

Bernd Neubig, DK 1 AG

Entwurf von hochstabilen Quarzoszillatoren für höhere Frequenzen unter modernen, professionellen Gesichtspunkten

Nach einem Vortrag auf der 13. GHz-Tagung (10.2.90) in Dorsten

1. EIGENSCHAFTEN VON SCHWINGQUARZEN BEI HOHEN FREQUENZEN

1.1. Frequenzbereich und Obertöne

Für stabile hochfrequente Quarzoszillatoren werden fast ausschließlich Schwingquarze im AT-Schnitt eingesetzt. Die frequenzbestimmende Resonanz ist eine Dickenscherschwungung, das heißt die Dicke der Quarzscheibe bestimmt die Resonanzfrequenz nach der Formel:

$$f(\text{kHz}) = N \cdot 1660/d \quad (N = 1, 3, 5, \dots) [1]$$

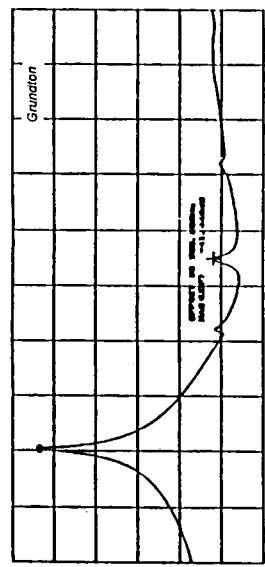
Die obere Frequenzgrenze für Grundwellenquarze ($N = 1$) ist durch die Technologie der Herstellung und Verarbeitung präziser, dünner Scheiben höchster Planparallelität und Oberflächengüte gegeben. Heutzutage liegt diese Grenze z.B. bei TELE QUARZ unter Produktionsbedingungen bei 35 μm bis 40 μm , entsprechend 40 MHz bis 45 MHz; im Labor können Quarzscheiben bis 22 μm Dicke (75 MHz Grundwelle) hergestellt werden. Durch Herausätzen einer dünnen Membran aus dem Zentrum einer

50 μm dicken Quarzträgerscheibe mittels Ionenstrahl-ätzen können in Labors sogar Quarze bis zu einer Grundwellen-Frequenz von 300 MHz realisiert werden.

Nachteilig ist bei allen hochfrequenten Grundwellenquarzen allerdings, daß die Güte mit steigender Frequenz recht klein wird: das Produkt $Q \cdot f$ (Güte * Frequenz) ist in etwa konstant und beträgt bei Grundwellenquarzen (Fausformel) typisch $1 \cdot 10^{12}$ Hz. Hat ein Quarz mit 10 MHz Grundwelle noch eine Güte von typ. 100000, so beträgt diese bei einem 300-MHz-Grundwellenquarz nur noch 3000.

Oberhalb 30 MHz werden in der Regel Ober-tonquarze ($N = 3, 5, 7, 9$ oder 11) verwendet. Ihre Güte ist deutlich höher (beim 3. Oberton $Q \cdot f = 4 \dots 7 \cdot 10^{12}$ Hz; ab 5. Oberton $5 \dots 10 \cdot 10^{12}$ Hz), jedoch nimmt die dynamische Kapazität C_1 und damit die Ziehfähigkeit proportional N^2 ab, so daß Quarze ab dem 7. oder 9. Oberton nur noch sehr schwer mehr als 5 bis 10 ppm zu ziehen sind (wichtig für Modulation und Abgleich). Eine vernünftige Obergrenze für die meisten Anwendungen ist der 9. Oberton, was bei einer Grundwelle von 40 MHz eine obere Frequenzgrenze von 360 MHz ergibt. Diese Grenze wird

REF LEVEL /DIV 10.000dB
 0.000dB
 MARKER 11 075 500.000Hz
 MAG (UDF) -6.587dB



REF LEVEL /DIV 10.000dB
 0.000dB
 MARKER 55 423 000.000Hz
 MAG (UDF) -5.598dB

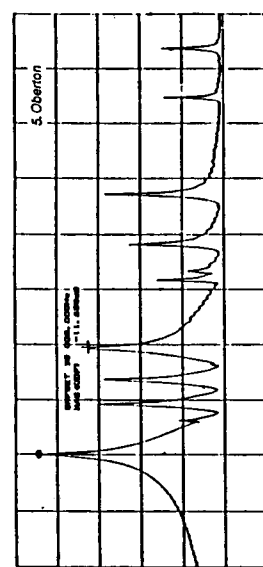


Bild 1:
 Nebenresonanz-Spektrum eines Quarzes auf der Grundwelle (oben) und auf dem 5. Oberton (unten)

im professionellen Bereich bereits mehr und mehr ausgenutzt, bei Amateuranwendungen scheint die Welt (bis heute noch) bei 100 bis 150 MHz zu enden.
 Prinzipiell besitzt jeder Quarz Resonanzen bei der Grundwelle und bei allen Obertönen, das Design der Quarze ist lediglich auf den gewünschten Betrieb optimiert.

1.2. Nebenresonanzen

Außer den verschiedenen Obertonresonanzen hat jeder Quarz auch noch weitere unerwünschte Moden, die sogenannten Nebenresonanzen. Die anharmonischen Nebenresonanzen liegen stets oberhalb jeder Hauptresonanz (Grundwelle, Obertöne), beginnend im Abstand von einigen 10 kHz bis mehrere 100 kHz. Während diese

Nebenresonanzen bei (planparallelen) Grundwellenquarzen üblicherweise 10 bis 20 dB oder mehr gedämpft sind, sind sie bei Obertonquarzen wesentlich stärker ausgeprägt und liegen näher an der Hauptresonanz (Bild 1).

Im 3. Oberton ist noch mit ca. 6 bis 9 dB zu rechnen, im 5. und höheren Oberton sind 3 dB oft schwer zu erreichen, 2 dB sind nicht selten die Grenze bei sehr hohen Frequenzen (z.B. 300 MHz im 9. Oberton) (1). Oft liegen die ersten Nebenresonanzen dann nur 20 bis 30 kHz oberhalb der Hauptresonanz. Nicht jeder Oszillator ist in der Lage, solchen Quarzen deutlich genug zu sagen, wo sie zu schwingen haben...

Die Nebenresonanzen sind umso stärker, je größer die Vibratorelektrode ist, das heißt, je größer das C_1 und je niedrigerer der Quarz

(1) Die Nebenresonanzdämpfung ist das logarithmische Verhältnis des Widerstands der Nebenwelle (R_{NW}) zu dem der Hauptresonanz (R_1), ausgedrückt in dB: $a_{NW} = 20 \cdot \lg(R_{NW}/R_1)$

ist. Die Forderung nach besser unterdrückten Nebenresonanzen bedeutet daher oft einen Quarz mit geringerer Ziehfähigkeit und höherem Resonanzwiderstand R_1 .

