

Frequenzstabiler VFO für den KW-Bereich

EBERHARD BÄUERLE – DK3SP

Frequenzstabile VFOs sind immer eine Herausforderung für den selbst bauenden Amateur. In Veröffentlichungen von QRP-Transceivern findet häufig ein gezogener Quarzoszillator Verwendung. Leider stößt man dabei schnell an die Grenzen, was Stabilität und Ziehfähigkeit anbelangt. Nachfolgendes Projekt zeigt auf, wie sich mit relativ wenig Aufwand ein Monoband-VFO für KW aufbauen lässt, der ein ganzes KW-Band überstreichen kann. Grundidee war, diesen VFO als Substitution für einen gezogenen Quarzoszillator oder für ähnliche Projekte einzusetzen.

Dieser Beitrag beschreibt Aufbau und Funktionsweise eines VFO, der eine Abstimmbandbreite von bis zu 500 kHz in einem frei wählbaren Frequenzbereich zwischen 5 und 50 MHz ermöglicht. Dabei habe ich beim Entwurf darauf geachtet, dass nur Standardbauteile verwendet werden.

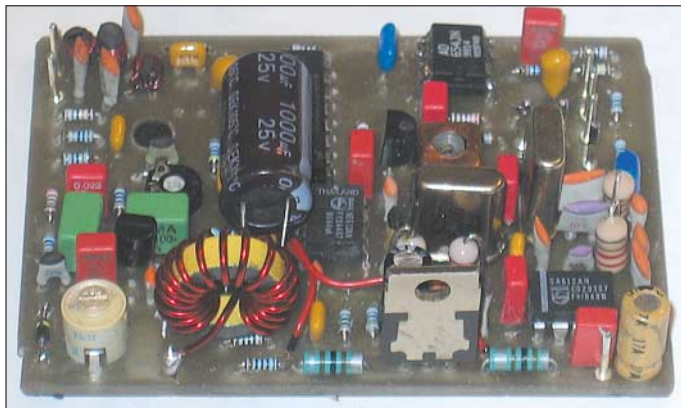


Bild 1:
Fertig aufgebauter
PLL-VFO,
hier noch
ohne Gehäuse

Die Konzeption sieht vor, dass nur eine Spule für den VFO sowie ein Breitbandübertrager zu wickeln sind. Ferner gibt es nur ein Minimum an Abgleichelementen.

Schaltungsbeschreibung

Bild 2 zeigt das Blockschaltbild des PLL-VFOs. Prinzipiell ist dieses Verfahren aus zahlreichen Veröffentlichungen hinreichend bekannt. Hier wird zur Frequenzeinstellung ein linearer und frequenzstabiler U/f-Umsetzer AD654JN eingesetzt. Die Abstimmung der Frequenz erfolgt über ein Zehngang-Wendelpotenzio­meter.

Ein VFO in Standardschaltung mit einem BF247C generiert die gewünschte Oszillatorfrequenz. Die Pufferstufe ist mit einem BF981 ausgeführt. Der Pegel reicht aus, um einen 6-dBm-Mischer direkt zu treiben. In allen Bereichen stand mindestens ein Pegel von 8 dBm zur Verfügung. Das Oszillator­signal gelangt auf den Eingang des ersten Mischers. IC2 – der interne Oszillator – schwingt mit einem Quarz aus der Stan-

dardreihe. Hier schwingen auch CB-Funk-Quarze im 5. Oberton.

Ein siebenpoliger Tiefpass TP2 mit hoher Flankensteilheit und $f_g < 6$ MHz entfernt unerwünschte Mischprodukte ausreichend. Das Signal gelangt nun auf den zweiten Mischer IC3, wobei das Signal mit einem zweiten Quarz auf eine Frequenz unter

1 MHz heruntergemischt wird. TP3 siebt unerwünschte Mischprodukte aus. Hier steht nun eine Frequenz von etwa 50 bis 600 kHz zur Verfügung. Der Phasenvergleicher IC1 sowie das Stellglied IC4, AD654JN, generieren eine Regelspannung, die die Kapazitätsdiode im VFO mit T1, BF247C, beeinflusst. Damit ist der Regelkreis geschlossen.

