

Hochaussteuerbares Empfänger- eingangsteil für Direktmisch- und DSP-Empfänger

DETLEF ROHDE – DL7IY

Dieses verzerrungsarme Empfängereingangsteil besitzt einen hohen Interceptpunkt dritter Ordnung von +30 dBm und eignet sich sehr gut sowohl für Direktmisch- als auch für DSP-Empfänger. Ein Breitband-Phasensplitter zur Erzeugung der In-Phase- und Quadratur-signale (I und Q) für den Lokaloszillator ist enthalten, um die für die Anwendung der Phasenmethode notwendigen Injektionssignale für den Mischer zum Empfang von SSB- und CW-Signalen zu erzeugen.

Die Anwendung dieses verzerrungsarmen Empfängereingangsteils beschränkt sich nicht auf Direktmisch- und CW-Empfänger. Auch für die Anwendung anderer Modulationsverfahren ist es geeignet. Nach dem Mischer kann die weitere Signalverarbeitung sowohl analog als auch digital

im Basisband (NF) oder auch auf einer Zwischenfrequenz erfolgen.

Motivation

Als ich vor einigen Jahren meinen ersten KK7B-ähnlichen Direktmisch-Kurzwellentransceiver baute, folgte ich Ricks Vor-

schlägen [1], [2] und benutzte passive Hochpegel-Mischer. Ich experimentierte mit verschiedenen Netzwerken, um die notwendige Phasendifferenz der Lokaloszillatorsignale von 90° Phasenverschiebung für die I- und Q-Mischer zu erzeugen. Dabei stellte sich heraus, daß diese Netzwerke keineswegs so breitbandig waren, wie ich sie mir für Mehrbandbetrieb wünschte.

Nachdem ich mit dem Programm SUPER-COMPACT kaskadierte Breitband-Phasensplitter in der Simulation untersucht hatte, wie sie von R. E. Fisher, W2CQH, schon vor geraumer Zeit vorgestellt wurden [3], [4], fand ich diese Phasensplittechnik doch ziemlich kompliziert, wenn sie über mehr als eine Oktave funktionieren soll.

1995 stellte MCL (Mini Circuits Labs.) einen 90°-Breitband-Phasensplitter vor, der nahezu den gesamten Kurzwellenbereich (3 bis 30 MHz) abdeckt. Dabei ist die Phasenabweichung mit weniger als 3,5° spezifiziert.

Wie in den Berechnungen von Byron Blanchard, N1EKV, [5], gezeigt, genügt das für gute Seitenbandunterdrückung in Direktüberlagerungssystemen nicht. Andererseits ist es jedoch ausreichend, wenn in einer nachfolgenden ZF-Stufe zusätzlich ein Phasenabgleich mittels digitaler Signalverarbeitung erfolgt. Unglücklicherweise ist der Preis für diese Komponente hoch, und so fiel die Entscheidung leicht, sie nicht einzusetzen.

Als ich 1993 meinen ersten Direktmisch-Transceiver (DCTRX) baute, war ich fasziniert von dem weiten Spektrum experimenteller Möglichkeiten, die dieses Projekt für den Einsatz von Techniken bot, die im kommenden Jahrzehnt entwickelt werden würden. Mein erster VFO für 14 MHz war analog. Wegen seiner mäßigen Stabilität verordnete ich ihm noch eine DAFC, ärgerte mich aber dennoch über die nur grob abzulesende Frequenz und mechanische Instabilitäten. Mit dem gerade auf dem Markt erschienenen Chip AD 7008 von Analog Devices baute ich nun einen DDS-VFO. Dieses Projekt, das ich DDS 1 nannte, spornte an, mich in Rechnerprogrammierung in verschiedenen Computerhochsprachen zu versuchen (Basic, Pascal, Borland Delphi). Im FA habe ich darüber berichtet [6]. Das dazugehörige Programm DDSWIN ist z.B. auf der TAPR-Downloadsseite im WWW verfügbar.

Unglücklicherweise besitzt der AD 7008 keine zweite Ausgangsstufe, aus der man auf einfache Weise ein zweites phasenverschobenes, auf digitalem Wege leicht erzeugtes Signal erhalten könnte. So mußte ich mich nach einer anderen Methode umsehen, um über mehr als eine Oktave reichende 90° phasenverschobene Signale zu erhalten.

