

Burkhard Kainka

Software Defined Radio

Schaltungen, Software und Empfangspraxis



Burkhard Kainka

Software Defined Radio

SDR

Elektor-Verlag, Aachen

© 2008: Elektor Verlag GmbH, Aachen.
Alle Rechte vorbehalten.

Die in diesem Buch veröffentlichten Beiträge, insbesondere alle Aufsätze und Artikel sowie alle Entwürfe, Pläne, Zeichnungen und Illustrationen sind urheberrechtlich geschützt. Ihre auch auszugsweise Vervielfältigung und Verbreitung ist grundsätzlich nur mit vorheriger schriftlicher Zustimmung des Herausgebers gestattet.

Die Informationen im vorliegenden Buch werden ohne Rücksicht auf einen eventuellen Patentschutz veröffentlicht. Die in diesem Buch erwähnten Soft- und Hardwarebezeichnungen können auch dann eingetragene Warenzeichen sein, wenn darauf nicht besonders hingewiesen wird. Sie gehören dem jeweiligen Warenzeicheninhaber und unterliegen gesetzlichen Bestimmungen.

Bei der Zusammenstellung von Texten und Abbildungen wurde mit größter Sorgfalt vorgegangen. Trotzdem können Fehler nicht vollständig ausgeschlossen werden. Verlag, Herausgeber und Autor können für fehlerhafte Angaben und deren Folgen weder eine juristische Verantwortung noch irgendeine Haftung übernehmen.

Für die Mitteilung eventueller Fehler sind Verlag und Autor dankbar.

Umschlaggestaltung: Etcetera, Aachen
Satz und Aufmachung: Ulrich Weber, Aachen
Druck: WILCO, Amersfoort (NL)

Printed in the Netherlands

ISBN 978-3-89576-192-8

Elektor-Verlag GmbH, Aachen
www.elektor.de

079020-1/D

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	7
1. Einleitung	9
1.1 Analoge und digitale Radiotechnik	9
1.2 Empfängerkonzepte	11
2. Der IQ-Mischer	13
2.1 SDRadio	13
2.2 Spiegelunterdrückung	14
2.3 Schaltungstechnik	16
2.4 Soundkartentest	20
3. Software Defined Radio mit USB-Schnittstelle	23
3.1 Entwicklungsziele	23
3.2 Steuerung und Stromversorgung über USB	24
3.3 Der programmierbare VFO	26
3.4 Signalverarbeitung	27
3.5 Der Aufbau	28
3.6 Inbetriebnahme	31
3.7 Decodersoftware	33
3.8 Einsatz eines externen Netzteils	35
4. SDR-Bedienung von Anfang an	37
4.1 Einstellungen der Soundkarte	37
4.2 Der USB-Anschluss	40
4.3 Rechter und linker Kanal	42
4.4. AM-Empfang	45
4.5 Abstimmsoftware SDRRelektor.exe	46
4.6 SDRRelektor2.exe	49

5. Antennen und Vorverstärker	52
5.1 Langdrahtantennen	52
5.2 Koaxkabel	54
5.3 Ferrit-Breitbandübertrager	56
5.4 Behelfsantennen.	60
5.5 Ferritantenne und Loopantenne	61
5.6 Kurzwellen-Schwingkreise	62
5.7 HF-Vorverstärker	63
5.8 Eine aktive Magnetantenne.	64
6. Softwaredecoder DREAM	67
6.1 Installation	67
6.2 DRM-Empfang	68
6.3 Direkte Abstimmung mit DREAM	77
6.4 AM und SSB-Empfang	80
7. DRM Disco	84
7.1 Installation und Initialisierung	84
7.2 DRM-Stationen	85
7.3 AM-Stationen	87
8. SoDiRa	89
8.1 Einstellungen	89
8.2 AM-Empfang	91
8.3 DRM-Empfang	92
8.4 AM-Stereo	93
8.5 FM-Stereo	94
9. G8JCFSDR	96
9.1 Installation und Initialisierung	96
9.2 Bandpläne	100

9.3 Empfangsparameter	102
10. VLF und Ultraschall	105
10.1 VLF-Antennen und Filter	105
10.2 Ultraschall und Fledermäuse	106
10.3 Ein HF-Modulator.	110
11. Abstimmbare Oszillatoren	112
11.1 Programmierbarer Quarzoszillator	112
11.2 DDS-Generator mit AD9835	122
11.3 PLL-Taktgenerator ICS307-2.	126
11.4 Frequenz-Vervielfacher ICS501	128
12. Eigenbau-IQ-Empfänger	131
12.1 Die Mischerplatine	131
12.2 Verwendung eines HF-Übertragers	133
12.3 Differenzverstärker	134
12.4 Vorstufe und ZF-Verstärker	139
12.5 I/Q-Empfänger mit ICS307-2	141
13. SDR-Software mit Visual Basic	143
13.1 Zugang zur Soundkarte	143
13.2 IQ-Spektrum	145
13.3 SSB-Empfang	147
14. DRM-Superhet.	151
14.1 Schaltung und Aufbau	151
14.2 DDS-Abstimmung	159
14.3 Steuerung in Visual Basic	162
14.4 Steuerung über USB	163
14.5 Automatik-Präselektor	166

15. Anhang	169
15.1 Literaturhinweise und Internetadressen	169
15.2 Bezugsquellen	170
Stichwortverzeichnis	171

Vorwort

Im Mai 2007 hat Elektor das Software Defined Radio mit USB-Schnittstelle vorgestellt. Ziel war ein möglichst einfacher Empfänger, der aber durch den Einsatz geeigneter Software sehr gute Empfangsergebnisse liefern kann. Die erforderliche Software erhält man kostenlos im Internet. Schon nach wenigen Monaten hatte dieser neue Empfänger eine weite Verbreitung gefunden. Auch die Software-Unterstützung wurde immer besser, weil zahlreiche Autoren den Empfänger mit in ihre Geräteliste aufgenommen haben. Inzwischen findet man auch Bedienungshinweise, Erweiterungen und Tipps und Tricks im Netz. Das Radiohobby hat sich wirklich verändert, denn erst im Zusammenhang mit PC und Internet wird es richtig interessant.

Die Vielfalt der Möglichkeiten erschwert die Orientierung. Deshalb wurde dieses Buch geschrieben. Das Ziel ist ein Überblick über Aufbau, Software und Bedienung des Software Defined Radio. Außerdem werden Selbstbauprojekte vorgestellt, die es erlauben, mit geringsten Kosten eigene Empfänger zu entwickeln. Denn das Thema entwickelt sich laufend weiter. Es bleibt spannend.

Ich wünsche allzeit guten Empfang!

Burkhard Kainka

1. Einleitung

Die Entwicklung der Elektronik ist eng mit der Radiotechnik verbunden. Über lange Strecken funktionierte alles rein analog, von digitaler Elektronik sprach niemand. Schon in den 1930er Jahren war die Radiotechnik an einem Punkt angelangt, wo es nicht mehr viel zu verbessern gab. Vergleicht man einen modernen Weltempfänger mit einem alten Röhrenradio, dann kommt oft die überraschende Erkenntnis, dass der Empfang zumindest in den AM-Bereichen nicht besser geworden ist, zumindest soweit es den Klang und die Störabstände angeht. Ein typischer Röhren-Superhet für Mittelwelle kann eben in Bezug auf Trennschärfe und Empfindlichkeit kaum überboten werden. Richtige Fortschritte erfordern völlig neue Wege, wie sie erst die digitale Elektronik ermöglichen.

1.1 Analoge und digitale Radiotechnik

Von der Entwicklung der digitalen Elektronik blieben die Radios lange Zeit völlig unberührt. Als es schon Homecomputer gab, waren die meisten Radios noch analog. Dann setzte allmählich eine Entwicklung ein, zumindest die Abstimmung zu digitalisieren. Heutige Autoradios sind fast immer mit einem PLL-Synthesizer ausgestattet, denn das vereinfacht die Abstimmung und garantiert ein genaues Einhalten der Kanalraster. Der Rest der Schaltung ist aber nach wie vor analog.

In der kommerziellen HF-Technik und im Amateurfunk ist inzwischen die digitale Elektronik angekommen. Immer mehr analoge Funktionen der Geräte werden durch Software ersetzt. Meist arbeitet ein Digitaler Signal-Prozessor (DSP) mit der passenden Software weitgehend unsichtbar für den Benutzer und sorgt für optimale Filterkurven, variable Bandbreite, Signaldekodierung, Entstörung und vieles mehr. Die Geräte werden damit insgesamt bei weniger Hardware-Aufwand besser. Leider aber ist die Software-Entwicklung so aufwändig, dass sich diese Technik dem Hobbyanwender weitgehend verschließt.

Inzwischen hat aber der PC einen Siegeszug in den privaten Bereich angetreten, so dass fast in jedem Haushalt ein Computer mit reichlich Rechenleistung steht. Da der PC meist schon vorhanden ist, kann er auch gleich etwas Sinnvolles tun und Funktionen eines modernen DSP übernehmen. Und hier bietet sich dem auch wieder dem Hobbyelektroniker ein breites Betätigungsfeld. Mit der Rechenleistung des PCs

und der Qualität einer modernen Soundkarte ist im Prinzip alles möglich, was in teuren HF-Geräten üblich ist. Einstellbare Bandbreite, automatische Verstärkungsregelung, Störaustattung, variable Noch-Filter, verschiedenste Demodulatoren, all das ist in Software realisierbar. Damit schrumpft der Aufwand für die zusätzliche Hardware immer mehr zusammen. Das erforderliche HF-Frontend muss nicht aufwändig sein und kann mit Hobbymitteln leicht aufgebaut werden.

ELEKTOR hat inzwischen zwei Empfänger vorgestellt, die jeweils ein ZF-Signal im Bereich unterhalb 24 kHz direkt in die Soundkarte liefern. Der erste Entwurf ist der DRM-Empfänger aus Heft 3/04 (vgl. Kap 15), der speziell für den Empfang des digitalen Rundfunks konzipiert wurde, aber natürlich auch alle anderen Betriebsarten beherrscht. Das Gerät wurde weit über tausendmal gebaut und ist damit einer der meistverbreiteten DRM-Empfänger. In Heft 5/07 wurde dann das Software Defined Radio mit USB-Schnittstelle vorgestellt (vgl. Kap. 3), das mehr als Allround-Empfänger zwischen 30 kHz und 30 MHz gedacht ist. Dieser „Elektor-SDR“, wie er inzwischen meist genannt wird, hat ebenfalls in kurzer Zeit eine weite Verbreitung gefunden. Für beide Geräte gibt es inzwischen eine hervorragende Softwareunterstützung. Viele Entwickler bieten kostenlose Software für die verschiedensten Einsatzbereiche an. Allein schon alle Möglichkeiten auszuprobieren, ist ein langwieriges Unterfangen. Die HF-Empfangstechnik hat damit wieder etwas von dem ursprünglichen Abenteuer der Anfangszeit zurück gewonnen.

Aber auch die Entwicklung völlig eigener Empfänger ist mit der SDR-Technik immer einfacher geworden. Die große Empfindlichkeit der Soundkarte erlaubt den Einsatz von Empfängern ganz ohne Verstärkung. Für die ersten SDR-Versuche reicht schon ein passiver Mischer mit einem geeigneten Oszillator.