Aufbauhinweise

Der Aufbau erfolgt auf einer einseitigen Platine mit durchgehender Massefläche. Obwohl mir keine Platine mit Lötstopplack zur Verfügung stand, kam es selten vor, dass Lötbrücken entstanden. Ich helfe mir mit etwas Entlötlitze. Nach abgeschlossenem Lötvorgang wasche ich die Platine mit einem harten Pinsel und Spiritus aus, dann sind eventuelle Lötbrücken gut zu erkennen.

Zuerst wird die gebohrte Platine zum Einbau in ein gut lötbare Gehäuse (54 mm × 72 mm) vorbereitet. Die Platine passt genau, aber streng in das Gehäuse. Links un-

Erreichte Parameter

Betriebsspannung U_B : 10,6...14 V
Stromaufnahme: ≈ 38 mA
Ausgangspegel: ≥ 8 dBm
Frequenzabweichung: 7 Hz @ 10,6...14 V
Frequenztrift nach 10 min Einlaufzeit:
< 1Hz/min im unteren Abstimmbereich,
< 4Hz/min im oberen Abstimmbereich
Langzeittrift: ≈ 50 Hz, gemittelt über 1 h
Ober- und Nebenwellen: ≤ -45 dBc

ten und rechts sind mit einer Flachnadel-feile Aussparungen herauszufilen. Danach bohrt man die Löcher für sieben Durchführungskondensatoren (einfach gleichmäßig verteilen) sowie für einen Massestift 1 mm auf der rechten Schmalseite des Gehäuses. Der obere Abstand zum Gehäusedeckel beträgt ungefähr 10 mm. Diese Durchführungskondensatoren sind im Schaltplan nicht eingezeichnet, sie führen zu den Anschlüsse für die Betriebsspannung, das Potenziometer P2 sowie den RIT-Steller P3, ferner zu den Signalen für die Sende-Empfangs-Umschaltung. Bild 8 zeigt den kompletten VFO im Gehäuse eingebaut, hier noch mit einer kleinen Oszillatorschule und einem kleinen C1. Außerdem sind das Zehngang-Wendelpotenzio­meter, die RIT und auf der linken Seite die HF-Ausgangsbuchse zu sehen.

An der Innenseite können zur besseren HF-Unterdrückung noch weitere 0,1-µF-Kondensatoren direkt von den Durchführungskondensatoren zur Gehäusewand gelötet werden. Hier kommt auch der Kondensator C45 hin.

Nun geht es weiter mit dem Einschlagen der elf 1-mm-Lötstifte in die Platine. Ich

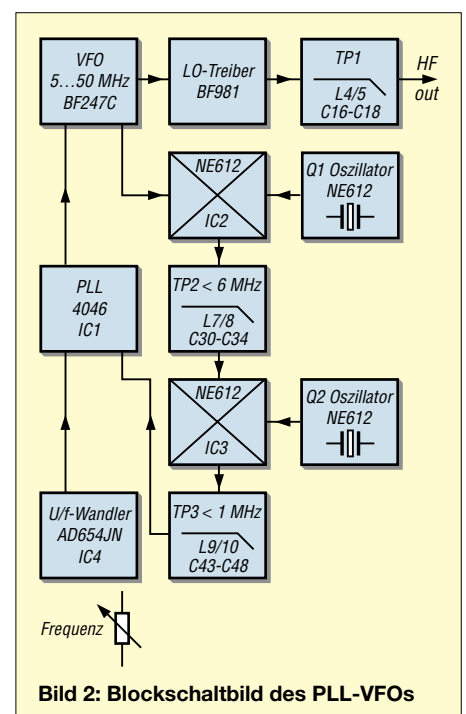


Bild 2: Blockschaltbild des PLL-VFOs

verwende dazu einen 6-mm-Rundstahl, der an einer Seite auf etwa 3 mm abgedreht wurde. An dieser Stelle befindet sich ein mit 1 mm Durchmesser gebohrtes Loch, das die Lötstifte aufnimmt.

