

Lokalszillator für den 2-m-Transverter IRHX2010

UWE RICHTER – DC8RI

Die in [1] angekündigte Beitragsfolge zu den wichtigsten Baugruppen des 2-m-Transverterkonzepts wird mit der Beschreibung des Lokalszillators fortgesetzt. Dieser lässt sich relativ einfach und ohne Abgleicharbeiten aufbauen und weist sehr gute Parameter, insbesondere bezüglich des Phasenrauschens, auf.

Die Herausforderung bei diesem Konzept bestand darin, eine Lösung zu finden, welche mit wenigen Bauelementen ohne umfangreiche Optimierungen auf Anhieb zum gewünschten Ergebnis führt. Zum erfolgreichen Nachbau sollten weder Abgleich noch ein umfangreicher Messgerätepark erforderlich sein.

■ Butler-Oszillator

Während der anfänglichen Versuche mit einem Butler-Oszillator war es stets notwendig, die Schaltung am Messplatz zu optimieren. Um Nachbausicherheit zu er-

reichen, genügt es leider nicht, dies so lange zu betreiben, bis das gewünschte Ergebnis vorliegt. Es müssen auch die Fehlerfenster weitestgehend ermittelt werden. Diese Forderung bezieht sich beim Lokalszillator (LO) hauptsächlich auf das Phasenrauschen und die kritischen Bauelemente, da alle anderen Parameter relativ einfach überprüft werden können. Mit Unterstützung durch Michael Kuhne, DB6NT, wurde das Phasenrauschen der zu Testzwecken aufgebauten Butler-Oszillatoren bestimmt. Bei dieser Gelegenheit war auch gleich die Auswirkung der Spannungsregelung deutlich sichtbar (Bild 2). Das von den Schaltkreisen 78L05, LP2950-ACZ5 und LT1763-5 erzeugte Rauschen, jeweils ohne Nachbehandlung der 5-V-Ausgangsspannung, ist Bestandteil des Messergebnisses. In Bild 2 ist zu erkennen, dass der 78L05 im Entfernungs-

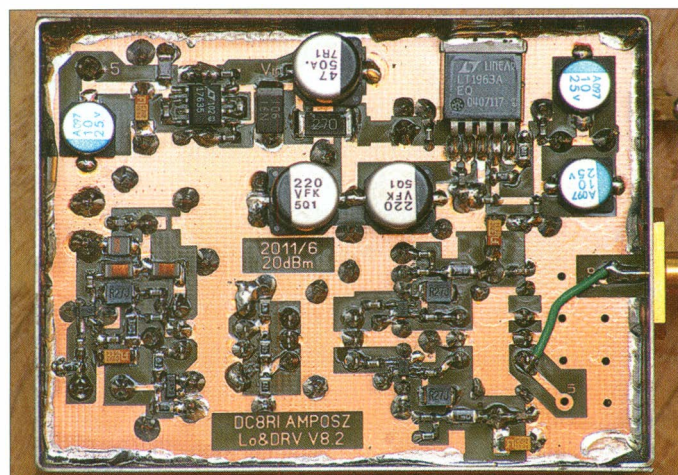


Bild 1: Musteraufbau der AmpOsz-Baugruppe, Version V8.2 mit BGA616 und Pufferstufe, aber noch ohne Ausgangsfilter

sen sich nur durch entsprechendes Optimieren der Schaltung unterbinden und Letzteres wollte ich ja gerade vermeiden. Alle Messungen wurden deshalb vorgenommen, ohne die Schaltung vorher zu optimieren. Es zeigte sich, dass meine Zielstellung, einen Wert von -150 dBc/Hz bei 10 kHz Offset sicher zu erreichen, mit dem Butler-Oszillator nicht realisierbar war. Die Oberwellen der einfachen Butler-Oszillatoren sind ein weiteres Ärgernis, vor allem der Pegel der ersten liegt oft nicht mehr als 15 dB unterhalb des Trägers. Ein nahe an der Oszillatorfrequenz dimensioniertes Oberwellenfilter ist deshalb zwingend erforderlich. Letztendlich ist auch die Auskopplung aus der Schaltung aus Grund der undefinierten und stark frequenzabhängigen Scheinwiderstände eine kritische Angelegenheit.

