

Rauscharmer Oszillator für ein Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich

Von Dipl.-Ing. Michael Martin, DJ 7 VY, Alsenstr. 9a, 1000 Berlin 39

Discussion des problèmes survenant lors de la construction d'un oscillateur à faible souffle et forte dynamique, tel que celui décrit dans cq-DL de Juin 1975. L'auteur discute plusieurs circuits tant commerciaux que d'amateurs.

(DCØHO)

In the past years solid-state receiver input circuits with a very high intercept point have been published.

A very informative article by DJ 7 VY (cq-DL 6/1975) mentioned the need for a low-noise oscillator. In the following pages, many hints and explanations are given, and practical circuits are shown, that provide by use of high-Q tuned circuits and FET's an oscillator signal with very low sideband noise. (DL 1 BU)

Einleitung

In cq-DL 6/75, Seite 326 wurde ein Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich beschrieben. Dabei wurde nicht unerwähnt gelassen, daß sein Einsatz nur mit einem rauscharmen Oszillator sinnvoll ist. Da die Konstruktion rauscharmer VFOs vielen Amateuren große Mühe bereitet, sollen hier die dabei auftretenden Probleme erläutert werden.

Allgemeines

Das Rauschen von Oszillatoren ist neben den Qualitätskriterien Stabilität und spektrale Reinheit erst in den letzten Jahren immer mehr in den Mittelpunkt der Aufmerksamkeit gerückt. Ausgehend von den sehr hohen Anforderungen der Doppler-Radar-Technik wurde das Rauschverhalten von Oszillatoren eingehend untersucht und in [1] beschrieben. Dieser NASA-Konferenzbericht ist von allen Veröffentlichungen über dieses Thema als einer der umfassendsten und zugleich konzentriertesten sehr zu empfehlen, obwohl die darin beschriebenen Messungen kaum amatormäßig durchgeführt werden können. Die Wirkung des Oszillatorrauschens in einem Empfangssystem wurde bereits in [2], [3] und [4] beschrieben, so daß hier nur kurz darauf eingegangen werden muß. Das Oszillator-Seitenband-Rauschen SBN (sideband noise) wird beim Mischvorgang auf jedes am Mischer-Hf-Eingang anstehende Signal aufmoduliert und kann damit zur Blockierung des Empfängers führen, wenn nur ein genügend starker, selbst rauscharmer Träger in der Nähe der eingestellten Empfangsfrequenz am Mischer anliegt. Auf dieser Tatsache läßt sich ein Meßverfahren aufbauen, das bis in die Nähe von ± 4 kHz vom Oszillatorträger Messungen des SBN in dB/Hz ermöglicht.

Meßverfahren

Mit Hilfe des in [4] beschriebenen Empfängereingangsteils und eines Zf-Verstärkers mit einem weiteren Filter samt Demodulation läßt sich im Meßaufbau nach **Abb. 1** das Rauschen eines beliebigen Oszillators messen. Dazu wird ein in der Schaltung nach **Abb. 2** erzeugtes, rauscharmes Quarzoszillatorsignal mit 0 dBm = 224 mV über eine Eichleitung (cq-DL 12/73, Seite 708) an den Eingang des Hf-Teils gelegt und der zu messende Oszillator-VFO mit dem gleichen Pegel an den 50- Ω -Eingang des VFO-Nachverstärkers. Unter der Voraussetzung, daß das Eingangsteil ein Signal von 0 dBm noch linear verarbeiten kann, was bei einem Intercept Point IP = 30 dBm gegeben ist, wird das Rauschen des zu messenden VFOs auf das rauschfreie Quarzoszillatorsignal linear übertragen. Wird der Empfänger bei einer Quarzfrequenz von z.B. $f_0 = 7$ MHz auf die Empfangsfrequenz 7010 kHz abgestimmt, so muß bei 9 MHz Zwischenfrequenz die VFO-Frequenz $f_o = 16\ 010$ kHz betragen. Da das zweite Quarzfilter eine Gesamt-Weitabselektion von über 160 dB gewährleistet, ist von dem ohne Quarzfilterselektion entstehenden 10-kHz-Ton nichts zu hören. Wird nun bei einem Eingangssignal $P_e = -60$ dBm die Empfindlichkeit des Nf-AC-Voltmeters soweit erhöht (evtl. durch Vergrößern der Nf-Verstärkung), daß ein Ausschlag zu erkennen ist,

so zeigt das Instrument die Rauschleistung an, die die beiden Quarzfilter in ihrem Durchlaßbereich von zusammen ca. 2 kHz passieren lassen. Entsprechend dem Verhältnis 2 kHz zu 1 Hz ist sie um 33 dB größer als bei 1 Hz Bandbreite, auf die vereinbarungsgemäß alle SBN-Werte von Oszillatoren bezogen werden. Wird nun die Eingangsleistung des Quarzoszillators auf 0 dBm erhöht, so ergibt sich zum Beispiel folgendes Meßergebnis: Bei unveränderter Nf-Lautstärkereger-Stellung und unterbrochener Regelleitung zeigt sich am Nf-Voltmeter eine Spannungszunahme um den Faktor 1,8, was einer Rauschleistungszunahme von $P_1/P_2 = 20 \log U_1/U_2 = 5$ dB entspricht. Da die SSB-Empfindlichkeit des Eingangsteils mit $F_{SSB} = 10$ KTO = 10 dB \triangleq -131 dBm für 2 kHz Bandbreite bekannt ist (mit Rauschgenerator meßbare Rauschzahl ist eine DSB-Rauschzahl $F_{DSB} = 5$ KTO = 7 dB), ergibt sich ein SBN-Wert von $-131 + 5 = -126$ dB, umgerechnet auf 1 Hz Bandbreite: $-126 - 33 = -159$ dB/Hz! Dieses Ergebnis gilt unter der Annahme, daß die Rauschleistung im 2 kHz Segment gleichmäßig verteilt ist, was einen vernachlässigbaren Fehler beinhaltet, da sie in größerer Trägernähe etwas höher ist, dafür weiter entfernt niedriger. Wird nun der VFO auf 16 005 kHz eingestellt, so kann beim Umschalten von -60 auf 0 dBm z.B. eine Rauschzunahme um 10 dB gemessen werden, was $SBN = -131 + 10 = -121$ dB/2 kHz \triangleq -154 dB/Hz entspricht. Bei größerer Entfernung der VFO-Frequenz von 16 MHz kann so Punkt für Punkt das Seitenbandrauschen des Oszillators gemessen werden. Dabei ist zu beachten, daß eine Oszillatorfrequenz

