

ENTWURF VON QUARZOSZILLATOREN

Bernd Neubig, DK 1 AG

1. PRINZIPIELLE ASPEKTE

1.1. Quarzoszillatoren mit niederfrequenten Quarzen

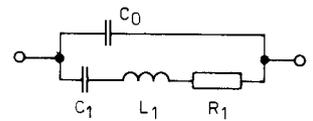
Als NF-Quarze sollen hier alle Biege-, Dehnungs- und Flächenscherungsschwinger bezeichnet werden, deren Resonanzfrequenz typischerweise unter 1 MHz liegt. Somit fallen Dickenschwinger nicht unter diese Definition. Wegen ihrer Empfindlichkeit gegenüber mechanischen Beanspruchungen, ihres starken Frequenz-Temperaturgangs und ihres durch meist kompliziertere Fertigungsverfahren bedingten höheren Preises ist die Bedeutung dieser Schwinger stark zurückgegangen. Die Möglichkeit, niedrige Frequenzen mit Hilfe integrierter (CMOS-) Teiler sehr einfach mit Dickenschwängern (AT-Quarzen) zu realisieren, hat diese Entwicklung weiter vorangetrieben.

Tabelle 1 gibt einen Überblick über die gebräuchlichsten Schwingertypen in diesem Bereich. Der Temperaturgang der Resonanzfrequenz ist eine Gerade oder eine Parabel

$$\frac{\Delta f}{f} = -a (T - T_{UKP})^2 \quad (1)$$

mit einem Öffnungsfaktor a je nach Typ zwischen $2 \cdot 10^{-8}/\text{grad}^2$ und $5 \cdot 10^{-8}/\text{grad}^2$ ($\frac{\Delta f}{f}$ in ppm $\cong 10^{-6}$). Der Umkehrpunkt T_{UKP} kann für jeden Schwinger durch das Quarzdesign variiert werden.

Tab.1 Übersicht über die gebräuchlichsten Nicht-AT-Quarze im Bereich < 1 MHz



Frequenzbereich	Schwingertyp	Schwingungsform	Temperaturgang	R_1 [k Ω]	C_1 [fF]
800 Hz – 4 kHz	Duplexbiegeschwinger	Bimetal-Prinzip $f \sim \frac{b}{l^2}$	Parabel, UKP = 15 °C	750 – 250	250 – 50
4 kHz – 15 kHz	X-Y-Biegeschwinger	 $f \sim \frac{b}{l^2}$	Parabel UKP = + 10°... 40 °C	200 – 80	50 – 15
15 kHz – 50 kHz	H-Biegeschwinger	 auch dreipolig $f \sim \frac{b}{l^2}$	Gerade – 7 ... – 15 ppm/grad	20 – 8	35 – 20
50 kHz – 200 kHz	X + 5° Dehnungsschwinger (z.B. 100-kHz-Eichquarze)	Längsdehnung $f \sim \frac{1}{l}$	Parabel, (16°..... 55 °C)	4	60 – 30
200 kHz – 400 kHz 300 kHz – 800 kHz 000 kHz – 800 kHz	Flächenscherungsschwinger DT-Schnitt CT-Schnitt SL-Schnitt	 SL: rechteckig $f \sim \frac{1}{l}$	Parabel, UKP = 0 60 °C typ. 15 °C	1– 5	30 – 7

Für die Realisierung von Quarzoszillatoren ist der Wert von R_1 die wichtigste Größe. Der Verlustwiderstand bei Serienresonanz reicht von knapp 1 M Ω bis herunter zu 1 k Ω , das heißt er variiert je nach Schnitt und Frequenzbereich um fast Faktor 1000. Eine einheitliche Patentschaltung eines Quarzoszillators für den ganzen Bereich kann es hier also nicht geben.

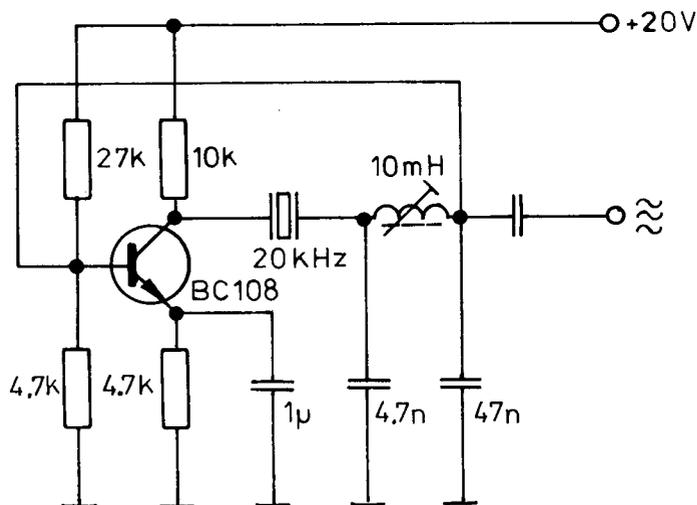
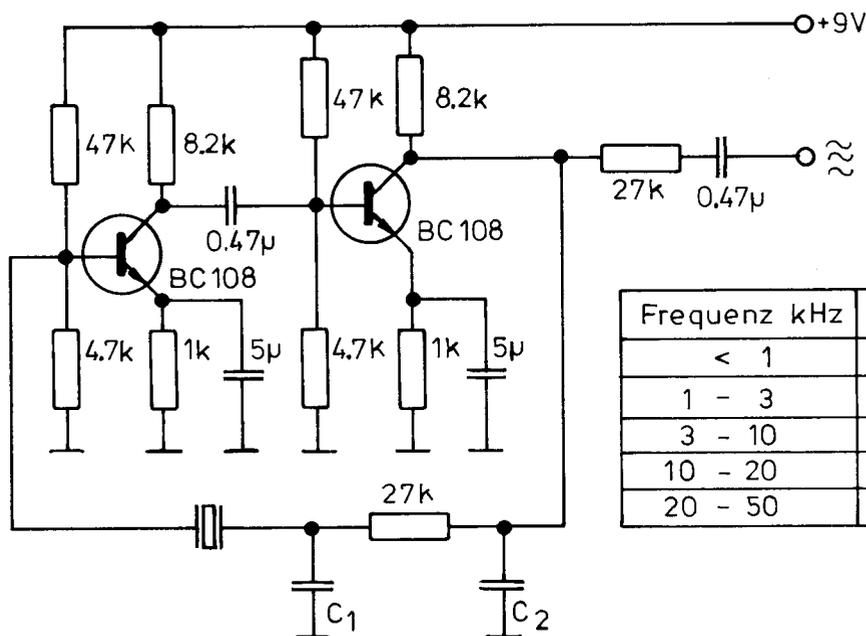


Bild 1:
20-kHz-Quarzoszillator
mit Impedanz-
Transformation

Bei großen Werten von R_1 muß die Verstärkerstufe einen hohen Eingangswiderstand aufweisen. Dies kann beispielsweise wie in **Bild 1** durch Impedanztransformation geschehen [1]. Anderenfalls muß der Spannungsteilerverlust (Quarz – R_1 : Eingangswiderstand) durch hohe Schleifenverstärkung ausgeglichen werden, etwa durch einen zweistufigen Verstärker wie in **Bild 2** [2]. Im Rückkopplungszweig liegt in Serie zum Quarz ein RC-Tiefpaß, dessen Grenzfrequenz etwas oberhalb der Quarzfrequenz liegt. Damit wird die bei NF-Quarzen vorhandene Neigung zur Schwingungsanregung auf anderen, höherfrequenten Moden verhindert.



Frequenz kHz	C ₁	C ₂
< 1	2,2n	15n
1 - 3	0,68n	6,8n
3 - 10	-	4,7n
10 - 20	-	0,68n
20 - 50	-	-

Bild 2: Zweistufiger Serienresonanz-Oszillator für 0,8 bis 50 kHz

Etwa ab 50 kHz hat sich die Butler-Schaltung nach **Bild 3** sehr bewährt. Bei nicht ausreichender Schleifenverstärkung sollte der Kollektorwiderstand durch eine Drossel oder einen Schwingkreis ersetzt werden.

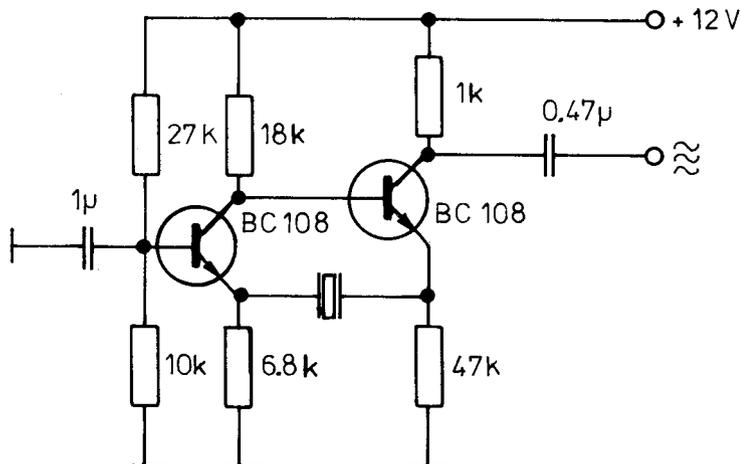


Bild 3:
Butler-Oszillator
für 50 bis 500 kHz

1.2. Quarzoszillatoren mit Grundton-AT-Quarzen

Der weitaus häufigste Quarzschnitt ist der AT-Schnitt. AT-Quarze sind Dickenschwinger. Sie überstreichen in ihrer Grundwelle einen Frequenzbereich von ca. 750 kHz bis 20 MHz (Ausnahmen ab 500 kHz bzw. bis 30 MHz).

Tabelle 2 zeigt die Frequenzbereiche für die aus physikalischen Gründen notwendigen verschiedenen Quarzformen mit typischen Ersatzdaten ($1 \text{ fF} = 10^{-3} \text{ pF}$). Der Temperaturgang ist eine kubische Parabel, deren Form durch Wahl des Schnittwinkels beeinflusst werden kann. Es ist (in ppm)

$$\frac{\Delta f}{f} = a_1 (T - T_{\text{inv}}) + a_3 (T - T_{\text{inv}})^3 \quad (2)$$

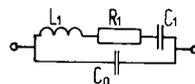
Hierbei sind die Koeffizienten:

$$a_1 \approx -0,084 \cdot \Delta\varphi$$

$$a_3 \approx 10^{-4}$$

Die Inversionstemperatur T_{inv} liegt je nach Bereich zwischen 22 und 33 °C. $\Delta\varphi = \varphi_0 - \varphi$ ist die Winkeldifferenz (in Winkelminuten) zum sogenannten Nullwinkel φ_0 (bei diesem Schnittwinkel hat die TK-Kurve eine horizontale Wendetangente).

Tab.2 Ersatzdaten von AT-Grundtonquarzen



Quarzform	Frequenzbereich (MHz) für Gehäusefamilie			typische Ersatzdaten			
	HC-6/U	HC-25/U	HC-35/HC-45	C_0	C_1	Q	R_1
bikonvex	0.75 - 1.5	—	—	3 - 7 pF	8 fF	> 100 000	100 Ω - 500 Ω
plankonvex	1.5 - 3	2.7 - 5.2	—	4 - 7 pF	10 fF	> 100 000	< 200 Ω
plan mit Facette	2 - 7	4.5 - 10.5	10 - 13	5 - 7 pF	20 fF [10 fF]	> 50 000	10 Ω - 100 Ω
plan	7 - 20 (30)	10.5 - 20(30)	13 - 20 (30)				

Wie **Tabelle 2** zeigt, fällt der typische Resonanzwiderstand R_1 mit wachsender Frequenz und liegt zwischen 10 und 500 Ω .

Für Grundton-AT-Quarze sind aperiodische Oszillatoren, das heißt Oszillatoren ohne zusätzliche Selektionsmittel, am gebräuchlichsten. Die wichtigsten Parallelresonanz-Oszillatoren sind Pierce-, Colpitts- und Clapp-Oszillator, die aus einer Schaltung durch Variieren des Erdungspunktes abgeleitet werden können (**Bild 4**). Der Quarz arbeitet hierbei auf einem Arbeitspunkt, bei dem er wie eine Induktivität hoher Güte wirkt.

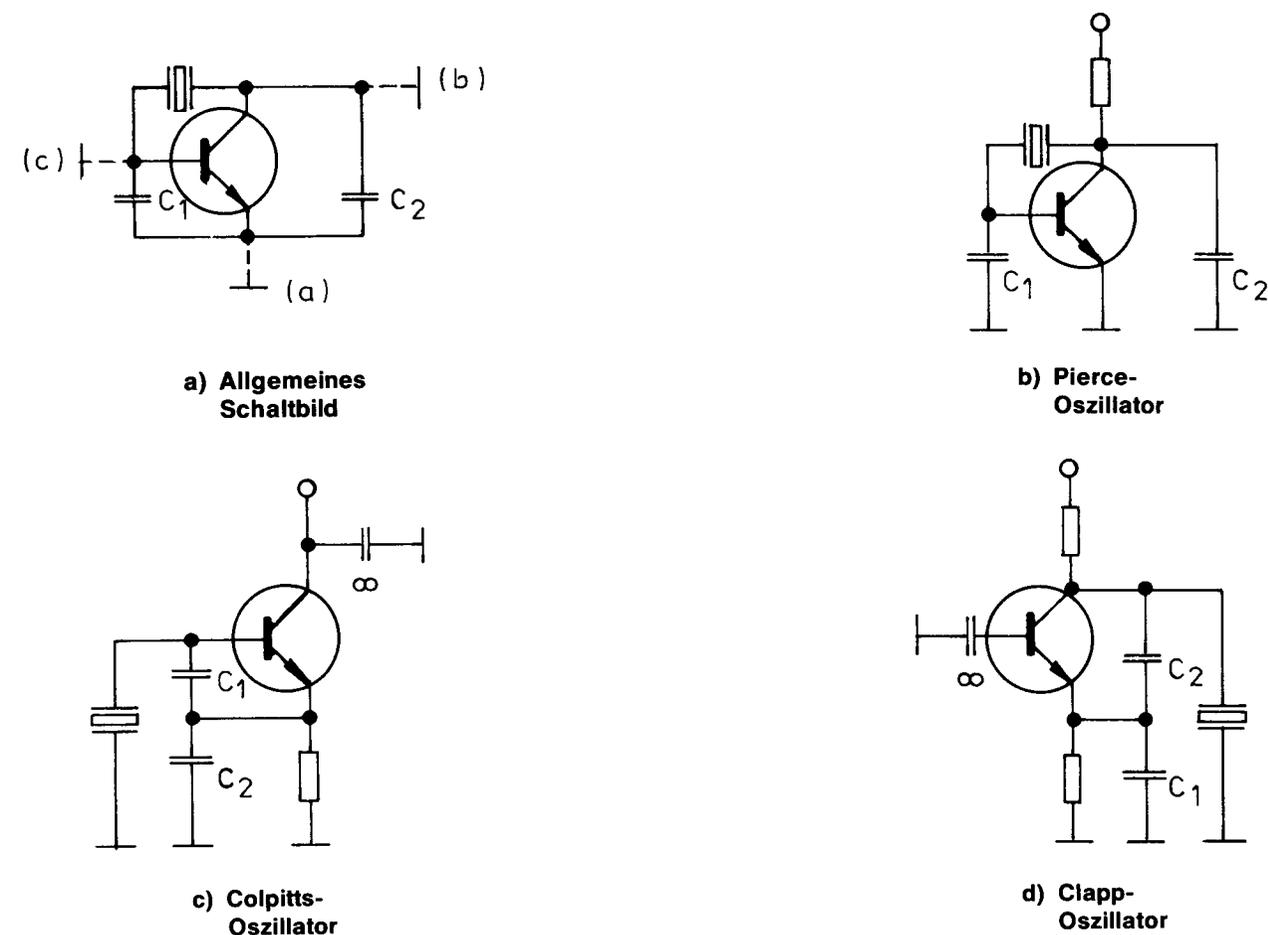
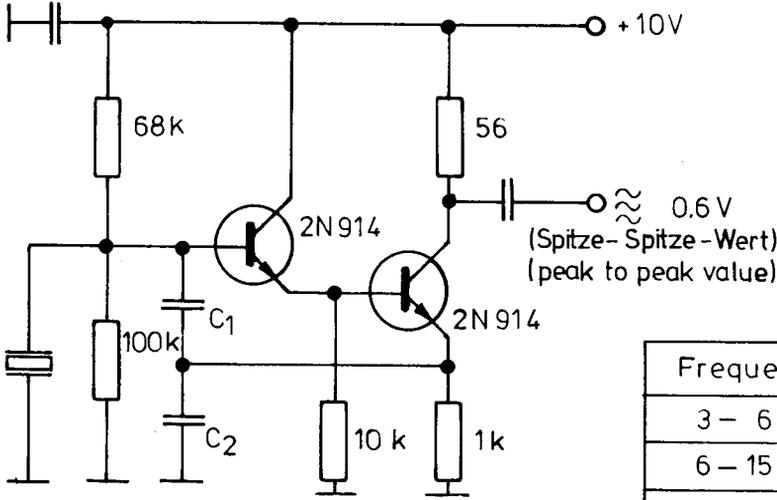


Bild 4: Parallelresonanz-Oszillatoren für Grundton-Quarze (HF-Ersatzschaltbild)

Als Beispiel eines bewährten Colpitts-Oszillators ist in **Bild 5** eine Schaltung mit einer Darlingtonstufe gezeigt. Durch den hohen Eingangswiderstand können die Teilerkondensatoren C_1 und C_2 sehr große Kapazitätswerte bekommen. Damit ist die Rückwirkung der Transistorstufe auf die Oszillatorfrequenz sehr klein. Die effektive Last- (Bürde-) Kapazität des Quarzes wird durch die Serienschaltung von C_1 und C_2 dargestellt. Um auf »vernünftige« Standardwerte (ca. 30 pF, typischer Bereich 10 pF bis 50 pF) zu kommen, wird in der Praxis eine Kapazität dieser Größenordnung zum Abgleich der Oszillatorfrequenz in Reihe zum Quarz geschaltet.

