

UserTRX 13 – ein Halbduplextransceiver für das 13 cm Band

Martin Liebeck, DL4ZX@DB0GV, Helfmannstr. 16, 64293 Darmstadt

Zusammenfassung

Es wird ein Usertransceiver für Halbduplexbetrieb vorgestellt, der Datenübertragung mit Baudraten um 300 kBit/s im 13 cm-Band ermöglicht. Es wird reine Winkelmodulation verwendet, um Problemen mit Nichtlinearitäten der Senderstufen aus dem Weg zu gehen.

1 Motivation

Der Digipeater DB0FLX versorgt seit Sommer 2001 die Innenstadt von Darmstadt mit einem 13 cm Einstieg. Die hier verwendeten Komponenten sind der von Henning Rech, DF9IC, in [1] beschriebene Sender, ein leider nie zur Veröffentlichung gelangter Empfänger-Prototyp von DF9IC und der Duplexer aus [2].

Für die Userseite fehlt bisher ein geeigneter Transceiver mit schneller Sende-/Empfangs-Umschaltung. Weiterhin kann natürlich aus einem Transceiver leicht durch Weglassen der nur für den Sender erforderlichen Komponenten ein Empfänger entstehen und so die bestehende Lücke bei Duplex-Linkstrecken – hier sind bislang lediglich recht aufwendige Transverterkonzepte verfügbar – geschlossen werden.

Die Gründe, die für eine schnelle Datenübertragung im 13cm Band sprechen, wurden bereits in [3] ausführlich diskutiert.

2 Anforderungen

Derzeit sind im 13cm-Band 16 Duplexkanäle mit je 500 kHz Bandbreite und einer Ablage von 35 MHz koordiniert. Bei einer derart kleinen Kanalzahl und einer eher geringen Wahrscheinlichkeit, zwei Einstiege gleichzeitig erreichen zu können, kann eine Bedieneroberfläche zur Frequenzeinstellung zugunsten von Jumpers auf der Platine entfallen.

Bei der zum Kanalaraster passenden Empfängerbandbreite von ca. 350 kHz ist eine Empfängerempfindlichkeit von ca. -100 dBm für ein BER 10^{-3} ohne großen Aufwand erreichbar. Setzt man auf Digi- und Userseite verteilt einen Antennengewinn von 23dB voraus – dieser wird bei kurzen Kabellängen z.B. mit einer 1,2m langen Schlitzantenne beim Digi und einem 60 cm-Spiegel¹ beim User erreicht – so liegt die maximal überbrückbare Entfernung bei Sicht mit freier Fresnelzone schon bei 27 dBm Sendeleistung bei über 300km. Vor diesem Hintergrund scheint eine höhere Sendeleistung wenig sinnvoll, da die maximal überbrückbare Entfernung in erster Linie von den sich auf der Strecke befindlichen Hindernissen abhängen wird.²

Setzt man als Modulationsart binäre FSK voraus, so wird die maximal mögliche Datenrate durch den 500 kHz breiten Kanal auf ca. 300kBit/s beschränkt. Hierfür ist eine obere Grenzfrequenz des Basisbandes von maximal 200 kHz erforderlich. Es scheint wünschenswert den Transceiver auch mit dem vielfach noch verwendeten RMNC betreiben zu können. Dessen maximale Datenrate liegt bei 76,8 kBit/s. Hieraus definiert sich die Anforderung nach einer unteren Grenzfrequenz von ca. 100 Hz.

¹Wegen der höheren Datenrate wirken sich Echos durch Mehrwegeempfang stärker aus und die Verwendung von Richtantennen beim User wird daher ohnehin meistens nötig sein.

²Zumindest werden in etwa Entfernungen überbrückbar sein, wie sie derzeit durch die 23 cm Benutzereinstiege definiert werden. Die durch die größere Bandbreite erforderliche höhere Empfangsleistung kann durch mehr Antennengewinn wieder ausgeglichen werden.

Bei einer Baudrate von 307,2 kBd ist ein Byte gerade einmal $26\mu s$ lang. Die S/E-Umschaltzeit sollte daher kleiner $100\mu s$ sein, um die Vorteile der hohen Übertragungsgeschwindigkeit nicht wieder durch lange TX-Delay Zeiten zu verschenken.

Der Transceiver sollte daher folgenden technischen Anforderungen genügen:

Empfängerbandbreite	350 bis 400 kHz
Modulationsart	FSK
Baudrate	76,8 bis 307,2 kBaud
Modulationsbandbreite	100 Hz - 200 kHz
S/E-Umschaltzeit	$\leq 100\mu s$
Kanäle	16 + Ober-/Unterband-Umschaltung
HF-Ausgangsleistung	$\approx 0,5 W$

Weiterhin sollte der Transceiver möglichst mit einem einzigen Gehäuse auskommen, da ein „Drei-Büchsen-Konzept“, wie in [4] vorgestellt, doch einen erheblichen mechanischen Aufwand mit sich bringt.

