

Extrem rauscharmer 96-MHz-Quarzoszillator für die UHF/SHF-Frequenzaufbereitung

Vortrag auf der UKW-Tagung 1980 in Weinheim

Bernd Neubig, DK 1 AG

1. BEDEUTUNG VON KURZZEIT- STABILITÄT UND PHASENRAUSCHEN FÜR DIE SENDER- UND EMPFÄNGER- AUFBEREITUNG

Die Endfrequenz von UHF- und SHF-Geräten wird aus einem stabilen Quarzoszillator mit Hilfe von Vervielfacherketten gebildet. Bild 1 zeigt die möglichen Frequenzpläne. Aus der Kernfrequenz 1152 MHz können alle Bänder bis 3 cm erreicht werden. Sie kann mit Frequenzverdopplern und -verdreifachern aus den angegebenen Frequenzen aufbereitet werden. Da Quarzoszillatoren auf 192 MHz schwer zu beherrschen sind, 72 MHz und 144 MHz Nebenausstrahlungen bzw. Pfeifstellen im 2-m- und 70-cm-Band (Konverter) erzeugen, ist die Aufbereitung von 96 MHz am gefälligsten.

Der sich dabei ergebende Gesamt-Vervielfachungsfaktor n_{ges} ist in der Abbildung angegeben und liegt zwischen 12 (23-cm-Band) und 108 im 3-cm-Band. Er erzwingt sehr hohe Anforderungen an die Frequenzstabilität des Mutteroszillators. Während unzureichende Langzeitstabilität sich als Frequenzdrift bemerkbar macht und durch Thermostatbetrieb bei Verwendung einer stabilen Oszillatorschaltung und von Quarzen ausreichender Güte und Alterung bewältigt werden kann, ist die Kurzzeitstabilität eine wesentlich kritischere Größe.

Die Kurzzeitstabilität wird charakterisiert durch »kurzzeitige«, d.h. im Sekundenbereich und darunter liegenden Schwankungen der Momentanfrequenz bzw. -phase. Bild 2 veranschaulicht dies anhand verschiedener Darstellungen.

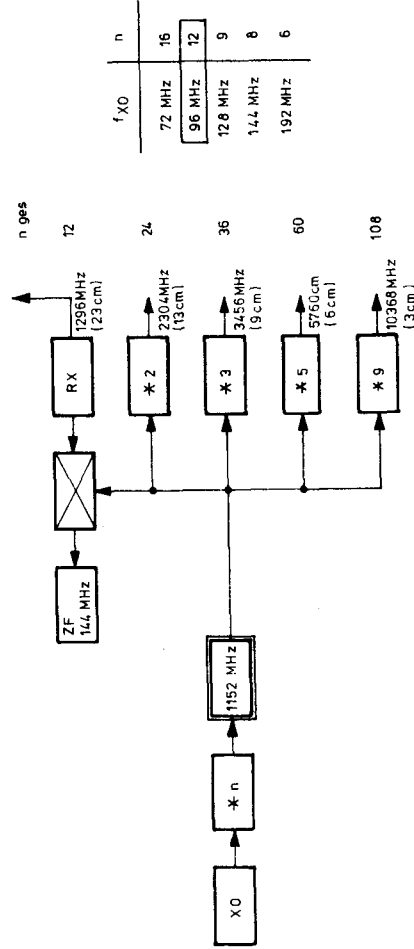
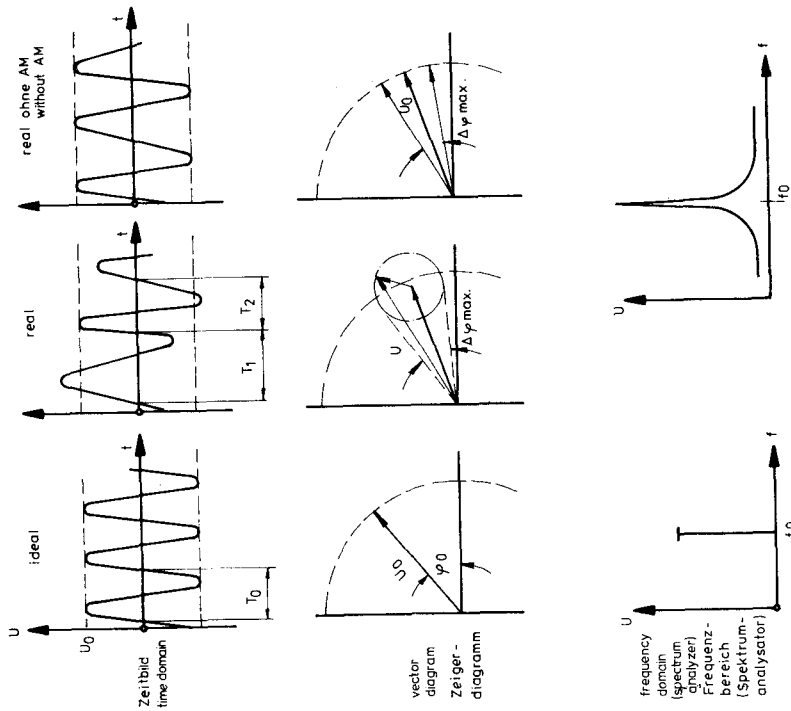


Bild 1: UHF/SHF-Frequenzaufbereitung

Bild 2:
Frequenz-
stabilität
in verschiedener
Darstellung



Die obere Zeile zeigt die Oszillatorschwingerung im Zeitbild, d.h. wie sie mit einem Oszilloskop zu beobachten ist. In der mittleren Zeile ist dasselbe als Zeigerdiagramm dargestellt: die Amplitude wird durch die Länge des Pfeils dargestellt, die Phasenlage durch den Winkel ϕ_0 . Die Sinusschwingung entspricht einer Rotation des Pfeils, der Augenblickswert ist die Projektion des Pfeils auf die Bezugsachse. Die untere Reihe ist die Darstellung im Frequenzbild, d.h. wie man das Signal auf einem Spektrumanalysator beobachten könnte.

Ein idealer Oszillator hat eine rein sinusförmige Ausgangsspannung konstanter Amplitude U_0 , die Pfeilspitze des Zeigers bewegt sich gleichförmig auf einer Kreisbahn, das Spektrum besteht aus einer einzigen Linie der Frequenz $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$

$$U(t) = U_0 \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (1)$$

Das Ausgangssignal eines realen Oszillators – wie in Bild 2 etwas übertrieben dargestellt – weist kurzzeitige Amplituden- und Phasen-(Frequenz-)Schwankungen auf, die mehr oder weniger statistisch verteilt auftreten. Im Zeigerdiagramm bedeutet das, daß zum einen die Zeigerlänge schwankt und zum anderen die gleichförmige Zeigerdrehung durch ein Hin- und Herpendeln gestört wird. In der Spektraldarstellung entspricht dies einer Verbreiterung der Linie in Verbindung mit Amplitudenschwankungen.

Die derart »verrauschte« Schwingung kann mathematisch dargestellt werden als

$$U(t) = [(U_0 + \varepsilon(t)) \cdot \sin[\omega_0 t + \phi(t)]] \quad (2)$$

das heißt, die Amplitude U_0 ist durch einen Momentanwert $\varepsilon(t)$, die Gesamtphase $\phi(t)$ durch den Anteil $\phi(t)$ verwechselt.

Da bei der Frequenzaufbereitung im allgemeinen eine Amplitudenbegrenzung stattfindet (Oszillator, Vervielfacherstufen, Empfänger-ZF bei FM), kann bei der Betrachtung das »Amplitudenrauschen« vernachlässigt werden (rechte Spalte in Bild 2), das Ausgangssignal hat die Form

$$U(t) = U_0 \cdot \sin[\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (3)$$

Zu einem beliebigen Zeitpunkt t beträgt dann die Momentanfrequenz

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (4)$$

Diese Formel zeigt den Zusammenhang zwischen dem Frequenz- und dem Phasenrauschen, die voneinander nicht zu trennen sind.

Das Ausgangssignal besteht aus einer Spektrallinie endlicher Breite. Weitab von der Hauptlinie existiert ein nahezu »weißer« Breitband-Rauschuntergrund, in der unmittelbaren Umgebung der Hauptlinie ist diese durch eine zusätzliche Rauschlocke verbreitert. Zusätzlich dazu können schwache Linien von Harmonischen oder Nebenwellen auftreten.

Man kann die Abweichungen von der konstanten Frequenz in zwei Arten aufteilen: in deterministische Effekte, die durch die Umgebung verursacht werden, und zufallsbedingte Effekte. Beide Arten können aber experimentell nicht immer sauber getrennt werden.

Die deterministischen Effekte sind Einflüsse der Versorgungsspannung, der Umgebungstemperatur, mechanischer und elektrischer Belastung sowie Alterung der Quarze und der anderen elektrischen Bauelemente.