Nachteilig bei aperiodischen Oszillatorschaltungen ist die Neigung, auf dem dritten oder einem höheren Oberton des Quarzes oder auf einer nicht-harmonischen Nebenresonanz anzuschwingen beziehungsweise dahin umzuspringen. In hartnäckigen Fällen kann die Kapazität C_2 durch einen Schwingkreis ersetzt werden, der so verstimmt ist, daß er bei der Nennfrequenz kapazitiv ist (Prinzip des Tritet-Oszillators).

Bild 5:
Colpitts-Oszillator mit
Darlingtonstufe für
Grundton-Quarze



Frequenz	C ₁	C ₂
3 – 6 MHz	560 pF	470 pF
6 – 15 MHz	560 pF	220 pF
15 – 30 MHz	220 pF	100 pF

Generell sollte man die Rückkopplung nicht stärker machen, als zum Anfachen und Aufrechterhalten einer stabilen Schwingung gerade erforderlich ist. Für die Colpitts-Schaltung können die Werte von C₁ und C₂ aus den beiden Gleichungen

$$\frac{C_1}{C_2} = \sqrt{\frac{r_{be}}{r_a}} \quad (3)$$

$$C_1 \cdot C_2 = \frac{g'_m}{\omega_0^2 R_1} \quad (4)$$

bestimmt werden [3]. Hierbei ist

- r_{be} der (hochfrequente) Widerstand zwischen Basis und Emitter (des Gesamtdarlington)
- r_a der Wechselstrom-Ausgangswiderstand (am gemeinsamen Emitter gemessen)
- g'_m die Steilheit (= $\frac{1}{R_E}$ bei Emitterfolger)
- R₁ der (durch die Lastkapazität transformierte Resonanzwiderstand des Quarzes (siehe 4.1.2.1. Gl. 17).

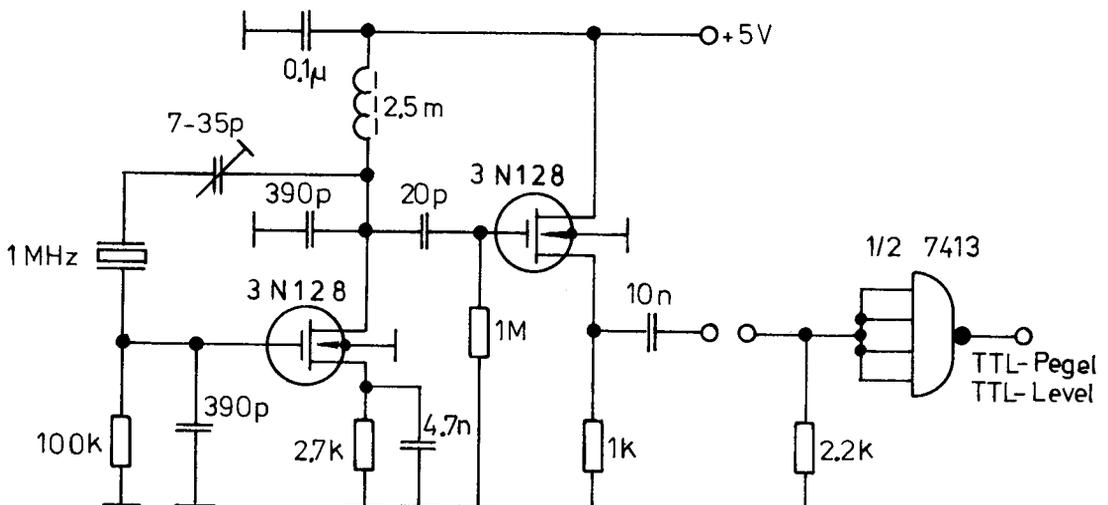


Bild 6: Quarzoszillator mit MOSFET

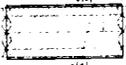
Als Beispiel für einen Pierce-Oszillator ist in **Bild 6** schließlich ein 1-MHz-Oszillator mit MOSFET gezeigt [4]. Durch direktes Ansteuern eines Schmitt-Triggers (7413) ist TTL-Ausgangsspegel verfügbar. Dieser Oszillator eignet sich gut als Zeitbasis für Frequenzzähler.

1.3. Quarzoszillatoren mit Oberton-AT-Quarzen

Wird ein Dickenschwinger in einem Oberton angeregt, so schwingt die Quarzscheibe in mehreren Unterscheiben gegenphasig zueinander (siehe Bild bei Tabelle 3). Es können dabei nur ungeradzahlige Obertöne angeregt werden. Die Grundtonfrequenz eines AT-Quarzes ist umgekehrt proportional zur Scheibendicke. So ist beispielsweise ein 30-MHz-Grundtonquarz ca. 55 µm dick. Regt man ihn auf dem dritten Oberton, also bei 90 MHz an, dann ist die elektrisch wirksame »Unterscheibchen«-Dicke ein Drittel, das ist ca. 18 µm davon.

Allerdings ist die Obertonfrequenz nicht genau die n-fache Grundwellenfrequenz, jedoch wird diese sogenannte Anharmonie mit wachsendem Oberton geringer. Daher ist es relativ einfach möglich, Quarzoszillatoren auch noch bei etwa 300 MHz zu betreiben, obwohl die »übliche« obere Frequenzgrenze bei 200 MHz/9.Oberton liegt: Man betreibt den Quarz im 11. oder 13. Oberton, der ziemlich genau das 11/9 bzw. 13/9 fache des 9. Obertons ist. Allerdings sollte dafür ein Quarz mit möglichst hoher Grundton-Frequenz gewählt (20 MHz bis 30 MHz), damit die Obertonmoden weit auseinander liegen.

Tab. 3: Ersatzdaten von AT-Obertonquarzen



Oberton	Frequenzbereich (MHz) für Gehäusefamilie			C ₀	typische Ersatzdaten		
	HC-6/U	HC-25/U	HC-35/HC-45		C ₁	Q	R ₁
3	18 – 60 (80)	20 – 60 (90)	27 – 60 (90)	5 – 7 pF [2 – 4 pF]	2 fF [1 fF]	$> \frac{4 \times 10^6}{f \text{ (MHz)}}$	20 Ω [40 Ω]
5	40 – 115(130)	40 – 115(150)	50 – 125		0.6–0.8 fF[0.4 fF]	$> \frac{5 \times 10^6}{f \text{ (MHz)}}$	40 Ω [80 Ω]
7	70 – 150	70 – 150	70 – 175		0.3 – 0.4fF[0.2 fF]		100 Ω [150 Ω]
9	150 – 200	150 – 200	150 – 200		0.2 – 0.3fF[0.1 fF]		150 Ω [200 Ω]

eckige Klammern [] = HC-35/HC-45

Die typischen Ersatzdaten sind in **Tabelle 3** zusammengestellt. Die dynamische Kapazität C₁ geht im Quadrat des Obertons n zurück:

$$C_1 \text{ typ} \sim \frac{1}{n^2} \tag{5}$$

Ebenso sinkt die erreichbare Güte mit wachsender Frequenz. Daher steigen die R₁-Werte an. Sie liegen zwischen typisch 20 und 200 Ω.

Mit steigender Frequenz stellt die statische Kapazität C₀ einen immer stärkeren Nebenschluß für den Quarz dar. Die Folgen sind in **Bild 7** abzulesen. Dargestellt ist die Ortskurve der komplexen Quarzimpedanz. In der Umgebung von Parallel- und Serienresonanz beschreibt sie einen Kreis, der bei f_S und f_p die reelle Achse schneidet. Der Abstand des Kreismittelpunktes von der reellen Achse ist um so größer, je kleiner der Blindwiderstand von C₀ ist. Mit kleinerem X_{C0} wird also die Phasensteilheit um die Serienresonanz kleiner und insbesondere der Phasenhub nach der induktiven Seite geringer. Schließlich kann der

Fall eintreten, daß der Kreis die reelle Achse nicht mehr schneidet, es also keine reelle Resonanzstelle mehr gibt, bei welcher der Quarz rein ohmsch ist. Daher sollte die statische Kapazität ab einer bestimmten Grenze grundsätzlich durch eine Parallelschaltung mit der Induktivität

$$L_p = \frac{1}{\omega_s^2 C_0} \quad (6)$$

kompensiert werden. Als Faustregel für die Grenze gilt:
 C_0 -Kompensation, wenn $X_{C_0} < 5 \cdot R_1$ oder allgemein oberhalb 100 MHz.

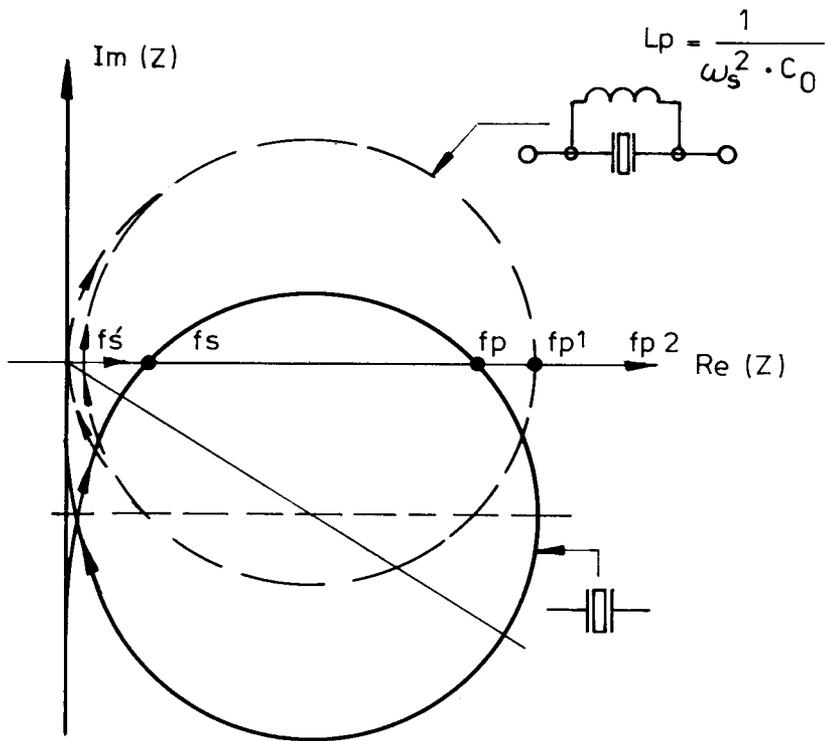


Bild 7:
Ortskreis eines Quarzes
ohne und mit
 C_0 -Kompensation

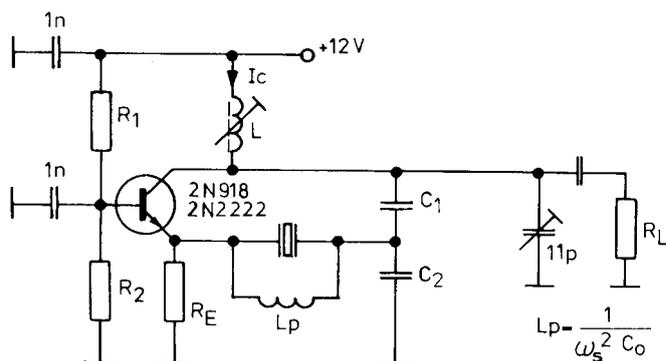
Das Ergebnis der Kompensation ist in Bild 7 gestrichelt eingezeichnet: Der Ortskreis liegt symmetrisch zur reellen Achse, wird allerdings zweimal durchlaufen, das heißt es existieren zwei Parallelresonanzen ober- und unterhalb von f_s . Der erzielbare Gesamtphasenhub geht bis $\pm 90^\circ$.

Als Kompensationsspule genügt eine Ausführung geringer Güte ($R_p > 10 R_1$), wobei die Kompensationsbedingung (6) nicht exakt eingehalten zu werden braucht. Es genügt eine handelsübliche Einpreßspule eines Standardwertes (oder eine entsprechende Zahl von Windungen auf einen 10-k Ω -Widerstand gewickelt).

Aperiodische Oszillatoren arbeiten mit Oberton-Quarzen nicht zuverlässig, wenn dies auch von Zeit zu Zeit behauptet wird [5]. Grundsätzlich sollte ein Schwingkreis vorgesehen werden, um ein Anschwingen auf der Grundwelle zu verhindern.

In der Pierce-Schaltung nach Bild 4 b etwa kann der Kollektor-Kondensator durch einen kapazitiv verstimmtten Kreis ersetzt werden. Da Oberton-Quarze standardmäßig in Serienresonanz abgeglichen sind, bleibt in dieser Schaltung allerdings eine resultierende Lastkapazität übrig, so daß nur sonderangefertigte Quarze befriedigend arbeiten.

Um die Quarzfrequenz tiefer zu ziehen, wird daher vielfach zusätzlich in Reihe zum Quarz eine Induktivität geschaltet. Damit können aber parasitäre Schwingungen über dieses L_p und die statische Kapazität C_0 des Quarzes angefacht werden, die unter Umständen schwer zu beherrschen sind (siehe auch Abschnitt 4).



	75MHz	120MHz	150MHz	200MHz
C_1 [pF]	8	8	5	3
C_2 [pF]	100	50	25	20
I_C [mA]	25	25	5	5
R_E [Ω]	510	390	1,1k	1,1k
R_L [Ω]	470	300	600	600
L_p [μ H]	0,25	0,10	0,08	0,05

Bild 8: Oberton-Quarzoszillator bis 200 MHz

Vorteilhafter ist daher eine echte Serienresonanzschaltung wie in **Bild 8** gezeigt. Die Dimensionierung von C_1 und C_2 erfolgt so, daß sich eine ausreichende Schleifenverstärkung ergibt. Diese wird außer durch den Teiler C_1/C_2 noch durch die Spannungsteilung aus Quarzwiderstand und Eingangsimpedanz am Emitter reduziert [20].

Bei der Auswahl der Transistoren gilt als Faustregel, daß die Transitfrequenz mindestens den zehnfachen Wert der Oszillatorfrequenz erreichen soll. Zu empfehlen sind darüber hinaus Transistoren mit hoher Gleichstromverstärkung (h_{FE}) bei kleinem Basisbahnwiderstand ($r_{bb'}$).

2. LASTKAPAZITÄTEN; PARALLEL- UND SERIENRESONANZ-OSZILLATOREN

Die Begriffe Serien- und Parallel-Resonanz werden häufig in einer verwirrenden Art verknüpft. Bei **Serienresonanz-Quarzoszillatoren** schwingt der Quarz zusammen mit seinen Zielementen in niederohmiger Resonanz. So zum Beispiel der Butler-Oszillator in Bild 3. Das heißt aber nicht, daß der Oszillator mit der Serienresonanzfrequenz des Quarzes schwingt! Der Butler bleibt ein Serienresonanz-Oszillator, auch wenn der Quarz durch einen Kondensator in Serie gezogen wird, oder auch wenn (bei hohen Frequenzen) der Phasenwinkel der Transistorverstärkung von 0° bzw. 180° abweicht.

Eine häufig verwendete Definition ist dagegen nicht sinnvoll: Danach soll ein Serienresonanz-Oszillator dadurch gekennzeichnet sein, daß der Oszillator auch schwingt, wenn der Quarz durch einen Widerstand ersetzt wird. Danach wäre der Butler-Oszillator nach Bild 3 kein Serienresonanz-Oszillator; er wäre es aber dann, wenn der Kollektorwiderstand von Transistor 1 durch einen Schwingkreis ersetzt wird.

Eine Serien-Lastkapazität C_L erzeugt eine neue Serienresonanz bei

$$f_{CL} = f_s \left(1 + \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \right) \quad (7)$$

Beim **Parallelresonanz-Oszillator** schwingt der Quarz zusammen mit seinen benachbarten (Zieh-) Elementen in einer hochohmigen Resonanz. Beim Colpitts-Oszillator nach Bild 5 liegen vom Quarz aus gesehen C_1 und C_2 in Reihe miteinander parallel zum Quarz. Sie ergeben bei idealer Verstärkerstufe zusammen die Lastkapazität C_L und erniedrigen die Parallelresonanzfrequenz des Quarzes auf f_{CL} . Ist dieses C_L genauso groß wie das Serien- C_L im oberen Fall, dann ist die gezogene Serienresonanzfrequenz gleich der gezogenen Parallelresonanz im letzten Fall. In beiden Fällen arbeitet der Quarz in einem Arbeitspunkt, bei dem er sich wie eine Induktivität hoher Güte verhält. Dies ist in **Bild 9** zusammengestellt.

