

D-ATV, Digitale Videoübertragung im Mikrowellenbereich nach DVB-S-Standard

*Wolf-Henning Rech, DF9IC, Reichenbergerstr. 7, 71229 Leonberg,
Jens Geisler, DL8SDL*

1 Digitale Breitbandübertragung im Mikrowellenbereich

Derzeit wird der Mikrowellenbereich im Amateurfunk von unterschiedlichen Nutzergruppen in verschiedenen Betriebsarten genutzt; insbesondere:

- SSB und CW (analoge Schmalbandtechnik) für Weitverbindungen, Kontestbetrieb
- FM-ATV (analoge Breitbandtechnik) insbesondere für Relaisfunkstellen als Ein- und Ausgabe
- Packet-Linkstrecken <100kb/s (digitale Schmalbandtechnik)

Der Einsatz von digitaler Breitbandübertragung ist bisher nur in Einzelfällen und sehr experimentell erfolgt. Dabei bieten gerade die Mikrowellenbänder durch die große verfügbare Bandbreite und die bei Verwendung von Richtantennen auf wenigstens einer Seite und Sicht- oder Nahe-Sicht-Verbindungen geringen Laufzeitverzerrungen¹ im Kanal dafür ein gutes Potential.

Die Hauptanwendung dafür wird im Bereich von Relaisfunkstellen liegen. Breitbandübertragung ist natürlich insbesondere für Bewegtbildübertragung („ATV“) erforderlich. Die folgenden Abschnitte beziehen sich auf Übertragungskomponenten, die zu den im Rundfunkdienst eingesetzten Verfahren kompatibel sind und sich daher auch primär für „Rundfunk“ eignen: ein Sender, mehrere Empfänger, und nur eine Übertragungsrichtung zur gleichen Zeit.

Die in jüngster Zeit von der DARC Verlag GmbH eifrig beworbene 2,4-GHz-WLAN-Technik (IEEE 802.11b) realisiert dagegen eine Punkt-zu-Punkt-Verbindung, die kein „Mithören/Mitsehen“ anderer Funkamateure erlaubt und vergleichsweise bandbreite- und leistungseffizient ist. Im Originalfrequenzbereich bei 2,4GHz wird durch die große Zahl von IT-Nutzern und die wachsende Popularität von WLAN- und Bluetooth-Produkten absehbar eine Überbelegung stattfinden, die nicht nur Verbindungen über mehr als einige zig Meter mit WLAN-Technik, sondern auch anderen Amateurfunk zwischen 2,4 und 2,45GHz negativ beeinträchtigen wird.

1. Bei Mehrwegeausbreitung mit Reflexionsstellen im Übertragungsweg erreichen unterschiedliche Signalanteile nach unterschiedlicher Laufzeit den Empfänger. Für schmalbandige Signale wirkt sich diese in erster Linie als Fading (Signalschwund) aus, wenn die Anteile destruktiv interferieren; bei breitbandigen Signalen hingegen kann auch die Modulation gestört (verzerrt) werden, wenn die Laufzeitunterschiede im Vergleich zur Symboldauer der Modulation nicht mehr vernachlässigbar sind. Aus der analogen Technik ist dieser Effekt als „selektives Fading“ bekannt und z. B. für die NF-Verzerrungen beim UKW-Radio-Empfang unter ungünstigen Verhältnissen verantwortlich.

2 DVB-Standards für digitale Echtzeitübertragung

„D-ATV“¹ ist ein Begriff, der mangels Praxis noch mit Bedeutung zu füllen ist. Digitale Übertragungsverfahren zeichnen sich zudem gerade dadurch aus, daß Übertragungstechnik und Inhalt viel stärker entkoppelt sind als bei analogen Verfahren. Es ist also nicht notwendig, eine bestimmte Übertragungstechnik an bestimmte Quellen (in diesem Fall Video) zu koppeln. In Packet Radio können ja auch unterschiedliche Informationen (Texte, Bilder, Sprache) über einen einheitlichen Kanal übertragen werden.

Das Charakteristikum der hier diskutierten Übertragungstechnik ist es, daß sie echtzeitfähig ist und sich für Broadcast eignet. Echtzeitfähig bedeutet, daß die Verzögerungszeit im Übertragungssystem vorhersagbar nach oben begrenzt und so klein ist, daß sie für den fraglichen Zweck nicht stört. Für ATV-Zwecke bedeutet das zunächst, daß die Aussendung „live“ sein soll und die Bilder nicht - wie oft bei nicht echtzeitfähiger Internet-Übertragung - „ruckeln“ dürfen. Über den gleichen Übertragungskanal lassen sich gleichzeitig auch andere Informationen, von Audio-Signalen bis breitbandigen Datendiensten, übertragen.

Für solche Zwecke gibt es standardisierte Übertragungsverfahren, die zu nutzen für Funkamateure den Vorteil hat, daß zahlreiche Komponenten und Geräte aus der professionellen Anwendung dafür verwendet werden können. Die DVB-Organisation [1] hat in Zusammenarbeit mit ETSI [2] eine Folge von Standards geschaffen, die heute den Bereich des digitalen Fernsehens dominieren. Dabei wurden drei verschiedene Übertragungsverfahren standardisiert, die jeweils den Übertragungsmedien „Kabelnetz“, „Satellitendirektempfang“ und „terrestrischer Kanal“ angepaßt sind. Im einzelnen sind das:

- DVB-S für den Satellitenkanal mit wenig Laufzeitverzerrung und schwachen Signalen,
- DVB-C für das BK-Netz fast ohne Laufzeitverzerrung, aber mit sehr wenig Bandbreite,
- DVB-T für die terrestrische Ausstrahlung speziell zu mobilen Empfängern über einen Kanal mit sehr starken Laufzeitverzerrungen und wenig Bandbreite.

Unter diesen Kandidaten scheidet DVB-C von vorneherein aus; DVB-S hat gegenüber DVB-T den Vorteil der relativ einfacheren Implementierung, der leichter erfüllbaren Forderungen nach ausreichend linearen Sendeverstärkern und der sofortigen preiswerten Verfügbarkeit von Sat-Receivern, die in ihren sonstigen Eigenschaften den bisher für FM-ATV genutzten Empfängern ähneln. Das ist besonders bei Relaisfunkstellen günstig; die Nutzer können durch Austausch des analogen gegen einen digitalen Satellitenempfänger mit wenig Aufwand auf die neue Technik umstellen, wenn zunächst nur der Ausgabekanal vom FM-ATV auf D-ATV umgerüstet wird.

Die etwas kritischeren Anforderungen an die Verzerrungsfreiheit des Funkkanals sind in typischen Konfigurationen des Amateurfunks mit einer Richtantenne bei wenigstens einer Endstelle einzuhalten; eine Vorführung bei der vergangenen Ham-Radio-Messe in Friedrichshafen innerhalb einer metallverkleideten Messehalle hat das anschaulich demonstrieren können. Mittlerweile liegen auch positive Betriebserfahrungen von einer Relaisfunkstelle vor. Für „mobiles ATV“ während der Fahrt ist dieses Verfahren hingegen nicht geeignet.

1. Die Schreibweise lehnt sich an FM-ATV und AM-ATV an, das auch niemand als FMATV und AMATV schreiben würde...

3 D-ATV im Vergleich mit FM-ATV

Welche Vor- und Nachteile hat die digitale Echtzeitübertragung von Bewegtbildern und Ton gegenüber der gewohnten analogen?

- Flexibilität:

Die Parameter von FM-ATV sind nur in engen Grenzen veränderlich. Alle Systeme arbeiten mit dem jeweils landesspezifisch üblichen VideofORMAT, die Preemphasis ist (sinnvoll) standardisiert, somit bleibt nur Videohub und Zahl und Frequenzlage der Tonträger festzulegen. Es wird immer nur ein Programm mit gleichmäßiger Qualität gesendet. Die Bandbreite eines ATV-Kanal wird mit ca. 16MHz angegeben.

Im Vergleich dazu gibt es bei D-ATV eine Entkopplung zwischen Kanalbandbreite (Symbolrate) und Quellendatenrate. Es sind unterschiedlich breitbandige Kanäle realisierbar, die ein oder mehrere Programme unterschiedlicher Qualität übertragen können. Dies ist insbesondere für Relaisfunkstellen und Netze wertvoll.

- Quellencodierung

Die MPEG-2-Quellencodierung erlaubt mit etwa 4-5Mbit/s eine hochwertige Videodarstellung mit voller PAL-Auflösung und Bildfolgefrequenz und im Rahmen typischen Amateurfunkinhalts vernachlässigbaren Artefakten. Allerdings ist eine Verzögerung des Signal in Encoder und Decoder unvermeidlich, was die Interaktivität (Sprach- oder Bild-Rückkanal) negativ beeinflusst.