Zu den deterministischen Frequenzänderungen kommen die zufälligen Effekte, die die Oszillatorausgangsfrequenz statistisch ändern. Dies geschieht durch das Rauschen der aktiven Schaltungselemente, durch zusätzliches Rauschen der Bauelemente einschließlich des Quarzes. Das Quarzrauschen rührt von Effekten in der Resonatorstruktur sowie von physikalischen Grenzflächeneffekten zwischen Quarzschelbe und Elektroden her. Diese

Mängel bewirken eine Abhängigkeit der Resonanzfrequenz von der Quarzbelastung sowie Änderungen der elektrischen Ersatzgrößen bei Änderung der Anregungsamplitude.

Betrachtet man die allgemeine Form eines Oszillators, dann kann man die Hauptpunkte des Entstehens des Rauschens lokalisieren entsprechend Bild 4:

Die Hauptelemente eines Oszillators sind:

- Der Verstärker zum Starten und Aufrechterhalten der Schwingung
- eine Begrenzerschaltung, die meist durch den Verstärker selbst realisiert ist (der die Maximalamplitude im eingeschwungenen Zustand stabilisiert).

Ferner:

- Der Resonanzkreis – hier der Quarz, eventuell »garniert« mit phasenschiebenden LC-Blindwiderständen.

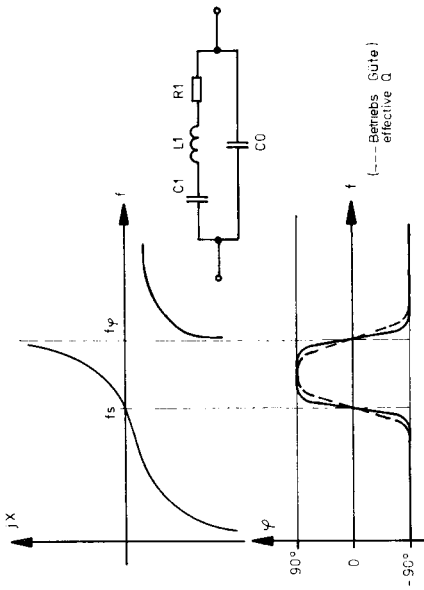
Schließlich eine Pufferstufe zur Isolation des Oszillators von den nachfolgenden Stufen. Der Pegel des weißen Breitbandrauschens wird bestimmt durch den Rauschbeitrag der Puffer- und nachfolgenden Verstärkerstufen; das erhöhte Rauschen in der Nähe der Trägerfrequenz wird durch das selektive Oszillatorkreisnetzwerk geformt. Die endliche Linienbreite des Trägers selbst hängt mit der Quarzgüte, der Art des Netzwerks und der niederfrequenten Rauschereigenschaften (1/f-Bereich) der Oszillatorstufen zusammen. Das niederfrequente Rauschen kann auf zwei verschiedene Arten auf den Oszillator einwirken:

- direkt auf die frequenzbestimmenden Parameter (Quarz), sog. parametrisches Rauschen);
- indirekt über Nichtlinearitäten kann es in den Trägerfrequenzbereich multiplikativ hochgemischt werden.

Die Quarzgüte wird in jeder Oszillatorschaltung auf die sog. Betriebsgüte Q_B gedämpft, d.h. Quarz und Oszillator haben zusammen eine Gesamtgüte Q_B , die (unter Umständen erheblich) kleiner ist als die Güte des Quarzes allein.

Der Zusammenhang zwischen Phasenrauschen und Frequenzrauschen wird durch die Betriebsgüte bestimmt:

Bild 3: Blindwiderstands- und Phasenverlauf beim Quarz



$$\varphi = \arctan\left(-2 \cdot Q_B \frac{\Delta f}{f_0}\right) \quad (5)$$

In der Umgebung der Oszillatorfrequenz f_0 ergibt sich also:

$$\frac{d\varphi}{df} = -2 \frac{Q_B}{f_0} \quad (6)$$

Beispiel: $Q_B = 50\,000$, $f_0 = 96\text{ MHz}$

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta f} \approx -1 \cdot 10^{-3} \frac{\text{rad}}{\text{Hz}} \approx -0,05^\circ/\text{Hz}$$

Das heißt, für eine Kurzzeitstabilität von 1 Hz (entsprechend 100 Hz bei 10 GHz)

muß der Oszillator auf 1/20 Grad konstante Phasenbedingungen bieten! Bild 3 veranschaulicht Gl. (5), gestrichelt ist der Phasenverlauf bei gedämpftem Quarz gezeichnet.

Was bedeuten nun Kurzzeitstabilität und Phasenrauschen für die Praxis? Rauschseitenbänder eines Sendesignals belegen je nach Vervielfachungsgrad einen mehr oder weniger großen Bereich in der Nachbarbandbreite der Sendefrequenz und überlagern dort einfallende schwache Signale. Bei Empfängern überlagern sie sich in der Mischstufe jedem Eingangssignal und bewirken eine Desensibilisierung (»Zu-Rauschen«) in der Umgebung aller einfallenden (stärkeren) Stationen (1).

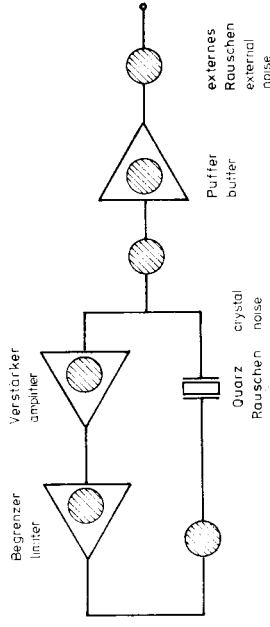


Bild 4: Rauschquellen im Quarzoszillator

2. MESSUNG DER KURZZEITSTABILITÄT

2.1. Begriffe, Meß- und Auswertebereiche

2.1.1. Messungen im Frequenzbereich

Betrachten wir nun das Rauschspektrum in der Nähe des Trägers etwas genauer:

Wie bereits Gleichung (4) zeigt, sind Frequenzänderungen und Phasenänderungen miteinander verknüpft. Zur Bewertung der Kurzzeitstabilität genügt es also, entweder die relative Frequenzänderung (in ppm) gegenüber einer sehr frequenzstabilen Referenz zu messen, oder die Phasenänderungen gegenüber einer Quelle mit quasi-stationärer Phase zu bestimmen.

Die mathematische Auswertung soll hier nur kurz umrissen werden:

Man mißt die Frequenzabweichungen (oder die Phasenabweichungen) periodisch in einem bestimmten Meßintervall und verbleibt jeweils nur die Änderung von einer Messung zur nächsten. Den statistischen Mittelwert dieser Verknüpfung (Produkt) nennt man die Autokorrelationsfunktion der Frequenz- oder Phasenschwankung. Aus dieser kann man durch eine Integraltransformation die Spektraldichte der relativen Frequenzänderung $S_y(f)$ bzw. die Spektraldichte des Phasenrauschens $S_\varphi(f)$ bestimmen.

Die Spektraldichte der Frequenzstabilität und der Phasenänderung hängen entsprechend der Gleichung

$$S_y(f) = \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 S_\varphi(f) \quad (5)$$

Natur des Rauschens	$S_y(f)$	$S_\varphi(f)$
Zufallsrauschen der Frequenz	$a_{-2} \cdot f^{-2}$	$v_0^2 \cdot a_{-2} \cdot f^{-4}$
1/f-Rauschen der Frequenz	$a_{-1} \cdot f^{-1}$	$v_0^2 \cdot a_{-1} \cdot f^{-3}$
Weißes Rauschen der Frequenz; Zufallsrauschen der Phase	a_0	$v_0^2 \cdot a_0 \cdot f^{-2}$
1/f-Rauschen der Phase	$a_1 \cdot f$	$v_0^2 \cdot a_1 \cdot f^{-1}$
Weißes Rauschen der Phase	$a_2 \cdot f^2$	$v_0^2 \cdot a_2$

Tabelle 1

miteinander zusammen. Trägt man eine dieser beiden experimentell gemessenen Spektraldichten in Abhängigkeit der Frequenzdifferenz zum Träger ab, so kann man das dabei entstehende Rauschspektrum nach seiner Natur unterscheiden (Tabelle 1).

$$S_y(f) = \sum_{n=-2}^2 a_n \cdot f^n$$

für $0 < f \leq f_{\max}$

$$S_\varphi(f) = v_0^2 \cdot \sum_{n=-2}^2 a_n \cdot f^{n-2}$$

Bild 5 zeigt, daß man in doppelt-logarithmischer Darstellung durch die Meßpunkte eine oder mehrere Geradenstücke zeichnen kann, die die Steigung $-2, -1, 0$ usw. haben. In Tabelle 1 ist die physikalische Natur der einzelnen Anteile zusammengestellt. Entsprechend Gleichung 5 ist der Exponent der Frequenzabhängigkeit bei $S_\varphi(f)$ um zwei kleiner als bei $S_y(f)$.

