelungszeit
$\gamma$		Steigungswinkel der Allan-Varianz im doppeltlog. Maßstab
$\mu$		Konstante für die Natur der Allanvarianz
$n$		Konstante für die Natur des Frequenzrauschens
$\epsilon(t)$	V/s	Rauschen der Amplitude
$F$		Rauschzahl

## 7.9 Literaturhinweise:

- ⟨1⟩ DIN 45174 Teil 1, Beiblatt: Quarzoszillatoren: Begriffe, Erläuterungen (1985)
- ⟨2⟩ IEC Publications 679-1 (1980): Quartz Crystal Controlled Oscillators, Part I  
General Information, Test Conditions and Methods.
- ⟨3⟩ Wainwright, A.E. + Walls + Mc. Caa, W.D.  
Direct Measurements of the Inherent Frequency Stability of  
Quartz Crystal Resonators.  
Proc. 26th ASFC (1975), 177
- ⟨4⟩ Leeson, D.B.                      A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum  
Proc. IEEE Vol.54, No.2 (1966), S.329f.
- ⟨5⟩ Parker, T.E.:                      Characteristics and sources of phase noise in stable  
oszillators  
Proc. 41st ASFC (1987) S. 99 ff.
- ⟨6⟩ Hewlett Packard  
Phasenrausch-Meßtechnik im HF- und Mikrowellenbereich  
Firmendruckschrift Nr. 0987-0264 (1987)
- ⟨7⟩ Bernd Neubig, DK1AG  
Extrem rauscharmer 96 MHz Quarzoszillator für die UHF/SHF-  
Frequenzaufbereitung, Teil I: Bedeutung von Kurzzeitstabilität und  
Phasenrauschen für die Sender- und Empfänger-Aufbereitung.  
Vortrag UKW-Tagung in Weinheim, UKW-Berichte H1, (1981)
- ⟨8⟩ Dieter Scherer  
Entwicklungs-Prinzipien und Prüfmethode für HF- und Mikro-  
wellengeneratoren mit niedrigem Phasenrauschen.  
nachrichten elektronik 35 (1981) Heft 8 und Heft 9.
- ⟨9⟩ Curtis, G.S.    The Relationship between Resonator and Oscillator Noise,  
and Resonator Noise Measurement Techniques.  
41st AFCS (1987)
- ⟨10⟩ Dieter Scherer  
Design Principles and Test Methods for Low Phase Noise RF  
and Microwave Sources.  
HP-Firmenschrift,  
RF & Microwave Measurement Symposium and Exhibition  
October, 1978

## 8. Meßtechnik und Prüfung von Quarzoszillatoren

Die gebräuchlichsten Methoden zur Prüfung und Messung von Quarzoszillatoren ist in der Norm DIN IEC 679-1 ausführlich beschrieben. Zusätzliche Meßmethoden sind in der Fachgrundspezifikation DIN EN 169000 (CECC 69000) enthalten, die zur Zeit in die Neufassung der DIN IEC 679-1 eingearbeitet wird.

Messungen und Prüfungen, die in diesen Normen nicht oder nicht detailliert genug beschrieben sind, werden in Anlehnung an den MIL-Standard für Quarzoszillatoren MIL-O-55310 beschrieben.

### 8.1 Adaption

#### 8.1.1 Allgemeine Gesichtspunkte

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitt 8.2.3, DIN EN 169000, Abschnitt 4.2

Um genaue Ergebnisse zu erzielen ist die Adaption des Meßobjekts an das Meßsystem sorgfältig durchzuführen. Das Prinzipschaltbild zeigt Bild 8.1.

Besondere Aufmerksamkeit ist auf folgende Punkte zu legen:

- Die Betriebsspannung  $U_B$  ist aus einer geeigneten stabilisierten Spannungsversorgung mit niedrigem dynamischen Innenwiderstand zu versorgen. Sie sollte HF-mäßig gut abgeblockt sein, üblicherweise erfolgt dies durch einen 10 nF-Kondensator, der direkt am  $U_B$ -Anschlußstift des Oszillators mit kurzer Masseableitung angebracht wird. Bei höheren Frequenzen oberhalb ca. 50 ... 100 MHz ist die Abblockung zusätzlich durch niedrigere Kapazitätswerte (1 nF, 100 pF) zu ergänzen. Wesentlich höhere Kapazitätswerte als 10 nF können bei der Messung des Anschwingverhaltens das Ergebnis verfälschen.
- Bei der Messung der Stromaufnahme  $I_B$  des Oszillators ist darauf zu achten, daß die Betriebsspannung  $U_B$  nicht verfälscht wird. Erforderlichenfalls ist am  $U_B$ -Anschlußstift die Senseleitung für die Spannungsregelung anzubringen. Der Strom durch die externe Last ist nicht mitzumessen.
- Die Ziehspannung  $U_Z$  muß von einem ausreichend genauen Netzgerät mit guter Auflösung gespeist werden, da die Ungenauigkeit durch die große Ziehsteilheit eines VCXOs zu erheblichen Frequenzfehlern führt. Empfehlenswert ist es, die Spannung über eine direkt am  $U_Z$ -Eingang des Oszillators angeschlossene Sense-Leitung zu regeln.
- Besondere Sorgfalt ist auf die korrekte Beschaltung des HF-Ausgangs zu legen. Die Größe und Form des Ausgangssignals hängen oft sehr stark von der Belastung - insbesondere von Blindwiderstand (Kapazität) der Last - ab. Für genaue Messungen ist es empfehlenswert, die effektive Lastimpedanz mit Hilfe eines Impedanzmeßgeräts bei der Betriebsfrequenz einzustellen. Die Beschaltung für die einzelnen Signalformen wird weiter unten genauer beschrieben. Die dort gezeigten Elemente sind mit möglichst kurzen Verbindungsleitungen direkt am Stift des HF-Ausgangssignals anzubringen. Wird ein Frequenzzähler und/oder ein Oszilloskop angeschlossen, ist zu beachten, daß deren Eingangsimpedanz Teil der HF-Last ist. Die Eingangskapazität vieler Oszilloskope und Frequenzzähler beträgt ca. 20 ... 30 pF. Hier sind dann unbedingt kapazitätsarme Tastköpfe (FET-Tastköpfe o.ä.) erforderlich. Viele Oszilloskope haben einen separaten Ausgang des verstärkten

X-Signals. In diesem Falle sollte der Frequenzzähler daran angeschlossen werden, wodurch er nicht mehr den HF-Ausgang des Oszillators belastet.

- Es empfiehlt sich, unter dem Meßobjekt eine großflächige Massefläche anzubringen. Ansonsten ist die Masseableitung von den verschiedenen Anschlüssen sternförmig zu einem gemeinsamen Massepunkt zu führen.

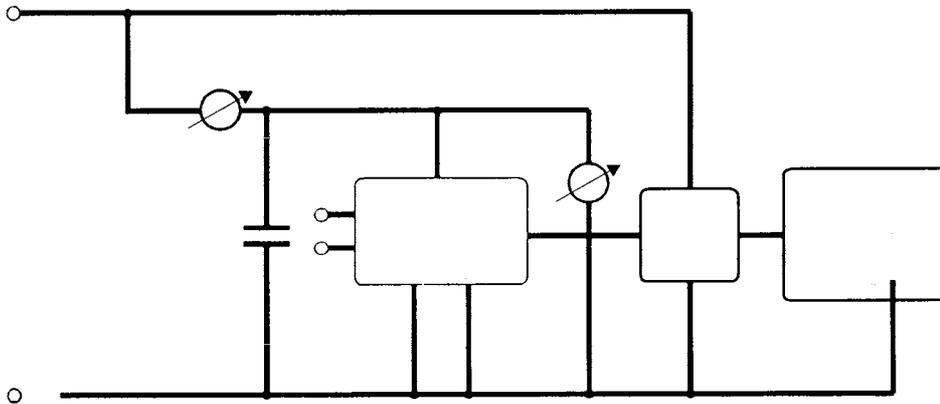


Bild 8.1: Schaltung des Meßadapters

### 8.1.2 Beschaltung des HF-Ausgangs und Messung des Ausgangssignals

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitte 8.2.11 - 8.2.14, DIN EN 169000, Anhang A

Der HF-Ausgang des Oszillators ist in Bild 8.1 mit einer Last je nach Ausgangssignalart zu beschalten.

#### 8.1.2.1 Sinus-Ausgang

Bei sinusförmigen und sinusähnlichen („clipped sine-wave“) Ausgangssignalen ist die Ausgangslast durch einen ohmschen Widerstand  $R_L$  mit einer Parallelkapazität  $C_L$  gemäß Bild 8-2 definiert. Da die Ausgangsschaltung des Oszillators häufig einen abgestimmten Schwingkreis enthält, ist die Einhaltung der spezifizierten kapazitiven Ausgangslast unbedingt erforderlich. Dabei sind die Einflüsse der angeschlossenen Meßgeräte eingeschlossen. Zur Anpassung an ein  $50\ \Omega$ -Meßsystem kann  $R_L$  in die zwei Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  unterteilt werden, wie in Bild 8.3 gezeigt. Ihre Werte errechnen sich nach den Formeln

$$R_1 = R_L - \frac{50\ \Omega}{\sqrt{1 - \frac{50\ \Omega}{R_L}}} \quad (1)$$

$$R_2 = \frac{50\ \Omega}{1 + \sqrt{1 - \frac{50\ \Omega}{R_L}}} \quad (2)$$

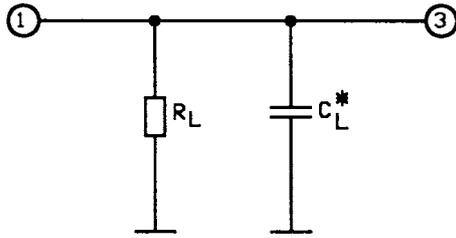


Bild 8.2

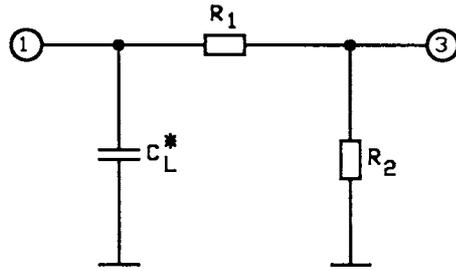


Bild 8.3

Die Pegelmessung erfolgt mit einem Oszilloskop oder einem HF-Millivoltmeter. Letzteres hat für sinusförmige Signale eine sehr hohe Genauigkeit, basiert aber meist auf einer Spitzenwertmessung und der angezeigte „Effektivwert“ ist für einen idealen Sinus daraus errechnet. Dies führt bei nichtsinusförmigen Signalen zu einem systematischen Meßfehler.

Das Ausgangsspektrum bestimmt man mit einem Spektrumanalysator, wobei je nach Aufbereitungssystem des Oszillators neben den Harmonischen (Oberwellen) auch Subharmonische (bei interner Frequenzvervielfachung) oder auch nichtharmonische Nebenwellen (z.B. bei PLL-Aufbereitung oder bei internen „wilden“ Schwingungen) auftreten können.

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitte 8.2.20 - 8.2.21).

Zusätzliche Sörfrequenzen oder Störbänder können z.B. durch

- FM-(Stör-)Modulation über den Zieheingang
- HF- und NF-Einströmung über den Betriebsspannungsanschluß (nichtideale HF-Abblockung)
- HF- und NF-Einströmung durch Stromkopplung über die endliche Länge der Massezuführung am Massestift
- Reziproke HF-Einstreuung von einem externen Generator in den HF-Ausgang hervorgerufen werden. Die Meßtechnik für derartige Effekte, die im Rahmen der EMV-Problematik bei dichtgepackten Baugruppen zunehmend wichtig werden, ist recht anspruchsvoll und übersteigt den Rahmen dieser Abhandlung.

### 8.1.2.2. TTL-Ausgang

Ausgänge der TTL-Familie (TTL, LS-TTL, S-TTL, AS-TTL, ALS-TTL usw.) werden mit einer Dioden-Ersatzlast entsprechend Bild 8.4 abgeschlossen. Der Wert des Pull-up-Widerstands  $R_L$  ist abhängig von der Logikfamilie und vom Fan-out, d.h. der Zahl der angeschlossenen Gatter. Der Wert für Fan-out = 1 ist der Tabelle 1 zu entnehmen, für n Gatter ist  $R_L$  gleich dem Tabellenwert geteilt durch n.

	Standard TTL	LSTTL	STTL	ALSTTL	HCMOS	CMOS-komp.	ECL 10kHz	ECL 100k	
$U_{DL} \text{ max}$	0.4 V	0.4 V	0.5 V	0.5 V	0.5 V	1.0 V	-1.63V	-1.62V	
$U_{DL} \text{ min}$	0 V	0 V	0 V	0 V	0 V	0 V	-1.95V	-1.81V	
$U_{OH} \text{ max}$	5.0 V	5.0 V	5.0 V	5.0 V	5.0 V	5.0 V	-0.81V	-0.88 V	
$U_{OH} \text{ min}$	2.4 V	2.7 V	2.7 V	2.7 V	4.5 V	4.0 V	-0.98V	-1.025V	
$U_T$	1.5 V	1.5 V	1.5 V	1.5 V	2.5 V	2.5 V	-1.3V	-1.3 V	
$I_{OL}$	-1.6mA	-0.4mA	-2.0mA	-0.1mA	-	-	-	-	
$J_{OH}$	40µA	20µA	50µA	20µA	-	-	-	-	
Fig.	8.4	8.4	8.4	8.4	8.2/8.3	8.2/8.3	8.6/8.7-		
$R_L = \frac{R_L}{Fanout}$	$C_L = C_L \cdot Fanout$	$R_L$ $C_L$	2.4k Ω 3pF	9.7k Ω 3pF	2.0k Ω 3pF	7.5k Ω 3pF	100k Ω 5pF	100k Ω 5pF	-

Der Pull-up-Widerstand wird am Punkt 2 an die nominelle Betriebsspannung angeschlossen, der Strom durch  $R_L$  wird aber nicht zur Stromaufnahme des Oszillators gezählt.

Die Dioden sind Schaltdioden wie 1N4151 o.ä..

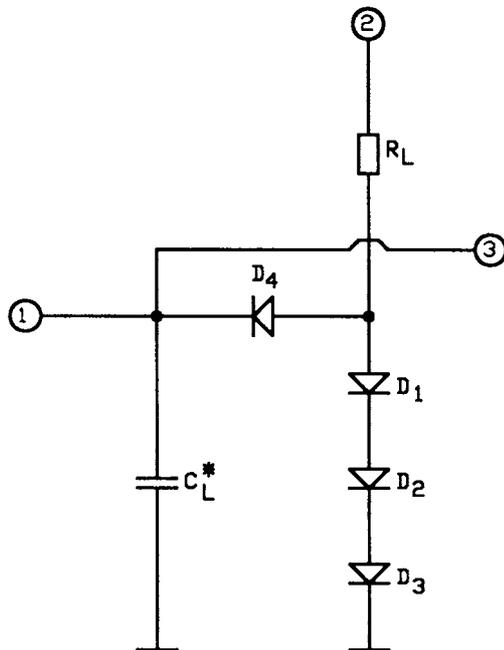


Bild 8.4

$D_1 \dots D_4 = 1\text{ N } 4151$

Der Tabellenwert für  $C_L$  gilt für Fan-out=1, für ein Fan-out=n ist  $C_L$  das n-fache des Tabellenwerts. In  $C_L$  sind die Einflüsse der angeschlossenen Meßgeräte eingeschlossen.

In der Tabelle sind noch die Grenzwerte der Low- und Highpegel  $U_{OL}$  und  $U_{OH}$  und die Spannung  $U_T$ , bei der das Tastverhältnis bestimmt wird, sowie die Ausgangsströme  $I_{OL}$  und  $I_{OH}$  angegeben. Die Definition der Pegel ist der Abb. 8.5 zu entnehmen.

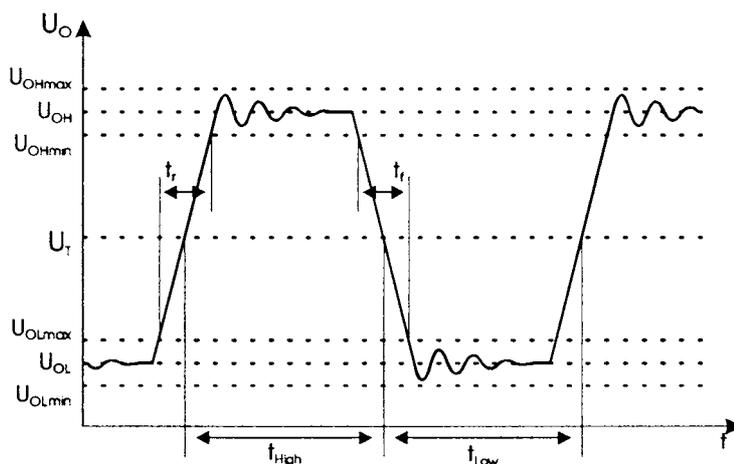


Bild 8.5

Tastverhältnis

$$= \frac{t_{\text{high}}}{t_{\text{high}} + t_{\text{low}}} \cdot 100\%$$

### 8.1.2.3 CMOS-Ausgang

Die C-MOS-Familien (C-MOS, HCMOS, ACMOS etc.) haben eine Ausgangslast, die durch einen (hochohmigen)  $R_L$  parallel zu einer Kapazität  $C_L$  bestimmt ist. Die Beschaltung ist gemäß den Bildern 8.2 bzw. 8.3 (für Anpassung an  $50 \Omega$ ). Der Wert von  $R_L$  ist meist unkritisch und wird im Bereich von  $10 \text{ k}\Omega \dots 50 \text{ k}\Omega$  gewählt.  $C_L$  hat hier geringere Auswirkungen auf den Pegel als bei Sinusausgängen, sein Wert bestimmt aber die Stromaufnahme, weshalb er in Übereinstimmung mit der Spezifikation gewählt werden sollte.

In der Tabelle sind die Werte für  $C_L$  für Fan-out 1 angegeben, ebenso die Pegel für die 5V-Technik. Die neuen Logikfamilien mit 3,3V Betriebsspannung sind noch nicht berücksichtigt.

### 8.1.2.4 ECL-Ausgang

ECL-Ausgänge (ECL 10kH, ECL 100k, PECL, ECLinPS usw.) sind DC-gekoppelt und benötigen eine externe Hilfsspannung  $U_{EE}$ , die in der Anwenderschaltung durch das nachfolgende Gatter geliefert wird. Gleichzeitig muß HF-mäßig eine Abschlußimpedanz von  $50 \Omega$  gegeben sein. Eine einfache Meßadaperschaltung zeigt Bild 8.6, an Stift 2 wird eine Vorspannung von  $-2\text{V}$  angelegt, um das benötigte  $U_{EE}$ -Potential zu erzeugen. Der Kondensator  $C_B = 1 \text{ nF} \dots 10 \text{ nF}$  dient zur HF-Abblockung.

Einen präziseren Abschluß für HF und DC erreicht man mit dem sog. „Magic-T“ wie in Bild 8.7 gezeigt. Zur DC-Abblockung des Ausgangs (Stift 3) wird in Reihe zu dem  $50 \Omega$ -Längswiderstand noch ein Abblock-Kondensator von typ.  $1 \text{ nF}$  geschaltet. Magic-T-Abschlüsse sind kommerziell auch als fertige Bausteine erhältlich. Die Stromaufnahme von ECL-Oszillatoren wird z.T. mit angeschlossener Last spezifiziert, die oft einen großen Anteil des Gesamtstroms aufnimmt.

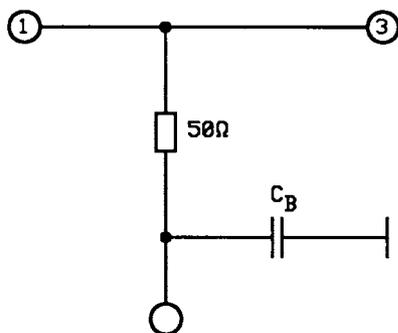


Bild 8.6

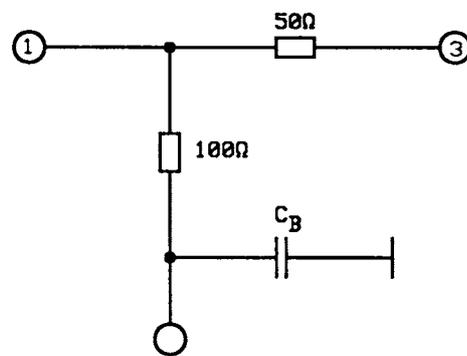


Bild 8.7

$C_B = 1 \text{ nF} \dots 10 \text{ nF}$

Die Tabelle zeigt die genormten Pegel für negative Betriebsspannung.

## 8.2 Frequenzmessungen

### 8.2.1 Erhöhung der Frequenzauflösung

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitt 8.2.4, DIN EN 169000, Abschnitt 4.5.4

Die Frequenzauflösung bei konventionellen Frequenzzählern beträgt  $1 \text{ Hz}$  bei einer Torzeit von  $1 \text{ sec}$ , mit Reziprozählern wird - insbesondere bei tiefen Frequenzen - eine bessere Auflösung erreicht. Modernste Frequenzzähler arbeiten mit speziellen Verfahren, die wesentlich höhere Auflösungen erreichen. Beispielsweise erreicht die

als PC-Einschubkarte lieferbare GT 200 der Fa. Guide Technology eine Auflösung von besser 1 ppm bei 1ms Torzeit und besser 1 ppb (= 10<sup>-9</sup>) bei 1 sec Torzeit. Zur weiteren Erhöhung der Frequenzauflösung bei gegebener Torzeit gibt es zwei Verfahren:

- Frequenzvervielfachung: Das Meßsignal wird um mehrere Größenordnungen vervielfacht. Eine Vervielfachung um Faktor 100 bringt bei gleicher Auflösung (z.B: 1 Hz) eine Verbesserung der Relativauflösung um Faktor 100 - solange der Frequenzzähler selbst ohne Vorteiler arbeitet. Dieses Verfahren ist sehr aufwendig und wird nur noch selten angewandt.
- Frequenzabmischung: Das Meßsignal wird mit einer stabilen Frequenz auf eine sehr niedere Frequenz, z.B. 10 Hz ... 1 kHz herabgemischt. Diese Frequenz kann mit einem Reziprozähler bis in den mHz oder MHz-Bereich aufgelöst werden, was bezogen auf die Ausgangsfrequenz eine enorme Steigerung der relativen Auflösung ergibt. Das Verfahren kann auch sukzessive mehrmals angewandt werden, was aber sehr aufwendig ist.
- Phasenmessung: Die Phasendifferenz zwischen der Ausgangsfrequenz (bzw. einer davon heruntergemischten niederen Frequenz) und dem Signal einer hochstabilen Referenzfrequenzquelle wird in engen Zeitabständen mit einem Vektorvoltmeter oder einem Phasendiskriminator gemessen. Aus dem

Differenzenquotient der Phasenänderung pro Zeiteinheit  $\frac{\Delta\phi}{\Delta t}$  kann die relative

Frequenzdifferenz  $\frac{\Delta f}{f_0}$  gemäß der Beziehung

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (3)$$

ermittelt werden.