1.3. Ersatzschaltbilder

Das bekannteste, einfache Ersatzschaltbild des Schwingquarzes nach Bild 2a beschreibt bei höheren Frequenzen nicht mehr ausreichend genau sein Verhalten.

Das Quarzgehäuse sollte bei frequenzstabilen Anwendungen stets geerdet werden. Die Kapazität der Glasdurchführungen des Metallgehäuses beträgt jeweils ca. 1 pF und kann bei höheren Frequenzen nicht mehr vernachlässigt werden. Die Nebenresonanzen sind durch zusätzliche Serienschwingkreise darzustellen. Somit gelangt man zu dem erweiterten Ersatzschaltbild nach Bild 2b. Spätestens oberhalb 150 MHz müssen dann noch die Einflüsse der inneren und äußeren Zuleitungen (Halterungs-federn, Anschlußdrähte) berücksichtigt werden, womit man zu dem sehr komplexen Schaltbild nach Bild 2c gelangt.

1.4. Ortskurven

Das Hochfrequenzverhalten der Impedanz bzw. der Admittanz von elektronischen Bauelementen wird mit der Ortskurve dargestellt. Der komplexe Leitwert für das einfache Ersatzschaltbild nach Bild 2a stellt in der Nähe der Resonanzfrequenz einen Kreis dar, dessen Mittelpunkt bei tieferen Frequenzen knapp oberhalb der reellen Achse liegt. Der (rechte) Schnittpunkt mit der reellen Achse ist die Resonanzfrequenz f_r (Bild 3a).

Bei höheren Frequenzen entfernt sich infolge des Einflusses von C_0 und des Widerstands R_1 der Mittelpunkt nach „oben“. Die Resonanzfrequenz f_r , bei der die Quarzimpedanz reell ist, entfernt sich von dem äußersten rechten Punkt des Kreises (der Serienschwingkreis im Ersatzschaltbild). Auch Serienschwingkreise im Ersatzschaltbild. Auch die Frequenz f_m , bei der der Quarz am niedrigsten ist, wandert von f_s weg. Oberhalb einer bestimmten Frequenz schneidet der Ortskreis schließlich nicht mehr die reelle Achse, das heißt es gibt keinen Arbeitspunkt mehr, bei dem der Quarz in der Nähe der Hauptresonanz einen reellen Widerstand aufweist! Bei den

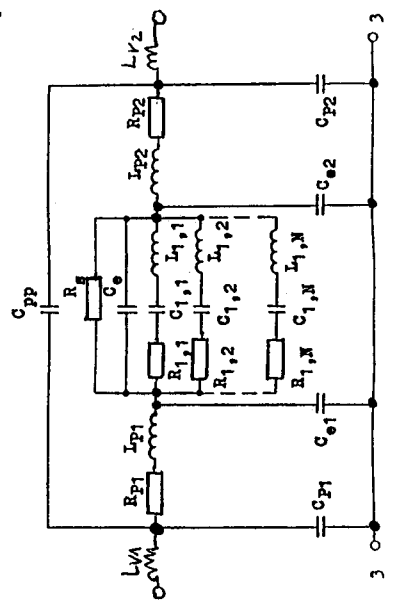
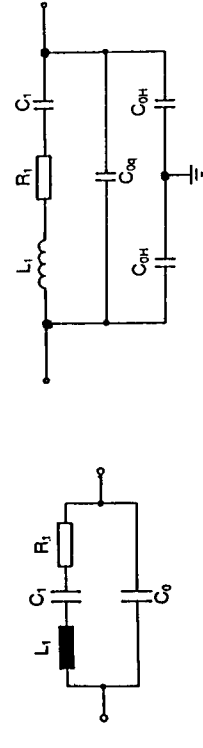


Bild 2:
 Ersatzschaltbilder eines Schwingquarzes:
 a) Einfaches Modell (Van Dyke)
 b) Berücksichtigung der Gehäusekapazitäten
 c) Berücksichtigung der Zuleitungen usw.

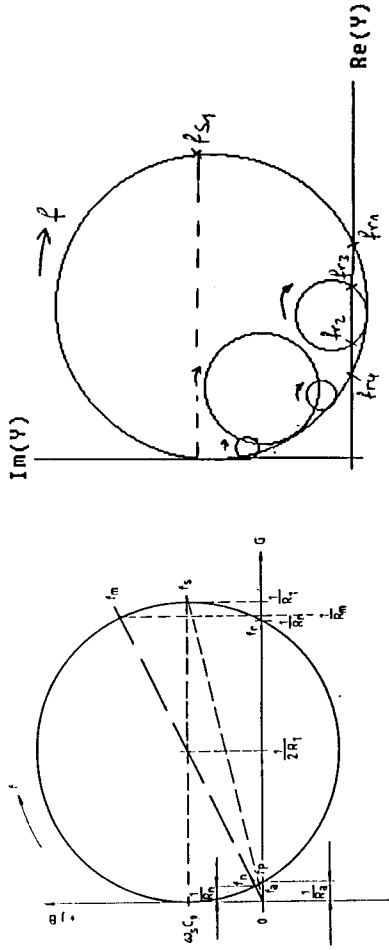


Bild 3: Ortskurve des Leitwerts eines Schwingquarzes
a) ideal; b) mit Nebenresonanzen

meisten Quarzen ist dies ab dem 5. oder 7. Oberton oberhalb ca. 120 bis 150 MHz der Fall.

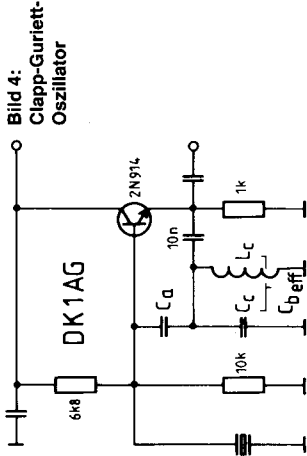
Für einen stabilen und zuverlässigen Betrieb ist es dann notwendig, den Einfluß der statischen Kapazität C_0 des Quarzes zu kompensieren. Dies geschieht in der Regel mit einer Parallelspule, kann aber auch – wie bei einer Quarzfilterschaltung – durch einen Differentialübertrager mit Kompensationskondensator im Gegenzweig erfolgen. Die Kompensationsspule hat den Wert

$$L_p = \frac{1}{(2 * \pi * f_0)^2 * C_0} \quad [2]$$

wobei zu C_0 noch die nicht zu vernachlässigende Wicklungskapazität und die Streukapazitäten der Schaltung hinzuzurechnen sind. Die Spule muß eine hohe Güte haben und sollte auch nicht abgeglichen werden; es empfiehlt sich, den gegenüber Formel [2] nächst (tiefer-)liegenden Standardwert einer Festspule (z.B. Chip-Spule) zu verwenden.

