

Für Spezialisten: Leistungsfähiges VHF/UHF/SHF-Transceiverkonzept (1)

Dipl.-Ing. HELMUT OELLER – DC6NY

Japanische Transceiver sind in erster Linie für den weltweiten Massenmarkt mit den Hauptabnehmerländern USA und Japan konzipiert. Spezielle Anforderungen einer Handvoll von VHF-DXern müssen da verständlicherweise außen vor bleiben.

Andererseits macht es das heutige Bauelementeangebot möglich, mit relativ wenig Aufwand Transceiver aufzubauen, deren Parameter den Stand der Technik repräsentieren.

Ernsthafter und ungetrübter DX- und Contest-, aber auch EME- und Meteorscatterbetrieb erfordern u.a. großsignalfeste sowie für terrestrischen Einsatz hinreichend empfindliche Empfänger. Eine Untersuchung an etwa 20 in Amateurräumen häufig verwendeten kommerziellen VHF/UHF-Transceivern ergab annähernd befriedigende Ergebnisse nur bei wenigen, zumeist etwas betagten Geräten.

bungen und sonstigen Veröffentlichungen ohne Nennung relevanter Daten schlagwortartig verwendet.

Trotz vieler vorliegender Publikationen zu diesem Thema soll hier an folgendes erinnert werden: Der Begriff Großsignalfestigkeit beschreibt die Fähigkeit eines Empfängers, schwache Signale, bei gleichzeitiger Anwesenheit eines oder mehrerer starker Signale, zu detektieren.



Bild 1: Frontansicht eines Mustergeräts. Die Beschränkung auf wenige Bedienelemente und Verzicht auf Mehrfachbelegung kommen einer intuitiven Bedienung sehr entgegen.

Obleich sich der Bedarf an einfachen, aber bezüglich der obigen Kriterien hochwertigen Geräten aus verschiedenen Gründen reduziert, wurde von aktiven und kompetenten Contestern eine neue Transceiverfamilie entwickelt. Es sind dies Einband-Transceiver für CW und SSB in den Frequenzbereichen 50 MHz, 144 MHz und 432 MHz. Der Basistransceiver erlaubt die Integration bzw. Nachrüstung der bewährten Mikrowellen-Transverter von Kuhne electronic [1] zum vollständigen Mikrowellentransceiver.

■ Entwicklungsziele

Ein wesentliches Vorhaben war, speziell im Hinblick auf marktgängige Amateurfunkgeräte, die Steigerung der Großsignalfestigkeit des Empfängers. Dieser Begriff wird häufig in Produktbeschrei-

Potentielle Schwachstellen sind im wesentlichen

- Kanalselektivität von Frontend und ZF,
- Intermodulation (IM) in Frontend und Kanalfilter,
- Blocking, wobei im VHF/UHF-Bereich das Phasenrauschen des Lokaloszillators (LO) als Ursache dominiert.

Wichtig für die Gütebeurteilung eines Empfängers ist freilich auch die Einbeziehung seiner Empfindlichkeit, ausgewiesen durch Signal-Rausch-Abstand, Rauschmaß oder Rauschflur. Aus diesen Werten ergibt sich der sogenannte Dynamikbereich (in der englischsprachigen Literatur *SFDR*). Er ist definiert als der Pegel des oder der Fremdsignale(s), welche(s) im Empfangskanal eine Störleistung in Höhe des Rauschflurs erzeugt (erzeugen).

Entwicklungsziele der Transceiverserie

- Blocking-freier Dynamikbereich 100 dB
- Eingangsempfindlichkeit besser -127 dBm (= 0,08 μ V) bei 10 dB Signal-Rausch-Abstand und SSB-Bandbreite
- sendeseitig Sprachkompressor 10 dB
- NF-Filter für SSB und CW (automatisch aktiviert)
- Roger-Piep
- Testmodus für Sender (getaktetes Testsignal)
- Beschränkung auf wenige flexible Funktionsbaugruppen
- Möglichkeit der Integration von Mikrowellen-Transvertern (DB6NT)
- Modularität unter weitgehender Verwendung der Komponenten des 144-MHz-Basisgeräts
- geringes Volumen und Gewicht, somit Eignung für Portabelbetrieb
- einfache Bedienung
- Verzicht auf für CW/SSB unnötigen Overhead
- kontinuierliche Frequenzabstimmung, keine Rastschritte, keine Umschaltung von VXO-Bereichen
- konstante Frequenzvariation (etwa 15 kHz pro Umdrehung)
- schneller Frequenzwechsel innerhalb der beiden 500-kHz-Teilbereiche (CW/SSB bzw. Baken)
- Frequenzzähler mit LC-Display, 5stellig, 100 Hz Auflösung
- stufenlose Einstellung der Sendeleistung