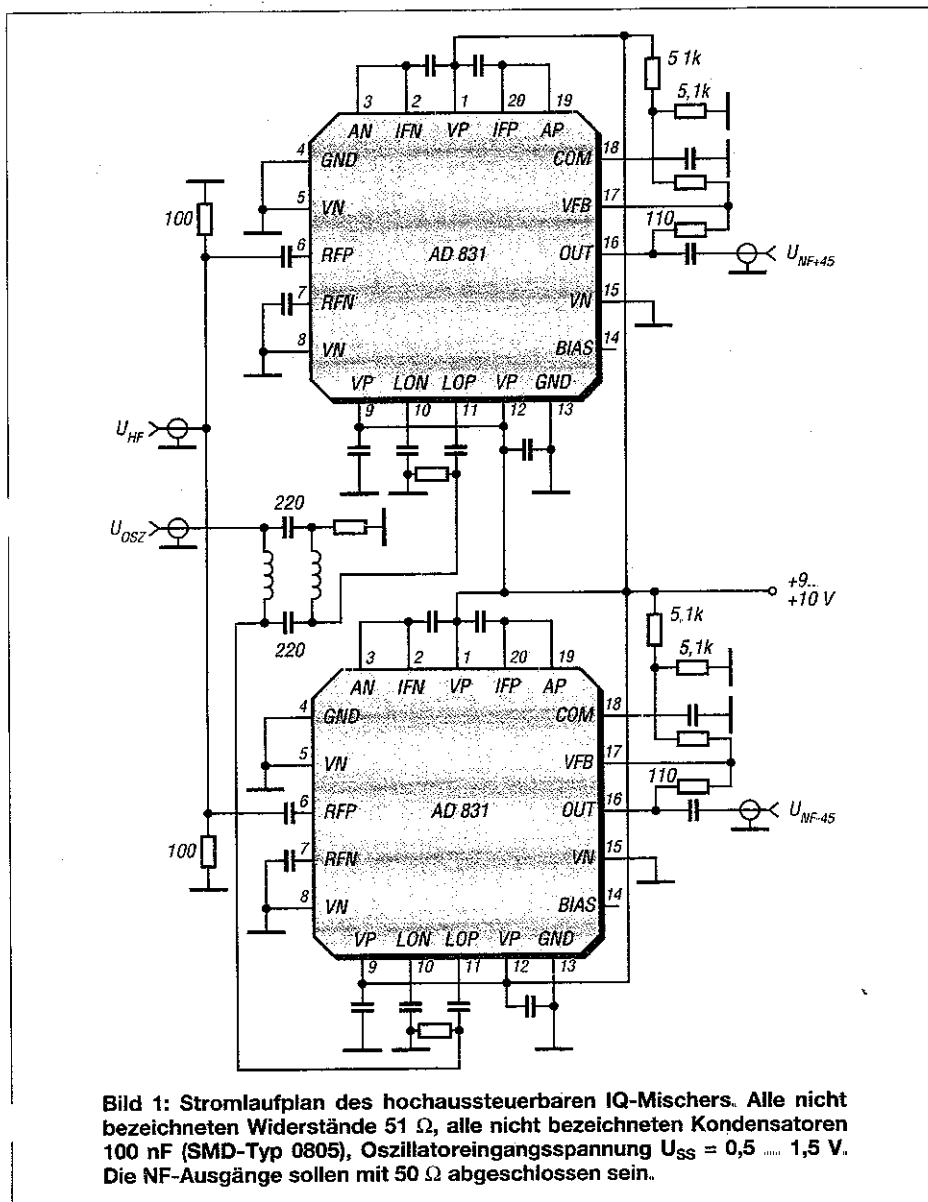


Bild 1: Stromlaufplan des hochaussteuerbaren IQ-Mischers. Alle nicht bezeichneten Widerstände 51 Ω, alle nicht bezeichneten Kondensatoren 100 nF (SMD-Typ 0805), Oszillatorteingangsspannung $U_{SS} = 0,5 \dots 1,5$ V. Die NF-Ausgänge sollen mit 50 Ω abgeschlossen sein.

Experimentierern ist das einfache RC-Netzwerk, das KK7B und andere benutzen, gut bekannt. In einer e-Mail-Korrespondenz empfahl mir Rick, nach diesem Netzwerk einen hart begrenzenden Verstärker einzufügen, um seinen Schönheitsfehler zu beseitigen, daß sich Amplitudengleichheit der Ausgangssignale nur bei einer Frequenz einstellt.