- Echte Vernetzung:

Mit analoger Technik ist eine Kopplung von Relaisfunkstellen realisierbar, allerdings verschlechtert jede zusätzliche Übertragungsstrecke die Bildqualität. Die großräumige Übertragung mehrerer („Videoconvers“-)Programme liegt außerhalb der Realisierungsmöglichkeiten des Amateurfunks.

D-ATV erlaubt auf Linkstrecken die verlustlose und verzögerungsarme Übertragung auch über viele Teilstrecken. Innerhalb der Bandbreite eines FM-ATV-Signals sind dabei mit einem Sender 4...10 Programme gleichzeitig übertragbar.

- Multimedianeutzung:

Der Inhalt des DVB-Stroms kann sehr variabel gestaltet werden. Insbesondere können auch IP-Frames (als IP-Broadcast) übertragen werden. Damit ist eine Migration zu einer reinen IP-Übertragung auch von Echtzeitdiensten (ohne Multiplex auf DVB-Ebene) künftig möglich.

- Weniger Empfangssignalleistung:

Für einen fehlerfreien Empfang sind - in Abhängigkeit der Parameter des Kanals - etwa 5...15dB weniger Signalleistung erforderlich. Das kann möglicherweise zur Reichweiteerhöhung genutzt werden, oder zur Reduzierung der Sendeleistung der Relaisfunkstellen.

- Lineare Signalverstärkung:

FM-ATV erlaubt die Verwendung nichtlinearer Verstärker und damit die preiswerte Realisierung hoher Sendeleistung.

Für D-ATV müssen dagegen lineare Verstärker verwendet werden. Um im Nachbarkanal eine gute Nebenwellenunterdrückung zu gewährleisten, ist entweder A-Betrieb mit reduzierter Sendeleistung oder bei einfachen AB-Verstärkern die Verwendung eines steiflankigen Filters mit Kanalbandbreite zwischen Sender und Antenne erforderlich.

Der Einsatz von D-ATV-Technik in großem Maßstab bei ATV-Relaisfunkstellen ist mit unterschiedlichen Zielsetzungen denkbar:

- Mehr ATV-Kanäle:

Wenn man die derzeitige Architektur der ATV-Relaisfunkstelle beibehalten möchte, d.h. einen Ausgabekanal (pro Sender) und kaum Vernetzung, so kann ohne Qualitätseinbußen die Bandbreite von 16MHz auf 4MHz reduziert werden. Damit ist eine vierfache Anzahl an Relaisfunkstellen realisierbar. Gibt es dafür überhaupt Bedarf und genügend Betreuung?

- Mehr Funktionalität bestehender Relaisfunkstellen:

Unter Beibehalt des derzeitigen 16-MHz-Kanals kann ein Programmmultiplex gesendet werden; z. B. ein oder zwei hochwertige lokale Programme und mehrere Programme niedrigerer Qualität, die über Linkstrecken empfangen werden.

Welcher Ansatz in welchem Maße auf Interesse stößt und was überhaupt mit den begrenzten Ressourcen an Zeit und Geld umsetzbar ist, ist zu diskutieren. Sicherlich werden in naher Zukunft erst einmal verschiedene Experimente mit unterschiedlicher Zielsetzung stattfinden.

4 Konzepte für Sender mit digitaler Signalaufbereitung

Jeder Sender enthält Baugruppen zur Erzeugung und Verstärkung des HF-Signals sowie eine Baugruppe zur Modulation und eine zur Bereitstellung des Modulationssignals. Letztere kann sehr einfach aufgebaut sein, z. B. nur aus einem Mikrofonverstärker bestehen, der einen FM-Modulator treibt. Aber auch in der Analogtechnik gibt es aufwendige Modulationsschaltungen, z. B. ein SSB-Modulator mit HF-Clipper.

Um möglichst universell modulieren zu können und damit die Modulation dem gewünschten Zweck (z. B. geringe Signalbandbreite, oder geringe erforderliche Empfangsleistung) anpassen zu können, ist es sinnvoll, sowohl die Amplitude (die Länge eines komplexen Zeigers) als auch die Phase (den Winkel) wahlfrei beeinflussen zu können. In Anlehnung an die Darstellung von Signalen als Zeiger in einer komplexen Zahlenebene (komplexe Wechselstromrechnung) bezeichnet man eine solche Darstellung auch als Vektormodulation; dabei ist es meist günstiger, nicht Länge und Winkel (Amplitude und Phase) des Zeigers, sondern den Kophasalanteil (Realteil) und Quadraturanteil (Imaginärteil) vorzugeben. In englischer Sprache wird statt „kophasal“ der Begriff „in-phase“ (I) benutzt, dazu „quadrature“ (Q), weshalb eine solche Signaldarstellung auch I/Q-Signaldarstellung und der zugehörige Modulator I/Q-Modulator heißt.

Ein I/Q-Modulator kann also beliebige Modulationen erzeugen (ob AM, FM, SSB, VSB, ...), benötigt dafür nur die „richtigen“ Steuersignale - je eines für den „I“- und den „Q“-Anteil. Diese Modulationssignale werden auch als Basisbandsignale bezeichnet, das damit modulierte Signale als Trägerbandsignal. Die Baugruppe, die die „richtigen“ I/Q-Basisbandsignale erzeugt, heißt Basisbandbaugruppe und ist ein wesentlicher Bestandteil eines modernen Senders.

Zur präzisen Erzeugung der Basisbandsignale eignet sich natürlich ein digitales Signalverarbeitungssystem besonders gut. Liegen die zu modulierenden Informationen schon in digitaler Form vor, so können die Basisbandsignale unmittelbar ausgerechnet und über zwei D/A-Wandler erzeugt werden. Handelt es sich um eine analoge Information - z. B. Sprache, die in

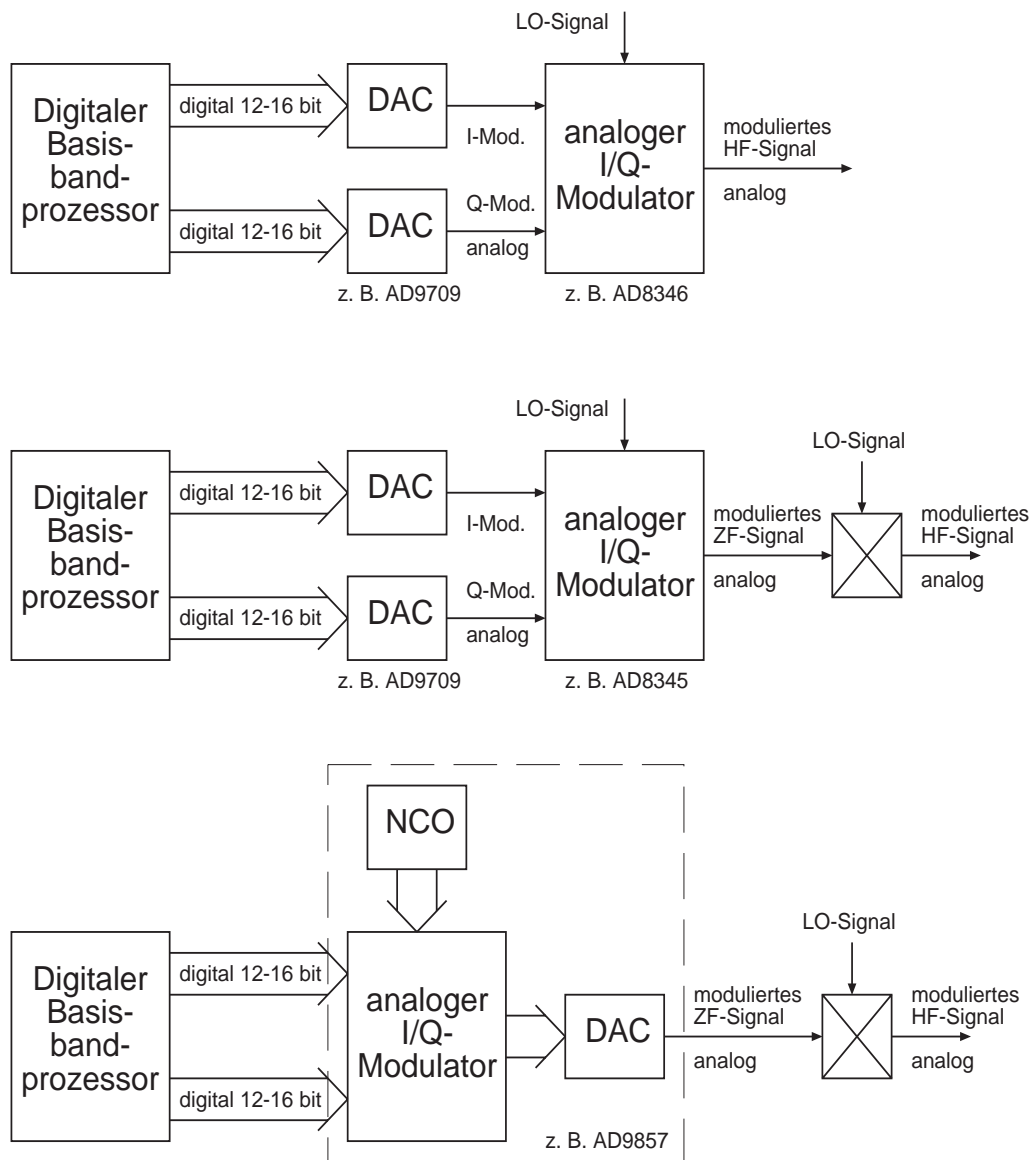


Bild 1 Verschiedene Konzepte für Vektorsender; oben: analoger I/Q-Modulator bei der Endfrequenz; Mitte: analoger I/Q-Modulator bei einer Sende-ZF (z.B. 70MHz); unten: digitaler I/Q-Modulator bei einer niedrigen Sende-ZF (z.B. 30MHz)

SSB aufmoduliert werden soll -, so wird das analoge Signal A/D-gewandelt und dann weiterverarbeitet. Der Vorteil einer digitalen Basisbandsignalverarbeitung ist, daß außer der begrenzten Qualität der Wandler keine weiteren unvermeidbaren Fehlerursachen auftreten.