Nun werden Quarze mit Lastkapazitätsangabe beim Hersteller im allgemeinen mit einem Serien-Kondensator abgeglichen. Da beide Messungen aber äquivalent sind, ist es für eine Quarzspezifizierung gleichgültig, ob ein Parallel- oder ein Serienresonanz-Oszillator vorliegt. Es genügt, eine Lastkapazität anzugeben. Dabei ist es zweckmäßig, durch Variation der Kapazitäten den Oszillator so zu dimensionieren, daß möglichst Standardwerte von C_L (z.B. 30 pF) verwendet werden können.

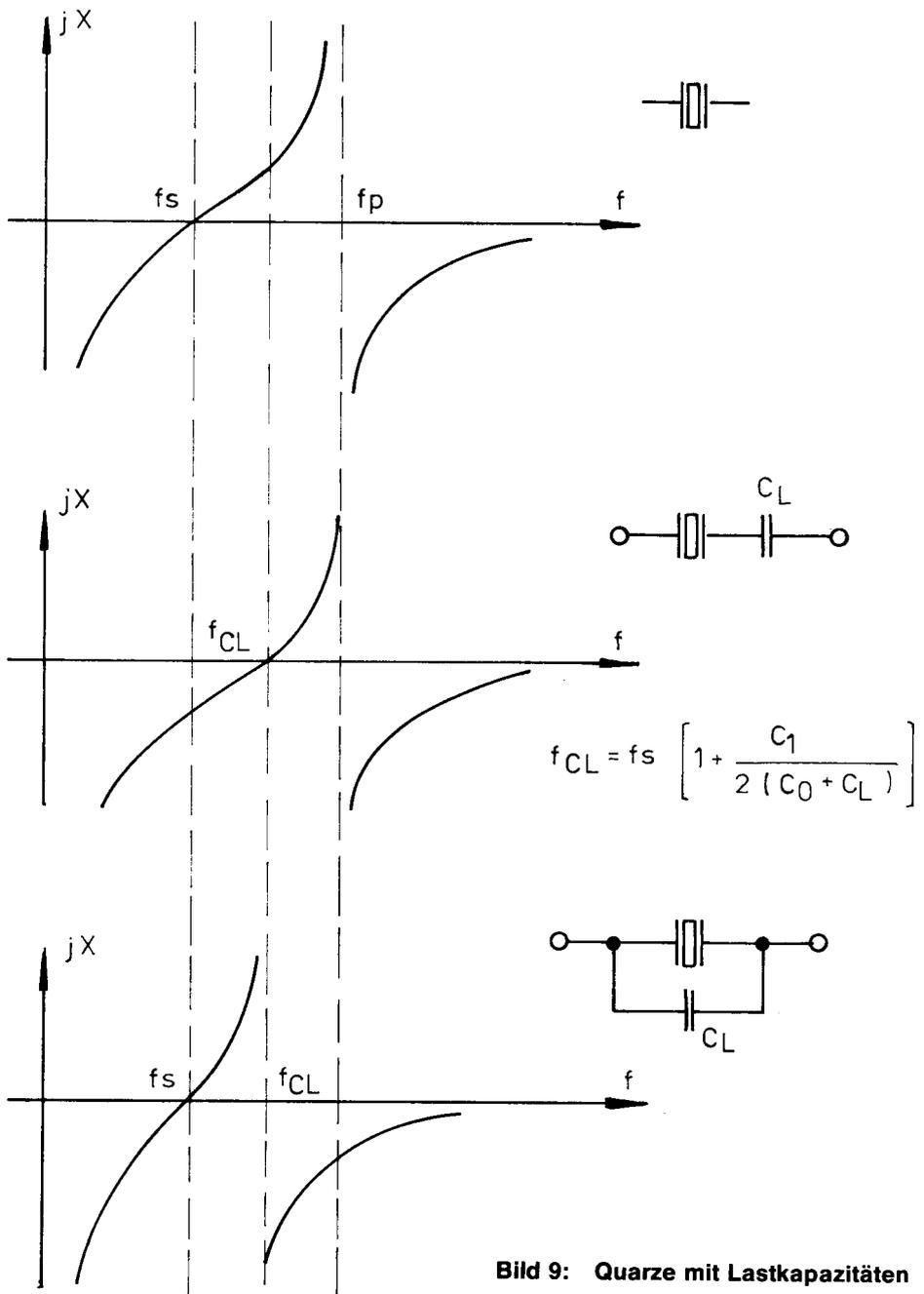


Bild 9: Quarze mit Lastkapazitäten

3. QUARZBELASTUNG IM OSZILLATOR

3.1. Typische Werte

Die elektrische Wirkbelastung von Quarzen erreicht in den verschiedenen Oszillatorschaltungen ungefähr folgende Werte:

Röhrenoszillator:	1 bis 10 mW, typ. 2 mW
TTL-Oszillator:	1 bis 5 mW
Transistor-Oszillator:	10 μ W bis 1 mW, typ. 100 μ W
CMOS-Oszillator:	1 μ W bis 100 μ W

Da Quarzfrequenz und Resonanzwiderstand etwas von der Belastung abhängen, sollte insbesondere bei engtolerierten Quarzen eine Nominalbelastung spezifiziert werden. Physikalisch sinnvoll sind folgende Grenzen:

Quarzbelastung nicht über 2 mW

Höhere Belastungen beeinträchtigen die Stabilität, die Güte und die Alterungseigenschaften. Bei NF-Quarzen und bei sehr kleinen AT-Quarzen (im Halter HC-45/U oder HC-35/U) sind 2 mW noch zuviel. Da Blindleistung = Güte \times Wirkleistung ist, fließt bei einer Belastung von 2 mW in einem Quarz mit der Güte 100 000 eine Blindleistung von 200 W periodisch in den Reaktanzen des Quarzes !

Quarzbelastung nicht unter 1 μ W

Zu kleine Belastungen können Anschwingprobleme verursachen, da – physikalisch bedingt – eine Mindestenergie zur Schwingungsanfachung notwendig ist. Diese streut jedoch infolge unvermeidbarer Schwankungen der Qualität der Grenzschicht Quarz/Elektrode (im submikroskopischen Bereich) und anderer Dämpfungseinflüsse. Problematisch kann dies bei bestimmten CMOS- oder anderen Kleinstleistungsoszillatoren werden.

3.2. Praktische Bestimmung der Quarzbelastung

Da die Transistorparameter nur Kleinsignal-Kenngrößen sind, gelten sie nur, solange der Transistor im A-Betrieb arbeitet. Bei jedem selbstbegrenzenden Oszillator wird der Transistor jedoch bis in den nichtlinearen Sättigungs-Bereich angesteuert. Es ist daher sehr aufwendig und im allgemeinen kaum realisierbar, die zu erwartende Quarzbelastung zu berechnen.

Zur meßtechnischen Ermittlung der Quarzbelastung wird entweder der HF-Strom durch den Quarz oder die Spannungsdifferenz über den Quarz mit einem Thermistor, Oszilloskop oder HF-Voltmeter gemessen. Bei bekannten Quarz-Ersatzdaten (C_0 , C_1 , R_1) kann dann aus der Oszillatorfrequenz der Phasenwinkel berechnet werden. Daraus kann schließlich die Wirkleistung bestimmt werden. Diese ist oft sehr viel niedriger als sich ohne Berücksichtigung der Phase allein aus den Spannungswerten ergeben würde.

4. ZIEHFÄHIGKEIT UND MODULATION VON QUARZOSZILLATOREN

4.1. Ziehfähigkeit

Die Ziehfähigkeit der Frequenz eines Quarzoszillators wird sowohl durch die Schaltung der Ziehreaktanzen als auch durch die Ersatzdaten des Quarzes bestimmt.

4.1.1. Ziehschaltungen

In **Bild 10 a** ist der Blindwiderstandsverlauf eines Quarzes gezeigt, dessen Frequenz mit einem Kondensator, einer Spule bzw. einem Serienschwingkreis in Reihe zum Quarz gezogen wird. Allgemein wird durch einen vorgeschalteten Blindwiderstand X_V die Serienresonanz gezogen auf

$$f_X \approx f_S \left[1 + \frac{C_1}{2 \left(C_0 - \frac{1}{\omega_S X_V} \right)} \right] \quad (8)$$

Ein Serienkondensator C_V erhöht die Frequenz auf

$$f_C \approx f_S \left(1 + \frac{C_1}{2 (C_0 + C_V)} \right) \quad (9)$$

eine Serieninduktivität L_V erniedrigt die Frequenz auf

$$f_{L_1} \approx f_S \left[1 - \frac{C_1}{2 \left(\frac{1}{\omega_S^2 L_V} - C_0 \right)} \right] \quad (10)$$

Mit einem vorgeschalteten Serienschwingkreis kann die Serienresonanzfrequenz nach oben und nach unten verstimmt werden:

$$f_{LC_1} \approx f_S \left[1 + \frac{C_1}{2 \left(C_0 - \frac{1}{\omega_S^2 L_V - \frac{1}{C_V}} \right)} \right] \quad (11)$$

Diese Formeln gelten genau genug für Ziehbeträge bis zu 1000 ppm (10^{-3}).

Wenn eine Spule als Zieglied dabei ist, tritt stets eine zusätzliche Serienresonanzstelle (f_{L_2} bzw. f_{LC_2}) auf. An dieser Stelle ist der vorgeschaltete induktive Blindwiderstand in Resonanz mit der Kapazität C_0 des Quarzes. Diese Frequenz kann zwar relativ weit von der Hauptresonanz entfernt sein, doch kann das Umspringen auf diese parasitäre Resonanz sehr lästig werden.

In **Bild 10 b** sind die Reaktanzverläufe bei zusätzlicher C_0 -Kompensation (mit Parallelspeule L_p) zusammengestellt. Diese führt in allen Fällen zu zwei Parallelresonanzstellen bei

$$f_{p_{1,2}} \approx f_S \left(1 \pm \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_0}} \right) \quad (12)$$

die einige hundert kHz unterhalb und oberhalb der Hauptresonanz liegen. Die Parallelspeule vergrößert den Ziehbereich und wird in der Regel so dimensioniert, daß sie mit der statischen Quarkapazität C_0 in Resonanz ist:

$$L_p = \frac{1}{\omega_s^2 C_0} \tag{13}$$

Die Ziehformeln ergeben sich analog zu den Gleichungen 8 bis 11, jedoch ohne den Term C_0 . Im einzelnen:

Ein Serienkondensator C_V erhöht die Serienresonanz auf

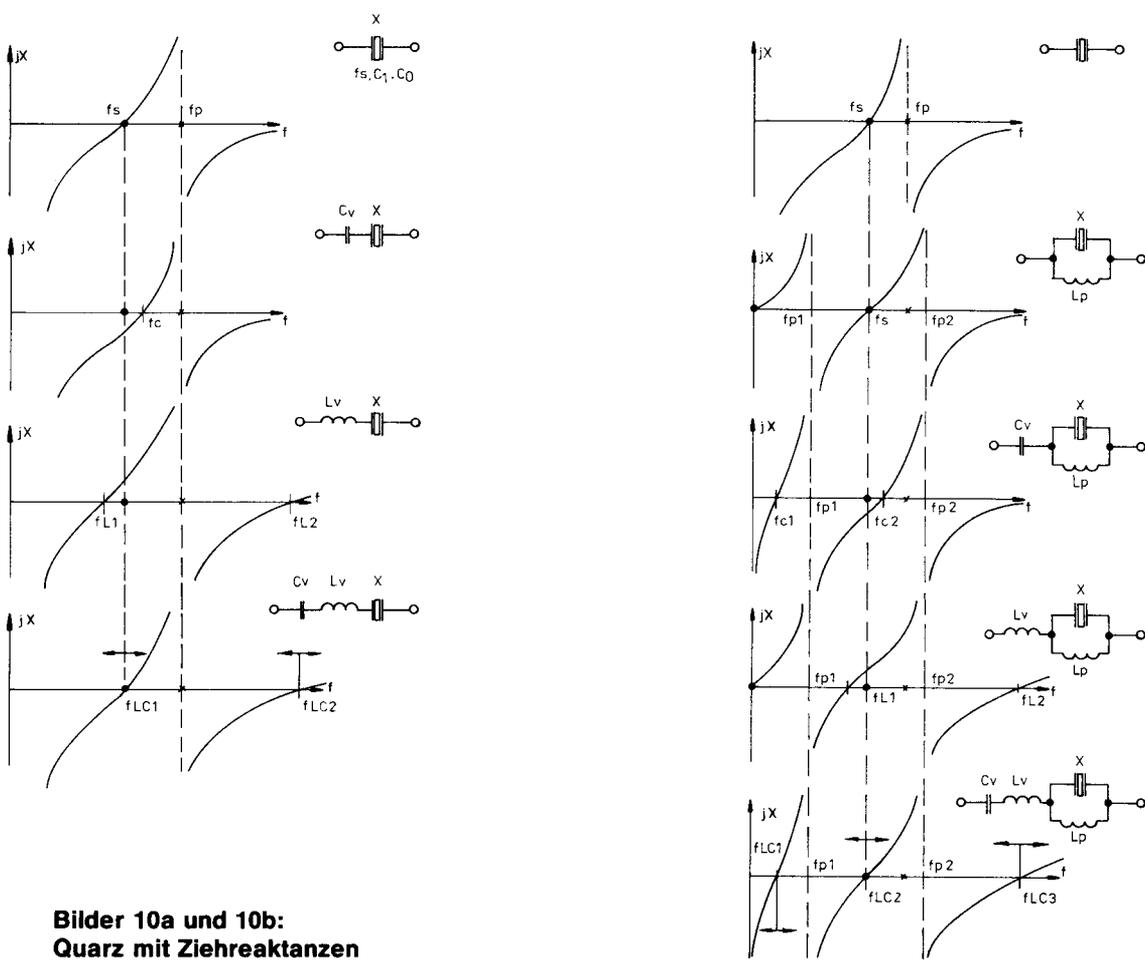
$$f_{C_2} \approx f_s \left(1 + \frac{C_1}{2 C_V} \right) \tag{14}$$

jedoch tritt eine zusätzliche Serienresonanzstelle f_{C_1} unterhalb von f_{p_1} auf.

Eine Serienspeule L_V erniedrigt die Hauptresonanz auf

$$f_{L_1} \approx f_s \left(1 - \frac{C_1}{2} \omega_s^2 L_V \right) \tag{15}$$

wobei eine weitere Serienresonanzstelle f_{L_2} oberhalb von f_{p_2} erscheint.



Bilder 10a und 10b:
Quarz mit Ziehreaktanzen

Die beim Ziehen mit einem Serienkreis L_V, C_V entstehende neue Frequenz

$$f_{LC_2} \approx f_s \left[1 - \frac{C_1}{2} \left(\omega^2 L_V - \frac{1}{C_V} \right) \right] \quad (16)$$

kann unterhalb oder oberhalb der Hauptresonanz liegen. In diesem Falle treten zwei weitere Serienresonanzen, f_{LC_1} und f_{LC_3} , auf.

Alle zusätzlichen Resonanzstellen sind nicht quarzstabilisiert, sondern sind parasitäre Resonanzen zwischen dem Ziehglied und dem (abseits der Hauptresonanz kapazitiv oder induktiv) verstimmten Kreis aus C_0 und L_p . Bei stark gezogenen Oszillatoren können diese vielen zusätzlichen Resonanzstellen erhebliche Probleme durch Umspringen der Oszillatorfrequenz verursachen. Da die parasitären Resonanzen oft niederohmiger sind als die gezogene Hauptresonanz, ist ein Umspringen oft nur schwer zu verhindern.

Bild 11 vermittelt eine quantitative Vorstellung vom Ziehverhalten der verschiedenen Schaltungen. Es wurde von einem Grundwellen-Quarz (10 MHz) mit $C_0 = 6 \text{ pF}$ und $C_1 = 20 \text{ fF}$ mit und ohne C_0 -Kompensation ausgegangen. Als Ziehglied wird ein Serien-Kondensator mit einem Serienschwingkreis L_V, C_V verglichen. Dabei wurde C_V zwischen 10 pF und 30 pF variiert und L_V so gewählt, daß der Reihenschwingkreis bei einem mittleren $\bar{C}_V = \sqrt{10 \cdot 30} \text{ pF}$ auf die Quarzfrequenz f_s abgestimmt war. Damit ergibt sich ein ungefähr symmetrisch um f_s liegender Ziehbereich.