Meine Schlussfolgerung aus den Versuchen war, dass sich weder der Butler-Oszillator noch die zurzeit aktuellen Kaskodeschaltungen und ihre Derivate [2] für das Transverterprojekt eignen. Das gilt umso mehr, weil die damit erzielten Ergebnisse durch eine viel einfachere und sichere Schaltung aus dem Jahr 1986 problemlos erreicht und überboten werden können. Der in [3] beschriebene Generator stellt mit -165 dBc/Hz bei 10 kHz Offset die Daten sämtlicher zuvor genannter Konzepte in den Schatten.

■ Oszillatorstufe des AmpOsz

Der AmpOsz genannte Oszillator stellt einen ganz normalen mitgekoppelten Verstärker dar (Bild 6). Die Phasendrehung von 360° wird je zur Hälfte vom MMIC und durch einen selektiven Phasenschieber realisiert. Eine Diodenbegrenzerschaltung hält das verarbeitete Signal auf einem konstanten Pegel, bevor es durch den Quarz gefiltert wieder zum Eingang des MMIC gelangt. Die Schwingbedingung ist

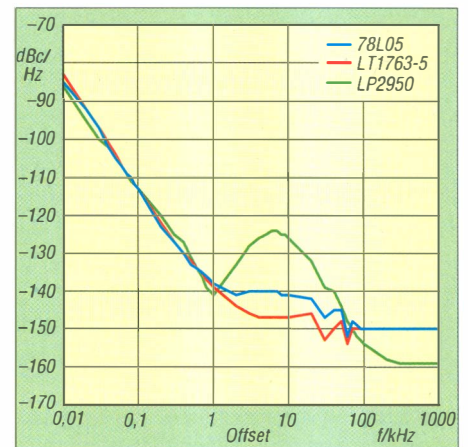


Bild 2: Phasenrauschen des konventionell aufgebauten Butler-Oszillators mit unterschiedlichen Spannungsreglern

stabil, wenn genügend Verstärkungsreserve zur Verfügung steht. Tests mit Quarzen von 96 MHz bis 175 MHz führten immer zum Schwingen auf der Nennfrequenz. Der bei anderen Oszillatoren beobachtete Effekt, dass der Generator bei Ziehen der Frequenz plötzlich ganz woanders (aber stabil) schwingt, tritt hier nicht auf. Auch Quarze, die ich in der Butler-Schaltung nicht zum Schwingen bewegen konnte, funktionierten in diesem Oszillator. Um den am besten geeigneten MMIC auswählen zu können, wurden zuerst drei Testschaltungen mit dem BGA616, dem THS9001 und dem MGA62563 mit jeweils gleichem Quarz aufgebaut und ausgemessen (Bild 3). Es zeigte sich, dass der relativ einfache BGA616 die besten Ergebnisse liefert. Die Version BGA616/123 MHz war ein zusätzlicher Test mit einem Quarzexem-

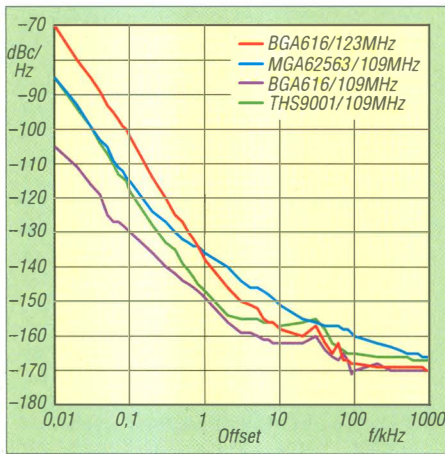


Bild 3: Phasenrauschen der AmpOsz mit unterschiedlicher MMIC- und Quarzbestückung