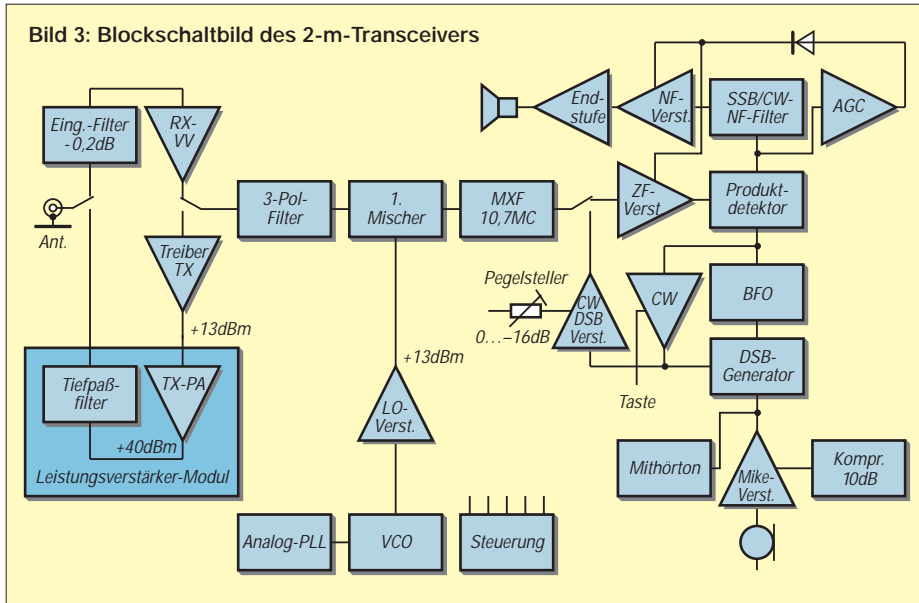
Hierbei ist streng zwischen Blocking und Intermodulation zu unterscheiden. Die Anforderungen bezüglich Blocking, Intermodulation und Empfindlichkeit sind bei KW und UKW unterschiedlich: Auf KW sind wegen des immer vorhandenen Störnebels keine hohen Empfindlichkeitswerte nutzbar und somit nicht notwendig. Jedoch ist eine hohe Intermodulationsfestigkeit gefordert, da speziell in Mitteleuropa permanent starke (Rundfunk-)Signale in der Nähe der Bänder vorhanden sind. IM-Störungen bedingen immer wenigstens zwei Signale, die in einem definierten Abstand zur gestörten Frequenz liegen müssen.

Bei VHF/UHF ist eine wesentlich höhere Empfindlichkeit notwendig und sinnvoll. Deswegen sind leider, zumindest mit vertretbarem Aufwand, die IM-Werte guter



Der temperaturkompensierte VCO ist in einem dickwandigen Aluminiumgehäuse untergebracht.

Bild 3: Blockschaltbild des 2-m-Transceivers



KW-Empfänger nicht erreichbar. Auch der oft propagierte Transverterbetrieb mit einem guten KW-Nachsetzer ist keine Lösung, da die erforderliche Durchgangsverstärkung des Transverters (meist über 20 dB) die IM-Festigkeit des Nachsetzers um den gleichen Betrag verschlechtert. Andererseits sind die Anforderungen insofern niedriger, als Außerbandensignale im Frontend gut ausblendbar sind und Inbandensignale nicht gleichzeitig und permanent mit hohem Pegel anstehen. Dadurch reduziert sich die Wahrscheinlichkeit des Entstehens von IM-Störungen.

Erfahrungsgemäß wird die Großsignalfestigkeit vom Blockingverhalten bestimmt, wobei ein hinreichend starkes, benachbartes Signal genügt, um den Empfänger zu blockieren. Aus diesen Gründen wurde angestrebt, bezüglich des Blockings einen Dynamikbereich von mehr als 100 dB bei 20 kHz Abstand zum Störsignal zu realisieren. Dies bedeutet z.B., daß der bei 10 dB liegende Signal-Rausch-Abstand eines S3-Signals (-129 dBm) durch ein sauberes Signal von S9+60 dB (-33 dBm) nur um etwa 3 dB reduziert wird.

Höhere Dynamikwerte ins Kalkül zu ziehen stößt auf praktische Probleme, da die Selektivität üblicher Quarz-Kanalfilter nicht mehr ausreichend ist bzw. Übersprechen stattfindet. Im Frontend darf die Verstärkung nur so groß gewählt werden, daß eine hinreichende Systemempfindlichkeit gegeben ist. Jedes Dezibel mehr erhöht nicht die Empfängerempfindlichkeit bei terrestrischem Betrieb, sondern verschlechtert den Dynamikbereich um den gleichen Betrag.