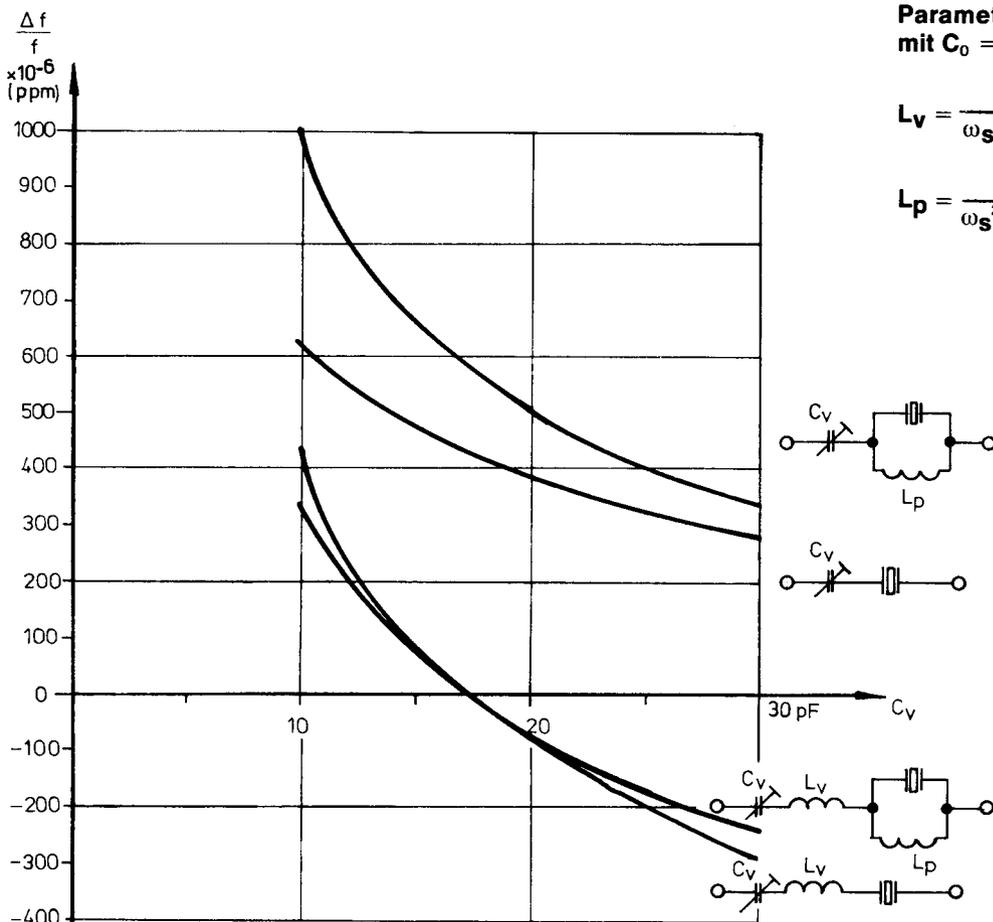


Bild 11:
Ziehverhalten verschiedener Schaltungen mit $C_V = 10 - 30 \text{ pF}$.
Parameter: Grundton-AT-Quarz mit $C_0 = 6 \text{ pF}$; $C_1 = 20 \text{ fF}$.

$$L_V = \frac{1}{\omega_s^2 \sqrt{10 \text{ pF} \cdot 30 \text{ pF}}}$$

$$L_p = \frac{1}{\omega_s^2 C_0}$$

Diese Kurven wurden durch eine komplexe Schaltungsanalyse ergänzt, bei der die Quarzverluste (Güte $Q_Q = 39\,800$) und die Spulenverluste ($Q_{L_V} = Q_{L_P} = 100$) berücksichtigt wurden. Die Ergebnisse sind in **Tabelle 4** zusammengestellt.

Ziehbereich $\frac{\Delta f}{f}$ (ppm)	347	622	665	666
R_1' (10 pF)	51.2 Ω	40.6 Ω	29.6 Ω	30.9 Ω
Widerstandstransformation R_1' (30 pF)	28.8 Ω	23.8 Ω	21.1 Ω	29.8 Ω
Effektivgütete	$Q' = 39\,800$	$Q' = 30\,800 - 24\,400$	$Q' = 27\,000 - 37\,700$	$Q' = 26\,000 - 27\,000$

Quarz: Grundton-AT, $C_0 = 6$ pF; $C_1 = 20$ fF; $R_1 = 20$ Ω ($Q_{QU} = 39\,800$)

Ziehglieder: $L_V = \frac{1}{\omega_0^2 \sqrt{10 \text{ pF} \cdot 30 \text{ pF}}}$; $L_P = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_0}$; $Q_{L_V} = Q_{L_P} = 100$
 (bei 10 MHz: $L_V = 14,6$ μH ; $L_P = 42,2$ μH)

Tab .4:
Zieverhalten verschiedener Ziehschaltungen für $C_V = 10$ bis 30 pF

4.1.2. Bemerkungen zu den Ziehschaltungen

4.1.2.1. Quarz ohne C_0 -Kompensation

Setzt man lediglich einen Ziehkondensator C_V ein, so erhält man den kleinsten Ziehbereich, wobei alle Frequenzen oberhalb der Quarzfrequenz liegen. Die Gesamtgüte bleibt über den Gesamtbereich praktisch konstant (gleich Quarzgüte), jedoch wird der Serienresonanzwiderstand hochtransformiert auf einen Wert

$$R_1' = R_1 \left(1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2 \tag{17}$$

Bei sehr kleiner Lastkapazität kann R_1' sehr hohe Werte annehmen (im obigen Beispiel wird $R_1' = 96,8$ Ω bei $C_L = 5$ pF). Dies kann zum Aussetzen des Oszillators beziehungsweise zu Anschwingproblemen führen. Da zudem die Ziehfähigkeit bei so kleinen Kapazitäten stark ansteigt (siehe Gl. 9), kann Instabilität oder Nichtreproduzierbarkeit der Oszillatortfrequenz auftreten. Dieser Fehler ist häufig auch in Datenblättern für integrierte Schaltungen zu finden. Beim bekannten Mischer SO 42 P beispielsweise ergibt sich im Originaldatenblatt eine effektive Lastkapazität von ca. 6 pF ! Ähnliches findet sich auch beim μP -Clock-Oszillator des Systems 8080.

Mit einem Serienkreis ist der Ziehbereich wesentlich größer und kann symmetrisch zur Quarz-Serienresonanz gelegt werden. Der transformierte Widerstand ist kleiner als im ersten Fall. Die Gesamtgüte verschlechtert sich jedoch durch die Spule sehr stark. Wie in **Bild 12** gezeigt ist, läßt sich der Ziehbereich asymmetrisch nach unten noch stark ausdehnen, wenn L_V vergrößert wird, jedoch bricht die Gesamtgüte sehr schnell zusammen. So

ist in der unteren Kurve von Bild 12 der Ziehbereich $1106 \cdot 10^{-6}$, die Güte geht aber bis auf 12500 zurück! Dies ist eine allgemeine Regel für jede Ziehschaltung mit Induktivitäten.

4.1.2.2. Quarz mit C_0 -Kompensation

Mit nur einem Ziehkondensator zusätzlich zur C_0 -Kompensation ist der Ziehbereich sehr groß, der transformierte Verlustwiderstand R_1' liegt wesentlich günstiger als bei den anderen Schaltungen. Auch bleibt die Gesamtgüte relativ hoch. Für bestimmte Anwendungen ist lediglich nachteilig, daß die Oszillatorfrequenz stets oberhalb der Quarzfrequenz liegt.

Mit einem Serienkreis zusätzlich zur C_0 -Kompensation ist der Ziehbereich trotz des hohen Bauelementenaufwands nicht größer als im vorhergehenden Beispiel, allerdings liegt er symmetrisch zur Quarzfrequenz. Zwar ist R_1' relativ konstant, jedoch ist die Gesamtgüte wegen der zwei Spulen sehr niedrig.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß mit C_0 -Kompensation stets größere Ziehbeträge erzielt werden als ohne, der Effekt der Kompensation aber bei Ziehen mit Serienschwingkreis nur noch minimal ist. Um einen großen Ziehbereich zu erzielen, ist die Schaltung mit C_0 -Kompensation und Ziehkondensator meist am günstigsten (oberste Kurve in Bild 11).

4.1.3. Einfluß der Ersatzdaten des Quarzes

Wie die Formeln (8) - (16) zeigen, ist die Ziehfähigkeit umso besser, je größer die dynamische Kapazität C_1 des Quarzes ist. Diese kann durch das Quarzdesign in bestimmten Grenzen beeinflußt werden, jedoch nimmt zum einen dabei auch die statische Kapazität C_0 des Quarzes zu und zum anderen steigt dabei auch – physikalisch bedingt – die Intensität der unerwünschten, sogenannten anharmonischen Nebenresonanzen des Quarzes an. Die Realisierung extremer Ziehforderungen sollte deshalb in der Praxis in enger Verbindung mit dem Quarzhersteller gefunden werden.

Wie die dynamische Kapazität C_1 wird auch die Ziehfähigkeit bei Obertonquarzen um den Faktor $1/n^2$ reduziert. Für die einfachste Ziehschaltung – nur ein Ziehkondensator, keine C_0 -Kompensation –, ist dies in **Tabelle 5** veranschaulicht. Ein zu ziehender Quarzoszillator in der Frequenzaufbereitung sollte daher eine möglichst hohe Grundton-Frequenz aufweisen (20 bis 30 MHz), während bei Obertonquarzen der niedrigstmögliche Oberton verwendet werden sollte.

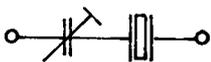
					
$C_V = 10 \text{ bis } 30 \text{ pF}$	Grundton	3. Oberton	5. Oberton	7. Oberton	9. Oberton
Quarzdaten: C_0	6 pF	5 pF	5 pF	5 pF	5 pF
C_1	20 fF	2 fF	0.7 fF	0.35 fF	0.25 fF
Ziehbereich $\frac{\Delta f}{f}$	$347 \cdot 10^{-6}$	$38.1 \cdot 10^{-6}$	$13.3 \cdot 10^{-6}$	$6.7 \cdot 10^{-6}$	$4.7 \cdot 10^{-6}$

Tabelle 5: Ziehfähigkeit in Abhängigkeit vom Oberton

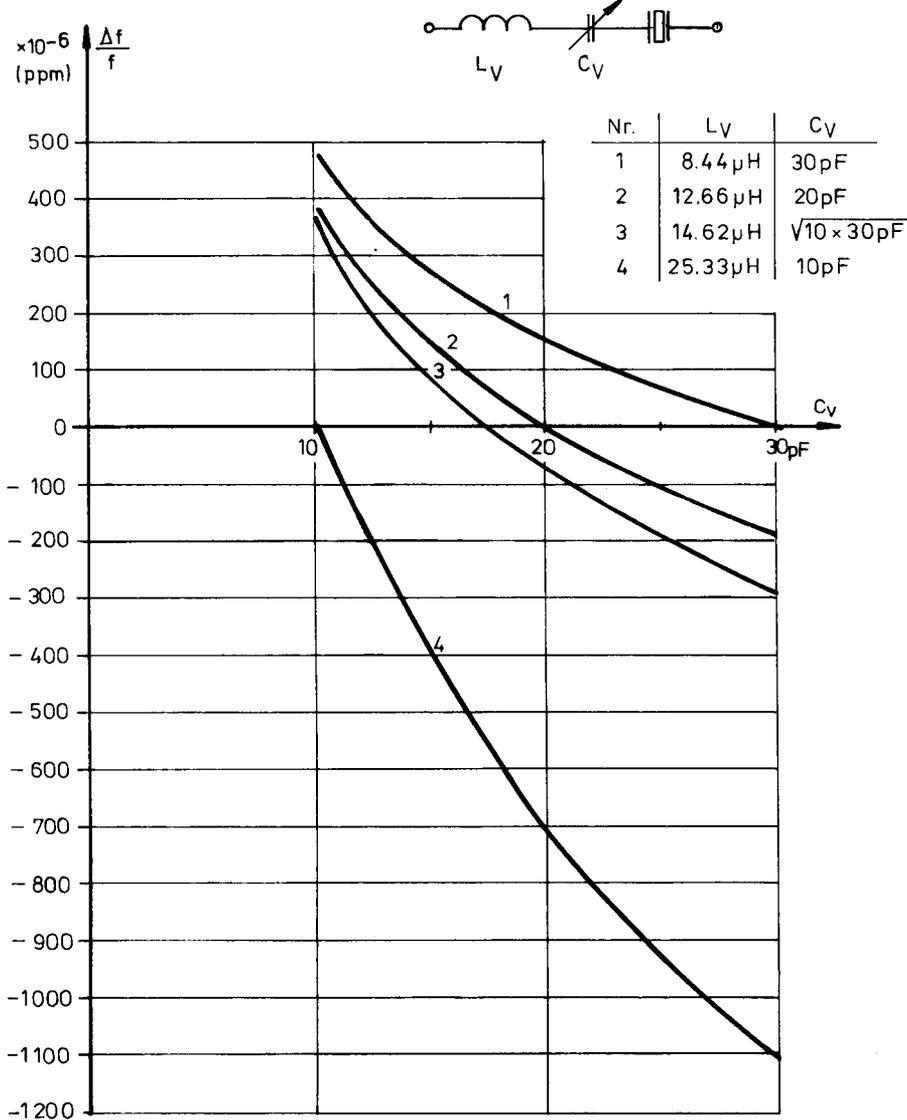


Bild 12:
Ziehen mit
Serienkreisen
 $C_V = 10 - 30 \text{ pF}$
Parameter:
 $C_0 = 6 \text{ pF}$
 $C_1 = 20 \text{ fF}$

4.2. Modulation von Quarzoszillatoren

Die in den **Bildern 11 und 12** gezeigten Ziehkurven sind mehr oder weniger stark nicht-linear. Beim Ziehen mit Kapazitätsdioden wirkt die Nichtlinearität der Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie dem entgegen, so daß die Modulations-Kennlinie dadurch verbessert wird.

Als Beispiel dafür ist für die vier in Abschnitt 4.1. besprochenen Ziehschaltungen die Modulations-Kennlinie bei Verwenden einer Kapazitätsdiode des Typs BB 109 berechnet worden und in **Bild 13** dargestellt.

Im **Bild 13a** ist die Kapazitäts-Sperrspannungs-Kennlinie der Diode wiedergegeben.

Die einfachste Ziehschaltung ergibt in diesem (speziellen) Fall eine praktisch geradlinige Modulations-Kennlinie. Auch die Schaltung mit Serienkreis liefert noch gute Linearität. Dagegen sind die C_0 -kompensierten Ziehschaltungen – bei allerdings größerem Hub – stets etwas schlechter als die vergleichbare unkompensierte Schaltung.

Bei dieser Rechnung wurde angenommen, daß die HF-Spannung an der Kapazitätsdiode wesentlich kleiner als die Gleichspannung ist, was im allgemeinen jedoch nicht der Fall ist. Am Beispiel der einfachsten Ziehschaltung soll dies gezeigt werden (**Bild 14**). Bei Resonanz hat der Quarz einen induktiven Blindwiderstand, der entgegengesetzt gleich dem Blindwiderstand der Lastkapazität ist. Es sei hier C_0 vernachlässigt. Liegt an Quarz und Kapazitätsdiode die Gesamtspannung U_0 , dann stehen am Quarz-Blindwiderstand und an der (verlustfrei angenommenen) Lastkapazität jeweils die Spannungsbeträge

$$U_{L_1} = U_{C_D} = Q_q \cdot U_0 \tag{18}$$

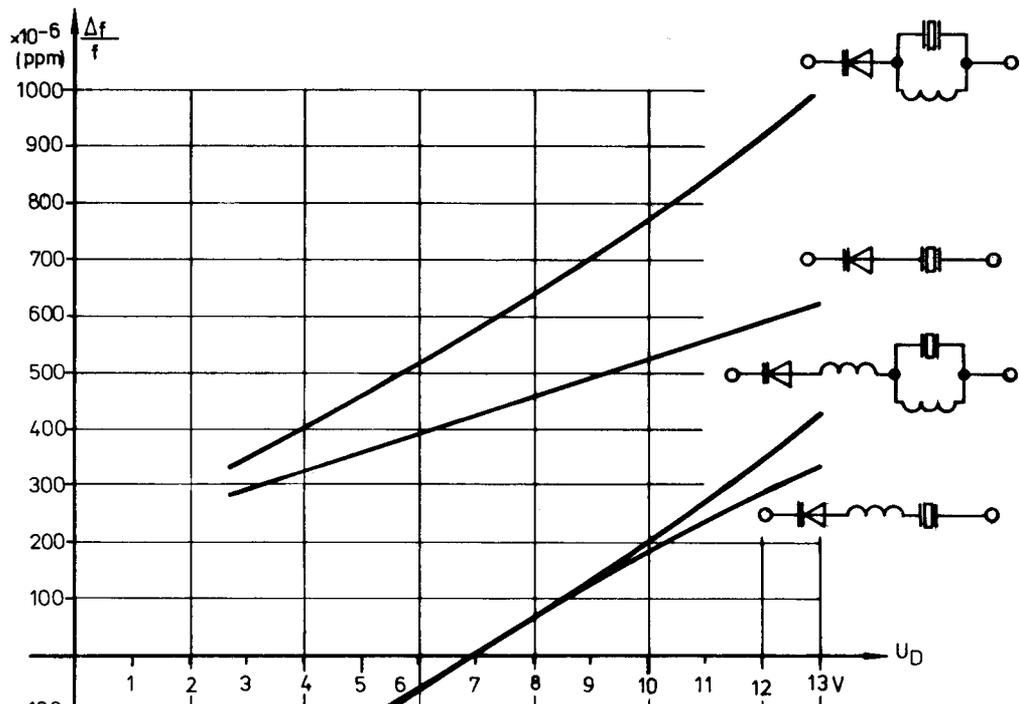


Bild 13:
Modulationsverhalten mit
Kapazitätsdiode BB 109

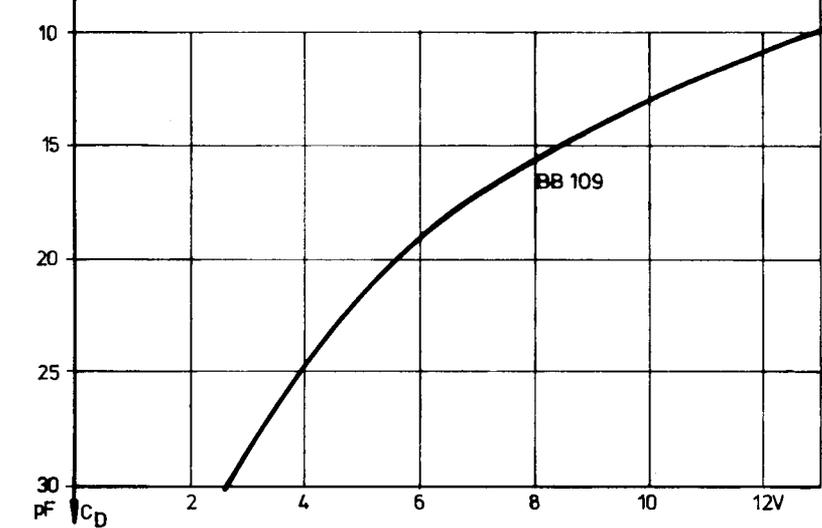


Bild 13a:
Diodenkennlinie
 $C_D = f(U_D)$

($Q_q = \text{Quarzgüte}$), während an R_1 die Spannung U_0 liegt, welche die Quarzbelastung bestimmt. Bei einer Quarzbelastung P_q wird somit durch die Resonanzüberhöhung an der Kapazitätsdiode eine Spannung

$$U_{CD} = Q_q \sqrt{P_q \cdot R_1} = \frac{1}{\omega_0 C_1} \sqrt{\frac{P_q}{R_1}} \quad (19)$$

aufgebaut.