Der nachfolgende I/Q-Modulator umfaßt je einen Multiplizierer (DSB-Modulator) für das I- und das Q-Signal; beide Multiplizierer werden von dem gleichen Trägeroszillatorsignal gespeist, nur ist im Q-Zweig noch ein 90°-Phasenschieber eingefügt. Die Ausgangssignale der beiden Multiplizierer werden addiert und liefern in der Summe das gewünschte vektor-modulierte Signal.

Dieser I/Q-Modulator kann analog oder auch noch digital realisiert werden (Bild 1); dann werden die beiden phasenverschobenen Signale in einem NCO (numerically controlled osci-

llator) erzeugt, numerisch mit den Basisbandsignalen multipliziert, am Ende addiert und schließlich D/A-gewandelt. Dieses digitale Konzept vermeidet Fehler durch Imperfektionen der analogen Multiplizierer und Fehler des Phasenschiebers, stellt aber hohe Anforderungen an den D/A-Wandler, der das komplett modulierte Signal im Trägerband erzeugen soll. Daher ist diese völlig digitale Technik bei hohen Anforderungen an die Signalqualität derzeit relativ teuer und auf niedrige Frequenzen bis ca. 50MHz beschränkt.

Ein analoger I/Q-Modulator erlaubt hingegen die Verwendung von D/A-Wandlern niedrigerer Wandlungsrate, da sie nur Basisband- und keine Trägerbandsignale erzeugen müssen, sowie geringerer Auflösung, da Quantisierungsrauschen außerhalb des Übertragungskanal durch einfache Tiefpaßfilter im Basisband entfernt werden kann. Schließlich kann er direkt Mikrowellensignale modulieren, so daß eine u. U. mehrstufige Frequenzumsetzung auf die Endfrequenz entfallen kann. Nur bei verhältnismäßig hohen Anforderungen an die Modulationsqualität kann es erforderlich sein, die analoge Modulation bei einer niedrigen ZF vorzunehmen und das modulierte Signal danach in die endgültige Frequenzlage zu mischen.

Diese drei Arten der Signalaufbereitung sind nicht auf die Erzeugung von digital modulierten Signalen oder gar auf die hier gewählte QPSK beschränkt, sondern werden universell in allen hochwertigeren modernen Systemen eingesetzt, ob GSM oder WLAN, TETRA oder DAB. Auch Allmode-(Analog)-Amateurfunkgeräte werden in Zukunft vorzugsweise eine derartige Signalaufbereitung aufweisen.

5 Realisierung des D-ATV-Senders

Das Grundkonzept des Senders zeigt Bild 2. Er besteht aus den drei Funktionsblöcken „Quellencodierer“, „Kanalcodierer und Basisbandprozessor“ und „HF-Sender“. Entsprechend dem Thema dieser Tagung liegt das Schwergewicht der Darstellung auf dem HF-Teil, für eine ausführlichere Beschreibung der anderen Komponenten sei auf [3][4] verwiesen.

Der Quellencodierer ist der komplexeste Teil der Signalaufbereitungskette und mit den Ressourcen eines Amateurfunkprojektes kaum zu realisieren. Daher war die Verfügbarkeit einer preislich akzeptablen Lösung seit Frühjahr 2001 für uns der eigentliche Ausgangspunkt der D-ATV-Entwicklung. Eingesetzt wird ein spezieller Signalprozessor mit zugehöriger Firmware von Fujitsu (MB86390). Er liefert die komprimierten Videosignale auf einer 8-bit-breiten digitalen Schnittstelle, das Format ist der MPEG-2-Transportstrom [5]. Das EV-Kit für dieses IC wurde von Stefan Reiman DG8FAC im Auftrag von Fujitsu entwickelt.

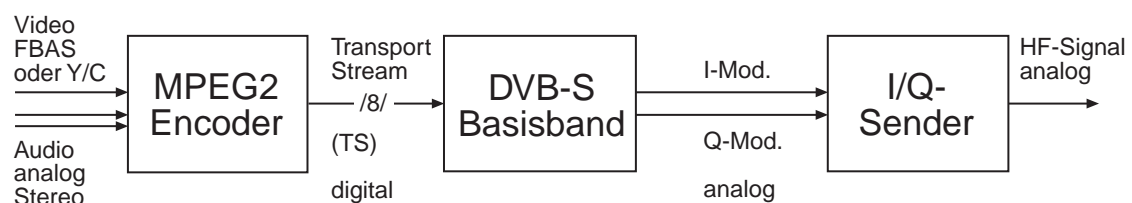


Bild 2 Blockschaltbild des gesamten D-ATV-Senders

Der Basisbandprozessor ist hier nicht als DSP („digitaler Signalprozessor“) aufgebaut, sondern mit einem FPGA („field programmable gate array“). DSPs sind normale Mikroprozessoren mit breiten unabhängigen Daten- und Adressbussen und schneller Recheneinheit, die aber wie andere Mikroprozessoren auch sequentiell Rechenschritte abarbeiten. Für die hier erforderlichen, zwar einfachen, aber sehr schnellen Berechnungen wäre ein solcher DSP zu langsam, selbst wenn er mehrere (wenige), parallel arbeitende Einheiten besitzt.

Ein FPGA ist eine programmierbare Digitalschaltung hoher Komplexität. Der verwendete Baustein (Xilinx Spartan-2 XC2S150) hat eine äquivalente Komplexität von 150.000 Gattern und arbeitet in unserer Baugruppe mit 120MHz. Dadurch können die Rechenschritte, die ein DSP nacheinander abarbeiten müßte, parallel in verschiedenen Teilen des Bausteins bearbeitet werden. Die Daten werden wie in einer Pipeline von einer Verarbeitungseinheit zur nächsten durchgeschoben, alle Verarbeitungseinheiten sind ganz speziell auf ihre Funktion hin entworfen.

Der Basisbandprozessor muß die in [6] beschriebenen Prozeduren durchführen, um den Transportstream in ein DVB-kompatibles Modulationssignal zu konvertieren. Grundsätzlich sind diese Aufgaben ähnlich denen, die bei einem Modem für Packet Radio anfallen. Dazu gehören Operationen wie Scramblen und zwei verschiedene Fehlerschutzcodierungen mit dazwischenliegendem Interleaver. Die DVB-Pakete haben am Eingang eine feste Länge von 188 Byte, die je nach Grad des inneren Fehlerschutzes auf 229,5 bis 408 Byte vergrößert wird. Sie sind durch ein SYNC-Byte mit dem Inhalt 0x47 voneinander getrennt.

Die erforderliche QPSK wird durch Verteilung des seriellen Datenstroms auf zwei Kanäle erreicht, die jeweils mit einem raised-cosine-Filter mit einem Rolloff von 0,35 und mindestens vierfacher Überabtastung gefiltert werden. Die Abtastrate beträgt 120MHz, die Symbolrate ist bis 30MSymbole/s konfigurierbar. Die Konfiguration und Administration des Systems geschieht über einen in die Basisbandbaugruppe integrierten 16-bit-Mikrocontroller über eine serielle Schnittstelle, über die auch Updates der Software der MPEG-2-Encoder und der Programmierung des FPGA möglich sind.

Der abschließende D/A-Wandler (AD 9709, 2 x 8bit/125MSPS) erzeugt differentielle Modulationssignale für den I- und den Q-Kanal. Über je ein LC-Tiefpaßfilter werden diese Modulationssignale dem HF-Sender zugeführt, der in der gewünschten Frequenzlage das vektormodulierte Signal erzeugt.