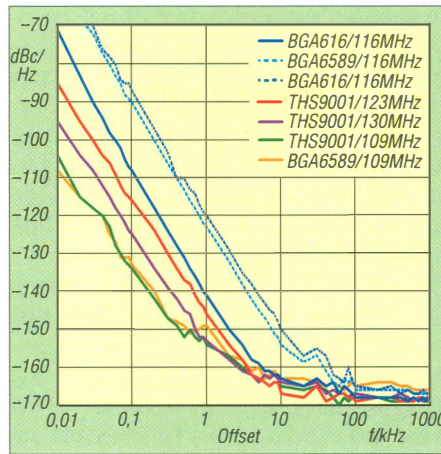


Bild 4: Phasenrauschen des AmpOsz (BGA 616) mit unterschiedlicher MMIC-Bestückung im Puffer und verschiedenen Frequenzen

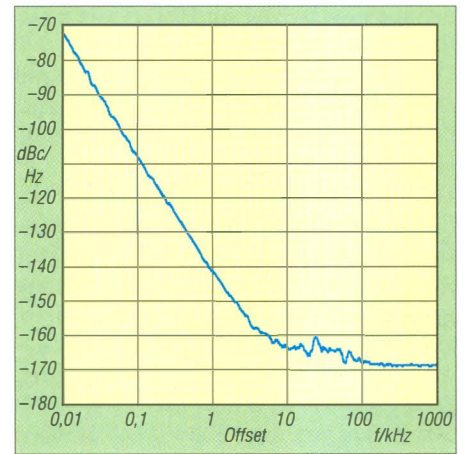


Bild 5: Phasenrauschen des finalen 116-MHz-LO in AmpOsz-Schaltung mit BGA616 im XO und THS9001 in der Pufferstufe

plar, welches zuvor schon in der Butler-Schaltung zum Einsatz kam.

Das AmpOsz-Konzept hat noch einen weiteren Vorteil: Die Oszillatorstufe verträgt am Ausgang eine relativ hohe Fehlanpassung, ohne dass die Schwingung abreißt. Damit eignet sich diese bereits für die Erzeugung kleiner Leistungen bis etwa +7 dBm. Da die Unterdrückung der ersten Oberwelle besser als +55 dBc ist, lässt sich der Filteraufwand verhältnismäßig geringhalten.

■ Pufferverstärker

Der Pufferverstärker hat die Aufgabe, das Ausgangssignal des LO auf die erforderliche Eingangsleistung des in [4] beschriebenen Leistungsverstärkers anzuheben. Beim Muster fand ein 180°-Brückenverstärker mit preiswerten MMICs Verwendung. Die Übertrager und Tiefpassfilter sind bei [5] erhältlich, MMICs und Spannungsregler bei [6] bzw. [7]. Ich habe insgesamt drei Typen von MMICs getestet. Die Ergebnisse sind in Bild 4 dar-

gestellt und das beste in Bild 5. Die Entscheidung fiel zu Gunsten des THS9001. Mit diesem wurden die meisten Messungen durchgeführt und mit einer Verstärkung von weniger als 15 dB passt er besser in den Pegelplan als die anderen Typen. Der THS9001 ist ein MMIC für Anwendungen bis 500 MHz.

Sein Rauschmaß liegt bei etwa 4 dB und ist damit fast doppelt so hoch wie das des BGA616. In der Praxis ließ sich dieser Unterschied aber nicht nachweisen.

■ Testerfahrungen

Am empfindlichsten reagiert der Generator auf die Qualität der Versorgungsspannung. Die Messergebnisse im Bild 2 verdeutlichen das sehr eindrucksvoll.

Ein anderes, oft nicht beachtetes Problem ist in der Art der Signalerzeugung begründet. Der mechanische Aufbau des Quarzes reagiert selbstverständlich auch auf entsprechende Einflüsse von außen. Dies kann man vor allem im Contest-Betrieb sehr gut beobachten. Die mechanische

Entkopplung des Quarzes von Lüftern und Transformatoren jeglicher Art ist ein wichtiger konstruktiver Aspekt.