3 Konzept

Eine möglichst kurze Sende-/Empfangs-Umschaltzeit zu erreichen ist das wichtigste Designziel bei der Konzeptentwicklung für einen Halbduplex-Datentransceiver. Eine gute Beschreibung und eine übersichtliche Tabelle zur TXD-Problematik findet sich in [5]. Die benötigte Umschaltzeit hängt hauptsächlich von dem verwendeten Synthesizer-/Modulations-Konzept ab. Hierbei ist zu beachten, daß die 13 cm-Kanäle zwar mit 500 kHz Kanalabstand, aber mit einem Offset von 250 kHz koordiniert worden sind, um die Bandgrenzen besser auszunutzen. Daher kann die Phasenvergleichsfrequenz der PLL maximal bei 250 kHz liegen. Aus Kostengründen soll der Transceiver mit einem gemeinsamen LO für Sender und Empfänger auskommen.

3.1 Open-Loop Modulation

Bei der Open-Loop Modulation wird die Regelschleife der PLL im Sendefall geöffnet und der dann freischwingende VCO direkt moduliert. Dieses Verfahren ist prädestiniert für eine preiswerte Realisierung von schnellen Datenfunkgeräten und wird z.B. von einigen Herstellern für Bluetoothprodukte im 2,4 GHz ISM-Band verwendet. Da die Regelschleife einzig auf minimale Einschwingzeit optimiert werden kann, sind Einschwingzeiten im Bereich der geforderten $100\mu s$ bei 250 kHz Vergleichsfrequenz möglich. Das Verfahren wurde in der Amateurfunkliteratur bereits in [6] ausführlicher beschrieben und als gute Möglichkeit für einen preiswerten 76,8 kBd-Transceiver im 70cm-Band vorgestellt.

Der Autor macht jedoch die Annahme, daß bei AX.25 in einem Sendedurchgang maximal 7 Frames in Folge gesendet werden und kommt mit dieser auf eine Drift in der Größenordnung von 1/10 der Kanalbandbreite. AX.25 sieht jedoch keinerlei Begrenzung der Frames pro Sendedurchgang vor. So kann ein RMNC, der z.B. 10 QSOs zu bedienen hat, bis zu 70 Frames in Folge senden, ohne ein einziges mal die PTT loszulassen. Der Ansatz ist also nur für Übertragungsverfahren interessant, die wie Bluetooth oder DECT mit definierten Zeitschlitzten arbeiten.

3.2 Zweipunktmodulation

Bei diesem Verfahren werden VCO und Referenzquarz der PLL gleichphasig moduliert. Die PLL „merkt“ daher auch unterhalb der Schleifenfrequenz nicht, daß sich die Frequenz des VCO ändert und sie eigentlich nachregeln müßte. Dieses Verfahren wird mit Erfolg bei niedrigen Datenraten z.B. in [7] angewendet.

Für eine ausreichende Unterdrückung der Phasenvergleichsfrequenz im Sendesignal sollte die Schleifenfrequenz gegenüber der Vergleichsfrequenz wenigstens um den Faktor 10 niedriger gewählt werden. Für 13 cm also wegen der Eingangs erwähnten Offsetlage der Kanäle mit maximal 25 kHz. Hiermit ist jedoch die gewünschte Umschaltzeit von $100\mu s$ nicht zu schaffen – ungefähr 0,5 ms sollten erreichbar sein.

Mit einem kleinen Trick kann man aber der Koordination ein Schnippchen schlagen: die Kanäle liegen jeweils bei .250 und .750 MHz. Wählt man ein Raster mit ganzen 1 MHz Schritten, so kann man durch leichtes Verstimmen der Quarz-Referenzfrequenz die jeweils 250 kHz ober- und unterhalb eines glatten MHz liegenden Kanäle erreichen. Bei einer ZF von 80 MHz ergibt sich beim Umschalten auf Empfang ein Frequenzfehler von maximal 6 kHz, welcher bei 500 kHz Kanalbandbreite zu vernachlässigen ist.

Im Herbst 2001 habe ich daher einen Prototypen um einen LMX3162 von National herum mit Zweipunktmodulation und 1 MHz Raster aufgebaut. Das Ergebnis war vernichtend. Auch Grundtonquarze haben ab Modulationsfrequenzen von ca. 80 kHz heftige Nebenresonanzen. Bis 50 kHz³ für die Zweipunktmodulation phasenlinear zu modulieren und bei 80 kHz bereits eine ausreichende Unterdrückung zu erhalten ist mir auch mit einem dreipoligen aktiven Tiefpaß nicht gelungen.⁴ Bei 9k6 genügt an dieser Stelle ein einfacher RC-Tiefpaß völlig, da bereits durch die Tiefpaßfilterung im Modem im Modulationssignal praktisch keine Anteile oberhalb von 10kHz vorkommen.

Mit dem LMX3162 habe ich durch Reduktion der Schleifenfrequenz eine Umschaltzeit von gerade einmal 3 ms sicher erreicht. Das ist für eine Datenrate von 307k2 unbefriedigend hoch – ein ganzes Frame mit 256 Byte ist bei 307k2 gerade einmal 6,7 ms lang. Auch dieses Verfahren führt also nicht zum Erfolg.