Lange Zeit schien es so, als wäre die Zeit des Radiobastelns vorbei. Aber dann kam mit der Entwicklung des digitalen Rundfunks DRM neuer Schwung in das Kurzwellen-Hobby. Ohne DSP-Technik geht es nicht, denn eine rein analoge Schaltung zum DRM-Empfang ist prinzipbedingt unmöglich. Also wurden Konzepte entwickelt, den PC und seine Soundkarte mit einzubeziehen. Wenn auch am Anfang speziell DRM-Empfänger gebaut wurden, dämmerte es Vielen nach kurzer Zeit, dass mit derselben Hardware sehr viel mehr möglich ist. Es ist nur eine Frage der Software, damit auch AM, FM, SSB oder andere Betriebsarten zu verarbeiten. Auch Spezialitäten wie AM-Stereo sind machbar. Und wenn schon der Empfänger komplett über Software gesteuert wird, lassen sich auch all die Dinge verbessern, die mit der alten Empfangstechnik nie richtig überzeugen konnten. Dazu gehört z.B. die Abstimmung nach Stationslisten und Sendeplänen. Es braucht nur noch einen Mausclick, um auf eine andere Frequenz der gleichen Station zu wechseln. Und das Suchen nach interessanten Stationen macht erst richtig Spaß, wenn man jederzeit sieht, wer da sendet. Ohne gedruckte Frequenzlisten kann man nun gezielt nach Stationen aus einer bestimmten Region oder für ein bestimmtes Zielgebiet suchen.

1.2 Empfängerkonzepte

Das meist verbreitete analoge Empfangskonzept ist der Superhet. Eine Mischstufe setzt das Empfangssignal auf die Zwischenfrequenz um. Ein ZF-Verstärker mit mehreren Bandfiltern sorgt für die Selektion und zu einem wesentlichen Anteil für die erforderliche Verstärkung und die automatische Verstärkungsregelung. Ein parallel zum Oszillator abgestimmter Eingangskreis dient zur Anpassung an die Mischstufe und zur Spiegelfrequenzunterdrückung. Dieses Konzept wurde unverändert aus der Röhrenzeit in die Halbleiterempfänger übernommen.

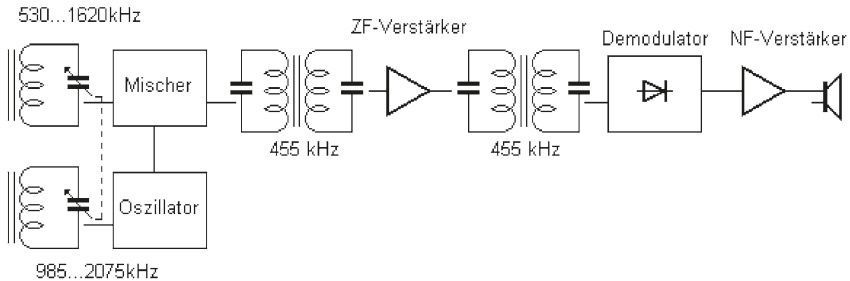


Bild 1.1: Blockschaltung eines Mittelwellen-Supers.

Ein typischer Röhren-Super aus den 1950er Jahren hatte eine oder zwei ZF-Stufen mit zwei bzw. drei Bandfiltern, also mit bis zu sechs Schwingkreisen in der ZF. Die Filter wurden aufwändig abgeglichen und sind fast immer auch noch nach 50 Jahren so gut wie am Anfang. Typische Transistorradios hatten meist keine Bandfilter zwischen den ZF-Stufen sondern nur Einzelkreise. Damit war die Trennschärfe wesentlich schlechter, was aber für einfache Radios akzeptiert wurde, weil man meist nur noch UKW-FM hörte. Später kamen dann keramische Bandfilter auf, die zunächst nur zwei Schwingelemente hatten. Erst moderne Keramikfilter mit sechs Elementen wie im Elektor-DRM-Empfänger (vgl. Kap. 14) kommen wieder an die Trennschärfe alter Röhrensuper heran. In einem SDR dagegen kann eine wesentlich bessere Filtercharakteristik ohne zusätzliche Kosten erreicht werden.

Auch der Gleichlauf-Abgleich zwischen dem abgestimmten Oszillatorkreis und dem Eingangskreis ist aufwändig. Speziell auf Kurzwelle reichte die Spiegelfrequenzdämpfung mit nur einem Vorkreis nicht aus, um Störungen komplett zu vermeiden. Einfache Weltempfänger verzichteten heute oft völlig auf einen Eingangskreis und damit auf jede Spiegelfrequenzunterdrückung. Das ist bei einer Zwischenfrequenz um 450 kHz möglich, weil die Kurzwellenbänder meist mehr als 900 kHz

Abstand zueinander haben, also mehr als die doppelte Zwischenfrequenz. Deshalb kommt es kaum zu Interferenzen zwischen starken Rundfunksendern. Allerdings ist ein weiterer Nachteil, dass die Eingangsstufe leichter übersteuert wird. Man kann deshalb an einfache Weltempfänger keinen längeren Antennen anschließen. Wenn man ohne Vorselektion arbeitet, sollte ein Mixer eingesetzt werden, der große Signalpegel ohne Intermodulation verarbeitet.

Aufwändige Kurzwellenempfänger verwenden entweder eine abgestimmte Vorstufe oder das Doppelsuper-Prinzip mit hoher erster ZF. Legt man die erste ZF weit über die Obergrenze des Empfangsbereichs, muss kein Eingangskreis mehr abgestimmt werden, sondern es reicht ein Tiefpassfilter am Eingang. Üblich ist z.B. eine Zwischenfrequenz von 45 MHz um den Bereich bis 30 MHz zu empfangen.

Ein Direktmischer setzt das Signal dagegen direkt in den NF-Bereich um. Solche Empfänger werden z.B. für einfache Amateurfunk-Anwendungen eingesetzt. Für den DRM-Empfang wird das Signal in die 12-kHz-Lage umgesetzt, wobei es nur eine Frage der Definition ist, ob man dieses Ausgangssignal als NF oder als ZF bezeichnen will. Eine Spiegelfrequenzunterdrückung ist wegen der endlichen Schwingkreisgüte praktisch nur bei niedrigen Frequenzen (Langwelle) möglich.

2. Der IQ-Mischer

Ein IQ-Mischer ist ein zweifacher Mischer mit einer Phasendifferenz von 90 Grad zwischen beiden Oszillatorsignalen und wird auch als Quadraturmischer bezeichnet. Damit ist es möglich, die Spiegelfrequenzen zu unterdrücken und ohne aufwändige Vorselektion zu arbeiten. Dies ist ein wesentliches Prinzip der meisten SDR-Empfänger.

2.1 SDRadio

Bisher hatten nur Kurzwellenempfänger der oberen Preisklasse eine Panoramaanzeige, wählbare Bandbreiten und ähnlichen Luxus. Inzwischen verlagern sich aber immer mehr Eigenschaften eines Empfängers in die Software, während die Hardware immer spartanischer werden darf. Das Konzept heißt „Software Defined Radio“ (SDR) und ist vor allem im Amateurfunk hochaktuell.

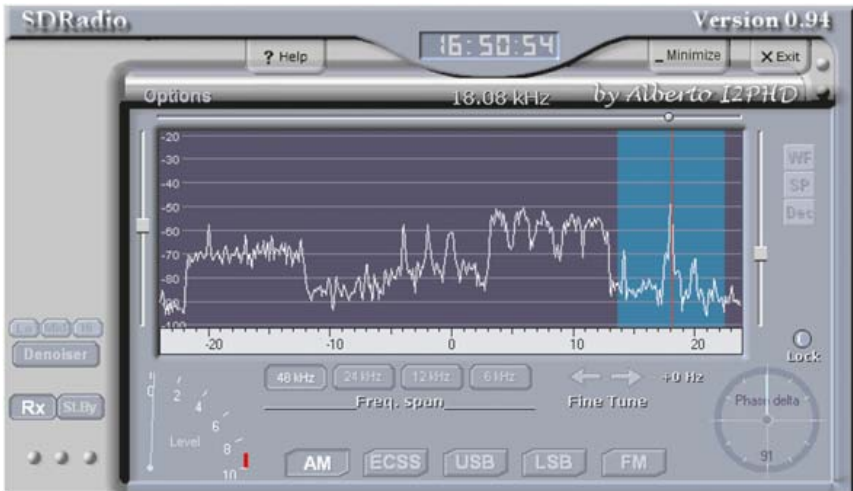


Bild 2.1: Das SDRadio.

Das SDRadio ist ein Freeware-Programm des italienischen Funkamateurs Alberto di Bene, I2PHD [9] und realisiert zusammen mit der Soundkarte und einem einfachen IQ-Mischer als HF-Frontend einen hervorragenden Kurzwellenempfänger für alle Betriebsarten von AM bis SSB. Ohne Nachstimmen des Empfängers kann ein Bereich bis 48 kHz allein mit der Maus abgestimmt werden. Man sieht jederzeit, was auf den Nachbarfrequenzen passiert und kann flexibel auf Störungen reagieren, indem man z.B. die Empfängerbandbreite anpasst.

Die erforderliche Hardware ist ein IQ-Mischer, im Prinzip ein Direktmischer in Form einer zweifachen Mischstufe mit phasenverschobenen Oszillatorsignalen. Hier wird das Konzept eines solchen Mixers an einem experimentellen Beispiel gezeigt.

2.2 Spiegelunterdrückung

Jede einfache Mischstufe erzeugt neben der Wunschfrequenz auch noch eine Spiegelfrequenz, die man oft mit viel Aufwand herausfiltern muss. Anders der I/Q-Mischer, der im Prinzip aus zwei Mischstufen besteht und selbst für eine Spiegelunterdrückung sorgt. Das Prinzip lässt sich für sehr einfache Empfänger verwenden und ist vor allem im Zusammenhang mit Software-basierten Empfängern sinnvoll.

Die am meisten eingesetzten Empfängertypen sind der Geradeausempfänger, der Superhet und der Direktmischer. Beim Geradeausempfänger sorgt ein Schwingkreis am Eingang für die komplette Selektion. Ein Beispiel ist das Audion, wobei eine aktive Entdämpfung für die notwendige Trennschärfe sorgt. Ein Geradeausempfänger kennt keine Spiegelfrequenzprobleme, hat aber eine relativ geringe Dämpfung der Nachbarkanäle. Anders der Superhet: Hier sorgen mehrere Zwischenfrequenzkreise für eine gute Nahselektion. Allerdings kommt nun die Spiegelfrequenz ins Spiel. Ein Superhet mit einer Zwischenfrequenz von 455 kHz hat prinzipiell eine Nebenempfangsstelle im Abstand von $2 * 455 \text{ kHz} = 910 \text{ kHz}$. Auf Mittelwelle reicht ein Vorkreis um diese ungewollte Empfangsstelle ausreichend zu dämpfen. Viele Kurzwellenempfänger zeigen aber tatsächlich eine deutliche Spiegelfrequenz.