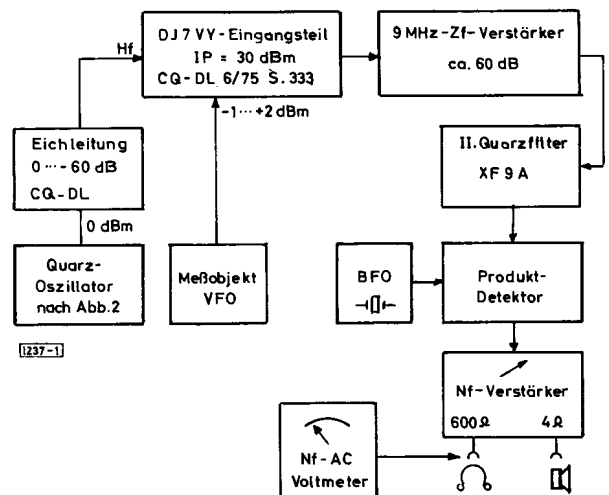


Abb. 1. Meßaufbau zur Bestimmung des Seitenbandrauschens von Oszillatoren nach der Filtermethode

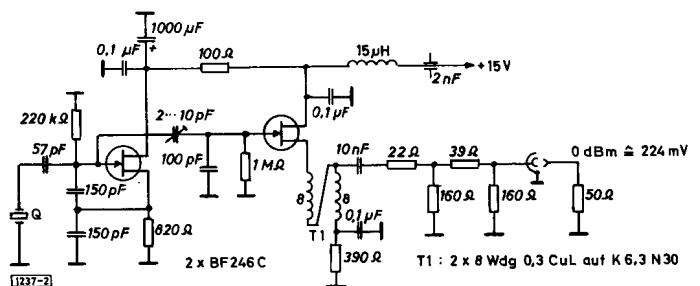


Abb. 2. Quarzoszillator zur Simulation eines rauschfreien Eingangssignals

von z. B. 16 100 kHz das Eingangsteil ohne Preselektor nicht nur auf $f_o = 7100$ kHz, sondern auch auf $f_{sp} = f_o + 2 f_{ZF} = 25\ 100$ -kHz-Signale empfangen läßt. Sollten auf dieser Frequenz noch Rauschteile des zu messenden VFOs als Breitband-Rausch-Teppich vorhanden sein, so sind sie bei der Auswertung des Meßergebnisses so zu berücksichtigen: Tritt bei Verstimmung des VFO von $f_o = f_q + f_{ZF} + 100$ kHz auf $f_o = f_q + f_{ZF} + 200$ kHz keine Änderung in der Rauschzunahme beim Umschalten von P_o von -60 dBm auf 0 dBm auf, so sind von dem ermittelten SBN-Wert wegen der dann vorliegenden DSB-Messung 3 dB zu subtrahieren. Deshalb liegt die Empfindlichkeit der Meßanordnung für Breitband-VFO-Rauschen bei $-174 + 10 - 3 = -167$ dBm, für SSB-Rauschen bei ca. -161 dBm, wo die Rauschleistung im Empfangskanal $f_o = (f_o - f_{ZF}) \pm 1$ kHz eindeutig die im Bereich $f_o = (f_o + f_{ZF}) \pm 1$ kHz überwiegt. Eine Empfindlichkeitssteigerung der Meßanordnung um 10 dB läßt sich durch Vergrößern der Eingangsleistung P_o auf $+10$ dBm erreichen, obgleich man damit dem 1 -dB-Kompressions-Punkt des Eingangsteils von ca. 15 dBm und der maximalen Quarzfiltereingangsleistung schon nahe kommt! Ein Nachteil der Anordnung besteht darin, daß das Quarzoszillatormauschen unberücksichtigt bleibt bzw. mit null angenommen wird, was bei sehr schlechten Quarzen und sehr guten LC oder Hohlkreis-Oszillatoren zu Meßfehlern führt. Man kann jedoch zwei identische nur um 9 MHz versetzte VFOs zum Messen verwenden und von dem Ergebnis SBN-Wert 3 dB subtrahieren unter der Annahme, daß beide das gleiche SBN-Verhalten zeigen.

Untersuchte Schaltungen

Wie in Abb. 3 zu erkennen ist, wurden verschiedene industrielle Generatoren und Eigenentwicklungen untersucht. Das beste Ergebnis zeigt der freischwingende und somit nebenwellenfreie VFO I nach Abb. 4, dessen L und C Werte für einen $TK \leq 2 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$ in Tabelle 1 zusammengefaßt sind. Mit Gleichung 1 läßt sich die maximale Eingangsleistung berechnen, die ein Empfängereingangsteil ohne „Zustopfen“ durch ein starkes Signal verarbeiten kann. (Achtung: Manche Empfänger zeigen bei schlechtem Einbau oder mangelnder Qualität der Quarzfilter schon Zustopfeffekte, wenn z. B. ein 30 kHz neben der Empfangsfrequenz anliegendes starkes Eingangssignal durch mangelnde Weitabselektion die empfindlichkeitsvermindernde Regelspannungserzeugung ansprechen läßt!)

Gleichung 1: $P_{e\ max} \leq -SBN + S - P_B$ mit:

$P_{e\ max}$: maximale bei 3 dB Desensibilisierung verarbeitbare Leistung [dBm] (weitab von f_o ist $P_{e\ max}$ 3 dB kleiner wegen DSB-Zustopfen)

SBN: SSB-Seitenbandrauschen des Oszillators [dB/Hz]

S: Eingangsempfindlichkeitsschwelle [dBm]

P_B : Bandbreitenleistungsverhältnis $\Delta f/1$ Hz [dB]

Für den VFO nach Abb. 4 ergibt sich bei 10 kHz Abstand: $P_{e\ max} \leq +159 - 131 - 33 = -5$ dBm $\Delta 124$ mV, was $18,7$ dB höher ist als die durch das Entstehen von Intermodulationsprodukten gegebene obere Dynamikgrenze (cq-DL 6/75, Seite 328: $-23,6$ dBm $\Delta 14,7$ mV). Generell ist für einen guten Empfänger zu fordern, daß seine maximal ohne Zustopfen verarbeitbare Eingangsleistung im Abstand $f_o \geq \pm 10$ kHz mindestens 10 dB über der oberen Dynamikgrenze liegt, da IM-Produkte nur an wenigen Stellen auftre-