6 Sender (Modulator) für 1,3GHz und 2,3GHz

Der Sender soll als Direktsender ohne Frequenzumsetzung ausgeführt werden. Dafür gibt es mehrere geeignete ICs, die den kompletten Modulationszweig, d.h. zwei Multiplizierer und den 90°-Phasenschieber, beinhalten, z. B. MAX2721 (Maxim), PMB2201 (Infineon), RF2422 (RFMD) und AD8346 (Analog Devices). Wir haben in Versuchsaufbauten erfolgreich den RF2422 eingesetzt, uns aber endgültig für den AD8346 entschieden, der preiswerter und ebenso problemlos im Einsatz ist und dabei 0,8-2,5GHz abdeckt. Mit dem MAX2721 konnte trotz längerer Versuche auf einer 2-Lagen-Leiterplatte mit 1,5mm Dicke und 0805-Kondensatoren kein schwingfreier Betrieb erreicht werden (das EV-Board ist 4-lagig mit 0402-Kondensatoren!)

Bild 3 zeigt die vereinfachte Innenschaltung des Modulatorbausteins. Modulations- wie LO-Eingang sind differentiell ausgeführt, um Verkopplungen über die Masse zu vermeiden. Im Versuchsaufbau hat sich die Trägerunterdrückung durch Einfügen eines Breitbandübertragers im LO-Zweig allerdings nicht verbessern lassen, so daß darauf verzichtet wurde.

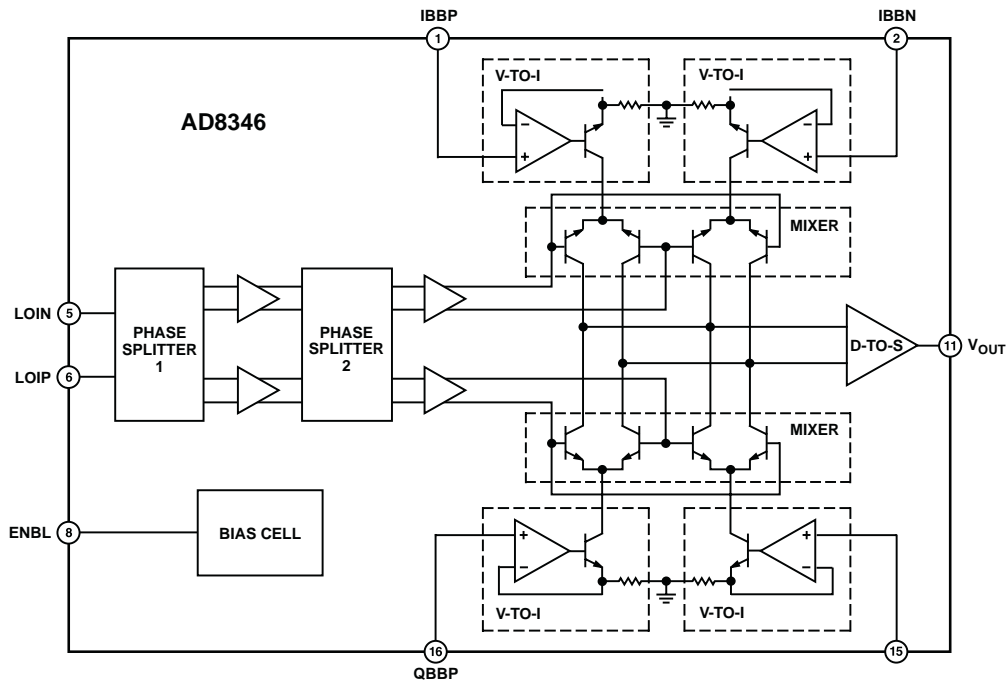
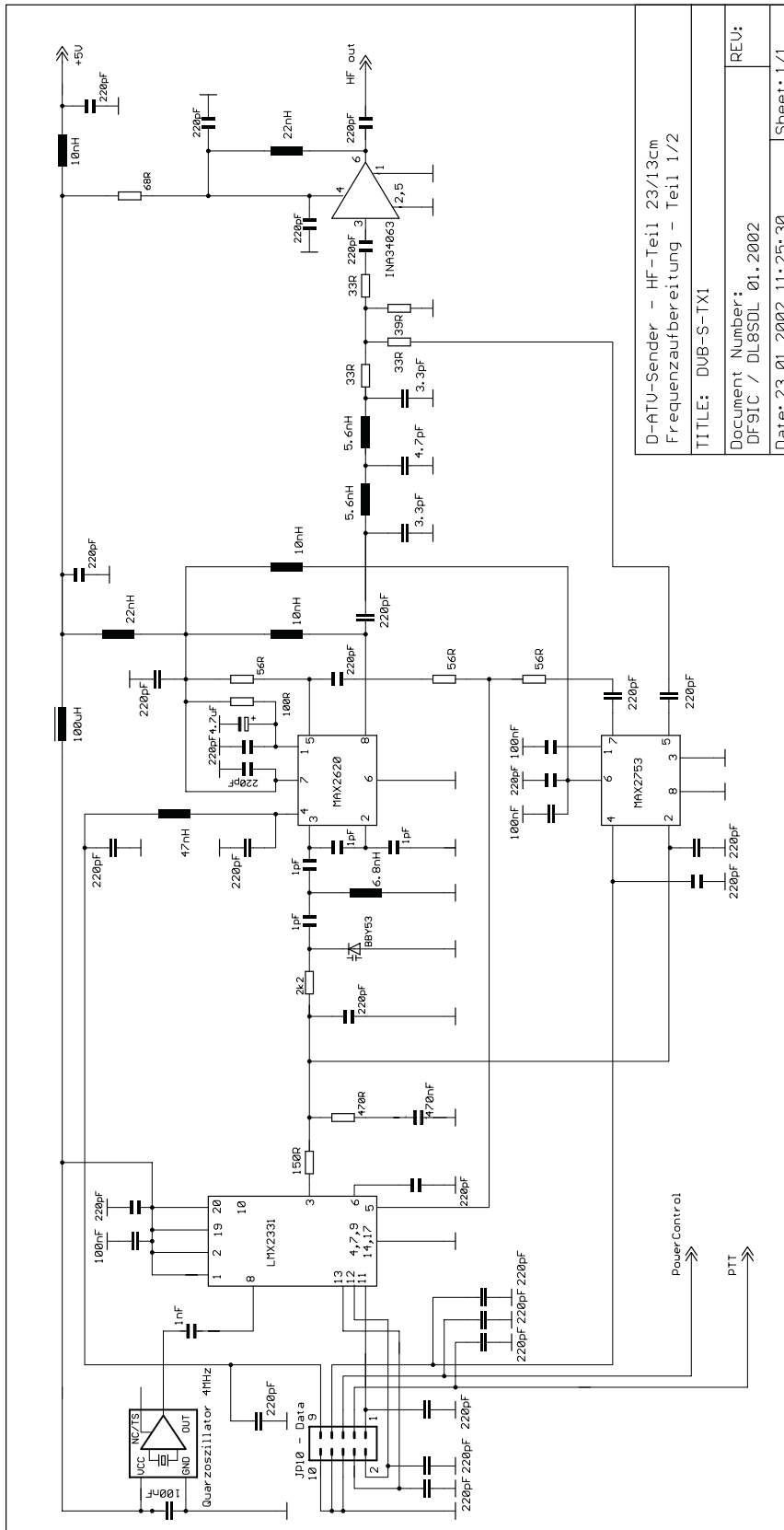


Bild 3 Vereinfachte Innenschaltung des I/Q-Modulators AD8346 (aus Datenblatt)

Bild 5 zeigt den Schaltplan des Modulators mit Ausgangsverstärker. Die teilsymmetrisch aufgebauten Tiefpaßfilter unterdrücken die Alias-Signale, die durch die zeitdiskrete Signaldarstellung im D/A-Wandler entstehen. Ein externer Symmetrieabgleich der beiden Multiplizierer zur Verbesserung der Trägerunterdrückung ist vorgesehen.