Der Direktmischer ist ein besonders einfacher Empfänger, der z.B. im Amateurfunk erste Erfolge verspricht. Ohne Umweg über eine Zwischenfrequenz wird direkt in die NF-Lage gemischt. Das Prinzip wurde auch mit Erfolg für sehr einfache DRM-Empfänger verwendet, wobei das „NF-Signal“ eigentlich eine 12-kHz-Zwischenfrequenz ist. In beiden Fällen rückt die Spiegelfrequenz aber so nahe an die Sollfrequenz heran, dass man keine Chance mehr hat, sie herauszufiltern. Bild 2.2 zeigt das Problem an einem Beispiel. Ein Signal auf 3990 kHz soll auf 12 kHz heruntergemischt werden. Der Mischeroszillator arbeitet auf $3990 \text{ kHz} + 12 \text{ kHz} = 4002$

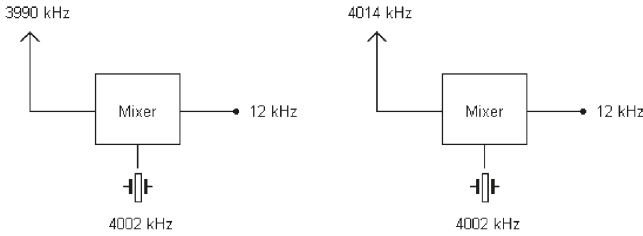


Bild 2.2:
Spiegelfrequenzen beim Direktmischer.

kHz. Dabei entsteht nun die Spiegel-Empfangsstelle von $4002 \text{ kHz} + 12 \text{ kHz} = 4014 \text{ kHz}$. Jetzt kann man nur hoffen, dass gerade kein starkes Signal auf dieser „falschen“ Frequenz steht.

Der I/Q-Mischer löst das Problem der Spiegelfrequenz. Man verwendet hier zwei exakt gleiche Mischer, die zwar die gleiche Oszillatorfrequenz bekommen, aber eine um 90 Grad unterschiedliche Phasenlage. Die Ausgangssignale für das gleiche Eingangssignal sind dabei ebenfalls um 90 Grad phasenverschoben. Die Signale müssen nun noch einmal phasenverschoben werden und kommen dann zu einem Addierer. Hier heben sich die Signale der Spiegelfrequenz auf, während das Wunschsinal verstärkt wird. In umgekehrter Richtung wurde das Verfahren zur Erzeugung von SSB-Signalen eingesetzt. Hier besteht dieselbe Aufgabe: Mischen ohne Spiegelfrequenz, die in diesem Fall dem andern Seitenband entspricht. Das Verfahren wurde z.B. im Amateurfunk als Phasenmethode bekannt.

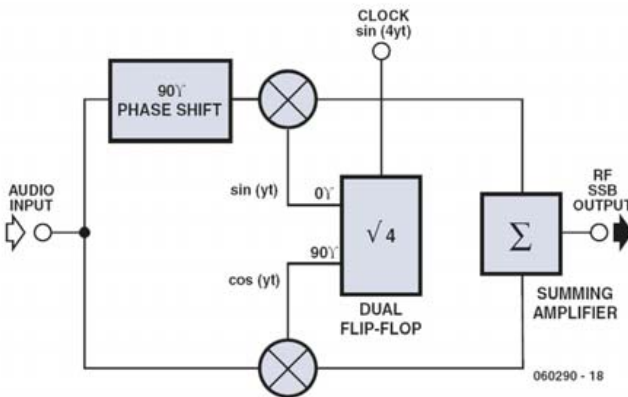


Bild 2.3:
SSB-Erzeugung nach der Phasenmethode.

Die Schwierigkeit der Phasenmethode bestand allerdings darin, ein ganzes Frequenzband von 300 Hz bis 3000 Hz gleichmäßig in der Phase zu drehen. In der so genannten „dritten Methode“ nach Weaver wurden zwei weitere Mischer eingesetzt, die ebenfalls phasenverschobene Oszillatorsignale erhielten. So konnte man z.B. einen kompletten SSB-Transceiver ohne Quarzfilter aufbauen [7].

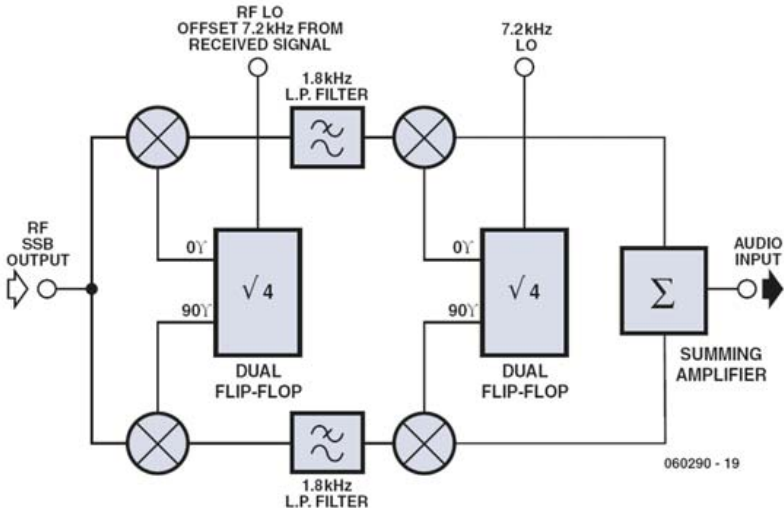


Bild 2.4: Signalzweig nach der Dritten Methode.

Inzwischen sind die Voraussetzungen für den I/Q-Mischer noch günstiger geworden, weil die Signalverarbeitung per Software gewaltige Fortschritte gemacht hat. Für einfache Versuche gibt es hervorragende Programme wie z.B. das SDRadio oder DREAM. Man muss nur noch zwei um 90 Grad phasenverschobene gemischte Signale an den linken und den rechten Kanal der PC-Soundkarte liefern. Alles Weitere erledigt dann die Software.

2.3 Schaltungstechnik

Eine Phasenverschiebung des Oszillatorsignals erhält man am einfachsten mit einer digitalen Schaltung. Zwei D-Flipflops im 74AC74 teilen eine Eingangsfrequenz durch vier und erzeugen gleichzeitig die um genau 90 Grad verschobenen Ausgangssignale.

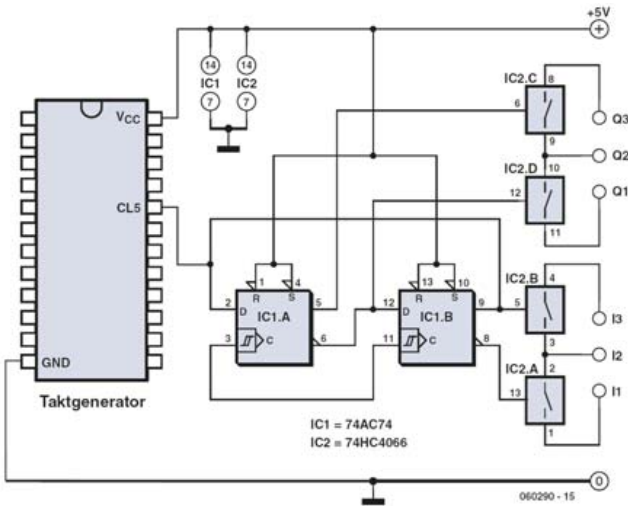


Bild 2.5:
Der IQ-Mischer.

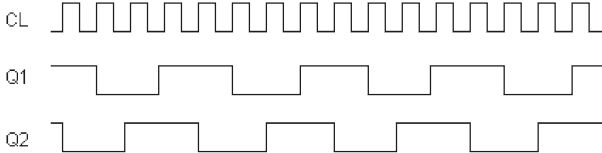


Bild 2.6:
Phasenverschobene Taktsignale.

Als Taktoszillator dient z.B. der programmierbare Quarzoszillator aus Elektor 2/2005, der in Kap. 11.1 genauer beschrieben wird. Im Prinzip könnte man auch einen frei schwingenden Oszillator auf der vierfachen Empfangsfrequenz verwenden, allerdings ist dann eine gute Stabilität nur mit höherem Aufwand zu erreichen. Die verwendeten Mischer bestehen aus vier Analogschaltern im 74HC4066, die eine gute Symmetrie zwischen beiden Kanälen versprechen und eine große Signalfestigkeit aufweisen. Je zwei Analogschalter sind zu einem Umschalter verbunden, sodass man einen Balancemischer realisieren kann. Bild 2.7 zeigt einen I/Q-Direktmischer für den Frequenzbereich von 500 kHz bis ca. 30 MHz.

Ein Breitband-Übertrager mit 10 : 20 + 20 Windungen wird auf einen kleinen Ferritkern gewickelt. Auf die eigentlichen Mischer folgen einfache Tiefpassfilter. Der nachfolgende 20-dB-Verstärker erhöht die Empfindlichkeit des Empfängers. Eine praktische Realisierung des Empfängers wird in Kap. 12 gezeigt, dazu auch zahlreiche Verbesserungen und Variationen. Die Schaltung ist aber auch die Grundlage für den Elektor-SDR in Kap.3.

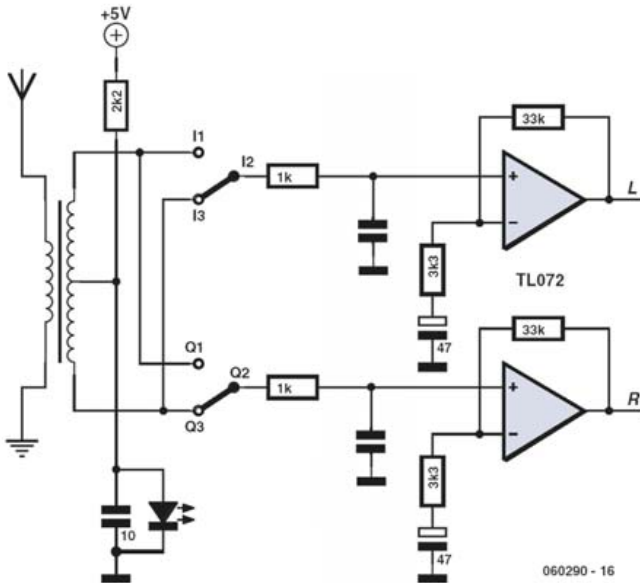


Bild 2.7: Ein Breitbandempfänger.

Mit dem einfachen I/Q-Mischer kann eine Spiegelfrequenzunterdrückung bis etwa 40 dB erreicht werden. Verbindet man nur einen der beiden Kanäle mit der Soundkarte, entsteht das für einen einfachen Direktmischer typische Ergebnis (Bild 2.8). Ein Signal von 11 kHz erscheint sowohl bei + 11 kHz als auch bei -11 kHz. Mit beiden um 90 Grad phasenverschobenen Eingängen wird dagegen das Wunschsingal angehoben und das Spiegelsignal unterdrückt (Bild 2.9). So kann allein mit der Software ein Band von 48 kHz abgestimmt werden.

Dieser einfache Empfänger zeigt erstaunlich gute Empfangsergebnisse auf Mittelwelle und auf Kurzwelle, insbesondere eine hohe Empfindlichkeit und gute Frequenzstabilität sowie eine hervorragende Trennschärfe, die allein durch die Software erreicht wird.