Ein weiteres Thema ist der Resonanzkreis, der in jedem Obertongenerator die Zielfrequenz selektiert. Er besteht in dieser Schaltung aus den beiden Kondensatoren C31 und C32 sowie aus der parallelgeschalteten Spule L6. Die Kondensatoren sollten das Dielektrikum CGO oder NPO besitzen, damit keine undefinierte Verstimmung des Kreises bei Temperaturschwankungen erfolgt. Im Temperaturbereich zwischen 15 °C und 40 °C wurde am Muster eine Frequenzänderung von 380 Hz gemessen (einschließlich ±60 Hz Messfehler). Das entspricht einer Frequenzstabilität von etwa 3 ppm.

■ Aufbau und Inbetriebnahme

Der Aufbau weist keine Besonderheiten auf und kann wie bei einem Bausatz erfolgen. Die Platine ist wie bei allen Baugruppen des IRHX2010 doppelseitig kaschiert und besitzt eine Massefläche auf der Rückseite. Am Nachbau Interessierte kön-

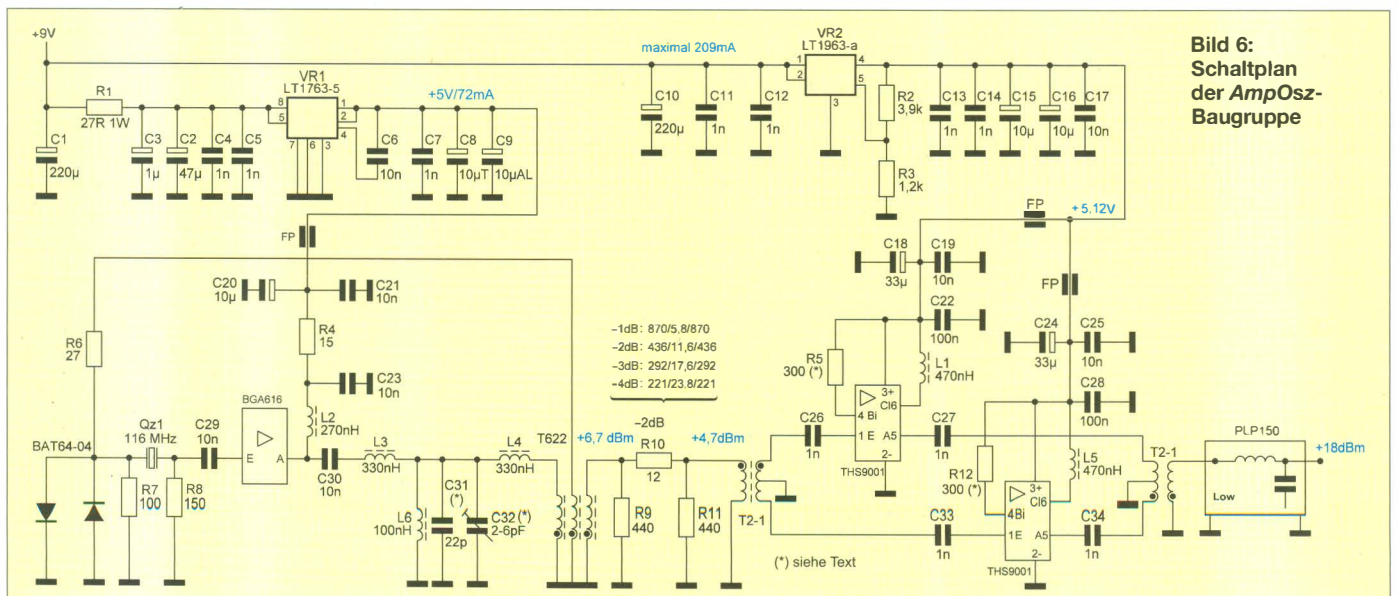


Bild 6: Schaltplan der AmpOsz-Baugruppe

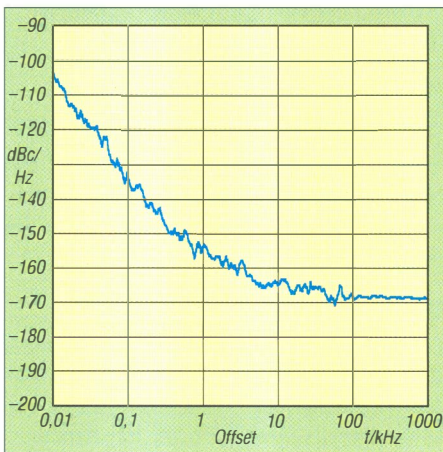


Bild 10: Phasenrauschen des 109-MHz-Ver-suchssoszillators einschließlich Pufferstufe