(2) Neubig, Bernd, DK1AG: Entwurf von Quarzoszillatoren; UKW-BERICHTE 19 (1979), Heft 1, S. 45 - 61 und Heft 2, S. 110 - 124

(3) Neubig, Bernd: Schwingquarze in der Oszillatorschaltung; ZVEI-Symposium Frankfurt 1985; in Schwingquarze, ein unverzichtbares Bauelement in der Elektronik, Vistas-Verlag Berlin (1985), S. 51 - 108



2.1. Clapp-Guriett-Oszillator

Der Clapp-Guriett-Quarzoszillator (Bild 4) ist eine Abwandlung der gebräuchlichen Colpitts-Schaltung. Für zuverlässigen Oberton-Betrieb ist einer der beiden sogenannten Colpitts-Kondensatoren C_a und C_b des kapazitiven Spannungsteilers zwischen Basis, Emittor und Masse durch einen Schwingkreis (L_c, C_c) zu ersetzen, der so dimensioniert wird, daß seine Resonanzfrequenz

$$f_{ok} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_c * C_c}} \quad [3]$$

zwischen dem erwünschten Oberton und dem nächsttieferliegenden Oberton (resp. Grundton) liegt. Dann verhält sich der Kreis oberhalb f_{ok} kapazitiv, die Rückkopplungsbedingung ist also erfüllt; unterhalb f_{ok} ist er dagegen induktiv, eine Schwingung kann dort nicht angefangen werden.

Die beiden Kapazitätswerte C_a und (das bei der Oszillatorfrequenz f_N [N-ter Oberton] wirksame) $C_{b,eff}$ sollten etwa gleich groß sein ($C_{b,eff}$ evtl. bis 20 % kleiner, nicht jedoch größer als C_a). Der Blindwiderstand von C_a sollte bei hohen Frequenzen etwa 20 Ω bis 50 Ω (max. 100 Ω) betragen. Dann ergeben sich folgende Dimensionierungsformeln:

$$C_a = \frac{1}{2 * \pi * f_N * X_{Ca}} \quad \text{mit } X_{Ca} = 20 \text{ bis } 50 \Omega [4]$$

$$C_{b,eff} \leq C_a \quad [5]$$

(4) Katalog der TELE QUARZ GROUP, zu beziehen über TELE QUARZ GmbH, Landstraße, D-6924 Neckarbischofsheim 2; Tel. 07268/801-0

(5) Rech, Wolf-Henning, DF91C: 47-GHz-SSB-Komponenten und -Baugruppen; Tagungsband 12. GHz-Tagung VHS-Dorsten (11.2.1989), S. 23 ff

Mit der Kreisresonanz f_{ok} zwischen den Obertönen

$$f_{N-2} < f_{ok} < f_N \quad [6]$$

berechnen sich L_c und C_c zu

$$L_c = 1 / (4 * \pi^2 * C_{b,eff}) * (1 / f_{ok}^2 - 1 / f_N^2) \quad [7]$$

$$C_c = \frac{C_{b,eff}}{1 - (f_{ok}/f_N)^2} \quad [8]$$

Der Quarz arbeitet dann mit einer Lastkapazität C_L , die ungefähr

$$C_L = \frac{C_a * C_{b,eff}}{C_a + C_{b,eff}} \quad [9]$$

beträgt. Es hat jedoch keinen Sinn, Quarze oberhalb 100 MHz mit einer Lastkapazität zu bestellen, da die Meßtechnik dafür sehr kritisch ist. Statt dessen sollten solche Quarze in Serienresonanz mit einer Ablage bestellt werden, die vorher (experimentell) zu ermitteln ist. Die Quarzhersteller sind meist gerne bei der Festlegung der Ablage behilflich.

Man kann die Ablage $\Delta f/f$ auch ausrechnen:

$$\Delta f/f = \frac{-C_1}{2 * (C_0 + C_1)} \quad [10]$$

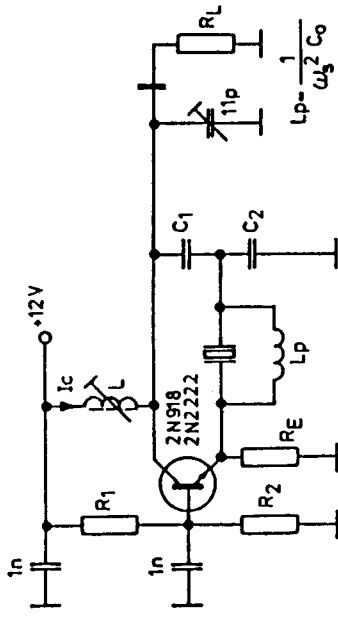
Richtwerte für die dynamische Kapazität C_1 und das C_0 des Quarzes kann man aus guten Hersteller-Katalogen (4) entnehmen, C_1 ermittelt man nach Formel [9].

Die Clapp-Guriett-Schaltung hat den Vorteil, daß der Quarz keinen auf Betriebsfrequenz abgestimmten Kreis, sondern einen verstimmtten Kreis „sieht“. Der Kreis muß damit nicht abgeglichen werden und die Oszillatorfrequenz reagiert weniger empfindlich auf Änderungen von L_c , worauf auch Henning Rech, DF91C, auf der 12. GHz-Tagung eingegangen war (5).

(4) Katalog der TELE QUARZ GROUP, zu beziehen über TELE QUARZ GmbH, Landstraße, D-6924 Neckarbischofsheim 2; Tel. 07268/801-0

(5) Rech, Wolf-Henning, DF91C: 47-GHz-SSB-Komponenten und -Baugruppen; Tagungsband 12. GHz-Tagung VHS-Dorsten (11.2.1989), S. 23 ff

Bild 5:
Clapp-Oszillator
(grounded base)



Schwieriger wird die Anwendung aber bei höheren Obertönen (ab 7. Oberton), da dann relative Frequenzabstand der Obertöne immer kleiner wird, der Kreis damit eine höhere Güte haben muß und kritischer wird (Abgleich!).