Der Platz der Lötstifte ist auf dem Bestückungsplan (Bild 7) mit großen Ringen dargestellt. Ebenso erhalten die Lötunkte für die Spule L3 zwei Lötstifte. Diese werden kurz über der Stauchung abgezwickt. Das hat den Vorteil, dass man damit zu einer stabilen Befestigung für die Spule gelangt. Diese ermöglicht beim Experimentieren ein bequemes Aus- und Einlöten der Spule, ohne dass sich nach einigen Lötvorgängen die Leiterbahn abhebt. Bild 6 zeigt das Platinenlayout mit durchgehender Massefläche.

■ Dimensionierung

Spätestens jetzt ist es angebracht, sich Gedanken zum benötigten Frequenzbereich und zur Abstimmbandbreite zu machen. Hier einige Berechnungsbeispiele:

Für einen 40-m-Transceiver mit einer ZF von 4,9152 MHz benötigt man einen VFO

von 11,9152 bis 12,0152 MHz. Aus $f_{Q1} = 16$ MHz folgt eine Mischfrequenz von 3,9848 bis 4,0848 MHz. Bei $f_{Q2} = 4,096$ MHz steht am Tiefpass TP2 nun eine Frequenz von 11,2 bis 111,2 kHz für den Phasenvergleich zur Verfügung. Ebenso funktioniert es mit einem Quarz $f_{Q2} = 4,194$ MHz. Hier ist die gewonnene Mischfrequenz etwas höher, nämlich 109 kHz bis 209 kHz. Aus Tabelle 1 entnimmt man den Wert des entsprechenden Kondensators C38, hier 470 pF oder 1 nF.

Primär sind der Kondensator C38 und der Widerstand R26 die frequenzbestimmenden Bauelemente für den AD654. Am Eingang Pin 4 sollten nicht mehr als 6 V anstehen, da sonst der U/f-Umsetzer sehr instabil arbeitet. Dieser ist für einen Frequenzbereich von 0 bis 500 kHz konzipiert, arbeitet aber auch noch bei 600 kHz zufrieden stellend. Systemgemäß ist seine Frequenzstabilität im unteren Frequenzbereich von 50 bis 100 kHz wesentlich besser als bei 500 kHz.

Für diese Kondensatoren verwende ich nur hochwertige Produkte, z.B. Wima FKP2

grün, RM 5 oder Glimmer-Kondensatoren, was die besten Ergebnisse brachte. Diese kommen auch im VFO für C9 und C13 zum Einsatz. Auch ist die Verwendung von Styroflex-Kondensatoren mit Abstrichen denkbar.

Tabelle 1: Arbeitsbereich des AD654

C 38	f
100 pF	70 kHz bis 1,2 MHz
150 pF	44 kHz bis 600 kHz
220 pF	30 kHz bis 560 kHz
470 pF	14 kHz bis 330 kHz
1 nF	7 kHz bis 130 kHz

Die Angaben beziehen sich auf die im Schaltplan Bild 2 definierten Werte.

Aus Tabelle 2 gehen die Werte für das Tiefpassfilter TP1 hervor, bei obigem Beispiel ist $f_g = 15$ MHz. Die Bauteile für die Tiefpassfilter TP2 und TP3 sind in den Tabellen 3 und 4 aufgelistet. Hier ist zu beachten, dass die Ein- und Ausgangswiderstände 1,5 k Ω betragen, wie für den Mischer NE612 erforderlich.

Schließlich entnimmt man Tabelle 5, S. 75, die Werte für die Oszillatorbauelemente. Die Angaben für den VFO sind Näherungswerte, die Abstimmung bezieht sich auf Trimmer C12, 6 bis 30 pF.

Tabelle 2: Tiefpassfilter TP1 mit 50 Ω Ein- und Ausgangsimpedanz

f [MHz]	C16, C18 [pF]	C17 [pF]	L4/L5 [μ H]
10	220	470	1,5
15	150	330	0,68
27	100	220	0,47
50	68	100	0,22

Im oberen Frequenzbereich ist es besser, nur einen Trimmer mit 3 bis 13 pF einzusetzen, damit gelingt der Frequenzabgleich etwas leichter. Für etwa 10 MHz sind die Bauteilewerte aus dem Schaltplan zutreffend.