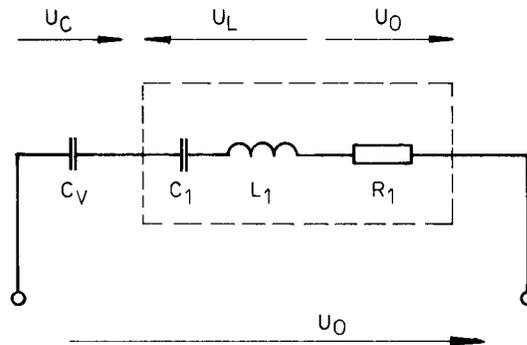


Bild 14:
Resonanzüberhöhung
an der Lastkapazität

Als Zahlenbeispiel:

$$P_q = 2 \text{ mW}, R_1 = 20 \Omega, f_0 = 10 \text{ MHz}, C_D = 10 \text{ pF}.$$

In diesem durchaus realistischen Fall ergibt sich eine Wechselspannung an der Kapazitätsdiode von $U_{CD} = 15,9 \text{ V}$, die einer Spitze-Spitze-Spannung von 45 V entspricht und der Gleichspannung überlagert ist. Bei der BB 109 ist für $C_D = 10 \text{ pF}$ eine Vorspannung von ca. 13 V notwendig; selbst dann wird noch die gesamte Dioden-Kennlinie im Rhythmus der HF-Spannung bis in den Durchlaßbereich hinein »durchgewobbelt«! Durch gegensinniges Serienschalten zweier Dioden wird die Situation zwar verbessert, bleibt prinzipiell aber immer problematisch!

5. FREQUENZSTABILITÄT VON QUARZOSZILLATOREN

5.1. Langzeit-Stabilität

Die Langzeit-Stabilität hängt von den Alterungseigenschaften der externen Bauteile – insbesondere der Güte von Schwingkreisen und dem Dämpfungseffekt der Transistoren auf die Quarzgüte – und von der Quarzalterung ab. Diese ist je nach Quarztyp und Belastung im Oszillator verschieden und beträgt typisch 1 bis $3 \cdot 10^{-6}$ / Jahr im ersten Jahr. Da die Alterung logarithmisch mit der Zeit abnimmt, kann sie durch Voraltern (etwa bei 85°C oder 125°C – möglichst beim Hersteller !) verringert werden.

Die Quarzbelastung in einem langzeitstabilen Oszillator sollte möglichst gering sein (1 bis $20 \mu\text{W}$). Wegen der besseren Temperatureigenschaften sind AT-Quarze vorzuziehen. Für hochstabile Quarzoszillatoren werden wegen der höheren Güte und dem höheren L_1/C_1 -Verhältnis relativ niederfrequente Oberton-AT-Quarze verwendet. So setzt man beispielsweise Quarze im 3. oder 5. Oberton mit 5 oder 10 MHz ein.

5.2. Kurzzeit-Stabilität

Die Kurzzeit-Stabilität von Quarzoszillatoren war vor Jahren nur für Präzisions-Oszillatoren (sekundäre Frequenz- und Zeitnormale) von Interesse. In letzter Zeit dagegen bekam sie steigende Bedeutung beim Bau von empfindlichen KW- und insbesondere VHF- und UHF-Empfängern, sowie für Mikrowellen-Oszillatorketten.

Das rauschbehaftete Ausgangssignal eines Oszillators

$$U(t) = (U_0 + \varepsilon(t)) \sin(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (20)$$

hat eine mittlere Amplitude U_0 , die um einen Rauschanteil $\varepsilon(t)$ schwankt, und eine Gesamtphase mit der Mittenfrequenz ω_0 , die mit $\varphi(t)$ verrauscht ist. Da eine zeitliche Phasenänderung $\frac{d\varphi}{dt}$ mit einer Frequenz korreliert ist, das heißt

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (21)$$

ist, bedeutet dies, daß das Oszillatorsignal durch das Phasenrauschen moduliert wird und damit Rauschseitenbänder besitzt, die beispielsweise mit einem entsprechend empfindlichen und selektiven Spektrum-Analysator nachgewiesen werden können.

In der Empfängermischstufe werden den Eingangssignalen durch das verrauschte Oszillatorsignal dessen Seitenbänder aufmoduliert. Dadurch ergeben auch Signale neben der eingestellten Empfangsfrequenz ein Rauschsignal im Nutzkanal. Dieser Rauschanteil kann bis zum Zustoßen des Empfängers führen [6] [7].

Einfache Methoden zur Messung des Phasenrauschens sind in [8] und [9] beschrieben. Zusammenfassende Darstellungen sind zum Beispiel in [10] zu finden. International empfohlen ist ein von der IEC in [11] beschriebenes Meß- und Auswerte-Verfahren.

Angaben über das Rauschverhalten von Quarzen sind in [12] [13] zu finden. Beim Entwurf von kurzzeitstabilen Quarzoszillatoren sind folgende Aspekte zu berücksichtigen:

Im Vergleich zu extrem langzeitstabilen Quarzoszillatoren sollte hier die Quarzbelastung relativ hoch sein (100 bis 500 μW).

Die Quarzgüte wird in jedem Oszillator durch Dämpfung verringert; bei einstufigen, selbstbegrenzenden Oszillatoren beträgt die Effektivgüte ungefähr nur 15 bis 20 % der Quarzgüte. Dabei verhalten sich Serienresonanz-Oszillatoren im allgemeinen etwas günstiger als Parallelresonanz-Oszillatoren.

Bei bipolaren Transistoren ist das Rauschen wesentlich von der Basis-Emitter-Strecke bestimmt. Dabei ist das Rauschen von PNP-Transistoren geringer als das eines komplementären NPN-Transistors. MOSFETs rauschen sehr stark, wobei bei tiefen Frequenzen das $1/f$ -Rauschen, bei hohen Frequenzen das thermische Rauschen des Drain-Source-Kanals dominiert. Sperrschicht-FETs rauschen gegenüber bipolaren Transistoren und MOSFETs am wenigsten. Deshalb wird für rauscharme Quarzoszillatoren ein Hochstrom-LeistungsfET wie beispielsweise der Typ CP 643 oder P 8000 empfohlen [14].

Verwendet man bipolare Transistoren, dann sollten Typen mit möglichst hoher Gleichstromverstärkung (h_{FE}), aber sehr kleinem Basisbahn-Widerstand ($r_{bb'}$), also typische VHF-Transistoren, mit möglichst kleinem Kollektorstrom betrieben werden.

Mehr als durch diese Maßnahmen (und eventuell spezielles Quarzdesign) ist die Kurzzeitstabilität jedoch durch folgende Maßnahmen zu verbessern:

Einstufige Quarzoszillatorschaltungen sollten vermieden werden. Sie haben ein starkes Phasenrauschen, da der Transistor bis in die Begrenzung angesteuert wird. Dabei wird für eine Teilperiode die Kollektor-Basis-Spannung fast Null und die Basis-Emitter-Schwellenspannung (S_i : 0,6 V) wird unterschritten. Die Impedanz, die der Quarz am Transistor »sieht«, schwankt im Takt des HF-Signals, womit starke Rauschseitenbänder des Oszillatorsignals entstehen.

Es sollte daher die Begrenzungsfunktion von der Verstärkerstufe, an die der Quarz angekoppelt ist, abgetrennt werden. Eine Amplituden-Regelschleife ist jedoch ungünstig, da diese zusätzliches Phasenrauschen entstehen lassen kann.

Das Hauptinstrument zur Verbesserung der Kurzzeit-Stabilität ist eine starke HF-Gegenkopplung. Eine bewährte Schaltung wurde von M.M. Driscoll 1972 vorgestellt [15], die mit einem 5-MHz-Quarz im 3. Oberton arbeitet. Seither sind mehrere Varianten mit sehr guten Kurzzeit-Eigenschaften bis 100 MHz veröffentlicht worden [16] bis [19]. **Bild 15** zeigt die Grundversion. Es handelt sich um einen zweistufigen Dreipunkt-Oszillator mit dem Schwingkreis L_2/C_2 . Als Verstärker wird eine Kaskodeschaltung (geringe Rückwirkung !) verwendet, in welcher der erste Transistor durch den (mit L_0 kompensierten) Quarz im Emitter gegengekoppelt ist. Der Transistor T_1 arbeitet in einem stabilen A-Betrieb ($I_C = 5 \text{ mA}$), wogegen der vom Quarz isolierte Transistor T_2 einen Ruhestrom von nur ca. 0,8 mA hat. Er geht somit als erster in Begrenzung und bestimmt damit die Schwingungsamplitude. Die Kurzzeit-Stabilität ist um so besser, je höher der Serienresonanzwiderstand R_1 (bei gleicher Güte !) des Quarzes ist, da dieser die Gegenkopplung von T_1 erhöht.

Die Quarzbelastung beträgt in diesem Oszillator 85 μW , der HF-Ausgangspegel liegt bei 4 dBm, und die Effektivgüte beträgt ca. 50 % der Quarzgüte. **Bild 16** zeigt Vergleichsmessungen des Phasenrauschens, die von U.L. Rohde in [21] wiedergegeben wurden.

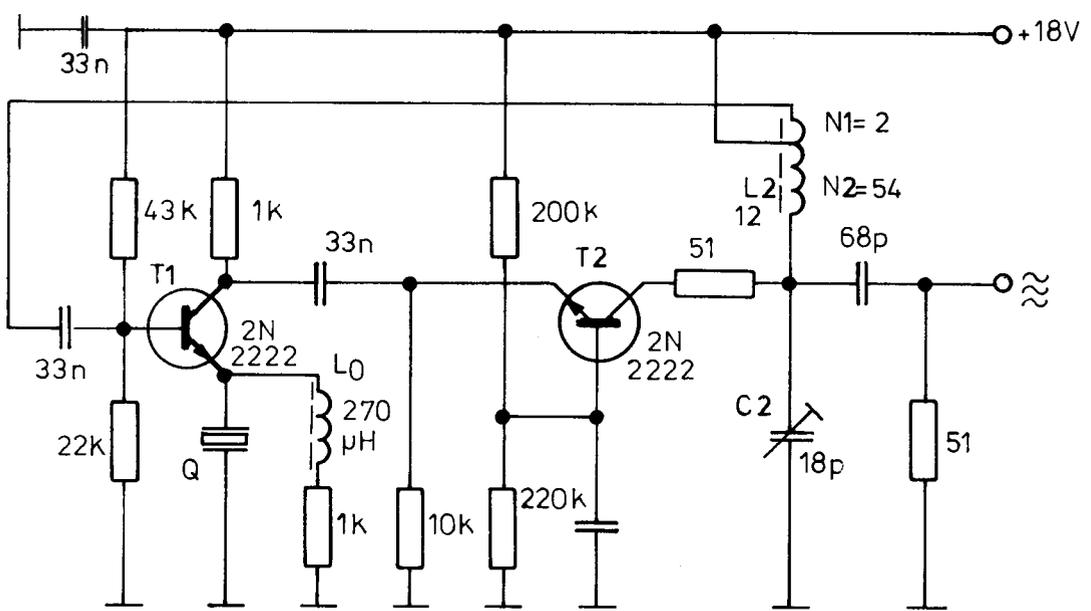


Bild 15: Quarzoszillator (5 MHz / 3. Oberton) mit großer Kurzzeit-Stabilität

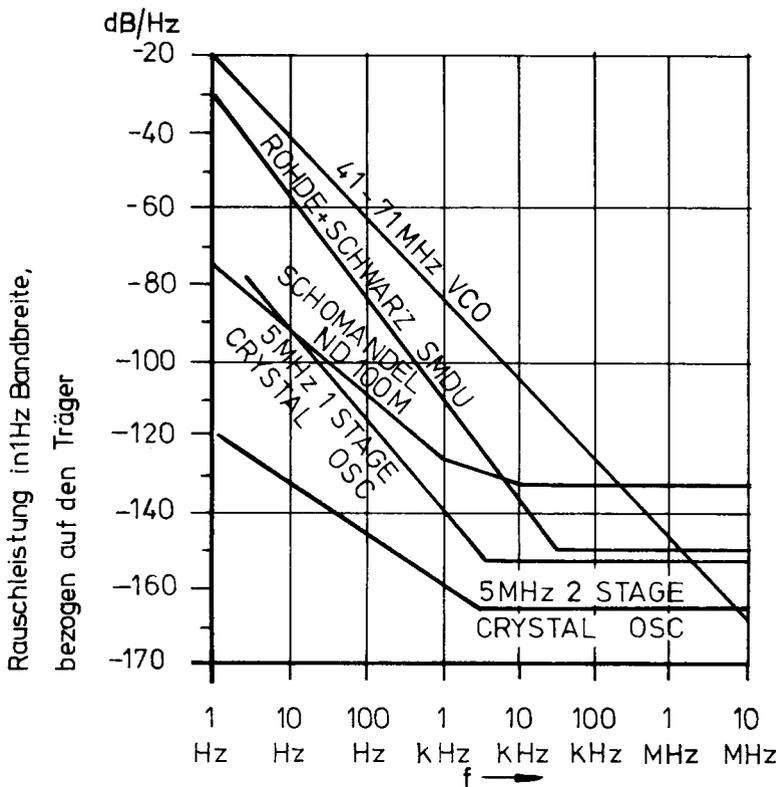


Bild 16 a:
Rauschseitenbänder
verschiedener Generatoren
im Vergleich zum
5-MHz-Oszillator aus
Abbildung 15 nach [21]

Die Schwingungsbegrenzung kann auch dadurch erreicht werden, daß am Ausgang von T₂ vorgespannte Schottky-Dioden (wegen des geringen 1/f-Rauschens sind diese vorzuziehen) antiparallel zugeschaltet werden.

Einen rauscharmen Oszillator nach diesem Prinzip, der für einen 96-MHz-Quarz dimensioniert wurde, zeigt **Bild 16 b**. Es werden Leistungs-FETs des Typs P 8000 eingesetzt und auf soliden A-Betrieb eingestellt (R 1, R 2, R 3). Mit C 1 wird die Schaltung schwach rückgekoppelt, indem ein verhältnismäßig großer Wert gewählt wird. L_p errechnet man nach Formel 13, mit $C_0 = 5 \text{ pF}$. L 1 sollte etwa $0,25 \mu\text{H}$ haben, und die Dioden D zur Amplitudenbegrenzung sind Schottky-Dioden (beispielsweise HP 2800).

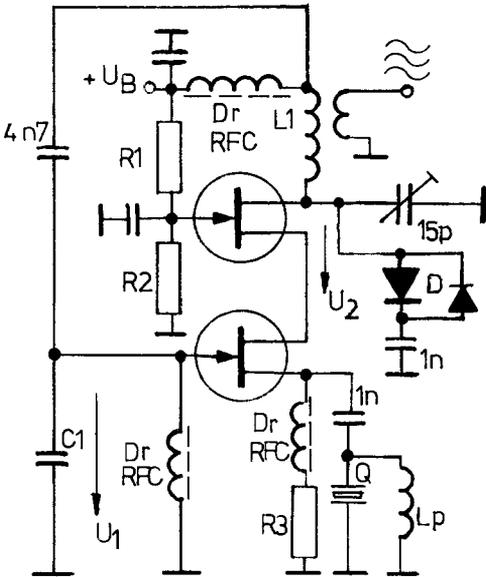


Bild 16 b:
Schaltungsvorschlag für einen kurzzeitstabilen VHF-Quartzoszillator (96 MHz)

Zum Abgleich werden zunächst die Begrenzerdioden entfernt und der Quarz kurzgeschlossen. Mit dem Trimmer stellt man dann die freischwingende Frequenz ungefähr auf die Quarzfrequenz ein. Nach Zuschalten des Quarzes wird mit dem Dipmeter bei abgeschaltetem Oszillator die Kompensationsspule L_p auf die Quarzfrequenz (hier: 96 MHz) abgeglichen. Nun muß bei Anlegen der Betriebsspannung der Oszillator quarzstabil schwingen. Durch Zufügen der Diode wird die HF-Amplitude mit U_{Limit} auf etwa die Hälfte des Wertes des selbstbegrenzenden Oszillators gedrosselt.