2.2. Clapp-Oszillator Schaltung

Die "grounded-base"-Schaltung in **Bild 5** ist sehr bewährt und wird daher häufig verwendet. Nachteilig ist, daß die Oszillatorstufe eine hohe Spannungsverstärkung hat, wodurch sie zu parasitären Schwingungen bei hohen Frequenzen (typ. 600 MHz bis 1 GHz), sowie zur Überlastung des Quarzes neigt. Beim Schaltungsentwurf sind daher einige Punkte zu beachten:

- Die Transitfrequenz des verwendeten Transistors sollte bei dem gewählten Kollektorstrom mindestens das 4fache, jedoch höchstens das 10fache der Oszillatorfrequenz betragen. Für niedriges Phasenrauschen ist oft ein rauschärmer NF-Transistor mit knapp bemessener Transitfrequenz günstiger als ein schneller Mikrowellentransistor.
- Geschickte und umfangreiche Abblockmaßnahmen für HF und NF sowie ein HF-gerechtes Layout (Vermeiden von Schleifen etc.) verhindern parasitäre Schwingungen. Besonders wichtig ist eine gute, kurze HF-Masseverbindung der Basis.

- Der Kollektorschwingkreis muß eine niedrige Betriebsgüte haben: er sollte mit einem Parallelwiderstand (ca. 1 bis 2 kΩ) bedämpft werden.
- Die Oszillatorstufe ist keine PAI! Sie sollte also nicht auf hohe Ausgangsleistung gezüchtet werden (-10 dBm äußerst!). Die Betriebsspannung (bzw. U_{CE}) nicht zu hoch wählen (deutlich kleiner als 12 V).
- Richtig abgeglichen schwingt der Quarz genau mit Serienresonanz, oberhalb 100 MHz mit C₀-Kompensation durch Parallelspeule. Korrekter Abgleich: In die Schaltung anstelle des Quarzes einen Widerstand mit einem Wert des typischen R₁ des Quarzes einsetzen. Der Oszillator muß zuverlässig anschwingen. Mit dem Kollektorkreis auf Nennfrequenz abgleichen. Nach Einsetzen des Quarzes muß dann der Oszillator sofort auf der richtigen Frequenz ± wenige ppm arbeiten.
- Der kapazitive Spannungssteiler des Kollektorkreises sollte so bemessen werden, daß kein zu großer Verstärkungs-Überschuß besteht.

Die Verstärkung der Basischaltung beträgt

$$v = \frac{I_c}{U_T * R_C} \quad [11]$$

mit U_T = 26 mV (bei 25° C),
wobei der Kollektor-Widerstand R_C durch

die Güte Q_L der Kreisspeule L_C und die Belastung durch die Folgestufe (R_L) sowie durch die über C_a, C_b transformierte Impedanz der Serienschaltung von Quarz-R₁ und dem Emitter-Eingangswiderstand r_e bestimmt wird:

$$R_C = R_p \parallel R_L \parallel (R_1 + r_e) * \dot{u}^2 \quad [12]$$

mit $R_p = Q_L * 2 * \pi * f_0 * L_C \quad [13]$

und $r_e = U_T / I_c \quad [14]$

sowie $\dot{u} = (C_a + C_b) / C_a = C_b / C_a + 1 \quad [15]$

Der kapazitive Spannungssteiler C_a, C_b muß nun so dimensioniert sein, daß die Transistorverstärkung v die Abschwächung k des Rückkopplungsnetzwerks (C_a, C_b und der aus dem Quarz-R₁ und dem Emitter-Eingangswiderstand r_e gebildete Spannungssteiler) ausgleicht, so daß die bekannteste Rückkopplungsbedingung

$$k * v \geq 1$$

sicher (mit einer Reserve von etwa Faktor 2) erfüllt wird.

Beispiel:

Quarzoszillator 100 MHz mit Quarz 5. Oberton/ HC-45/U, R₁ ≤ 100 Ω

Transistor: f_T = 800 MHz bei I_C = 5 mA

Kollektorkreis: L_C = 100 μH; Q_L = 30; $\dot{u} = 6$ angenommen

$$C_{Cges} = \frac{1}{(2 * \pi * f_0)^2 * L_C} = 25,33 \text{ pF}$$

$$C_a / C_b = \dot{u} - 1 = 5$$

Daraus folgt: C_a = 25,33 pF * 6/5 = 30 pF

$$C_b = 5 * C_a = 150 \text{ pF}$$

$$R_p = 30 * 2 * \pi * 100 \text{ MHz} * 100 \text{ nH} = 1,885 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = U_T / I_c = 5,2 \Omega$$

$$(R_1 + r_e) * \dot{u}^2 = 105,2 \Omega * 36 = 3,79 \text{ k}\Omega$$

Für R_L = R_p ist R_C = 1,885 kΩ || 3,79 kΩ = 1,26 kΩ

Damit beträgt die Verstärkung

$$v = I_c / U_T * R_C = 242$$

Die Abschwächung des Rückkopplungsnetzwerks (Kollektor → Emitter) ist dagegen

$$k = r_e / (r_e + R_1) \dot{u} = 5,2 / 105,2 * 6 = 0,00824$$

damit $k * v = 242 * 0,00824 = 1,99$

Die Anschwingbedingung $k * v \geq 1$ ist also mit einem Sicherheitsfaktor von 2 erfüllt.

2.3. Quarzstabilisierte LC-Colpitts-Schaltung

Auch in der Schaltung nach **Bild 6** arbeitet der Quarz in Serienresonanz. Gegenüber der in