Wichtig ist eine gute Soundkarte mit einem wirksamen Antialiasing-Filter, da es sonst zu Nebenempfangsstellen kommen kann. An einer sehr einfachen Soundkarte wurde beobachtet, dass bei einer Abtaststrate von 48 kHz Signale über der erwünschten Grenze von 24 kHz noch fast ungedämpft verarbeitet wurden. Ein Signal von 26 kHz erscheint dann bei 22 kHz. Das führt beim IQ-Mischer dazu, dass Stationen au-

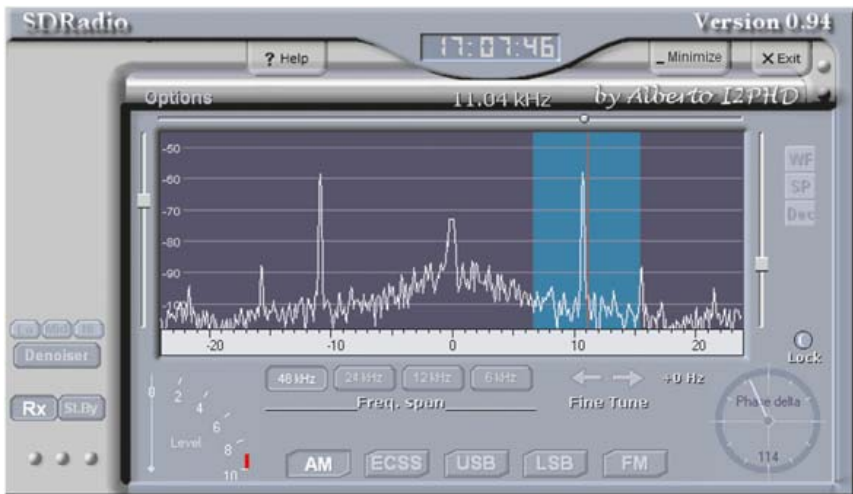


Bild 2.8: Spiegelfrequenz mit nur einem Mischer.



Bild 2.9: Gedämpfte Spiegelfrequenz mit zwei Mischern.

ßerhalb des Empfangsbereichs als Phantomsignale auftauchen. Da hilft nur eine bessere Soundkarte oder ein eigenes Antialiasing-Filter.

Eine andere grundlegende Schwäche der einfachen Schaltung besteht darin, dass der Mischer auch auf den ungeraden Vielfachen der Oszillatorfrequenz arbeitet. Da

ein schaltender Mischer prinzipiell auch Obertonmischung aufweist, ist ein Eingangsfiler oder ein Präselektor sinnvoll. Diese Verbesserungen werden im Elektor-SDR nach Kap. 3 berücksichtigt.

2.4 Soundkartentest

Wer sich auf das Thema SDR einlassen möchte und größeren Frust vermeiden will, sollte zuerst einmal feststellen, ob die Soundkarte des verwendeten PCs dafür geeignet ist. Es gibt drei Bedingungen für den Erfolg:

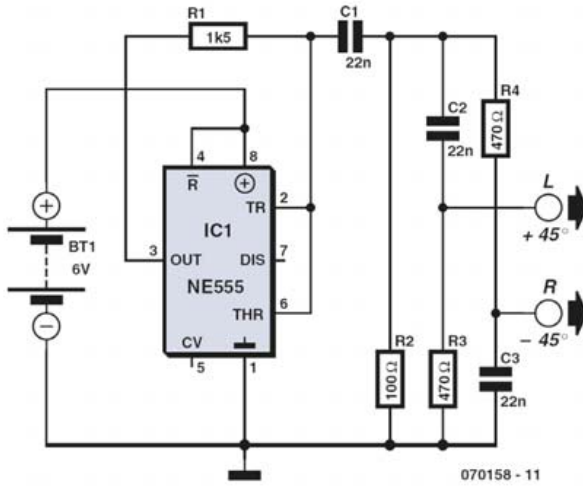
- Es muss sich um eine Soundkarte mit Stereo-tauglichem Line-Eingang handeln.
- Die Karte muss ein Antialiasing-Filter besitzen.
- Die Abtastrate muss mindestens 48 kHz betragen und Signale bis 24 kHz verarbeiten.

Viele Laptops haben nur einen Mono-Mikrofoneingang, der teilweise auch noch in der Bandbreite begrenzt ist. Da hilft dann nur noch eine externe USB-Soundkarte.

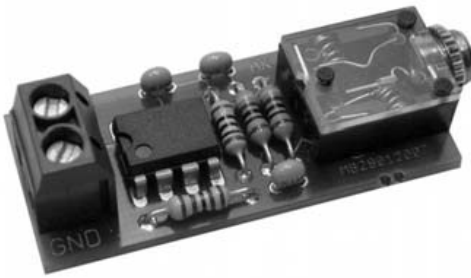
Die meisten PCs verfügen über eine interne Onboard-Soundkarte. Einige davon besitzen kein Antialiasing-Filter. Der Versuch, die Onboard-Karte zu deaktivieren und eine bessere Soundkarte einzubauen, ist oft nicht von Erfolg gekrönt. Auch in diesem Fall ist also eine externe Soundkarte am USB angesagt.

Eine kleine Testschaltung hilft bei der Diagnose und verdeutlicht zugleich, worauf es bei einem SDR ankommt. Bild 2.10 zeigt einen kleinen Rechteckgenerator mit einem Timer NE555. Am Ausgang steht ein 15-kHz-Signal mit hohem Oberwellenanteil zur Verfügung. Da kann die Soundkarte beweisen, dass sie die Oberwellen bei 30 kHz, 45 kHz usw. gar nicht sieht. Das Antialiasing-Filter sollte nämlich alle Signale über 24 kHz dämpfen. Die Frequenz ist übrigens in gewissen Grenzen von der Betriebsspannung abhängig und kann etwa zwischen 10 kHz und 20 kHz abgestimmt werden, wenn man ein einstellbares Netzteil verwendet.

Außerdem hat die Testschaltung zwei einfache Phasenschieber, die auf der Grundfrequenz von 15 kHz für eine Phasendifferenz von insgesamt 90 Grad sorgen. Genau das ist die typische Situation an einem SDR mit IQ-Mischer: Signale gleicher Frequenz aber unterschiedlicher Phasenlage lassen sich sauber trennen. Für die Messung eignet sich z.B. das SDRadio [9]. Wenn alles gut läuft, sieht man nur zwei Signale: das Wunschsignal bei 15 kHz und das schwächere Spiegelsignal bei -15 kHz (Bild 2.12). Die Spiegelunterdrückung muss nicht besonders gut sein, weil die Test-



*Bild 2.10:
Die Testschaltung
zur Erzeugung eines
IQ-Signals.*



*Bild 2.11:
Ein fertig aufge-
bauter Tester.*

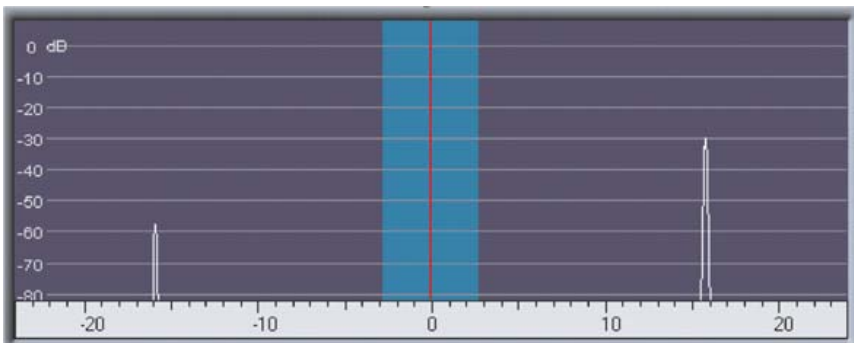


Bild 2.12: Test bestanden.

schaltung nicht durch hohe Genauigkeit in der Phase und Amplitude glänzt. Nur wenn beide Signale gleiche Pegel zeigen, liegt ein Fehler bei der Verarbeitung beider Kanäle vor. Wahrscheinlich handelt es sich dann nur um einen Mono-Eingang.

Ein fehlendes Antialiasing-Filter verrät sich durch eine Vielzahl zusätzlicher Linien (Bild 2.13). Man kann leicht ausrechnen, welcher Oberton auf welcher Alias-Frequenz erscheint. Das Ergebnis an einem IQ-Radio wäre grausam: Ein Bereich von ca. ± 100 kHz würde sich im Hörbereich überlagern.

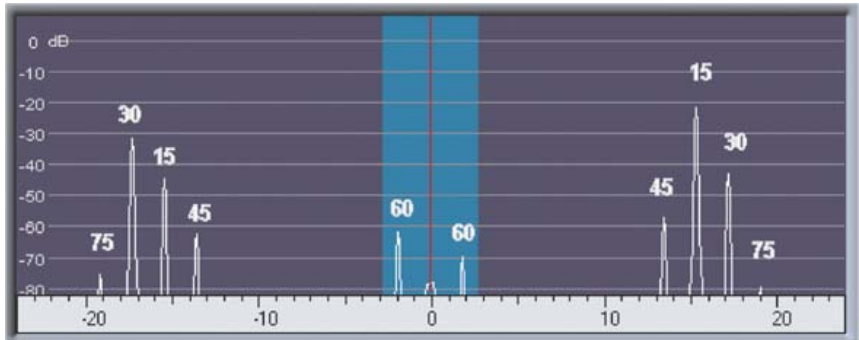


Bild 2.13: Soundkarte ohne Antialiasing-Filter.

Theoretisch könnte man überlegen, dem Empfänger ein eigenes Filter zu spendieren, damit er mit jeder Soundkarte funktioniert. Tatsächlich aber sind die geforderte Flankensteilheit und die Symmetrie zwischen beiden Kanälen nur schwer zu erreichen. Eine typische Soundkarte hat einen Tiefpass bei 24 kHz, der bei 27 kHz bereits eine Dämpfung von ca. 60 dB erreicht. Das ist nur mit digitalen Filtern zu erreichen, eine vergleichbare Anologschaltung wäre so aufwändig, dass die Vorteile der einfachen Schaltungstechnik vollständig verloren gingen. Deshalb bleibt es dabei: Der Empfänger bekommt nur ein sehr einfaches Tiefpassfilter, die eigentliche Filterung muss die Soundkarte leisten.

Allgemein gilt, dass ein traditioneller Empfänger mit ZF-Filter wie der Elektor-DRM-RX nach Kap. 14 wesentlich geringere Anforderungen an die Soundkarte und den PC stellt als ein IQ-Mischer. Falls also z.B. ein Laptop nur über einen Mono-eingang verfügt, sollte man besser auf dieses Konzept ausweichen.

3. Software Defined Radio mit USB-Schnittstelle

Ein Software Defined Radio (SDR) braucht nur wenig Hardware, dafür aber eine ausgefeilte Software. Dieses SDR-Projekt soll zeigen, was mit wenig Aufwand machbar ist. Das Ziel ist ein universeller Empfänger von 150 kHz bis 30 MHz, der für DRM und AM-Rundfunk optimiert ist, aber auch den Empfang auf den Amateurfunkbändern ermöglicht. In ELEKTOR 5/2007 wurde eine einfache Platine vorgestellt, die auch Einsteigern den Weg in den aktiven Kurzwellenempfang ermöglicht. Bei ELEKTOR [6] gibt es die Leerplatine zum Empfänger sowie fertig aufgebaute und getestete Platinen.