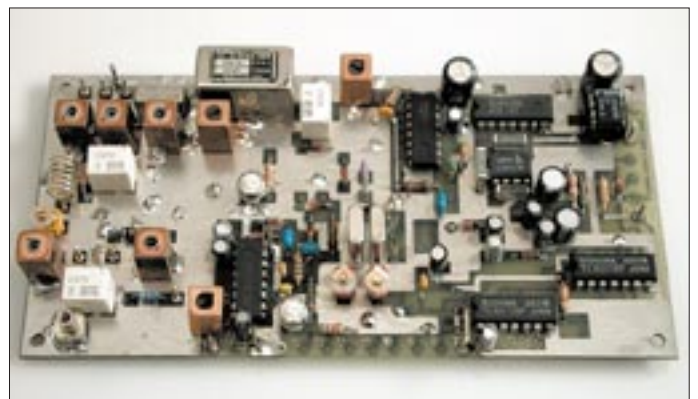
Wir haben eine Eingangsempfindlichkeit von besser -127 dBm (= 0,08 µV) für 10 dB Signal-Rausch-Abstand und eine SSB-Bandbreite von 2,2 kHz als ausreichend angesehen. Weitere Entwicklungs-

ziele gehen in komprimierter Form aus dem Kasten auf S. 209 hervor.

Konstruktiv sollte der Basis-Transceiver für 50 bzw. 144 MHz im wesentlichen aus zwei Funktionsbaugruppen, Transceiverplatine und analoger PLL-/VCO-Platine bestehen.

Verschiedene Zusatzmodule dienen der Leistungsverstärkung oder der Frequenzumsetzung auf höhere Bänder. Die notwendigen Hardware-Schnittstellen sollten bereits im Basisgerät existieren, um sowohl eine kostengünstige Transceiverreihe verwirklichen zu können als auch bereits vorhandene Mikrowellentransverter von DB6NT nachträglich einzusetzen.

Bild 4: Auf dieser Platine mit den Abmessungen 147 mm x 72 mm, hier ein Prototyp, befinden sich Frontend, ZF- und NF-Teil, mithin praktisch der gesamte Transceiver außer der Oszillatorfrequenz-aufbereitung.



Die vorgesehene SMD-Bauweise ermöglicht minimales Gerätevolumen und -gewicht. Dennoch war ein vernünftiger Kompromiß zwischen Bedienbarkeit und den Erfordernissen als Stations- wie auch Portabeltransceiver zu suchen.

■ Praktische Realisierung

Bild 3 zeigt die prinzipielle Konzeption als Einfachsuper mit 10,7 MHz Zwischenfrequenz. Auf die systembestimmenden Elemente des Basistransceivers, nämlich Frontend, VCO sowie analoge PLL, soll

etwas näher eingegangen werden, zumal an diesen Stellen teilweise von der gängigen Schaltungspraxis abweichende Wege beschränkt wurden.

Transceiver-Frontend

Bild 5 gibt den Schaltungsaufbau des Frontends, also des Empfängerein- und Senderausgangs, wieder. Das Antennensignal gelangt im Empfangspfad über ein Eingangsnetzwerk mit Spiegelfrequenzfalle an den Eingang eines BF-991 mit 0,8 dB Eigenrauschmaß bei 144 MHz (SMD-Variante des BF-981). Größtmögliche Intermodulationsfestigkeit dieser Verstärkerstufe erfordert Minimierung der internen Rückwirkungen.

Typische Werte für die Rückwärtsverstärkung |s₁₂| eines Dual-Gate-MOSFETs in üblicher Sourceschaltung sind -20 bis -30 dB. In der hier gewählten selbstneutralisierenden Zwischenbasisschaltung (bekannt aus der guten alten Röhrenzeit) beträgt die Rückwärtsverstärkung dagegen etwa -50 dB.

Das nachfolgende Dreipol-Filter sorgt für die notwendige Selektion. Die Umschaltung zwischen Empfangs- und Sendepfad übernimmt ein Subminiaturrelais. Der gemeinsame High-Level-Ringmischer TUF-1MH von Mini Circuits benötigt einen LO-Pegel von +13 dBm, um einen IP3 von ungefähr +22 dBm zu realisieren. Die Durchgangsverstärkung im Empfangsmodus beträgt zwischen Antennenbuchse und Eingang des Quarzfilters 12 dB.

Ein MMIC MSA 0886 liefert im Sendepfad ein spektral reines 20-mW-Signal, ausrei-

chend für die Ansteuerung eines Leistungsverstärkermoduls bzw. der diversen Transverter. Die notwendige Selektion der Harmonischen findet im jeweiligen Modul statt, wie aus Bild 3 ersichtlich.