Hier noch ein Rechenbeispiel für einen VFO 5,0 bis 5,5 MHz: In diesem Fall wird nur einmal gemischt, IC3 nicht bestückt und der Tiefpass TP3 an den Platz von

Tabelle 3: Tiefpassfilter TP2

Frequenz [MHz]	C32/ C34	C33	C30/ C31	L7/ L8
<6	22 pF	68 pF	10 pF	22 μ H
<5	33 pF	68 pF	12 pF	33 μ H
<4	33 pF	82 pF	4,7 pF	47 μ H

Für das Beispiel im Text wird ein Tiefpass < 5 MHz ausgewählt.

Tabelle 4: Tiefpassfilter TP3

Frequenz [MHz]	C46/ C48	C47	C43/ C44	L9/ L10
<1,0	150 pF	220 pF	47 pF	220 μ H
0,5 MHz	220 pF	470 pF	56 pF	470 μ H

Für den Tiefpass nach Beispiel sind die Bauteile für < 0,5 MHz einzusetzen.

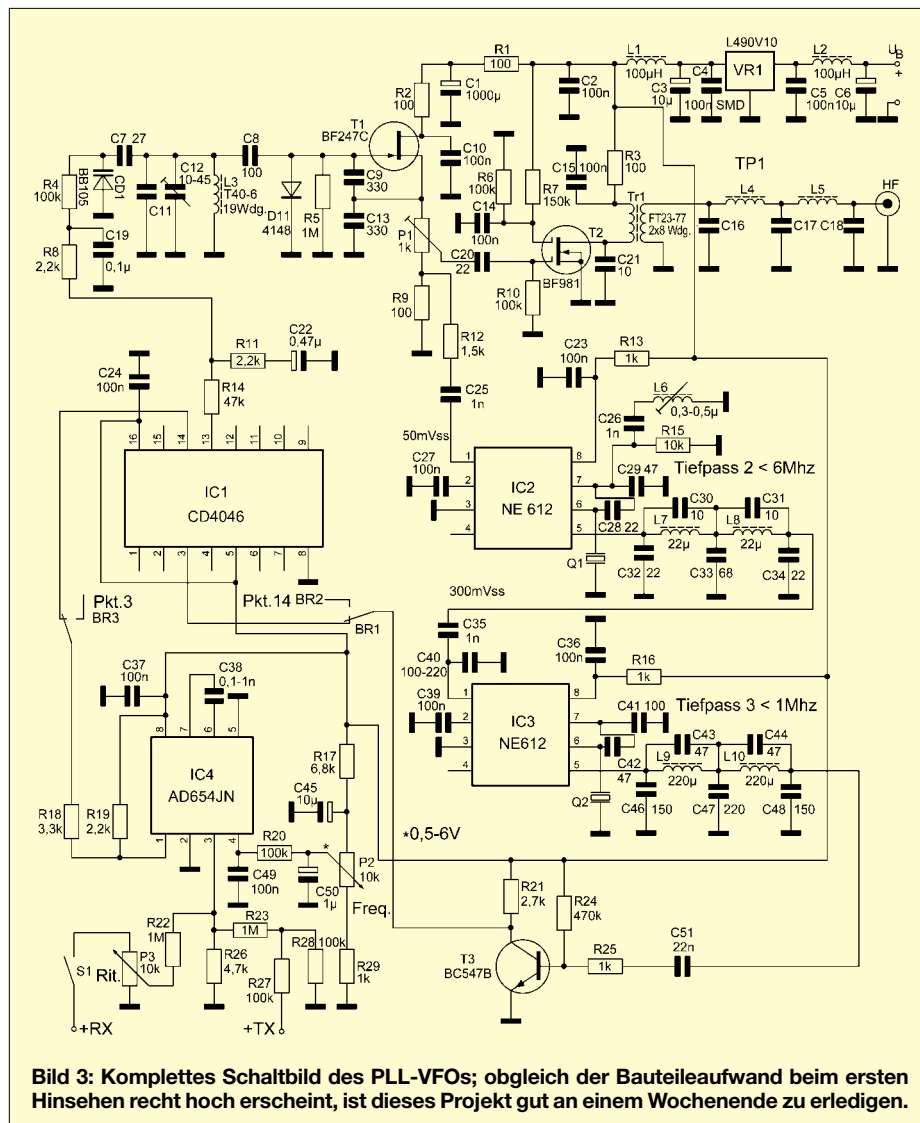


Bild 3: Komplettes Schaltbild des PLL-VFOs; obgleich der Bauteilaufwand beim ersten Hinsehen recht hoch erscheint, ist dieses Projekt gut an einem Wochenende zu erledigen.

TP2 gesetzt. Eine Drahtbrücke führt vom TP2 direkt zum Kondensator C51. $f_{Q1} = 4,9145 \text{ MHz}$ führt auf eine Mischfrequenz von 84 kHz bis 584 kHz. Tabelle 1 weist einen Kondensator von 150 pF aus, der Tiefpass für $f_g < 1 \text{ MHz}$ geht aus Tabelle 3 hervor. Nachteilig ist hier, dass die Quarzfrequenz f_{Q1} sehr nahe neben der VFO-Frequenz liegt, was zu Pfeifstellen führen kann.

Zusammenbau