3.3 Sendemischer

Ein Mischerkonzept für einen 13 cm-Datentransceiver wurde bereits in [8] vorgestellt. Leider ist das Projekt nie über das Prototypenstadium hinausgekommen.

Bei diesem Konzept wird der Empfänger-LO im Sendefall mit einem auf einer niedrigen Frequenz aufbereiteten Sendesignal gemischt und mit Filtern das gewünschte Mischprodukt ausgefiltert und weiterverstärkt. Dies hat den Vorteil, das die LO-PLL sehr schnell ausgelegt werden kann – hier braucht ja nicht moduliert zu werden. Rückwirkungen z.B. durch die S/E-Umschaltung kann die PLL problemlos ausregeln.

Nachteilig ist der hohe Aufwand an anderer Stelle: es ist ein modulierbarer Synthesizer nebst Pufferstufen in 35 Mhz Abstand zur 1. ZF nötig und eine gute Filterung nach dem Mischer. Prinzipiell ist dies aber ein gangbarer Weg und auch mein erstes Konzept von Ende 2000 setzte hier an. Während des Entflechtens der Platine habe ich es mir aber wegen des dabei sichtbar gewordenen Aufwandes anders überlegt.

3.4 Ablage gleich ZF

Wenn die erste ZF gleich dem Duplexabstand gewählt wird, braucht die LO-Frequenz zwischen Sendung und Empfang nicht geändert zu werden. Der LO wird dann im Sendefall direkt moduliert. Es ergibt sich ein sehr einfaches Transceiverkonzept, welches auch schon bei einigen Halbduplex-Datentransceivern verwendet wurde (z.B. LinkTRX1, 23cm-Usertransceiver, GigaTRX1). Allerdings arbeiten die gerade aufgezählten Transceiver entweder im 23 oder im 6 cm Band. Hier sind die Duplexabstände mit 28/59 bzw. 140 MHz prozentual auf das jeweilige Band bezogen deutlich größer, als die auf 13 cm koordinierten 35 MHz. Eine gute Spiegelfrequenzunterdrückung ist auf 13 cm daher ungleich schwieriger zu realisieren.

Ein weiteres Problem stellen Rückwirkungen auf den VCO bei der Sende-/Empfangsumschaltung bei gleichzeitiger Forderung nach nur einem Gehäuse dar. Nicht ohne Grund wurden die Baugruppen in [4] auf 3 Gehäuse aufgeteilt. Trotzdem sehe ich den Aufwand geringer an, als bei einem Mischersender. Dort wird zwar weniger Selektion im Empfangs-, dafür aber mehr im Sendezweig benötigt. Ausreichende Entkopplung des modulierten VCO durch Pufferstufen ist bei beiden Konzepten nötig, wenn auch bei einem Mischersender auf einer niedrigeren Frequenz. Gänzlich eingespart wird jedoch bei „Ablage gleich ZF“ ein zusätzlicher VCO und eine weitere PLL im Sendezweig.

³Der LMX3162 enthält einen Verdoppler und der VCO wird zur besseren Entkopplung auf der halben Frequenz betrieben. Hier kann die Phasenvergleichsfrequenz daher nur noch zu maximal 500 kHz gewählt werden, um ein 1 MHz Raster auf der Endfrequenz zu erhalten.

⁴Eine Möglichkeit diesem Dilemma zu entkommen wäre, die schnelle PLL nicht an einen Quarz anzubinden, sondern an eine langsame und damit modulierbare PLL. Dies habe ich jedoch in der Praxis noch nicht untersucht und zusätzlichen Aufwand bedeutet es allemal.

4 Realisation

Aus den oben genannten Gründen habe ich mich letztendlich für „Ablage gleich ZF“ entschieden. Abbildung 1 zeigt das verwendete Frequenzschema und die Zusammenschaltung von LO, Dual-PLL, Sende- und Empfangszweig und Sende-/Empfangsumschaltung.