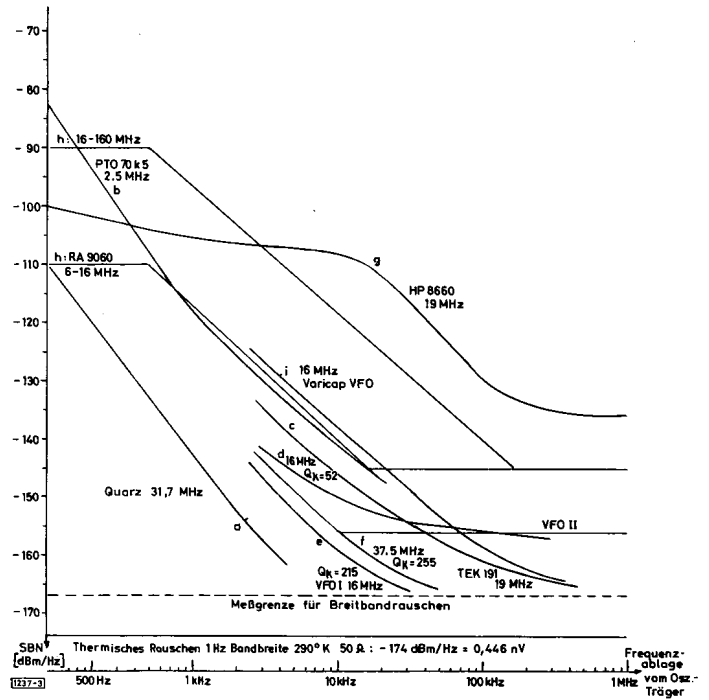


Abb. 3. Seitenbandrauschwerte verschiedener Oszillatoren

- a 31,7 MHz Quarzoszillator aus [1]
- b Collins 70K5 PTO bei 2,5 MHz mit bipolarem Transistor [1]
- c Tektronix Röhren VFO Typ 191 bei 19 MHz und $P_o = 0$ dBm
- d LC VFO bei 16 MHz mit $Q_k = 52$
- e LC VFO bei 16 MHz mit $Q_k = 216$
- f LC VFO bei 37,5 MHz mit $Q_k = 255$
- g Synthesizer HP8660 bei 19 MHz
- h moderner Synthesizer Racal 9062 bei 16 MHz und bei f : 16–160 MHz
- i LC VFO bei 16 MHz mit $Q_L = 216$, C = Varicap $2 \times$ BB105 in Serie

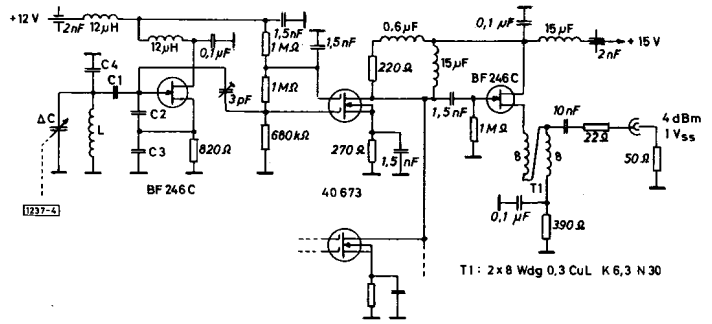


Abb. 4. Rauscharmer 5-Band-LC-Oszillator

Band [m]	VFO-Bereich [MHz]	C1 [pF]	C2 [pF]	C3 [pF]	C4 [pF]	L [µH]	L-Typ Nr. Fa. Stettner	ΔC [pF]
80	11,963–13,076	68NPO 15P100 15P100	100NPO 250N150 15P100 15P100	680N150	0	1,9P30	87-5319/47	10–30
40	15,948–17,049	68NPO 15P100 15P100	100NPO 250N150	470N150	1,5NPO 2N150	1,1P30	87-6023-01 ohne Kern	10–26
20	22,951–24,083	56NPO	100NPO 39N150 15N220	330N150	2N150	1,0P30	87-5319/35	5–12
15	29,950–31,060	100NPO 15N220	100NPO 15P100 15P100	330N150	5P100	0,4P30	87-5880e-01 ohne Kern	5–18
10	36,980–39,010	56NPO	100NPO 30N470 30N470	250N150	1-5NPO	0,32P30	87-5880d-01 ohne Kern	5–12

Tabelle 1 Induktivitäts und Kapazitätswerte des VFO nach Abb. 4. Alle LC-Werte mit T_k -Angabe $10^{-6}/^{\circ}C$