Ich griff diese nette Idee auf und konstruierte meinen BPS 1 genannten Breitband-Phasenshifter [7]. Während der vergangenen zwei Jahre war dieser Teil meines Direktmisch-Transceivers.

Als nächsten Schritt wollte ich mit digitaler Signalverarbeitung beginnen. Das Erscheinen von Analog Devices' EZKIT Lite zu einem amateurverträglichen Preis animierte mich, meine DDSWIN-Plattform so zu erweitern, daß ich die Möglichkeit hätte, DSP-Programme in das EZKIT zu laden.

Da ich bisher schon die Parallelschnittstelle des PC für die Übergabe der Frequenzinformation zum DDS benutzt hatte, schien es naheliegend und am leichtesten, die serielle Schnittstelle für Ausführung simultan ablaufender DSP-Funktionen zu nutzen.

Kurz nachdem ich begonnen hatte, ein Programm für den Datenaustausch über die serielle Schnittstelle zu erstellen, merkte ich, daß ich zurück zu den Grundlagen mußte; es galt, noch allerlei über die Architektur des im EZKIT verwendeten digitalen Signalprozessors ADSP 2181 und Schnittstellenprogrammierung unter Windows zu lernen!

Nach mehr als einem Jahr „Software-Löten“ erzielte ich den Durchbruch: Meine neue Version von DDSWIN war endlich in der Lage, auch DSP-Programme in Assemblercode zu laden. Ich konnte sogar sehen, wie Johan Forrers (KC7WW) Audio-Signalprozessor-Programm [8] in meinem Transceiver arbeitet. Die Ergebnisse waren sehr ermutigend und regten mich an, in der Zukunft auch Experimente mit ZF-DSP zu beginnen.

Ich fühlte mich jedoch frei, erst einmal andere Experimente, die etwas in den Hintergrund getreten waren, wie die Verbesserung des Großsignalverhaltens durch Einsatz von doppelt-balancierten *aktiven* Mischern zu versuchen.

■ Charakteristik des AD 831

Analog Devices' AD 831 low distortion Mixer [9] ist wirklich ein interessanter Baustein. Sein hoher Interceptpunkt dritter Ordnung von +24 dBm ist um einiges besser als das, was man bei den meisten auf dem Amateurmarkt erhältlichen Geräten finden kann. Der eingebaute Begrenzerverstärker für den Lokaloszillator erlaubt es, den AD 831 mit nur -10 dBm Oszillatorpegel anzusteuern. Der Begrenzerverstär-

ker vereinfacht darüber hinaus die Phasenshift-Technik bei Anwendung in einem IQ-Mischer.

Als ich den BPS 1 konstruierte, benutzte ich High-Speed-CMOS-Gatter am Ausgang des DDS als Begrenzerverstärker. Sie sind bei dem neuen Baustein nicht mehr erforderlich. Das tiefpaßgefilterte Ausgangssignal meines DDS 1 hat einen Pegel, der sich als ideal für diese Anwendung ergab. Die Speisung der Mischer über ein einfaches Fisher-Hybrid (nicht kaskadiert) erwies sich nach meiner Erfahrung als der beste Weg, um gute Amplituden- und Phasenbalance über einen weiten Frequenzbereich zu erhalten.