VCO

Von besonderer Bedeutung für die Transceiverperformance ist die Aufbereitung des Oszillatorsignals, wobei die zentrale Aufgabe in der Minimierung des Phasenrauschens besteht. Der VCO, bestückt mit einem besonders rauscharmen Sperrschicht-

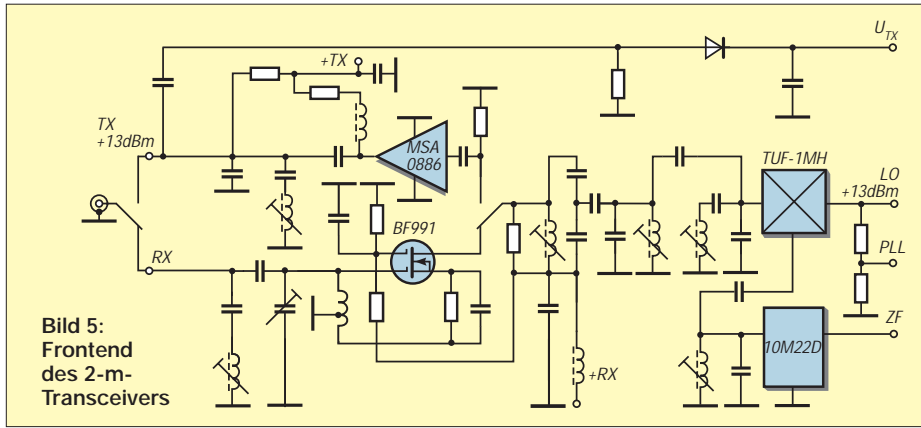


Bild 5:
Frontend
des 2-m-
Transceivers

FET SST310-T1, ist in einem dickwandigen Aluminiumgehäuse untergebracht und weitgehend temperaturkompensiert (Bild 2). Der Arbeitsbereich wurde zugunsten minimalen Phasenrauschens in zwei 500 kHz breite Abschnitte unterteilt. Dadurch entfällt die bei gezogenen Quarzoszillatoren so lästige Umschaltung. Die 144-MHz-Version deckt ohnehin bereits im unteren Abschnitt das Bakenband mit ab.

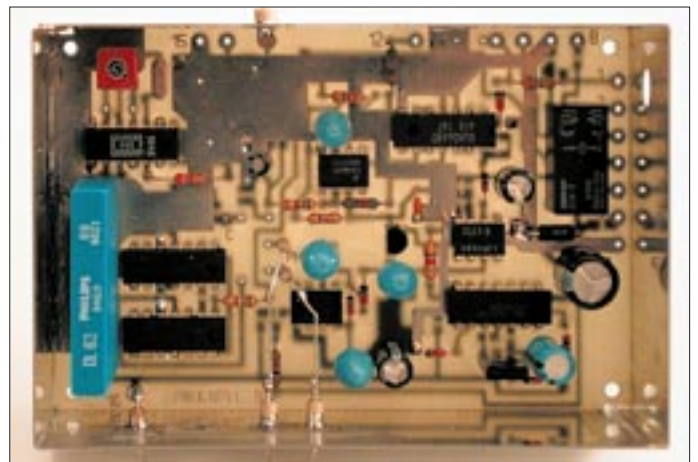
Der in Bild 6 zu erkennende Bereichschalter mit der PIN-Diode D301 ist so konzipiert, daß im kritischen unteren Frequenzbereich keine Erhöhung des Phasenrauschens durch Güteverlust des Oszillatorschwingkreises eintritt. Über ein Dämpfungsglied R 305/R 307 angesteuert, bringt ein MMIC MSA 0886 das VCO-Signal auf den erforderlichen Pegel von +13 dBm. Das Spektrum des VCOs erreicht fast die Qualität kommerzieller Meßsender. Die Eigenstabilität des VCO ist bereits ohne PLL-Anbindung beachtlich und wäre sogar für ein kurzes SSB-QSO ausreichend.

PLL-Konzept

Wiederum im Hinblick auf minimales Phasenrauschen fiel die Wahl auf eine analoge PLL mit einer Verzögerungsleitung als Referenzelement, deren Prinzip Bild 7

zeigt [2]. Gegenüber früheren Aufbauten wie [3] wurde hier nicht nur eine moderne Bauelementebasis zugrundegelegt, sondern dank der erwähnten hohen Eigenstabilität des VCO das durch Ausregelvorgänge produzierte Phasenrauschen reduziert.

Bild 8:
Die Platine
der PLL-Einheit hat
die Abmessungen
109 mm x 72 mm
und paßt somit
in ein Weißblech-
gehäuse.
Diese Abschirmung
und konsequente
Abblockung
aller Anschluß-
leitungen schützen
vor Pfeifstellen
beim Empfang.