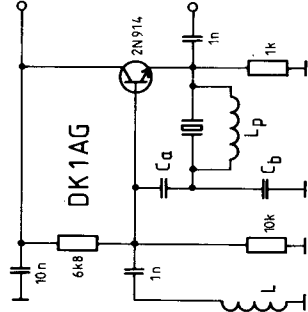


Bild 6:
LC-Colpitts-Schaltung mit Quarzstabilisierung

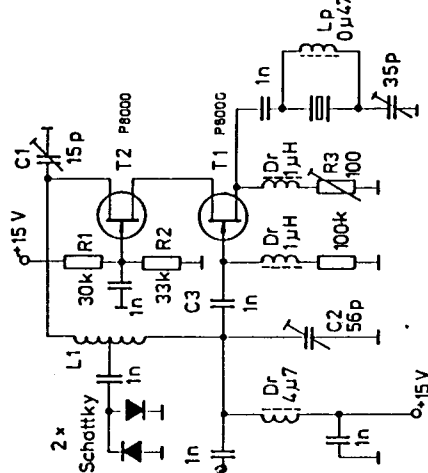
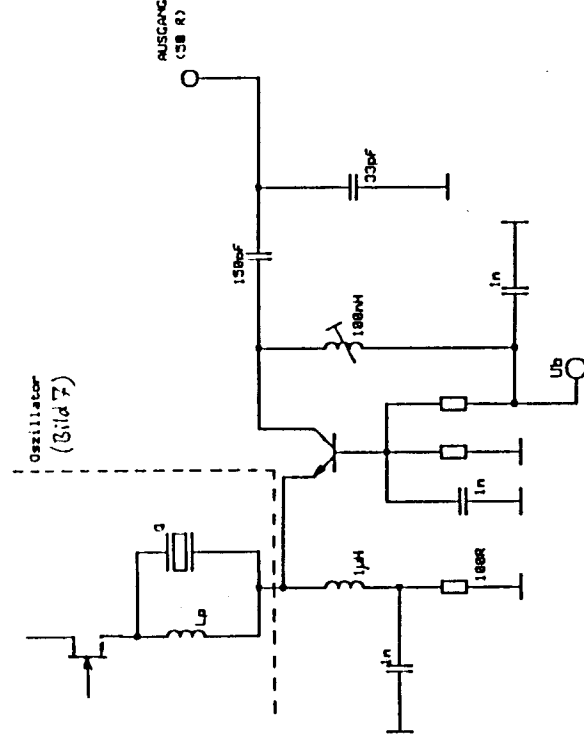


Bild 7:
LC-Hartley-Schaltung mit Quarzstabilisierung

Bild 8:
Rauscharme
Signalauskopplung



2.2. beschriebenen Schaltung hat diese den Vorteil, daß der frequenzbestimmende Teil recht niederohmig und die Spannungsverstärkung nur ca. eins ist. Auch ist die HF-Erdung des Kollektors nicht so kritisch wie die der Basis bei der Clapp-Schaltung. Damit können zuverlässig arbeitende Quarzoszillatoren bis über 300 MHz gebaut werden, die bei korrektem Entwurf keine Probleme mit parasitären Schwingungen bereiten. Die Gesichtspunkte für die Schaltungsdimensionierung und den Abgleich sind ähnlich den oben beschriebenen.

2.4. LC-Hartley-Schaltung mit Quarz als Emitter-Gegenkopplung

Eine erweiterte Form dieser Schaltung (Bild 7) wurde vom Verfasser bereits früher als Kaskode

mit zwei Hochstrom-FETs beschrieben (6). Sie wurde u.a. auch von C.-H. Schübbe, DJ6JJ, aufgegriffen und mit Erfolg nachgebaut (7). Ihr großer Vorteil ist, daß der Quarz „abseits“ von der Rückkopplung im Emitter liegt und so den Schwingkreis nicht direkt „sieht“.

Auch hier besteht die Gefahr einer zu großen Quarzbelastung bei zu starker Rückkopplung bzw. zu hoher Kollektor-Emitter-Spannung. Bei ordentlicher Dimensionierung können – nicht nur in der publizierten klassischen Version – sehr gute Werte für das Phasenaussehen erzielt werden. Um das Phasenaussehen des Ausgangssignals weiter zu verbessern, kann man den Quarz gleichzeitig als Filter verwenden, indem man direkt den Strom durch den Quarz auskoppelt, z.B. durch einen Auskoppeltransistor in Basisschaltung, wie in Bild 8 gezeigt.

(6) Neubig, Bernd, DK1AG: Extrem rauscharmer 96-MHz-Quarzoszillator für die UHF/SHF-Frequenz-
aufbereitung; UKW-BERICHTE 21 (1981), S. 24 - 32 und Heft 2, S. 91 - 100

(7) Schübbe, Caspar-Heinrich, DJ6JJ: Anforderungen an Quarzoszillatoren für Mikrowellenbaugrup-
pen mit Lösungsbeispiel; Tagungsband 12. GHz-Tagung VHS-Dorsten (11.2.1989), S. 69 - 81

Bernd Neubig, DK 1 AG

Entwurf von hochstabilen Quarzoszillatoren für höhere Frequenzen unter modernen, professionellen Gesichtspunkten

Nach einem Vortrag auf der 13. GHz-Tagung (10.2.90) in Dorsten Abschließender 2. Teil

2.5. Huth-Kühn/LC-Colpitts-Speziialschaltung

Eine nicht zu empfehlende Schaltung, die trotz ihrer Probleme anscheinend nicht totzukriegen ist, zeigt **Bild 9**. Sie wurde von mir bereits 1979 wegen ihrer unsicheren Arbeitsweise kritisiert. An dieser Stelle kann ich nur nochmals die Lektüre des Artikels in den UKW-BERICHTEN (2) empfehlen.

2.6. VHF/UHF-Quarzoszillatoren mit MMICs

Monolithische Mikrowellen-ICs (MMICs) sind einfach zu handhabende Universal-"OpAmps" für hohe Frequenzen mit nur vier Anschlüssen (Eingang, Ausgang, U_B und Masse), die außerdem noch sehr preisgünstig zu erwerben sind (Mini Circuits, Avantek, Q-Bit u.a.). Mit ihnen lassen sich sehr einfache Quarzoszillatorschaltungen aufbauen. Für niedriges Phaserauschausen sollten die Verstärker nicht in die Selbstbegrenzung gefahren werden, da ihr 1/f-

Rauschen in der Nähe des (1-dB-)Kompressionspunktes stark zunimmt (8), wodurch das träger-nahe Rauschen (30 dB/Dekade) des Oszillators sehr schlecht wird. Ein Schaltungsbeispiel für ca. 80 MHz zeigt **Bild 10**.

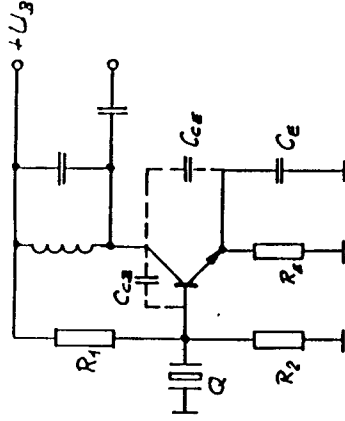
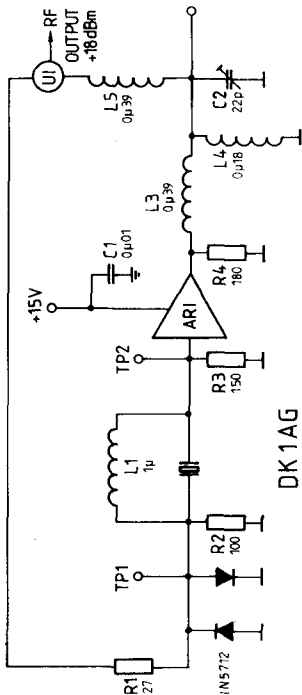


Bild 9: Oberton-Oszillatorschaltung (nicht empfehlenswert)