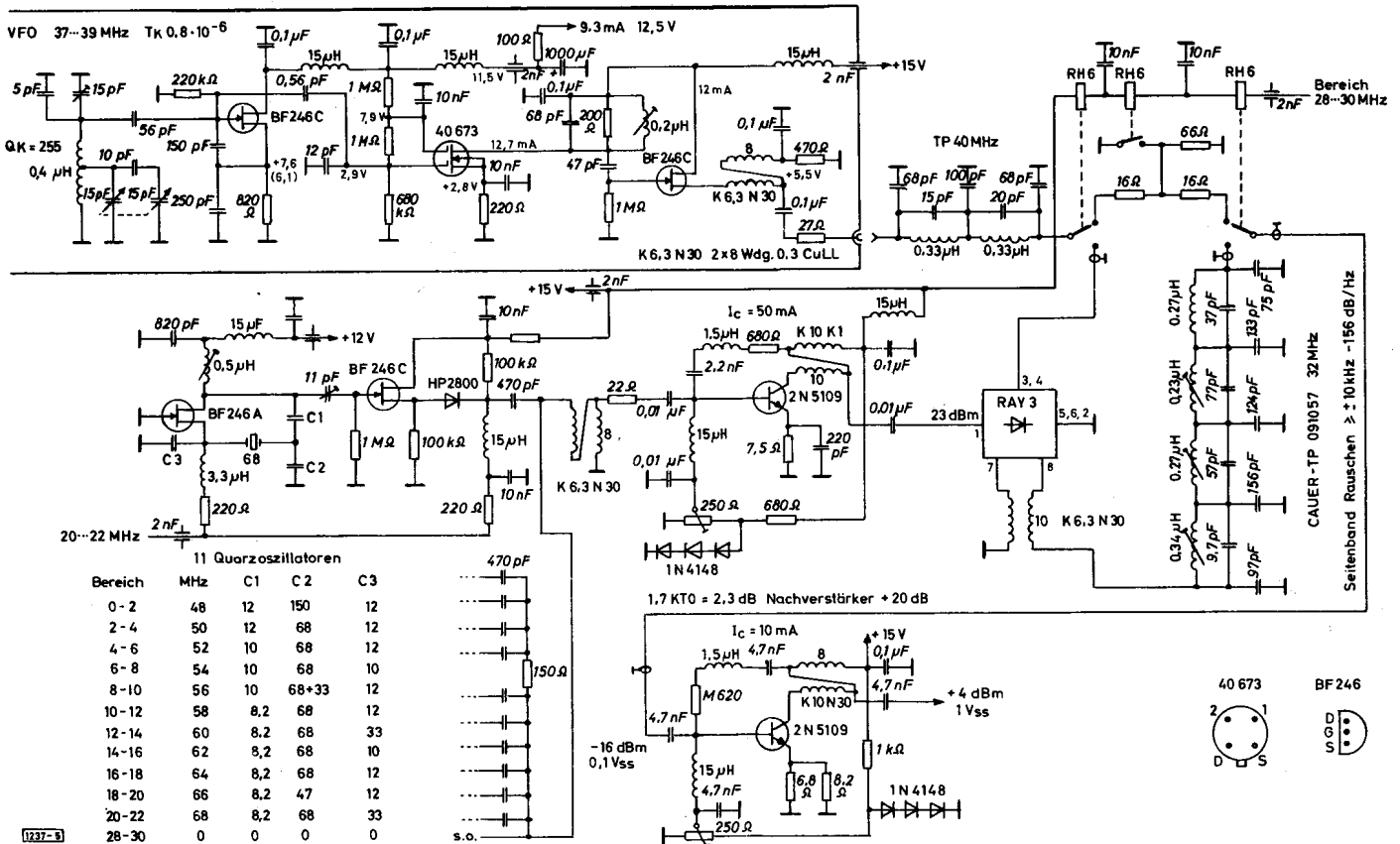


Abb. 5. Rauscharmer Premixer VFO 9-31 und 37-39 MHz

ten, Zustopfen jedoch breitbandig stört! Wer den großen Aufwand der fünf Einzel-VFOs mit der gleichzeitigen Abstimmungsmechanik und fünffachen TK-Kompensation scheut, dem sei die Schaltung VFO II nach Abb. 5 empfohlen. Dieser Premix-VFO zeigt in 10-kHz-Abstand -156 dB/Hz SBN, was noch als ausreichend anzusehen ist, besitzt nur einen Haupt-VFO von 37-39 MHz mit $TK\ 0,8 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ und eine Nebenwellenfreiheit von $>80\text{ dB}$, die allerdings in schwierigen Empfangssituationen zu Störungen führen kann. (Nebenwellenfreiheit ist kleiner als Dynamikumfang.) Aus Gl. 1 läßt sich noch eine wichtige Tatsache für das Oszillator-Empfänger-Design ablesen: Je größer die Empfindlichkeitsanforderung an einen Superhetempfänger ist, um so größer muß die Rauscharmut seines Oszillators sein. Dabei hängt diese aber, wie aus Abb. 3 zu erkennen ist, nur von den verwendeten Bauelementen und der VFO-Frequenz ab. Die Kurve a: 31,7 MHz Quarzoszillator aus [1] zeigt am deutlichsten, daß das Seitenbandrauschen um so niedriger ist, je höher die Güte der verwendeten Resonatoren ist, die bei guten Quarzen größer als 10 000 sein kann. Kurve b zeigt den Collins 70K5 PTO (permeability tuned oscillator) bei 2,5 MHz mit bipolarem Transistor [1]. Kurve c zeigt den Röhren-VFO Typ 191 der Fa. Tektronix bei 19 MHz und $P_o = 0\text{ dBm}$. Bei diesem VFO mit regelbarer Anodenspannung läßt sich gut feststellen, daß bei gegebenem Kreis-Q der Rauschabstand durch größere Schwingungsamplitude um ca. 8 dB verbessert werden kann (siehe auch [2]). Kurve e zeigt den 16-MHz-Teil des VFO I mit einem Kreis mit Leerlaufgüte $Q_k = 216$! Der gleiche 16-MHz-Oszillator wurde versuchsweise statt mit einem Drehkondensator mit zwei in Serie geschalteten Varicaps BB105 abgestimmt. Kurve i zeigt die trotz des hohen Spulen-Qs mehr als 20 dB betragende Verschlechterung. In mehreren Messungen konnte nachgewiesen werden, daß der Zusatzrauschanteil nicht durch den Sperrstrom der Dioden hervorgerufen wird, d. h. bei niedrigeren Spannungen, also größeren C-Werten ist die Verschlechterung noch größer, hingegen bei Spannungsvergrößerung kleiner. Kurve d zeigt den gleichen 16-MHz-VFO wieder mit Drehkoabstimmung aber einer sehr kleinen Spule mit $Q_L = 52$. Deutlich ist zu sehen, daß besonders der SBN-Abfall zu höheren Frequenzen hin viel schwächer ist und auch der Breitband-Teppich-