Bei allen Verfahren zur Erhöhung der Auflösung ist darauf zu achten, daß die verwendete Referenzfrequenzquelle eine wesentlich bessere (Kurzzeit-)Stabilität als das Meßobjekt besitzt.

### 8.2.2 Abgleichtoleranz, Anliefertoleranz

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitt 8.2.9, DIN EN 169000, Abschnitt 4.5.4

Die Abweichung der Oszillatorfrequenz von der Nennfrequenz wird bei vorgegebenen festen Randbedingungen (Referenztemperatur, Nennbetriebsspannung, Nennausgangslast) gemessen. Bei Oszillatoren mit elektrischer Frequenzabstimmöglichkeit (Ziehspannungseingang) wird die Ziehspannung auf den Nennmittelwert gestellt. Die Messung erfolgt nach thermischer Stabilisierung, die bei OCXOs bis zu 30 min betragen kann. Bei Oszillatoren mit Trimmer wird geprüft, ob die Nennfrequenz eingestellt werden kann und der Abstimmbereich des Trimmers sowie - falls spezifiziert - die mögliche Frequenzauflösung - erreicht werden.

TCXOs werden häufig nicht auf Nennfrequenz eingestellt, sondern auf einen Offset, der auf dem Oszillator beschriftet ist. Die Prüfung erfolgt in diesem Fall gegen die Offsetfrequenz.

Wird der Oszillator längere Zeit nach Anlieferung gemessen, muß zur zulässigen Abgleich-/ Anliefertoleranz die in diesem Zeitraum maximal zulässige Alterung addiert werden.

Bei Oszillatoren, bei denen nur eine Gesamttoleranz definiert ist, muß zur gemessenen Abgleichtoleranz noch der Temperaturgang der Frequenz, der Frequenz-Belastungskoeffizient und der Frequenz-Spannungskoeffizient addiert werden.

### 8.2.3 Ziehbereich (VCXOs)

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitte 8.2.9, 3.11 und 3.28, DIN EN 169000 Abschnitt 4.5.11

Die Frequenz-Spannungs-Kennlinie (Ziehkennlinie) von spannungsgesteuerten Quarzoszillatoren(VCXO) kann verschiedenartig spezifiziert werden (vgl. Bild 8.8):

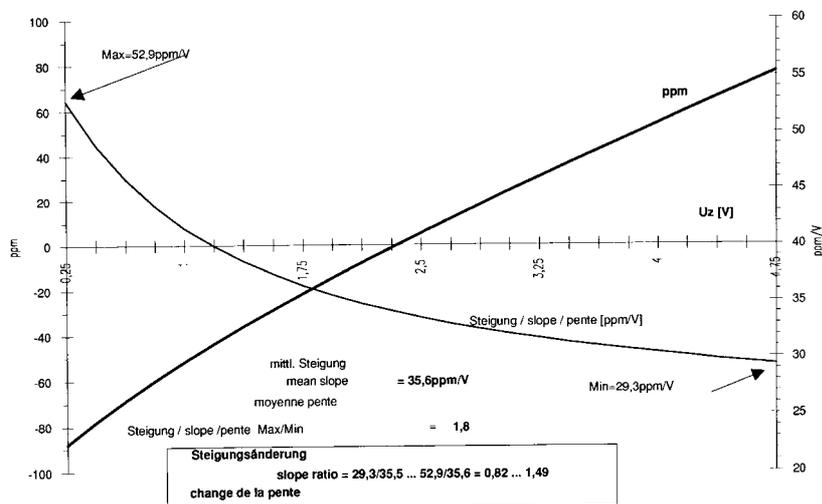
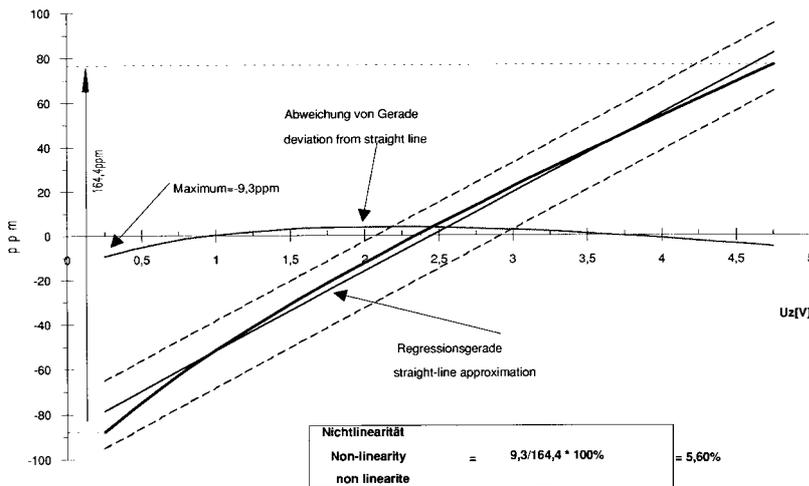


Bild 8.8

Ein Ziehspannungsbereich von  $2,5V \pm 2V$  bzw.  $2,5V \pm 2,25 V$  hat sich als Industriestandard herausgebildet, wobei meistens eine positive Ziehsteilheit (d.h. höhere Frequenz bei höherer Spannung) und seltener eine negative Ziehsteilheit spezifiziert wird.

- Im einfachsten Fall wird die Frequenztoleranz bezogen auf die Nennfrequenz bei der minimalen Ziehspannung  $U_{zmin}$  und bei der maximalen Ziehspannung  $U_{zmax}$  spezifiziert, bei der mittleren Ziehspannung aber keine Toleranz angegeben.

- Eine zweite einfache Spezifikation ist die Angabe eines Mindestwerts der Frequenzabweichung bei  $U_{zmin}$  und bei  $U_{zmax}$  sowie einer Abgleichtoleranz bei der mittleren Ziehspannung  $U_{zmitte}$ .
- Eine häufige Art ist die Spezifikation von Frequenztoleranzen bei den drei Ziehspannungen  $U_{zmin}$ ,  $U_{zmitte}$  und  $U_{zmax}$ .

Diese drei Arten lassen sich recht einfach und schnell messen.

- Für höhere Anforderungen wird zusätzlich noch die (Nicht-) Linearität der Ziehkennlinie vorgeschrieben. Die (Nicht-) Linearität ist die maximale Abweichung der Ziehkennlinie vom linearen Verlauf, der durch die Regressionsgerade durch die Meßwerte beschrieben wird. Sie wird ausgedrückt in Prozent des Gesamtziehbereichs. Dies ist im oberen Teil von Bild 8.8 erläutert.
- Statt der Linearitätsforderung wird zum Teil die Ziehsteilheit in ppm/V und deren maximal zulässige Änderung (in %) im gesamten Ziehbereich spezifiziert, wie im unteren Teil von 8.8 gezeigt.

Wie dem Bild zu entnehmen ist, stellt die Ziehsteilheitsforderung eine wesentlich schärfere Bedingung als die Nichtlinearitätsforderung dar: eine Nichtlinearität von 9,3% entspricht hier einer Änderung der Ziehsteilheit von -18% bis +49%.

Die Meßtechnik für Nichtlinearität und Ziehsteilheit erfordert die Messung an einer größeren Anzahl von Punkten und deren rechnerischen Auswertung, wozu ein rechnergesteuerter Meßplatz zu empfehlen ist.

#### **8.2.4 Frequenz-Belastungskoeffizient**

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitte 3.18 & 8.2.6, DIN EN 169000, Abschnitt 4.5.6

Die genaue Messung der Frequenzänderung infolge Änderung der Ausgangslast erfordert einen sorgfältigen Entwurf des Meßadapters unter HF-Gesichtspunkten. Bei sinusförmigen Ausgangssignalen muß unterschieden werden zwischen dem Einfluß bei Änderung des ohmschen Abschlusses  $R_L$  (z.B.  $\pm 10\%$ ) und des kapazitiven Abschlusses  $C_L$ .

Bei Logik-Ausgängen (TTL-, CMOS- oder ECL-Familien) ist die Normung nicht ausreichend präzise. Zum Teil wird in der Praxis eine Änderung der Fan-out-Zahl spezifiziert oder es wird bei den TTL-Familien eine  $R_L$ -Änderung um  $\pm 10\%$  und bei den CMOS-Familien eine  $C_L$ -Änderung um  $\pm 10\%$  angenommen. Bei ECL ist die Messung wegen der hohen Frequenz noch wesentlich kritischer und muß im Einzelfall genauer definiert werden.

Da der Frequenz-Belastungskoeffizient bei vielen Quarzoszillatoren im Bereich 1 ppb bis 100 ppb liegt ist die Frequenzauflösung des Meßsystems entsprechend Abschnitt 6.2.1 anzupassen.

#### **8.2.5 Frequenz-Spannungskoeffizient**

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitt 8.2.7, DIN EN 169000, Abschnitt 4.5.7

Frequenzänderungen infolge von Betriebsspannungsänderungen werden durch direkte elektrische Schaltungseinflüsse und durch thermische Einflüsse bestimmt. Während die direkten elektrischen Einflüsse zur sofortigen Frequenzänderungen führen, haben die thermischen Einflüsse eine Zeitkonstante von Sekunden bis Minuten. Dies wird in den meisten Spezifikationen nicht unterschieden, weshalb es bei kritischen Anwendungen zu Unstimmigkeiten über Meßergebnisse kommen kann.

Bei PXOs, VCXOs und TCXOs ergibt sich eine Änderung der Leistungsaufnahme und damit eine Temperaturänderung, die über den Temperaturgang des Quarzes eine (langsame) Frequenzänderung hervorruft.

Bei OCXOs führt eine Betriebsspannungsänderung zu einer Änderung des thermischen Gleichgewichts innerhalb des Thermostaten und damit zu einem thermischen Regelvorgang. Die damit verbundenen sehr langsame Frequenzänderung wird nicht zum Frequenz-Spannungskoeffizienten gerechnet! Eine genaue Messung erfordert daher eine Aufzeichnung des zeitlichen Verlaufs der Frequenzänderung bei einem kompletten Spannungszyklus  $U_{\text{Bnenn}} \rightarrow (U_{\text{Bnenn}}+10\%) \rightarrow U_{\text{Bnenn}} \rightarrow (U_{\text{Bnenn}}-10\%) \rightarrow U_{\text{Bnenn}}$ . Für jedes Intervall wird die mittlere Frequenz nach Stabilisierung ermittelt und daraus der Frequenzsprung bei Betriebsspannungsänderung errechnet.

### **8.3 Messung des Temperaturverhaltens**

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitte 8.1.7, 8.2.5 und 8.2.8, DIN EN 169000, Abschnitt 4.5.5

Die Messung des Temperaturgangs der Frequenz („TK-Messung“) ist bei Nennbedingungen durchzuführen. In Sonderfällen werden außer der Frequenz noch weitere Parameter wie z.B. Ausgangssignalpegel usw. über Temperatur geprüft. Geeignete komplette Meßsystem für die TK-Messung von Quarzoszillatoren sind kommerziell erhältlich.

In den meisten Fällen, d.h zur Bestimmung des regulären TK-Verlaufs, ist bei PXOs, VCXOs und OCXOs eine Messung bei drei bis fünf Temperaturen ausreichend. Die Temperatur sollte vor jeder Messung ausreichend lange stabilisiert sein (mindestens 5 .. 15 min., bei OCXOs mindestens 30 ...45 min) und die Änderungsgeschwindigkeit beim Wechsel zur nächsten Meßtemperatur sollte nicht mehr als 10 K/min betragen, um Fehler durch thermische Überschwinger und Temperaturgradienten zu vermeiden.

Um schmalbandige TK-Einbrüche (sog. Frequenzdips) messen zu können, ist eine quasikontinuierliche Messung im Abstand von 1°C bis 5°C oder eine kontinuierliche Messung mit einer Temperaturrampe von ca. 0,5 K/min erforderlich. Letztere ist bei OCXOs nicht anwendbar. Derartige Messungen ergeben eine Verschiebung der TK-Kurve in Richtung des zeitlichen Temperaturgradienten.

Die Meßdaten der Frequenz werden meist auf eine Referenztemperatur bezogen, üblicherweise 25°C, und die Frequenzabweichung in ppm angegeben. Zur Messung der Gesamtterolanz werden die TK-Daten auf die Nennfrequenz bezogen.

#### **8.3.1 PXO/VCXO**

Zur Prüfung der Einhaltung der TK-Forderung im gesamten Arbeitstemperaturbereich können die ppm-Werte mathematisch an ein Polynom 3. oder 4. Ordnung angepaßt („gefittet“) werden. Grundlage ist die TK-Kurve von AT-Schwingquarzen, die sogenannte Bechmann-Formel. Die Meßgenauigkeit und sogenannte TK-Einbrüche (Frequenzdips durch gekoppelte Moden) werden durch die Abweichung der Meßdaten von der gefitteten Kurve charakterisiert. Es gilt das gleiche Verfahren wie in Abschnitt 4.6.2 beschrieben.

Bei VCXOs kann die Frequenzstabilität über Temperatur je nach Ziehspannung unterschiedlich sein. Die TK-Messung erfolgt dann bei der minimalen, der nominellen und der maximalen Ziehspannung, was in einem Temperaturlauf erledigt werden kann. Die spezifizierte Temperaturstabilität muß dann in jedem der drei TK-

Verläufe (bezogen auf die jeweilige Frequenz bei der Referenztemperatur) erfüllt sein.

Die TK-Hysterese wird üblicherweise durch die Frequenzdifferenz bei einer zweiten Ansteuerung der Referenztemperatur bestimmt.

### 8.3.2 TCXO

Durch die Temperaturkompensation ergibt sich eine TK-Kurve, die bei analog kompensierten TCXOs durch Polynome höherer Ordnung beschrieben werden kann, eine allgemeingültige Formel kann aber nicht angegeben werden. Die TK-Kurve von digitalkompensierten TCXOs (DTCXO) weist eine große Zahl kleinster „Wellen“ oder Frequenzsprünge auf. Die Überprüfung der TK-Stabilität erfordert daher die Messung bei einer größeren Zahl von Temperaturen (typisch mindestens 8 ... 10 Punkte).

Die Temperaturstabilität der Frequenz wird bei TCXOs meist nicht auf die Referenztemperatur bezogen, da der Verlauf nicht symmetrisch zu dieser ist. Eine TK-Forderung von z.B.  $\pm 1$  ppm wird dann als zulässige Gesamtabweichung im Temperaturbereich von 2 ppm interpretiert. In diesen Fällen wird dann der TCXO mit einem Offsetwert beschriftet, auf den die Frequenz bei Referenztemperatur (z.B. 25°C) einzustellen ist, damit die zulässige Stabilität im Temperaturbereich eingehalten wird.

Bei TCXOs kann sich je nach Stellung des Feinabgleichelements (Trimmer oder Abgleichspannung) die TK-Stabilität ändern. Dies kann geprüft werden, indem die TK-Messung mit drei verschiedenen Einstellungen des Trimmers bzw. der Abgleichspannung (bei der Referenztemperatur) durchgeführt wird:

- untere Abgleichtoleranz + Offset
- Offset
- obere Abgleichtoleranz + Offset

Die spezifizierte TK-Toleranz muß bei jeder der drei Stellungen einzeln eingehalten werden.

Die Stabilisierungszeit ist bei TCXOs länger als bei PXOs und VCXOs, da der interne Temperaturgradient zwischen den Temperatursensoren und dem Quarz sich ausgleichen muß.

Bei TCXOs mit einer TK-Stabilität kleiner 1 ppm (gesamt) kann die Hysterese einen nennenswerten Anteil an der TK-Toleranz haben. Sie sollte daher zumindest bei der Typprüfung gemessen werden. Dazu wird der Arbeitstemperaturbereich nacheinander in beiden Richtungen durchfahren. Beide TK-Kurven müssen innerhalb des Toleranz-Rechtecks liegen.

Die TK-Stabilität kann auch durch sogenannte Dips (Frequenzdiskontinuitäten des Quarzes) beeinflusst werden. Da diese oft nur in einem schmalen Temperaturbereich auftreten, ist eine TK-Messung im Abstand von 1 °C bis 5 °C oder eine quasikontinuierliche Messung erforderlich.

### 8.3.3 OCXO

Bei der TK-Messung von OCXOs ist zu beachten, daß die Eigenwärmeentwicklung der Oszillatoren der Temperaturregelung der Kammer entgegenwirkt. Die Meßergebnisse hängen auch von der Anordnung der Meßobjekte in der Kammer, dem sie umgebenden Luftstrom usw. ab. Der wärmeregelnde Luftstrom soll die Prüfobjekte nicht direkt anblasen. Die Oszillatoren müssen während der gesamten Prüfung an Betriebsspannung liegen.

Der TK-Verlauf bei OCXOs ist üblicherweise entweder eine monoton ansteigende bzw. abfallende Kurve oder eine flache Parabel 2.Ordnung. Zur Bestimmung der Temperaturstabilität reicht daher die Messung bei ca. 5 Temperaturen, die Zwischenwerte können durch Interpolation oder ein Polynomfitting zweiter Ordnung errechnet werden. Zu empfehlen ist, am Ende des Meßzyklus eine zweite Messung bei der Referenztemperatur durchzuführen, um die Meßunsicherheiten durch Hysterese und Kurzzeitalterung abschätzen zu können. Die Stabilisierungszeit muß mindestens 30 bis 45 min pro Temperatur betragen.

#### 8.4 Messung des Anschwingens

Referenz DIN IEC 679-1 Amendment 49(Sec)264, DIN EN 169000, Abschnitt 4.5.9

Die in der jetzigen DIN EN 169000 angegebenen zwei Verfahren zur Messung der Anschwingzeit wurden überarbeitet und werden in der Neuausgabe der DIN IEC 679-1 korrigiert.

Es wird unterschieden zwischen

- der Prüfung des Anschwingverhaltens. Das ist die Prüfung, ob der Oszillator auch zuverlässig anschwingt, wenn die Betriebsspannung als langsam ansteigende Rampe angelegt wird und
- der Messung der Anschwingzeit unter spezifizierten Bedingungen.

##### 8.4.1 Prüfung des Anschwingverhaltens

Der Oszillator wird an eine programmierbare Spannungsversorgung angeschlossen und das HF-Ausgangssignal wird mit einem Oszilloskop registriert, wobei die X-Ablenkung so langsam eingestellt wird, daß der gesamte Anschwingvorgang beobachtet werden kann. Die Spannung des Netzteils wird rampenförmig von Null auf die Nenn-Betriebsspannung erhöht, wobei die Rampenzeit  $t_{ramp}$  das mindest 100- bis 1000-fache der spezifizierten oder erwarteten Anschwingzeit beträgt. (siehe Bild 8.9)

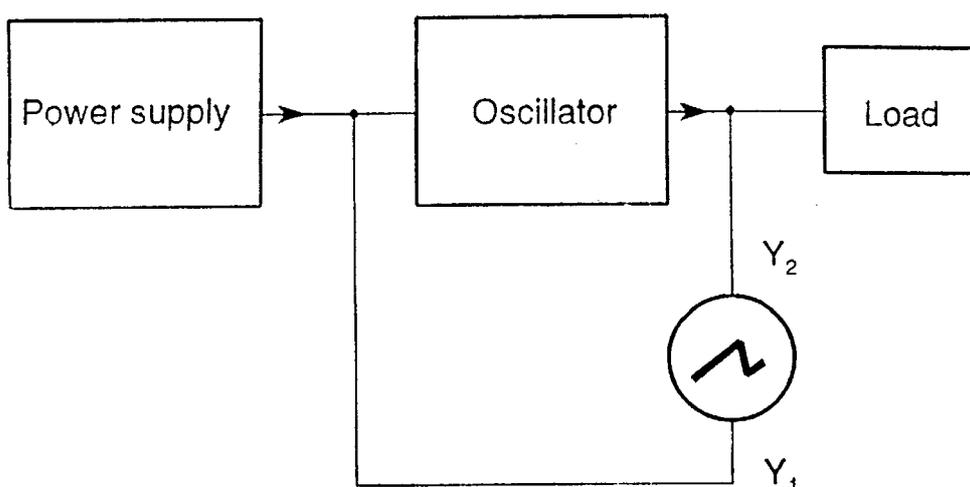


Bild 8.9

Der Oszillator muß ein reguläres und sich wiederholendes Anschwingverhalten zeigen, wie in Bild 8.10 gezeigt.

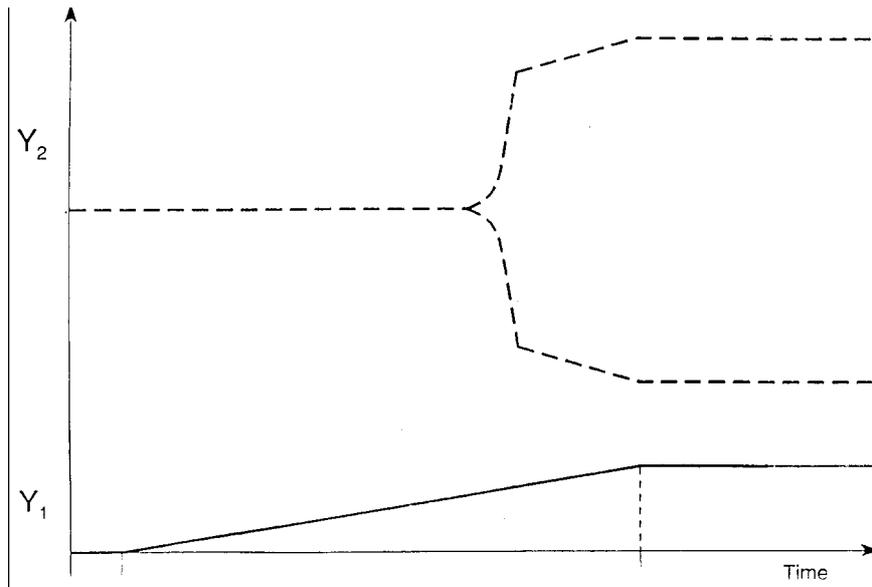


Bild 8.10

### 8.4.2 Messung der Anschlagzeit

Der Oszillator wird wie in 8.4.1 gemäß Bild 8.9 an eine programmierbare Spannungsversorgung angeschlossen. Die X-Ablenkung des Oszilloskops wird auf ein Mehrfaches der spezifizierten oder erwarteten Anschlagzeit eingestellt (mehrere Millisekunden). Die Spannung des Netzteils wird rampenförmig von Null auf die Nenn-Betriebsspannung erhöht, wobei die Rampenzeit  $t_{\text{ramp}}$  weniger als ein Zehntel der spezifizierten oder erwarteten Anschlagzeit beträgt.

Die Anschlagzeit  $t_{\text{su}}$  ist die Zeitdifferenz zwischen dem Startpunkt der Spannungsrampe und dem Zeitpunkt, an dem die HF-Ausgangsspannung die folgenden Bedingungen erfüllt:

- bei (quasi-) sinusförmigem Ausgangssignal:  
Die Amplitude der Hüllkurve muß 90 % der Spitze-Spitze-Amplitude nach dem vollen Einschwingen betragen.
- bei Logikausgangssignal:  
Die Pulsfolge ist periodisch mit einer Frequenz in der Nähe der Endfrequenz. Der Low-Pegel  $V_{\text{Lo}}$  bleibt andauernd unter  $V_{\text{OL}}$  und der High-Pegel  $V_{\text{Hi}}$  oberhalb  $V_{\text{OH}}$ , wobei  $V_{\text{OL}}$  und  $V_{\text{OH}}$  durch die angewandte Logikfamilie bestimmt sind.