Man kann statt dessen auch die Begrenzungseigenschaften eines nachgeschalteten Differenzverstärkers zur Amplitudenbegrenzung ausnutzen [19].

Nach diesem Kaskoden-Prinzip mit Quarz am Emitter können kurzzeitstabile Oszillatoren bis 100 MHz gebaut werden. Eine weitere Absenkung der Rauschseitenbänder läßt sich durch Nachschalten eines einfachen Quarzfilters hinter den Quarzoszillator erreichen, etwa wie in **Bild 17** dargestellt. L_2 ist bifilar auf einen Ringkern zu wickeln und mit C_2 auf die Mittenfrequenz abzustimmen. Die Kapazität C_3 ist so groß wie die statische Kapazität C_0 des Quarzes zu wählen. Der Abschlußwiderstand ist [22]

$$R_T = \frac{1}{2\pi f_0 C_0} \tag{22}$$

wobei die Bandbreite von dem Verhältnis $C_1 : C_0$ abhängt:

$$b_{ges} = f_0 \frac{C_1}{2C_0} \tag{23}$$

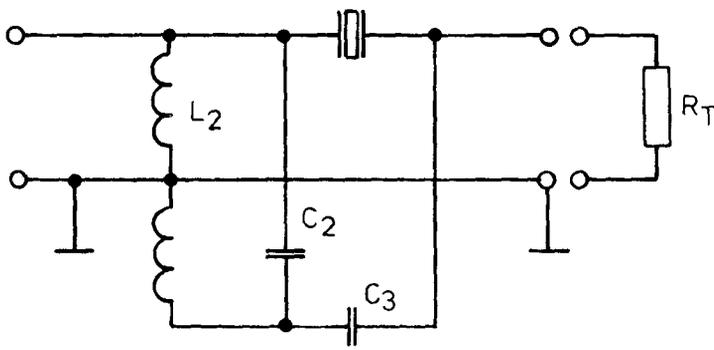


Bild 17:
Einfaches Quarzfilter zur
Verringerung des
Phasenrauschens

6. UMSCHALTEN MEHRERER QUARZE DURCH DIODEN

In diesem Punkt wird auch bei kommerziellen Geräten immer wieder gesündigt. In **Bild 18a** wurde ein »worst-case«-Modell gezeichnet, in dem alle typischen Fehler enthalten sind :

Die Schaltdioden sind beidseitig HF-führend, die »Sperr«-spannung ist 0 V. Die Dioden werden also im Rhythmus der Hochfrequenz geöffnet, die Verkopplung über die Sperrschichtkapazität der Dioden kann dann

- zu einem Mitziehen durch den Nachbarquarz
- zum Springen der Oszillatorfrequenz beim Ziehen
- und schließlich dazu führen, daß ein nicht eingeschalteter Quarz höherer Güte oder eine niederohmige Nebenresonanz irgend eines beliebigen Quarzes frequenzbestimmend wird.

Daß diese Effekte oft nur bei bestimmten Temperaturen oder Betriebsspannungen etc. auftreten, macht sie nur noch tückischer. Manchmal werden die Quarze auch einfach durch eine parallelgeschaltete Diode kurzgeschlossen, was dann gut gehen kann (aber nicht muß), wenn der Diodenwiderstand viel kleiner als der Quarzwiderstand ist.

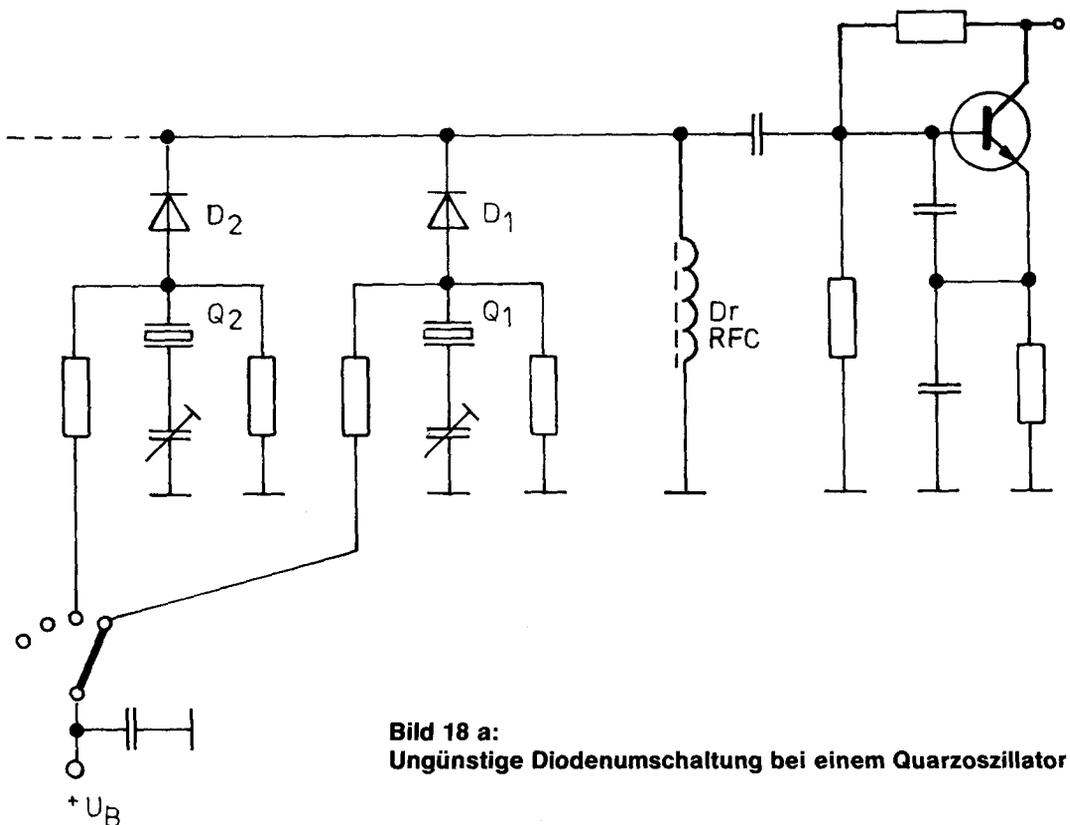


Bild 18 a:
Ungünstige Diodenumschaltung bei einem Quarzoszillator

Eine Optimalschaltung zeigt **Bild 18 b**. Die Dioden sind einseitig HF-mäßig »kalt« und mit der halben Betriebsspannung vorgespannt. Beim Öffnen von Diode D_1 wird D_2 mit $U_B/2$ gesperrt. Eine zusätzliche Nebenschlußdiode parallel zum Quarz (gestrichelt) verbessert die Entkopplung weiter. Nachteilig ist allerdings der höhere Bauelementeaufwand. Geeignete kapazitätsarme schnelle Schaltdioden sind zum Beispiel die Typen BAY 67, 1N 4148 oder 1N 4151.

Die nach wie vor zuverlässigste Art, Quarze umzuschalten ist das Verwenden getrennter Oszillatoren !

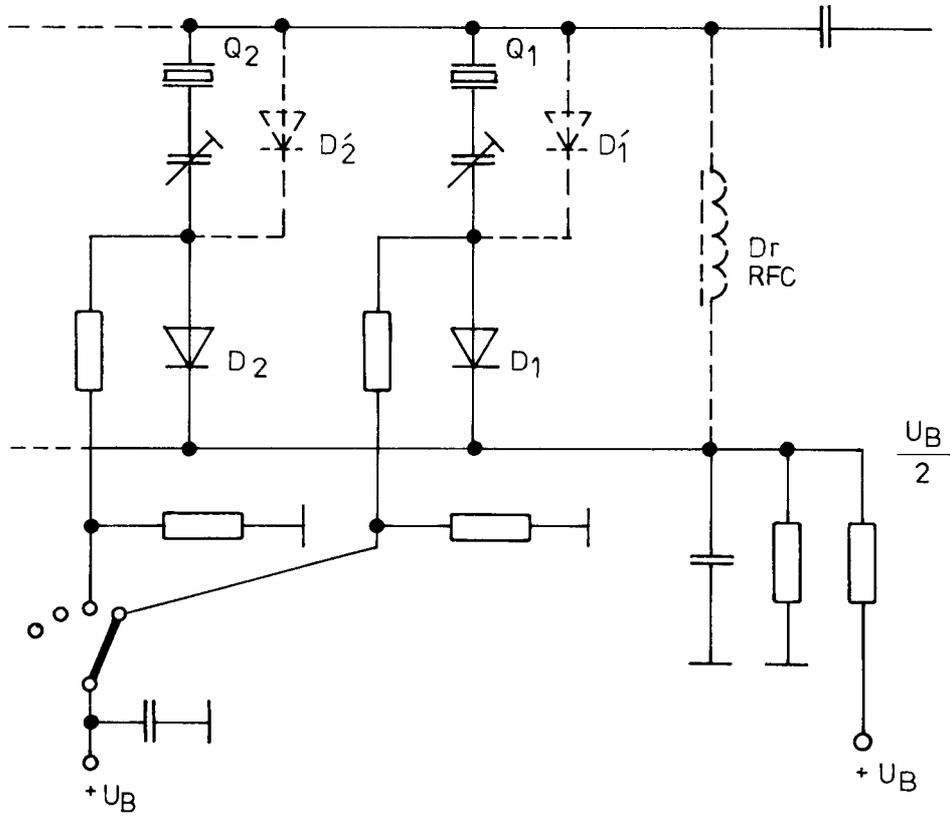


Bild 18 b: Verbesserte Diodenumschaltung von Oszillatorquarzen

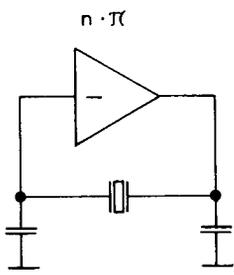
7. MODERNE QUARZOSZILLATOREN MIT INTEGRIERTEN SCHALTUNGEN

7.1. TTL- und CMOS-Gatterschaltungen

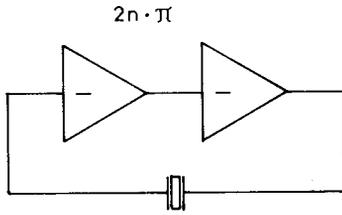
Diese Oszillatoren werden sehr häufig gerade da eingesetzt, wo sie am wenigsten angebracht sind: in Frequenz- oder Periodenzählern, Uhren und anderen Meßgeräten.

In **Bild 19** sind die bekannten Grundschaltungen für Parallel- und Serienresonanz-Oszillatoren mit TTL- und CMOS-Gattern zusammengestellt [23] [24] [25]. Die Gegenkopplungswiderstände sind zur Linearisierung der Gatter notwendig; ohne sie schwingt der Oszillator nur schlecht oder überhaupt nicht an.

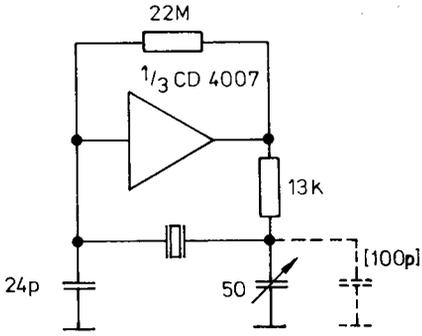
TTL- und CMOS-Gatter sind als Digitalbauelemente darauf optimiert, zwischen zwei Grenzzuständen »sauber« umzuschalten. Sie können zwar durch Gegenkopplung linearisiert werden, dieses lineare Verhalten ist aber nicht reproduzierbar und erst recht nicht optimal.



„Parallelresonanz“

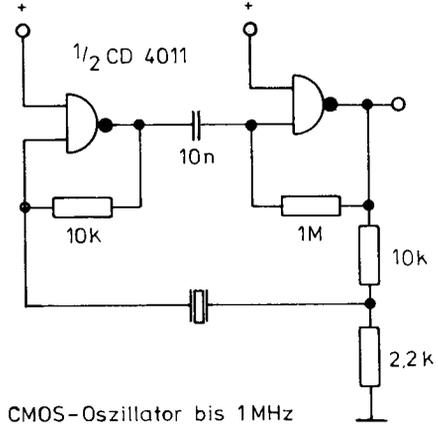


„Serienresonanz“



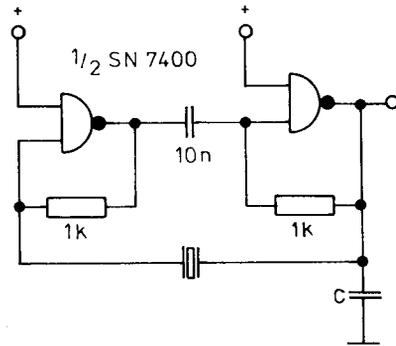
[] nur bei $f < 1 \text{ MHz}$

CMOS-Oszillator bis 3MHz



CMOS-Oszillator bis 1MHz

f [MHz]	0,2	0,5	1	2	5
C	3,3 nF	1,2 nF	680 pF	330 pF	120 pF



TTL-Oszillator bis 5 MHz

Bild 19: Oszillatoren mit Logik-Gattern

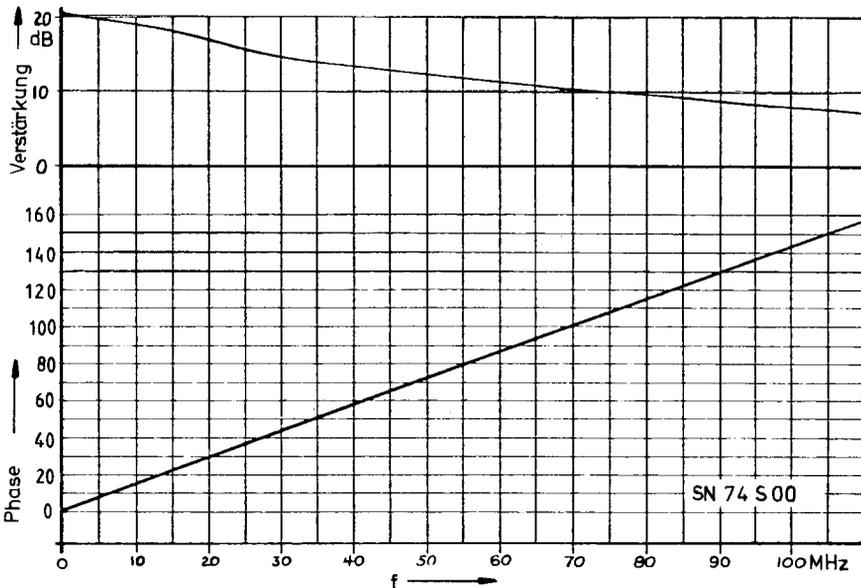
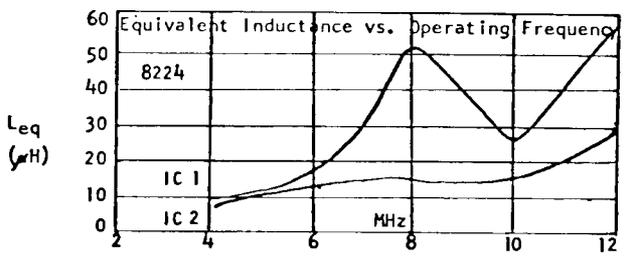


Bild 20: Amplituden- und Phasengang eines linearisierten SN 74 S 00

Betrachten wir beispielsweise den Amplituden- und Phasengang zweier in Reihe geschalteter linearisierter Schottky-NAND-Gatter SN 74 S 00 in Abhängigkeit von der Frequenz (**Bild 20**). Die theoretische Phasendrehung von 0° wird nur in der Nähe von null (!) Hz erreicht, oberhalb erreicht man jeden Phasenwinkel zwischen 0° und 160° , an der oberen Frequenzgrenze verhält er sich also fast wie ein idealer Inverter [26].