Baufschlagt man eine Verzögerungsleitung mit einer sinusförmigen (VCO-)Wechselspannung der Frequenz f_0 , erscheint diese nach der Zeit t_{VL} am Ausgang. Für die Phasenlage zwischen Ein- und Ausgang gilt:

$$\varphi_{VL} = 360^\circ \cdot t_{VL} \cdot f_0 \quad (1)$$

Grafisch dargestellt ergibt dies einen Pha-

senverlauf der Verzögerungsleitung nach Bild 7. Das verzögerte VCO-Signal speist Port1 einer Phasenvergleichsstufe, das unverzögerte VCO-Signal durchläuft einen Phasenschieber mit einstellbarer Phase φ_v und gelangt an Port2 der Phasenvergleichsstufe. Diese regelt den VCO so nach, daß die Phasendifferenz beider Eingangssignale gleich Null wird. Es gilt dann für die VCO-Frequenz

$$f_o = \varphi_v / 360^\circ \cdot 1 / t_{VL} \quad (2)$$

Eine volle Umdrehung des Phasenschiebers bewirkt eine lineare Frequenzänderung von $1/64 \text{ ms} = 15,625 \text{ kHz}$. Jede weitere Umdrehung verändert die Frequenz wieder um $15,625 \text{ kHz}$ nach oben oder unten je nach Drehrichtung, das ergibt kontinuierliche lineare Abstimmung im gesamten Frequenzbereich.

(wird fortgesetzt)

Literatur und Bezugsquellen

- [1] Kuhne electronic: Microwave components. www.db6nt.com
- [2] Kestler, J., DK1OF: PLL-Oszillatoren mit Verzögerungsleitung, Teil 1: Theoretische Grundlagen. UKW-Berichte 24 (1984) H. 3, S. 130-139
- [3] Kestler, J., DK1OF: PLL-Oszillatoren mit Verzögerungsleitung, Teil 3: Oszillator-Baugruppe für das 2-m-Band. UKW-Berichte 25 (1985) H. 1, S. 13-21

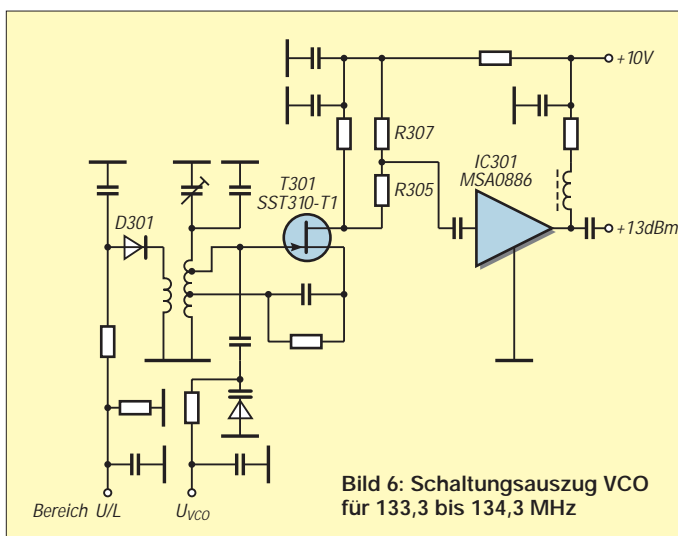


Bild 6: Schaltungsauszug VCO
für 133,3 bis 134,3 MHz

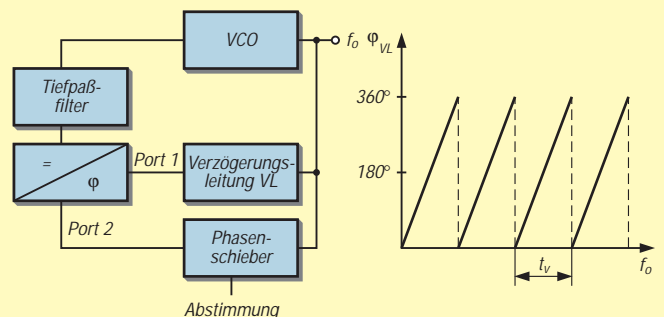


Bild 7: Prinzipielle Funktionsweise einer PLL mit Verzögerungsleitung

Für Spezialisten: Leistungsfähiges VHF/UHF/SHF-Transceiverkonzept (2)

Dipl.-Ing. HELMUT OELLER – DC6NY

Nach der Vorstellung der Konzeption im Teil 1 geht es hier zunächst um einige Details der PLL-Schaltung. Bei der Diskussion von Erweiterungsmöglichkeiten zum 70-cm-Transceiver und zum Nachsetzer für Gigahertz-Transverter werden die Vorteile dieses modularen Konzepts deutlich. Den Abschluß bilden Ausführungen zu den Bezugsmöglichkeiten einzelner Module bzw. fertig aufgebauter Geräte.