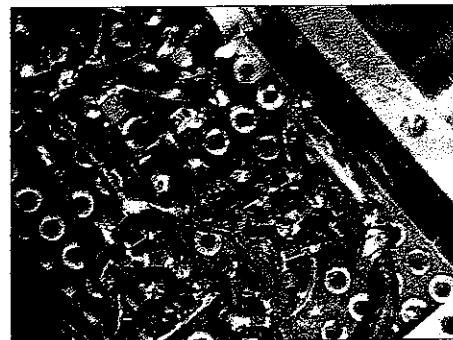


Bild 2:
Experimentalaufbau
(Leiterplatten-
rückseite)
des IQ-Mischers

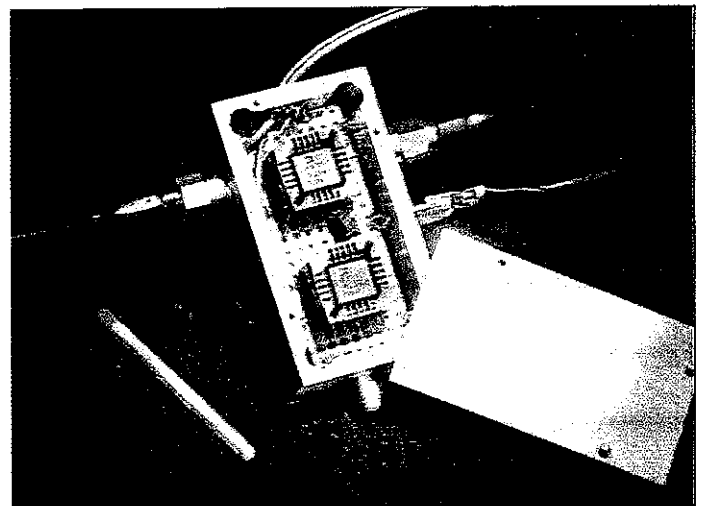


Bild 3:
Der komplette
betriebsfähige
Experimentalaufbau
im Gehäuse
(von oben gesehen)

Das oben erwähnte einfache RC-Netzwerk kann an dieser Stelle auch eingesetzt werden, doch zeigte sich, daß der auf dem Chip befindliche Begrenzer damit nicht so effektiv arbeitete wie jener in meinem BPS 1. Der im Mischer integrierte Low Noise Output Amplifier erlaubt darüber hinaus eine Auslegung der Schaltung ohne Mischer-Einfügungsdämpfung.

Dieser Verstärker kann niederohmige Lasten treiben, wie sie vom R2-Konzept von KK7B bekannt sind. Die Benutzung von zwei am Eingang parallelgeschalteten Mischern ohne zusätzlichen Leistungsteiler (Powersplitter) vereinfacht die Konstruktion und verbessert die Großsignalfestigkeit.

Einen nicht unwesentlichen Nachteil hat man jedoch zu akzeptieren: Der optimale Arbeitspunkt für beste Großsignalfestigkeit des AD 831 liegt bei einem Ruhestrom von

über 100 mA. Die Leistungsbilanz wird jedoch ein wenig ausgeglichen, wenn man die geringere notwendige Lokaloszillatorleistung in Betracht zieht.

Da die Versorgungsspannung für mein Funkgerät 13,5 V beträgt, entschied ich mich dafür, die Mischer in „Single-Supply“-Konfiguration zu betreiben, was mit einer Versorgungsspannung zwischen 9 und 10 V möglich ist. Im Datenblatt (Rev. B, Seite 11) des AD 831 wird der erfahrene Experimentierer alsbald einige Fehler entdecken, die ich im Stromlaufplan (Bild 1) korrigiert habe. Für meine Anwendung setzte ich die Grenzfrequenz des ausgangsseitigen RC-Tiefpasses durch Einsatz von 100 nF Rückkopplungs-Kondensatoren auf etwa 100 kHz.

■ Experimentalaufbau

Wenn ich eine Idee habe, bevorzuge ich den schnellsten Weg zu ihrer Realisierung. Selten bleibt dabei Zeit, ein gut aussehendes Leiterplatten-Layout zu gestalten. So war es auch mit diesem kleinen Projekt der Erprobung des AD 831 in einem IQ-Mischer-Aufbau.

Ich fand ein kleines Gehäuse der Abmessungen 1 Zoll x 2 Zoll, das an meiner Arbeitsstelle nicht mehr benötigt wurde, und ein Stück Experimentier-Leiterplattenmaterial, wie ich es für HF-Schaltungen gern verwende: Es besitzt auf einer Seite Lötäugen im 2,54-mm-Raster sowie entsprechende Aussparungen auf der gegenüberliegenden Massefläche. Bild 2 zeigt eine Nahaufnahme der Leiterplattenrückseite.

Mit der Idee, die Mischer später in einem „feinen“ SMD-Layout wieder zu benutzen, entschied ich mich für die Verwendung von PLCC-20-Fassungen, aus denen die Chips leicht wieder zu entfernen sind. Während das für einen Kurzwellenmischer sicher unkritisch ist, habe ich bisher jedoch nicht geprüft, ob das bei dem bis 500 MHz einsetzbaren Mischer auch auf VHF oder UHF in der gleichen Weise machbar ist.

Ich montierte die Leiterplatte im Gehäuse so, daß der darauf geschraubte Deckel in gutem Wärmekontakt mit den ICs bleibt (Bild 3). Das macht Sinn, da die Mischer wegen des relativ hohen Ruhestroms recht warm werden.