Die Bauteile R8, R15, C1, C21, C26, C35, C40, C45 werden zunächst nicht bestückt. Für die Widerstände empfehle ich Metallschichtwiderstände kleiner Bauform, RM 5. Diese können zwar durch Kohleschichtwiderstände ersetzt werden, nur um den AD654 sind wegen der Frequenzstabilität unbedingt Metallschichtwiderstände einzusetzen. R18 kommt im Bestückungsplan zweimal vor. Zuerst kommt er auf den Platz oberhalb von IC1. Die im Bestückungsplan gestrichelt eingezeichnete Brücke BR2 entfällt vorerst.

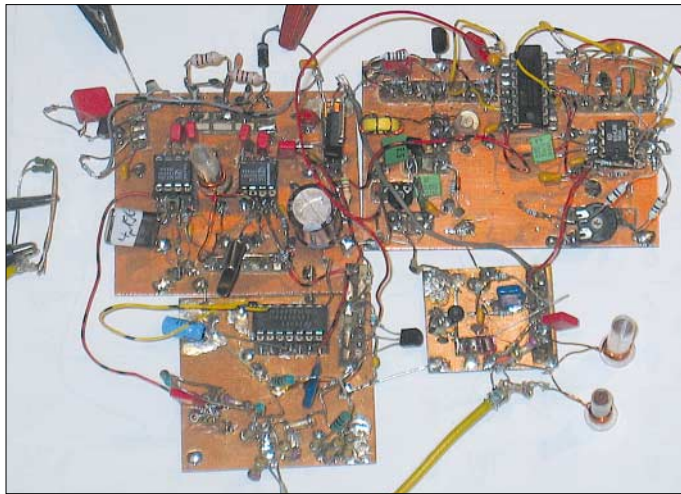


Bild 4:
Versuchsaufbau
von DK3SP;
hier zeigte sich
bereits eine hervor-
ragende Frequenz-
stabilität, was
zu weiteren
Experimenten
ermutigte.

Transistor T2, BF981, wird an der Unterseite der Platine verlötet, wobei zuerst ein Loch mit 4,5 mm Durchmesser zu bohren ist und die Anschlüsse entsprechend zu kürzen sind. Kontrollieren Sie, ob alle Leiterbahnen aufgetrennt sind, sonst kann es an dieser Stelle zu Kurzschlüssen kommen.

unterdrückung von VR1, mehr darüber in [8].

Für den Trimmer C12 lassen sich sowohl 3-Stift-Ausführungen in kleiner Bauform [11], [12] sowie solche mit zwei Stiften einsetzen. Dann ist an der Unterseite der Platine zum heißen Ende eine Brücke zu

löten. Kommen im Mischer IC2 Quarze im 3. Oberton zum Einsatz, finden die Bauteile C26, R15, L6 Verwendung. L6 ist eine Spule auf 4-mm-Kern ohne Ferritkappe mit 12 bis 15 Windungen. Dies gilt für Quarze von 32 bis 36 MHz, entsprechend weniger Windungen sind für Quarze ab 40 MHz aufzubringen. Hier lassen sich auch Standardspulen einsetzen [12]. Die Quarzgehäuse sind nach dem Einlöten mit Masse zu verlöten.