Rauschwert viel höher liegt. Kurve f zeigt die 37 bis 39-MHz-Version des VFO I sowie den SBN des Premix-VFO II, in dem ein identischer VFO verwendet wird. Durch die Mischeraufbereitung wird der sehr gute Weitab-SBN-Wert auf -156 dB/Hz verschlechtert. Generell sind Spulen mit $Q_L \geq 150$, Drehkoabstimmung und die Verwendung eines möglichst steilen und rauscharmen FETs als aktives Bauelement die Grundvoraussetzung für Rauscharmut des VFOs. Unter allen Umständen sollte man Varicap-Abstimmung selbst mit hyperabrupten Si-Dioden über größere Frequenzbereiche vermeiden (Kurve i). Allenfalls bei kleinster Sperrschichtkapazität, also größter Sperrspannung, verschlechtern sie für eine Feinverstellung oder DAFC (digital automatic frequency control) die Oszillatorqualität nur unwesentlich. Deshalb sind auch alle Synthesizer für Empfänger und eigentlich auch für Sender nicht verwendbar, da in ihnen meist ein Phase-Lock-Loop-Varicap-VFO gegen eine zweite Frequenz gemischt wird, um die Ausgangsfrequenz zu gewinnen. Kurve g zeigt einen herkömmlichen Synthesizer der Fa. Hewlett Packard HP8660 bei 19 MHz, Preisklasse 30 KDM! Selbst die allerneueste Entwicklung der Fa. Racal RA9062, Kurve h bei 16 MHz und im Bereich 16-160 MHz, ist trotz erheblicher Schaltungstricks (Teilung der Endfrequenz ergibt Rauschminderung wie umgekehrt Vervielfachung auch SBN vervielfacht) den freischwingenden Oszillatoren weit unterlegen. Allein im Bereich $\leq 500\text{ Hz}$ Abstand vom Träger schneiden diese Geräte besser ab, aber das ist für SSB-Empfänger nicht wesentlich. Dabei muß noch erwähnt werden, daß bei $SBN = -156\text{ dB/Hz}$ für einen UKW-Premix Oszillator in einem Empfänger mit $F = 2\text{ KTO} \triangleq 3\text{ dB} \triangleq -138\text{ dBm}$ somit $P_{e\text{max}} \leq -156 - 138 - 33 - 3$ (für DSB weitab Zustopfen) $= -18\text{ dBm} \triangleq 28\text{ mV}$ an 50 Ohm noch unzureichend ist ([4] Seite 335). Zur Überprüfung der Leistungsfähigkeit von freischwingenden und somit nebenwellenfreien UKW Oszillatoren wurden von DC7CW drei C-abgestimmte 136 MHz Versionen gebaut, von denen die beste mit einem sehr steilen und rauscharmen Hochstrom FET CP643 und einer auf Keramik aufgebrannten Silberspule in einem Alugehäuse aufgebaut war. Dieser VFO zeigte in 20 kHz Abstand einen SBN Wert von -137 dB/Hz und -150 dB/Hz weitab $\geq 200\text{ kHz}$, was zu $P_{e\text{max}}$ Werten von $-34\text{ dBm} \triangleq 4,5\text{ mV}$ bzw. $-24\text{ dBm} \triangleq 14\text{ mV}$

Tabelle 2 Zusammenhang zwischen verschiedenen Pegelskalen

Eingangsleistung P_e			Eingangsspannung U_e			Signal Rausch Verhältnis $P_e/P_{\text{thermisch}}$ in 2,4 kHz Δf		
[dBm]	[dBm]	[dBm]	[mV]	[μ V]	[nV]	[dB]	[dB]	[dB]
0	-60	-120	224	224	224	140	80	20
-2	-62	-122	178			138	78	18
-4	-64	-124	141			136	76	16
-6	-66	-126	112			134	74	14
-8	-68	-128	89			132	72	12
-10	-70	-130	70,7			130	70	10
-12	-72	-132	56,2			128	68	8
-14	-74	-134	44,6			126	66	6
-16	-76	-136	35,2			124	64	4
-18	-78	-138	28,1			122	62	2
-20	-80	-140	22,4			120	60	0
-22	-82	-142	17,8			118	58	
-24	-84	-144	14,1			116	56	
-26	-86	-146	11,2			114	54	
-28	-88	-148	8,9			112	52	
-30	-90	-150	7,07			110	50	
-32	-92	-152	5,62			108	48	
-34	-94	-154	4,46			106	46	
-36	-96	-156	3,52			104	44	
-38	-98	-158	2,81			102	42	
-40	-100	-160	2,24			100	40	
-42	-102	-162	1,78			98	38	
-44	-104	-164	1,41			96	36	
-46	-106	-166	1,12			94	34	
-48	-108	-168	0,89			92	32	
-50	-110	-170	0,707			90	30	
-52	-112	-172	0,562			88	28	
-54	-114	-174	0,446			86	26	
-56	-116	-176	0,352			84	24	
-58	-118	-178	0,281			82	22	
-60	-120	-180	0,224	0,224	0,224	80	20	

führt. Bessere Seitenband-Rauschwerte als die des Premix VFO II lassen sich erwartungsgemäß nur mit VFOs erzielen, deren Resonator bei 136 MHz eine Leerlaufgüte von über 1000 besitzt, was nur mit Hohl- oder Helical-Kreisen entsprechender Größe (ca. $\lambda/6$) zu erreichen ist.

Tabelle 2 stellt den Zusammenhang zwischen den Pegelskalen dBm, Eingangsspannung U_e und Eingangsleistung über thermischem Rauschen bei 2,4 kHz Zf-Bandbreite her.

Literatur

- [1] Short Term Frequency Stability, Characterisation, Theory and Measurement. E. J. Baghdady, RN Lincoln, BD Nelin, IEEE-Nasa Symp. on Short Term Frequency Stability, Washington D.C., US Gov. Printing Office 1964 NASA SP-80.
- [2] Oscillator noise and its effect on receiver performance. B. Priestley Radio Communication July 1970, p. 456-457.
- [3] Blocking Messung an Sprechfunkgeräten. Ramundt, Neues von Rohde u. Schwarz 46 De./Jan. 1970/71.
- [4] Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich und sehr geringen Intermodulationsverzerrungen. M. Martin, cq-DL 6/1975, S. 326-336.

Rauscharmer UKW-Oszillator für einen Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich

Von Dipl.-Ing. Michael Martin, DJ7VY, Alsenstr. 9a, 1000 Berlin 39

Oscillateur VHF à faible bruit entrant dans la composition d'un étage de réception à grande dynamique. Description de l'oscillateur à fréquences parasites pratiquement nulles dépassant la qualité des circuits PL. Sa stabilité en fréquence dépend uniquement de celle du quartz 1 MHz de référence.

A low noise VHF oscillator. This stage is a part of a receiver front head with a broad dynamic range. An almost spurious free oscillator for use which brings improvements over Premix and PL VFOs. Its stability depends upon the quality of the crystal used. (DCØHO)

Einleitung

In cq-DL 12/76 wurde ein rauscharmer Oszillator für ein Kurzwelleneingangsteil mit 9 MHz Zwischenfrequenz beschrieben. Dabei wurde erwähnt, daß es besonders große Schwierigkeiten bereitet, rauscharme und frequenzstabile UKW-Oszillatoren zu bauen. Im folgenden wird ein quasi nebenwellenfreier Oszillator beschrieben, dessen Seitenbandrauschwerte besser als die aller bisher untersuchten Premix- oder PLL-VFOs sind, und dessen Frequenzstabilität nur von der Konstanz des verwendeten 1 MHz Referenznormals abhängt.