(8) Driscoll, M.M.: Low Noise Crystal Oscillators Using 50-Ohm, Modular Amplifier Sustaining Stages; Proceedings 40th Annual Frequency Control Symposium, Philadelphia (1986), S. 329 - 335

Bild 10:
Oszillatorschaltung
mit MMIC nach (8)



Der Quarz arbeitet mit C_0 -Kompensation in Serienresonanz als Längselement in einem Widerstands- r -Glied aus R_2 und R_3 . Die (sehr hohe) Ausgangsleistung wird über einen 0°-Powersplitter (UI) ausgekoppelt. Am Ausgang des Verstärkers (hier Q-Bit QBH-150 oder QBH-374) liegt der Schwingkreis L_4 , C_2 zur Ober-tonselektion. Mit L_3 und L_5 kann die nichtideale Phasendrehung des MMIC auf insgesamt 360° abgeglichen werden. Die Widerstände R_1 und R_4 dienen zum korrekten Abschluß des Powersplitters bzw. des MMIC. Mit den antiparallelen Schottky-Dioden wird die Amplitudenbegrenzung definiert eingestellt.

Der Autor dieser Schaltung berichtet über exzellente Werte für das erzielte Phasenrauschen (Bild 11), ein sicher ermutigender Ausgangspunkt für eigene Experimente!

3. EINIGE WICHTIGE GESICHTSPUNKTE BEIM BAU VON STABILEN UND RAUSCHARMEN QUARZ-OSZILLATOREN

3.1. Umspringen auf Nebenresonanzen

Da die Quarz-Nebenresonanzen sehr nahe an

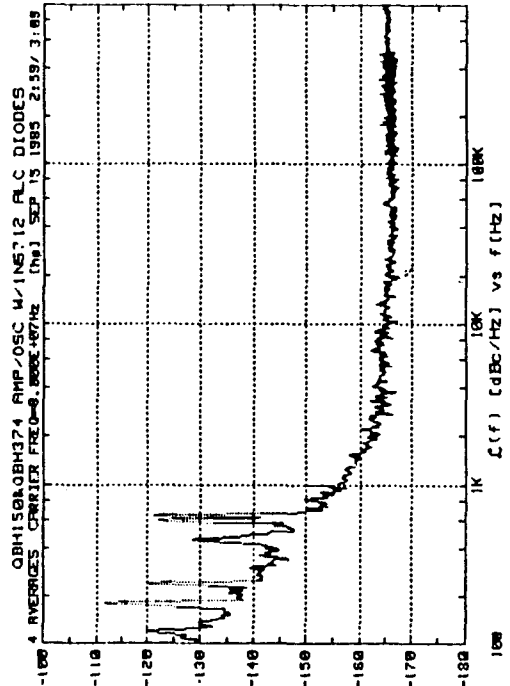
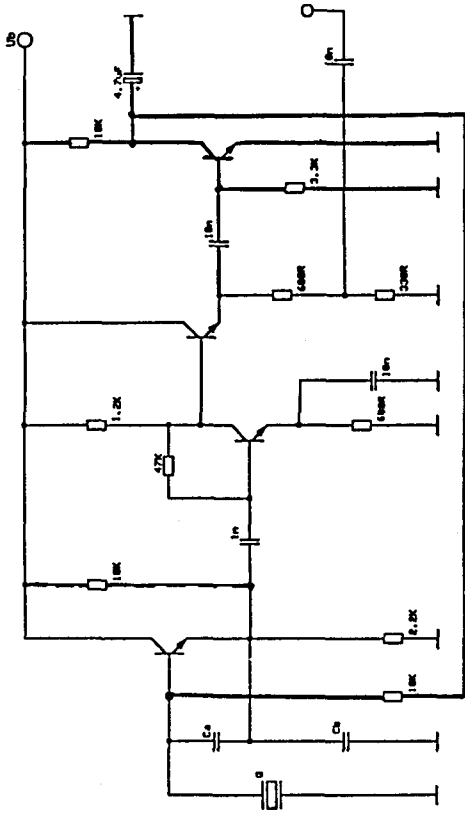


Bild 11:
Phasenrauschen der
Schaltung nach Bild 10

Bild 12:
Amplituden-
regelung an
einem
Colpitts-
Oszillator



der Hauptresonanz liegen, kann ein Umspringen des Oszillators nicht durch zusätzliche Spulenkreise verhindert werden. Muß man – insbesondere bei Frequenzen oberhalb 100 MHz – mit nur mäßig gedämpften Nebenwellen rechnen, dann ist zu beachten:

- Die Verstärkungsreserve möglichst gering halten, das heißt, die Rückkopplung nur so stark machen, daß der Oszillator gerade noch sicher anschwingt.
- Der optimale Arbeitspunkt des Resonanzkreises ist dort, wo der Oszillator bei überbrücktem Quarz auf der Nennfrequenz schwingt. Der Kreis sollte nur sehr wenig von diesem Punkt verstimmbar werden. Reicht dies nicht aus, um mit Quarz auf die gewünschte Frequenz abzugleichen, dann sollte die Korrektur durch eine kleine Induktivität oder eine Kapazität in Reihe zur Kombination Quarz/Parallelspeule erfolgen.
- Die Parallelspeule dient nur zur C_0 -Kompensation. Sie sollte nicht zur Abstimmung auf Frequenz mißbraucht, sondern auf ihrem optimalen Wert belassen werden.
- Die Quarzbelastung, das heißt die Verlustleistung im Quarz, sollte nicht zu hoch gewählt sein. Obergrenze: einige 100 μ W, äußerst 1 mW (etwa 2 mA bis 6 mA). Die Quarzbelastung ist beispielsweise durch Reduzieren der Kollektor-Emitterspannung oder auch durch Abschwächen der Rückkopplung

herabzusetzen – letzteres aber nur, wenn genügend Reserve vorhanden ist! Zur Bestimmung der Quarzbelastung siehe Abschnitt 3.3.

- Ob der Oszillator „umsprungensicher“ ist, testet man am besten durch mehrmaliges Abschalten und sanftes Wiedereinschalten der Betriebsspannung.

3.2. Amplitudenregelung, Amplitudenbegrenzung

Für gute Langzeitstabilität muß der Quarz bei einer Belastung von ca. 1 bis 20 μ W (Quarstrom von ca. 0.5 mA) betrieben werden. Dies ist mit einem selbstbegrenzenden Oszillator nicht zuverlässig einstellbar. Dazu kann eine HF-Amplitudenregelung eingesetzt werden, mit der man durch Gleichrichten des Oszillator-Ausgangssignals den Gleichstrom-Arbeitspunkt des Transistors herunterregelt. Ein Schaltungsbeispiel ist in Bild 12 zu sehen. Diese Methode ist jedoch nicht unproblematisch, da es einerseits nicht leicht ist, die Regelung „ruhig“ zu halten und andererseits die Gefahr besteht, durch die Regelung zusätzliches Phasenrauschen zu erzeugen.