PLL-Oszillatoren auf der Basis von Verzögerungsleitungen haften prinzipbedingt die Eigenart an, daß beim Einschalten zunächst ein Einrasten auf einer nicht genau vorher-sagbaren Frequenz innerhalb des gewählten VCO-Arbeitsbereiches erfolgt. Wie Bild 7 in der vorigen Ausgabe verdeutlicht, trifft eine bestimmte Phasenverschiebung für verschiedene Frequenzen zu. So muß das erzeugte Signal einen Zähler durchlaufen, damit auf dem LC-Display die tatsächliche Frequenz erscheinen kann. Ganz ohne Digitaltechnik kommt demnach auch dieses PLL-Konzept nicht aus. In Stellung *Fast* des zugehörigen Frontschalters, vgl. Bild 10, ist mittels des in

Bild 9 gezeigten Schnellabstimm-Potentiometers G2 nicht nur ein schneller Frequenzwechsel möglich, sondern auch eine „Vorwahl“ der Einschaltfrequenz bis auf wenige Kilohertz genau. Beim Umschalten auf *Lock* wird der VCO wieder phasenstarr an die PLL angebunden. Die von digitalen PLL-Synthesizern her bekannten Störspktrern in Form von Neben- und Oberwellen können beim hier gewählten Schaltungsprinzip nicht entstehen, da die einzig vorkommende Frequenz die des VCO selbst ist. Infolge der Durchlaßdämpfung der Verzögerungsleitung ist ein Phasenvergleich nur im Frequenzband zwischen etwa 3 bis 6 MHz möglich.



Bild 10: Unten in Bildmitte der Umschalter Fast/Lock, daneben der Drehknopf für die grobe Frequenzvorwahl, rechts unter der Hauptabstimmung der RIT-Knopf

Bild 9 zeigt die PLL-Baugruppe, in der mit IC2 das VCO-Signal in eine Frequenzlage zwischen 3 und 6 MHz umgesetzt wird. Diese Zwischenfrequenz wird über getrennte Pfade dem analogen Phasenvergleich IC4 zugeführt. Die dort gewonnene Abstimmspannung durchläuft das Schleifenfilter (IC8) und steuert dann den VCO nach. Einer dieser Pfade enthält die analoge Verzögerungsleitung VL, der andere einen analogen Phasenschieber Ph-C in Form eines speziellen, anschlaglosen Drehkondensators. Die Frequenzstabilität des LOs wird im wesentlichen von der Stabilität des Quarzoszillators IC1/Q1 bestimmt. Im Tempera-