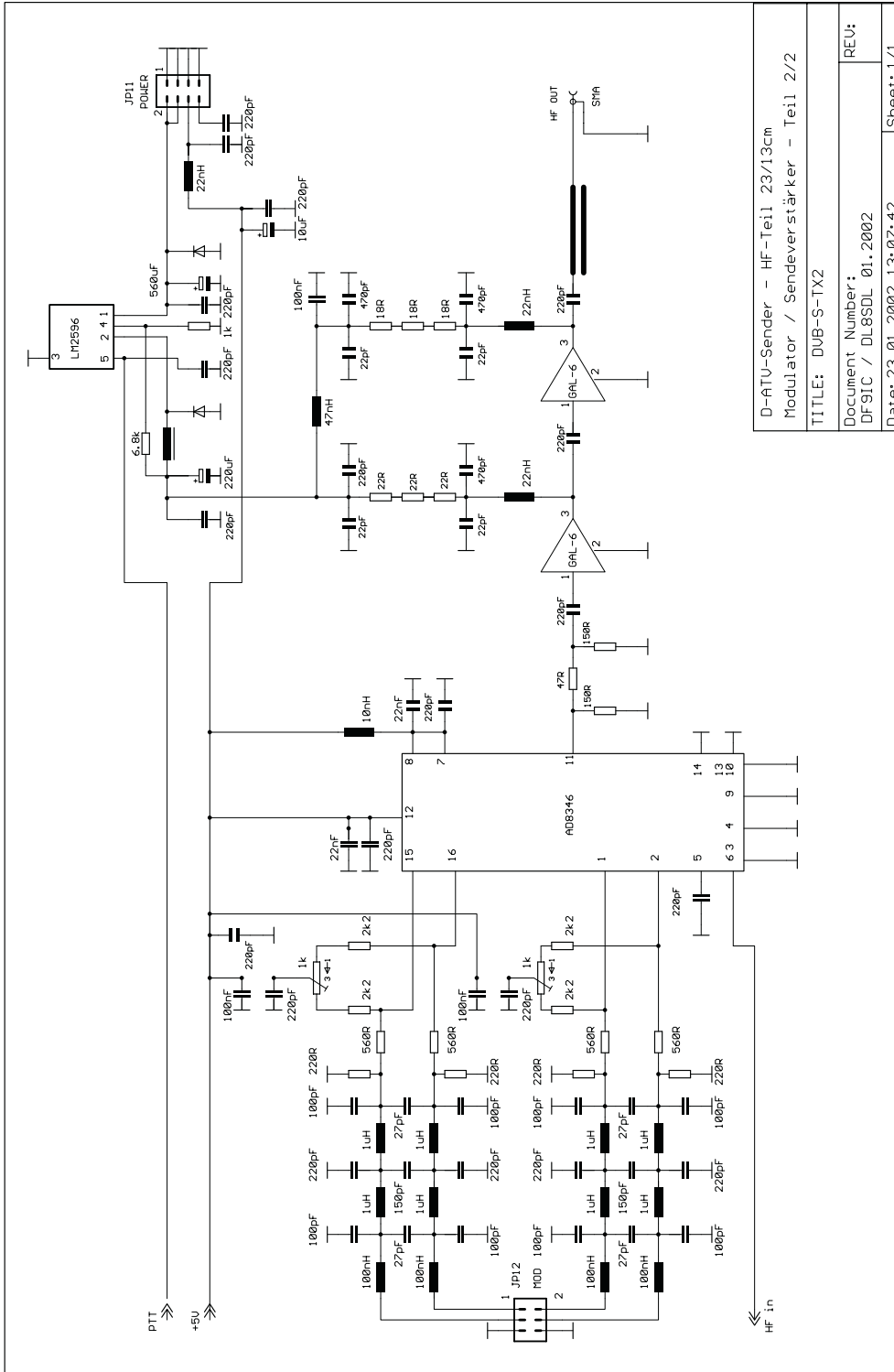
Die Ausgangsverstärker sind durch die hohe interne Verstärkung und die verwendete Gegenkopplung besonders verzerrungsarm und eignen sich gut bis ca. 10mW mittlerer Sendeleistung. Gegenüber den Vorgängern der ERA-Baureihe sind die GAL-Bausteine von Mini Circuits besser zu kühlen und erlauben exzellente Masseverhältnisse. Die breitbandige Auslegung dieses Schaltungsteils aus Modulator und Nachverstärkern erlaubt darüberhinaus die Nutzung im 23-cm- und 13-cm-Band durch bloße Umschaltung des LO.

Die Frequenzaufbereitung (Bild 4) ist konventionell als PLL-stabiler Oszillator realisiert. Zwei getrennte VCOs, die umgeschaltet werden, erlauben den Betrieb in beiden Bändern. Der 2,4-GHz-VCO MAX2753 besitzt bereits einen monolithisch integrierten Schwingkreis mit kapazitiver Abstimmung, so daß außer Abblock-Kondensatoren keinerlei externe Bauteile mehr erforderlich sind. Für 1,3 GHz wird ein MAX2620 als VCO verwendet, der Oszillatorschwingkreis ist mit einer SMD-Spule aufgebaut, die angesichts der geringen Abmessungen eine erstaunliche Leerlaufgüte von ca. 60 besitzt. Beide VCOs werden sehr gut gepuffert, wobei im Oszillator-IC bereits etwa 20...35dB Isolation durch einen Nachverstärker erreicht werden und der nachgeschaltete INA 340 noch einmal 30...35 dB lei-



D-ATU-Sender - HF-Teil 23/13cm
 Frequenzaufbereitung - Teil 1/2
 TITLE: DUB-S-TX1
 Document Number:
 DF91C / DL8SDL 01.2002
 Date: 23.01.2002 11:25:30
 REU:
 Sheet: 1/1

Bild 4 Schaltbild des Zweiband-Vektorsenders (Teil 1: Frequenzaufbereitung)



D-RTU-Sender – HF-Teil 23/13cm Modulator / Senderverstärker – Teil 2/2	
TITLE: DUB-S-TX2	
Document Number: DFSIC / DL8SDL 01.2002	REV:
Date: 23.01.2002 13:07:42	Sheet: 1/1

Bild 5 Schaltbild des Zweiband-Vektorsenders (Teil 2: Modulator und Senderverstärker)

stet. Rückwirkungen vom Modulator auf den Oszillator müssen dringend vermieden werden, da sie zu Phasenverschiebungen und damit zu einer Störung der Modulation führen würden.

Die Programmierung der PLL geschieht ebenso wie die Bandumschaltung vom zentralen Mikrocontroller aus. Die Baugruppe ist als Aufsteckplatine für die Basisbandaufbereitung realisiert; es handelt sich um eine zweilagige durchkontaktierte FR4-Leiterplatte, die mit einem aufgelöteten Blechdeckel abgeschirmt ist. Die Spannungsversorgung der meisten Stufen erfolgt aus 5V, die im Stromversorgungsteil der Basisbandaufbereitung erzeugt werden. Der zweistufige Ausgangsverstärker braucht eine höhere Versorgungsspannung, wozu ein getrennter Schaltregler dient, der gleichzeitig vom Mikrocontroller zur Senderabschaltung angesteuert wird.

7 Leistungsverstärker und Senderlinearität

Die QPSK-Modulation stellt an und für sich keine besonders hohen Anforderungen an die Linearität des Leistungsverstärkers, da das modulierte Signal im Abtastzeitpunkt eine feste Amplitude hat. Allerdings erzeugen Nichtlinearitäten im Verstärker Nebenwellen im Nachbar kanal, die etwa vergleichbar zu einem mit einem Zweitonsignal meßbaren Intermodulationsabstand abgesenkt sind [7].

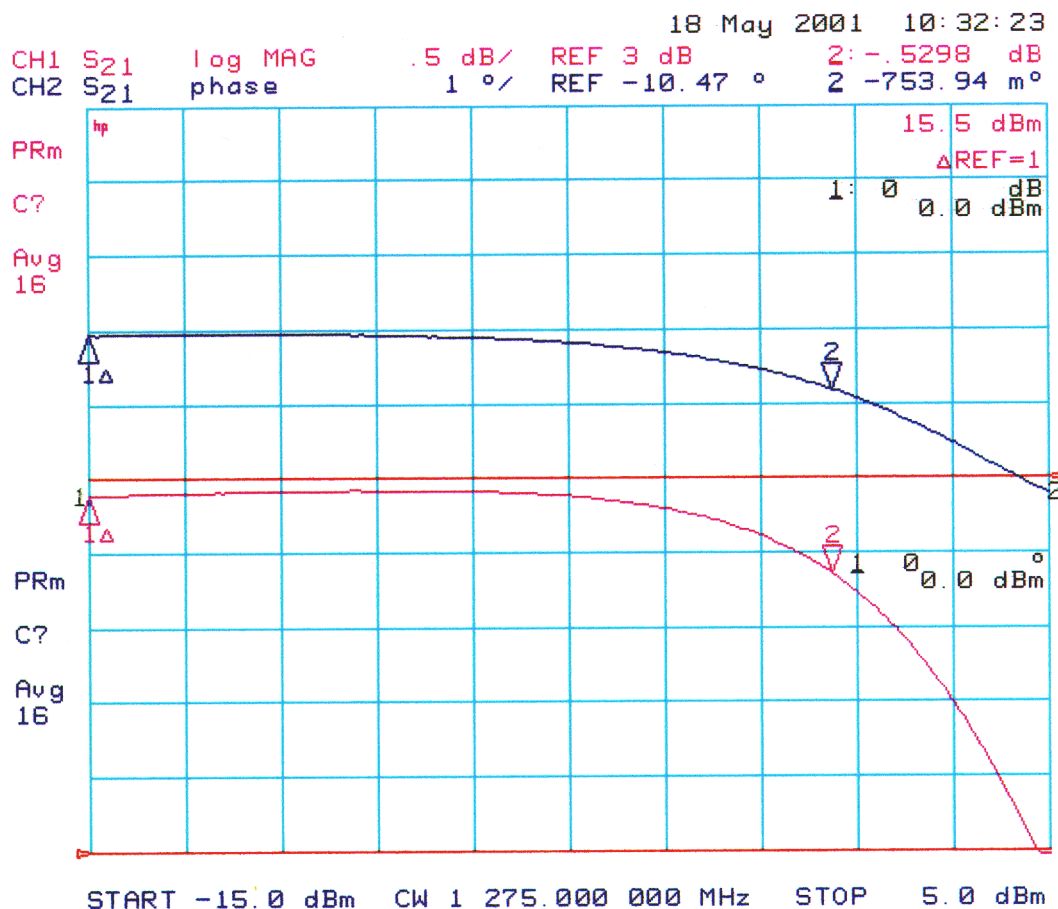


Bild 6 Messung der nichtlinearen Amplituden- und Phasenverzerrung (AM-AM- und AM-PM-Charakteristik) an einem realen Transistorleistungsverstärker im A-Betrieb