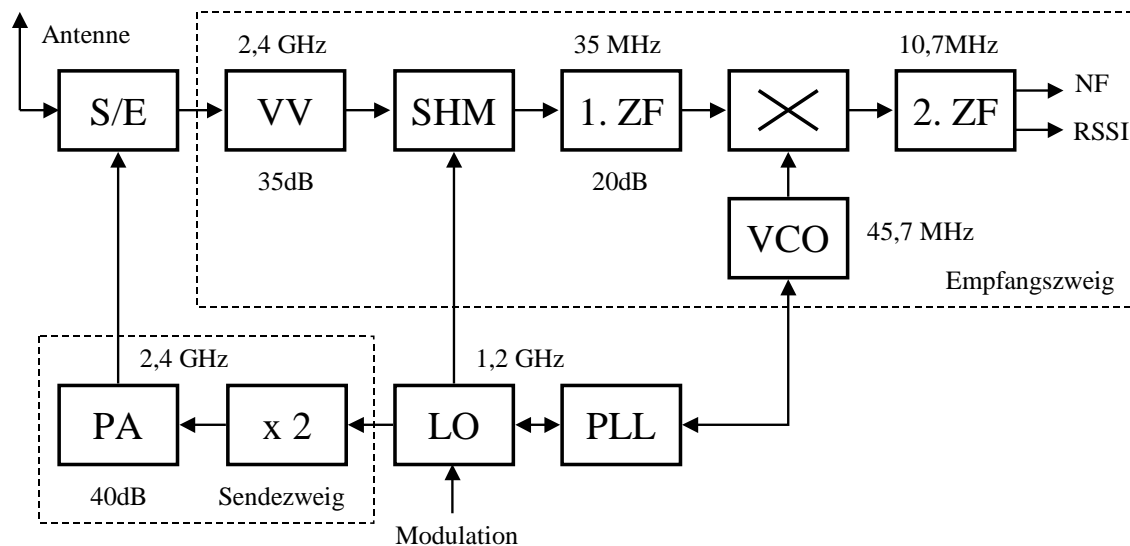


Abbildung 1: Blockschaltbild Transceiver

Der Transceiver ist in SMD-Technik auf 1,5 mm FR4 Epoxyd-Leiterplattenmaterial aufgebaut. Dieses für 2,4 GHz längst nicht mehr optimale Material wird durch Minimierung der Anzahl der auf der Endfrequenz arbeitenden Stufen mit noch gutem Ergebnis nutzbar. Durch die Verwendung breitbandiger GaAs-MMICs mit interner Voranpassung entfallen aufwendige Transformationsschaltungen, welche die Verluste bei diesem Material stärker erhöhen würden. Der Lohn ist ein preiswertes und gut zu bearbeitendes Leiterplattenmaterial.

Das Transceivergehäuse ist aus Weißblech und hat die Abmessungen 74 x 111 x 30 mm. Wegen der Rückwirkung der Endstufe auf den VCO ist weiterhin ein Deckel über dem LO notwendig. Der sich dadurch ergebende Aufwand ist aber deutlich geringer, als ein eigenes Weißblechgehäuse für den LO zu verwenden.

4.1 LO und PLL

Der LO arbeitet auf der halben Endfrequenz. Hierdurch wird eine bessere Entkopplung erreicht und die auf dem VCO folgenden Pufferstufen können auf der halben Endfrequenz betrieben werden.

Als VCO habe ich wegen der besseren Nachbausicherheit den Fertig-VCO MAX 2754 von Maxim eingesetzt. Dieser ist mit einem garantierten Frequenzbereich von 1145 bis 1250 MHz und einem separaten Modulationseingang gut geeignet. Das Phasenrauschen wird im Datenblatt mit -137dBc/Hz in 4 MHz Abstand angegeben – kein schlechter Wert bei einer Gehäusegröße von 3 x 5 mm.

Das Load Pulling für ein VSWR von 2 für alle Phasenlagen gibt Maxim mit $1,5 \text{ MHz}_{pp}$ an. Um lastabhängige Frequenzsprünge des VCO auf ungefähr 1 kHz zu drücken sind also mindestens 30 dB Isolation nötig. Einen VCO-Buffer mit einem Dualgate-Mosfet aufzubauen ist bei 1,2 GHz nicht mehr zu empfehlen. Moderne Typen erreichen zwar eine Isolation von über 40 dB und arbeiten mit 5V Versorgungsspannung, haben jedoch oberhalb 1 GHz praktisch keine Verstärkung mehr.

In einem ersten Versuchsaufbau habe ich als Puffer einen BFP 420 verwendet. Dieser Bipolar-Transistor von Infineon hat laut Datenblatt eine Verstärkung von 16 dB und eine Isolation von 22 dB bei 1,2 GHz. In der Praxis