Zufälliges Rauschen der Frequenz ergibt ein Rauschspektrum proportional f^{-2} . Ein Rauschverhalten f^{-1} stellt das 1/f-Rauschen der Frequenz dar, das weiße Rauschen der Frequenz bewirkt in der Größe S_y einen konstanten Beitrag. Es ist gleichwertig mit einem zufallsverteilten Rauschen der Phase, d.h. $S_\varphi(f) \sim f^{-2}$.

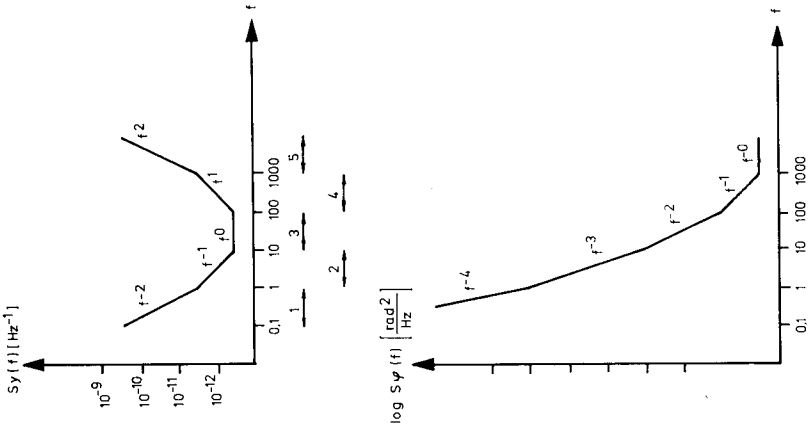


Bild 5: Typen der Spektralverteilung von Frequenz-(S_y) und Phasenrauschen (S_φ)

Die nächste Zeile zeigt das 1/f-Rauschen der Phase und schließlich das weiße Rauschen der Phase.

Das am häufigsten experimentell verwendete Maß zur Charakterisierung des Phasenrauschens (im Frequenzbereich) ist die Größe $\xi(f)$. Sie hat die Dimension Hz^{-1} und ist definiert als das Verhältnis der Leistung an einem Punkt eines Rauschseitenbands (bei der Frequenz $v_0 + f$, d.h. f Hz vom Träger entfernt) zur gesamten Signalleistung, bezogen auf eine (Meß-) Bandbreite von 1 Hz.

$$\xi(f) = \frac{S(v_0 + f)}{P_{\text{Träger}} + 2 \cdot P_{\text{Seitenband}}}$$

Da die Rauschleistung im allgemeinen auf beide Seitenbänder gleich verteilt ist, gilt (für $\Delta\varphi$ Rausch $\ll 1$ rad):

$$\xi(f) = \frac{1}{2} S_\varphi(f)$$

Meist wird statt $\xi(f)$ das logarithmische Maß $10 \lg \xi(f)$ (dB) verwendet, dieses ist also um 3 dB geringer als das logarithmische Maß $10 \lg S_\varphi(f)$.

Mißt man mit einer Bandbreite (Analysebandbreite) von b Hz, dann ist die gemessene Leistung ungefähr $10 \lg b$ (dB) höher als bei 1 Hz.

2.1.2. Messungen im Zeitbereich

Im ersten Teil haben wir beschrieben, wie man die Kurzzeitstabilität in spektraler Darstellung charakterisieren kann. Die Messung dieser Größen kann mit einem Spektralanalysator durchgeführt werden.

Oft ist es jedoch bequemer, die Stabilität durch eine große Anzahl von Frequenzmessungen bzw. Periodendauermessungen mit dem Frequenzzähler zu beschreiben. Die Messung im Frequenzbereich und die Messung im Zeitbereich sind mathematisch äquivalent.

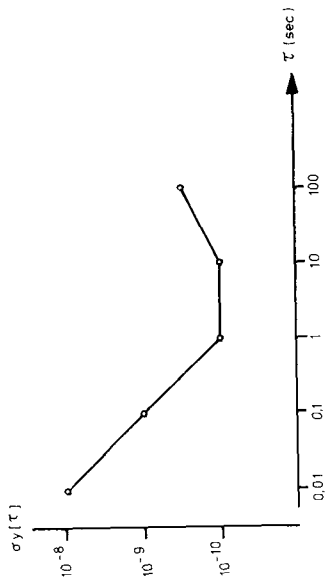
Das gebräuchlichste Maß zur Charakterisierung im Zeitbereich ist die sogenannte Allan-Varianz. An einem Frequenzzähler liest man in gleichen Zeitabständen eine große Anzahl von Frequenzwerten f_i ab. Der Zeitabstand zwischen 2 Messungen sei τ . Zur Auswertung bildet man jedoch nur die relativen Einzeldifferenzen

$$y_i = \frac{f_i + 1 - f_i}{f_i} \quad (\text{in ppm})$$

zwischen jeweils zwei aufeinanderfolgenden Werten. Nimmt man an, daß die Totzeit des Zählers sehr klein ist gegenüber der jeweiligen Meßzeit, dann ist die Allan-Varianz bei m Messungen so definiert:

$$\sigma_y^2(\tau, m) = \frac{1}{2 \cdot (m-1)} \sum_{i=1}^{m-1} (\bar{y}_{i+1} - \bar{y}_i)^2 \quad (6)$$

Bild 6:
Beispiel für eine
Allan-Varianz-Messung



Die y-Werte sind die relativen Frequenzabweichungen in ppm (10^{-6}).

Es wird also der Frequenzunterschied der Messung 2 zur Messung 1 gebildet, die Differenz (in ppm) quadriert und dieser Wert gespeichert. Beim nächsten Zyklus wird Frequenzdifferenz 3 - 2 gebildet, das Differenzquadrat nach dem vorherigen Ergebnis aufsummiert, im 3. Zyklus Differenz 4 - 3 quadriert und aufsummiert. Nach einer ausreichenden Anzahl von Messungen wird der Mittelwert dieser Summe der Differenzquadrate gebildet und durch die Meßintervaldauer geteilt. Diese Messung wird für verschiedene Meßperioden wiederholt, z.B. 1/100-Sekunde, 1/10-Sekunde, 1 Sekunde, 10 Sekunden usw. und im doppelt logarithmischen Maßstab wird $\sigma_y^2(\tau)$ über der Meßzeit abgetragen. Diese Kurve ist ein Maßstab dafür, wie stark sich die Frequenz von einer Messung zur anderen in Abhängigkeit von der Meß- (Integrations-)zeit ändert.

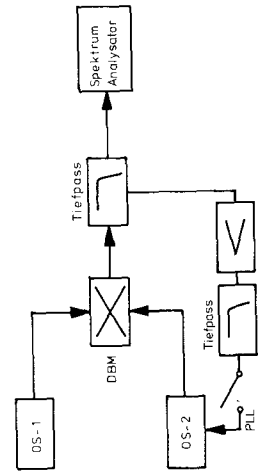


Bild 7:
Meßprinzip Seitenband - Phasenrauschen

Um mehrere Oszillatoren in ihren Eigenschaften miteinander vergleichen zu können, ist es nötig, diese Art von Messung bei verschiedenen langen Meßintervallen zu vollziehen.

Das typische Ergebnis einer Allan-Varianz in Abhängigkeit von der Zähzeit doppelt logarithmisch aufgetragen zeigt Bild 6.

2.2. Meßmethoden

Eine sehr gute Literatur zu diesem bevorstehenden Abschnitt ist in (2) angegeben: die NBS Technical Note 632 vom National Bureau of Standards. Sie enthält neben einer ausführlichen technischen Einführung mit mathematischem Anhang eine ausführliche Darstellung von typischen Meßaufbauten zur Messung der Kurzzeitstabilität mit genauen Angaben der Dimensionierung einschließlich Schaltbeispielen. Als deutschsprachige Quelle ist der Vorentwurf der Norm DIN 45175 (3) anzuführen, der Übersetzung des international anerkannten IEC-Entwurfs 49 (Secr) 109 (4).

2.2.1. Frequenzdomäne (Spektralanalyse)

Das grundlegende Meßprinzip ist in Bild 7 dargestellt. Ein Referenzoszillator und der dazu untersuchende Oszillator werden in einem Balance-Modulator auf die Frequenz Null gemischt. Das Mischprodukt gelangt über einen Tiefpaß auf einen rauscharmen DC-Verstärker, von dem aus eine PLL-Schleife (sehr lose angekoppelt) den Referenzoszillator phasenstarr an den zu untersuchenden Oszillator anbindet. Die Phasen-

regelschleife hat eine relativ große Zeitkonstante, so daß nur die sehr langsamen Frequenzänderungen ausgeregelt werden, die schnelleren Frequenzänderungen äußern sich als Phasenschwankungen und ergeben sich als Phasenschwankungen mit verrauschtem Ausgang des Mischers ein verrauschtes DC-Signal. Dieses kann am Ausgang des rauscharmen Verstärkers abgenommen und mit einem Spektrumanalysator für niedere Frequenzen untersucht werden.