leistung des Generators sind durch die verwendeten Übertrager nur 20 dBm Ausgangsleistung möglich. Für den Einsatz im IRHX2010 sind dies allerdings 2 dB zu viel.

Zusammenfassung

Der vorgestellte Oszillator stellt eine Abkehr von den bisher üblichen Butler- und Colpitts-Schaltungen dar. Sein Hauptvorteil besteht darin, dass ein Arbeitspunktgleiches unnötig ist. Das Fehlerfenster wird nur durch den eingesetzten Quarz bestimmt. Das erreichte Phasenrauschen von

mindestens -150 dBc/Hz in 10 kHz Abstand zur Trägerfrequenz ist nicht in einer Optimierung am Messplatz begründet, sondern prinzipbedingt. Man kann davon ausgehen, dass jeder Aufbau mindestens diesen Wert erreicht. Mit der vorgestellten Schaltung wurden sieben Prototypen aufgebaut. Alle wurden nach dem gleichen Schema bei Michael, DB6NT, vermessen. Wie bereits erwähnt ist nur die Qualität des eingesetzten Quarzes ein kritischer Punkt (siehe Bild 4, die gestrichelten Werte stammen von Quarzen, die auf dem 7. Oberton schwingen).

Man kann davon ausgehen, dass die zum Teil erreichten -170 dBc/Hz durch konsequentes Entrauschen der Oszillatorschaltung und ihrer Spannungsversorgung sowie die Selektion des verwendeten Quarzes durchaus reproduzierbar sein dürften. Dies bleibt allerdings den Spezialisten überlassen. Für alle anderen Nachbauer ist die vorgestellte Schaltung sicher und stabil, sie garantiert den Erfolg und liefert gute Ergebnisse, die am Ende nur von der Qualität des Quarzes bestimmt werden. Mit sehr guten Exemplaren (z. B. den hier verwendeten 109-MHz-Quarzen) kann man im Nahbereich des Trägersignals, also bei 100 Hz und bei 1 kHz, mit einem Phasenrauschen von -134 dBc/Hz bzw.

-154 dBc/Hz bereits mit teuren kommerziellen Oszillatoren mithalten. Bild 10 vermittelt einen Eindruck davon.

Ich möchte es nicht versäumen, mich an dieser Stelle bei Michael Kuhne, DB6NT, und Kuhne electronic ganz herzlich für die Durchführung der Phasenrauschmessungen an den Mustern zu bedanken. Die reproduzierbaren Messergebnisse waren für die Entwicklung der Baugruppe von entscheidender Bedeutung.

DC8RI@VFDB.org

Literatur

- [1] Richter, U., DC8RI: 2-m-Transverter IRHX2010 für harte Contest-Anforderungen. FUNKAMATEUR 60 (2011) H.1, S. 51
- [2] Graubner, N., DL1SNG; Traving, W.-G., DL1FAC: IQ-DDS-Bausatz für 10 Hz bis 165 MHz (1). FUNKAMATEUR 58 (2009) H. 9, S. 974-977
- [3] 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
- [4] Richter, U., DC8RI: 30-dBm-Treiberverstärker mit einem Ausgangs-IP3 über 48 dBm. FUNKAMATEUR 60 (2011) H. 7, S. 737-740
- [5] FUNKAMATEUR-Leserservice: Majakowskiring 38, 13156 Berlin, Tel. (0 30) 44 66 94-72, Fax -69, E-Mail: shop@funkamateure.de; Online-Shop: www.funkamateure.de -> Online-Shop
- [6] RS Components GmbH, Hessenring 13b, 64546 Mörfelden-Walldorf; http://de.rs-online.com
- [7] Reichelt Elektronik, GmbH & Co. KG, Elektrotechnikring 1, 26452 Sande, Tel. (0 44 22) 9 55-3 33; www.reichelt.de