3.1 Entwicklungsziele

Das Ziel dieses Projekts ist ein Empfänger mittlerer Empfindlichkeit, dafür aber höchster Linearität und Phasenreinheit. Im Mittelpunkt der Entwicklung standen Eigenschaften, die für einen optimalen DRM-Empfänger wichtig sind. Tatsächlich erreicht der Empfänger hervorragende Störabstände. Beim Empfang von DRM-Stationen mit DREAM wurden SNR-Werte weit über 30 dB angezeigt.

In Bezug auf Empfindlichkeit und Übersteuerungsfestigkeit kann der Empfänger natürlich nicht mit teuren Amateurfunkgeräten mithalten. Aber Empfangsversuche auf den Amateurfunkbändern haben ergeben, dass auf den unteren Bändern bis 20 m das atmosphärische Rauschen meist so stark ist, dass keine größere Empfindlichkeit gebraucht wird. Ein Vergleich mit einem Amateurfunk-Transceiver vom Typ Sommerkamp FT-7B zeigte beim Empfang von CW- und SSB-Stationen im 80-, 40- und 20-m-Band an der gleichen Antenne etwa gleiche Ergebnisse. Allerdings konnte der SDR durch die erweiterten Möglichkeiten der Software punkten. Eigenschaften wie stufenlos einstellbare Bandbreite und Spektrumanzeige gibt es sonst nur bei wesentlich teureren Geräten.

Wer übrigens mit diesem Empfänger zum Beispiel auf den höheren Amateurfunkbändern mehr Empfindlichkeit haben möchte, kann leicht einen der umschaltbaren Eingänge nutzen und hier einen angepassten Vorkreis oder einen Vorverstärker (vgl. Kap. 5) anschließen. Auf der Empfängerplatine selbst befindet sich nur ein minima-

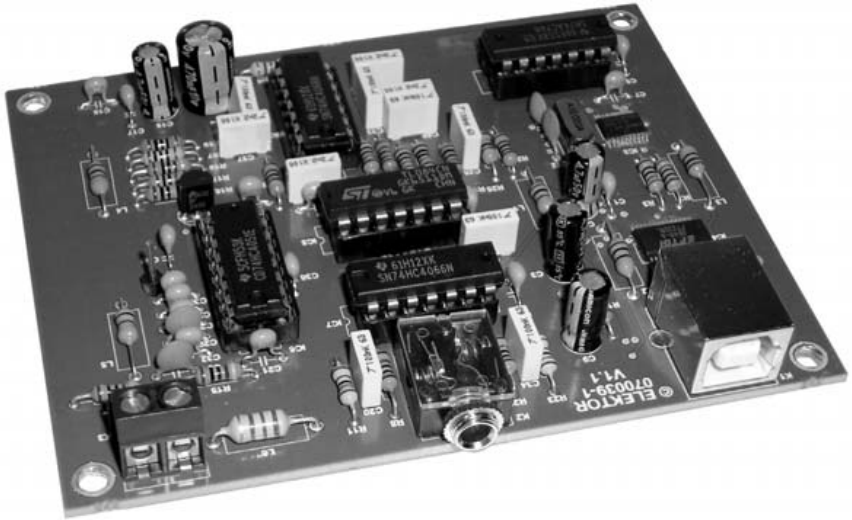


Bild 3.1: Der fertig bestückte Empfänger.

les HF-Frontend, wie es für den Rundfunkempfang ausreicht. Mit einer ausreichend langen Antenne entgeht einem fast nichts, was sich weit genug aus dem atmosphärischen Rauschen wagt.

3.2 Steuerung und Stromversorgung über USB

Der Empfänger soll über den USB gesteuert werden und zugleich auch von dort seine Stromversorgung erhalten. Man braucht also kein zusätzliches Netzteil mehr. Als USB-Interface wurde der FT232R gewählt. Dieser moderne USB-Seriell-Wandler kommt ohne einen Quarz aus, da er über einen internen RC-Oszillator hoher Genauigkeit verfügt. Der Baustein wird hier in seinem Bit-Bang-Modus wie ein schneller Parallelport verwendet. Dabei stehen acht Datenleitungen zur Verfügung, die beliebig gesteuert werden können. Zwei der Leitungen werden als I²C-Bus verwendet und steuern die Frequenz des Empfängers. Drei Leitungen schalten den Eingangs-Multiplexer auf bis zu acht Antenneneingänge mit und ohne Filter. Und zwei weitere Eingänge dienen zur Umschaltung der ZF-Verstärkung des Empfängers. So hat man alles im Griff, der Empfänger lässt sich komplett fernsteuern.

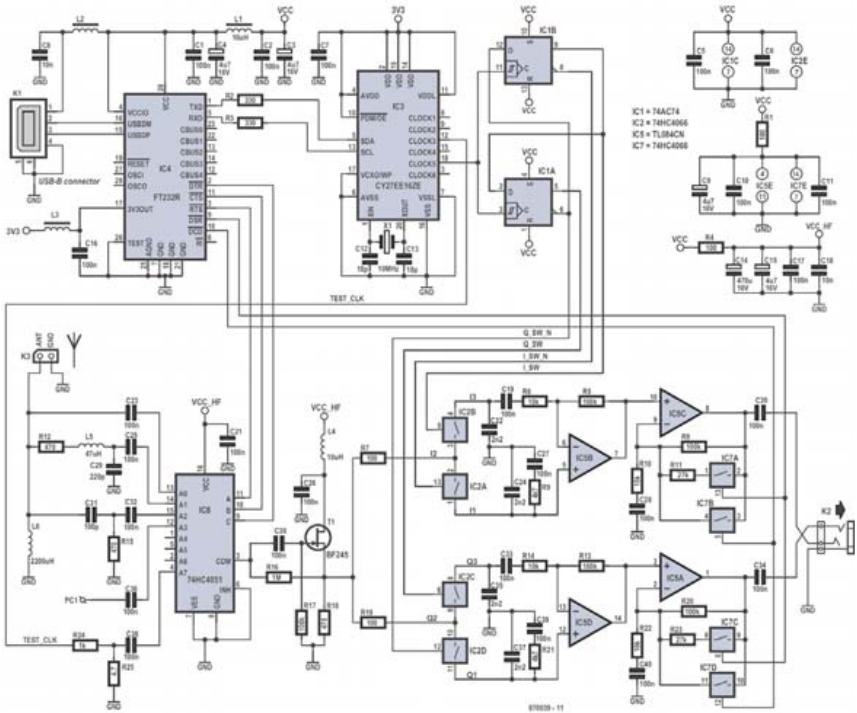


Bild 3.2: Schaltbild des Empfängers.

Besonderes Augenmerk wurde auf die Entkopplung der Stromversorgung gelegt. Einer der Gründe ist, dass der USB-Chip FT232R intern auf Frequenzen arbeitet, die auch über die Antenne empfangen werden sollen. Da dürfen keine HF-Reste von einer zur anderen Stufe wandern. Der FT232R enthält mit einem Spannungsregler von 3,3 V genau das, was der programmierbare Taktgenerator CY27EE16 braucht. So wird kein zusätzlicher Spannungsregler benötigt. Der übrige Teil der Schaltung arbeitet mit 5 V. Es werden mehrere unterschiedlich gesiebte Spannungen bereitgestellt. Dabei wurde einerseits auf eine gute HF-Entkopplung Wert gelegt. Andererseits ist aber auch der untere Frequenzbereich nicht unwichtig. Man muss im Auge behalten, dass die 5 V vom USB letztlich aus dem PC-Netzteil stammen. Dasselbe Netzteil versorgt den ganzen PC. Dabei kommt durch Laständerungen manch ein Gerumpel auf die Versorgungsleitung. Besonders kritisch ist dies bei der HF-Vorstufe des Empfängers, die letztlich über die Mischer auch auf den ZF-Zweig koppelt. Deshalb sorgt an dieser Stelle (VCC_HF) ein großer Elko für Ruhe.

3.3 Der programmierbare VFO

Der SDR benötigt eine Oszillatorfrequenz, die vierfach höher ist als die Empfangsfrequenz, damit sie dann mit der benötigten Phasenverschiebung durch vier geteilt werden kann. Wenn man bis 30 MHz empfangen will, muss der Oszillator also bis 120 MHz reichen. In gehobenen HF-Projekten verwendet man gern DDS-Oszillatoren. Bei 120 MHz wird eine DDS jedoch teuer, energiehungrig und schwierig zu beherrschen. Deshalb wurde hier ein programmierbarer Taktoszillator mit interner PLL verwendet. Eigentlich wurde der CY27EE16 (vgl. Kap. 11.1) als Taktoszillator für digitale Elektronik und Prozessoren entwickelt. Er hat sich jedoch vielfach in HF-Anwendungen bewährt. Zwar ist die erreichbare Frequenzauflösung nicht so gut wie bei einer DDS. Für dieses Projekt ist jedoch der relativ bescheidene Stromverbrauch wichtig, da man ja aus dem USB nicht beliebig viel Leistung ziehen darf.

Der Chip wird über den I²C-Bus mit den Leitungen SCL und SDA programmiert. Intern arbeitet ein VCO im Frequenzbereich 100 MHz bis 400 MHz. Über den 10-MHz-Quarz und eine PLL wird der VCO stabilisiert. Sein Ausgangssignal gelangt über Teiler an die gewünschten Ausgänge. Hier wurde der Taktausgang Clock5 gewählt. Dort findet sich ein VFO-Signal zwischen 600 kHz und 120 MHz, das zur weiteren Verarbeitung an den Teiler 74AC74 gelangt.

Das Prinzip des IQ-Mischers ist im Amateurfunk bereits weit bekannt. Ein zweifacher Mischer besteht hier aus insgesamt vier Analogschaltern im HC4066. Sie werden mit zwei phasenverschobenen Oszillatorsignalen angesteuert, die durch einen Teiler 74HC74 aufbereitet werden (vgl. Kap. 2). Liefert der programmierbare Taktoszillator z.B. gerade 24 MHz, werden die Mischer mit 6 MHz angesteuert. Der Empfänger verarbeitet dann einen Bereich von ca. ± 24 kHz um die Mittelfrequenz 6 MHz herum.

Wichtig ist die genaue Phasenverschiebung von 90 Grad zwischen den beiden Oszillatorsignalen. Abweichungen führen zu einer geringeren Unterdrückung von Spiegelfrequenzen. Da der Teiler 74AC74 als Synchronsteiler geschaltet ist, ist hier kein Phasenfehler zu erwarten. Tatsächlich zeigt der Empfänger bis etwa 15 MHz eine konstante Spiegelunterdrückung von etwa 40 dB. Ab etwa 20 MHz nimmt dieser Wert merklich ab, was jedoch wegen der geringeren Frequenzbelegung in diesem Bereich erträglich bleibt.

3.4 Signalverarbeitung

Der Empfänger besitzt mehrere Eingänge, die über den Eingangsmultiplexer 74HC4051 umgeschaltet werden. Der Antenneneingang Ant1 führt über Filter auf die ersten drei Eingänge. Die erste Schalterstellung (breit) verwendet nur eine Eingangsdrossel, die niederfrequente Signale am Eingang kurzschließen soll. In der zweiten Stellung (Mittelwelle) gibt es ein Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 1,6 MHz, wobei der Widerstand R12 eine Resonanzüberhöhung dämpft. Dieses Filter verhindert, dass der Mittelwellenempfang durch Obertonmischung mit Stationen im Kurzwellenbereich gestört wird. Die dritte Position verwendet einen einfachen RC-Hochpass, der starke Mittelwellensignale dämpfen soll.