Nach diesem Meßprinzip wurde zur Bewertung der im Abschnitt 3 behandelten Oszillatoren ein Meßaufbau entwickelt, der sich aus handelsüblichen Bauelementen zusammenstellen läßt. Statt eines teuren Spektrumanalysators reicht es für grobe Bewertungen, das verrauschte Signal an einem Oszilloskop zu messen. Die Spitze-/Spitzenamplitude des verrauschten Signals ist ein Relativmaß, um Besser-/Schlechter-Untersuchungen vornehmen zu können. Die Schaltung ist in Bild 8 gezeigt.

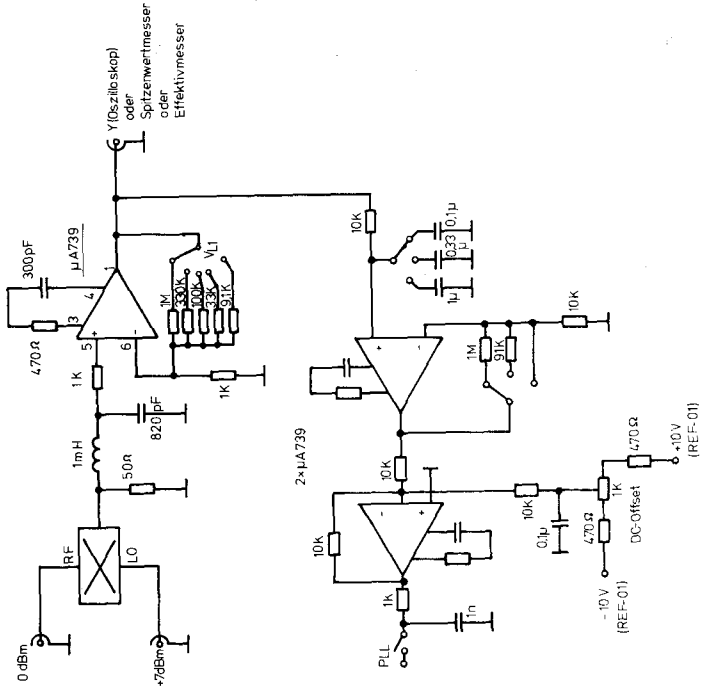


Bild 8:
Meßschaltung zum Bewerten des Seitenbandrauschens

Zur quantitativen Bewertung läßt sich auch noch ein Spitzenwertgleichrichter- bzw. ein Effektivwertmesser, wie vor kurzem in der »FUNKSCHAU« veröffentlicht (5), anschließen. Statt des aufwendigen Spektrumanalysators kann man auch eine Reihe umschaltbarer aktiver Bandfilter mit Operationsverstärkern wahlweise zuschalten und deren Ausgangssignal messen. Damit ist es möglich, das quantitative Verhältnis verschiedener Spektralanteile zu bewerten.

Diese Methode erlaubt es allerdings nur, zwei Oszillatoren gegenseitig zu vergleichen, eine Absolutmessung eines Oszillators ist nicht möglich. Ist Oszillator 1 ein wesentlich besserer Typ (abgeleitetes, Frequenznormal), hat man eine quasi-Absolutmessung. Vergleicht man etwa gleichwertige Oszillatoren miteinander, muß man vom Meßergebnis 3 dB abziehen, um das Phasenrauschen eines Oszillators zu erhalten.

Auf diese Weise kann man durch Aufbauen verschiedener Varianten von Oszillatoren diese untereinander vergleichen.

Die Empfindlichkeit der Anordnung läßt sich steigern, indem man statt bei der Oszillatorfrequenz die Mischung erst nach Vervielfachen der Ausgangsfrequenz vornimmt. Eine sehr elegante Methode ist das Verfahren der sukzessiven 10/9-Multiplikation (siehe **Bild 9**). Sie hat den Vorteil, daß das Meßsignal am Ausgang die gleiche Frequenz hat wie die Referenzfrequenz, die Rauschseitenbänder aber um 10^n breiter sind.

Die quantitative Messung des Einseitenbandrauschens $\xi(f)$ wird folgendermaßen vorgenommen:

(a) Die beiden Oszillatoren werden leicht gegeneinander verstimmt und die Amplitude des Differenztones gemessen bzw. auf einen Referenzwert eingestellt (0 dB). Die Spitze-Spitze-Amplitude entspricht der Empfindlichkeit der Meßanordnung in V/rad .

(b) Beide Oszillatoren werden gegeneinander gerastet und die **effektive** Rauschgangsspannung beim zu messenden Abstand f von der Trägerfrequenz gemessen. Das Spannungsverhältnis wird in dB umgerechnet und der Bandbreitenfaktor $10 \lg b$ dazuaddiert. Das Ergebnis ist die Größe $\xi(f)$ in »dB/Hz«.

2.2.2. Messungen in der Zeitdomäne

Prinzipiell besteht die Messung im Zeitbereich darin, die Frequenzschwankungen des Oszillators mit einem möglichst schnellen Frequenzzähler direkt zu erfassen und statistisch auszuwerten. Die Zeitbasis des Frequenzzählers muß natürlich eine wesentlich bessere Kurzzeitstabilität aufweisen als der zu messende Oszillator. Dabei einem direkt messenden Frequenzzähler eine hohe Frequenzauflösung mit langen Meßzeiten erkauft werden muß, ist

es meistens notwendig, mit reziproken Zählern über Periodendauermessungen Frequenzmessungen höherer Auflösung in kürzeren Zyklen zu erreichen.

a) Direkte Messung:

Bei der direkten Messung wird der zu untersuchende Oszillator direkt an den Frequenzzähler angeschlossen, die Meßergebnisse des Frequenzzählers werden z.B. über einen angeschlossenen Drucker ausgedruckt oder über einen schnellen Prozessor direkt ausgewertet. Am gebräuchlichsten ist eine Auswertung nach der Methode der Allan-Varianz.

b) Indirekte Messung:

Bei der indirekten Messung wird der zu messende Oszillator mit einem über eine Phasenregelschleife eingerasteten Referenzoszillator gemischt (siehe Frequenzdomänenmessung), jedoch wird die Regelung so fest eingestellt, daß die Phasenschwankungen völlig ausgeregelt werden. Das Entsprechend verrauschte Ausgangssignal der Schleife wird nach der Verstärkung nun einem Spannungsfrequenzwandler zugeführt, der die ver-rauschte Gleichspannung umsetzt in eine sich schnell ändernde Frequenzschwankung. Diese umgesetzte Frequenz kann mit einem Frequenzzähler nach der gleichen Methode wie in a) gemessen und ausgewertet werden.

In Heft 2/1981 erscheinen die abschließenden Kapitel:

3. Aspekte beim Entwurf kurzzeitstabiler Quarzoszillatoren

- 3.1. Wahl der optimalen Ausgangsfrequenz
- 3.2. Wahl der aktiven Bauelemente
- 3.3. Wahl der geeigneten Schaltung

4. Meßeergebnisse

- 4.1. Betriebsgüte in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt
- 4.2. Optimale Ausgangsimpedanz der Oszillatorstufe
5. Literatur

Es gibt heute phantastische Bauelemente und eine hochentwickelte Schaltungstechnik. Kombinieren wir beides und lassen wir den LötKolben nicht kalt werden !

Extrem rauscharmer 96-MHz-Quarzoszillator für die UHF/SHF-Frequenzaufbereitung

Abschließender 2. Teil

Bernd Neubig, DK 1 AG

3. ASPEKTE BEIM ENTWURF KURZZEIT- STABILER QUARZOSZILLATOREN

3.1. Wahl der optimalen Ausgangsfrequenz

Das klassische Design kurzzeitstabiler Oszillatoren geht von einem Mutteroszillator bei 5 oder 10 MHz aus, wobei Präzisionsquarze im 3. und 5. Oberton verwendet werden (6). Für die Aufbereitung von UHF/SHF-Frequenzen bedeutet das einen extrem hohen Vervielfachungsfaktor, durch den dem Rauschanteil der Vervielfacherstufen ein sehr hoher Beitrag am Gesamtrauschen zukommt.

Durch den technischen Fortschritt bei der Produktion von Schwingquarzen ist es möglich, Quarze mit höheren Resonanzfrequenzen zu verwenden. Grundsätzlich steigt bei Schwingquarzen die Güte mit höherem Oberton (bei gleicher Frequenz). Für einen bestimmten Oberton kann man annehmen, daß das Produkt $Q \cdot f$ eine Konstante ist. Das bedeutet, daß mit wachsender Frequenz die Güte abnimmt. Die marktübliche Grenze für Schwingquarze liegt bei ca. 200 MHz. Als ein optimaler Frequenzbereich hat sich in den letzten Jahren im professionellen Bereich eine Ausgangsfrequenz um 100 MHz herausgeschält. Unsere Wahl von 96 MHz entspricht also dem gegenwärtigen Stand der Technik.