Balun für Impedanzmessbrücken

WOLFGANG WIPPERMANN – DG0SA

Für Reflexionsmessungen mit dem FA-NWT [1], dem SYN 500 [2] und anderen Netzwerktestern können auch Stehwellen-Messbrücken eingesetzt werden. Durch Verwendung eines besseren Baluns arbeiten die Messbrücken auch bei niedrigeren Frequenzen genauer.

In vielen Messbrücken kommt ein Balun zum Einsatz, dessen eine Seite an der symmetrischen Brücke und an der anderen Seite an dem unsymmetrischen Detektorausgang anliegt (Bild 1). Von der Brückenmitte zum Detektorausgang erfolgt der Energietransport über die auf dem Kern aufgewickelte Leitung, wobei viel mehr die Impedanz der Leitung als die Kerneigenschaften zu beachten sind.

Wie bei jedem Übergang von einem symmetrischen zu einem unsymmetrischen System kommt es hier zu Ausgleichsströmen, Gleichtaktströmen, die mit dem Balun unterdrückt werden sollen. Die aufgewickelten Drähte der Leitung wirken gegenüber Gleichtaktströmen wie Drosseln. Bei höheren Frequenzen ist der Gleichtaktstrom so gering, dass er die Brückensymmetrie nicht stören kann.

Bei tieferen Frequenzen wächst jedoch der Gleichtaktstrom durch die nachlassende

Drosselwirkung und erfährt zunehmend eine ungleiche Aufteilung auf beide Drähte der Leitung: An der unsymmetrischen Seite des Baluns ist nämlich der eine Draht der Leitung geerdet und der andere nicht. Durch die zunehmende „einseitige Erdung“ der Brückenmitte gerät die Brücke aus dem Gleichgewicht und ihre Richtdämpfung wird schlecht (Bild 3, rote Kurve). Es liegt aber nicht am zu „kleinen“ Übertrager [3].

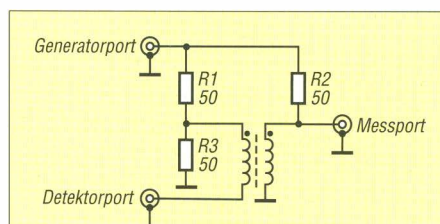


Bild 1: Widerstandsmessbrücke mit einem Balun zwischen Brückenmitte und Detektorport

Es ist sicher möglich, durch eine Vergrößerung der Windungszahl und durch besseres Ferritmaterial eine kleine Verbesserung zu erreichen. Es gibt aber noch eine andere Möglichkeit.

Der dritte Draht

- Ein Balun soll
- Gleichtaktströme unterbinden und
- Gegentaktströme ungehindert hindurch lassen.

Fehlt eine dieser Eigenschaften, so handelt es sich nicht um einen Balun. C. L. Ruthroff [4] fügte zu der aufgewickelten Zweidrahtleitung einen weiteren Draht hinzu (Bild 2). Die Idee besteht darin, dass nunmehr auch die andere Seite der Brückenmitte zunehmend „geerdet“ wird. Dadurch bleibt die Brücke zu viel niedrigeren Frequenzen hin im Gleichgewicht.

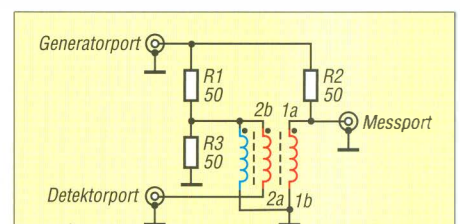


Bild 2: Ruthroff-Balun in der Widerstandsmessbrücke; der dritte Draht bringt die Lösung, wenn er richtig gewickelt wird!