8224 IC1

8224 IC2

fs (MHz)	Δf (Hz)	Δf (PPM)	L_{eq} (μh)	* C_L To Cancel L_{eq} (pF)
2	OPERATES ON 3RD. OVERTONE			
4	-156	-39	6.8	233
8	-2958	-370	13.8	29
10	-6776	-678	18.1	14
12	-12200	-1017	28.2	6
16	-59318	-3637	—	—
18	NOT CRYSTAL CONTROLLED			

fs (MHz)	Δf (Hz)	Δf (PPM)	L_{eq} (μh)	C_L To Cancel L_{eq} (pF)
2	OPERATES ON 3RD. OVERTONE			
4	-214	-53	9.4	170
8	-7455	-932	50.8	8
10	-8506	-851	25.2	1
12	-16503	-1376	54.8	3
16	-171947	-10541	—	—
18	NOT CRYSTAL CONTROLLED			

Bild 21:
Äquivalente Gatter-Induktivität L_{eq} und Frequenzverwerfung Δf bei verschiedenen Clock-IS des Typs 8224 (für Mikroprozessor 8080)

Von Holmbeck [27] wurden mehrere Exemplare der Clock-IS 8224 des Mikroprozessorsystems 8080 untersucht. Die Meßwerte von 2 Stück sind in **Bild 21** zusammengestellt. Allgemein verhalten sich die Inverter induktiv, das heißt als ob eine Spule L_{eq} in Reihe geschaltet wäre, wobei starke Exemplarstreuungen auftreten. Den Frequenzgang dieser äquivalenten Induktivität zeigt das obere Bild für zwei Exemplare der gleichen IS. Die Folgen für einen Quarzoszillator sind in den beiden Tabellen ersichtlich:

- Bei tiefen Frequenzen (2 MHz) arbeiten beide Oszillatoren stabil mit dem 3. Oberton statt mit der Grundwelle;
- Die Frequenzverschiebung gegenüber Serienresonanz wird mit wachsender Frequenz immer größer und erreicht tausende von ppm, mit Streuungen von IS zu IS von ebenfalls tausenden ppm.
- Um den Einfluß von L_{eq} zu kompensieren, wird manchmal ein Kondensator in Reihe geschaltet. Die Werte, die dieser annehmen müßte, sind in der letzten Spalte eingetragen. Benötigt man beim einen IS bei 10 MHz beispielsweise 14 pF, so darf beim anderen IS höchstens 1 pF (!) vorhanden sein. Oberhalb von 12 MHz schließlich kann kein Kondensator mehr helfen.

- Bei 18 MHz endlich schwingen beide Oszillatoren nicht mehr quarzstabil. Ursache ist die zweite Resonanzstelle, die sich aus L_{eq} und C_o (Quarz) bildet (vgl. Abschnitt 4). Falls diese weit oberhalb der Quarzfrequenz liegt, kann ihre Anregung noch dadurch verhindert werden, daß parallel zum Gegenkopplungswiderstand der Gatter ein kleiner Kondensator gelegt wird (Tiefpaß).
- Da die Schleifenverstärkung sehr hoch ist, sind außerdem Störresonanzen mit anderen parasitären Schaltkapazitäten möglich.
- Bei NF-Quarzen werden oft andere, höherfrequente Moden leichter angeregt als die Grundfrequenz;
- Schließlich kann die Quarzbelastung unter Umständen so hoch werden, daß der Quarz unstabil arbeitet.

Diese Ausführungen betreffen auch die Schaltungen mit integrierten Teilern wie CD 4060, MC 14521, MC 14410, E 1115, sowie die Clock-IS MC 6875 (für μP 6800) usw.

7.2. Überblick über integrierte Schaltungen für Quarzoszillatoren

7.2.1. IS mit Digitalausgängen

Unter die gleiche Bewertungskategorie wie die Gatteroszillatoren fallen auch die bekannten TTL-VCO-Schaltungen wie 74324, 74325, 74326, 74327 (und deren Schottky- und Low-power-Schottky Varianten). Sie funktionieren mehr oder weniger zufällig auch dann, wenn statt des frequenzbestimmenden Kondensators ein Quarz eingesetzt wird.

Messungen des Verfassers ergaben folgende Ergebnisse:

Die **Bilder 22a und 22b** zeigen die Frequenzverwerfung (Differenz Oszillatorfrequenz zu Serienresonanzfrequenz des Quarzes) mehrerer Exemplare der Typen SN 74 LS 324 und SN 74 LS 325. Erstere schwingen oberhalb von 3 bzw. 4 MHz wild und schwingen ab 2 MHz mehrere 1000 ppm unterhalb der Quarzfrequenz. Der Typ SN 74 LS 325 setzt je nach Exemplar ab 5, 6 oder 8 MHz aus und zeigt ähnlich große Frequenzverwerfungen, jedoch erst ab etwas höherer Frequenz. Die Typen SN 74 LS 326 arbeiten schließlich entweder nur bei 1 MHz, nur zwischen 1 und 2 MHz oder nur bei 2 bis 2,5 MHz quarzstabil.

Bei diesen Messungen wurde der auf High zu legende »Range«-Eingang (Stift 2 beim 324) direkt an + 5 V gelegt und die »Frequency control«-Eingänge an Masse (Stift 13 beim 324, Stifte 6 und 11 beim 325, Stifte 9 und 10 beim 326). Laut nachträglich zugegangenen Mitteilungen des Herstellers sollen bessere Ergebnisse möglich sein, wenn an diesen Eingängen statt + 5 V nur + 4 V, und statt 0 V etwa + 1 V Vorspannung eingestellt wird.

Zwei speziell als Quarzoszillatoren angebotene integrierte Schaltungen werden im folgenden kurz vorgestellt:

SP 705 B (Plessey). Es handelt sich um einen Butler-Oszillator (1 bis 10 MHz) mit gegenphasigen Ausgängen von $f/2$ und $f/4$. Laut Datenblatt ist die Frequenzablage bei 10 MHz typisch $-50 \cdot 10^{-6}$. Die Streubreite um diesen Wert ist allerdings nicht angegeben.

Die Meßergebnisse des Verfassers zeigt **Bild 23**: Unterhalb von 1 MHz schwingt keiner der Oszillatoren an. Ab 1 MHz tritt das bekannte induktive Verhalten (Frequenzerniedrigung) auf, bis je nach Exemplar oberhalb von 2,5 MHz, 3 MHz oder 4 MHz die Schwingung

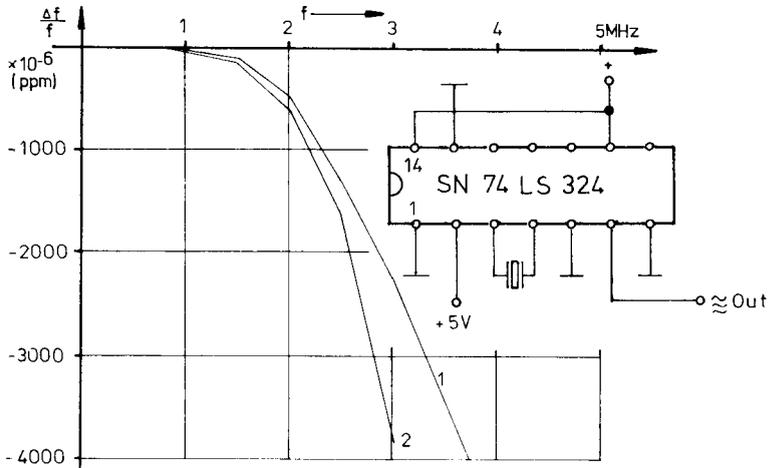


Bild 22 a:
Frequenzverwerfung
eines Quarzoszillators
mit dem SN 74 LS 324 (TI)

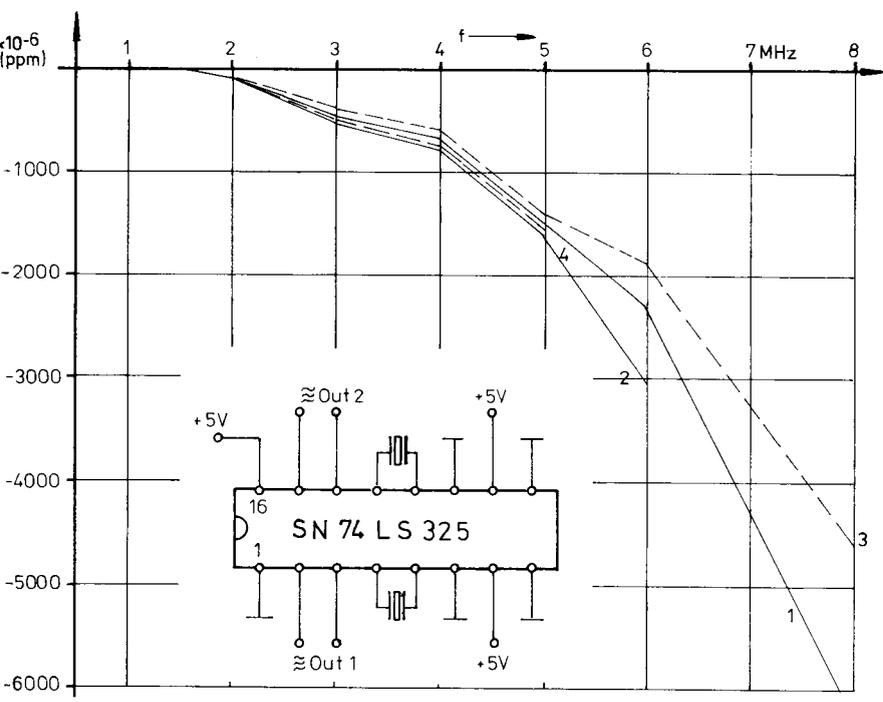


Bild 22 b:
Frequenzverwerfung
beim SN 74 LS 325
(Texas Instruments)

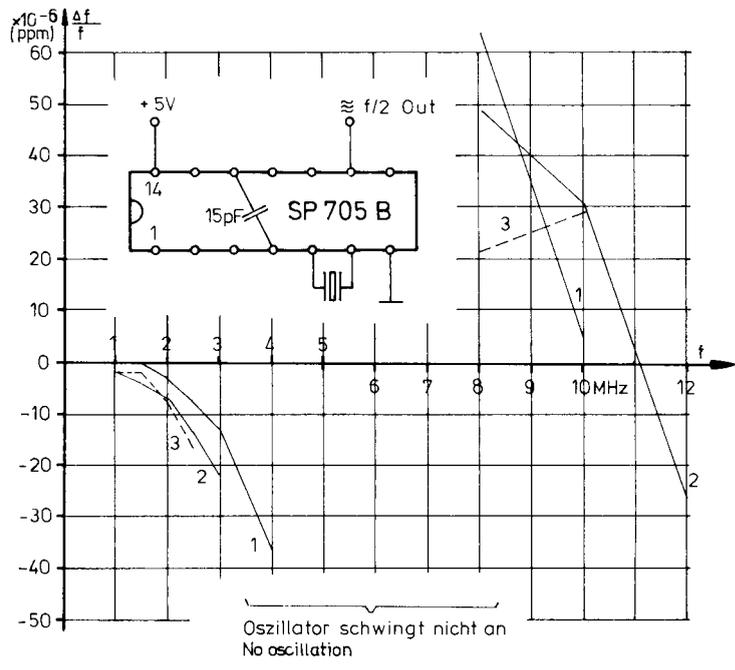


Bild 23:
Frequenzverwerfung
beim SP 705 B
(Plessey)

wieder abreißt. Ab 8 MHz setzt diese wieder mit positiver Frequenzablage ein, um oberhalb von 10 MHz bzw. 12 MHz endgültig auszusetzen. Ferner arbeitet auch der eingebaute Frequenzteiler nicht zuverlässig. Bei den IS Nr. 2 und 3 erscheint im unteren Frequenzbereich die ungeteilte volle Oszillatorfrequenz !

MC 12060/12061 (Motorola). Der Typ 12060 ist für den Frequenzbereich von 0,1 MHz bis 2 MHz vorgesehen, der Typ MC 12061 von 2 bis 20 MHz. Beide sind Butler-Schaltungen mit eingebauter AGC. Sie liefern zweiphasige Sinus-, sowie TTL- und ECL-Signale.

Meßergebnisse:

MC 12060: Alle Exemplare schwingen zuverlässig bis über 2 MHz, erreichen jedoch bei 2 MHz schon erhebliche Frequenzablagen zwischen $-550 \cdot 10^{-6}$ und $-1100 \cdot 10^{-6}$ (**Bild 24**). Bei 1,5 MHz sind es immerhin noch zwischen $-110 \cdot 10^{-6}$ und $-200 \cdot 10^{-6}$. Diese großen Exemplarstreuungen begrenzen die Einsatzmöglichkeiten dieser IS sehr stark, wenn es auf einigermaßen reproduzierbare Oszillatorfrequenzen ankommt.

Bild 24:
Frequenzverwerfung
beim MC 12060
(Motorola)

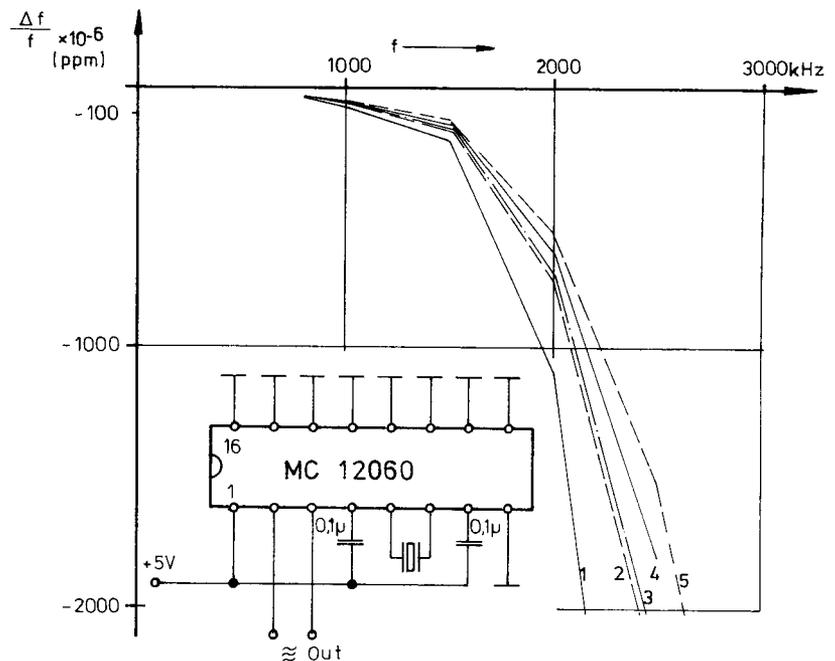
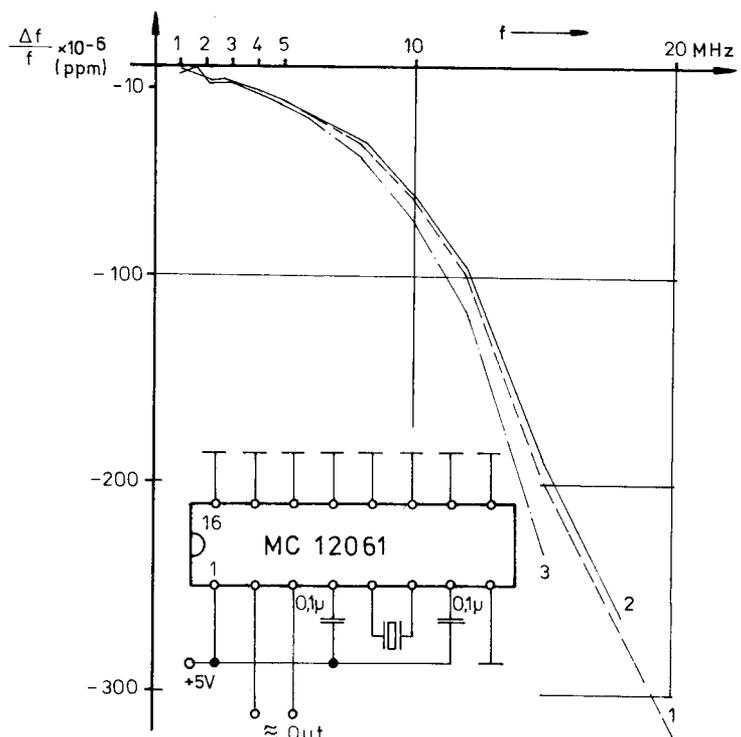


Bild 25:
Frequenzverwerfung
beim MC 12061
(Motorola)



MC 12061: Bis 15 MHz schwingen alle Oszillatoren mit Ablagen bis zu $-235 \cdot 10^{-6}$ (**Bild 25**), was im Vergleich zu den anderen Oszillator-IS sehr gut ist. Die Frequenzabweichung der einzelnen Oszillatoren untereinander ist mit ca. $45 \cdot 10^{-6}$ (bei 15 MHz) für mittlere Anforderungen durchaus vertretbar. IS Nr. 2 reißt oberhalb von 18 MHz und IS Nr. 1 oberhalb von 20 MHz ab. Alle Exemplare arbeiten auch noch ausgezeichnet bei 1 MHz (Ablage nur -1 bis $-3 \cdot 10^{-6}$).

7.2.2. Analog-IS

LM 175/275/375 (National Semiconductors)

Dieser Typ ist ein laut Datenblatt zwischen 800 kHz und 20 MHz in Serien- und Parallelresonanz einsetzbarer Differenzverstärker. Die IS benötigt sehr viele externe Bauelemente. Es ist (auch laut Datenblatt) nicht möglich, einen aperiodischen Oszillator zu bauen! Stets ist der Einbau eines Schwingkreises notwendig. Dagegen darf in der Pufferstufe **kein** Schwingkreis (zur Oberwellenunterdrückung) verwendet werden, da die Stufe sonst zum Schwingen neigt. Dies wird auch von Harrison in [4] bestätigt.

Getestet wurde nur die Serienresonanzschaltung laut Datenblatt. Der Quarz wird vom Ausgang auf den nichtinvertierenden Eingang des Differenzverstärkers zurückgeführt, wobei ein zusätzlicher Kondensator nach Masse eingefügt ist. Der invertierende Eingang erhält über einen kapazitiven Teiler eine Kompensationsspannung, um zu verhindern, daß der Oszillator allein über die statische Kapazität des Quarzes wild schwingt.