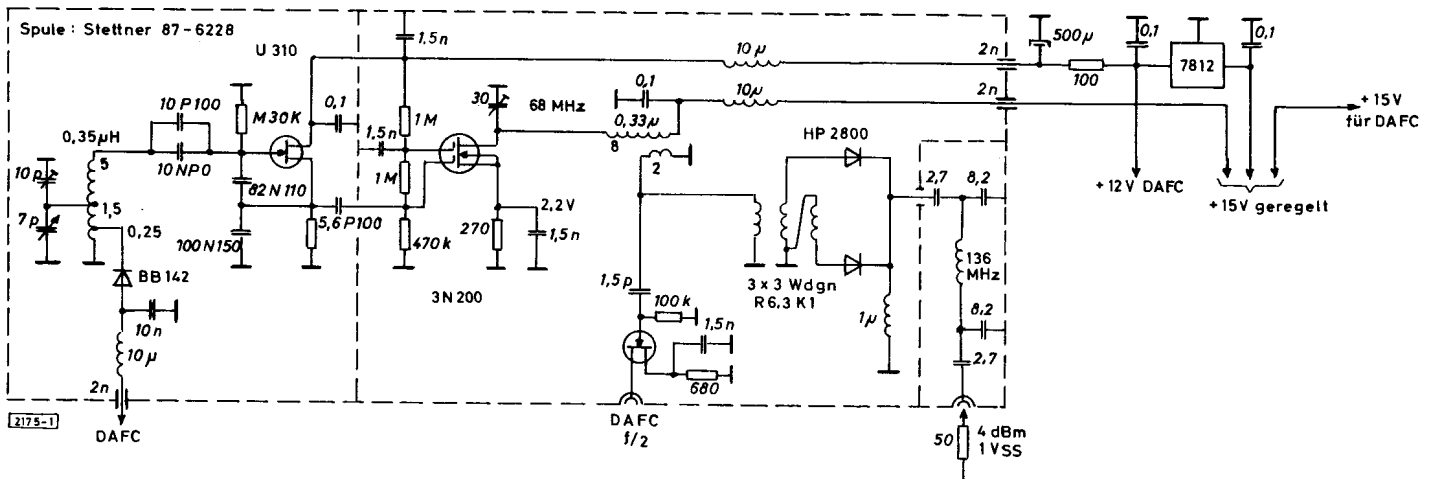


Abb. 1. Rauscharmer 135-137 MHz Oszillator

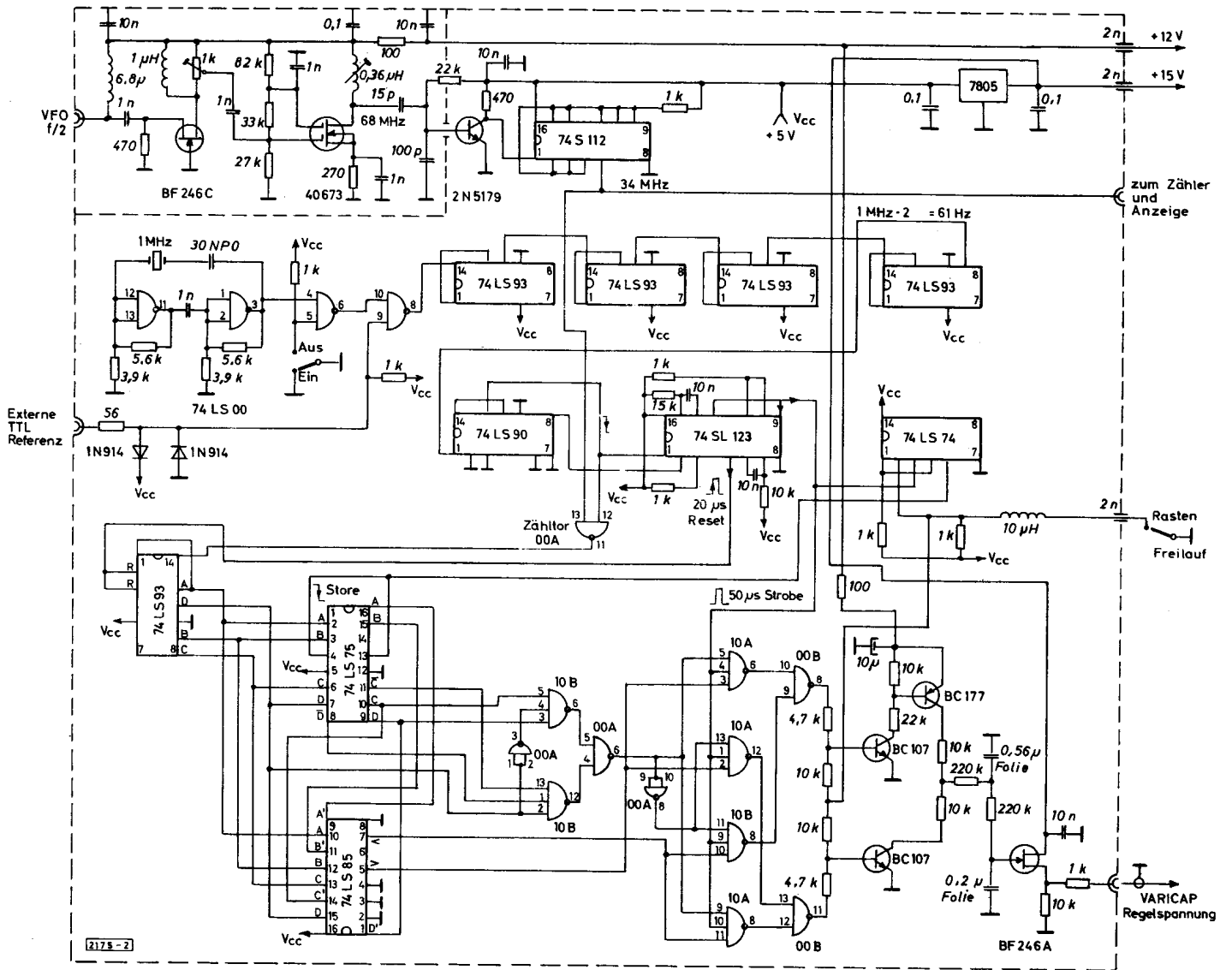


Abb. 2. Frequenzrastenrichtung für den Oszillator nach Abb. 1

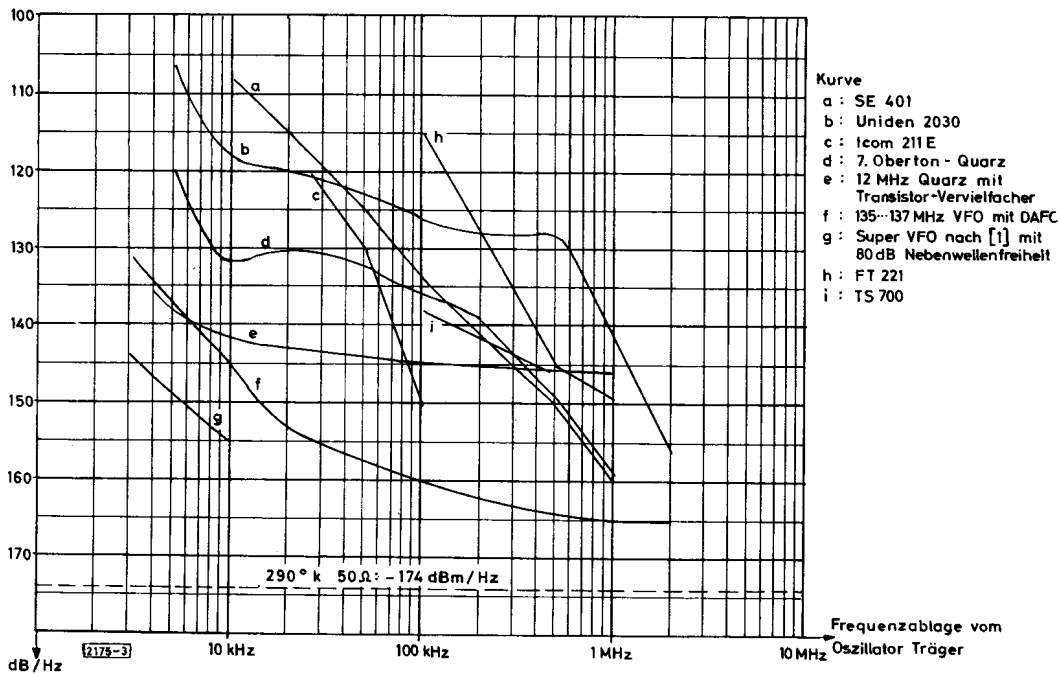


Abb. 3. Seitenbandrauschen verschiedener UKW Oszillatoren

Untersuchte Schaltung

Um die in **Abb. 1** dargestellte Oszillatorschaltung in ihrem Seitenband-Rauschverhalten SBN wie in [1] zu untersuchen, mußte zuerst ein möglichst rauscharmer Quarzreferenzoszillator entwickelt werden, was erhebliche Schwierigkeiten bereitete. „Standardschaltungen“ mit Oberwellen-Quarzen auf der 7. Harmonischen sowie herkömmliche 12-MHz-Oszillatoren mit Vervielfachern erwiesen sich als völlig ungeeignet, wie aus **Abb. 3** Kurve d und e zu ersehen ist. Erst ein extrem rauscharmer 36-MHz-Quarzoszillator mit sehr rauscharmen Verdopplern und Nachverstärkern ermöglichte die SBN Bestimmung des VFO (Kurve f). Mittels der Gleichung $P_{e,max} = -SBN + S - P_B$ läßt sich die maximale bei 3 dB Desensibilisierung verarbeitbare Empfängereingangleistung in dBm bestimmen (siehe auch [1]). Dabei ergibt sich aus **Abb. 3** z. B. für einen Empfänger mit 2,4 kHz Bandbreite (i. e. $P_B = 34$ dB) und Rauschzahl $NF = 3$ dB $\Delta S = -137$ dBm für ein im Abstand von 10 kHz von der eingestellten Empfangsfrequenz am Eingang anstehendes unmoduliertes Signal: $P_{e,max} = 145 - 137 - 34 = -26$ dBm $\Delta 11$ mV an 50 Ω , was zwar schlechter als der in [1] beschriebene Premix-VFO ist, aber wie sich leicht nachrechnen läßt, kann bei 50 kHz Abstand das „dicke“ In-Band-Signal mit $SBN = -158$ dB/Hz des VFO schon -13 dBm $\Delta 50$ mV laut sein! Weitab, größer 1 MHz, bei $SBN = -165$ dB/Hz kann es sogar -9 dBm = 80 mV betragen, wenn alle Vorverstärkerstufen bis zum Mischer das Signal nicht bereits eher limitieren und damit das Zustopfen (3 dB compression) eine Verstärkungs- und Empfindlichkeitsreduktion bewirkt [2]. Zum Vergleich die SBN-Werte verschiedener kommerzieller Oszillatoren.