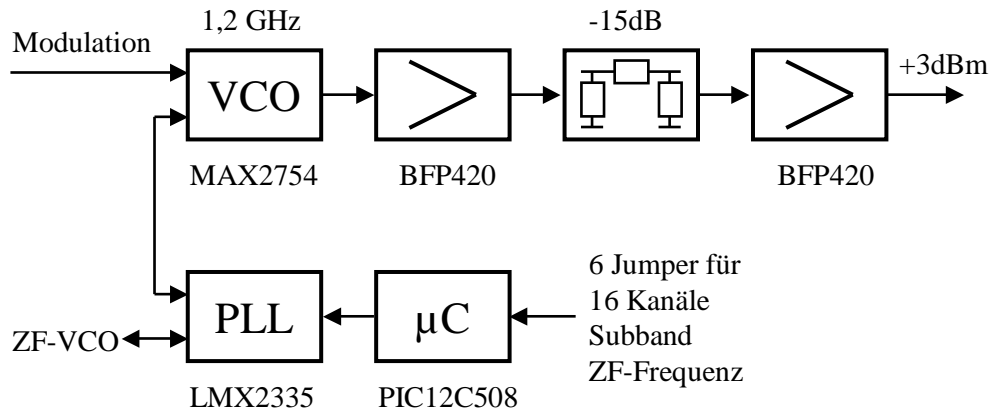


Abbildung 2: Blockschaltbild LO und PLL

habe ich damit ein Pulling von ca. 50 kHz bei einer S/E-Umschaltung erreicht. Das wäre in einem 500 kHz Kanal gerade noch vertretbar. Da der BFP420 jedoch recht preisgünstig ist, habe ich eine weitere Stufe nebst einem 15 dB Dämpfungsglied zwischen den beiden Stufen vorgesehen. Nach dem Einbau der zweiten Stufe ist es mir nicht mehr gelungen das Pulling zu messen – es dürfte auf jeden Fall deutlich unter 1 kHz liegen. Für reinen Empfangsbetrieb können die zweite Pufferstufe und das Dämpfungsglied entfallen. Am Ausgang des LO stehen +3 dBm zur Verfügung.

Als PLL-IC habe ich den LMX 2335 von National ausgesucht. Ich habe bei der Auswahl hauptsächlich auf die Gehäusegröße geachtet. Der LMX 2335 ist die einzige Dual-PLL, die National als LMX 2335 M auch im SO-Gehäuse liefert. Bei allen anderen ist SSOP die größte erhältliche Gehäusegröße.⁵ Die zweite Hälfte des PLL-IC stabilisiert einen VCO bei 45,7 MHz, der für das Heruntermischen von der 1. auf die 2. ZF benötigt wird. Der Referenzquarz schwingt auf 16 MHz. Seine Grund- und Oberwellen sind ausreichend weit von den verwendeten Zwischenfrequenzen entfernt und fallen nicht in den Empfangsbereich auf 13 cm. Eine Quarzheizung ist nicht erforderlich. Die Anforderungen an die Frequenzstabilität sind gegenüber 23 cm durch den zehnfach breiteren Kanal auf der doppelten Endfrequenz um den Faktor 5 kleiner.

Die PLL wird von einem PIC12C508 von Arizona Microchip programmiert. Dieser besitzt nur 8 Pins, enthält aber eine integrierte Reset- und Oszillatorschaltung. So stehen nach Abzug der beiden Pins für die Spannungsversorgung 6 Pins zur freien Verfügung. Diese werden mehrfach verwendet, da sowohl 6 Jumper abgefragt werden müssen, als auch der Dreileiter-Bus des PLL-ICs programmiert wird.

4.2 Empfangszweig

Der Empfänger arbeitet, wie bereits in Abbildung 1 dargestellt, als Doppelsuper mit den Zwischenfrequenzen 35 MHz und 10,7 MHz.

Die Eingangsstufe ist mit einem MGA 865 63 bestückt, der eine Rauschzahl von weniger als 2 dB und über 20 dB Verstärkung bei 2,4 GHz erreicht. Das folgende zweikreisige Helix-Filter liefert nur ca. 15 dB Spiegelselektion, dies genügt aber, um wenigstens das Rauschen bei der Spiegelfrequenz ausreichend zu unterdrücken. Der nachfolgende ERA 3 hebt das Signal um weitere 20 dB an und ein darauf folgendes weiteres Zweikreis-Helixfilter bringt die Spiegelselektion auf gerade noch akzeptable 30 dB.⁶

Nach dem zweiten Helixfilter folgt ein passiver Subharmonischer-Mischer mit der Doppeldiode BAT 17-04. Ein breitbandiger Zwischenfrequenzverstärker um einen BFR 93 hebt das Signal um weitere 20 dB an und speist ein

⁵Da National erst vor kurzem mit dem LMX 2335 LM einen Pin- und Funktionskompatiblen Nachfolgetyp für den LMX 2335 M mit reduziertem Stromverbrauch herausgebracht hat, habe ich auch eine gewisse Hoffnung, daß das IC noch eine Weile erhältlich sein wird.

⁶In der geringen Spiegelerückung liegt die Schwachstelle des Konzeptes. Bei Einsatz einer Richtantenne beim User sollten sich aber keine allzugroßen Schwierigkeiten ergeben. Bei Verwendung mit vorgeschaltetem Duplexer als Einstiegsempfänger oder in einer Duplex-Linkstrecke, hebt der Duplexer die Spiegelfrequenzunterdrückung ohnehin auf beliebige gute Werte an.