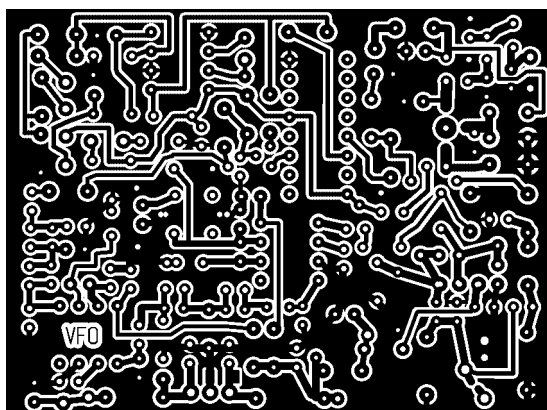


Bild 5: Schaltungsdetail Ringkernspule L3

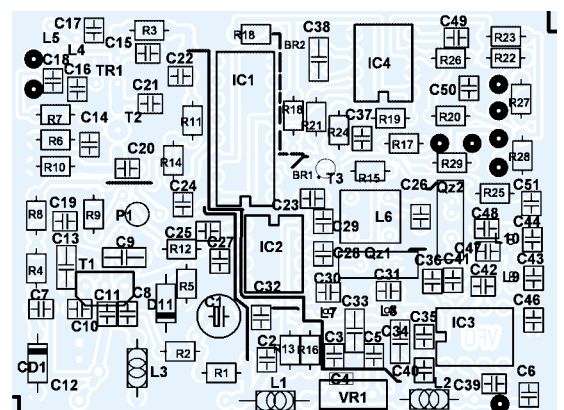
Mit R15 zwischen 10 und 20 kΩ lässt sich der Pegel des Oszillators etwas erhöhen. Die Widerstände R13 an IC2 sowie R16 an IC3 dienen zur Spannungseinstellung. Hier stellt sich dann eine Betriebsspannung von 6,5 bis 7,5 V ein; dies spart einen Spannungsregler sowie den dazu benötigten Strom. Zuletzt werden der Regler VR1 und an seiner Unterseite der SMD-Kondensator C4, 0,1 μF, Bauform 1206 eingelötet. Hier hatte mir die Automasse leider eine „Fahne“ gesetzt, also Vorsicht beim Einlöten, dass es nicht zu Massechlüssen kommt.

Kontrolle und Abgleich des VFO

Es geht los: Netzteil anschließen, Stromaufnahme kontrollieren, dabei die Betriebsspannung langsam nach oben regeln. Spannungskontrolle an VR1, L1 muss etwa 10 V ergeben. An IC2 und IC3, Pin 8, müssen 6,5 bis 7,5 V zu messen sein, Pin 16 von IC1 soll etwa 10 V aufweisen, Pin 8 von IC4 ebenso.