Am einfachsten ist statt dessen eine Amplitudenbegrenzung durch antiparallele Schottky-Dioden, die (über C abgekoppelt) direkt am Schwingkreis oder an einer Anzapfung angeschlossen werden. Man kann auch nur eine

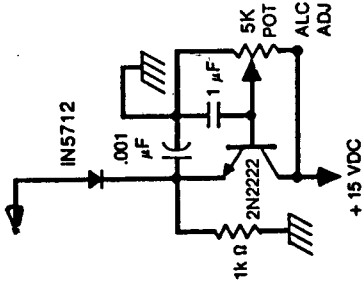


Bild 13: Einstellbare Amplitudenbegrenzung durch Schottky-Diode

Diode verwenden und diese durch eine variable Gleichspannung Vorspannen, womit man den gewünschten HF-Pegel gut einstellen kann. Eine geeignete Schaltung zeigt Bild 13.

3.3. Messung der Quarzbelastung

Die im Quarz umgesetzte Verlustleistung bzw. der durch ihn fließende Strom kann bei den meisten Schaltungen relativ einfach bestimmt werden.

Am einfachsten ist die Messung des Quarzstroms mit Hilfe einer speziellen Stromzange, der sogenannten current probe (z.B. Tektronix CT-10), durch die man einfach ein Quarz-Anschlußbein steckt und am Oszilloskop die HF-Amplitude abliest (Skalierungsfaktor z.B. 1 mV/mA). Diese Methode steht natürlich nur in einem entsprechend gut ausgerüsteten HF-Labor zur Verfügung. Man kann sich eine solche current-probe natürlich auch mit einem Ringkern mit Auskoppelspule selbst herstellen, hat dann aber noch das Problem mit der Kalibrierung.

Mit einem HF-Millivoltmeter oder einem Oszilloskop ausreichender Grenzfrequenz kann die Messung der Quarzbelastung ebenfalls bewerkstelligt werden. Je nach Oszillatorschaltung ergeben sich verschiedene Methoden (3):

a) Colpitts- und Clapp-Guriett-Oszillator

Einzige Voraussetzung ist, daß der Resonanzwiderstand R_1 des Quarzes bekannt ist. Mit einer

möglichst kapazitätsarmen Tastspitze wird die HF-Spannung $U_{BM\text{eff}}$ zwischen Basis und Masse gemessen. Bei Verwendung eines Oszilloskops wird der Effektivwert aus dem Spitze-Spitze-Wert ermittelt:

$$U_{BM\text{eff}} = U_{BM\text{ss}} / (2 * \sqrt{2}) = U_{BM\text{ss}} / 2,82 \quad [16]$$

Daraus berechnet man die Spannung U_W zu

$$U_W = U_{BM} * \cos(\arctan((C_a + C_b) / (\omega_0 * R_1 * C_a * C_b))) \quad [17]$$

womit sich dann die Quarzbelastung P_Q ergibt:

$$P_Q = U_W^2 / R_1 \quad [18]$$

Der Quarzstrom ist entsprechend

$$I_Q = U_W / R_1 \quad [19]$$

Bei der Clapp-Guriett-Schaltung (Oberton) ist in den Formeln C_b durch $C_{b\text{eff}}$ gemäß Gleichung [8] zu ersetzen.

b) Clapp-(grounded-base) Oszillator und LC-Colpitts-Schaltung

Hierbei liegt der Quarz mit beiden Anschlüssen HF-mäßig „hoch“, daher muß bei der Messung der Quarzbelastung etwas anders verfahren werden. Die genaue Resonanzfrequenz f_s bzw. f_r sowie der Resonanzwiderstand R_1 (bzw. R_q) müssen bekannt sein. Der LC-Kreis wird so justiert, daß der Oszillator exakt auf der Resonanzfrequenz schwingt. Dann wird der Quarz durch einen ohmschen Widerstand mit dem gleichen Wert wie R_1 ersetzt; falls die C_p -Kompensationsspule L_p vorhanden ist, wird diese entfernt. Der Oszillator muß dann in der Nähe der Quarzfrequenz (\pm einige %) schwingen.

Mit einem kapazitätsarmen Tastkopf wird nun die Spannung U_H über dem Ersatzwiderstand R_{ers} gemessen. Besser ist es, wenn man die Spannungen an beiden Anschlüssen des R_{ers} gegen Masse mißt und die Differenz bildet (am elegantesten mit der eingebauten Differenzfunktion eines Oszilloskops). Bei der Messung muß der Einfluß des Tastkopfs ggf. durch leichtes Nachstimmen ausgeglichen werden.

Die Quarzbelastung ergibt sich zu

$$P_Q = U_H^2 / R_{\text{ers}} \quad [20]$$

und der Quarzstrom ist wieder

$$I_Q = U_H / R_{\text{ers}} \quad [21]$$

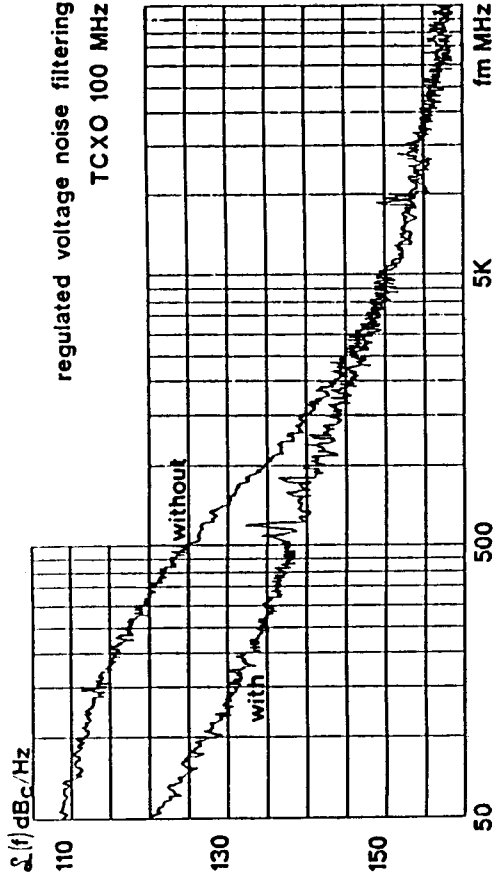


Bild 14: Einfluß des Spannungsregler-Rauschens auf das Oszillator-Phasenrauschen

3.4. Rauscharme Quarzoszillatoren

Dieses Thema wurde von mir bereits früher ausführlich in den UKW-BERICHTEN dargestellt (siehe (2) und (6)). Ergänzend zu diesen immer noch aktuellen Ausführungen möchte ich einige weitere hinzufügen.