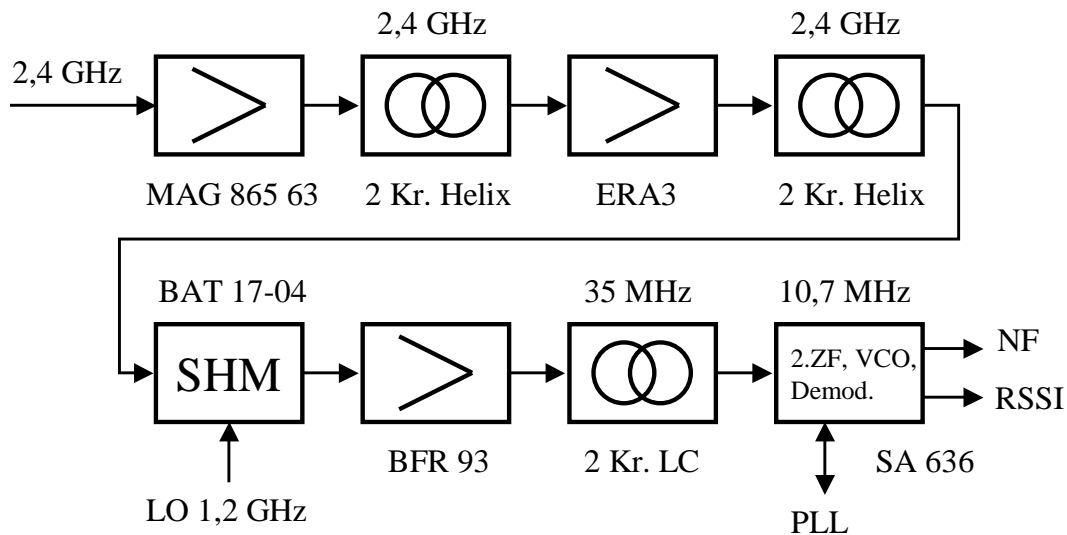


Abbildung 3: Blockschaltbild Empfangszweig

zweikreisiges LC-Filter – das erste schmalbandige Selektionselement. Die Spulen (Neosid BV5049) haben bei 35 MHz eine Güte von 80, und bei der verwendeten losen Kopplung sollte sich eine Bandbreite von ca. 2 MHz ergeben. Nachgemessen habe ich das bisher noch nicht.⁷

Der sich anschließende ZF-Verstärker-IC SA 636⁸ enthält den zweiten Mischer und den Transistor für den ZF-VCO. Der VCO verwendet wiederum eine BV 5049 und wird mit der zweiten Hälfte des PLL-IC auf 45,7 MHz stabilisiert. Ein 10 k Ω -Widerstand vom Emitter des VCO-Transistors nach Masse hebt die Verstärkung an und gleicht damit die Belastung des VCO durch die Ankopplung der PLL aus. Die zweite ZF bei 10,7 MHz wird mit zwei Keramikfiltern auf die gewünschte Bandbreite selektiert, begrenzt und mit einem LC-Quadraturdiskriminator demoduliert. Bemerkenswert ist noch die schnelle RSSI-Spannung des SA 636. Philips garantiert eine Risetime von 1,2 μ s und eine Falltime von 7,3 μ s für einen 90 dB-Sprung. Die RSSI-Spannung steigt um ca. 12 mV pro dB.

Der Basisbandausgang des SA 636 wird mit dem PNP-Transistor BC 858 niederohmig gepuffert. Diese Schaltung erscheint zunächst etwas ungewöhnlich, da aber die Gleichspannung am Ausgang des SA 636 nur 1,09 Volt beträgt, hätte der übliche Emitterfolger mit einem NPN-Transistor keinen genügend großen Aussteuerungsbereich gehabt. Der BC 858 kann bei 307,2 kBd ca. 1nF treiben. Um auch noch größere Kabellängen zwischen Transceiver und Modem verwenden zu können, sollte ein 100 pF Durchführungskondensator für das Basisbandsignal gewählt werden.

4.3 Sendezweig

Abbildung 4 zeigt das Blockschaltbild des Sendezweiges. Die im Empfangszweig als Subharmonischer Mischer verwendete Doppeldiode BAT 17-04 wird im Sendefall mit einer Gleichspannung beaufschlagt und hierdurch eine Diode außer Betrieb genommen. Die übrig gebliebene Diode arbeitet dann als Verdoppler. Ein aktiver Verdoppler hätte an dieser Stelle natürlich einen besseren Wirkungsgrad gehabt. Jedoch sollte zur Nebenwellenabsenkung eines der beiden Helixfilter des Empfängers auch im Sendezweig nach der Verdopplung verwendet werden und die Doppelnutzung der BAT 17-04 ermöglicht dies auf einfache Weise.

Nach der Filterung durch das Helixfilter stehen -10dBm bei 2,4 GHz zur Verfügung. Ein ERA 3 hebt das Signal

⁷Um Abgleichpunkte zu sparen, hätte ich hier gerne ein SAW-Filter eingesetzt, bin aber leider nicht fündig geworden.

⁸Leider wird der SA 636 seit einiger Zeit nur noch im SSOP-Gehäuse geliefert. Der Einsatz des in [4] verwendeten SA 626 ist nicht möglich, da entgegen den Angaben in [9] bei 307,2 kBd das Auge bereits zu ca. 1/3 geschlossen ist. Weil die Bandbreitenbegrenzung im SA 626 erst in dem integrierten NF-Treiber erfolgt, wäre vermutlich eine Entzerrung des NF-Signals durch gezielte Höhenanhebung möglich gewesen. Da der SA 626 jedoch Ende 2001 abgekündigt wurde, habe ich keine weiteren Versuche in diese Richtung unternommen.