Standardmäßige 96-MHz-Quarze im 5. Oberton sind als größere HC-6/U oder kleinere HC-18/U-Quarze erhältlich. Ver-

gleichsmessungen des Verfassers zeigten, daß der größere Quarz keinen Gütevorteil bringt. Von einer Anzahl gemessener Quarze ergab sich in HC-6/U eine mittlere Güte von ca. 80000, in HC-18/U von 94000. Zum Vergleich wurden Quarze im 7. Oberton gemessen. Sie ergaben als HC-18/U-Quarze eine mittlere Güte von 106000, d.h. eine um etwa 13 % höhere Güte als der 5. Oberton. Präzisionsquarze im Glashalter im 7. Oberton weisen eine mittlere Güte von 116000 auf (zur Wahl des geeigneten Quarztyps siehe Punkt 4).

3.2. Wahl der aktiven Bauelemente

Bei bipolaren Transistoren ist das Rauschen wesentlich von der Basis-Emitterstrecke bestimmt. Dabei ist das Rauschen von PNP-Transistoren geringer als das eines entsprechenden 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-Feldeffekttransistoren rauschen gegenüber bipolaren Transistoren und MOSFETs am wenigsten (7). Bei der Verwendung von Feldeffekttransistoren sind Hochstromtypen wegen des größeren linearen Bereichs und des kleinen Source-Eingangswiderstandes in Gate-Schaltung vorzuziehen. Wie die Meßergebnisse (siehe Punkt 4) zeigen, ist der Typ P 8000 (jetzt P 8002) dem ungefähr äquivalenten BF 246 C überlegen.

Bild 10 zeigt die realisierte Prinzipschaltung. Es handelt sich um eine gleichstromgekoppelte Kaskodenschaltung von zwei Hochstrom-Feideffekttransistoren. Die Oszillator-Grundschialtung ist ein Colpitts-Oszillator. Überbrückt man den Source-Widerstand von Transistor 1 kapazitiv, dann erhält man einen freischwingenden LC-Oszillator, bei dem die Rückkopplung durch kapazitive Anzapfung des Schwingkreises L 1, C 1, C 2 erzeugt wird. Transistor 1 arbeitet in Source-Schaltung, T 2 in Gate-Schaltung.

Die Rückkopplung ist so dimensioniert, daß der Oszillator bei Entfernen des Bypass-Kondensators an Source 1 nicht von alleine anschwingt. Der Schwingkreis L 1, C 1, C 2 ist auf 96 MHz abgestimmt. Fügt man den Quarz in die Source-Leitung ein, dann wird die Gegenkopplung des Source-Widerstandes durch die niedere Quarzimpedanz bei den Serienresonanzfrequenzen (Grundwelle, 3., 5. usw. Oberton) vermindert. Mit dem Drain-Kreis wird der Betrieb auf dem gewünschten Oberton garantiert. Er muß dazu eine ausreichend hohe Güte haben. Das Verhältnis C 1/C 2 bestimmt den Rückkopplungsgrad.

Beide Transistoren arbeiten in stabilem A-Betrieb bei 40 mA Drainstrom. Die Begrenzung wird bewirkt durch zwei antiparallel

geschaltete Schottky-Dioden, die an einer Anzapfung des Ausgangskreises liegen. Mit L_p wird die statische Kapazität des Quarzes kompensiert, um eine reelle Quarzimpedanz und einen symmetrischen Phasenverlauf im Bereich der Serienresonanzfrequenz des Quarzes zu haben.

Die Kaskodenschaltung mit Feideffekttransistoren hat Eigenschaften, die denen der Röhrenpentode entsprechen. Charakteristisch ist der hohe Innenwiderstand, so daß die Verstärkung entsprechend der bekannten Röhrenformel

$$V = S \cdot (R_i / R_a) \approx S \cdot R_a \quad (7)$$

ist. Der praktisch realisierbare Ausgangswiderstand ist kleiner als der Innenwiderstand, so daß prinzipiell eine Unteranpassung vorliegt. Analoges gilt für die Drain des ersten Transistors. Ihr höherer Ausgangswiderstand ist abgeschlossen mit dem niederohmigen Eingangswiderstand der Source des zweiten Transistors. Umgekehrt »sieht« die Source 2 den sehr hohen dynamischen Innenwiderstand des als Konstantstromquelle geschalteten Transistors 1, was eine starke Gegenkopplung bewirkt. Eine weitere Gegenkopplung stellt der Sourcewiderstand R 3 in Verbindung mit der Drossel – HF-mäßig parallel zum Serienresonanzwiderstand des Quarzes – dar.

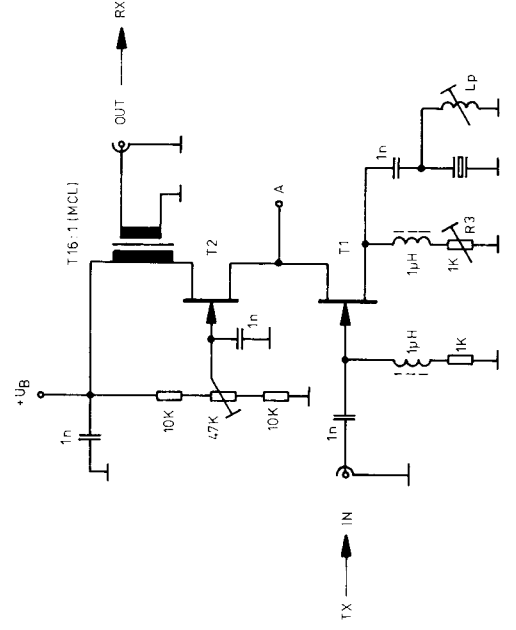


Bild 11: Meßschaltung zur Ermittlung der Betriebsgüte

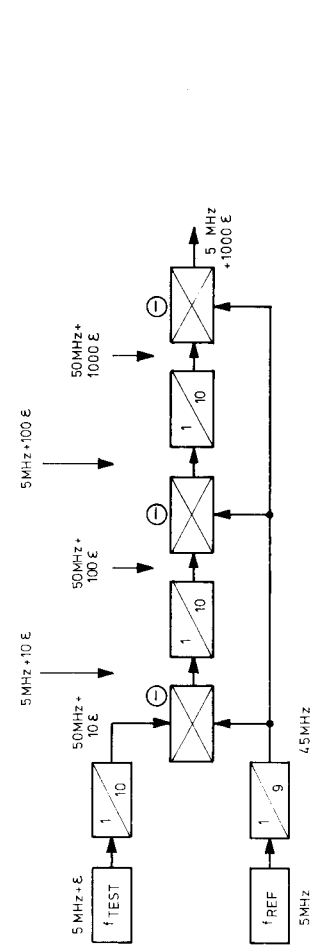


Bild 9: Sukzessive 10/9-Multiplikation (dieses Bild hatte in Teil 1 keinen Platz mehr)

3.3. Wahl der geeigneten Schaltung

Die aktive Stufe eines Quarzoszillators hat zwei Funktionen: zum ersten Zurverfügungstellen einer Verstärkungsreserve zur Anhebung der Schwingung und Aufrechterhaltung der Rückkopplungsbedingung, zum zweiten Begrenzung der maximal möglichen Amplitude durch Rückgang der Verstärkung bei hohen Amplituden (Sättigung). Für einen kurzzeitstabilen Oszillator ist es äußerst wichtig, daß beide Funktionen voneinander getrennt werden und insbesondere der Quarz kein Bauelement »sieht«, dessen Arbeitspunkt beim Anschwingen oder im eingeschwingenen Zustand sich verändert, da die im Takt des HF-Signals schwankende Impedanz eine multiplikative Mischung von Rauschseitenbändern bewirken würde.

Ferner ist eine möglichst starke Gegenkopplung der aktiven Stufen anzustreben, weil nur dadurch ein linearer Arbeitsbereich und ein rauscharmer Betrieb möglich sind.

Ein entscheidendes Kriterium für die Wahl der Oszillatorschaltung ist die Betriebsgüte (siehe Meßergebnisse unter Punkt 4). Eine Schaltung, die diesen Bedingungen gerecht wird, wurde von mir bereits in (6) vorgeschlagen. Die folgenden Ausführungen behandeln die Erfahrungen und Meßergebnisse zur Erzielung eines optimalen Designs.

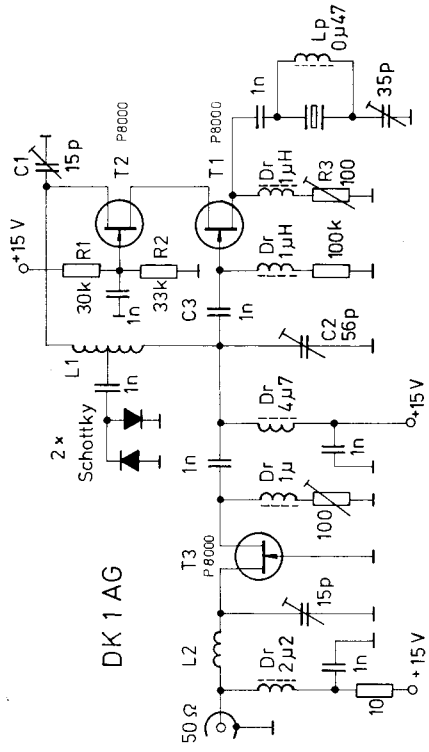


Bild 10: Die ausgeführte Schaltung des 96-MHz-Oszillators
L 1: 6 Wdg. 1 mm versilberter Draht auf 6-mm-Dorn, Anzapf etwa in Mitte
L 2: wie L 1, aber ohne Anzapf

Mit dem Sourcewiderstand wird der Betriebsstrom der Kaskode eingestellt, mit dem Spannungsteiler R₁, R₂ wird die Spannung an dem Verbindungspunkt Drain 1 – Source 2 auf etwa halbe Betriebsspannung eingestellt.