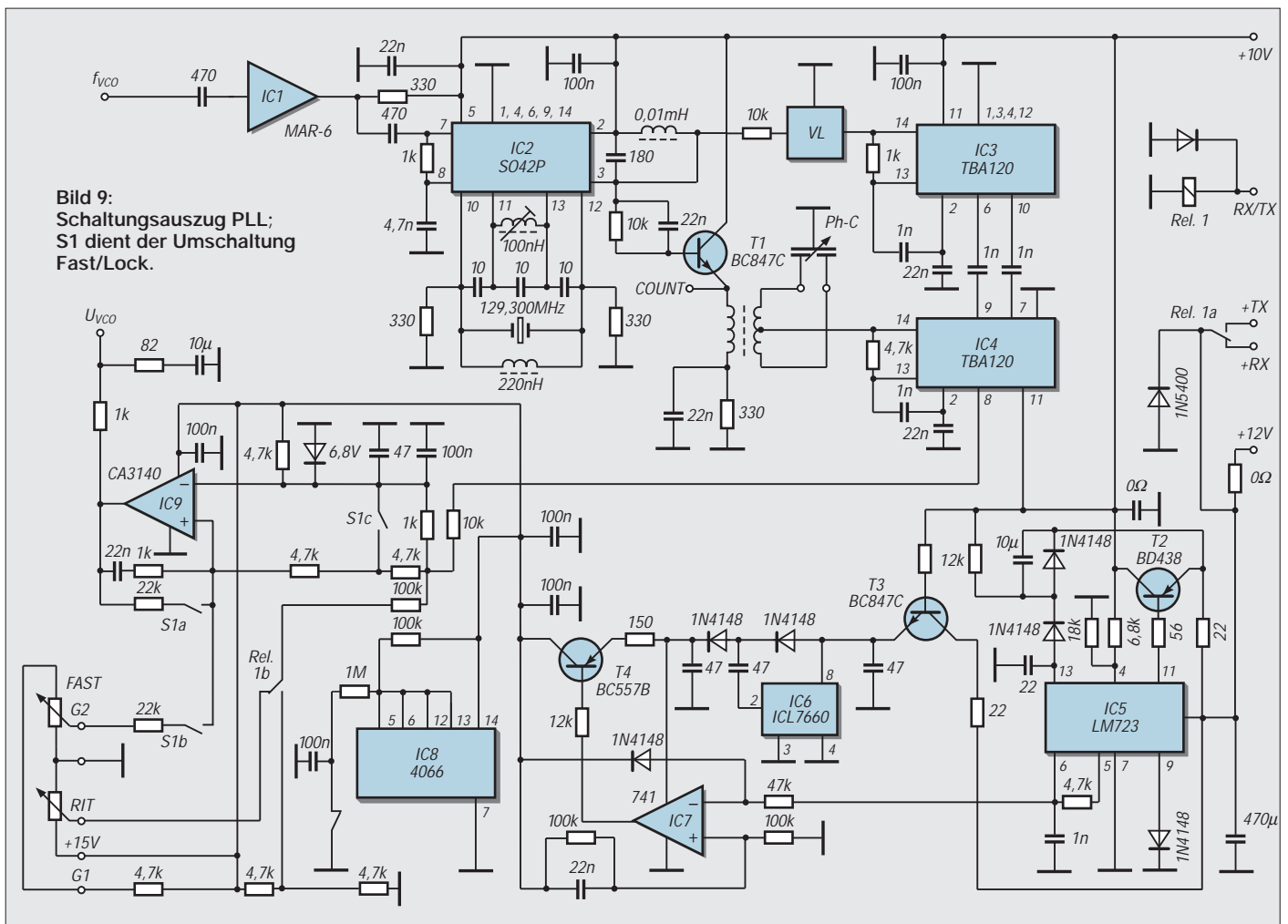


Bild 9: Schaltungsauszug PLL; S1 dient der Umschaltung Fast/Lock.

turbereich von 0 °C bis 40 °C beträgt die Abweichung weniger als 5 ppm. Der Variationsbereich der im Empfangsfall wirksamen RIT beträgt ±1,5 kHz.

70-cm-Transceiver

Ein 70-cm-Frontendmodul, wie in Bild 11 dargestellt, erweitert den Basistransceiver zum attraktiven UHF-Gerät. Für die Eigenschaften des Doppelsupers hinsichtlich Empfindlichkeit und Großsignalverhalten gelten ähnliche Forderungen wie im VHF-Bereich. Um den Aufwand für Selektion minimieren zu können, wurde eine 1. Zwischenfrequenz von 122 MHz bis 123 MHz gewählt. Ein ZF-Durchschlag von starken 2-m-Signalen ist somit ausgeschlossen. Ein High-Level-Ringmischer ist abermals obligatorisch, als Empfangsvorstufe fungiert hier ein GaAs-MESFET CF739. Die Umschaltung zwischen Empfangs- bzw. Sendepfad nach dem gemeinsamen Helixfilter erfolgt mittels ausreichend IM-fester PIN-Dioden BAR63-03W von Siemens.



Bild 10: Rückansicht des Basistransceivers, hier mit lose aufgesetzten Halbschalen; hinter der freien Fläche findet ggf. ein Transvertermodul oder eine Endstufe Platz.

Besonderes Augenmerk haben wir selbstredend wieder auf geringstes Phasenrauschen des zusätzlichen Lokaloszillators gelegt, so daß in etwa die gute Blocking-Festigkeit des Basistransceivers erhalten bleibt. Die Empfängerempfindlichkeit bei SSB-Bandbreite ist besser -128 dBm für 10 dB S/N, entsprechend 0,09 µV. Ein mehrstufiger Verstärker mit Harmonischenfilter hebt das Sendesignal auf einen Pegel von etwa +40 dBm (10 W).

Transceiver-Typenreihe

Die Flexibilität des Modulkonzepts erlaubt einen kostengünstigen, auf die jeweiligen Bedürfnisse abgestimmten Aufbau von Einband-Transceivern. Die Transvertermodule sind jeweils auf der Gehäuserückwand montiert und bilden mit dieser eine abgeschlossene Einheit, die ohne Eingriff in den