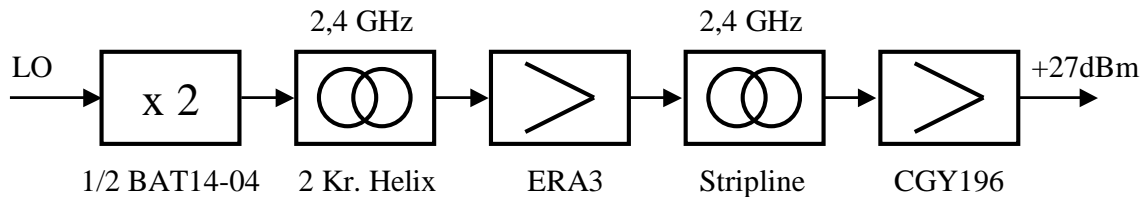


Abbildung 4: Blockschaltbild Sendezweig

um 20 dB an. Anschließend folgt ein Striplinefilter zur weiteren Absenkung der Nebenwellen. Dieses hat eine Einfügedämpfung von knapp 4 dB, sodaß am Eingang des Nachfolgenden CGY 196 + 6 dBm anliegen. Bei dieser Steuerleistung erreicht der CGY 196 den laut Datenblatt bestmöglichen Wirkungsgrad von 42 %. Bis herunter zu 0 dBm Steuerleistung bleibt die Ausgangsleistung nahezu konstant bei 27 dBm, sodaß sich hier eine kleine Reserve ergibt. Der Wirkungsgrad sinkt allerdings bei 0 dBm Steuerleistung auf 36 % ab.

Der CGY 196 ist ein GaAs-MMIC, welcher ohne negative Spannungsversorgung auskommt. Die nötige negative Vorspannung erzeugt der IC durch Gleichrichtung der Eingangs-HF selbst. Dies hat den Nachteil, daß er ohne ausreichende Steuerleistung sehr viel Strom zieht. Um bei einem Defekt in den Treiberstufen oder bei Fehlanpassung den doch recht teuren CGY 196 nicht zu gefährden, ist eine Stromüberwachung vorgesehen. Steigt die Stromaufnahme über 700 mA, schaltet die Stromüberwachung die Spannungsversorgung des Endstufen-IC ab. Ein erneutes Einschalten erfolgt erst nach Abfall und erneutem Anzug der PTT.

Die Stromüberwachungsschaltung übernimmt nebenbei auch das Powerramping. Die Zeitkonstante für die Sendertastung bilden ein 10k Widerstand zusammen mit der Gate-Source-Kapazität eines BSP 171, welche bei 365 pF liegt. Eine 3,9 V Zenerdiode bewirkt, daß der Empfangszweig erst dann eingeschaltet wird, wenn die Spannung der Endstufe unter 350 mV abgesunken ist.

5 Duplex-Empfänger

Um den Empfangszweig des Transceivers als Empfänger für Duplexlinkstrecken oder für Benutzereinstiege mit Echo einsetzen zu können, muß die ZF-Frequenz verlegt werden. Blicke sie bei 35 MHz, so würde sich auf ZF-Ebene eine Schwebung zwischen dem Sender und dem LO ergeben. Duplexweichen sind bei nur 35 MHz Duplexabstand auf 13 cm nun mal nicht ideal, sondern haben selten eine Entkopplung von mehr als 70 dB. Nimmt man 30 dBm Sendeleistung an, so liegt das Sendesignal am 1. Mischer des Empfängers mit ca. -10 dBm an. Die LO-Leistung liegt gerade einmal 13 dB darüber. Mit einem Jumper kann daher die ZF-Frequenz für diesen Anwendungsfall auf 36 MHz verlegt werden.⁹

Der 35/36 MHz-Jumper wird allerdings nur beim Power-Up des Transceivers abgefragt, da diese Abfrage mit der Bedienung des Enable-Pin des PLL-IC Dreileiterbusses gemultiplext ist. Um nicht in undefinierte Zustände zu geraten, ist der steuernde Port-Pin des Prozessors während des Betriebes immer auf Output geschaltet.

Bei ausschließlichem Betrieb als Empfänger können der Sendezweig, die Sende-/Empfangsumschaltung und die zweite Pufferstufe im LO entfallen.

⁹36 MHz wurde als Kompromiß gewählt, um z.B. bei testweisem Transceivertausch am Digi nichts umbestücken zu müssen. Wird in einem MHz Abstand eine weitere Linkstrecke betrieben und sind die Antennen räumlich schlecht entkoppelt, oder kann der Sender direkt in den Empfänger strahlen, dann ergeben sich bei 36 MHz auch wieder Probleme. Die Wahrscheinlichkeit hierfür ist jedoch eher gering.

6 Duplex-Sender

Zur Verwendung als Sender für Duplex-Linkstrecken rate ich nicht. Der in [1] beschriebene Sender ist hier besser geeignet. Neben der Modularität bis herab zu 9600 Baud liegt seine Ausgangsleistung um 3 dB höher. Auch habe ich noch nicht getestet, ob die Endstufe einen Dauerbetrieb überleben würde. Einen einstündigen Dauertest hat sie allerdings bereits bestanden.