Zur Erläuterung siehe Bild 8.11.

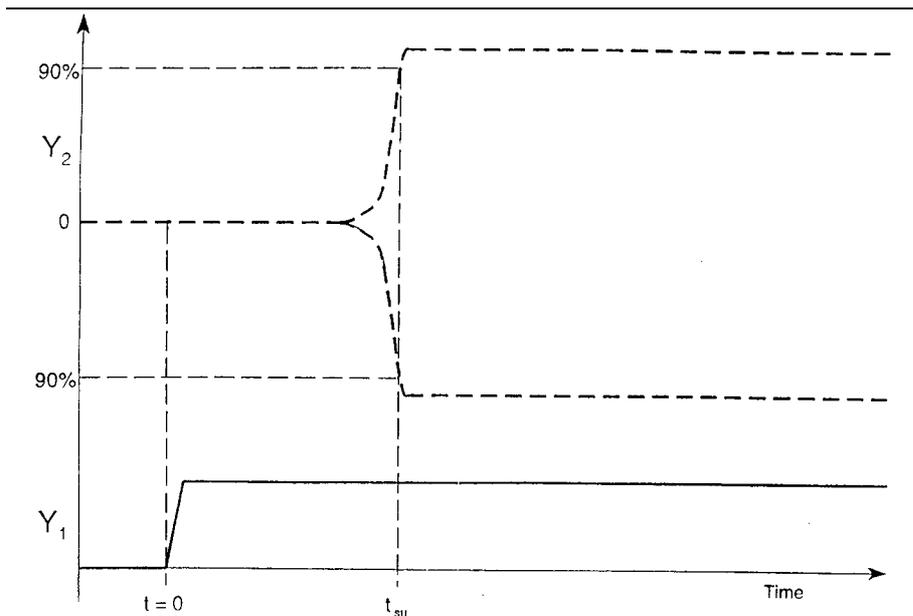


Bild 8.11

Es ist zu beachten, daß das Ausgangssignal für dem Eintreten des eingeschwingenen Zustands irreguläre „wilde“ Schwingungen aufweisen kann. Ferner muß sicher sein, daß die internen Abblockkondensatoren des Oszillators vor dem Start der Messung entladen sind.

Die Messung kann entweder als Einmal-Rampe oder mit periodischer Rampe durchgeführt werden. Bei periodischem, repetierendem Betrieb müssen folgende Bedingungen gemäß Bild 8.12 erfüllt sein;

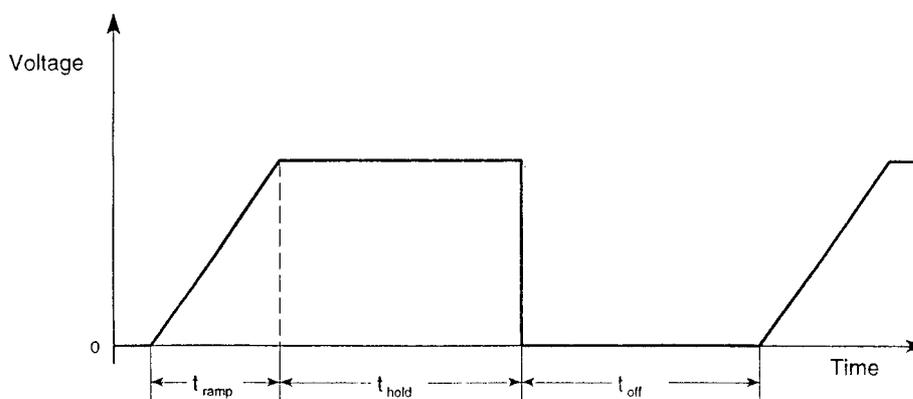


Bild 8.12

- $t_{\text{ramp}}$  wie angegeben
- $t_{\text{hold}} \geq 100 \cdot t_{\text{su}}$
- $t_{\text{off}}$ : die minimale Zeitdauer ist so zu wählen, daß eine weitere Verlängerung das Ergebnis für  $t_{\text{su}}$  nicht ändert, typisch ist  $t_{\text{off}} \geq 100 \cdot t_{\text{su}}$

Es ist zu empfehlen, daß während der  $t_{\text{off}}$ -Zeit die Betriebsspannung des Oszillators kurzgeschlossen ist, um die internen Abblockkondensatoren zu entladen.

Der Faktor 100 in den Formeln für  $t_{\text{hold}}$  und  $t_{\text{off}}$  kann verkleinert werden, wenn sichergestellt ist, daß die gemessene Anschwingzeit unverändert bleibt (insbesondere bei hoher Schwinggüte des Resonators).

## 8.5 Messung der Kurzzeitstabilität und des Phasenrauschens

Referenzen:

Kurzzeitstabilitätsmessung (Allan-Varianz): DIN IEC 679-1 Abschnitt 8.2.22.2

Phasenrauschen: DIN IEC 679-1 Abschnitt 8.2.22.1, DIN EN 169000, Abschnitt 4.5.25.

Die Meßverfahren für die Allan-Varianz  $\sigma_y^2(\tau)$  und das Einseitenband-Phasenrauschen  $L(f)$  sind übergreifend in dem Kapitel 7 beschrieben.

## 8.6 Prüfung der Langzeitstabilität (Alterung)

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitt 9.3.1, DIN EN 169000, Abschnitte 4.7.1 und 4.7.2, MIL-O-55310, Abschnitt 4.9.34.

Es ist zu unterscheiden zwischen der allgemein gebräuchlichen 30-Tage-Alterung, die in DIN EN 169000 und MIL-O-55310 beschrieben ist und der sog. Erweiterten Alterungsprüfung über 1000 bis zu 8000 Stunden nach DIN EN 169000, die nur „zur Information“ dient.

### 8.6.1 30-Tage-Alterung

PXO, VCXO und TCXOs werden bei 85°C, OCXOs bei 25°C für die Dauer von 30 Tagen betrieben. Die Oszillatoren müssen während der Dauer der Prüfung in der Prüfkammer bleiben und dauernd mit der Betriebsspannung verbunden sein.

Nach DIN EN 169000 wird die Ausgangsfrequenz zum ersten Mal nach 24 Stunden und zum letzten Mal nach 30 Tagen gemessen. Die dazwischenliegenden Messungen werden im Abstand von einem, höchstens 5 Tagen durchgeführt, wobei mindestens 4 Zwischenmessungen erforderlich sind.

Die Alterungsforderung enthält entweder eine Angabe über die maximal zulässige Frequenzänderung in den 30 Tagen oder eine Alterungsforderung pro Tag, die aus der Frequenzänderung der letzten fünf Tagen aus mindestens drei Meßpunkten ermittelt wird (Regressionsgerade).

Bei OCXOs wird zusätzlich zur Frequenz noch die Stromaufnahme über Zeit protokolliert.

In MIL-O-55310 wird die Auswertung der Meßdaten der Frequenzalterung auf der Basis einer logarithmischen Funktion

$$\Delta f/f_0 \text{ [in ppm]} = A_0 + A_1 \log(A_2 t + 1)$$

mit

$$\Delta f = f - f_0 \text{ (in Hz)}$$

$f_0$  = erste Frequenzmessung (in MHz) nach 48 Stunden

$t = 0$  am Beginn der Stabilisierung (1.Tag)

definiert. Die Messung muß bei TCXOs und OCXOs mindestens vier Mal pro Woche über 28 Tage erfolgen. Die Koeffizienten  $A_0$ ,  $A_1$  und  $A_2$  werden mit einer Kurvenanpassung nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate (least square fitting) aus den Meßdaten ermittelt (siehe auch Kapitel Meßtechnik von Schwingquarzen). Die Standardabweichung der Meßwerte von der gefitteten Kurve darf maximal 5 % der zulässigen 30-Tage-Alterung betragen.

Die Alterung über 30 Tage wird aus der gefitteten Kurve errechnet. Die Alterung pro Jahr wird mit den berechneten Koeffizienten hochgerechnet. Die meisten Spezifikationen geben die Alterung nach 20 oder 30 Tagen Betrieb in der Anwendung an, was bei der Hochrechnung zu berücksichtigen ist. Die Alterung pro Tag wird aus der Steigung der gerechneten Anpassungskurve am 30.Tag ermittelt.

Ist der Alterungstrend nicht monoton, wird die Alterungsprüfung fortgesetzt (bis zu max. 40 Tagen nach dem Auftreten der Nichtmonotonie). Die mathematische Auswertung der Alterung erfolgt dann aus den Daten der letzten 28 Tagen.

### 8.6.2 Erweiterte Alterung

Die Prüfung erfolgt wie in 8.6.1 beschrieben, jedoch über einen Zeitraum von 1000, 2000 oder 8000 Stunden. Die Messung kann ggf. auch bei 25°C erfolgen. Der Zeitraum zwischen den einzelnen Messungen wird im allgemeinen verlängert auf ca. eine Messung pro Woche.

Die Ergebnisse werden zur Information protokolliert, es erfolgt keine rechnerische Auswertung oder Hochrechnung (Extrapolation).

## 8.7 Spezielle OCXO-Messungen

### 8.7.1 Einlauf- und Wiederkehrverhalten (Retrace)

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitte 8.2.17 und 8.2.10, DIN EN 169000, Abschnitte 4.5.10 und 4.5.12.

Das Einlaufverhalten wird durch zeitlich eng aufeinanderfolgende Frequenzmessungen unmittelbar nach dem Einschalten bis zur Stabilisierung des OCXO ermittelt. Die Einlaufzeit  $t_s$  beträgt typisch 5 min ... 30 min bis zu mehreren Stunden. Beurteilungskriterium ist, ab wann die im Gleichgewicht erreichte Endfrequenz mit einer bestimmten Abweichung (z.B. mit  $10^{-7}$  Toleranz) erreicht wird (siehe Bild 8.13).

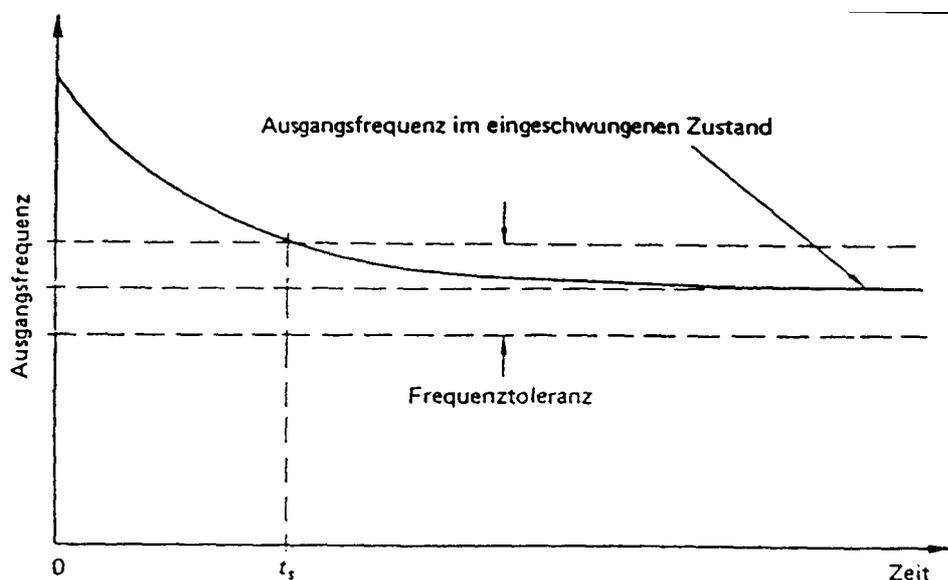


Bild 8.13

Als Einlaufdauer wird z.T. auch die Zeit verstanden, wenn die Stromaufnahme der OCXO-Heizung vom Aufheizstrom steil auf den Gleichgewichtswert abfällt. Das Wiederkehrverhalten oder Retrace wird nach einem längeren Dauerbetrieb des Oszillators bestimmt, in dem dieser für eine bestimmte Zeit (z.B. 24 Stunden) abgeschaltet und danach wiedereingeschaltet wird. Die Wiederholungszeit  $t_{ist}$  ist die Zeit bis der Oszillator nach dem Wiedereinschalten innerhalb einer bestimmten Abweichung die neue Endfrequenz erreicht. Das Retrace oder Rückkehr-Frequenztoleranz ist die Frequenzdifferenz (in ppb), die sich zwischen der

Endfrequenz vor dem Ausschalten und der neuen Endfrequenz nach dem Wiedereinlauf einstellt, wie in Bild 8.14 gezeigt.

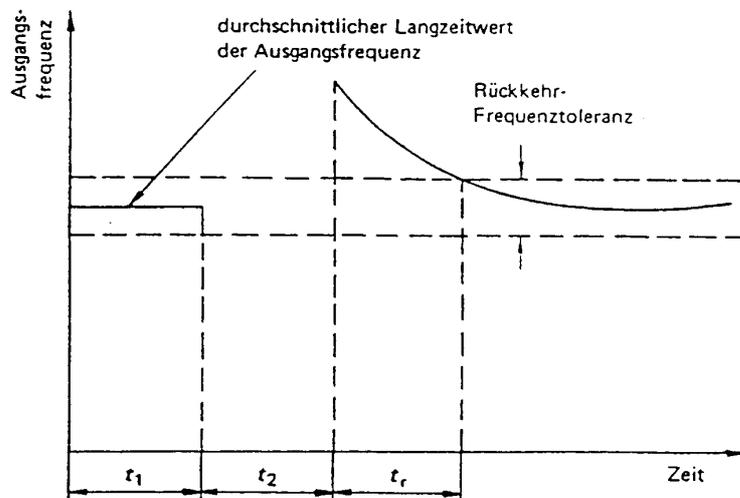


Bild 8.14

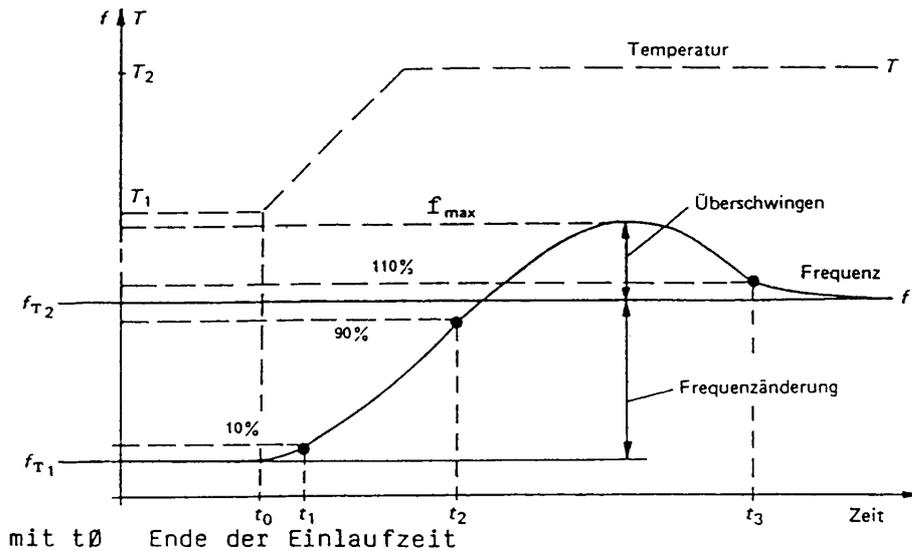
Für ein genaues Meßergebnis ist sicherzustellen, daß der Oszillator vor und nach dem Abschalten bei der gleichen Umgebungstemperatur betrieben wird, falls erforderlich sollte die Messung in einer Temperaturkammer erfolgen.

### 8.7.2 Thermisches Überspringen

Referenz: DIN IEC 679-1, Abschnitte 8.2.8, DIN EN 169000, Abschnitt 4.5.5

Der Oszillator wird in einer Temperaturkammer mit geeigneter Luftströmung betrieben. Nach der Stabilisierung bei einer Extremtemperatur werden die Ausgangsfrequenz und die Kammertemperatur fortlaufend aufgezeichnet. Die Prüfkammertemperatur wird dann in Schritten von 1,5 K bis zur anderen Extremtemperatur erhöht, wobei die Temperatur sich mit einer Rate von 0,5 K/min. ändert.

Es ergibt sich ein typisches Verhalten der Frequenzänderung über Zeit, wie in Bild 8.15 angegeben.



- t1 Zeit, in der die Frequenz 10 % des endgültigen Wertes ihrer Änderung erreicht
- t2 Zeit, in der die Frequenz 90 % des endgültigen Wertes ihrer Änderung erreicht
- t3 Zeit, in der die Frequenz 110 % des endgültigen Wertes ihrer Änderung bei der Rückkehr nach dem Überschwingen erreicht (für Fälle, wo das Überschwingen größer als 10 % ist).

Bild 8.15

## 8.8 Sonstige Prüfungen

Die Prüfung der mechanischen und klimatischen Umweltaforderungen ist in DIN IEC 679-1 und in DIN EN 169000 (CECC 69000) beschrieben. Diese Normen geben Einzelheiten zur Durchführung der Tests sowie die für Quarzoszillatoren angemessenen Prüfschärfen der in der DIN IEC 68-... allgemein für die Elektronik genormten Prüfmethoden an.

Im ersten Abschnitt wird eine Übersicht über die gängigen Prüfverfahren mit Verweis auf die gültigen Normen gegeben. Einzelheiten können den zitierten Schriften entnommen werden.

### 8.8.1 Mechanische und klimatische Umweltprüfungen (Übersicht)

Die folgende Tabelle 3 zeigt einen Auszug der gebräuchlichsten Prüfungen für Quarzoszillatoren aus den zitierten Normen.

Prüfung	DIN IEC 68 Teil ...	DIN IEC 679-1 Kap...	DIN EN 169000 Kap. ...	MIL-O-55310 Kap. ...	Bemerkungen
Sichtprüfung, Abmessungen		6.1, 7.1, 7.2	4.4	4.9.1	Gehäuseabmessungen in DIN IEC 679-3
Mechanische Widerstandsfähigk. der Anschlüsse	2-21	9.2.1	4.6.1	4.9.51	Prüfungen Ua1, Ua2, Ub
Dichtheitsprüfung	2-17	9.2.2	4.6.2	4.9.2	Groblecktest (Qc), Feinlecktest (Qk)
Lötbarkeit der Anschlüsse	2-20; 2-54 2-58, 2-69	9.2.3	4.6.3	4.9.52	Prüfung Ta (Lötbad (235 ± 5)°C) bzw. Benetzungswaage SMD: Prüfung Td (Lötbad); Prüfung Te

					(Benetzungswaage)
Lötwärmebeständigkeit	2-20 2-58		4.6.3	4.9.48	Prüfung Tb (Lötbad) SMD: Prüfung Td (Lötbad)
Schocken	2-27	9.2.7	4.6.8	4.9.40	Prüfung Ea, 3 x pro Achse 100g, 6 ms
Dauerschocken	2-29	9.2.5	4.6.6		Prüfung Eb, 4000 Schocks pro Achse, 40g, 6 ms
Freier Fall	2-32		4.6.9		Prüfung Ed Verfahren 1, 2 x aus 1m Höhe
Schwingen, sinusförmig	2-6	9.2.6	4.6.7	4.9.38.1 4.9.38.2	Prüfung Fc, 10 Zyklen pro Achse, 10 Hz - 55 Hz 0,75mm; 55 Hz - 2 kHz, 10g
Schwingen, rauschförmig	2-36		4.6.7	4.9.38.3	Prüfung Fdb (z.B. 100 Hz - 2 kHz, 0,04 g <sup>2</sup> /Hz); oft in Verbindung mit Phasenrauschmessung
Rascher Temperaturwechsel	2-14	9.2.4	4.6.5	4.9.44	Prüfung Na, 10 Zyklen an Extremtemp. des Arbeitstemperaturbereichs bei OCXOs: -40°C / +85°C
Trockene Wärme	2-2	9.2.10.1	4.6.14		Prüfung Ba, 16 h bei 100°C bzw. Temperatur entspr. Klimaklasse
Feuchte Wärme, zyklisch	2-30	9.2.10.2 9.2.10.4	4.6.15		Prüfung Db Variante 1 Schärfe b), 55°C über 6 Zyklen
Kälte	2-1	9.2.10.3	4.6.16		Prüfung Aa, 2 h bei -65°C bzw. Temperatur entspr. Klimaklasse
Klimafolge	1-7	9.2.10	4.6.17		ohne Prüfung M
Feuchte Wärme, konstant	2-3	9.2.11	4.6.18		Prüfung Ca, 56 Tage
Eintauchen in Reinigungsmittel	2-45 2-70		4.6.21		Prüfung Xa Verfahren 1 Prüfung Xb (Testfinger)

Tabelle 3: Übersicht über mechanische und klimatische Umweltprüfungen für Quarzoszillatoren

Weitere Tests für Umweltbedingungen können den angegebenen Normen sowie MIL-STD-202 und MIL-STD-883 entnommen werden. Ihre Anwendbarkeit auf Quarzoszillatoren und die geeigneten Prüfschärfen sind im Einzelfall festzulegen.

Für eine Qualifikationsprüfung müssen die oben genannten Prüfungen in geeigneter Art und Weise ausgewählt und kombiniert werden. Hierzu ist in DIN EN 169100 (CECC 69100) ist die Prüfplanung für die sog. Befähigungsanerkennung (Capability Approval CA) nach DIN EN 100114 (CECC 00114) Teil 3 für eine Klasse von strukturell ähnlichen Oszillatoren beschrieben.

### 8.8.2 Screening-Verfahren

Ein klassisches Verfahren zur Selektion von Bauteilen ausreichender Qualität ist das Screening, das aus den militärischen Normen stammt.

MIL-STD-883 definiert Screening-Methoden für Mikroelektronik-Bauelemente allgemein. Die dort beschriebenen Methoden 5004.6 und 5008.2 werden z.T. auch für Quarzoszillatoren herangezogen, obwohl nicht alle Prüfmethode immer anwendbar sind.

Speziell für Quarzoszillatoren zugeschnitten ist die MIL-O-55310. Die Klasse B unterscheidet zwischen Oszillatoren in diskreter Konstruktion und in Hybridkonstruktion.