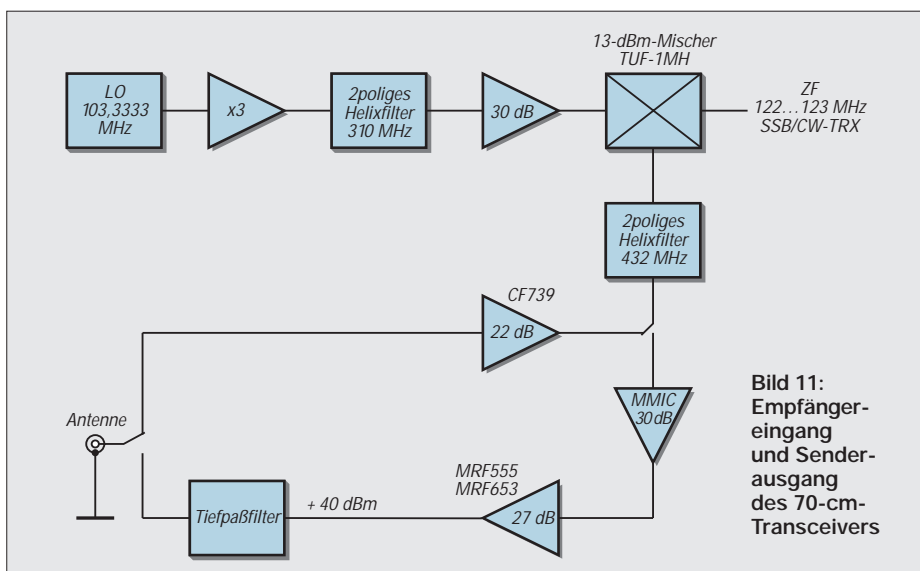


Bild 11: Empfänger- und Senderausgang des 70-cm-Transceivers

Basistransceiver leicht auszutauschen ist. Für individuelle Anwendungen stehen ferner Leermodule zur Verfügung. Tabelle 1 zeigt die vorläufige Typenreihe. Der Basistransceiver für Mikrowellentransverter ist auch mit einer ersten ZF von 143 MHz bis 144 MHz verfügbar.

Nachbau und Bezug

Der Beitrag stellt keine Bauanleitung im engeren Sinne dar. Deswegen fehlten auch auf den nur das Prinzip verdeutlichenden Bildern 5 und 6 der vorigen Ausgabe die Bauelementewerte. Interessenten finden diese jedoch auf der Web-Site des FA unter *Heftzugabe*. Die SMD-Bestückung auf der Hauptplatine ist nicht jedermanns Sache, und Abgleich bzw. Inbetriebnahme erfordern schon eine etwas gehobene Meßgeräteausstattung. Fertigergeräte sind vom Autor zu beziehen [4]. Um passionierten Amateuren jedoch ausgehend von dem modularen Konzept eigene Gestaltungsmöglichkeiten zu eröffnen, werden aufgebauete und abgeglichene Baugruppen auch einzeln angeboten. Besonderer Dank gebührt Willi Stark, DK2GR, für die Entwicklung der Oszillatorbaugruppen und die zahlreichen meßtechnischen Voruntersuchungen an Bauelementen und systembestimmenden Schaltdetails.

Bezugsquellen

[4] Helmut Oeller, DC6NY, Wolkersdorfer Berg 27, 91126 Schwabach, Tel./Fax (09 11) 63 64 83
E-Mail: oeller@01019freenet.de

Tabelle 1: Transceiver-Typenreihe

Typ	Frequenz [MHz]	ZF [MHz]	Modul	P _{out} [dBm]	P _{out} [W]
SO-6H	50... 51	10,7	LA 6	+40	10
SO-2L	144... 145	10,7	-	+13	0,02
SO-2H	144... 145	10,7	LA 2	+40	10
SO-70	432... 433	122-123/10,7	TRV 70	+40	10
SO-23	1296...1297	144-145/10,7	MKU13 (DB6NT)	+32	1,5
SO-13	2320...2321	144-145/10,7	MKU23 (DB6NT)	+32	1,5

Tabelle 2: Technische Daten des Basistransceivers

Allgemeines	
Frequenzbereich	144,0...144,5 MHz (R 1) 144,5...145,0 MHz (R 2)
Frequenzanzeige	LCD, 5stellig bis 100 Hz, USB/LSB
Abstimmung	≈15 kHz/Umdrehung
Betriebsspannung	13,8 V (11...14 V) an Cinch-Buchse
Abmessungen	200 mm × 80 mm × 155 mm (B × H × T)
Masse	990 g
Antennenanschluß	BNC; Steuerspannung 10 V/1 mA im Sendefall

Empfänger	
RX-Blockingdynamikbereich	>100 dB @ 20 kHz offset
SFDR	>80 dB
Empfindlichkeit	-128 dBm @ S/N = 10 dB, ± 0,09 µV für SSB
Spiegelfrequenzunterdrückung	>70 dB
Bandbreite SSB	2,2 kHz bei -6 dB, 4,8 kHz bei -60 dB
Bandbreite CW	500 Hz
Regelumfang	> 100 dB
Betriebsarten	LSB, USB (CW)
S-Meter-Anzeige	S3 bis S9+40 dB
RIT	±1,5 kHz
NF-Leistung	> 1 W an 8 W
Stromverbrauch	200 mA

Sender	
Sendeleistung	
SO-2L	+13 dBm = 20 mW
SO-2H	+40 dBm = 10 W
Leistungseinstellbereich	
	0...-16 dB, stufenlos
Unterdrückung	
Träger	>40 dB
Nebenwellen	>60 dB
Oberwellen	>60 dB
Kompressor	
	zuschaltbar, 10 dB Kompression
Roger-Beep	
	integriert
Testsignal	
	1 kHz mit 5 Hz gepulst
Stromverbrauch	
SO-2L	400 mA
SO-2H	2,1 A