Ein weiterer Eingang PC1 kann eingeschaltet werden, wenn abgestimmte Eingangskreise oder Vorverstärker extern angeschlossen werden sollen. Zusätzlich gibt es drei weitere mögliche Eingänge für spätere Erweiterungen. Die Eingangsfilter auf der Platine können als eine Art Grundausstattung angesehen werden, die in den meisten Fällen ausreicht. Man könnte jedoch weitere steile Tiefpassfilter oder spezielle Bandpassfilter vorschalten, die eine Obertonmischung in jeder Situation sicher ausschließen.

Eingang A7 liefert ein Kalibriersignal, das vom Ausgang Clock-3 (Test-Clk) des programmierbaren Quarzoszillators ausgegeben wird. Der Oszillator erzeugt ein Rechtecksignal mit $3,3 V_{SS}$ bei 5 MHz. Am Spannungsteiler entsteht eine Signalspannung von ca. 5 mV bei 5 MHz. Das entspricht einer Signalstärke von $S_9 + 40$ dB. So kann ein in der Software realisiertes Feldstärkemessgerät ohne zusätzlichen Aufwand kalibriert werden.

Vom Eingangsmultiplexer gelangt das HF-Signal an den Impedanzwandler mit einem JFET BF245C. Der Eingang ist mit 100 k Ω relativ hochohmig, sodass z.B. am Eingang In4 auch ein Schwingkreis hoher Güte angeschlossen werden kann. Am niederohmigen Ausgang des Sourcefolgers stellt sich eine Spannung von etwa 2,5 V ein, die über die Mischer und die folgenden Operationsverstärker bis zum Ausgang durchgereicht wird. Wichtig ist deshalb, dass am Source keine niederfrequenten Signalreste auftauchen. Kritisch ist z.B. die Reinheit der Versorgungsspannung V_{CC_HF} , die deshalb besonders gründlich gesiebt wurde. Der FET selbst sorgt für eine zusätzliche Entkopplung von der Versorgungsspannung. Aber auch vom Gate her darf nichts kommen, was in den ZF-Bereich unterhalb 24 kHz reicht. Deshalb liegt direkt am Antenneneingang eine HF-Drossel, die z.B. 50-Hz-Brummsignale kurzschließt.

Vom Source führen zwei 100- Ω -Widerstände zu den beiden Mixern für das I- und das Q-Signal. Sie verbessern die Symmetrie der Mischer, deren On-Widerstände einer gewissen Streuung unterliegen. Die Mischer selbst sind als Umschalter ver-

bundene Analogschalter HC4066. Auch sie liegen auf einem mittleren Potenzial um 2,5 V und können daher ohne Übersteuerung bis ca. 5 V_{SS} angesteuert werden.

Der ZF-Verstärker besteht aus zwei exakt gleichen Zweigen, die jeweils insgesamt eine Verstärkung bis 40 dB liefern. Hier wurde der TL084 gewählt, weil er schon bei 5 V Versorgungsspannung eine Verstärkungsbandbreite von 10 MHz aufweist. Das ist wichtig, um bei Signalen um 20 kHz und einer zehnfachen Verstärkung noch ohne Phasenfehler zu arbeiten.

Die Kondensatoren von 2,2 nF bilden zusammen mit dem Mischer-Innenwiderstand und den 100-Ω-Serienwiderständen einfache Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von über 100 kHz. Sie dienen nur dazu, HF-Reste von den NF-Stufen fern zu halten. Da die Grenzfrequenz weit außerhalb des Übertragungsbereichs liegt, können Toleranzen in der Kapazität keine merklichen Phasenfehler erzeugen. Es können also ganz normale Folienkondensatoren mit Toleranzen von 10% bis 20% verwendet werden. Sogar Keramik-Kondensatoren lassen sich einsetzen. Das gleiche gilt auch für alle anderen Kondensatoren im Signalweg, die als Hochpässe mit einer Grenzfrequenz um 300 Hz arbeiten.

Die letzte Stufe hat eine Verstärkung von 10-fach (20 dB), die jedoch über Analogschalter bis auf 1-fach verringert werden kann. Insgesamt gibt es drei Stufen der Abschwächung: 0 dB, -10 dB und -20 dB. Wenn also übermäßig starke Signale zu einer Übersteuerung führen, kann die Verstärkung per Software reduziert werden. Der Abschwächer sitzt nicht am Eingang des Empfängers, weil dort eine große Übersteuerungsfestigkeit gegeben ist. Dagegen kann es bei voller Verstärkung, langer Antenne und großen Feldstärken zu einer Übersteuerung des Ausgangs kommen. Die Umschaltung der Verstärkung in der letzten Stufe entspricht etwa der Verstärkungsregelung in einem ZF-Verstärker.

3.5 Der Aufbau

Wer den Empfänger selbst aufbauen möchte, kann bei ELEKTOR [6] eine professionell hergestellte Platine mit Durchkontaktierungen und Lötstopplack bestellen. Aber auch das Selber-Ätzen ist möglich. ELEKTOR bietet dazu das Platinenlayout im PDF-Format zum freien Download an. Die Bauteile sind zum größten Teil einfach und preiswert zu beschaffen. Allein der programmierbare SMD-Oszillator CY27EE16 ist etwas spezieller. Beide SMD-ICs können bei AK-MODUL-BUS bestellt werden.

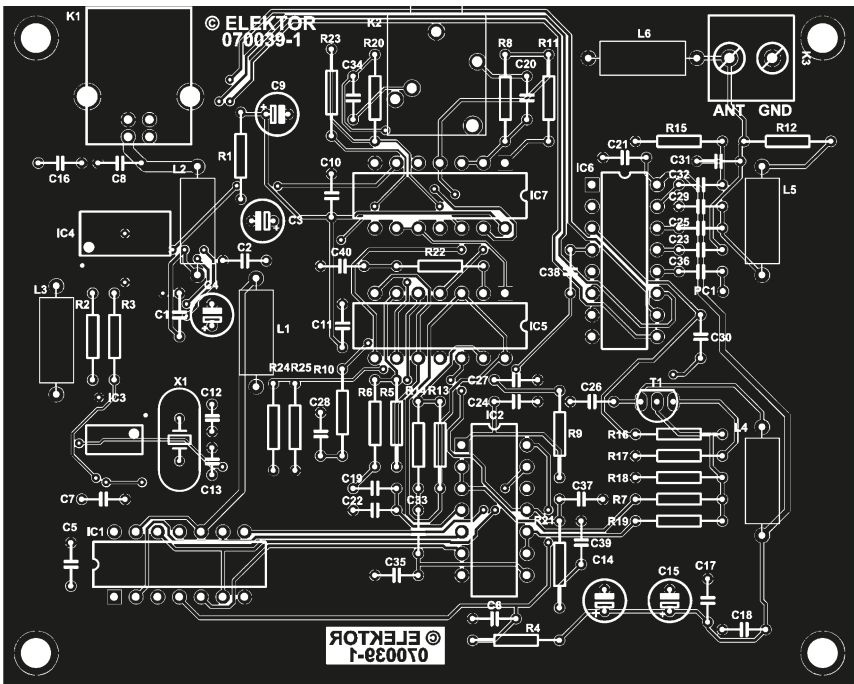


Bild 3.3: Die Platine.

Die Platine muss in gemischter Bestückung aufgebaut werden. Bedrahtete Bauteile kommen so weit wie möglich zum Einsatz, damit jeder eine Chance hat, später noch etwas zu ändern. Nur die beiden hochintegrierten Chips FT232RL und CY27EE16 gibt es leider nur in der SMD-Form. Beide haben ein SSOP-Gehäuse mit dem Pinabstand 0,65 mm.

Am besten lötet man zuerst die beiden SMD-Chips auf. Bewährt hat sich das Fixieren an den Eckpunkten, bevor alle Pins mit reichlich Lötzinn verbunden werden. Überflüssiges Zinn kann dann mit Entlötlitze entfernt werden. Eine sorgfältige Kontrolle mit der Lupe verhindert spätere Überraschungen.

Die bedrahteten Bauteile bieten keine Schwierigkeiten. Es gibt weder besondere HF-Bauteile noch irgendwelche Abgleichpunkte. Die Kondensatoren C12 und C13 sollten zunächst noch nicht bestückt werden. Der CY27EE16 besitzt nämlich interne, einstellbare Kondensatoren, die bereits ausreichen könnten, um eine genaue

Frequenz von 10 MHz zu erreichen. Nur falls der verwendete Quarz eine größere Bürdekapazität verlangt, kommen C12 und C13 zum Einsatz.

Wenn alles fertig zusammengebaut ist, sollte man mit dem Ohmmeter zumindest die Anschlüsse um die USB-Buchse auf Kurzschlüsse absuchen, damit der PC nicht gefährdet wird.

Stückliste

Widerstände:

R1,R7,R19 = 100 Ω
R2,R3 = 330 Ω
R4 = 100 Ω
R5,R8,R13,R17,R20 = 100 k
R6,R10,R14,R22 = 10 k
R9,R21 = 4k7
R11,R23 = 27 k
R12,R15,R18 = 470 Ω
R16 = 1 M
R24 = 1 k
R25 = 4,7 Ω

Kondensatoren:

C1,C2,C5..C7,C10,C11,C16,C17,C19..
C21,C25..C28,C30,C32..
C34,C36,C38,C39,C40 = 100 n
C3,C4,C9,C15 = 4 μ 7/16 V radial
C8,C18 = 10 n
C12,C13 = 10 p
C14 = 470 μ /16 V radial
C22,C24,C35,C37 = 2n2
C29 = 220 p
C31 = 100 p

Halbleiter:

IC1 = 74AC74
IC2,IC7 = 74HC4066
IC3 = CY27EE16 (Cypress)
IC4 = FT232RL (FTDI)
IC5 = TL084CN
IC6 = 74HC4051
T1 = BF245C

Außerdem:

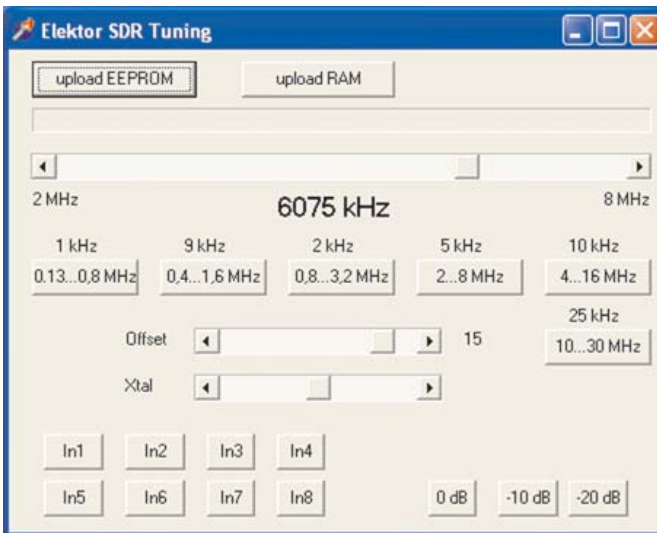
K1 = USB-B-Buchse für Platinen-
montage
K2 = Stereo-Klinkenbuchse 3,5mm
für Platinenmontage
K3 = 2-polige Platinenanschluss-
klemme, RM 5 mm
L1..L4 = Festinduktivität 10 μ H
L5 = Festinduktivität 47 μ H
L6 = Festinduktivität 2,2 mH
PC1 = Lötnagel
X1 = 10-MHz-Quarz

Platine EPS 070039-91

3.6 Inbetriebnahme

Vor dem ersten Anschluss des Empfängers an den USB muss ein Treiber für den FT232R installiert werden, den man auf der Seite des Herstellers bekommt oder auch auf der ELEKTOR-Homepage [6] findet. Da nicht auszuschließen ist, dass bereits ein älterer Treiber von FTDI auf dem PC vorhanden ist, soll die automatische Installation mit der Anwendung CDM_Setup.exe durchgeführt werden. Dabei werden ältere Versionen deinstalliert und der aktuelle Treiber verwendet. Danach kann der Empfänger angeschlossen werden, da Windows den korrekten Treiber automatisch findet.