Schaltungsbeschreibung

Der Oszillator besteht aus zwei Teilen, dem eigentlichen Generatorteil **Abb. 1** sowie der für die Langzeitstabilität notwendigen digitalen Frequenzrasteinrichtung DAFC (**Abb. 2**), die sich an eine Schaltung von DJ2LR und DC6HY anlehnt [3].

Als Oszillatortransistor wird ein rauscharmer Hochstrom-FET U310 von Siliconix verwendet, der im Frequenzbereich 67,5 MHz–68,5 MHz schwingt. Der Puffer 3N200 bringt das 68-MHz-Signal auf einen Pegel von ca. 15 dBm, wonach es einem rauscharmen Schottky – Dioden Verdoppler zugeführt wird. Gleichzeitig wird etwas Energie für den DAFC-Vorpuffer BF246C abgezweigt. Nach dem Verdoppeln durchläuft das 135-MHz–137-MHz-Signal ein Bandpaßfilter, das die Frequenzen $1/2 f$ und $3/2 f$ ausreichend unterdrückt, so daß mit einer abgestimmten Vorstufe die Nebenwellensicherheit bei 68 MHz ± 9 MHz und 204 MHz ± 9 MHz größer als 100 dB ist. Nebenwellen im Abstand von wenigen MHz wie bei allen Premix-VFOs treten nicht auf. Die Ausgangsleistung des VFO von 4 dBm $\Delta 1 V_{ss}$ muß zum Aussteuern eines High-Level-Schottky-Mixers noch durch einen Nachverstärker (2N5109, 2N3553 o. ä.) angehoben werden. Die Stabilität des VFO liegt bei Verwendung der angegebenen TKs der Kondensatoren bei wenigen $10^{-6}/^\circ\text{C}$, so daß für den DAFC-Nachregelbereich von ca. 40°C ca. ± 20 kHz erforderlich sind, was durch Ankopplung der BB142 an $1/4$ Windung vom kalten Ende der Keramikspule gewährleistet wird. (Die Spule ist beim Verfasser erhältlich.) Diese Ankopplung der Varicap an den Kreis ist so schwach, daß eine durch sie hervorgerufene Verschlechterung des SBN-Verhaltens nicht meßbar war. Ebenso wie der DAFC-Nachziehbereich kann auch der Abstimmbereich des VFO durch Wahl eines geeigneten Abgriffs an der Spule entsprechend dem verwendeten Drehkondensator vorgenommen werden (bei ΔC 7 pF 1.5 Wdgn. für 1 MHz Δf).