Der Screening-Ablauf ist in der nachfolgenden Tabelle 4 dargestellt:

<b>Prüfung</b>	<b>diskrete Konstruktion</b>	<b>Hybridkonstruktion</b>
Interne Sichtprüfung	nach MIL-O-55310 Lötstellen 3.6.10 Ausführung 3.9	nach MIL-STD 883 Methode 2017
Stabilisierungs-Tempern	- - -	nach MIL-STD 883 Methode 1008, Cond. C 24 h bei 150°C
Wärmeschock	nach MIL-STD 202 Meth. 107, Cond. A-1	- - -
Temperaturzyklen	- - -	nach MIL-STD 883 Methode 1010, Cond. B
Konstante Beschleunigung	- - -	nach MIL-STD 883 Methode 2001, Cond. A nur y1-Richtung 5000g
Dichtheit (Grob- und Feinleck)	nach MIL-STD 202 Meth. 112	nach MIL-STD 883 Methode 1014
Erste elektrische Prüfung	nach Spezifikation	nach Spezifikation
Burn-in-Prüfung	bei höchster Arbeitstemperatur 160 h mit U <sub>B</sub> und Last	bei 125°C 160 h mit U <sub>B</sub> und Last
Elektrische Endprüfung	Strom-/ Leistungsaufnahme Ausgangs-Kurvenform Ausgangspegel usw. gemäß Spezifikation	Strom-/ Leistungsaufnahme Ausgangs-Kurvenform Ausgangspegel usw. gemäß Spezifikation

Tabelle 4: Screening-Verfahren für Quarzoszillatoren nach MIL-O-55310, Klasse B

Es soll an dieser Stelle darauf hingewiesen werden, daß das „Hineinprüfen“ von Qualität in die Produkte eine veraltete Philosophie ist, die nicht in der Lage ist, heutige Qualitätsanforderungen im ppm-Bereich zu erreichen. Moderne Qualitätsstrategien zielen darauf ab, die Qualität durch eine Absicherung der Fertigungsprozesse und des gesamten Qualitätssystems durch Überwachung und ständige Verbesserung zu erhöhen.

Das Verfahren der Technikanerkennung, das in DIN EN 100114-6 (CECC 00114-6) beschrieben ist, bildet hierfür eine Grundlage.

### **8.9 Normenübersicht zu Quarzoszillatoren**

DIN IEC 50 (561)	Internationales Elektrotechnisches Wörterbuch, Untergruppe 561: Piezoelektrische Bauelemente zur Frequenzsteuerung und -Selektion
DIN IEC 68 DIN IEC 68-1 DIN IEC 68-2 DIN IEC 68-2-xx	Grundlegende Umweltprüfverfahren Teil 1: Allgemeines und Leitfaden Teil 2: Prüfungen Prüfung xx
DIN IEC 679 DIN IEC 679-1 DIN IEC 679-2 DIN IEC 679-3	Quarzoszillatoren Teil 1: Allgemeine Information, Prüfbedingungen und Verfahren Teil 2: Leitfaden zur Anwendung von Quarzoszillatoren Teil 3: Gehäuse für Quarzoszillatoren
DIN EN 169000 (≙CECC 69000)	Fachgrundspezifikation: Quarzoszillatoren
DIN EN 169100 (≙CECC 69100)	Rahmenspezifikation: Quarzoszillatoren (Befähigungsanerkennung)
DIN EN 169101 (≙CECC 69101)	Vordruck für Bauartspezifikation Quarzoszillatoren (Befähigungsanerkennung)
DIN EN 169200	Rahmenspezifikation: Quarzoszillatoren (Bauartzulassung)

(≡CECC 69200)	
DIN EN 169201 (≡CECC 69201)	Vordruck für Bauartspezifikation Quarzoszillatoren (Bauartzulassung)
MIL-O-55310	Military Specification, General Specification for Crystal Oscillators
MIL-STD 202	Test Methods for Electronic and electrical Component Parts
MIL-STD 883	Test Methods and Procedures for Microelectronics !

# 9. Quarzfilter und Oberflächenwellenfilter (SAW)

## 9.1 Quarzfilter

### 9.1.1 Einführung

Zum ersten Mal wurde 1927 in einem US-Patent der Einsatz von Schwingquarzen als Selektionselemente in Filtern vorgeschlagen. 1934 erschien ein Artikel von Mason mit dem Titel "Electrical Wave Filters Employing Quartz Crystals as Elements", der auf der Basis der Wellenparameter-Theorie die Grundlagen für den Entwurf von Quarzfiltern legte, die er später in seinem Buch "Electromechanical Transducers and Wave Filters" verbreitete.

In Deutschland erfolgten erste Veröffentlichungen über Quarzfilter 1937, sie wurden gekrönt von dem Buch "Siebschaltungen mit Schwingquarzen" von Werner Herzog, das im Jahre 1949 erschien und mehrere Jahrzehnte das Standardwerk auf diesem Gebiet darstellte. Das Pendant im französischsprachigen Raum stellt das 1953 erschienene Buch von Indjoudjian und Andrieux "Les Filtres á Cristaux Piezo-Electriques" dar.

Die klassische Form sind diskrete Quarzfilter mit einzelnen Quarzvibratoren. Diese Form wird heute nur noch für Sonderfilter für spezielle Anwendungen eingesetzt. Monolithische Filter erschienen in den sechziger Jahren auf dem Markt. Die Möglichkeiten der Miniaturisierung sowie ihre kostengünstige Fertigung haben dazu geführt, daß diese Filter heute ca. 80 % aller Quarzfilter darstellen.

Oberflächenwellenfilter (OFW-Filter, englisch: surface acoustic wave filters (SAW)) basieren zum Unterschied zu den bisherig genannten Filtern mit Volumenellen-Resonatoren auf Oberflächenwellen-Bauelementen. OFW-Filter werden seit Ende der siebziger Jahre industriell gefertigt, zunächst für Fernseh-ZF-Filter, in den letzten Jahren zunehmend als hochfrequente Empfänger-Eingangsfiler im 450 MHz- und 900 MHz-Bereich und künftig auch im 1,8 GHz-Bereich.

Auf filtertheoretischem Gebiet hat sich die Betriebsparametertheorie durchgesetzt. mit deren Hilfe der rechnergestützte Filterentwurf exakt prognostizierbare Ergebnisse liefert (Lit. [1], [21]). Für Quarzfilter sind jedoch die theoretischen Grundlagen über eine Vielzahl von Einzelliteraturstellen verstreut. Ausführlicher werden Quarzfilter im Buch von Zverev und in der Monografie von Kinsman behandelt (Lit.[2]). Eine gute Übersicht über die Anwendung von Quarzfiltern gibt der Leitfaden DIN IEC 368 Teil 2-1 und die DIN EN 167000 (Lit.[3],[4]), über OFW-Filter der Leitfaden (DIN) IEC 862 Teil 2 (Lit.[5]).

### 9.1.2 Technologien von Quarzfiltern

Die einfachsten Filter sind Tiefpaß- und Hochpaßfilter. Hier werden Quarze jedoch nur sehr selten eingesetzt, um die Filterflanken im Übergangsbereich zu versteilern. Da Resonanzfrequenz und Antiresonanzfrequenz bei Schwingquarzen relativ eng beieinanderliegen, beschränkt sich die Wirkung der einzelnen Quarze nur auf kleine Teilbereiche eines solchen Filters. Hauptsächlich findet man Quarzfilter als Bandpässe und zu einem kleineren Teil auch als Bandsperren.

### 9.1.2.1 Diskrete Quarzfilter

#### 9.1.2.1.1 Bandfilter in Brückenschaltung

Diskrete Quarzfilter sind elektrische Netzwerke bestehend aus einzelnen Quarzvibratoren sowie Spulen und Kondensatoren. Die gängigste Schaltungsform ist die Brückenschaltung. Ihre allgemeine Grundform ist die symmetrische Vollbrücke nach Bild 9.1. Für Quarzbandfilter wird fast immer die elektrisch äquivalente Differenzbrückenschaltung verwendet, wobei in den Zweigen  $Z_A$  und  $Z_B$  jeweils ein oder mehrere Quarze liegen und für höhere Selektion meist mehrere Stufen hintereinander geschaltet werden (Kaskadenschaltung). Die Differenzübertrager werden meist als abgestimmte Parallelresonanzkreise betrieben.

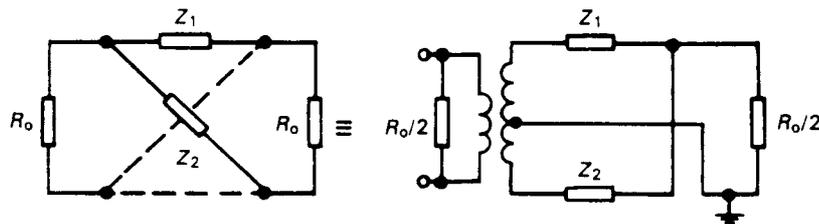


Bild 9.1: Brückenfilter: Symmetrische Vollbrücke und Differentialbrücke (aus [3])

Bild 9.2a zeigt diese sogenannte Schmalbandausführung. Die maximale Filterbandbreite ist durch das Kapazitätsverhältnis  $C_0/C_1$  der Filterquarze begrenzt.

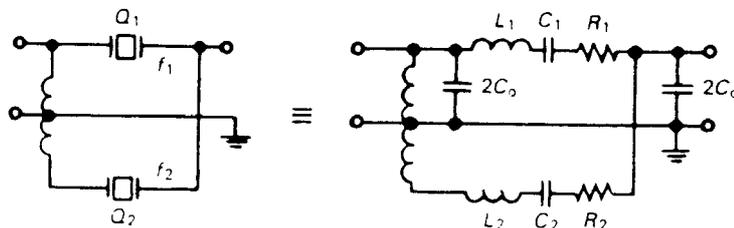


Bild 9.2a: Schmalband-Quarzfilter als einstufige Differentialbrücke (aus [3])

Für Filter größerer Bandbreite ist zur Neutralisierung der statischen Kapazität eine Spule parallel zu dem Quarz geschaltet. Alternativ dazu kann auch eine Spule in Reihe zum Quarz geschaltet werden, wodurch die Resonanzfrequenz herabgesetzt wird, was einer Erhöhung des  $C_1$  entspricht. In beiden Fällen kann die gemeinsame Induktivität in beiden Zweigen "herausgezogen" werden und in den Differenzübertrager absorbiert werden (Bild 9.2b).

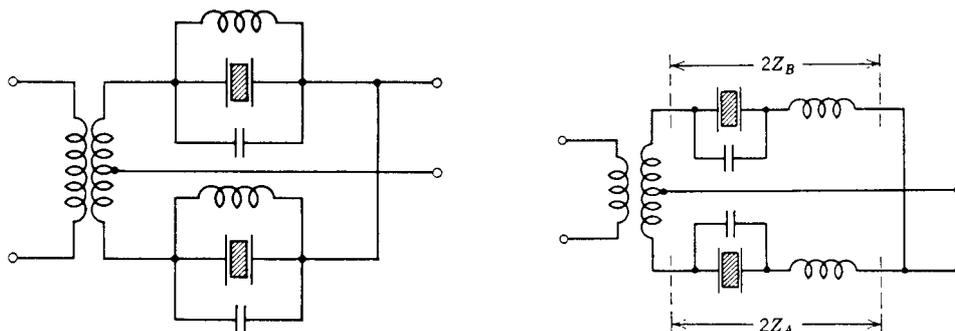


Bild 9.2b: Breitband-Quarzfilter mit Parallel- bzw. Serieninduktivitäten (aus Zverev [2])

Mit Quarzbrückenfiltern läßt sich die größtmögliche Vielzahl an Filtercharakteristiken und der weitestmögliche Bandbreitenbereich realisieren.

### Dimensionierung eines einstufigen Quarzbrückenfilters

#### *Betriebsdämpfung*

Die allgemeine Beziehung zwischen den Blindwiderständen  $Z_a=X_1$ ,  $Z_b=X_2$  in den beiden Brückenzweigen und der Betriebsdämpfung  $a_B$  ist

$$a_B = 20 \lg \sqrt{1 + \left( \frac{1+X_1' X_2'}{X_2' - X_1'} \right)^2} \quad (1)$$

Dabei sind die Reaktanzen  $X_i$  auf den Abschlußwiderstand der Vollbrücke  $R_T$

bezogen (genormt):  $X_i' = \frac{X_i}{R_T}$

Bei einer Brückenschaltung gelten die Regeln:

- Durchlaßbereich bei  $\text{sgn}(X_1') \neq \text{sgn}(X_2')$
- Sperrbereich bei  $\text{sgn}(X_1') = \text{sgn}(X_2')$
- Nullstellen der Dämpfung bei  $X_1' X_2' = -1$
- Polstellen der Dämpfung bei  $X_1' = X_2'$

#### *Betriebsphase*

Die allgemeine Beziehung zwischen den genormten Blindwiderständen  $X_1'$ ,  $X_2'$  in den beiden Brückenzweigen und der Betriebsphase  $\varphi_B$  ist:

$$\varphi_B = \arctan \frac{X_1' X_2' - 1}{X_1' + X_2'} \quad (2)$$

#### *Abschlußwiderstand*

Im allgemeinen wird der Abschlußwiderstand  $R_T$  so gewählt, daß die Dämpfungs-Nullstelle bei der Mittenfrequenz  $f_m$  liegt, d.h.  $X_1 X_2 = -R_T^2$ . Daraus folgt

$$R_T = \sqrt{-X_1(f_m) X_2(f_m)} \quad (3)$$

#### *Näherungsformeln zur Dimensionierung (Lit. [19])*

Die Bandbreite  $BW = f_o - f_u$  eines einstufigen Brückenfilters ergibt sich aus dem Abstand von Serienresonanzfrequenz  $f_s$  und Parallelresonanzfrequenz  $f_p$  der Filterquarze. Schmalere Bandbreiten werden durch Zuschalten einer Parallelkapazität  $C_p$  zum Quarz- $C_0$  erreicht.

Für den einfachsten Fall eines symmetrischen Dämpfungsverlaufs ohne (endliche) Polstellen und mit der Dämpfungsnullstelle bei der Mittenfrequenz  $f_m$  ergeben sich folgende einfachen Formeln:

	<i>Filter mit 1 Quarz</i>	<i>Filter mit 2 Quarzen</i>
Bandbreite $BW = f_o - f_u$	$= f_p - f_s = f_s [C_1 / (C_0 + C_p)]$ (4)	$= 2(f_p - f_s) = 2f_s [C_1 / (C_0 + C_p)]$ (7)
Quarzfrequenzen	$f_{s1} = f_u$ (5)	$f_{s1} = f_u$ (8a) $f_{s2} = f_m = (f_u + f_o) / 2$ (8b)
Abschluß $R_T$	$= 1 / (\omega(C_0 + C_p))$ (6)	$= 1 / (\omega \sqrt{(C_{01} + C_{p1})(C_{02} + C_{p2})})$ (9)

Tabelle 1: Dimensionierungsformeln für einstufige Brückenfilter

In allen Formeln:  $R_T$  gilt für Vollbrücke. Für die Differentialbrücke sind in den Formeln entweder die Brückenimpedanzen zu verdoppeln (Bild 9.1) oder der Abschluß  $R_T$  durch  $R_T/2$  zu ersetzen.

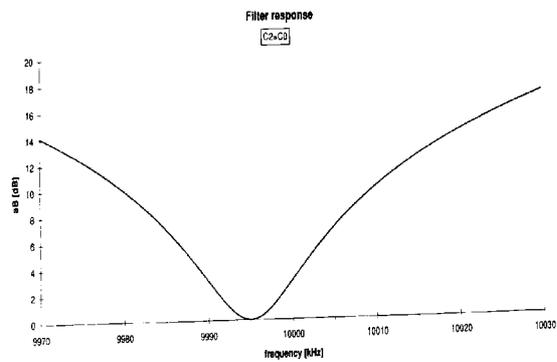
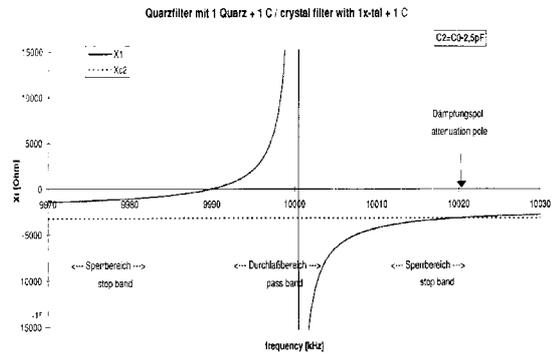
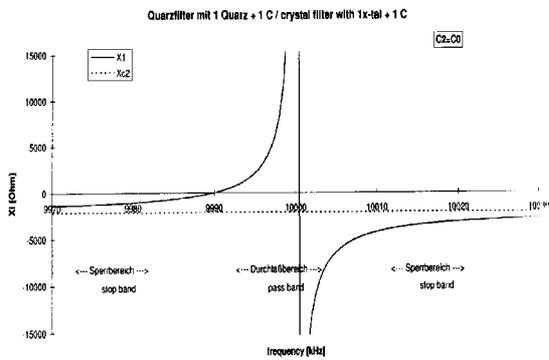


Bild 9.3a: Brückenfilter mit einem Quarz und einem Kondensator  $C_2=C_0$  im Gegenweig  
oben: Blindwiderstände  
unten: Dämpfungsverlauf

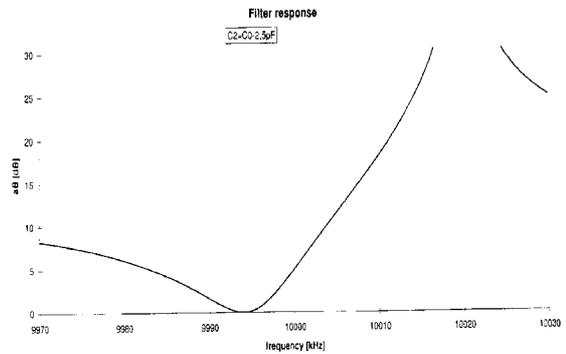


Bild 9.3 b : Brückenfilter mit einem Quarz und einem Kondensator  $C_2=C_0 = 2,5 \text{ pF}$   
oben: Blindwiderstände  
unten: Dämpfungsverlauf

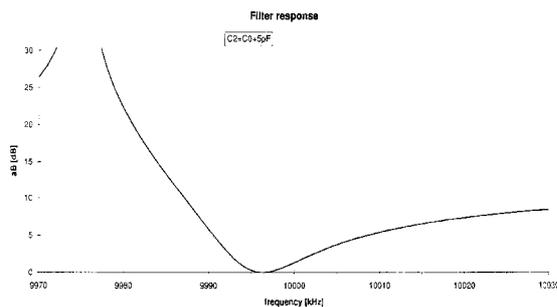
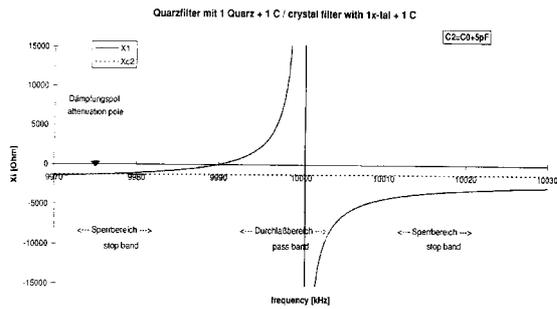


Bild 9.3c: Brückenfilter mit einem Quarz und einem Kondensator  $C_2=C_0 + 2,5 \text{ pF}$   
oben: Blindwiderstände  
unten: Dämpfungsverlauf

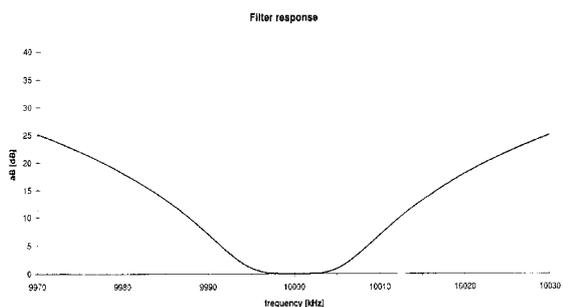
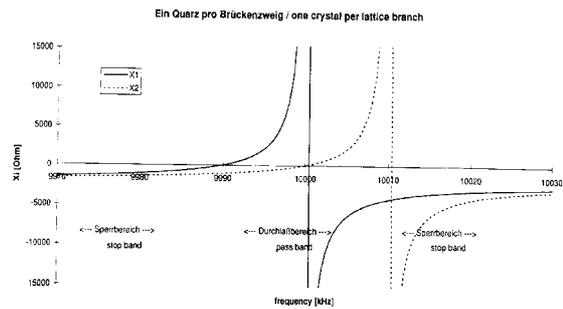


Bild 9.3d: Brückenfilter mit je einem Quarz pro Brückenweig  
oben: Blindwiderstände  
unten: Dämpfungsverlauf

In den Bildern 9.3a bis 9.3d sind Beispiele für ein 1-quarziges und ein 2-quarziges Brückenfilter bei 10 MHz mit einer Nennbandbreite von 10 kHz angegeben. Im oberen Bild sind die Brückenreaktanzen dargestellt, darunter der aus Formel (1) berechnete Dämpfungsverlauf. In Bild 9.3b und 9.3c wird gezeigt, wie durch Vergrößern und Verkleinern der (Parallel-)Kapazität im Zweig 2 Dämpfungspole „links“ oder „rechts“ vom Durchlaßbereich erzeugt werden können.

### 9.1.2.1.2 Bandfilter in Abzweigschaltung

Quarzbandfilter können auch als Abzweigschaltung realisiert werden, wie das in Bild 9.4 dargestellt ist.

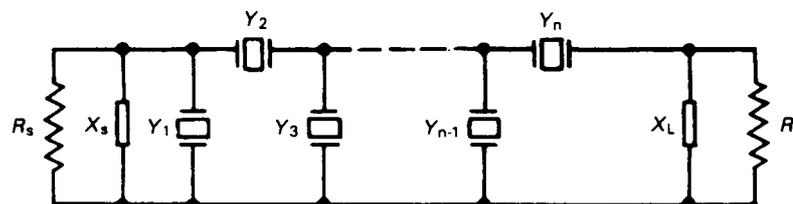


Bild 9.4: Quarzfilter in Abzweigschaltung (aus [3])

Setzt man die Quarze jeweils nur in den Längsweig und im Querweig Kondensatoren, dann liegt der Durchlaßbereich in der Umgebung der Resonanzfrequenz. Die Antiresonanz erzeugt einen steilen Dämpfungspol auf der hochfrequenten Filterflanke, während die andere Flanke relativ flach verläuft. Dies entspricht einem Filter für das untere Seitenband (USB).

Schaltet man die Quarze in den Querweig mit Kondensatoren im Längsweig, dann entsteht bei der Resonanzfrequenz ein Dämpfungspol, der Durchlaßbereich liegt in

der Umgebung der Antiresonanzfrequenz. Die Durchlaßkurve entspricht einem Filter für das obere Seitenband (OSB).

Steile Dämpfungskurven mit Polen auf beiden Flanken erhält man durch die Kombination beider Typen, mit Quarzen im Längs- und im Querzweig wie abgebildet.

Der Nachteil dieser Filter ist, daß die Maximalbandbreite nur etwa  $1/5$  der Bandbreite von Brückenfiltern in Schmalbandausführung entspricht und wegen der immer vorhandenen Dämpfungspole nicht jede beliebige Filtercharakteristik realisiert werden kann.