Durch den Ausgangskreis kann der Oszillator um mehrere hundert ppm gezogen werden. Stimmt man den Kreis auf maximale Ausgangsspannung ab, dann erhält man Frequenzverwerfungen zwischen -760 ppm und $+210$ ppm (gegenüber der Quarzfrequenz) für Quarze zwischen 800 kHz und 20 MHz. Durch Verstimmen des Kreises können diese Beträge in jedem Fall korrigiert werden. Die dazu nötige Verstimmung lag aber meist nahe am oberen Ende des Bereichs stabilen Anschwingens (dies kann eventuell durch Ändern der Kompensations-Kondensatoren verbessert werden).

Die Frequenzänderung bei Betriebsspannungsvariation zwischen 5 V und 24 V beträgt bis ± 5 ppm. Der DTL/TTL-Logik-Treiber arbeitete bei keinem der zehn Muster zufriedenstellend.

SL 680/1680 (Plessey)

Hierbei handelt es sich um einen Serienresonanz-Oszillator (Emitter-Quarz) mit AGC, der im Frequenzbereich von 100 kHz bis 100 MHz (älteres Datenblatt: 150 MHz) arbeitet. Die Quarzbelastung ist mit $0,5 \mu\text{W}$ sehr gering. Der Rückkopplungsweg ist aufgetrennt, um bei Oberton-Quarzen einen Schwingkreis einfügen zu können. Nachteil des Serienresonanz-Oszillators: Zwar liegt der Quarz hier einseitig an Masse, will man jedoch die Frequenz etwas ziehen, dann muß entweder der Quarz oder der Ziehtrimmer beidseitig »hoch« gelegt werden. Beides ist oft unangenehm und kann bei einem Parallelresonanz-Oszillator vermieden werden. Im praktischen Betrieb hat sich ferner gezeigt, daß ca. 20 % der IS aussortiert werden mußten, da sie sehr stark temperaturabhängig waren. Ferner weisen die Datenblätter unterschiedliche Pin-Belegung aus (!!).

Meßergebnisse zeigt **Bild 26**. Die Muster arbeiteten bis 18 MHz zuverlässig. Die Frequenzverschiebung gegenüber der Serienresonanzfrequenz vergrößert sich kontinuierlich und erreicht bis 18 MHz Werte zwischen $-540 \cdot 10^{-6}$ und $-630 \cdot 10^{-6}$. Bei höheren Frequenzen, insbesondere bei Oberton-Quarzen, sollte zwischen Stift 2 und Stift 3 ein Schwingkreis eingefügt werden, bei dem eine Impedanzanpassung der Stufen durch einen entsprechenden Anzapf erfolgt.

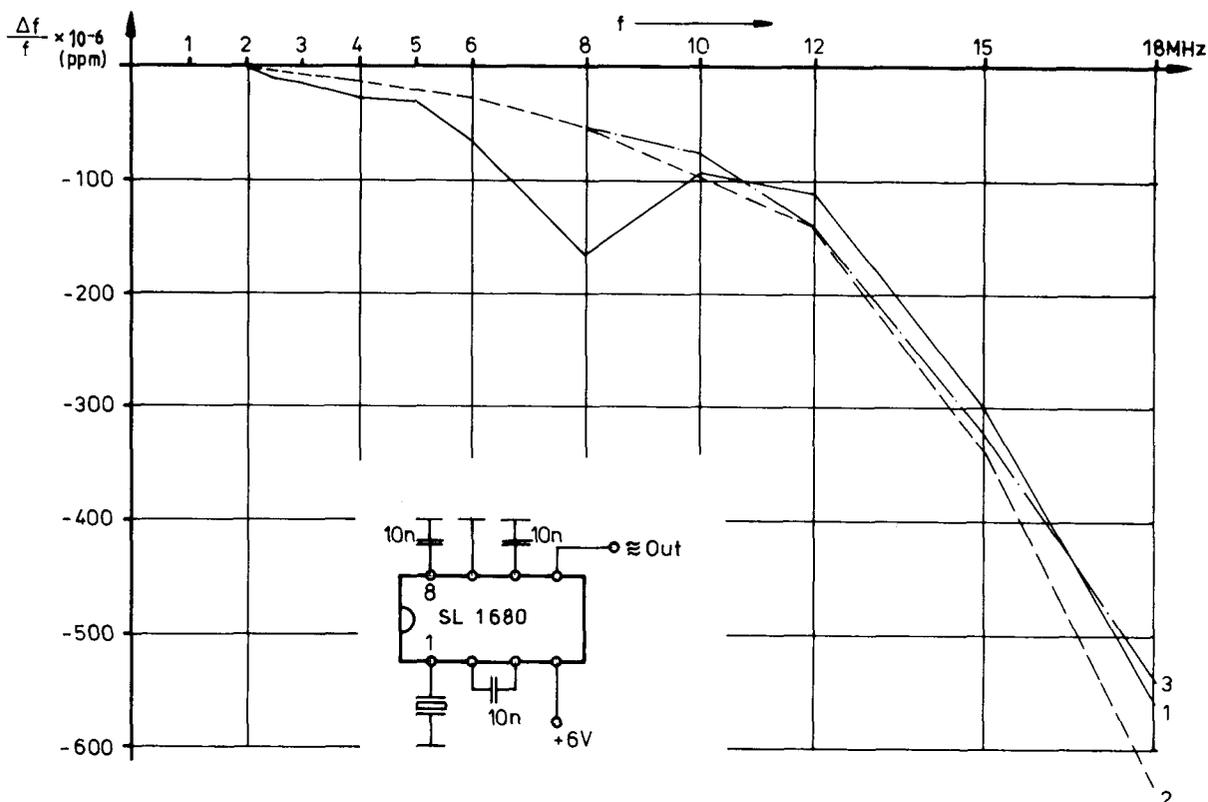


Bild 26: Frequenzverwerfung beim SL 1680 (Plessey)

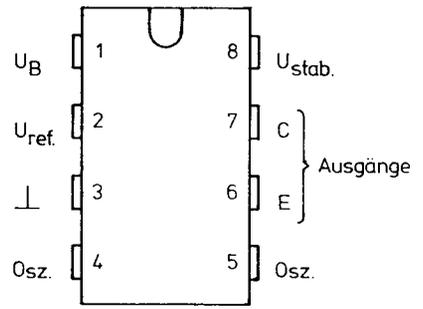
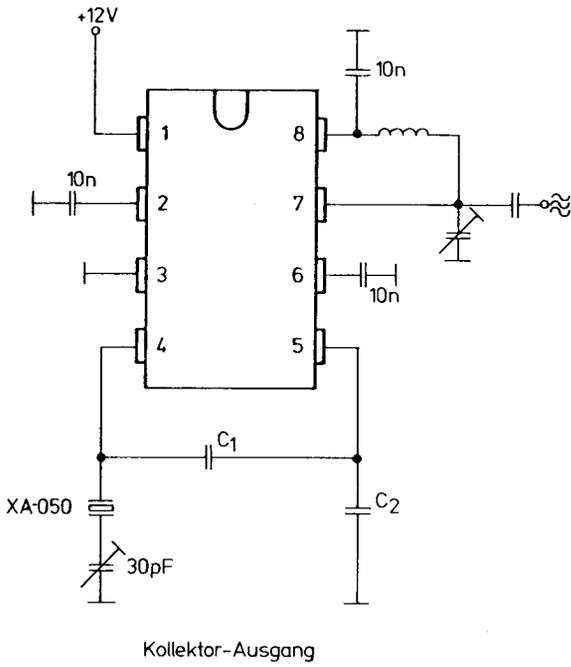
IXO-01 (Kristallverarbeitung Neckarbischofsheim)

Seit kurzem bietet die Firma KVG eine eigene spezielle Quarzoszillator-IS an (siehe Datenblatt). Es handelt sich um einen Parallelresonanz-Oszillator mit Darlington-Stufe ähnlich der in Abschnitt 2 besprochenen. Die IS enthält ferner eine aufwendige Spannungsstabilisierungsschaltung, die auch extern zugänglich ist, sowie einen mehrstufigen Pufferverstärker. Die Schaltung ist in einem 8 poligen Cerdip-Gehäuse untergebracht. Zwei Ausgänge stehen wahlweise zur Verfügung: Ein offener Kollektor, an den ein Schwingkreis angeschlossen werden kann (Ausgangsspannung kann durch Wahl des Teilerverhältnisses auf mehr als 3 V (Spitze-Spitze-Wert) an 500Ω eingestellt werden) oder ein niederohmiger Emitterausgang. Der Oszillator arbeitet im gesamten Grundtonbereich bis 30 MHz auch ohne Kreis.

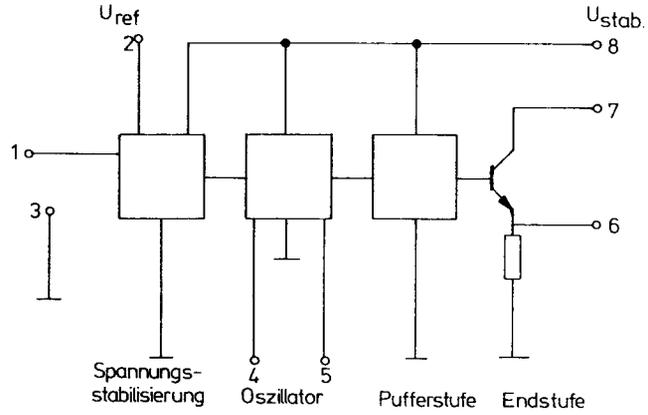
Die Oszillatorbeschaltung kann in Anlehnung an die Schaltung in Bild 5 vorgenommen werden, wobei in Reihe zum Quarz eine Kapazität von ca. 40 pF zu schalten ist. Bei Obertonquarzen bis 60 MHz wird C_2 durch einen Kreis ersetzt. Nähere Angaben können dem Original-Datenblatt entnommen werden.

Passende Quarze für den gesamten Frequenzbereich sind bei KVG unter der Spezifikation XA 050 speziell für diesen Oszillator erhältlich. Damit entfallen alle Probleme der Quarzspezifizierung für den Anwender.

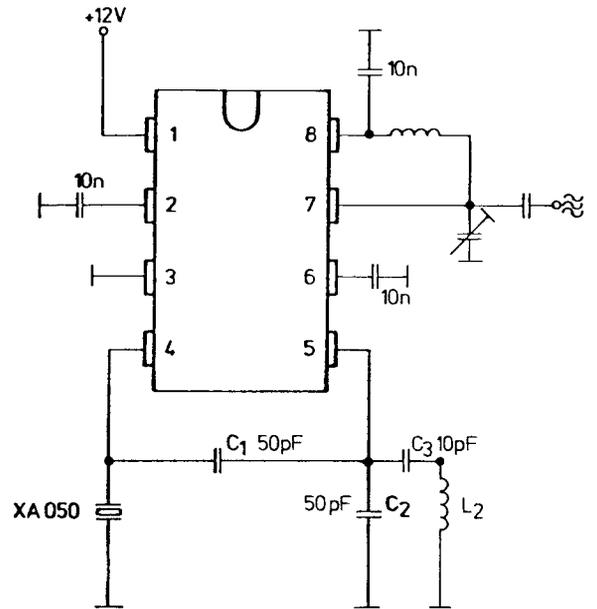
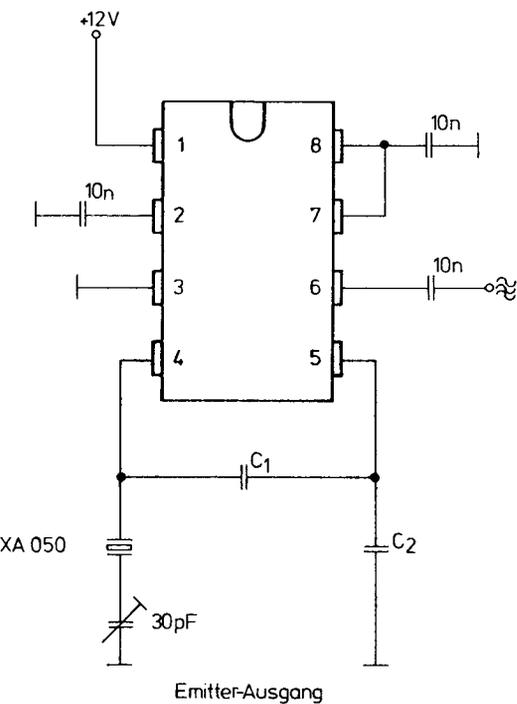
1. Grundtonoszillator 1MHz 30MHz



Blockschaltbild:



2. Obertonoszillator bis 60MHz



Frequenz < 5 MHz: $X_{C1} = X_{C2} = 200 \Omega$
 Frequenz > 5 MHz: $X_{C1} = X_{C2} = 100 \Omega$

	Wert	Testbedingung
Betriebsspannung	9,5 V ... 20 V	
Stromaufnahme	< 10 mA	$U_B = 12 \text{ V}$
Externe Belastung der stabilisierten Spannung (ca. 7,5 V an Pin 8)	< 20 mA	$U_B = 12 \text{ V}$
Stabilität von U_B	$\frac{\Delta U}{U} < 0,5 \text{ ‰ pro mA}$	$U_B = 12 \text{ V}$
Temperaturgang der internen Spannungsstabilisierung (Pin 8)	< 0,5 mV grad ⁻¹	$U_B = 12 \text{ V}$
HF-Ausgangsspannung	> 3 V_{SS}	10 MHz, Schaltung 1
Frequenzstabilität bei Betriebsspannungsänderungen	$\frac{\Delta f}{f} < 5 \times 10^{-8}/\text{Volt}$	$U_B = 9,5 \text{ V ... } 20 \text{ V}$ 10 MHz
Arbeitstemperaturbereich	- 40°C ... + 85°C	

LITERATUR

- [1] Telefunken-Laborbuch, Band 3, S. 272; Ulm 1968
- [2] Kristallverarbeitung Neckarbischofsheim, Katalog 1976, S. 14
- [3] Omlin, L.: Analyse und Dimensionierung von Quarzoszillatoren; Elektroniker Hefte 6, 9, 12 (1977)
- [4] Harrison, R., VK 2 ZTB,: Survey of crystal oscillators; HAM RADIO 3/1976, S. 10
- [5] Hall, C., WA 5 SNZ : Overtone crystal oscillators without inductors; HAM RADIO 4/1978, S. 50
- [6] Priestley, B.: Oscillator noise and its effect on receiver performance; Radio Communications, 7/1970, S. 456
- [7] Martin, M., DJ 7 VY : Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich und sehr geringen Intermodulationsverzerrungen; CQ-DL, 6/1975, S. 326
- [8] Martin, M., DJ 7 VY : Rauscharmer Oszillator für ein Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich; CQ-DL, 12/1976, S. 418
- [9] Rohde, U.L., DJ 2 LR : Evaluating noise sideband performance in oscillators; HAM RADIO 10/1978, S. 51
- [10] Proceedings on the IEEE-NASA Symposium on Short Term Frequency Stability, Goddard Space Flight Center, Greenbelt, Maryland (1964); Document NASA SP-80 (1964)

- [11] Arbeitspapier IEC Working Group 49 (Sec.) 83
- [12] Wainwright, A.E., Walls, F.L., McCaa, W.D.: Direct Measurements of the inherent frequency stability of Quartz Crystal resonators; Proceedings of the 28th Annual Symposium on Frequency Control (ASFC) Atlantic City, (1974), S. 177
- [13] Musha, T.: 1/f-resonant frequency fluctuation of a quartz crystal; Proceedings of the 29th Annual Symposium on Frequency Control (ASFC) Atlantic City, (1975), S. 308
- [14] Martin, M. DJ 7 VY: Modernes Eingangsteil für 2-m-Empfänger mit großem Dynamikbereich und geringen Intermodulationsverzerrungen; UKW-BERICHT 18 (1978), Heft 2, S. 116
- [15] Driscoll, M.M.: Two-stage self-limiting series mode type quartz crystal oscillator exhibiting improved short-term frequency stability; Proc. 26th ASFC (1972), S. 43
- [16] Driscoll, M.M.: Q-multiplied quartz crystal resonator for improved HF and VHF source stabilization; Proc. 27th ASFC (1973), S. 157
- [17] Healey III, D.J.: Low-Noise UHF frequency source; Proc. 27th ASFC (1973), S. 170
- [18] Healey III, D.J.: ϵ (t) measurements on UHF sources comprising VHF crystal controlled oscillator followed by a frequency multiplier; Proc. 28th ASFC (1974), S. 190
- [19] 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 standards; Proc. 32nd ASFC (1978), S. 409
- [20] Firth, D.: Quartz crystal oscillator circuits design handbook; Magnavox Co., (1965)
- [21] Rohde, U.L., DJ 2 LR : Effects of noise in receiving systems; HAM RADIO 11/1977, S. 34
- [22] Herzog, W.: Siebschaltungen mit Schwingkristallen; Wiesbaden 1949
- [23] TTL-Kochbuch; hrsg. Texas Instruments, Freising
- [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] Luxmore, T., Newell, D.E.: The MXO-monolithic crystal oscillator; Proc. 31st ASFC (1977), S. 396
- [27] Holmbeck, J.D.: Frequency tolerance limitations with logic gate clock oscillators; Proc. 31st ASFC (1977), S. 390