Zum Abgleich werden zunächst die Begrenzdioden entfernt und der Quarz kurzgeschlossen. Mit dem Kollektorkreis stellt man dann die freischwingende Frequenz ungefähr auf 96 MHz ein. Die Kompensationsspule L_p wird in Verbindung mit dem Quarz (in ausgebaute Zustand) mit

dem Dipmeter auf 96 MHz abgeglichen. Nach Zuschalten des Quarzes muß bei Anlegen der Betriebsspannung der Oszillator stabil schwingen. Bei Verstärken des Drainkreises darf sich die Oszillatorfrequenz nur geringfügig ändern, jedoch darf dieser nicht zu stark verstimmt werden, um unerwünschtes Abreißen der Schwingung bzw. Anschwingprobleme beim Einschalten zu verhindern. Durch Zufügen des Diodenpaares wird die HF-Amplitude bei geeigneter Wahl der Anzapfung auf etwa die Hälfte des Wertes des selbstbegrenzenden Oszillators gedrosselt.

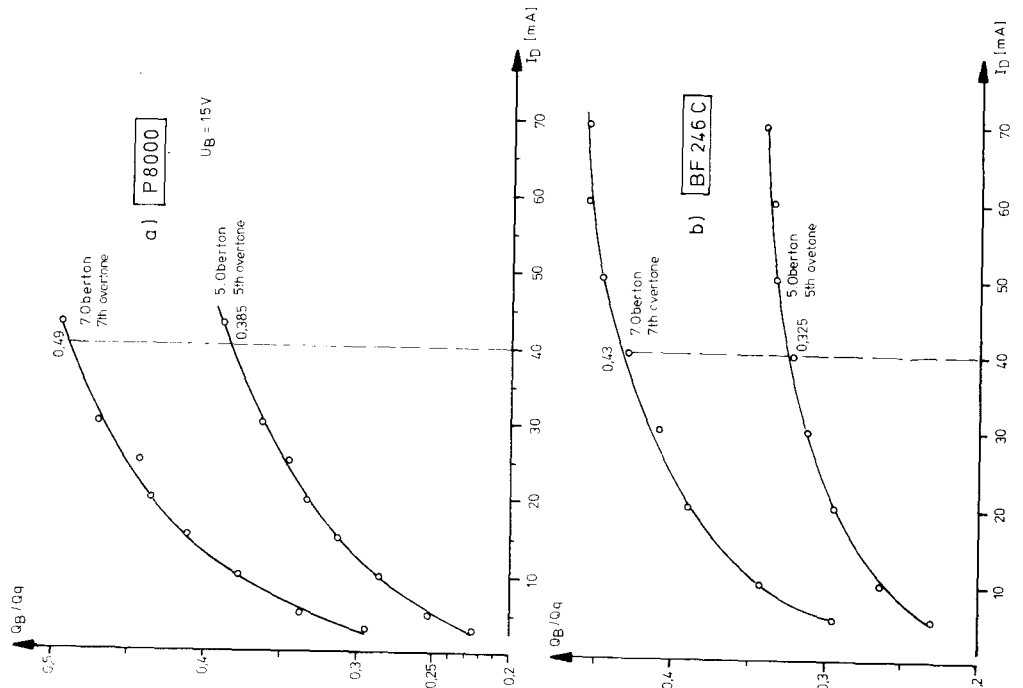


Bild 12: Betriebs- zu Quarz-Güte in Abhängigkeit vom Drainstrom I_D

Ein nachfolgender Puffer-Verstärker in Gate-Schaltung (T 3) erhöht die Ausgangsleistung auf einen Pegel von 18 dBm.

4. MESSEERGEBNISSE

4.1. Betriebsgüte in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt

Zur Messung der Betriebsgüte wurde die Schaltung entsprechend Bild 11 modifiziert. Die Rückkopplungsleitung wurde getrennt, als Ausgangskreis wurde ein Breitbandübertrager T 16-1 verwendet. Am Gate 1 wurde das mit 50 Ω abgeschlossene Meßsendsignal des Spektrumanalysators eingespeist und das Ausgangssignal an den 50-Ω-Empfängereingang des Spektrumanalysators angeschlossen. Überbrückt man den Quarz, dann kann man die Breitbandverstärkung ablesen.

Durch Einfügen des Quarzes wird diese Verstärkung außerhalb der Resonanzen des Quarzes gegengekoppelt, man erhält Verstärkungsmaxima bei den Serienresonanzfrequenzen des Quarzes (sowie seinen Nebenresonanzen). L_p kann so eingestellt werden, daß die Resonanzkurve bei 96 MHz eine symmetrische Glockenform erhält.

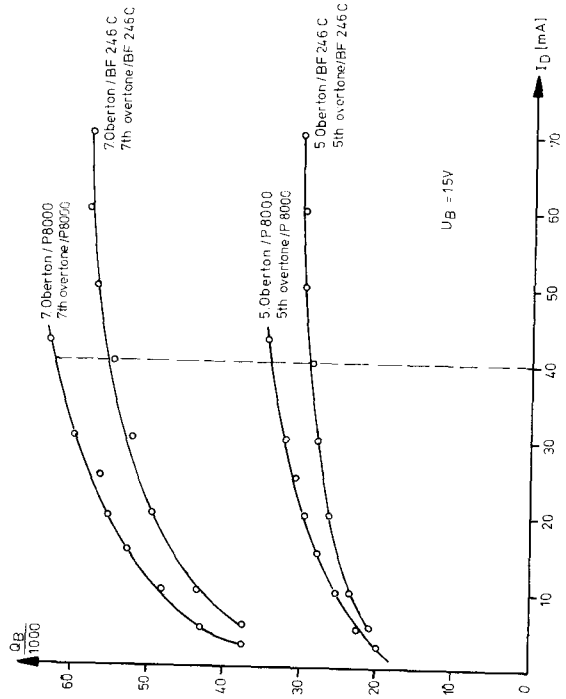


Bild 13: Betriebsgüte in Abhängigkeit von I_D

Nun mißt man die Spannungsverstärkung von Gate 1 zu Drain 2 und bestimmt die Bandbreite der Resonanzkurve. Diese Bandbreite ist ein Maß für die Betriebsgüte

$$Q_B = \frac{f_0}{\Delta f_{3dB}} \quad (8)$$

Mit einem Quarz im 5. Oberton (Güte 89300) und einem Quarz im 7. Oberton im Glasgehäuse (Güte = 127700) wurden die Betriebsgüten in Abhängigkeit vom Drainstrom für ein Transistorpaar 2 x P 8000 und 2 x BF 246 C ermittelt. Die Ergebnisse sind in Bild 12 und 13 dargestellt.

Bild 12 zeigt das Verhältnis Betriebsgüte zur Quarzgüte in Abhängigkeit vom Drainstrom – das obere Diagramm für den Transistor P 8000, das untere für BF 246 C – jeweils für beide Quarze. Mit dem BF 246 C und einem durchschnittlichen 5. Oberton Quarz kann man je nach Drainstrom ein Verhältnis Betriebsgüte zur Quarzgüte zwischen 23 % und 33 % erzielen. Mit dem Transistor P 8000 erreicht man mit dem selben Quarz bei 40 mA Drainstrom einen Wert Q_B : Q_Q ≈ 37 %. Mit einem Quarz im 7. Oberton ist die Betriebsgüte zwischen 30

Crystal 5th overtone
Quarz 5. Obererton: $R_1 = 28,5 \Omega$, $C_1 = 0,65 \text{ fF}$, $L_1 = 4,2 \text{ mH}$, $Q = 89.300$
 $C_0 = 5,36 \text{ pF}$

Crystal 7th overtone
Quarz 7. Obererton: $R_1 = 48,0 \Omega$, $C_1 = 0,27 \text{ fF}$, $L_1 = 10,2 \text{ mH}$, $Q = 127.700$
 $C_0 = 6,04 \text{ pF}$

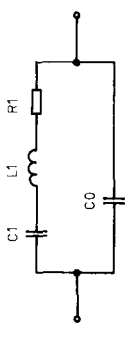


Bild 14: Daten der Meßquarze aus den Bildern 12, 13 und 15

und 46 % mit dem Transistor BF 246 C, sie erreicht mit P 8000 die 50 %-Marge bereits bei ca. 45 mA.