### 9.1.2.1.3 Bandsperren

Quarzbandsperren werden in drei verschiedenen Grundschaltungen realisiert, die normalerweise mehrstufig ausgeführt werden:

- als quarzugestörter Tiefpaß nach Bild 9.5a. In einem konventionellen L-C-Tiefpaß werden ein oder mehrere Kapazitäten im Querzweig ganz oder teilweise durch einen Quarz ersetzt. Weitab von der Quarzresonanz verhält sich die Schaltung wie ein Tiefpaß, die Resonanzfrequenzen der Quarze, die in den Durchlaßbereich des Tiefpasses gelegt werden, erzeugen je einen Dämpfungspol. Durch geeignete Staffelung der Resonanzfrequenzen kann ein mehr oder weniger breiter Sperrbereich erzeugt werden. Die Sperrtiefe ist durch das Verhältnis des Quarz-Resonanzwiderstands zum Filterabschlußwiderstand gegeben.
- als quarzugestörter Hochpaß nach Bild 9.5b. Die statische Kapazität der Quarze erhöht die effektive Induktivität der Querspulen. Sie muß klein genug sein, daß die sich einstellende Parallelresonanz das Übertragungsverhalten nicht stört. Die übrige Funktionsweise ist wie in Bild 9.5a.
- als Brückenschaltung. Hier wird üblicherweise das zur Vollbrücke äquivalente überbrückte T-Glied verwendet (siehe Bild 9.5c). Diese Schaltung ergibt die beste Sperrdämpfungstiefe und den breitesten Sperrbereich, ist jedoch schaltungstechnisch aufwendiger.

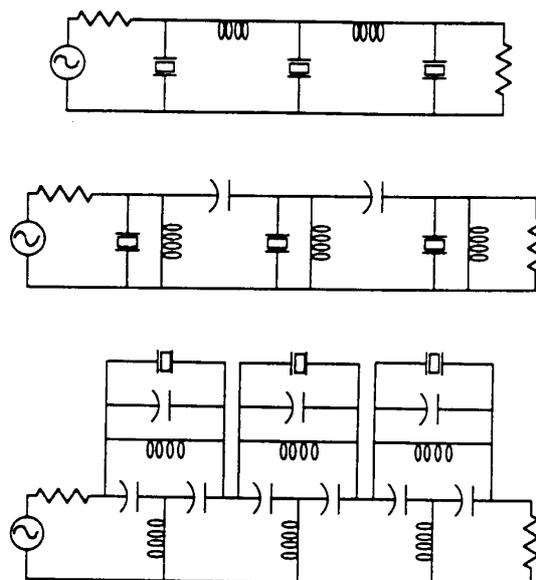


Bild 9.5: Typische Schaltung von Quarzbandsperren (aus [20])  
 (a) quarzugestörter Tiefpaß  
 (b) quarzugestörter Hochpaß  
 (c) Brückenschaltung als überbrücktes T-Glied

### 9.1.2.2 Monolithische und polyolithische Quarzfilter

Bei einem monolithischen Quarzvibrator sind mehrere Resonatorzonen (Elektrodenpaare) auf einer Quarzscheibe angebracht, die untereinander über die Quarzscheibe mechanisch gekoppelt sind. Die gängigste Ausführung sind die 2-poligen Resonatoren, die sogenannten Duals (Bild 9.6).

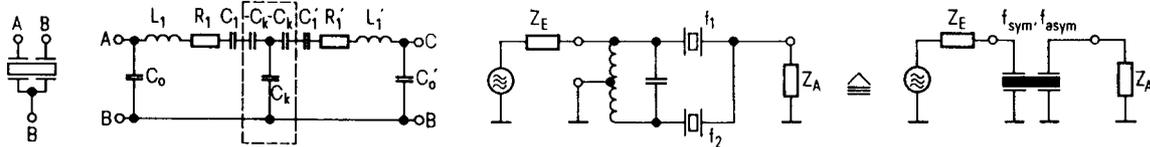


Bild 9.6: Monolithisches Quarzfilter (Dual) und Äquivalenz zum Differentialbrückenfilter

Durch die Kopplung der Resonatorzonen ergeben sich zwei neue Resonanzmoden: Die symmetrische Mode, bei der beide Resonatoren gleichphasig zueinander schwingen und die asymmetrische (antimetrische) Mode, bei der die Auslenkung gegenphasig zueinander ist. Die symmetrische Resonanzfrequenz liegt unterhalb, die asymmetrische Resonanzfrequenz oberhalb der Resonanz der ungekoppelten Einzelresonatoren.

Das Ersatzschaltbild eines Duals besteht aus den zwei Serienresonanzkreisen  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $R_1$  und ihrer jeweiligen statischen Elektrodenkapazität  $C_0$ . Die Kopplung wird elektrisch durch sogenannte Impedanzinverter mit den Elementen  $+C_k$  und  $-C_k$  (bzw.  $+L_k$  und  $-L_k$ ) dargestellt. Mit Hilfe der sogenannten Bartlett-Transformation kann man zeigen, daß dieses Schaltbild elektrisch äquivalent ist zu einer Brückenschaltung mit je einem Quarz pro Zweig, deren Resonanzfrequenzen gleich der symmetrischen bzw. der asymmetrischen Frequenz sind (vgl. Bild 9.6) (Lit.[8]).

Mehrpole Charakteristiken kann man dadurch erzeugen, daß man mehr als zwei Elektrodenpaare auf einer Quarzscheibe unterbringt. Dies sind dann die echten monolithischen Quarzfilter. Ein solches Design ist jedoch sehr stark in seinen Realisierungsmöglichkeiten eingeschränkt, da mit einer bestimmten Elektrodenanordnung nur eine Filtertype realisiert werden kann.

Eine wesentlich flexiblere Lösung erhält man, wenn man mehrere Duals über Koppelkondensatoren hintereinander schaltet, wie das in Bild 9.7 dargestellt ist. Ein solches Filter heißt korrekt: polyolithisches Quarzfilter, wird im normalen Sprachgebrauch jedoch auch als monolithisches Filter bezeichnet. Polyolithische Quarzfilter sind heute in FM-Funkgeräten, Mobil- und Schnurlostelefonen usw. die gebräuchlichsten ZF-Filter, traditionell bei 10,7 MHz und 21,4 MHz, inzwischen schwerpunktmäßig für die hochliegende 1.Zwischenfrequenz bei 45 MHz bzw. 70 MHz.

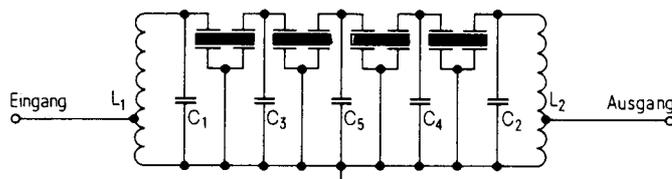


Bild 9.7: Polyolithisches 8-Polfilter aus 4 Duals

### 8.1.2.3 Aktive Quarzfilter

Durch Einsatz von aktiven Bauelementen als Differenzverstärker, Gegentaktverstärker, bzw. Konstantstromquellen können für einfache Anforderungen

Schmalbandfilter ohne Differentialübertrager und Spulen realisiert werden. Dies führt zu Prinzipschaltungen wie in Bild 9.8 skizziert.

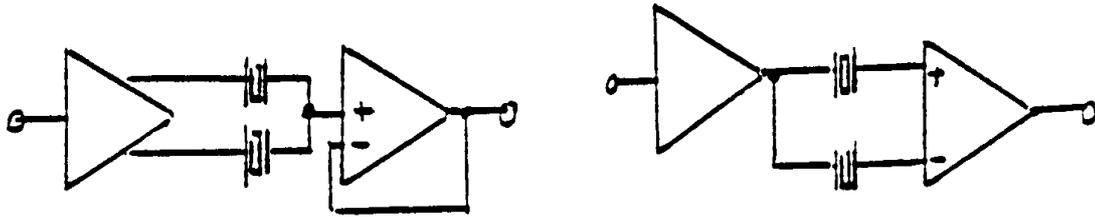


Bild 9.8: Aktive Quarzfilter mit Operationsverstärkern

Zu beachten ist allerdings, daß die durch die Filtersynthese vorgegebenen Abschlußimpedanzen bezüglich Realteil und Imaginärteil von den aktiven Stufen auf beiden Seiten des Quarzfilters realisiert sein müssen. Dies bedeutet u.U. relativ große Eingangs- und Ausgangsimpedanzen als auch sehr kleine (oder sogar negative) Eingangs- und Ausgangskapazitäten, die dann die Einführung zusätzlicher Induktivität erforderlich machen, wodurch der Vorteil der aktiven Schaltung entfällt. Daher können aktive Quarzfilterstufen nur bei sehr schmalbandigen Filtern angewandt werden. Ihr Frequenzbereich wird durch die Operationsverstärker begrenzt.

Eine andere Form aktiver Quarzfilter erhält man, indem der negative Eingangswiderstand einer Oszillator-Grundschialtung zum Entdämpfen der Quarzverluste verwendet wird. Dadurch können extrem schmalbandige Quarzfilter geringer Dämpfung erreicht werden (Lit.[9]).

### **9.1.3 Unterscheidung der Quarzfilter nach ihrem Amplituden- und Phasengang**

Je nach Anwendungsfall der Quarzfilter unterscheidet man zwischen reinen Selektionsfiltern, Linearphasenfiltern und Übergangscharakteristiken.

#### **9.1.3.1 Selektionsfilter**

Bei diesen soll ein schmales Frequenzband möglichst wirkungsvoll aus einem Frequenzgemisch herausgefiltert werden. Geeignete Filter haben einen möglichst flach verlaufenden Durchlaßbereich, steil abfallende Flanken und hohe Sperrdämpfung. Die gebräuchlichen Filtercharakteristiken sind (nach aufsteigender Selektivität) Butterworth-, Tschebyscheff- und Cauer- (sogenannte "elliptische") Filter. Die erzielbare Flankensteilheit ist umso größer, je mehr Quarze verwendet werden (höhere Polzahl). Bild 9.9 zeigt den Sperrdämpfungsverlauf von 6-Pol-Filtern der angegebenen Charakteristiken.

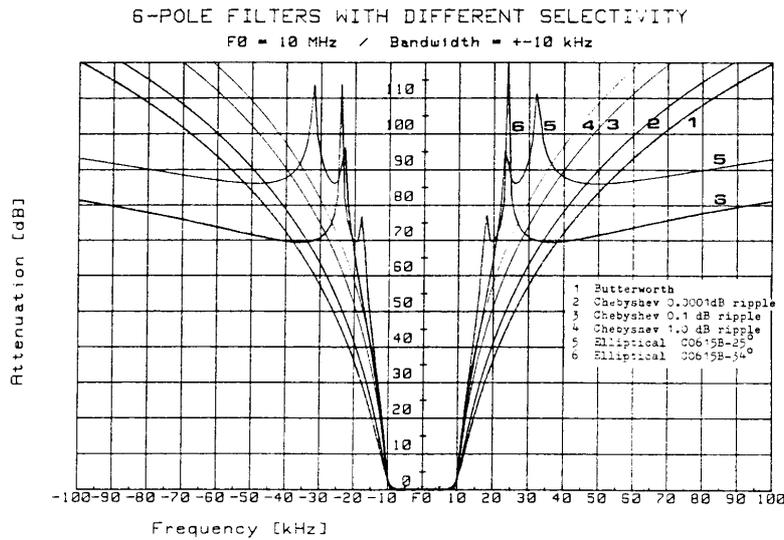


Bild 9.9a: Dämpfungskurven für Selektionsfilter 6.Ordnung

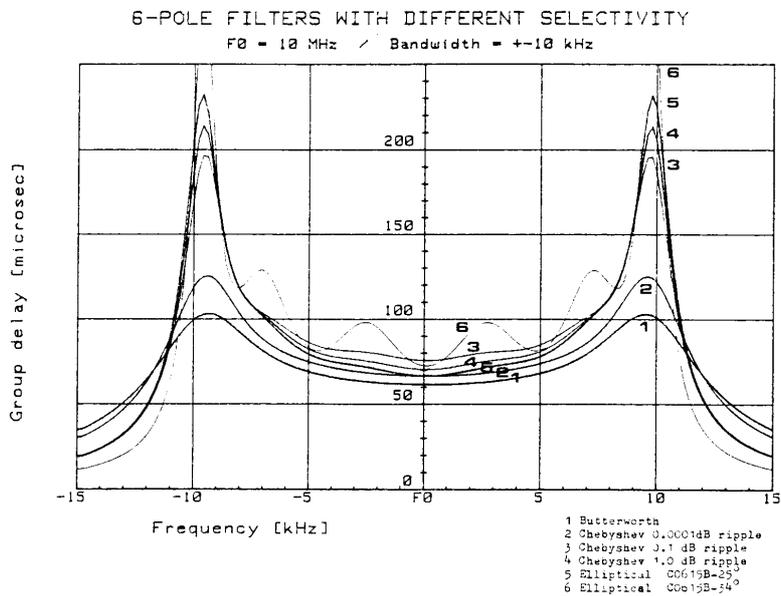


Bild 9.9b: Gruppenlaufzeit von Selektionsfiltern 6.Ordnung

Die gebräuchlichsten Filter haben Tschebyscheff-Charakteristik. Bei höchsten Selektionsforderungen werden Cauerfilter eingesetzt, die jedoch einen größeren Aufwand bzgl. der Quarzparameter und des Abgleichs erfordern. Für die meisten Anwendungen sind 2-Pol- bis 10-Pol-Filter ausreichend, für Sonderanwendungen können Filter höherer Ordnung (z.B. bis 16-Pol) realisiert werden.

### 9.1.3.2 Linearphasenfilter und Übergangscharakteristiken

Als Selektionsmittel bei der Übertragung von klirrfreien Signalen und digitalen Datensignalen können die bisher genannten Charakteristiken nicht verwendet werden, da bei diesen die Phase im Durchlaßbereich stärkere Nichtlinearitäten aufweist., mit anderen Worten, die Gruppenlaufzeit ( das ist die Steigung der Phasenkurve) ändert sich sehr stark. Für eine möglichst unverzerrte Übertragung ohne Überschwingen usw. sind Quarzfilter mit möglichst linearem Phasengang im Durchlaßbereich - das sind z.B. Gauß- und Besselfilter - notwendig, die jedoch eine relativ geringe Selektivität besitzen (siehe Bild 9.10).

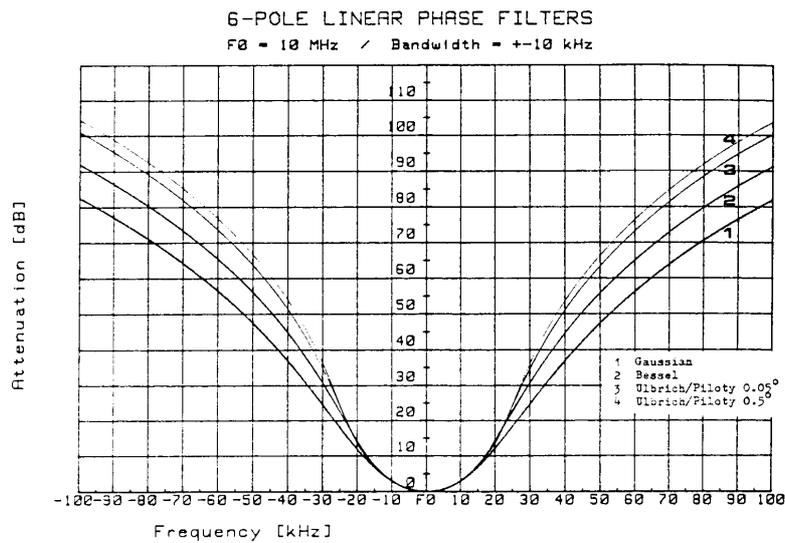


Bild 9.10a: Dämpfungskurven für Linearphasenfilter 6.Ordnung

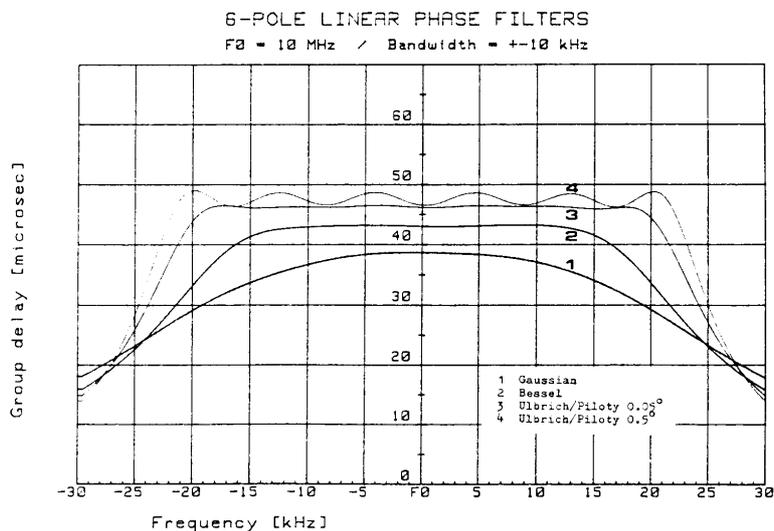


Bild 9.10b: Gruppenlaufzeit von Linearphasenfiltern 6.Ordnung

Grundsätzlich läßt sich bei Quarzfiltern und L-C-Filtern (den sogenannten Reaktanzfiltern) nicht gleichzeitig eine extrem hohe Selektivität und ein linearer Phasengang (konstante Gruppenlaufzeit) realisieren. Mit sogenannten Übergangscharakteristiken (Transitionalfilter), bei denen die Gruppenlaufzeit im Durchlaßbereich gebnet ist und erst außerhalb stärker ansteigt, können dennoch relativ steilflankige Flanken erreicht werden.

Mit Hilfe der modernen Betriebsparametertheorie können durch Verschieben der Lage der Nullstellen der Übertragungsfunktion derartige Filter mit fast beliebigen Zwischenwerten zwischen Selektions- und Linearphasenfiltern synthetisiert werden. Linearphasenfilter und Transitionalfilter sind üblicherweise 4- bis 6-Pol-Filter. In Ausnahmefällen sind Filter bis 10. Ordnung möglich, allerdings steigt die Empfindlichkeit und damit der Abgleichaufwand stark an.

Oberflächenwellen-Filter sind im Unterschied zu den Reaktanzfiltern sogenannte Transversalfilter. Für sie gilt die Einschränkung zwischen Selektion und Gruppenlaufzeit nicht in dieser Form.

### 9.1.4 Realisierbarkeitsgrenzen von Quarzfiltern

Die Domäne von Quarzbandfiltern sind schmalbandige Filter, bei denen die hohe Frequenzstabilität und Güte von Schwingquarzen ausgenutzt wird. Die kleinstmögliche Bandbreite ist durch die Güte und den Temperaturgang der Quarze bestimmt. Bei nicht-thermostatisierten Filtern, die in einem engen Raumtemperaturbereich betrieben werden, sollte die Relativbandbreite  $20 \cdot 10^{-6}$  nicht unterschreiten. Für Anwendungen mit weiteren Arbeitstemperaturbereichen ist die Untergrenze bei  $50 \cdot 10^{-6}$ . Liegen die TK-Kurven der im Filter verwendeten Quarze relativ eng beieinander, dann bewegt sich einfach die Mittenfrequenz des gesamten Filters in dem Ausmaße des Temperaturganges der Quarze. Ist der Temperaturgang der Quarze allerdings teilweise gegenläufig, dann zerfällt die Filterkurve bei Temperaturschwankungen entsprechend.

Je kleiner die Bandbreite ist, um so höher ist die erforderliche Quarzgüte. Unzureichende Quarzgüte führt zur Verrundung der Filterdurchlaßkurve, am stärksten bei Filtercharakteristiken, die sich der Rechteckform stark annähern wie Cauer- und Tschebyscheff-Filter, weniger stark bei Linearphasen-Filtern, die einen glockenförmigen Durchlaßbereich haben.

Durch die Technik der Verlust-Vorverzerrung ("predistortion") ist es möglich, auch bei unzureichender Quarzgüte eine unverzerrte Durchlaßkurve zu bekommen, jedoch nur um den Preis einer weiter erhöhten Grunddämpfung. Diese Technik wird daher nur sehr selten angewandt.

Die größtmögliche Bandbreite wird durch verschiedene Faktoren bestimmt:

- das Kapazitätsverhältnis  $r = C_0/C_1$  der Schwingquarze,
- die Nebenresonanzen der Quarze,
- die Güte der verwendeten Spulen und Differentialüberträger und
- den Temperaturgang der Induktivitäten.

Das Quarzfilterdesign basiert in der überwiegenden Zahl der Fälle auf dem Schmalbandfilter-Prinzip (Bild 9.2a). Hier werden alle Selektionseigenschaften durch die Quarze bestimmt, die übrigen Bauelemente tragen nur unwesentlich dazu bei. Die je nach Charakteristik möglichen maximalen Relativ-Bandbreiten, die beim Schmalbandentwurf im wesentlichen durch das Kapazitätsverhältnis der Schwingquarze bestimmt werden, sind für Quarze verschiedener Obertöne in Tabelle 2 zusammengestellt (Lit. [7]).

Charakteristik	Grundwelle	3. Oberton	5.Oberton
Butterworth	20 ... $30 \cdot 10^{-4}$	2 ... $3 \cdot 10^{-4}$	0.8 ... $1 \cdot 10^{-4}$
Tschebyscheff	20 ... $60 \cdot 10^{-4}$	3 ... $6 \cdot 10^{-4}$	1,2 ... $2 \cdot 10^{-4}$
Cauer	20 ... $50 \cdot 10^{-4}$	2 ... $5 \cdot 10^{-4}$	0.8 ... $1,5 \cdot 10^{-4}$
Gauß	5 ... $6 \cdot 10^{-4}$	0,5 ... $0,6 \cdot 10^{-4}$	0.2 ... $0,25 \cdot 10^{-4}$
Bessel	6 ... $8 \cdot 10^{-4}$	0,6 ... $0,8 \cdot 10^{-4}$	0.25 ... $0,30 \cdot 10^{-4}$
Ulbrich-Piloty	12 ... $16 \cdot 10^{-4}$	1,2 ... $1,6 \cdot 10^{-4}$	0.4 ... $0,6 \cdot 10^{-4}$
Transitional-Gauß (12dB)	14 ... $18 \cdot 10^{-4}$	1,4 ... $1,8 \cdot 10^{-4}$	0.5 ... $0,7 \cdot 10^{-4}$
Transitional Gauß (6dB)	20 ... $25 \cdot 10^{-4}$	2 ... $2,5 \cdot 10^{-4}$	0.8 ... $1 \cdot 10^{-4}$
Rakovitch	20 ... $30 \cdot 10^{-4}$	2 ... $3 \cdot 10^{-4}$	0.8 ... $1,2 \cdot 10^{-4}$
Feistel-Unbehauen	15 ... $20 \cdot 10^{-4}$	1,5 ... $2 \cdot 10^{-4}$	0.6 ... $0,8 \cdot 10^{-4}$

Tabelle 2: Maximalbandbreiten von Schmalband-Quarzfiltern

Im oberen Teil des Frequenzbereiches von AT-Grundwellenquarzen (20 bis 40 MHz) können wegen Nebenresonanzen unter Umständen die angeführten Maximalbandbreiten nicht erreicht werden. Dies betrifft insbesondere Linearphasen-Filter und Transitional-Filter. Auch speziell auf Nebenwellenarmut dimensionierte Filterquarze besitzen Nebenresonanzen, von denen die ersten, meist recht schwachen, etwa 80 bis 150 kHz oberhalb der Quarzfrequenz liegen (bei Obertonquarzen nur 30 bis 70 kHz oberhalb). Die Nebenresonanzen führen bei breitbandigen Filtern zu schmalbandigen Dämpfungseinbrüchen, die in den Durchlaßbereich fallen können (Dämpfungsanstieg). Fallen sie auf die hochfrequente Filterflanke, führen sie meist zu einem schmalbandigen Dämpfungsabfall. Im Sperrbereich führen sie zu schmalbandigen Dämpfungseinbrüchen (Spitzen), oft in Gruppen entsprechend der Verteilung der Hauptresonanzen der Filterquarze.