Beim Aufbau der Fisher-Hybride schenkte ich dem exakten Wert der Induktivität des „Twisted Wire Transformers“ nicht allzu viel Aufmerksamkeit. Mit einem Ferritringkern aus der Bastelkiste, den ich einfach vollwickelte, startete ich den ersten Versuch. Später habe ich dann die Induktivität eines der aufgewickelten verdrehten Drähte mit 3,2 µH gemessen.

Die Kondensatoren waren nicht besonders ausgesuchte SMD-Typen 0805 von 220 pF. Während der Phasenmessungen stellten sie sich als relativ unkritisch mit wenig Einfluß auf die 90° Phasendifferenz heraus. Das war mit dem einfachen RC-Netzwerk-Phasenshifter nicht der Fall. Ein Feinabgleich der Phase ließ sich durch Hinzufügen eines kleinen Folientrimmers von einem der beiden Lokaloszillator-Anschlüsse nach Masse erreichen.

■ Messungen und Ergebnisse

Präzise Phasenmessungen ohne hochwertige (und teure) Meßgeräteausrüstung sind nicht einfach, und man muß einige Ursachen für Meßfehler mit in Betracht ziehen, die z.B. von unterschiedlichen Laufzeiten im Meßaufbau herrühren können. Für einen groben Abgleich eignet sich ein Oszilloskop im XY-Betrieb, sofern zwei Meßkanäle zur Verfügung stehen. Wenn eine gute 90°-Phasen- und Amplitudenbalance erzielt wurde, kann man auf dem Schirm einen perfekt geformten Kreis beobachten (Bild 4).

Da wir eine Phasengenauigkeit von möglichst unter 1° benötigen, besteht die beste Feinabgleichmethode darin, den Mischer in einem realen Empfängeraufbau zu testen. Dabei muß es möglich sein, zwischen gewünschtem und zu unterdrückendem Seitenband umzuschalten. Außerdem braucht man ein ausreichend stabiles Signal hoher spektraler Reinheit mit entsprechendem Pegel, damit auch ein um 40 dB oder mehr unterdrücktes Seitenband noch lesbar bleibt.

Da unser Interesse nur der Phasenbalance am Mischer Ausgang gilt, ist es nicht erforderlich, Phasenmessungen auf der Lokaloszillatorseite vorzunehmen. Auch hier gilt: Je höher die Frequenz, desto höher auch der Preis für die Meßgeräte und die Gefahr von Meßfehlern. Alle meine Messungen habe ich mit einem relativ preisgünstigen Oszilloskop in Kombination mit meinem Multiton Test Generator MTG 1, wie ich ihn in der CQ DL und in der QEX beschrieben habe, durchgeführt [10].

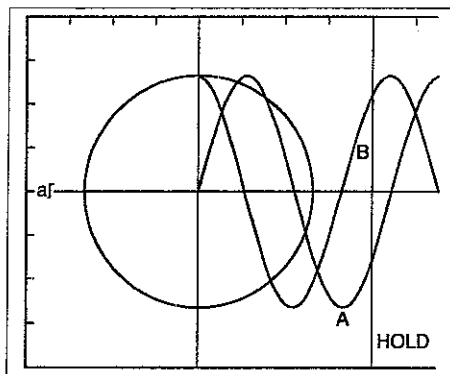


Bild 4: Oszilloskopausdruck der Phasenmessung beim IQ-Mischer (X: 100 µs/Einheit)

Dieser Generator diente auch zur Durchführung der Interceptpunktmessungen. Sein HF-Ausgang liefert zwei amplitudengleiche Signale mit -7 dBm und 20 kHz Abstand im 80-m-Band (3560, 3580 kHz). Ich stellte die Pegel der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung auf 3540 und 3600 kHz fest. Das Verzerrungsprodukt wurde am Lautsprecherausgang meines R2- (KK7B) ähnlichen Empfängers ohne Regelung (!) bei einem NF-Pegel von etwa 100 mV gemessen und dabei das Zweitonsignal ohne Abschwächung dem Mischer Eingang zugeführt. Um denselben NF-Pegel auf einem der beiden Hauptträger zu erzeugen, mußte dem Generator eine Dämpfung von > 70 dB vorgeschaltet werden. Der Interceptpunkt liegt somit bei etwa 30 dBm, was selbst bei einem kommerziellen Gerät ein recht guter Wert ist.