In **Bild 13** ist die Betriebsgüte als absolute Größe in Abhängigkeit von I_D nochmals zusammengestellt. Man erkennt auch hier den Sättigungseffekt ab 40 bis 50 mA. Als Arbeitspunkt wurde daher für die künftigen Messungen ein Drainstrom von 40 mA verwendet. Mit diesem erreicht man mit dem schlechteren Transistor und einem 5. Obererton-Quarz eine Betriebsgüte von ca. 28000, mit dem P 8000 und einem Quarz im 7. Obererton eine Betriebsgüte von ca. 62000, also mehr als doppelten Wert. Da die Betriebsgüte maßgebend das Phasenrauschen bestimmt (vergl. Formel 1), ist es leicht zu erkennen, daß eine Verbesserung von mehr als Faktor 2 erzielt werden konnte (durch Wahl des geeigneten Arbeitspunktes und Quartztyps).

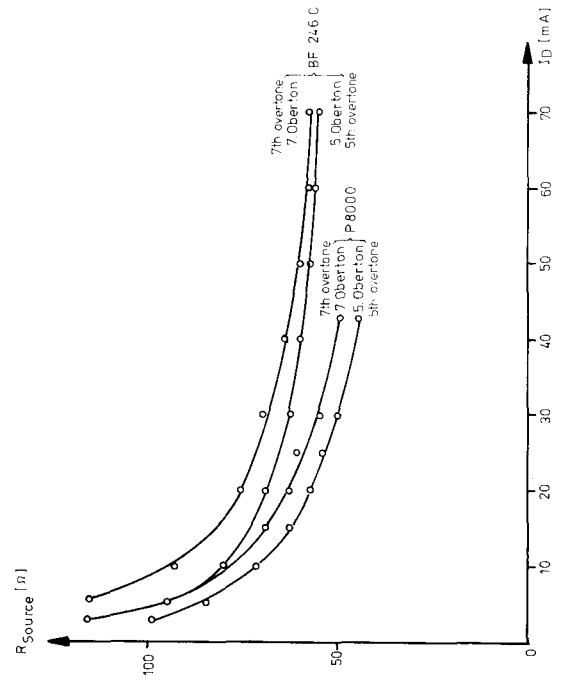


Bild 15: Effektiver Source-Innenwiderstand als Funktion von I_D

Gesamtgüte weniger beeinträchtigt als bei einem niederohmigeren Quarz. Das heißt, daß die Dämpfung der Betriebsgüte durch den höheren Obererton geringer wird als durch den 5. Obererton.

Da der effektive Source-Innenwiderstand umso kleiner ist, je größer der Drainstrom ist, ergibt sich eine zunehmende Betriebsgüte mit wachsendem Drainstrom. **Bild 15** zeigt diesen Zusammenhang anhand des aus den obigen Kurven ermittelten effektiven Source-Innenwiderstandes. Bei einem Drainstrom von 40 mA liegt dieser beim BF 246 C bei 60 bis 64 Ω , beim Transistor P 8000 bei 45 bis 50 Ω .

Mit Sicherheit könnte ein Quarz im 9. Obererton eine weitere Verbesserung bringen, jedoch wird die Oszillatoreinstellung dadurch kritischer, daß die Schleifenverstärkung infolge der höheren Source-Gegenkopplung durch den Quarzresonanzwiderstand sehr stark abfällt.

4.2. Optimale Ausgangsimpedanz der Oszillatorstufe

Bei der Schaltung nach Bild 10 wurde die Pufferstufe entfernt sowie die Rückkopplung durch Abtrennen von C 3 unter-

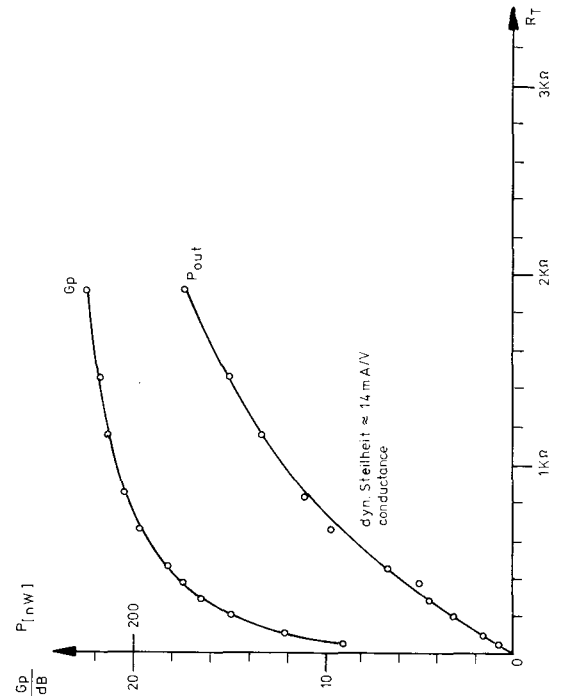


Bild 16: Leistungsverstärkung (dB) und Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Drain-Abschluß- R_T der Kaskodenstufe (7. Obererton-Quarz im Source-Kreis)

brochen. Im Sourcekreis liegt der 7.-Obererton-Quarz. Ein am Gate 1 eingespeistes niederpegeliges Meßsignal wurde an Drain 2 hochohmig entnommen (kapazitätsarme Tastspitze). Bei verschiedenen Abschlußwiderständen R_T wurde der Ausgangspegel gemessen.

Bild 16 zeigt das Ergebnis:

Die Leistungsverstärkung ($I_D = 40 \text{ mA}$) erreicht ab $R_T > 1 \text{ k}\Omega$ einen Sättigungswert von ca. 20 dB. Die Ausgangsleistung steigt bis $R_T = 800 \Omega$ linear an (dynamische Steilheit = 14 mA/V), um oberhalb leicht abzuknicken.

Um nicht zu viel Leistung in den Kreisverlusten zu absorbieren, legt man die Impedanz zweckmäßig auf $\approx 1 \text{ k}\Omega$ fest. Der Ausgangskreis L 1, C 1, C 2 wird gleichzeitig als Π -Glied verwendet, um R_T auf 50 Ω (Eingangsimpedanz Pufferstufe) zu transformieren. Das Rückkopplungsverhältnis 1 : 20 $\hat{=}$ 13 dB läßt ausreichend Verstärkungsreserve ($\gamma = 20 \text{ dB}$) für sicheres Anschwingen.

4.3. Messung der Rauschseitenbänder

Von der Schaltung nach Bild 10 wurden zwei Oszillatoren aufgebaut, von denen einer mit

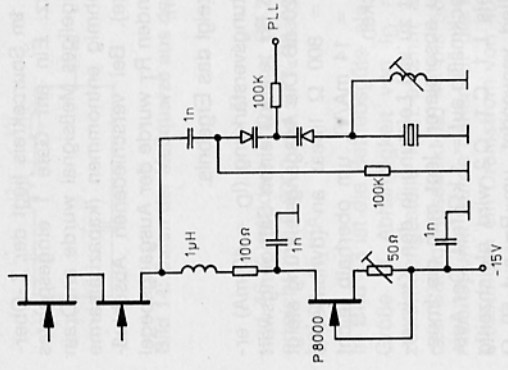


Bild 17: Verbesserung des Source-Kreises und Erweiterung zum Ziehen beziehungsweise Frequenzmodulieren

Abgleichtrimmer auf eine feste Frequenz von etwa 96 MHz eingestellt wurde. Beim zweiten Oszillator wurde der Trimmer am Quarz durch ein Kapazitätsdiodenpaar ersetzt (**Bild 17**) und nach dem Messprinzip von Bild 7 auf die Frequenz von Oszillator 1 eingearbeitet.

Die Messung wurde mit einem professionellen Labormessplatz (Wandel & Goltermann FSM-1095) in der Frequenzebene und in der Zeitebene durchgeführt. Damit kann bis auf 15 Hz an den Träger heran gemessen werden. Als Ergebnis ist in **Bild 18** der Rauschabstand $10 \log \pm (f)$ bezogen auf den Träger umgerechnet auf 1 Hz Meßbandbreite ($\rightarrow \text{dB}_c/\text{Hz}$) für ein Seitenband dargestellt. Man erkennt folgende Rauschabstandswerte:

- Abstand = 100 Hz: 103 dB_c
- Abstand = 1 kHz: 130 dB_c
- Abstand = 10 kHz: 137 dB_c

Die Kurve läßt sich in Geradenabschnitte verschiedener Steigungen unterteilen entsprechend dem Verhalten von Funkelrauschen, weißem Frequenzrauschen, weißem Phasenrauschen usw.