Mit dem Breitbanddesign (siehe Bild 9.2b) ist es möglich, Relativbandbreiten zwischen 0,5 % bis 1,5 % zu realisieren (Grundwellenquarze). Da hier ein Teil der Pole (der Übertragungsfunktion) durch Induktivitäten realisiert ist, wird bei diesen Filtern die Selektion und die Stabilität mehr und mehr durch die Eigenschaften der verwendeten Spulen bestimmt.

Zwischen der maximal möglichen Bandbreite der Schmalbandfilter und der minimal möglichen Bandbreite der Breitbandfilter ist die Lücke der sogenannten mittelbreiten Filter. Sie werden dadurch realisiert, daß das unzureichende Kapazitätsverhältnis der Schwingquarze durch zusätzliche Spulen "verbessert" wird, deren Verluste (insbesondere wegen der hohen Filterimpedanz) die Durchlaßkurve stark verzerren können.

In Bild 9.11 ist ein Übersichtsdiagramm dargestellt, aus dem die einzelnen Bandbreitenbereiche für diskrete Quarzfilter ablesbar sind.

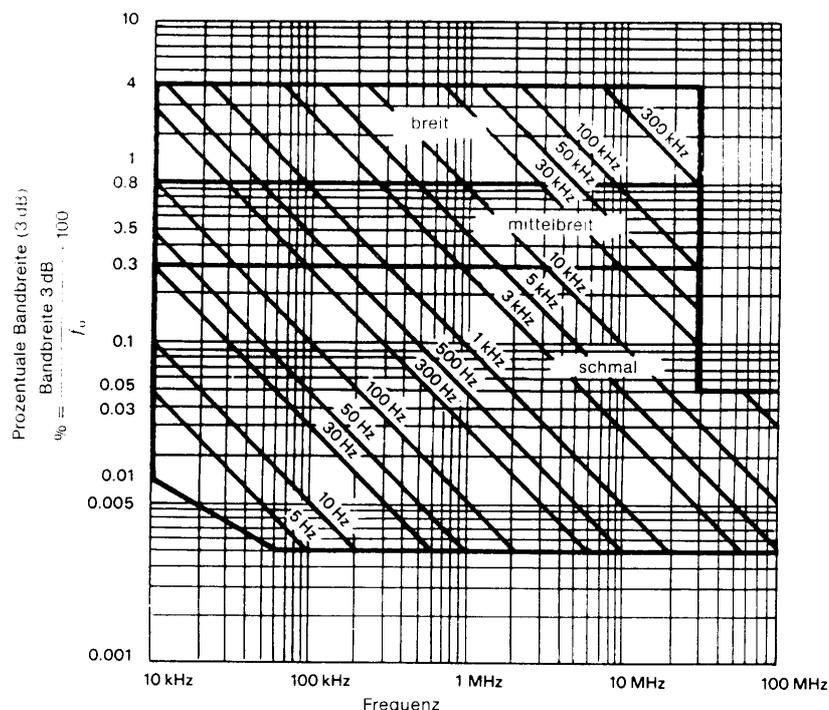


Bild 9.11: Realisierbarkeitbereich der Relativbandbreite von diskreten Quarzfiltern

Monolithische Quarzvibratoren weisen allgemein eine niedrigere Güte auf als diskrete Vibratoren. Außerdem sind die realisierbaren maximalen dynamischen

Kapazitätswerte wegen der begrenzten zur Verfügung stehenden Quarzscheibenfläche deutlich geringer als bei Einzelquarzen. Damit ist auch das Kapazitätsverhältnis ungünstiger. Dies bedeutet, daß monolithische Filter zum einen nicht so schmalbandig realisiert werden können wie konventionelle Diskretfilter. Zum anderen ist ihre maximale Bandbreite ebenfalls geringer, Bild 9.12 zeigt die möglichen Bandbreiten im Frequenzbereich.

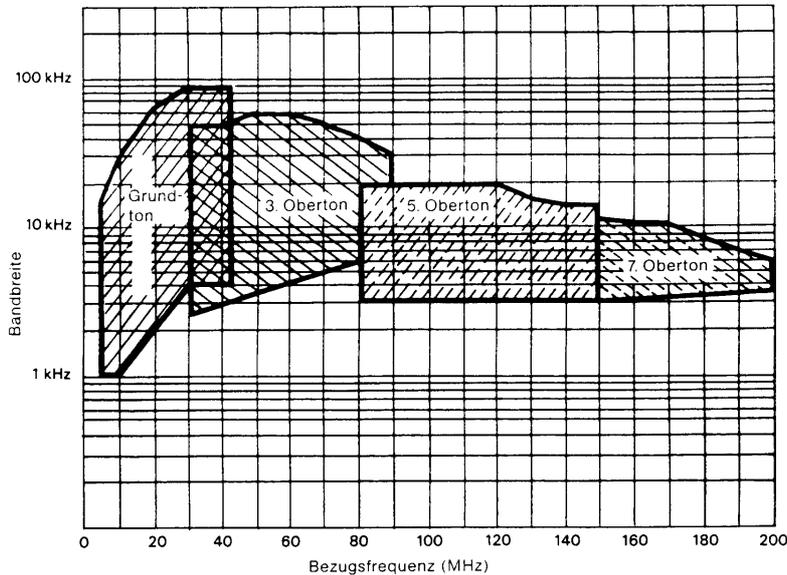


Bild 9.12: Realisierbarkeitbereich der Relativbandbreite für Polyolithische Quarzfilter

## 9.2 SAW-Filter

### 9.2.1 Wirkungsweise von SAW-Bauelementen

Oberflächenwellen (OFW) als physikalisches Phänomen wurden bereits 1887 von Lord Rayleigh mathematisch beschrieben. Sie breiten sich auf der Oberfläche jedes elastischen Festkörpers aus und bestehen aus einer Kompressions- und einer Scherschwingungskomponente. Die Teilchen bewegen sich auf elliptischen Bahnen, die Energie klingt exponentiell nach innen ab (Bild 9.13). Die praktische Nutzung von OFW in Verbindung mit piezoelektrischen Materialien begann erst mit der Erfindung des Interdigitalwandlers (IDT) durch White und Voltmer (1965) in Verbindung mit der für Halbleiter entwickelten Planartechnologie zur Erzeugung feiner Metallstrukturen. Einen Überblick über moderne SAW-Bauelemente ist in Lit.[11] zu finden.

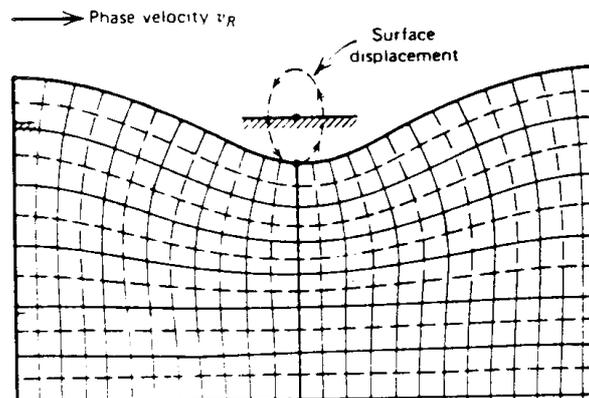


Bild 9.13: Rayleigh'sche Oberflächenwellen

Legt man gemäß Bild 9.14 eine sinusförmige Spannung an die beiden Käme aus Metallfingern an, dann wird das Substratmaterial an der Oberfläche abwechselnd komprimiert und expandiert und akustische Wellen pflanzen sich in beiden Richtungen vom Wandler aus fort. Je weiter die Finger überlappen, um so stärker ist die Anregung der Oberflächenwelle.

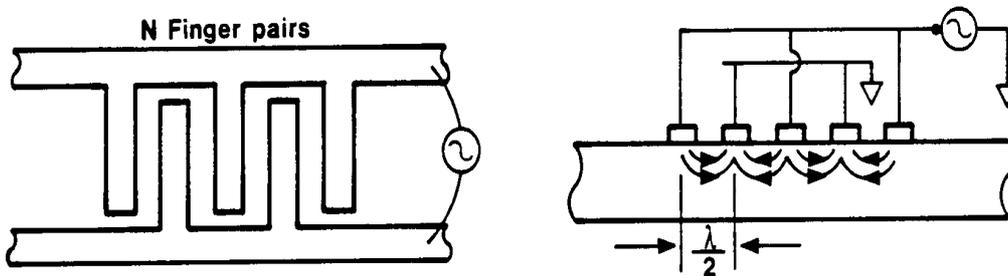


Bild 9.14: Wellenanregung beim Interdigitalwandler

Der Frequenzgang der Dämpfung  $a(f)$  eines solchen Wandlers ist in Bild 9.15 zu sehen. Er entspricht einer  $\sin(x)/x$ -Funktion, deren Maximum ( $x=0$ ) bei der Frequenz liegt, für die der Fingerabstand einer halben (akustischen) Wellenlänge entspricht. Die Relativbandbreite und der Relativabstand der Nullstellen ist proportional  $1/N$ , wobei  $N$  die Zahl der Fingerpaare ist:

$$a(f) = K \frac{\sin\left(\frac{N\pi(f_0-f)}{f_0}\right)}{\frac{N\pi(f_0-f)}{f_0}} \quad \text{mit } f_0 = v/\lambda \quad (10)$$

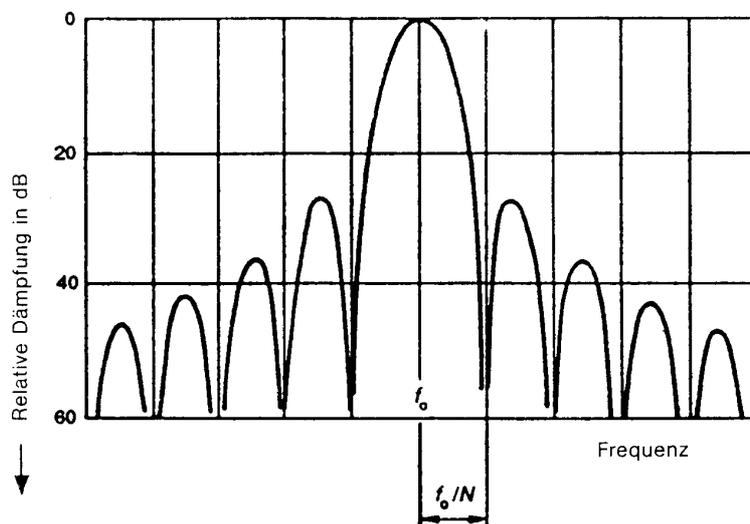


Bild 9.15: Frequenzgang eines Interdigitalwandlers mit  $N$  Fingerpaaren (aus [5])

Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $v$  der Oberflächenwellen ( $v=3000\dots4000$  m/sec) ungefähr gleich ist wie die für Volumenwellen, ist der für eine bestimmte Resonanzfrequenz erforderliche Fingerabstand eines SAW-Bauelements etwa gleich der für einen „normalen“ AT-Grundwellen-Schwingquarz erforderlichen Dicke: Bei 100 MHz entspricht dies einer Dimension von  $15\mu\text{m}$ , bei 1 GHz  $1.5\mu\text{m}$  - einer Strukturbreite, die mit der Technik der Photolithografie (oberhalb 1 GHz mit Elektronenstrahl-Lithografie) realisiert werden kann. Die Baugröße wird durch den Fingerabstand und die Zahl der IDT-Finger festgelegt, die die minimal mögliche

Bandbreite bestimmt. Damit ist die untere Frequenzgrenze (je nach Bandbreite bei ca. 10 MHz) durch die mechanische Größe gegeben, die Obergrenze (z.Zt. ca. 1...2 GHz) ist beschränkt durch die kleinste technisch mögliche Strukturbreite. Klassische SAW-Filter bestehen im Prinzip aus je einem Interdigitalwandler als Sender und als Empfänger, die durch eine Laufstrecke getrennt sind. Da der Sender-IDT nach beiden Seiten sendet, gehen damit 3 dB verloren. Wegen des Reziprozitätsprinzips gilt das auch für den Empfänger-IDT. Jeder von einer Oberflächenwelle angeregte Wandlerfinger wirkt gleichzeitig wieder als Sender für Oberflächenwellen und strahlt damit rund 50% der empfangenen Leistung (nach beiden Seiten!) wieder ab (Regenerationsprinzip). Weitere Verluste entstehen durch Reflexionen an den Rändern, durch Mehrfachdurchgang (sog. triple transit echo), durch teilweise Anregung von Volumenwellen und durch die Dämpfung entlang der Laufstrecke. Hierdurch ist die Grunddämpfung bei klassischen SAW-Filtern (z.B. TV-ZF-Filtern) typisch 12...20dB.

Moderne SAW-Filter, insbesondere Eingangsfiler für Empfänger im 450 MHz- und im 900 MHz-Bereich, verwenden spezielle Unidirektional-Wandler (UDT) mit einseitiger Energieabstrahlung und erreichen heute eine Einfügungsdämpfung von weniger als 3 dB.

Während der Filterentwurf von L-C-Filtern und klassischen Quarzfiltern mit Hilfe der Betriebsparameter-Theorie erfolgt, bei der eine passende Übertragungsfunktion  $H(f)$  direkt im Frequenzbereich geformt wird, erfordern SAW-Filter ein anderes Syntheseverfahren. Die meist üblichen SAW-Filter sind (wie Digitalfilter) sogenannte Transversalfiler, die statt aus den Einzelbauelementen L, C und R aus Verzögerungsgliedern, Multiplizierern und Summierern bestehen. Hier erfolgt die Berechnung durch Optimierung der Impulsantwort  $h(t)$ , d.h. des Verhaltens im Zeitbereich. Bei einem linearen System sind das Verhalten im Frequenzbereich  $H(f)$  und das im Zeitbereich  $h(t)$  über die sogenannte Fouriertransformation verknüpft:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (11)$$

Der Sendewandler entspricht in seinem Ersatzbild einem Transversalfiler der Form in Bild 9.16 (links).

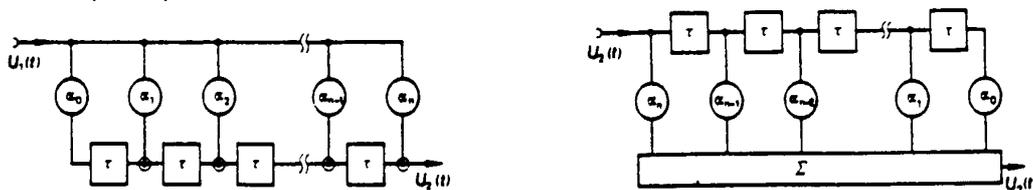


Bild 9.16: Ersatzschaltbild des Sende- und des Empfangswandlers

Das elektrische Eingangssignal  $U_1(t)$  wird in den Wandlerfingern aufgrund des piezoelektrischen Effekts in eine mechanische Schwingung umgewandelt, wobei die jeweilige Schwingungsamplitude von dem jeweiligen Wichtungsfaktoren der Fingerpaare, den Koeffizienten  $a_i$  abhängt. Da die Fingerpaare räumlich um den Abstand  $l$  von einander entfernt sind, wirken sie jeweils um die Laufzeit  $\tau = \frac{l}{v}$  versetzt auf die Welle ein und ergeben das Ausgangssignal  $U_2(t)$  durch Überlagerung.

Der Empfangswandler hat das Ersatzbild gemäß Bild 9.16 (rechts). Die einlaufende mechanische Welle  $U_1(t)$  wird in den als Sensoren wirkenden Empfangsfingern

zeitlich nacheinander in elektrische Einzelspannungen umgewandelt, die - bewertet mit den Wichtungskoeffizienten der jeweiligen Fingerpaare  $a_i$  - dann aufsummiert das Ausgangssignal  $U_2(t)$  ergeben.

Die Wichtungsfaktoren  $a_i$  in den Sende- und Empfangswandlern können durch verschiedene Verfahren eingestellt werden, z.B. (vgl. Bild 9.17):

- Finger-Überlappungswichtung (Apodisierung): Variation der Länge der Überlappung der benachbarten Fingerpaare.
  - Fingerbreiten-Wichtung: Variation der Fingerbreite.
  - Wichtung durch Weglassen einzelner Finger.
  - Kapazitive Wichtung: Durch Variation der Kapazität zwischen den Elektroden.
- usw.

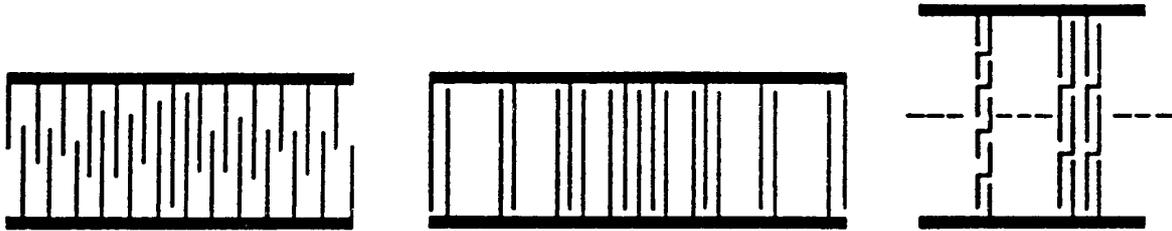


Bild 9.17: IDT mit Überlappungswichtung, Ausdünnungswichtung und Reihenwichtung (aus [5])

Wie bereits oben beschrieben, stellt ein ungewichteter IDT einen Bandpaß mit einem Frequenzgang der Form  $\sin(x)/x$  dar. Umgekehrt gilt : um einen idealen Bandpaß mit einer rechteckigen Übertragungsfunktion zu erhalten, muß die Wichtung eine  $\sin(x)/x$ -Form haben.

Das Übertragungsverhalten des gesamten Oberflächenwellen-Filters kann schließlich entsprechend Bild 9.18 beschrieben werden. Sende- und Empfangswandler bilden jeweils ein Transversalfilter mit einem elektrischen Eingang und einem akustischen Ausgang bzw. umgekehrt. Durch die Wichtung wird die geeignete Impulsantwort  $h_1(t)$  bzw.  $h_2(t)$  erzeugt. Bei Finger-Überlappungswichtung hängt  $h(t)$  direkt mit der Länge der Überlappung zusammen (vergl. Bildmitte).

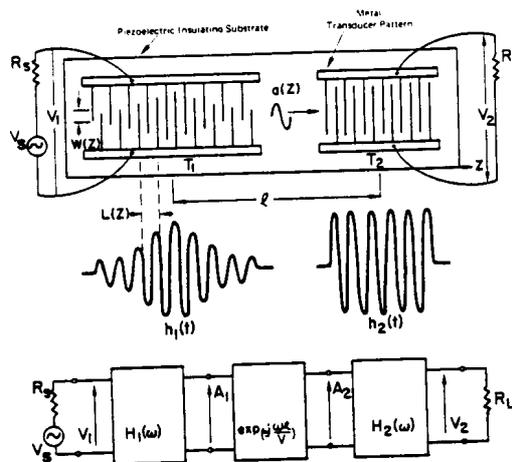


Bild 9.18: Übertragungsverhalten eines SAW-Transversalfilters

Die Impulsantworten können mit Hilfe der Fourier-Transformation direkt in die entsprechende Übertragungsfunktion  $H_1(f)$  und  $H_2(f)$  umgerechnet werden. Die Laufstrecke zwischen den IDTs entspricht dabei einem Verzögerungsglied der Form

$$H_v(f) = \exp(-j2\pi f l / v) \quad (12)$$

Die Übertragungsfunktion des gesamten OFW-Filters erhält man dann durch Multiplikation der drei Glieder  $H_1(f)$ ,  $H_v(f)$  und  $H_2(f)$ .

Eine grundlegende Eigenschaft aller Transversalfilter ist, daß sich die Filtereigenschaften im Frequenzbereich periodisch wiederholen. Das heißt, daß ein SAW-Filter weitere Durchlaßbereiche bei der dreifachen, fünffachen, siebenfachen Grundfrequenz usw. hat.

### 9.2.2 Unerwünschte Übertragungseffekte bei SAW-Filtern

Außer der gewünschten Oberflächenwelle werden am Empfangswandler auch unerwünschte Signale aufgenommen. Dies sind insbesondere

- **Volumenwellen**  
Der Interdigitalwandler erzeugt zu einem geringen Teil auch Wellen, die ins Kristallvolumen eindringen (wie bei „normalen“ Schwingquarzen). Sie führen zu Dämpfungseinbrüchen an der hochfrequenten Filterflanke und im oberen Sperrbereich. Dieser Effekt kann durch Bedämpfen an der Substratunterseite (z.B. Aufrauhern der Oberfläche) reduziert werden. Ein weiteres Mittel sind die sogenannten Multistripkoppler, die zwischen Sende und Empfangswandler angeordnet werden und die Oberflächenwelle „um die Ecke“ umlenken.
- **Triple-Transit-Echo (TTE)**  
Am Empfangswandler wird ein Teil der einlaufenden Welle wieder zum Sendewandler zurückreflektiert. Von dort wird wieder ein Teil davon reflektiert, so daß nach der dreifachen Laufzeit diese Reflexionsanteile am Empfangswandler eintreffen.
- **Reflexionen**  
Sende- und Empfangswandler strahlen die Oberflächenwelle außer in der gewünschten Richtung auch noch nach „rückwärts“ ab, wo diese von den Substratkanten reflektiert werden und Interferenzen in beiden Wandlern erzeugen. Abhilfe erfolgt durch das Aufbringen von Absorbermasse auf den Substratkanten u.a.
- **Übersprechen**  
Das HF-Signal wird vom Sendewandler kapazitiv auch direkt auf den Empfangswandler gekoppelt.. Es trifft dort vor der erheblich langsameren Oberflächenwelle ein und erzeugt unerwünschte Interferenzen sowohl im Durchlaß- als auch im Sperrbereich. Abhilfe schaffen Abschirmelektroden und optimierte Leitungsführung (Bonddrähte!).