Je höher die Oszillatorfrequenz vervielfacht wird, oder je mehr die Endfrequenz in einer PLL auf die Quarz-Referenz heruntergeteilt wird, desto höher sind die Forderungen für das Phasenrauschen sehr nahe am Träger des Quarzoszillatorsignals. Das trägernahe Phasenrauschen wird in erster Linie von folgenden Faktoren bestimmt:

- von der Betriebsgüte des Quarzes in der Schaltung. Hierauf wurde bereits in (6) ausführlich eingegangen.
- vom 1/f-Phasenrauschen der aktiven Stufe (Transistor, MMC), das ohne Rückkopplung mit 10 dB/Dekade zum Träger hin steigt, sich durch die Rückkopplung dann aber im Oszillator-Phasenrauschen mit 30 dB/Dekade ansteigend stark bemerkbar macht.
- vom Einfluß des über die Stromversorgung

eingefangenen Rauschens. Hier ist insbesondere Vorsicht geboten vor den modernen dreibeinigen CMOS-Spannungsreglern, die erheblich zum Phasenrauschen beitragen können.

- von der Betriebsspannungs-Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz, wodurch sich externes Rauschen (von Spannungsreglern und anderen Quellen) aufmoduliert. Die Betriebsspannungs-Empfindlichkeit kann durch einen „steiferen“ Quarz – z.B. mit höherem Oberton – verringert werden. Kapazitätsdioden zum Ziehen oder Modulieren sollten entweder vermieden werden oder mit möglichst kleiner Ziehempfindlichkeit dimensioniert werden.

Neben der sorgfältigen Auswahl eines geeigneten Bauteils und eines rauscharmen Reglers (z.B. die Typen REF-01 u.a. von PMI oder äquivalente Typen von Linear Technology) sind ausgiebige NF-Abblockmaßnahmen vor und hinter den Reglern sowie zusätzliche Siebglieder wichtig. Weichen Einfluß die Filterung hat, zeigt das Beispiel in Bild 14 (aus (9)).

(9) Girardet, E.: Grenzen des Phasenrauschens in TCXOs; Tagungsdokumentation Symposium Schwingquarze '89, Frankfurt (14.6.1989), S. 215 - 232. Herausgeber: ZVEI Fachverband Bauelemente der Elektronik

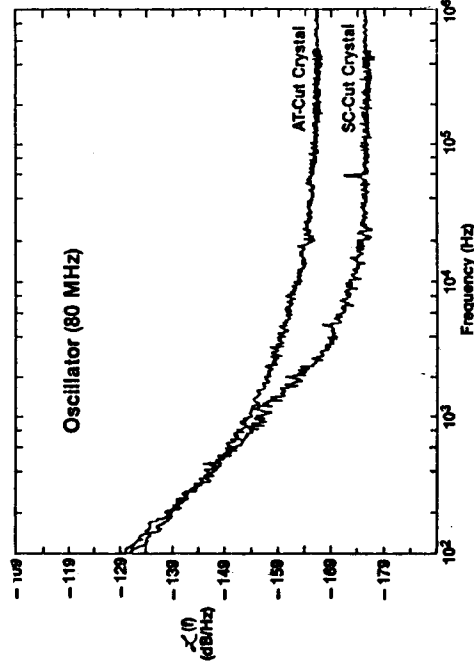


Bild 15:

Unterschied im Phasenrauschen bei Quarzen im AT- und im SC-Schnitt

Die Quarzbelastung, die für geringes Phasenrauschen relativ hoch sein sollte (mehrere hundert μW , das heißt 2 bis 5 mA Strom beim AT-Schnitt), wirkt sich dagegen hauptsächlich im Rauschflur, 10 kHz und weiter vom Träger weg, aus. Dort bringt auch der oft dafür gerühmte, aber sehr teurere SC-Schnitt erst gewisse Vorteile (Bild 15), die aber bei den weitaus meisten Anwendungen den viel höheren Preis und Schaltungsaufwand nicht wert sind.

3.5. Temperaturstabilisierung (Quarzoferen, OCXO)

Für höchste Stabilität ist es erforderlich, den Quarz oder – besser – alle frequenzbestimmenden Teile zu thermostatisieren. Der Quarz wird möglichst genau bei seinem sogenannten Umkehrpunkt (UKP) betrieben, das ist beim AT-Schnitt das Minimum der Frequenz-Temperatur-Kurve, das mindestens 5 K, besser 10 K oberhalb der höchsten zu erwartenden Umgebungstemperatur liegen sollte. Eine noch höhere UKP-Temperatur erhöht den Stromverbrauch durch die Heizung unnötig. Standard-Toleranz des UKP für die Quarzherstellung ist ± 5 K.

Die Schaltung einer geeigneten Heizungsregelung wurde z.B. von C.-H. Schübbe, DJ6JJ,

in (7) vorgeschlagen. Um eine tatsächlich auf besser als 0,1 K stabile Ofentemperatur zu erreichen, ist es erforderlich, auch den OpAmp der Heizungsregelung auf möglichst konstanter Temperatur zu halten, da sonst die Temperaturdrift der Offsetspannung die Regelung verfälscht. Außerdem müssen der Temperatursensor, die Heizquelle (Leistungs transistor) und der Quarz optimal zueinander angeordnet sein (Quarz möglichst nicht im Wärmestrom zwischen Wärmequelle und -senke). Insbesondere bei einem kleinen Heizblock besteht die Gefahr der Schwingneigung der Heizungsregelung, was am „Pumpen“ des Heizstroms bemerkt werden kann.

Beim Anschluß des Quarzes an die Schaltung ist zu beachten, daß die Anschlußdrähte des Quarzes eine direkte Wärmeleitung zur Quarzscheibe darstellen. Die elektrische Verbindung an die „kalte“ Umwelt sollte also nicht zu kurz sein (Widerspruch zu HF-Erfordernissen!) und sollte eine möglichst schlechte Wärmeleitung darstellen (dünn Draht).

Bei Ofen-Oszillatoren ist ferner zu beobachten, daß beim Wiedereinschalten nach Stromausfall die Oszillatorfrequenz unter Umständen auch nach längerer Zeit nicht mehr genau auf ihren Wert vor der Stromabschaltung zurückkehrt (sogenannter Retrace-Effekt).