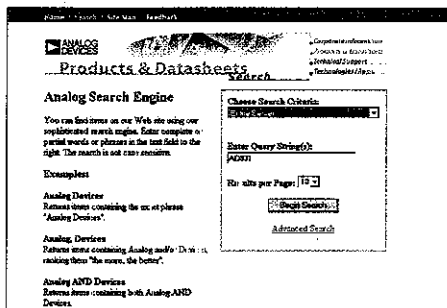


Bild 5: Die Homepage <http://products.analog.com> bietet nicht nur Zugang zum Datenblatt des AD 831, sondern noch zu weitergehenden Informationen.

Wie immer bei Direktüberlagerungsempfängern erscheinen möglicherweise unerwartete Signale am Ausgang, wenn dem Eingang wirklich starke Signale zugeführt werden. Dafür tragen meist schlechte Phasenauschwerte der verwendeten Lokaloszillatoren die Verantwortung. Mit dem Signal meines DDS 1 stellte der Pegel von zwei -7-dBm-Signalen gerade den Grenzwert für noch wahrnehmbaren „Hum and Noise“ (Gebrodel und Rauschen), verursacht durch Reziprokmischung, dar. Das Umschalten zwischen verschiedenen Meßfrequenzen macht die Windows-Bedienoberfläche DDSWIN leicht, weil sie die Abspeicherung einer beliebigen Anzahl von

Frequenzen zusammen mit beschreibendem Text gestattet.

Der Frequenzbereich der Einheit, der ohne Nachabgleich der Phasenbalance mit einer guten Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes abgedeckt werden kann, erstreckt sich über mindestens vier Kurzwellen-Amateurbänder. Das habe ich für die Bänder 160, 80, 40, 30, und 20 m durch Messungen überprüft.

■ Zusammenfassung

Die hervorragenden Eigenschaften des verzerrungsarmen IQ-Mischers, dessen Aufbau hier gezeigt wurde, qualifizieren ihn als gut nutzbare Komponente für sowohl Direktmisch- als auch ZF-Analog- oder ZF-DSP-Empfänger. Sein Einsatz ermöglicht die vereinfachte Konstruktion von hochwertigen modernen Empfängern mit wenig Abgleich und niedrigen Kosten. Die Benutzung des Mischers als Modulator kann ebenfalls versucht werden; ich habe ihn jedoch noch nicht getestet. Das erwähnte PC-Programm ist bei mir erhältlich. Anfragen erbitte ich möglichst über e-Mail rohde@hhi.de

Mein Dank gilt Rick, KK7B und Johan, KC7WW, für ihre fruchtbaren Beiträge und Diskussionen während des Designs meiner neueren Projekte. Besonders dankbar bin ich Dwight K. Elvey aus Santa Cruz, CA USA, einem hochkarätigen Programmierer und zugleich geduldigen Lehrer, der mir geholfen hat, meinen DSP besser zu verstehen. Dank gilt auch der Toleranz meiner Frau Erika, DJ8AA.

Die Redaktion dankt dem Team von QEX, in deren Ausgabe 2/99 dieser Beitrag erschien, für die Nachdruckgenehmigung.

Literatur

- [1] Campbell, R., KK7B: High Performance Single Signal Direct Conversion Receivers. QST, 77 (1993), H. 1, S. 32
- [2] Campbell, R., KK7B: A Small High Performance CW Transceiver, QST, 79 (1995), H. 11, S. 41
- [3] Fisher, R. E.: W2CQH: Twisted-Wire Quadrature Hybrid Directional Couplers. QST 62 (1978), H. 1, S. 21
- [4] Fisher, R. E., W2CQH: Broad-Band Twisted-Wire Quadrature Hybrids, IEEE Transactions on Microwave Theory and Applications, May 1973, S. 355
- [5] Blanchard, B., N1EKV: RF Phase Shifters for Phasing-Type SSB Rigs, QEX, (1998), H. 1, S. 34
- [6] Rohde, D., DL7Y: DDS1 – Computergesteuerter Digital Direkt Synthesizer, FUNKAMATEUR, 44 (1995), H. 7, S. 752; H. 8, S. 862
- [7] Rohde, D., DL7Y: Breitband-Phasenshifter BPS 1 für den DDS 1, FUNKAMATEUR 45 (1996), H. 8, S. 900
- [8] Forrer, J., KC7WW: A DSP-Based Audio Signal Processor, QEX, (1996), H. 9, S. 8
- [9] Analog Devices: Low Distortion Mixer AD 831. Data Sheet Rev. B 1995, One Technology Way P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, USA <http://www.analog.com>
- [10] Rohde, D., DL7Y: Multitone Test Generator MTG 1, QEX (1994) H. 12, S. 3