Mit dem Anschluss erhält der PC eine zusätzliche virtuelle COM-Schnittstelle. Man muss aber nicht einmal wissen, welche COM-Nummer das Gerät erhält, weil hier nicht über die serielle Schnittstelle, sondern sozusagen direkt auf den FT232R zugegriffen wird. Die acht Datenleitungen des Chips werden über die FTD2XX.dll wie ein paralleler Port angesteuert. Damit lösen sich zugleich auch alle Timingprobleme. Die vielen Pegelwechsel bei der Ansteuerung des I²C-Bus lassen sich bequem und zeitsparend in einem Puffer übertragen und werden dann in schnellem Takt an die Datenleitungen ausgegeben. Mit dem Programm ElektorSDR.exe bedient man alle Funktionen des Empfängers. Es liegt im Download-Archiv als ausführbare Datei und im Delphi-Quelltext vor.



*Bild 3.4:
Das Steuerprogramm.*

Beim ersten Start muss der programmierbare Taktgenerator CY27EE16 initialisiert werden. Klicken Sie auf „upload EEPROM“ und laden Sie die Datei „InitCal.bin“ in den Chip. Nach dem nächsten Einschalten übernimmt der Baustein diese Daten automatisch in sein RAM. Sie können nun entweder den USB-Stecker abziehen und neu verbinden oder aber dieselbe Datei auch noch mit „upload RAM“ in die Arbeitsregister des Chips schreiben. Nun sollte der Generator zwei Frequenzen erzeugen. Am Ausgang Clock5 steht ein Signal von $4 * 6060 \text{ kHz} = 24240 \text{ kHz}$ für den Empfang im 49-m-Band. An Clock3 steht zusätzlich ein 5-MHz-Referenzsignal für Kalibrierzwecke.

Mit dem Frequenz-Schieberegler lässt sich nun eine Wunschfrequenz einstellen. Wählen Sie einen Abstimmbereich. Jeder Bereich hat seine eigene PLL-Schrittweite, der Kurzwellenbereich 2 MHz ... 8 MHz wird z.B. in 5-kHz-Schritten abgestimmt, was gut zum Rundfunk-Kanalraster passt. Im Mittelwellenbereich ist entsprechend eine Schrittweite von 9 kHz vorgesehen. Ein Klick auf den rechten oder linken Rand des Schiebereglers verstellt die Frequenz jeweils um einen Schritt. Die Einstellung am Offset-Schieberegler beeinflusst nicht die tatsächliche Frequenz, sondern nur die Frequenzanzeige. Mit der Starteinstellung 15 kHz wird davon ausgegangen, dass die nachfolgende Decoder-Software auf eine Zwischenfrequenz von 15 kHz eingestellt wird wie es in Bild 3.5 zu sehen ist.

Der dritte Schieberegler „Xtal“ dient zur Feinabstimmung der Frequenz. Hier wird direkt die Bürdekapazität des 10-MHz-Quarzes verändert. Oft liegt die korrekte Einstellung schon ohne die Kondensatoren C12 und C13 in der Mitte. Bei Bedarf kann eine Feinjustierung vorgenommen werden, wobei z.B. ein beliebiger Rundfunksender als Referenz dienen kann.

Die Schaltflächen In1 bis In8 dienen zur Umschaltung des Antenneneingangs bzw. der Eingangsfilter. Das Programm startet in der Stellung In1 und damit ohne Antennenfilter. Mit In2 wählt man den Tiefpass für Mittelwelle, In3 schaltet den Eingang auf den Kurzwellen-Hochpass. In4 bis In7 sind für eigene Erweiterungen reserviert. In der Stellung In8 gelangt das 5-MHz-Referenzsignal an den Eingang.

Die drei letzten Schaltflächen ermöglichen eine definierte Abschwächung des Ausgangssignals um 0 dB, -10 dB und -20 dB. Hier kann man das Ausgangssignal dämpfen, falls es zu einer Übersteuerung durch starke Signale kommt.

3.7 Decodersoftware

Fast alle entscheidenden Eigenschaften des Empfängers werden von der eingesetzten Software bestimmt. Der erste Test kann z.B. mit dem SDRadio [9] erfolgen. Weitere Möglichkeiten bieten DREAM oder G8JCFSDR.

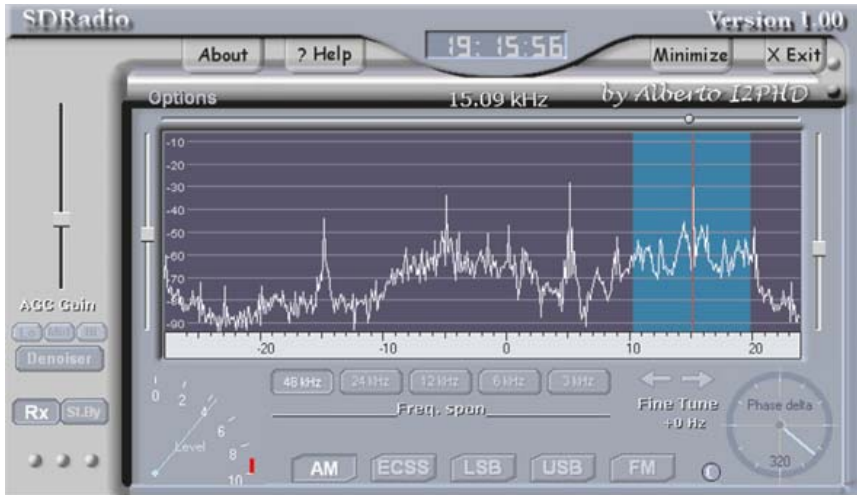


Bild 3.5: Vier AM-Stationen im empfangenen Spektrum.

Wichtig ist in jedem Fall die korrekte Einstellung der Soundkarte. Der Line-Eingang muss aktiv sein, der Eingangsregler soll nicht zu hoch eingestellt werden. Ideal ist eine Einstellung, bei der das 5-MHz-Referenzsignal gerade bei -10 dB liegt. Dann lässt sich für jedes empfangene Signal die Stärke ablesen. Die Signalstärke S9 ist mit 50 μV definiert und liegt dann bei -60 dB.

Für die Abstimmung des Empfängers wird z.B. das Programm ElektorSDR verwendet, das in verschiedenen Versionen auf der Elektor-Homepage [6] und auf der Homepage des Autors [7] vorliegt. Der VB-Quelltext ist frei verfügbar, sodass jeder Interessierte eigene Software entwickeln kann. Alternativ kann man auch das Programm DRM Disco von Carsten Knütter (Vgl. Kap. 7) verwenden, das insbesondere die Abstimmung nach Sender- und Frequenzlisten erlaubt.

Für den Elektor-SDR kann jede Decodersoftware verwendet werden, die die Quadratursignale I und Q auswerten. Das DRM Software Radio des Fraunhofer IIS (vgl. Kap.7.2) unterstützt nur ein Mono-Eingangssignal. Der Elektor-SDR kann zwar angeschlossen werden und DRM-Signale werden dekodiert, es fehlt jedoch die Spiegelunterdrückung, d.h. der Empfänger arbeitet nicht besser als ein einfacher Direktmischer und liefert entsprechend schlechtere Störabstände.

Der Empfang von DRM-Stationen mit hoher Tonqualität teilweise auch in Stereo und mit zusätzlichen Textnachrichten gelingt z.B. mit DREAM (Vgl. Kap. 6). Das Programm muss mit dem Parameter „-c 3“ aufgerufen werden, damit das I/Q-Signal ausgewertet wird. Ohne diesen speziellen Aufruf gäbe es keine Spiegelfrequenzunterdrückung und entsprechend mehr Störungen.

*Bild 3.6:
DRM-Empfang
der Deutschen
Welle auf
6130 kHz.*



Eine Alternative zu Dream bietet das SoDiRa von Bernd Reiser (vgl. Kap. 8), das neben DRM auch AM, FM und sogar AM-Stereo und Breitband-FM unterstützt.

Ein besonderes Software-Highlight ist G8JCFSDR (vgl. Kap. 9) von Peter Carnegie (G8JCF), der die Ansteuerung des Empfängers so weit verfeinert hat, dass kaum noch Wünsche offen bleiben.

Der Empfänger bietet ein weites Feld für eigene Experimente, da er den gesamten Bereich bis 30 MHz ohne Lücken überstreicht. Auch die tiefsten Frequenzen kommen nicht zu kurz. Mit spezieller Software arbeitet die Abstimmung bis herab auf 30 kHz. Deshalb war es sogar möglich, den Empfänger zur akustischen Beobachtung von Fledermäusen (vgl. Kap. 10) einzusetzen. Statt der Antenne muss einfach nur ein Ultraschallmikrofon mit Vorverstärker angeschlossen werden um ihre Ortungsrufe im Bereich um 40 kHz zu empfangen.

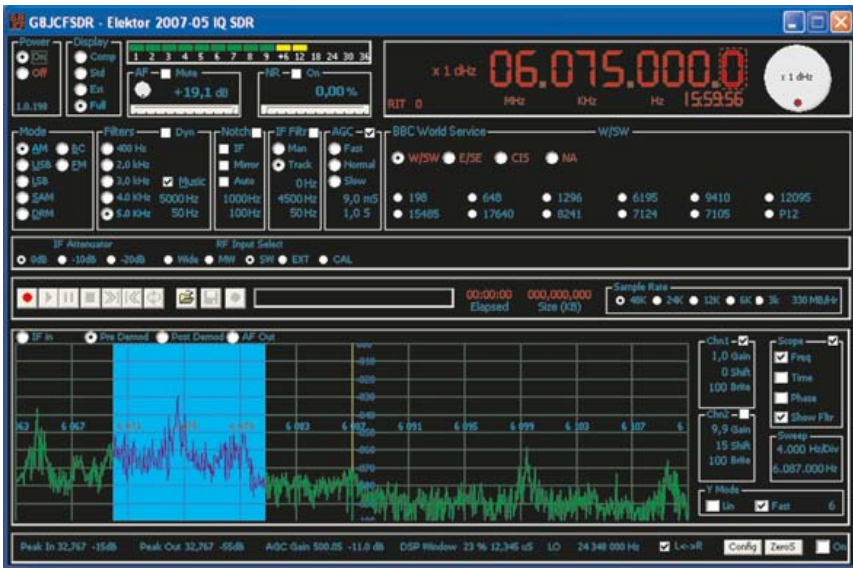


Bild 3.8:
Die modifizierte
Stromversor-
gung.