Die Bedeutung dieser sehr guten Werte sei an einem Beispiel erläutert:

103 dB_c in 100 Hz Abstand vom Träger bei 96 MHz bedeutet beispielsweise für das 3456-MHz-Band mit einem Vervielfachungsfaktor von 36, daß dort ein Nachbaranalträger in 3,6 kHz Abstand pro Hz Empfängerbandbreite durch den Oszillator um 103 dB verrauscht wird. Hat der Träger z.B. eine Stärke von S 9

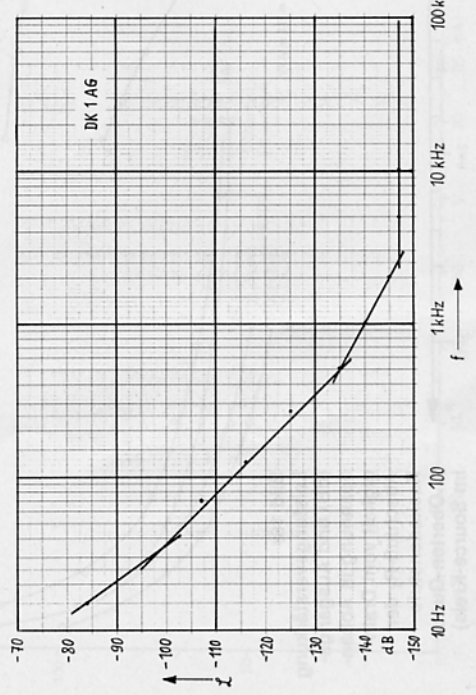


Bild 18: Rauschabstand in Abhängigkeit vom Frequenzabstand vom Träger

$\triangleq 50 \mu\text{V} \triangleq 34 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$, dann produziert das Rauschseitenband des Empfängeroszillators pro Hz Bandbreite $-69 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$, bei einer SSB-Bandbreite von 2,4 kHz somit $10 \log 2400 \triangleq 33,8 \text{ dB}$ mehr, also einen Rauschpegel von $-35,2 \text{ dB}_{\mu\text{V}} \triangleq 0,02 \mu\text{V}$, was 21,2 dB unter Stufe 1 liegt. Dies alles unter der Voraussetzung, daß der Störträger selbst kein Rauschseitenband besitzt!

Wenn 40 mA zu viel sind, der kann bei leichter Verschlechterung (siehe Bild 13) auch mit 20 mA auskommen.

Die Begrenzdioden sind in der Originalschaltung Schottky-Dioden; sie können notfalls durch etwas mehr rauschende Siliziumdioden (1 N 4151 o.ä.) oder Ge-Dioden (AA 113 o.ä.) ersetzt werden.

5. PRAKTISCHE BETRIEBSHINWEISE UND VERBESSERUNGSMÖGLICHKEITEN

Der Betriebsstrom von 40 mA produziert eine beachtliche Verlustleistung, der Preis für ein sehr sauberes Signal. Die Verlustwärme sollte durch geschickte Montage der beiden Oszillator-FETs gut abgeführt werden. Außerdem ist darauf zu achten, daß sie von dem Quarz ferngehalten wird, um diesen nicht unnötig zu erwärmen. Es empfiehlt sich daher, den Quarz außerhalb des Oszillatorgehäuses

anzubringen, um dessen Erwärmung und damit verbundene Frequenzverwerfung zu unterbinden. Für höhere Anforderungen an die Frequenzstabilität sollte man (unabhängig von dieser Schaltung) unbedingt den Quarz in einen Thermostaten stecken, da auch ein Quarz mit optimiertem Temperaturgang bei 10 Grad Temperaturschwankungen immerhin 1 bis 2 ppm, das heißt bei 96 MHz schon 100 bis 200 Hz wegläuft.

Der Betriebsstrom von 40 mA liegt bei einzelnen Exemplaren des P 8000/P 8002 nahe am $I_b(0)$, wodurch der Source-Ableitwiderstand und damit die Gleichstromgegenkopplung sehr klein werden. Zur Verbesserung kann eine Konstantstromquelle wie in Bild 17 eingefügt werden, die von -15 V her gespeist wird; eventuell reicht es auch, wenn der Source-Widerstand von $390 \Omega/1 \text{ W}$ nach -15 V gelegt wird. Weiterhin ist in Bild 17 eingezeichnet, wie für Modulationszwecke ein

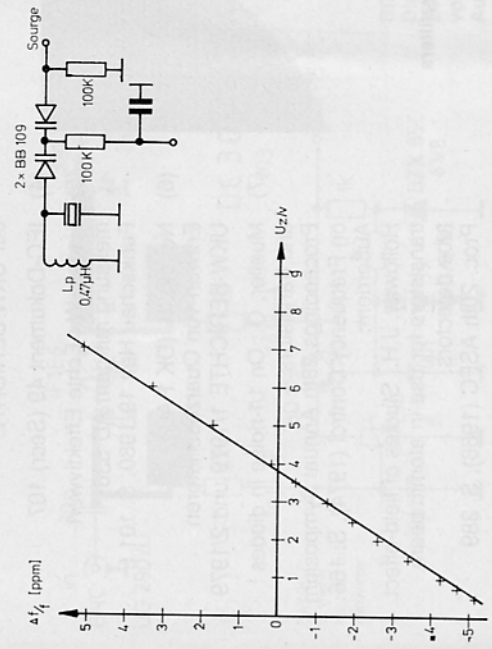


Bild 19: Ziehennlinie mit einem Quarz im 7. Oberton

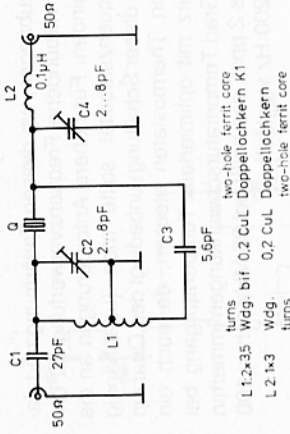


Bild 20: Quarzfilter zur Verbesserung des Phasenrauschens

Kapazitätsdiodenpaar eingefügt werden kann. **Bild 19** zeigt den erzielbaren Ziehbereich. Mit einer Ziehspannung zwischen 1 V und 7,5 V ergibt sich mit dem »steifen« 7. Obertonquarz ein linearer Bereich von ± 5 ppm ($\triangleq \pm 500$ Hz); mit dem 5. Obertonquarz ungefähr das 2,5 fache.

Die Vorspannung dieser Kapazitätsdioden muß unbedingt von einer rauscharmen Spannungsquelle abgeleitet werden, wie zum Beispiel dem 10-V-Regler REF-01 von Precision Monolithics (PMI) oder einer entsprechend gesiebten Batterie.

Eine weitere Steigerung der Phaseneinheit kann durch ein einfaches Quarzfilter nach **Bild 20** erzielt werden, das an den Ausgang

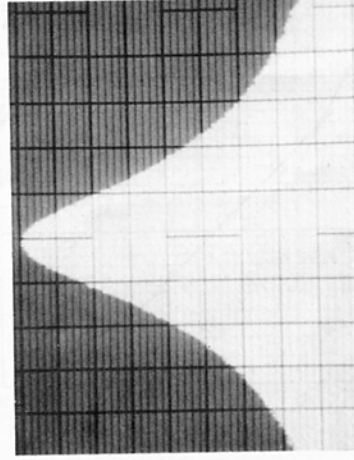


Bild 21: Selektionskurve des Quarzfilters nach Bild 19 (7. Oberton-Quarz; X = 1 kHz/Teil; Y = linear)

des Puffers angeschlossen wird. Als Quarz genügt ein billigerer 5. Oberton-Typ, mit dem man eine Bandbreite von ± 3 kHz (bei 3 dB) erreicht. Mit einem 7. Obertonquarz erhält man eine kleinere Bandbreite von $\pm 1,4$ kHz.

Der Abgleich geschieht einfach durch Einstellen von C 2 und C 4 auf maximalen Ausgangspegel.

Die erreichte Selektionskurve zeigt **Bild 21**. Das Filter läßt den direkten Nachbar kanal unverändert, dämpft aber bei sachgemäßem Aufbau die breitbandige Rauschlocke um etwa 20 dB.

LITERATUR

- (1) Martin, M. (DJ 7 VV): Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich und sehr geringen Intermodulationsverzerrungen CQ-DL 6/1975, S. 326 ff.
- (2) Shoaf, J.S.; Halford, D.; Risley A.S.: Frequency Stability Specification and Measurement: High Frequency and Microwave Signals; NBS Technical Note 623
- (3) Vorentwurf DIN 45175, Teil 3: Kopien auf Anfrage über die Redaktion der UKW-BERICHTE
- (4) IEC-Dokument 49 (Secr) 107
- (5) Lisges, W.: Echte Effektivwertmessung mit dem AD 536 Funkschau Heft 19/1980, S. 101 f.
- (6) Neubig, B. (DK 1 AG): Entwurf von Quarzoszillatoren UKW-BERICHTE 1/1979 und 2/1979
- (7) Mueller, O.: On 1/f-noise in diodes and transistors. Proceedings 28th Annual Symposium on Frequency Control (1974), S. 166. Außerdem: Holloway, J.H.: Studies of field-effect transistors for use in atomic beam tube detectors. Proc. 20th ASFC (1966), S. 389