**Bild 6: Layout
der einseitigen Platine
VFO-PLL, Maßstab 1:1**



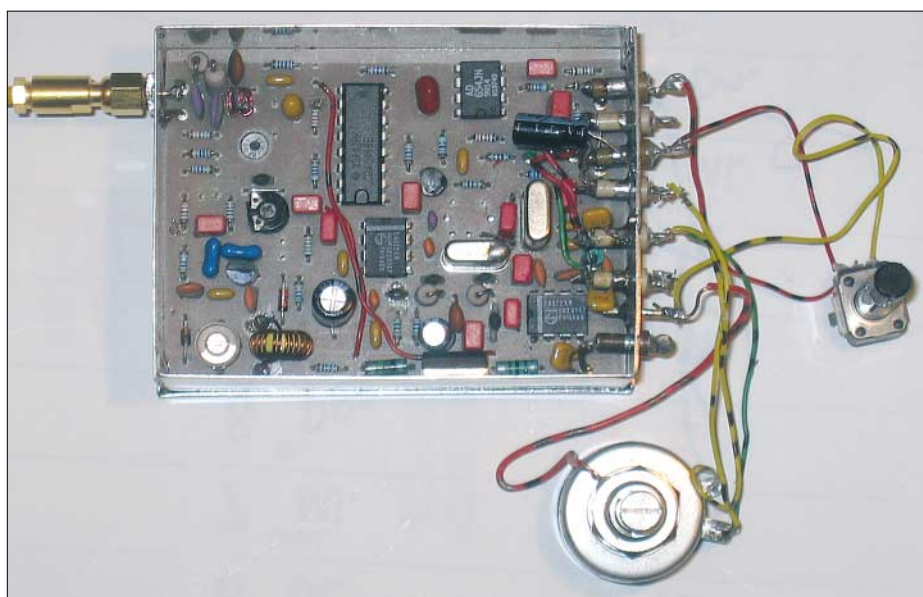


Bild 8: Fertig aufgebauter PLL-VFO im Gehäuse; links oben SMA-Anschluss für das Ausgangssignal, unten das Wendel- und rechts das RIT-Potenzio

Nun Tiefpass TP1 mit $50\ \Omega$ abschließen, mit Potenziometer P1 Pegel einstellen sowie mit Trimmer C12 am Frequenzzähler den groben Abstimmbereich kontrollieren. Anschließend ist an R4, z.B. über ein weiteres Potenziometer, eine Spannung von 2 bis 8 V einzuspeisen und auf diese Weise der Abstimmbereich für die PLL zu kontrollieren. Ist der Bereich zu klein, muss C27 vergrößert, eventuell gar eine andere Kapazitätsdiode eingebaut werden. Der Bereich sollte oben und unten etwa 20 kHz überlappen. Das Ergebnis ist nochmals mit dem Frequenzzähler zu kontrollieren. Der Abstimmbereich der RIT beträgt je nach Kondensator C38 ± 2 kHz. Danach wird R8 eingelötet.

An Pin 1 des IC2 sollten 50 mV_{ss} anstehen, reicht dies nicht aus, kann man den Widerstand R12 entsprechend verkleinern oder R9 vergrößern. An Pin 1 von IC3 misst man mindestens 300 mV_{ss} , ein Exemplar brachte es auf 800 mV_{ss} , ohne störenden Einfluss. In einem solchen Fall kann man als Spannungsteiler C40 einlöten, störende Mischprodukte werden dadurch noch etwas besser unterdrückt; oder R9 auf etwa $50\ \Omega$ verkleinern.

Damit der Phasenvergleich IC1 sauber arbeitet, sollten hier mindestens ein sinus-

ähnliches Signal von 5 V_{ss} zu sehen sein, im Normalfall liegt hier ein Rechteck von $\approx 10\text{ V}_{ss}$ am Kollektor von T3. Ist das der Fall, können Sie Potenziometer P2 anlöten und den Abstimmbereich hochohmig mit Tastkopf und Frequenzzähler an Ausgang Pin 1 von IC4 kontrollieren. Je nach Bereich ist eine Frequenz von 50 bis 600 kHz zu messen, bei ähnlichen Pegeln wie am Kollektor von T3.

Um zu kontrollieren, ob der VFO sauber einrastet, ist ein Messinstrument mit 10 V



Bild 9: Dieses Detailfoto zeigt die liegende Montage des radialen Elektrolytkondensators C1 und verdeutlicht, wie die Anschlussschäfte abzuwickeln sind. Fotos: DK3SP

Tabelle 5: Frequenzbestimmende Bauteile des VFOs

L3 T50-6	C7 [pF]	C8 [pF]	C9/C13 [pF]	C12 [pF]	C20 [pF]	f [MHz]
7 Wdg.	8,2	33	100	6...30	12	34...50
9 Wdg.	22	33	100	6...30	12	25...34,5
12 Wdg.	33	33	100	6...30	12	20...28
15 Wdg.	33	33	100	6...30	12	16,5...23
18 Wdg.	68	33	100	6...30	12	15...21
L3 T50-2						
18 Wdg.	68	56	220	6...30	12	12...14,8
20 Wdg.	68	56	220	6...30	12	10,5...12,5
22 Wdg.	68	56	220	6...30	12	9,7...11,5