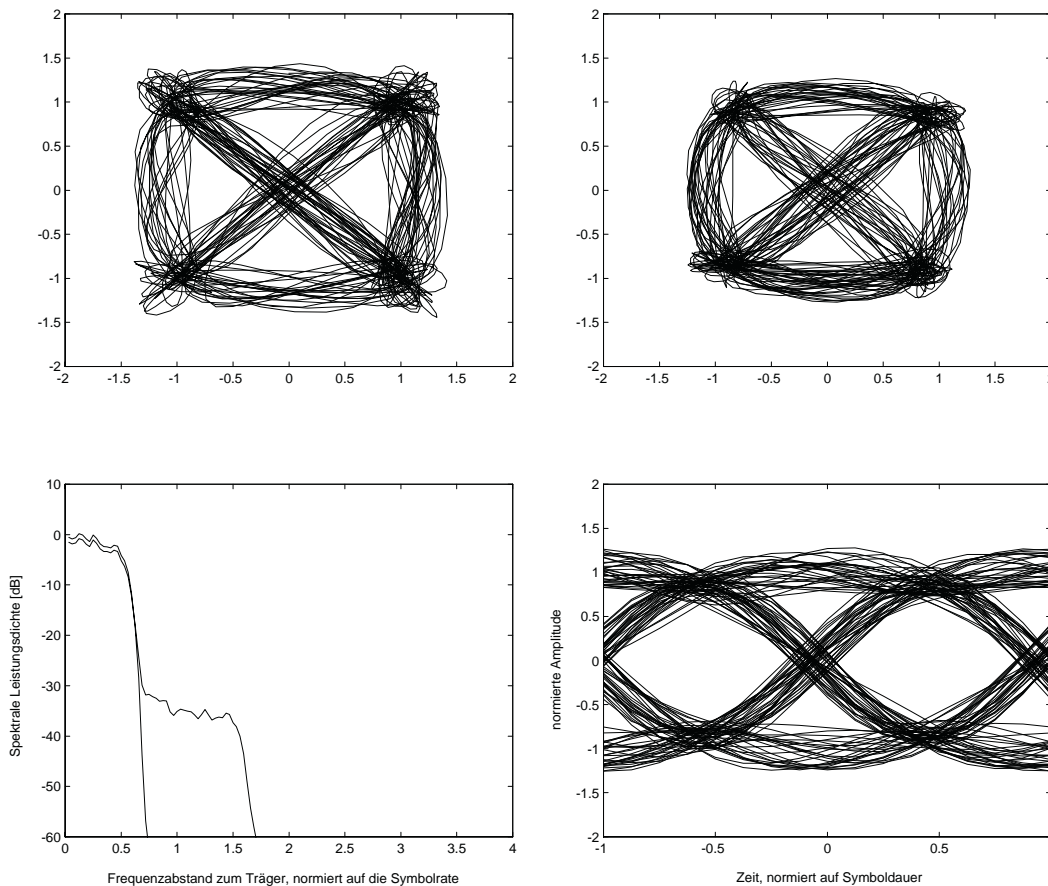


Bild 7 Simulation der Signalverzerrung im Leistungsverstärker.
 Oben links: Konstellationsdiagramm für QPSK ohne Nichtlinearität
 Oben rechts: Konstellationsdiagramm für QPSK mit Nichtlinearität
 Unten links: Einseitiges Leistungsspektrum ohne und mit nichtlinearer Verzerrung
 Unten rechts: Augendiagramm eines der beiden Kanäle mit nichtlinearer Verzerrung

Bild 6 zeigt die Messung des nichtlinearen Verhaltens eines realen vierstufigen Transistorleistungsverstärkers (Klasse-A-Arbeitspunkt) bei 1275 MHz mit einem HP8753D. Die obere Kurve zeigt die leistungsabhängige Phasenverschiebung ($1^\circ/\text{Div.}$), die untere die Verstärkungskompression ($0,5\text{ dB}/\text{Div.}$). Beide Effekte tragen gleichermaßen zu den unerwünschten Nebenwellen bei.

Eine Simulationsrechnung (Bild 7) mit MATLAB auf der Basis dieser Meßdaten bei Aussteuerung bis zum 1-dB-Kompressionspunkt (der gesamten Verstärkerkette!) zeigt, daß sich die QPSK-Konstellationsdiagramm kaum verändert und auch das Augendiagramm gut aussieht, aber im Nachbarkanal die spektrale Leistungsdichte nur noch knapp 35 dB abgesenkt ist.

Wenn man eine solche oder bessere Absenkung wünscht, ist eine Verstärkerlinearität nötig, die mit 12-V-Transistoren eben nur im A-Betrieb mit deutlich reduzierter Sendeleistung erreichbar ist. Um für den ersten Demonstrator einen geeigneten 23-cm-Leistungsverstärker zur Verfügung zu haben, wurde ein M57762-Modul geöffnet und auf einen Klasse-A-Arbeitspunkt umgebaut (Bild 8). Mit ca. 4 A Ruhestrom waren etwa 3 W mittlere Sendeleistung bei $>40\text{ dB ACPR}$ (Bild 9) darstellbar.