### 9.2.3 SAW-Filtertypen und Materialien

Je nach erforderlicher Bandbreite, Dämpfung und Temperaturstabilität werden für SAW-Bauelemente verschiedene piezoelektrische Materialien verwendet. Die klassischen Fernseh-ZF-Filter sind wegen der großen Bandbreite von über 5 MHz (33MHz ... 38 MHz) aus Lithiumniobat ( $\text{LiNbO}_3$ ) gefertigt. Hochstabile, aber nur sehr schmalbandige Filter werden auf Quarz im sog. ST-Schnitt gefertigt. Dazwischen werden Lithiumtantalat ( $\text{LiTaO}_3$ ) und Lithiumtetraborat ( $\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$ ) eingesetzt. Die in der folgenden Tabelle 3 aufgeführte Wellengeschwindigkeit bestimmt den

Fingerabstand (und damit die maximal mögliche Frequenz für eine gegebene Technologie) und die Länge der Laufstrecke und damit die Baugröße. Der piezoelektrische Kopplungsfaktor  $k^2$  ist ein Maß für die mögliche Bandbreite. Der Temperaturkoeffizient (TK) gilt bei  $25^\circ\text{C}$ , in den Fällen mit  $\text{TK}=0$  (bei  $\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$  und Quarz) ist der Temperaturgang eine nach unten geöffnete quadratische Parabel.

Material	Schnitt	Geschwindigkeit	Kopplungsfaktor	TK
		[m/s]	$k^2$ [%]	[ppm/K]
$\text{LiTaO}_3$	YX $36^\circ$	4170	7,6	-33
	X	3295	0,64	-18
$\text{LiNbO}_3$	X $128^\circ$	4000	5,6	-72
	YZ	3490	4,5	-94
$\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$	XZ $45^\circ$	3400	1,0	0
Quarz	ST	3160	0,16	0

Tabelle 3: Übersicht über die SAW-Eigenschaften von Piezomaterialien

Bei den SAW-Bauelementen unterscheidet man im wesentlichen folgende Typen:

- Transversalfilter

Diese bestehen aus der bereits in Abschnitt 9.2.1 beschriebenen Anordnung von Sende- und Empfangswandler mit dazwischenliegender Laufstrecke. Wie beschrieben weisen sie prinzipbedingt eine hohe Grunddämpfung auf. Durch sog. Unidirektionalwandler (UDT) anstelle der einfachen bidirektionalen Interdigitalwandler - z.T. in einer Mehrwandler-anordnung - werden die Abstrahlverluste reduziert und damit eine wesentlich geringere Grunddämpfung erreicht. Ein Beispiel für einen Gruppen-Unidirektionalwandler zeigt Bild 9.19.

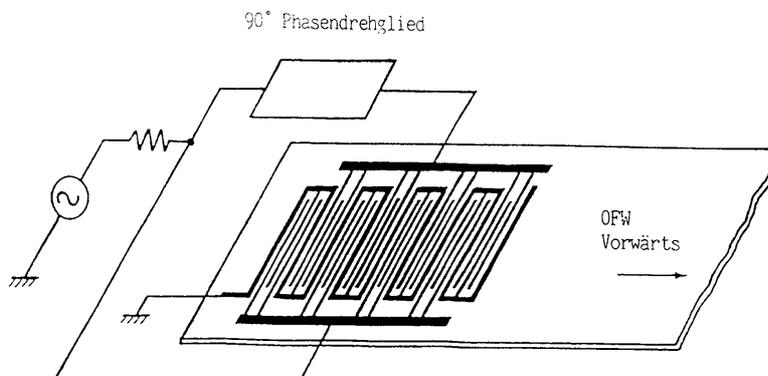


Bild 9.19: Gruppen-Unidirektionalwandler mit geringer Dämpfung

- Resonatoren

Bei SAW-Resonatoren (SAWR) wird statt einer sich ausbreitenden Welle (Transversalprinzip) eine stehende Welle erzeugt, indem die von dem bidirektionalen Wandler erzeugten Wellen auf beiden Seiten durch Reflektoren wieder auf den Wandler zurückgeworfen werden (Lit. [6]). Die Reflektoren sind in der einfachsten Form kurzgeschlossene Fingerstrukturen. Diese Form wird *Eintorresonator* genannt (Bild 9.20). Eintorresonatoren haben ein Ersatzschaltbild ähnlich einem Schwingquarz und können entsprechend als Zweipole betrieben werden. Mit ihnen können diskrete Filter in Abzweigschaltung (Lit [13]) oder auch in Brückenschaltung (Lit.[14]) gebaut werden. Erstere werden können auch komplett auf einem einzigen Substrat realisiert werden (siehe z.B. Lit. [15]). Die Bandbreiten sind größer als die mit Quarzfiltern zu erzielenden.

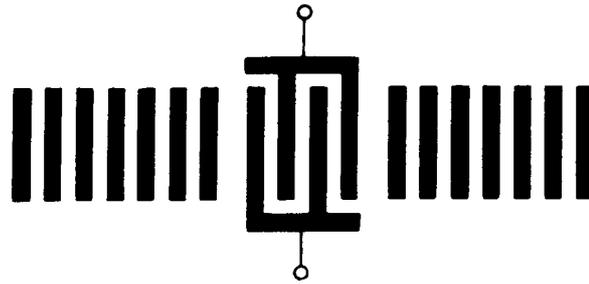


Bild 9.20: Eintor-SAW-Resonator

Beim *Zweitorresonator* werden zwei Interdigitalwandler nebeneinander angeordnet, an den Außenseiten befinden sich wieder die Reflektoren (Bild 9.21). Zweitorresonatoren können wie ein einpoliges Filter betrieben werden.

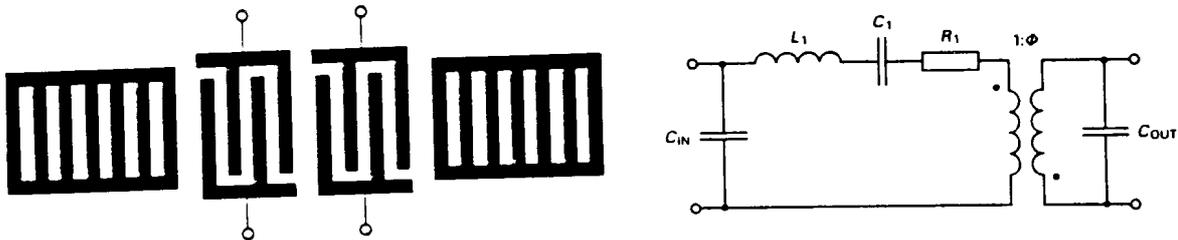


Bild 9.21: Zweitor-SAW-Resonator

- Resonatorfilter

Wie bei monolithischen Filtern zwei Volumenwellen-Resonatoren mechanisch auf dem Quarzsubstrat gekoppelt werden, können auch SAW-Resonatoren auf einem Substrat miteinander gekoppelt werden. Sie wurden erstmals 1975 vorgeschlagen (Lit. [16]). Diese „monolithischen SAW-Filter“ nennt man SAW-Resonatorfilter (was begrifflich verwechselt werden kann mit dem oben skizzierten diskreten Filter aus SAW-Resonatoren). Koppelt man die Resonatoren transversal zur Wellenrichtung - wie in Bild 9.22 dargestellt - nennt man sie auch Transversalgekoppelte Filter (TCF).

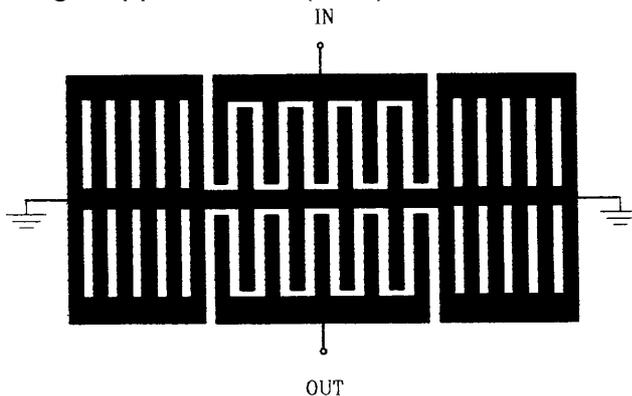


Bild 9.22: Transversalgekoppeltes SAW-Resonatorfilter (TCF)

Diese Filter stellen praktisch - entsprechend einem monolithischen „Dual“ - ein zweipoliges SAW-Filter dar. Auch es besitzt eine symmetrische und eine asymmetrische Schwingungsmode. Das elektrische Ersatzschaltbild gleicht einem Differentialbrückenfilter mit je einem Quarz pro Brückenweig. Die Elemente können ach dem gleichen Verfahren bestimmt werden (Lit. [17]). Durch Kaskadieren von mehreren Stufen können Polyolithische SAW-Filter mit hoher Selektion konstruiert werden. (Lit.[18]).

### Frequenzbereiche und Bandbreite von SAW-Filtern

Bild 9.23 gibt einen Überblick über die mögliche Relativbandbreite (in % der Mittenfrequenz) für Transversale SAW-Filter und SAW-Resonator-Filter im Vergleich zu diskreten Quarzfiltern wieder. Wie zu erkennen ist, decken im Bereich bis 100 MHz die SAW-Filter die größeren Bandbreiten (größer 0,1 % ... 1%) ab. Oberhalb 100 MHz sind die SAW-Resonatorfilter für schmale Bandbreiten geeignet, die SAW-Transversalfilter dominieren bei breiteren Bandbreiten. Höhere Frequenzen und/oder größere Bandbreiten werden mit Dielektrischen Filtern vom Wellenleitertyp erreicht, wie sie in (DIN) IEC 1337 (Lit. [12]) beschrieben werden. Sie sind nicht Gegenstand dieser Abhandlung.

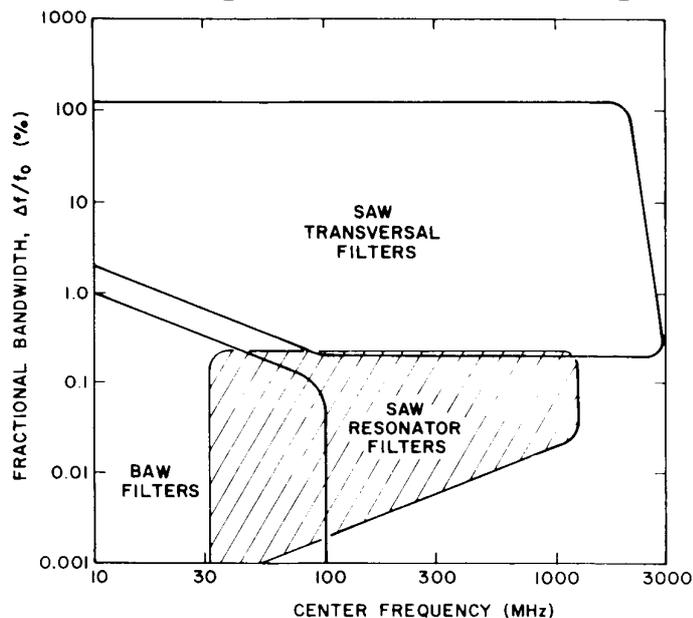


Bild 9.23: Realisierbarkeitbereich der Relativbandbreite von SAW-Filtern (aus [10])

### 9.3 Literaturliste

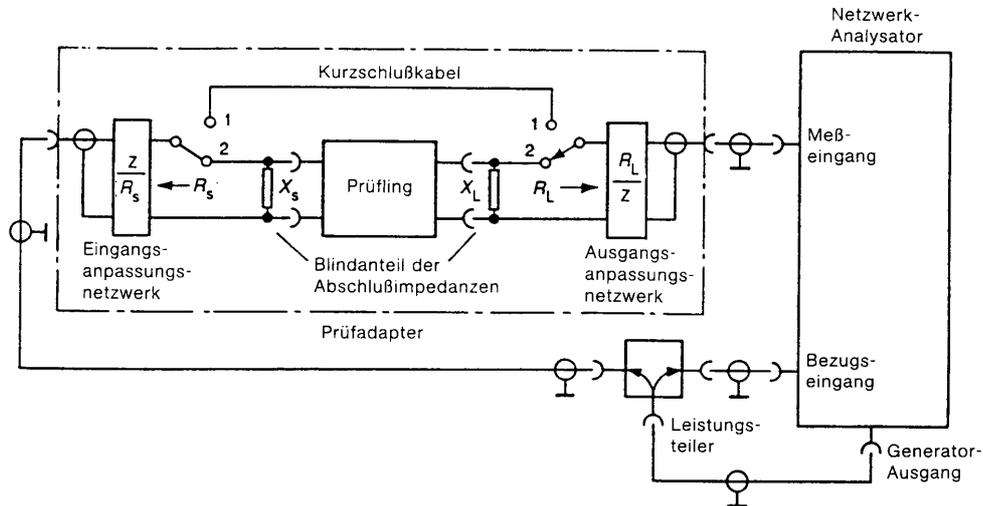
- [1] Saal, R. + Entenmann, W.: Handbuch zum Filterentwurf; AEG Telefunken (1979)  
Kaufmann, F.: Synthese von Reaktanzfiltern; R. Oldenbourg (1994)
- [2] Zverev, A.I.: Handbook of Filter Synthesis; John Wiley & Sons (1967)  
Sheahan, D.F., Johnson, R.A.: Modern Crystal & Mechanical Filters John Wiley & Sons (1977)  
Kinsman, R.G.: Crystal Filters -Design, Manufacture, and Application; John Wiley & Sons (1987)
- [3] DIN IEC 368: Piezoelektrische Filter  
Teil 1: Allgemeine Angaben, Normwerte und Prüfbedingungen  
Teil 2-1: Leitfaden für die Anwendung von piezoelektrischen Filtern; Hauptabschnitt 1 - Quarzfilter  
Teil 3: Gehäuse
- [4] DIN EN 167000 Fachgrundspezifikation: Piezoelektrische Filter  
DIN EN 167100 Rahmenspezifikation: Piezoelektrische Filter  
DIN EN 167101 Vordruck für Bauartspezifikation: Piezoelektrische Filter  
DIN EN 167200 Rahmenspezifikation: Piezoelektrische Filter (Bauartzulassung)  
DIN EN 167201 Vordruck für Bauartspezifikation: Piezoelektr. Filter (Bauartzulassung)
- [5] DIN IEC 862: Oberflächenwellen (OFW)-Filter  
Teil 1: Allgemeine Angaben, Normwerte und Prüfbedingungen  
Teil 2-1: Leitfaden für die Anwendung von Oberflächenwellen-Filtern  
Teil 3: Gehäuse

- [6] DIN IEC 1019: Oberflächenwellen (OFW) Resonatoren  
Part 1: General information, standard values and test conditions  
1019.1-1 Abschnitt 1: Allgemeine Angaben und Normwerte  
1019.1-2 Abschnitt 2: Prüfbedingungen  
Teil 2: Leitfaden für die Anwendung von Oberflächenwellen-Resonatoren  
Teil 3: Gehäuse
- [7] TELE QUARZ Katalog (1997): Technische Einführung Quarzfilter
- [8] Neubig, B.: Monolithische Quarzfilter; Funkschau H.10 (1978), S.438 ff
- [9] Neubig, B.: Optimale ZF-Selektion für Kohärent-Telegrafie (CCW); UKW-Berichte H.1 (1983), S.35ff.
- [10] Smythe,R.C.; Wagers,R.S.: Piezoelectric and Electromechanical Filters;in: Precision Frequency Control Vol.1: Acoustic Resonators and Filters; Hrsg.: E.A.Gerber, A.Ballato, Academic Press, London (1985)
- [11] Buff,W.: SAW Devices for Frequency Control, Signal Processing and Sensor Application; in: Proc. 8th European Frequency and Time Forum, München (1994), Vol.1, S.573 - 589
- [12] DIN IEC 1337-1-1: Filter mit dielektrischen Resonatoren vom Wellenleitertyp  
Teil 1 Abschnitt 1: Allgemeine Angaben und Normwerte
- [13] Hickernell,T.S.: Development of a SAW Ladder Filter for a Portable Phone System; Proc.16th Piezoelectric Conference and Exhibition (1994),. S.106-111
- [14] Heighway,J., Kondratyev,S.N., Plesky,V.P.: Balanced bridge impedance element SAW filters; Proc. 8th European Frequency and Time Forum (1994), S.880-885
- [15] Hikita,M., Tabuchi,T., Shibagaki,N., Akagi,T., Ishida,Y.: New high-performance and low-loss SAW Filters Used in Ultra-Wideband Cellular Radio Systems; IEEE Ultrasonic Symposium Proc. (1991), S.225-230
- [16] Tiersten,H.F., Smythe,R.C.: Guided Acoustic Surface Wave Filters; IEEE Ultrasonic Symposium Proc. (1975), S.293f.
- [17] Neubig,B., Beier,J.: Measurement of the Equivalent Circuit Parameters of Transversely Coupled SAW Resonator Filters; IEEE Ultrasonic Symposium Proc. (1994), S.85-89
- [18] Neubig, B.: Polyolithic SAW Filters Using Coupled-Resonator Filter Elements; IEEE Int. Frequency Control Symposium Proc. (1996)
- [19] Neubig,B.: Moderne Quarzfilter (für den Langwellenbereich); in: Hilberg,W. (Hrsg.): Funkuhrtechnik, R. Oldenbourg (1988), S.347-360
- [20] Pond,C.W.: A Review of Crystal Band Reject Filters; Proc. 13<sup>th</sup> Piezoelectric Devices Conference (1991), S.122-128
- [21] Frey,M., Neubig,B.: A State-of-the-Art Crystal Filter Design Package Using Windows 3.0 Techniques; Proc. 6th European Frequency and Time Forum (1992), S.209.216

# 10. Prüfung von Quarzfiltern und SAW-Filtern

## 10.1 Messung des Übertragungsverhaltens

Das Übertragungsverhalten von Filtern wird wie in Bild 10.1 dargestellt, mit einem Netzwerkanalysator gemessen.



ANMERKUNG 1: Anstatt des Netzwerkanalysators können Vektorvoltmeter oder ähnliche Meßeinrichtungen verwendet werden.

ANMERKUNG 2: Um die Meßergebnisse durch Rauschen nicht zu beeinträchtigen, ist es notwendig, entweder mit ausreichend hohem Pegel zu arbeiten oder einen Verstärker zum Ausgleich der Grunddämpfung des Filters einzufügen, oder mit einer ausreichend kleiner Meßbandbreite des selektiven Netzwerkanalysators zu arbeiten.

Bild 10.1: Messung der Einfügungsdämpfung, Phase und Gruppenlaufzeit(aus [1])

Die übliche Meßtechnik basiert auf einer Amplituden- und Phasenmessung des Übertragungsverhaltens. Moderner ist die Messung der s-Parameter, die bei SAW-Filtern fast ausschließlich verwendet wird. Das Übertragungsverhalten (Betriebsdämpfung  $a_B$  und Betriebsphase  $\varphi_B$ ) wird durch die Parameter  $s_{21}$  bzw.  $s_{12}$  charakterisiert

$$\begin{aligned} a_B &= 20 \lg s_{21} & \text{bzw.} & \quad a_B' = 20 \lg s_{12} \text{ (Rückwärtsrichtung)} \\ \varphi_B &= \angle s_{21} & & \quad \varphi_B' = \angle s_{12} \end{aligned} \quad (1)$$

Die Parameter  $s_{11}$  und  $s_{22}$  stellen bei direkter Messung die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen  $Z_{in}$ ,  $Z_{out}$  des Filters über die Beziehungen

$$s_{ii} = \frac{Z_{ii} - Z_0}{Z_{ii} + Z_0} \quad (2)$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}} \quad Z_{out} = Z_0 \frac{1 + s_{22}}{1 - s_{22}} \quad (3)$$

dar. Hierin ist  $Z_0$  die Impedanz des Meßsystems, im allgemeinen  $50 \Omega$ . Der Vorteil der s-Parametermessung ist, daß eine einfache Fehlerkorrektur nach Standardverfahren möglich ist, meist ist diese in den Meßgeräten als Software implementiert.

Insbesondere bei Quarzfiltern ist es oft erforderlich, die Filterabschlußimpedanz an die Impedanz des Meßsystems anzupassen. Bild 10.2 zeigt die allgemein gebräuchliche Schaltung mit ohmschen Anpaßwiderständen.

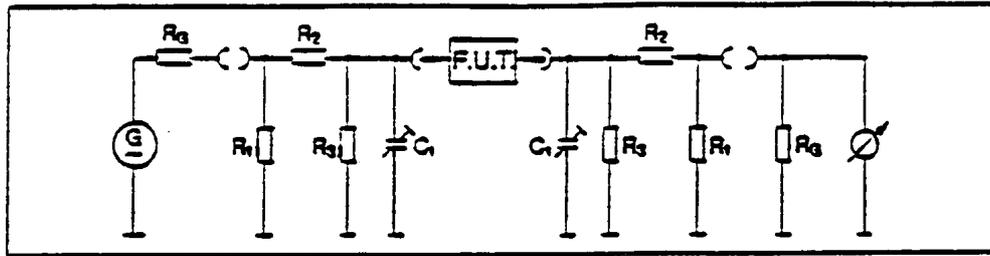


Bild 10.2: Anpaßschaltung mit Widerständen zur Messung von Filtern mit Abschlußimpedanzen ungleich 50 Ω

Die Rechenformeln für die Anpaßwiderstände für eine Filterabschlußimpedanz  $R_F$  und eine Impedanz  $R_G (=Z_0)$  des Meßsystems sind in Tabelle 1 zusammengestellt.

Minimale Dämpfung:

$$a_{\min} = 10 \lg K_{\min} \quad \text{wobei} \quad K_{\min} = 2 \frac{R_F}{R_G} - 1 + 2 \sqrt{\frac{R_F}{R_G} \left( \frac{R_F}{R_G} - 1 \right)} \quad (4)$$

	Für minimale Dämpfung $a = a_{\min}$ :	Für vorgeg. Dämpfung $a > a_{\min}$ :
$R_1 =$	$\frac{R_G}{\sqrt{1 - \frac{R_G}{R_F}}} \quad (5)$	$\frac{(k-1) R_G}{(k+1) - 2\sqrt{k \frac{R_G}{R_F}}} \quad (7)$
$R_2 =$	$R_F - \frac{R_G}{1 + \sqrt{1 - \frac{R_G}{R_F}}} \quad (6)$	$\frac{k-1}{2} \sqrt{\frac{R_F R_G}{k}} \quad (8)$
$R_3 =$	$\infty$	$\frac{(k-1) R_F}{(k+1) - 2\sqrt{k \frac{R_F}{R_G}}} \quad (9)$

Tabelle 1: Anpaßwiderstände für Filteranpassung

Für hohe Abschlußimpedanzen wie sie häufig bei monolithischen undpolyolithischen Quarzfiltern vorkommen (oft noch in Verbindung mit einer niedrigen Parallelkapazität  $C_F \leq 2$  pF), ergeben sich bei dieser Schaltung hohe Zusatzdämpfungen. In diesem Fall wird eine Anpaßschaltung mit LC-Transformation nach Bild 10.3 bevorzugt.