Vollausschlag an Pin 13 von IC1 anzuschließen. Ich empfehle, mit Tastkopf und Oszilloskop gleichzeitig das Rechteck am Kollektor von T3 zu überwachen. Dreht man nun P2 langsam durch, muss sich die Abstimmungsspannung für die Kapazitätsdiode kontinuierlich ändern. Tritt dies nicht auf, C12 so lange verdrehen, bis der VFO einrastet. Die Abstimmungsspannung sollte maximal 1,5 bis 8,5 V betragen.

Gleichzeitig sieht man, wie sich das Rechteck in der Frequenz und Impulsbreite verändert. Erscheint hier beim Durchstimmen ein Jitter, rastet der VFO nicht in allen Abstimmungsbereichen sauber ein. Dann sind die Ausgänge von T3 und IC4 zu vertauschen. Dies habe ich im Schaltbild als BR1 bis BR3 dargestellt. Das kommt dadurch, dass der Quarz Q1 oder Q2 je nach Auswahl mal ober- oder unterhalb der Oszillator- oder Mischfrequenz schwingt, die Phasenlage umgedreht wird.

Vorgang: Brücke Kollektor T3 zu IC1, Pin 3, entfernen; R18 auslöten, an den Platz rechts neben IC1 setzen; nun eine Brücke von R18 nach Pin 3 IC1 löten; die zweite Brücke vom Kollektor T3, im Bestückungsplan gestrichelt dargestellt, an den rechten Lötpin von ehemals R18 löten – fertig!

Versuche haben gezeigt, dass sich bei 48 MHz die Ausgangsleistung von 8 dBm nicht immer erreichen ließ. Abhilfe: P1 von $1\text{ k}\Omega$ auf $500\ \Omega$ reduzieren.

Info@Cutatest.de

Literatur und Bezugsquellen

- [1] Haak, R.: Prinzip und Arbeitsweisen von Phase-Locked-Loop Schaltungen. CQDL 52 (1981) H. 12, S. 580–582
- [2] Zahn, J., DD1FW: Zur Theorie von Synthesizern in der HF-Technik. CQDL 54 (1983) H. 8, S. 376–380
- [3] Strate, U., DF4KV: Einfache Frequenz-Rasteinrichtung. CQDL 56 (1985) H. 12, S. 695–696
- [4] Sichla, F., DL7VFS: Eine PLL für sechs KW-Amateurfunkbänder. FUNKAMATEUR 42 (1993) H. 7, S. 423–425; H. 8, S. 492–493
- [5] Prangel, H. W., DK8GH: Oszillatoren für Empfänger und Sender. FUNKAMATEUR 42 (1993) H. 8, S. 481–483
- [6] Eckhardt, H., DF2FO: Einfacher stabiler 80 m VFO. CQDL 67 (1996) H. 4, S. 282
- [7] Perner, M., DM2AU: PLL-Oszillatoren in Theorie und Praxis. FUNKAMATEUR 47 (1998) H. 11, S. 1292–1295; H. 12, S. 1420–1423
- [8] Schnorrenberg, W., DC4KU: Rauscharmer VFO für großsignalfeste KW-Empfänger. FUNKAMATEUR 50 (2001) H. 10, S. 1126–1129; H. 11, S. 1243–1245; H. 12, S. 1372–1373
- [9] Philips Components: Datenblatt NE612
- [10] Analog Devices, Inc.: Datenblatt AD654JN
- [11] Reichelt Elektronik: Tel. (0 44 22) 95 53 33, www.reichelt.de
- [12] FA-Leserservice: Tel. (0 30) 44 66 94-72; www.funkamateure.de → Onlineshop
- [13] Graf, U., DK4SX: Intermodulationsplatz für hohe Interzeptpunkte FUNKAMATEUR 52 (2003) H. 11, S. 1141–1142.
- [14] Bäuerle, E., DK3SP: Homepage. www.Cutatest.de