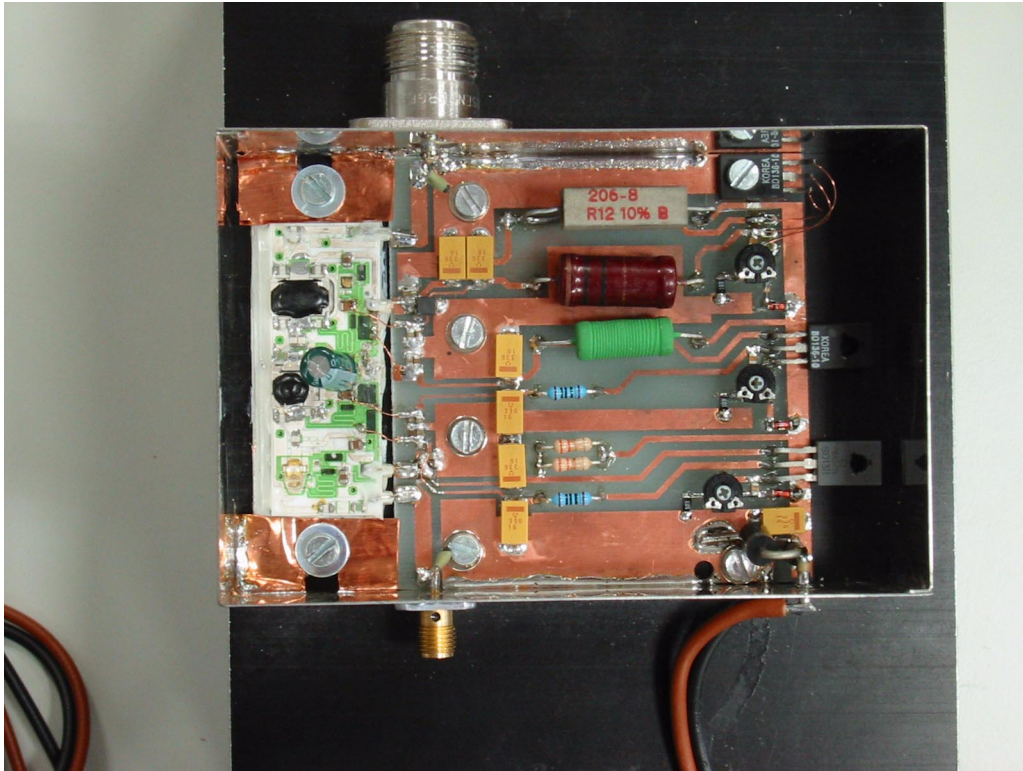


Bild 8 Photo der 1,3-GHz-Klasse-A-PA mit modifiziertem M57762

CTR 1.2743 GHz SPAN 2 MHz/ RES BW 100 kHz VF .01 REF 4 dBm 10 dB/ ATTEN 40 dB SWP AUTO

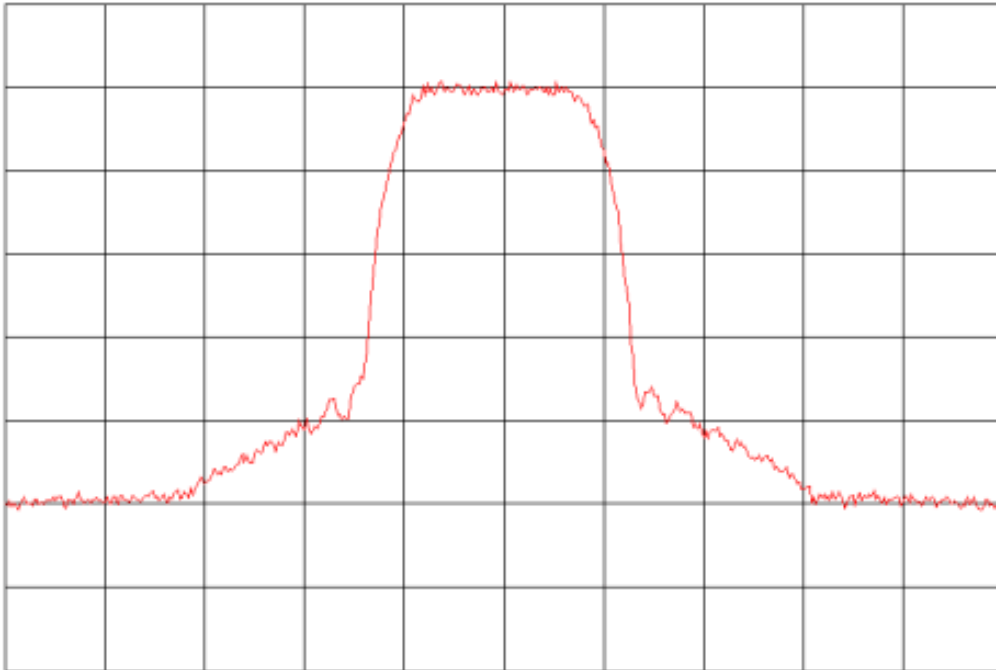


Bild 9 Ausgangsspektrum bei ca. 3 W mittlerer Sendeleistung

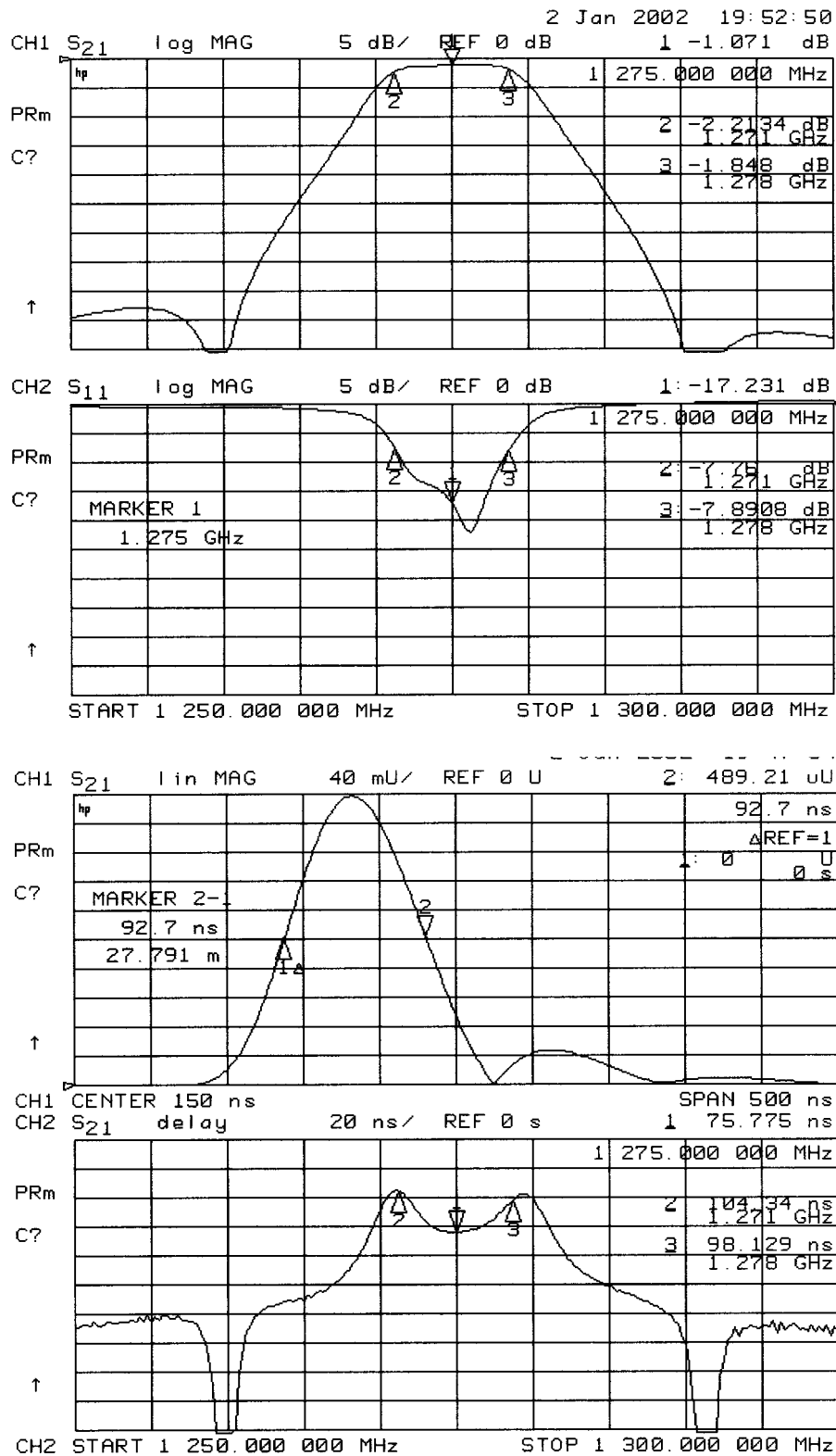


Bild 10 Meßwerte eines Interdigitalfilters; von oben nach unten: Einfügungsdämpfung, Reflexionsdämpfung, Basisbandimpulsantwort, Gruppenlaufzeit

Hochwertige AB-Linearverstärker, z. B. in LDMOS-Technik [8], wie sie für L-Band-DAB-Sender bei 1450 MHz verwendet werden, eignen sich ebenfalls gut. Allerdings sind die dort eingesetzten Transistoren ziemlich teuer, und der Aufbau ist nicht unkritisch.

Statt dessen können auch preiswertere bipolare 12-V-AB-Verstärker (also z. B. unmodifizierte M57762) verwendet werden, dann muß aber unbedingt ein der Kanalbandbreite angepaßtes Bandpaßfilter hinter dem Leistungsverstärker installiert werden. Hierfür kann derzeit noch keine Lösung angeboten werden; insbesondere sollte vor Beginn einer Entwicklung feststehen, welche Symbolrate (d.h. welche Filterbandbreite) sich im Amateurfunk durchsetzen wird.

Zur Orientierung wurde erst einmal ein vorhandenes 3-kreisiges Interdigitalfilter, das mit zwei zusätzlichen Saugkreisen versehen ist, in den Resonatorabständen so modifiziert, daß die Gruppenlaufzeit sich im Durchlaßbereich möglichst wenig ändert. Durch Verschieben von nur zwei Resonatoren (Langlöcher) konnte das Ergebnis in Bild 10 erreicht werden, das einer Bandbreite von 7,5 MHz (Symbolrate ca. 7,5 MSymbole/s) angepaßt wäre. Allerdings ist das Ergebnis weder in der Basisbandimpulsantwort, die noch einen deutlichen Nachschwinger aufweist, noch in der Außerbandselektion befriedigend. Für reale Anwendungen sind mehr Filterkreise und ein präziser Abgleich an einem Meßplatz mit Gruppenlaufzeitanzeige erforderlich.

Wesentlich eleganter als wäre es, die Verzerrungen des Sendeverstärkers durch eine gegenläufige Vorverzerrung der digitalen Basisbandsignalverarbeitung zu kompensieren. Diese Vorgehensweise ist grundsätzlich gangbar, erfordert aber für eine hohe Genauigkeit der Kompensation eine ständige Überwachung des Ausgangssignals und eine Anpassung der Parameter der Vorverzerrung. Damit („adaptive Vorverzerrung“, „adaptive predistortion“) lassen sich typisch 20 dB oder mehr Verbesserung der Unterdrückung der Intermodulationsprodukte erreichen. Der Aufwand dafür ist uns allerdings derzeit noch zu hoch.