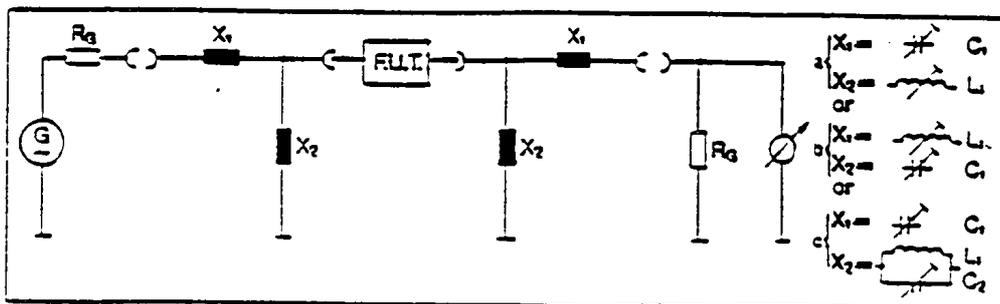


Bild 10.3: Anpaßschaltung mit L-C-Transformation

Wie in der Abbildung seitlich dargestellt, können die Reaktanzen  $X_1$ ,  $X_2$  dabei unterschiedlich ausgeführt werden: als Spule und Kondensator in Hochpaß- oder Tiefpaßanordnung (Fall a und Fall b), wobei die Induktivität auch verstimmter Parallelschwingkreis ausgeführt werden kann (Fall c). Im letzteren Fall kann die Spulenabstimmung durch eine Trimmerabstimmung ersetzt werden.

Die Werte von  $X_1$  und  $X_2$  ergeben sich aus den Beziehungen:

$$X_1 = \sqrt{R_G (R_F - R_G)} \quad (10)$$

$$X_2 = \frac{R_F}{\omega_0 R_F C_F + \sqrt{\frac{R_E}{R_G} - 1}} \quad (11)$$

$$\text{Fälle (a),(b): } L_i = \frac{X_i}{\omega_0} \quad C_i = \frac{1}{\omega_0 X_i} \quad (12)$$

$$\text{Fall (c): } L_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C_2 - \frac{\omega_0}{X_2}} \quad C_1 = \frac{1}{\omega_0 X_1} \quad (13)$$

Beim praktischen Aufbau eines Meßadapters ist (wie beim Einbau auf die Platine) zu beachten, daß Eingangs- und Ausgangsanschlüsse des Filters sehr gut voneinander elektrisch geschirmt sind und das Filter selbst einen sehr guten Massekontakt besitzt. Nur dadurch ist es möglich, auch Selektionswerte bis 100 dB und darüber zu messen. Während die einwandfreie Schirmung insbesondere bei Filtern mit höherer Eingangs- und Ausgangsimpedanz wichtig ist, ist ein sehr guter Erdkontakt von besonderer Bedeutung bei Filtern mit 50 Ω und ähnlich niedriger Abschlußimpedanz. Die Einhaltung der geforderten Filterabschlußimpedanzen ist durch eine Kalibrierung mit einem Impedanzmeßgerät bei der Filtermittenfrequenz direkt an der Anschlußebene der Filterein- und ausgänge sicherzustellen, wobei der Meßadapter am Eingang und Ausgang durch Kalibrierwiderstände von 50 Ω abzuschließen ist. Bei SAW-Filtern häufig zwischen Hersteller und Anwender ein geeigneter Meßadapter vereinbart.

Bei der Messung ist auf die Einhaltung des angegebenen Nenn-Eingangspegels zu achten, da Quarzfilter und SAW-Filter bei einem Pegel oberhalb 0 dBm ... 10 dBm ein nichtlineares Verhalten zeigen. Der Generatorpegel, der dafür eingestellt werden muß, ist je nach der verwendeten Anpaßschaltung zu berechnen, wobei dies auf die Nennmittenfrequenz bezogen wird. Hier kann im allgemeinen mit ausreichender Genauigkeit davon ausgegangen werden, daß die Filtereingangsimpedanz etwa der Abschlußimpedanz entspricht.

Ist die Filterabschlußimpedanz nicht zu stark von 50 Ω verschieden, kann auf eine Impedanzanpassung im Adapter verzichtet werden und das Verhalten bei Nennabschluß per Software aus der Messung im 50 Ω- System errechnet werden. Ein Verfahren basierend auf der Messung aller vier s-Parameter ist in Lit. [5] beschrieben. Die s-Parameter aus der 50 Ω-Messung werden hierbei in die Elemente der ((Z))-Matrix des Vierpols umgerechnet. Die Elemente  $Z_{11}$ ,  $Z_{12}$ ,  $Z_{21}$ , und  $Z_{22}$  können als T-Anordnung von drei Impedanzen dargestellt werden, bei denen dann am Eingang und Ausgang rechnerisch die komplexe Filterabschlußimpedanz addiert wird und die daraus folgenden geänderten Übertragungseigenschaften mathematisch ermittelt werden können. Für Einzelheiten wird auf die Referenz verwiesen.

Auf einen wichtigen Punkt soll hier noch hingewiesen werden: die Abschlußimpedanz  $R_F//C_F$  eines Filters ist die Impedanz, mit der das Filter abgeschlossen werden muß, um die spezifizierten Eigenschaften zu erreichen. Sie ist nicht notwendigerweise identisch mit der Eingangsimpedanz  $Z_{in}$ , die das Filter der vorausgehenden oder der nachfolgenden Stufe "zeigt". Die Eingangs- und Ausgangsimpedanz  $Z_{in}$ ,  $Z_{out}$  variiert im sowohl im Durchlaßbereich als auch im Sperrbereich des Filters - oft über mehrere Größenordnungen. Dies läßt sich dadurch erklären, daß die Dämpfung eines verlustfreien Filters ja ausschließlich

durch Reflektion, d.h durch die Abweichung der Eingangs- bzw. Ausgangsimpedanz von der Filterabschlußimpedanz erzeugt wird.

## 10.2 Kenngrößen von Filtern

Zur Erläuterung der meisten der nachfolgend beschriebenen Kenngrößen siehe Bild 10.4.

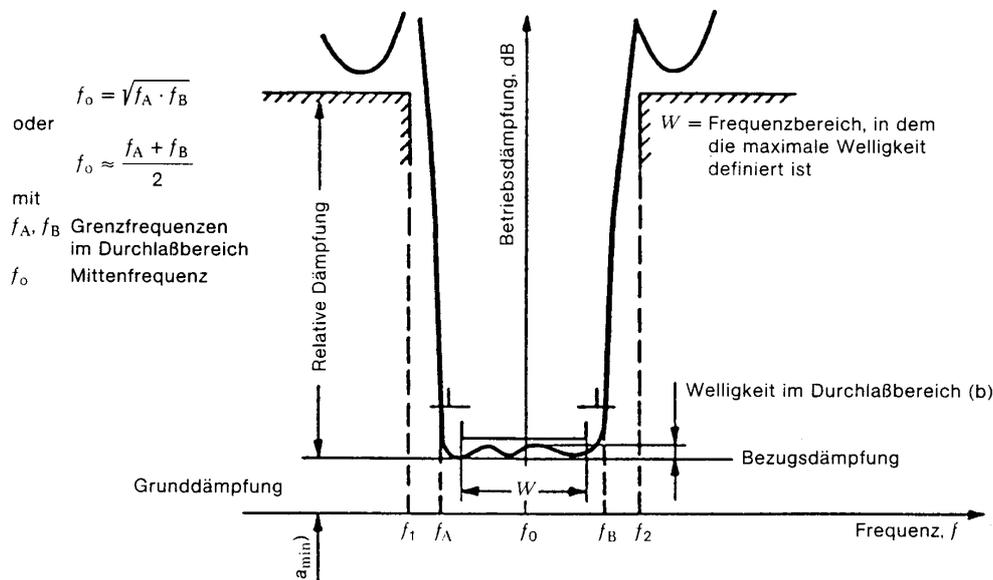


Bild 10.4: Betriebsdämpfung eines Filters (aus [1])

Die Betriebsdämpfung ist die Dämpfung eines Filters bezogen auf den Wert bei maximal möglicher Leistungsübertragung (d.h. bei einem idealen, verlustfreien Filter mit Leistungsanpassung).

Für die Messung der Grunddämpfung eines Filters ist eine "0 dB"-Bezugsmessung notwendig. Nur bei Filtern mit beidseitig gleicher Abschlußimpedanz ohne kapazitiven oder induktiven Blindanteil ist die Bezugsmessung durch Einsetzen einer Kurzschlußbrücke anstelle des Filters möglich. In den anderen Fällen ergibt eine solche Messung nur den Wert der sog. Einfügungsdämpfung, die nicht identisch ist mit der Grunddämpfung (minimale Betriebsdämpfung bezogen auf maximale Leistungsübertragung). Näheres siehe z.B. (DIN) IEC 368-2 und (DIN) IEC 862-2.

Relative Dämpfungswerte beziehen sich im allgemeinen auf den Punkt minimaler Betriebsdämpfung im (Durchlaßbereich). In Einzelfällen (z.T. bei SAW-Filtern) ist der Bezug die Dämpfung bei der Nenn(mitten)frequenz. Dies ist aber ausdrücklich zu vereinbaren.

Die (Gesamt-) Bandbreite ist der Frequenzunterschied zwischen den beiden Eckpunkten gleicher relativer Dämpfung (üblicherweise 3dB oder 6 dB) im Durchlaßbereich des Filters. Wird die Bandbreite mit einem  $\pm$ -Wert angegeben, bezieht sich diese auf die Nenn(mitten)frequenz. Die Bandbreite wird entweder als Mindestwert oder mit einer Toleranz angegeben.

Die Welligkeit ist die maximale Änderung der Betriebsdämpfung in einem bestimmten Teil des Durchlaßbereichs, üblicherweise die Differenz zwischen dem Dämpfungsminimum und einem relativen Dämpfungsmaximum („Welle“). Teilweise wird auch eine sogenannte Welligkeitsbandbreite spezifiziert, das ist das

Frequenzintervall im Durchlaßbereich, bei dem der Dämpfungsverlauf eine durch ein Rechteck beschriebenen Bereich (z.B. mit 1 dB Breite) nicht verlassen darf.

Der Übergang - und der Sperrbereich können auf drei Arten spezifiziert werden:

Sperrdämpfung: Minimalwert der Dämpfung bei vorgegebener Sperrfrequenz (bzw. in bestimmtem Frequenzbereich), z.B.: mind. 60 dB bei  $f_N \pm 50 \text{ kHz} \dots \pm 100 \text{ kHz}$

Sperrbandbreite: Maximaler Abstand der Punkte einer bestimmten Sperrdämpfung, z.B.:  $< \pm 50 \text{ kHz}$  bei 60 dB.

Formfaktor (shape factor SF): Verhältnis zweier Bandbreiten bei zwei vorgegebenen Dämpfungswerten, z.B.: SF (60dB zu 3 dB)  $< 2$ . Wird ein Formfaktor spezifiziert, muß zur Eindeutigkeit für die Durchlaßbandbreite auch ein Maximalwert vorgegeben sein.

Weitabselektion: Mindestdämpfung in einem bestimmten Teil des Sperrbereichs. Zur Eindeutigkeit sollte der Frequenzbereich begrenzt werden, z.B.  $>80 \text{ dB}$  bei  $f_N \pm 100 \text{ kHz} \dots \pm 1 \text{ MHz}$ .

Nebenwellen: Im Durchlaßbereich treten Nebenwellen als schmalbandige Dämpfungsspitzen auf. Sie werden entweder in der Welligkeitsforderung eingeschlossen oder getrennt spezifiziert. Im Sperrbereich erscheinen Nebenwellen als meist schmalbandige Dämpfungseinbrüche. Sie werden meist von der Sperrdämpfungsforderung ausgenommen und getrennt spezifiziert.

Die Betriebsphase wird zwischen dem Generatorausgang und dem Empfängerausgang gemessen, wie es Netzwerkanalysatoren automatisch korrekt durchführen. Die Messung direkt zwischen den Filteranschlüssen führt dagegen zu falschen Ergebnissen.

Die Messung der Gruppenlaufzeit eines Filters erfolgt durch mathematisches Differenzieren der Kurve des Phasengangs im angegebenen Teil des Durchlaßbereichs, was bei modernen Netzwerkanalysatoren durch die eingebaute Software durchgeführt wird.

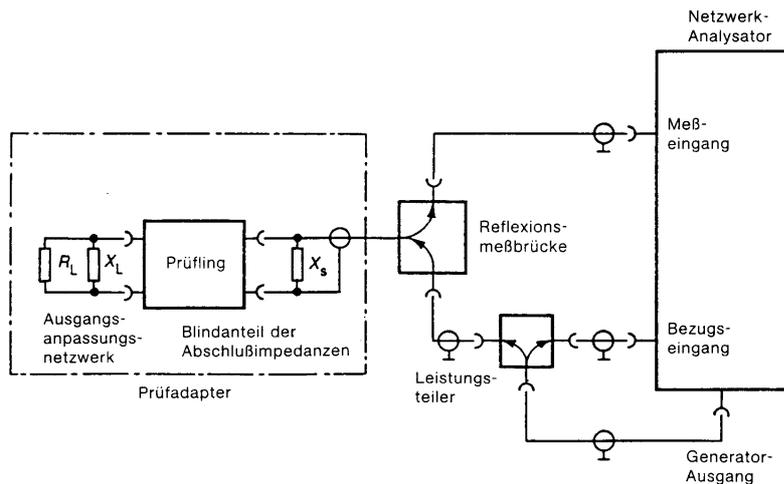
Für die Reflexion am Eingang und Ausgang sind es drei Meßgrößen gebräuchlich:

$$\text{Reflexionskoeffizient} \quad \rho = \left| \frac{\underline{Z} - \underline{Z}_0}{\underline{Z} + \underline{Z}_0} \right| \quad \text{mit } \underline{Z} = \underline{Z}_{\text{in}} \text{ bzw. } \underline{Z}_{\text{out}} \quad (14)$$

$$\text{Reflexionsdämpfung} \quad a_r = 20 \lg \left| \frac{1}{\rho} \right| \quad (15)$$

$$\text{Stehwellenverhältnis} \quad \text{VSWR} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (16)$$

Die Messung wird ein Aufbau nach Bild 10.5 benutzt.



ANMERKUNG 1: Anstatt des Netzwerkanalysators kann auch ein Vektorvoltmeter oder ein gleichwertiges Meßgerät verwendet werden. Einige Meßgeräte stellen das Meßergebnis in einem Smith-Diagramm dar. Die Impedanz und Reflexionsdämpfung können dann direkt aus dem Smith-Diagramm abgelesen werden.

ANMERKUNG 2: Die Verbindung zwischen dem Filter und der Reflexionsdämpfungs-Brücke sollte sehr kurz sein, um die Genauigkeit der Meßwerte zu garantieren.

ANMERKUNG 3: Die Nennimpedanz des verwendeten Kabels sollte der Impedanz der Meßgeräte entsprechen.

Bild 10.5: Meßschaltung für die Reflexionsdämpfung (aus [1])

### 10.3 Messung des Intermodulationsverhaltens

Für viele Anwendungen ist die Messung der Intermodulationsfestigkeit von Filtern von großer Bedeutung. Sie soll daher getrennt beschrieben werden.

Die Intermodulationsverzerrung wird durch Nichtlinearitäten der Filterbauteile hervorgerufen. Bei Quarzfiltern sind dies vor allem die Pegelabhängigkeit (DLD, Dips usw.) der Filterquarze, die bei schmalbandigen Filtern dominieren, und die Nichtlinearität der Spulen (insbesondere des Kernmaterials), die bei größeren Bandbreiten und im Sperrbereich maßgebend sind. Bei SAW-Filtern sind es insbesondere Nichtlinearitäten in der Grenzfläche Substrat zu Metallisierung usw. Die „ideale“ Verhalten der Intermodulationsprodukte in Abhängigkeit vom Eingangspegel zeigt Bild 10.6.

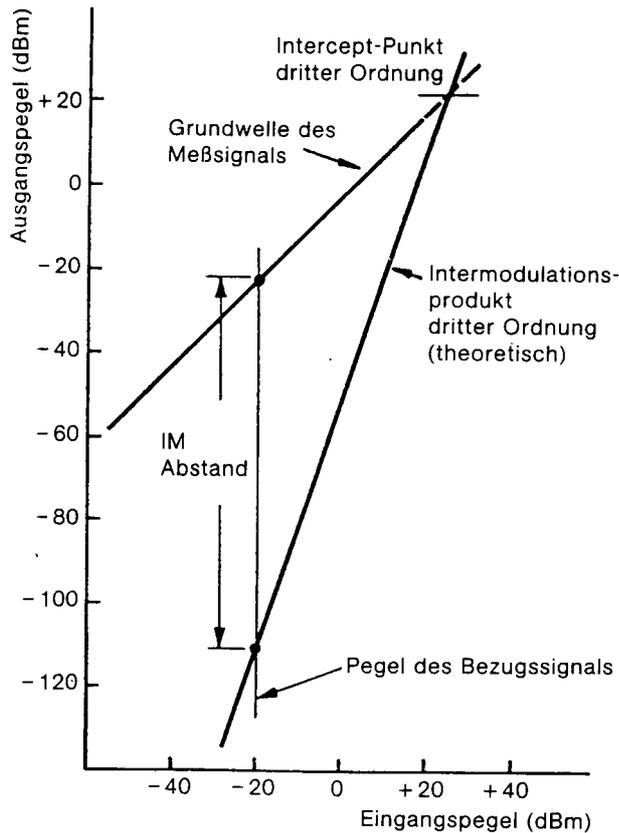


Bild 10.6: Intermodulationsverlauf für ein piezoelektrisches Filter (aus [1])  
 Die Steilheit der Pegelfunktionen entspricht dem Ordnungsgrad, die Grundwelle der ersten Ordnung und die dritte harmonische der dritten Ordnung. Der Schnittpunkt der Grundwelle und der dritten Harmonischen entspricht dem Intercept-Punkt.

Da die Intermodulationsverzerrung durch mehrere Bauteile und Mechanismen hervorgerufen werden, die bei verschiedenen Pegeln einsetzen können, ist in der Praxis der Verlauf des Produkts 3. Ordnung oft nicht so linear (in der logarithmischen Darstellung) wie im Bild dargestellt.

Bild 10.7 stellt den prinzipiellen Meßaufbau zur Messung der Intermodulation dar.

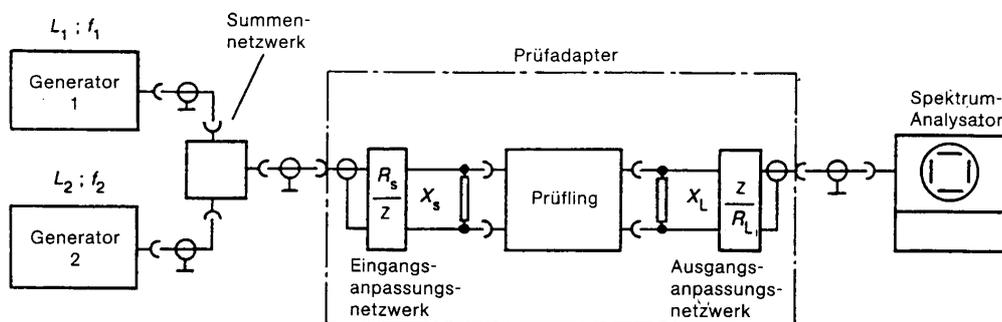


Bild 7: Messung der Intermodulationsverzerrung

Bild 10.7: Messung der Intermodulationsverzerrung (aus [1])

Meist wird bei Filtern die sogenannte Außerbandintermodulation 3. Ordnung mit 2 äquidistanten Meßfrequenzen  $f_1$  und  $f_2$  im Sperrbereich des Filters spezifiziert. In einigen Fällen wird auch die Innerband-Intermodulation angegeben, bei der die

Meßfrequenzen im Durchlaßbereich des Filters liegen. Bei den nichtlinearen Mischprodukten ist vor allem das Produkt 3. Ordnung wichtig, d.h. die Frequenzen  $(f_1 - 2f_2)$  bzw.  $(f_2 - 2f_1)$ , die in den Durchlaßbereich des Filters fallen. Zur reproduzierbaren Messung sind folgende Punkte zu beachten:

1. Beide Generatoren müssen über den Leistungssummierer ausreichend entkoppelt sein, ggf. über zusätzliche Dämpfungsglieder.
2. Der Eingangspegel der beiden Meßfrequenzen am Filtereingang bei abgetrenntem Filter und korrektem Abschluß des Anschlusses ist exakt zu spezifizieren. Die durch den Meßaufbau einschließlich des Meßempfängers selbst produzierte Intermodulation muß deutlich geringer als die zu messende Intermodulationsverzerrung sein.
3. Es ist darauf zu achten, daß die Oberwellen der Generatoren ausreichend unterdrückt sind, da ihre Intermodulationsprodukte ebenfalls in den Nutzkanal fallen können. Außerdem sind unbedingt Generatoren mit geringerem Phasenrauschen zu verwenden.
4. Es ist anzugeben, auf welchen Punkt der zulässige Intermodulationspegel sich bezieht. Im allgemeinen wählt man den am Filterausgang gemessenen Pegel. Der am Filtereingang vorhandene Pegel ist dann um die Grunddämpfung höher.
5. Die Charakterisierung der Intermodulationsverzerrung durch einen Intercept-Punkt  $IP_3$  ohne Angabe der Pegel der Testfrequenzen ist bei Quarzfiltern oft fragwürdig, da das Intermodulationsprodukt über einen weiten Eingangsbereich nicht immer linear (in logarithmischer Darstellung) ansteigt.

Es ist daher unbedingt zu empfehlen, den Meßaufbau bei Intermodulationsmessungen zwischen Anwender und Hersteller zu vereinbaren und ggf. Vergleichsmessungen durchzuführen.

## 10.4 Literaturliste

- [1] DIN IEC 368: Piezoelektrische Filter  
Teil 1: Allgemeine Angaben, Normwerte und Prüfbedingungen  
Teil 2-1: Leitfaden für die Anwendung von piezoelektrischen Filtern; Hauptabschnitt 1  
- Quarzfilter  
Teil 3: Gehäuse
- [2] DIN EN 167000 Fachgrundspezifikation: Piezoelektrische Filter  
DIN EN 167100 Rahmenspezifikation: Piezoelektrische Filter  
DIN EN 167101 Vordruck für Bauartspezifikation: Piezoelektrische Filter  
DIN EN 167200 Rahmenspezifikation: Piezoelektrische Filter (Bauartzulassung)  
DIN EN 167201 Vordruck für Bauartspezifikation: Piezoelektr. Filter (Bauartzulassung)
- [3] DIN IEC 862: Oberflächenwellen (OFW)-Filter  
Teil 1: Allgemeine Angaben, Normwerte und Prüfbedingungen  
Teil 2-1: Leitfaden für die Anwendung von Oberflächenwellen-Filtern  
Teil 3: Gehäuse
- [4] DIN EN 166000 Fachgrundspezifikation: Oberflächenwellenfilter  
DIN EN 166100 Rahmenspezifikation: Oberflächenwellenfilter  
DIN EN 166101 Vordruck für Bauartspezifikation: Piezoelektrische Filter  
DIN EN 166200 Rahmenspezifikation Oberflächenwellenfilter (Bauartzulassung)
- [5] Smith, W.L.: Characterization and Measurement of Filters Using a Vector Network Analyzer; Proc. 13<sup>th</sup> Piezoelectric Devices Conference (1991), S. 86 - 111