Auf die Funktionsweise der DAFC soll hier nur soweit eingegangen werden, wie sie nicht schon in [3] erläutert wurde. Das 68-MHz-Signal gelangt über ein 50- Ω -Kabel an die Pufferverstärker BF246C und 40673, an deren Ausgang der Triggertransistor 2N5179 den 1:2 Teiler 74S112 ansteuert. An seinem Ausgang steht ein 34-MHz-Signal

sowohl für den Anschluß eines Frequenzzählers als auch für das DAFC Zähltor 74LS00 zu Verfügung. Aus dem 1-MHz-Quarzoszillatorsignal oder einer frequenzgleichen externen Referenz wird durch Teilung durch 2^{14} eine Frequenz von 61 Hz gewonnen, die durch den 74LS90 auf 6,1 Hz weiter vermindert wird. Da das Zähltor jeweils für die Hälfte der durch die 6,1 Hz bedingte Periodendauer geöffnet wird, beträgt die Zählgenauigkeit für 1 Bit des 4 Bit Zählers 74LS93 genau 12,2 Hz, was bezogen auf 136 MHz einen Rastpunktabstand von 48 Hz ergibt (durch die 1:4 Vorteilung). Das Mono 74LS123 erzeugt aus der 1:5-Information des 74LS90 den Tastimpuls für die Ladungspumpe und aus diesem den Resetpuls für den Zähler 74LS93. Damit nicht während eines Zählvorgangs durch Umschalten von Freilauf auf Rasten ein unkorrektes Zählergebnis des 74LS93 in den Speicher 74LS75 gelangt, wird durch das D-Flipflop 74LS74 der Rasten-Befehl erst am Ende einer Zählperiode an den Speicher und den Comparator weitergegeben. Bei der darauffolgenden und allen weiteren Zähltoröffnungen wird nach jeder Zählperiode sechsmal pro Sekunde die jeweilige Information „Frequenz zu hoch“ oder „Frequenz zu tief“ über die Ladungspumpe und den Integrator an die Varicap weitergegeben. Wegen des Rastpunktabstands von 48 Hz kann die Drift des VFO nach dem Rasten ungünstigstenfalls 24 Hz betragen, was für SSB voll ausreichend ist. Die hohe Genauigkeit der Schaltung, die ein einmal in Zero-Beat stehendes Referenzsignal (z. B. eine stabile DX Bake) noch „wochenlang“ dort stehen läßt, wenn der DAFC Referenzoszillator z. B. an das Zeitsignal DCF77 mit 10^{-12} Genauigkeit angebunden ist, wird durch die Aufintegration der Statistik der Aussagen „Frequenz zu hoch“ und „Frequenz zu tief“ erreicht, die bei Frequenzgleichheit zwischen VFO und DAFC Rastpunkt genau gleich häufig auftreten.

Der VFO ist in einem Gehäuse $130 \times 80 \times 54$ mit 5 mm dicken Alu-Wänden und 2 mm starken Deckplatten eingebaut. Dabei sind der Oszillator, der Drehko mit dem Getriebe, der Puffer und der Verdoppler sowie das 136-MHz-Filter in jeweils getrennten Kammern untergebracht. Um Mikrophonie zu vermeiden, sollten möglichst dicke und stabile Materialien beim Nachbau Verwendung finden. Als Lötstützpunkte haben sich in die VFO-Wände eingedrückte Teflon-Stützpunkte hervorragend bewährt. Sie verleihen der Schaltung im Gegensatz zu Epoxyd-Glasgewebe-Platinen einen reproduzierbaren und linearen Temperaturgang, so daß mit etwas Zeitaufwand der TK des VFO auf kleiner $10^{-6}/^\circ\text{C}$ kompensiert werden kann. Da in der Rasten-Position die VFO-Drift allein von der Drift des 1-MHz-Quarzes abhängt, empfiehlt sich bei erhöhten Anforderungen ein Einbau der Quarzoszillatorschaltung in einen proportionalgeregelten 70° -Thermostat. Die DAFC-Schaltung wurde in ein Weißblechgehäuse völlig dicht eingebaut, damit die im Zähler entstehenden Nadelspektren nicht nach außen „spucken“. Zur Spannungsregelung der 15-V-Oberspannung soll auch ein IC-Regler verwendet werden, wobei darauf zu achten ist, daß seine Sensleitung am Verbindungspunkt der 15-V-Versorgung des VFO mit den beiden Reglern 7812 und 7805 angelötet ist oder aber alle diese drei Spannungszuführungen über getrennte Leitungen zum Ausgang des Oberspannungsreglers geführt werden.

Zum Abschluß muß noch erwähnt werden, daß sich die beschriebene DAFC bei geringfügiger Änderung der Pufferstufen auch für andere Oszillatoren eignet, ohne daß eine digitale Frequenzanzeige oder Zähler vorhanden sein muß.

Literatur

- [1] Rauscharmer Oszillator für ein Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich v. M. Martin, cq-DL 12/1976, Seite 418–421.
- [2] Zur optimalen Dimensionierung von UKW Eingangsteilen v. U. L. Rohde, Internationale Elektronische Rundschau, 5/1973, Seite 103–108.
- [3] Stand der Technik bei Amateurfunkgeräten im Kurzwellengebiet von U. L. Rohde, DJ2LR, und K. H. Eichel, DC6HY, Funkschau 1/73, Seite 46.