Ob eine fest einstellbare, ebenfalls digital erzeugte Vorverzerrung lohnende Resultat zeigt, muß eine künftige Untersuchung noch ergeben.

8 Signalumsetzung auf 5,7 GHz und 10 GHz

Wegen der erforderlichen linearen Signalverarbeitung ist eine Frequenzvervielfachung der erzeugten Signale, wie sie bei FM-ATV-Sender für das 10-GHz-Band gebräuchlich ist, zumindest nicht ohne weiteres möglich. Zudem ist der Aufwand eines linearen Umsetzers ähnlich dem in einem SSB-Transverter auch nicht viel größer. Wenn z. B. vom 1,3-GHz-Band ausgegangen wird, genügen einfache Mikrostreifenleitungsfilter zur Unterdrückung der LO- und Spiegelfrequenzkomponenten des Sendemischers.

Moderne Bauteile erlauben den reproduzierbaren Aufbau von Oszillatoren auch im GHz-Bereich; gleichzeitig stehen mittlerweile geeignete integrierte PLL-Bausteine für diesen Frequenzbereich zur Verfügung [9]. Damit kann ohne aufwendige Frequenzvervielfacherketten ein stabilisierter LO für ca. 4,5 GHz zum Betrieb eines Mischers nach 5,8 GHz als auch eines subharmonischen Mischers nach 10,3 GHz realisiert werden. Dieser LO muß wiederum gut gegen Belastungsänderungen aus dem Mischer gepuffert werden; dazu stehen aber preiswerte Bausteine z. B. der GAL-Serie zur Verfügung.

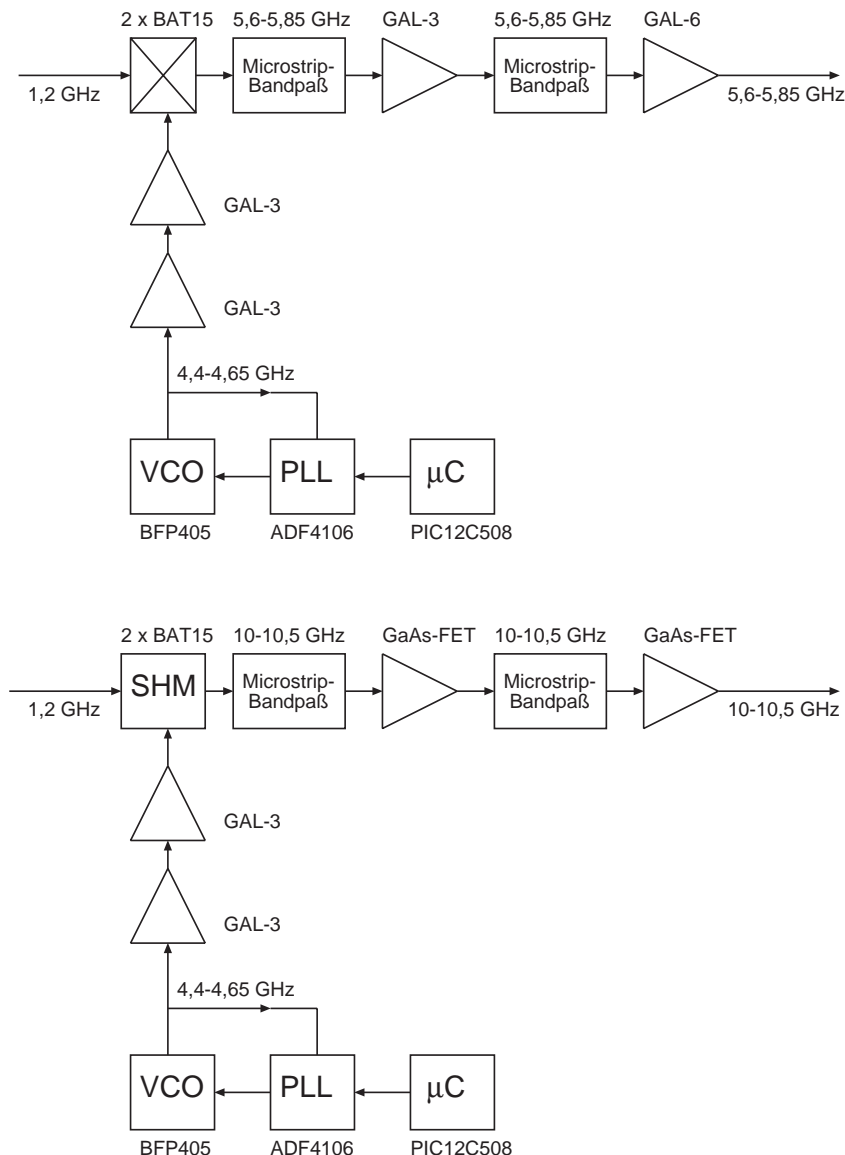


Bild 11 Einfache Konzepte für Sendeumsetzer für 5,7GHz und 10GHz

Intermodulationsprodukte im Nachbarkanal dürfen im höheren Mikrowellenbereich - insbesondere bei Verwendung von Richtantennen - möglicherweise stärker ausfallen, da in diesem Fall Nachbarkanalstörungen kaum zu befürchten sind und der technische Aufwand und die Kosten für stark überdimensionierte Leistungsverstärker sonst den Rahmen sprengen würden. Hier ist Augenmaß bei der Festlegung der technischen Parameter durch das Regulierungsgremium gefragt.

Statt eines Sendekonverters aus einer ZF-Lage kann auch ein I/Q-Modulator in Leitungsschaltung mit passiven Diodenmischern bei der gewünschten Endfrequenz [10] verwendet werden, der ein wenig Abgleich braucht, um die selbe Modulationsqualität zu erreichen. Dazu muß dieser allerdings an den meisten Standorten der Modulator in Antennennähe montiert werden, während bei einem Sendeumsetzer das ZF-Signal über ein längeres Kabel aus einem Betriebsraum angeliefert werden kann.

9 Ausblick

Die beschriebenen Baugruppen wurden in Zusammenarbeit mit Thomas Sailer, HB9JNX, und Stefan Reimann, DG8FAC, im Zeitraum seit Mai 2001 entwickelt. Thomas Sailer realisiert dabei die in diesem Vortrag nicht ausführlich dargestellten, aber sehr aufwendigen Funktionen des digitalen Basisbandprozessors, Stefan Reimann hat die Leiterplatten entworfen und bestückt, Bauteile beschafft und wird den Vertrieb übernehmen. Außerdem hat er die Schaltung für den MPEG-2-Quellencoder entwickelt, in der ursprünglichen Version in Zusammenarbeit mit und im Auftrag von Fujitsu MEC, für deren Unterstützung wir uns ausdrücklich bedanken. Ein Projekt dieses Umfangs ist in einem überschaubaren Zeitraum nur in einem solchen Team aus Spezialisten unterschiedlicher Fachgebiete zu bewältigen und bietet Herausforderungen in vielen Bereichen der modernen Nachrichtentechnik.

Andere, unter dem Namen „DATV“ seit Jahren beworbene und vom DARC unterstützte Experimente, insbesondere im ISM-Bereich des 70-cm-Bands, stehen nicht in Zusammenhang mit den hier beschriebenen Baugruppen und deren Autoren.

Noch vor Ende des ersten Quartals 2002 werden die Encoder-, Basisband- und Sendebaugruppe für 1,3 und 2,3 GHz in Kleinstückzahlen verfügbar sein; nähere Auskünfte dazu bei Stefan Reimann (email: info@sr-systems.de). Weitere Informationen und Kopien der Vortragsmanuskripte und Präsentationen findet man unter der URL www.d-atv.de.

10 Literatur

- [1] www.dvb.org
- [2] www.etsi.org
- [3] Sailer, T., Rech, W.-H., Reimann, S., Geisler, J., Digital Amateur TeleVision (D-ATV). Proceedings of the ARRL/TAPR DCC 2001.
- [4] Rech, W.-H., Sailer, T., Reimann, S., Geisler, J., D-ATV: Digitale Videoübertragung im 23-cm-Band nach DVB-S-Standard. Skriptum der Vorträge der 46. Weinheimer UKW-Tagung 2001.
- [5] ISO/IEC 13818-1 (1995-04): GENERIC CODING OF MOVING PICTURES AND ASSOCIATED AUDIO: SYSTEMS Recommendation H.222.0
- [6] ETSI EN 300 421 V1.1.2 (1997-08): Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services (DVB-S)
- [7] Rech, W.-H., Bekannte und neue Modulationsverfahren für Packet Radio. Skriptum der UKW-Tagung Weinheim 1995.
- [8] Briggmann, D., A 90 W Transistor PA for 1.3 GHz. DUBUS Technik-Buch V, 342-352.
- [9] Analog Devices ADF4106. www.analog.com
- [10] Matjaz, Vidmar, No-Tune SSB Transceivers for 1.3, 2.3 , 5.7 and 10 GHz. DUBUS Technik-Buch V, 203-291.