Etwas anders sieht es beim Sender für Duplex-Benutzereinstiege aus. Wird hier der Sender aus [1] verwendet, so muß dieser dauernd eingeschaltet bleiben, denn die Einschwingzeit der PLL liegt bei einigen Millisekunden. Dies ist nicht weiter schlimm, außer man muß für den Strom des Digis zahlen. Hier könnte man dann doch über den Einsatz des Transceivers als Sender nachdenken. Entfallen können dann die S/E-Umschaltung, der zweistufige Vorverstärker mit dem ersten Helixfilter und die beiden ZF-Stufen.

7 Passende Modems

Zur Komplettierung des Systems fehlen noch passende Modems für 307,2 kBit/s. Hier scheiden natürlich alle über die RS 232-Schnittstelle kommunizierenden Systeme sofort aus. Übrig bleiben – zumindest nach meinem Wissen – als preiswerte Lösung das EPPFLEX-Modem von Baycom, sowie preislich etwas höher angesiedelt, der TNC4e mit Ethernetschnittstelle und die PCI-Karte von Baycom, welche den Betrieb auf bis zu 4 Ports ermöglicht. Ob das USB-Modem von Baycom für 307,2 kBit/s geeignet ist, habe ich noch nicht getestet.

8 Meßwerte

Hier eine tabellarische Auflistung der bisher gemessenen Werte. Eine ausführlichere Darstellung wird der Vortrag beinhalten.

Ausgangsleistung	27 dBm
Power-Ramping	95 % der Leistung nach 20 μ s
Volle RX-Empfindlichkeit	< 100 μ s
1. Oberwelle	- 50 dBc
Sonstige Nebenwellen	< - 60 dBc
TX-Off Isolation	80 dB

Die Empfängerempfindlichkeit und der 1 dB-Kompressionspunkt konnten bisher mangels Meßmöglichkeiten noch nicht bestimmt werden. Laut Rechnung sollte die Rauschzahl jedoch unter 3 dB und der 1 dB-Kompressionspunkt im Duplex-Abstand von 35 MHz bei - 35 dBm liegen.

9 Kritik und Ausblick

Zur Skriptabgabe ist nur ein Prototyp fertig aufgebaut und durchgemessen. Die Erfahrung zeigt, daß es daher vermutlich noch kleinere Änderungen geben wird.

Mir ist es nicht gelungen ganz ohne Bauteile im SSOP-Gehäuse auszukommen. Zudem ist der Aufbau, speziell im Bereich des LO, recht gedrängt. Der Zusammenbau des Transceivers ist daher als Einstiegsprojekt in die SMD-Technik nicht geeignet.

Es ist geplant im nächsten Adacom-Heft im Sommer 2002 eine komplette Bauanleitung zu veröffentlichen. Bausätze wird es vorraussichtlich im Laufe des Jahres bei Gigatech geben.

Abschließend bedanke ich mich bei Wolf-Henning Rech, DF9IC, und Alexander Kurpiers, DL8AAU, für viele Anregungen und Tips.

Literatur

- [1] Rech, W.-H. (DF9IC): Vollduplex-Linktransceiver für 2,4 GHz: Teil 1 – der Sender. ADACOM Magazin 12, S. 23-37, 1998.
- [2] Rech, W.-H. (DF9IC): Duplexer für 2,4 GHz-Packet-Radio. ADACOM Magazin 11, S. 47-52, 1998.
- [3] Rech, W.-H. (DF9IC): Vollduplex-Linktransceiver für 2,4 GHz. Skriptum 14. Internationale Packet-Radio Tagung, S. 21-28, 1998.
- [4] Liebeck, M. (DL2ZBN/DL4ZX); Kurpiers, A. (DL8AAU): Hochgeschwindigkeits Packet-Radio – ein Transceiverkonzept für das 70cm Band. Skriptum 13. Internationale Packet-Radio Tagung, S. 35-45, 1997.
- [5] Kumm, U. (DK9SJ): Baugruppen und Technik für schnelles Packet-Radio. Skriptum 45. Weinheimer UKW-Tagung, S. 20.01-20.11, 2000.
- [6] Eckhardt, H. (DF2FQ): Frequenzagile Oszillatoren für Datenfunkanwendungen. Skriptum 16. Internationale Packet-Radio Tagung, S. 43-49, 2000.
- [7] Eckhardt, H. (DF2FQ): Aufbau und Charakterisierung eines synthesizergesteuerten 70 cm-Transceivers für 9600 Bd Packet Radio. Skriptum 14. Internationale Packet-Radio Tagung, S. 3-10, 1998.
- [8] Wagner, R. (DB9ZY): 13 cm-Transceiverbaugruppen und ihr universeller Einsatz in Packet Radio. Skriptum 13. Internationale Packet-Radio Tagung, S. 28-34, 1997.
- [9] Yanpeng, G.: Philips FM/IF systems for GMSK/GFSK receivers, Application Note AN 1997. RF/Wireless Communications Data Handbook, Philips Semiconductors, S. 633-641, 1995.