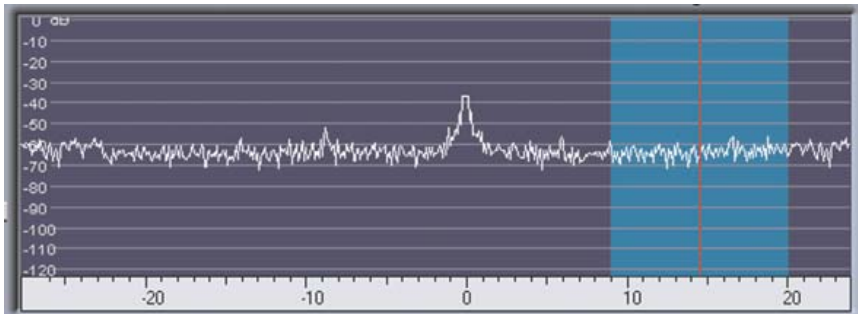
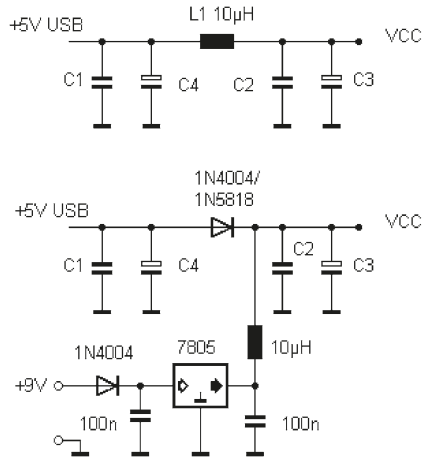


Bild 3.9: Störungen aus der USB-Versorgung.

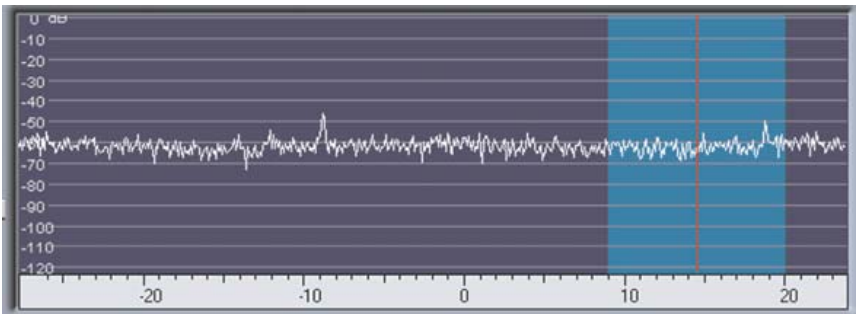


Bild 3.10: Verwendung des 5-V-Reglers.

4. SDR-Bedienung von Anfang an

Zahlreiche Rückmeldungen haben gezeigt, welche Tücken in der Bedienung der Software und der Hardware liegen können. Es ist nicht ungewöhnlich, dass mehrere kleine Fehler den ersten Erfolg erschweren. Oft sucht man dann stundenlang nach dem Problem und dreht sich im Kreis, weil man nicht sicher ist, ob mit der Hardware oder mit der Software etwas nicht stimmt. Hier sollen deshalb die ersten Schritte zum erfolgreichen Empfang ausführlich beschrieben werden. So kann man alles Schritt für Schritt testen und in Betrieb nehmen.

4.1 Einstellungen der Soundkarte

Zunächst muss die Soundkarte passend eingestellt werden. Ein Doppelklick auf das Lautsprechersymbol in der Taskleiste öffnet den Dialog zur Einstellung der Lautstärke. Dieses Fenster sieht für jede Soundkarte etwas anders aus, weil es zur mitgelieferten Software gehört. Hier müssen die meisten Audioquellen, besonders aber die analogen Eingänge Mikrofon, Aux und Line-In ausgeschaltet werden. Wenn man z.B. Line-In aktiv lässt, hat man einen Mithörton des ZF-Signals, d.h. man hört später ein Rauschen oder Pfeifen im Hintergrund.

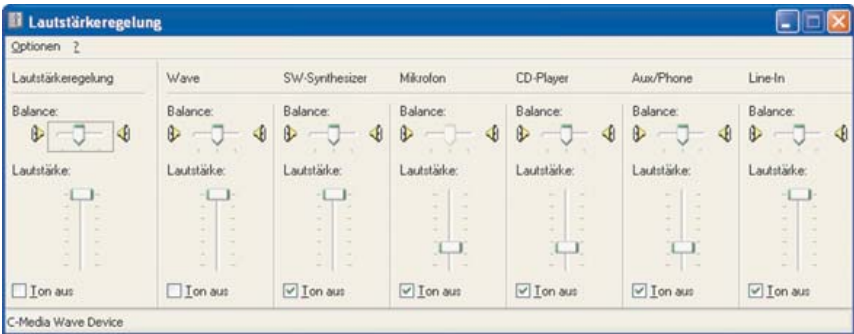
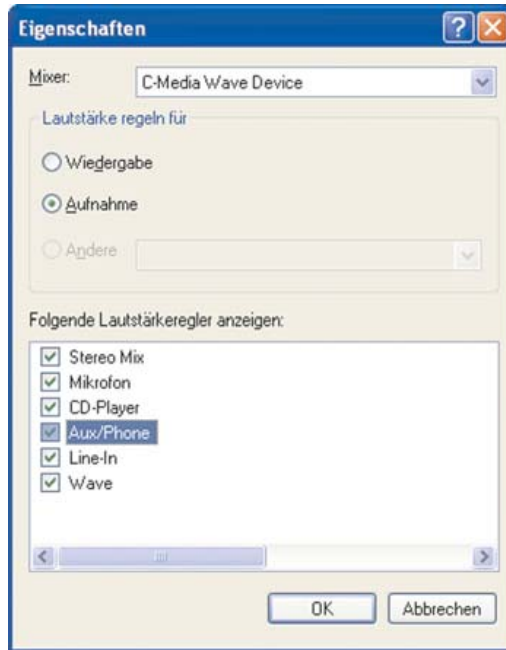


Bild 4.1: Mithörton Line-In ausgeschaltet.

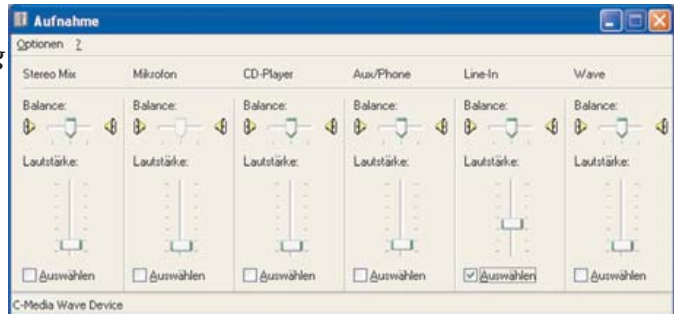
Bild 4.2:
*Angezeigte Ein-
gänge.*



Ein Klick auf „Optionen“ öffnet ein weiteres Auswahlfenster „Eigenschaften“. Hier muss man „Aufnahme“ aktivieren. Die gewählten Lautstärkeregler erscheinen erst nach „ok“.

Im Aufnahme Fenster kann nur einer der angezeigten Eingänge aktiviert werden. Es ist also gerade umgekehrt zum Fenster „Lautstärkeregelung“, wo die angeklickten Eingänge für den direkten Mithörton stumm geschaltet werden. Das Häkchen unter Line-In bedeutet, dass dieser Eingang für eine Aufnahme eingeschaltet wird. Für die SDR-Software ist dies der aktive Eingang.

Bild 4.3:
*Aktiver Eingang
Line-In.*



Nun muss natürlich noch der richtige Anschluss an der Soundkarte gefunden werden. Man verwendet z.B. ein fertiges Audiokabel mit zwei 3,5-mm-Klinkesteckern. Und dann gibt es einen ganz einfachen Test, schon mit dem SDRadio. Man berührt einfach den äußeren Kontakt des offenen Kabels mit dem Finger. Auf dem Bildschirm muss dann ein Brummsignal mit seinen Obertönen sichtbar werden. Voraussetzung ist, dass „RX“ aktiv ist, während „St.By“ den Empfänger stoppt. In Stellung AM mit dem aktiven Bandpass in der Mitte sollte man außerdem ein Brummen aus den PC-Lautsprechern hören. Damit sind alle entscheidenden Einstellungen rund um die Soundkarte sowie das Kabel erfolgreich getestet.



Bild 4.4: Der Brummtest.

Falls kein Signal ankommt, Sollte man unter „Options“ nachsehen, ob die richtige Soundkarte gewählt wurde. Vor allem wenn man eine zusätzliche externe USB-Soundkarte verwendet, muss man darauf achten die korrekte Karte für den Eingang und für den Ausgang zu wählen.

Also gut, die Soundkarte funktioniert jetzt. Ob sie speziell für das SDR brauchbar ist, kann mit dem Soundkartentester (vgl. Kap 2.4) untersucht werden.



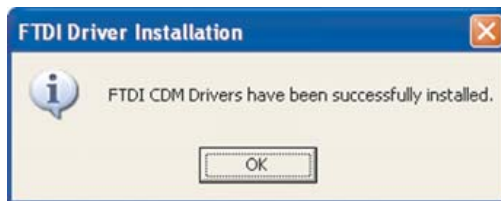
Bild 4.5: Optionen, Auswahl der Soundkarte.

4.2 Der USB-Anschluss

Der FT232R auf der Empfängerplatine ist ein USB-Seriell-Wandler, der auch in vielen USB/RS232-Adapterkabeln verwendet wird. Es kann also sein, dass ein passender Treiber bereits auf dem PC installiert ist. Wichtig ist aber, dass die aktuelle Version verwendet wird. FTDI stellt einen Driver-Installer bereit, der mit in der Software zum Empfänger bei Elektor geladen werden kann.

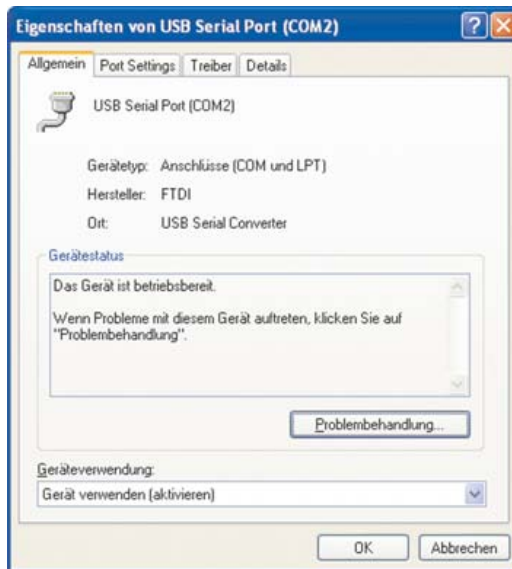
Vor dem ersten Anschließen des Empfängers soll die automatische Installation mit der Anwendung CDM_Setup.exe durchgeführt werden. Dabei werden ältere Versionen deinstalliert und der aktuelle Treiber verwendet. Danach kann der Empfänger angeschlossen werden, da Windows den korrekten Treiber automatisch findet.

Bild 4.6:
Treiber installiert.

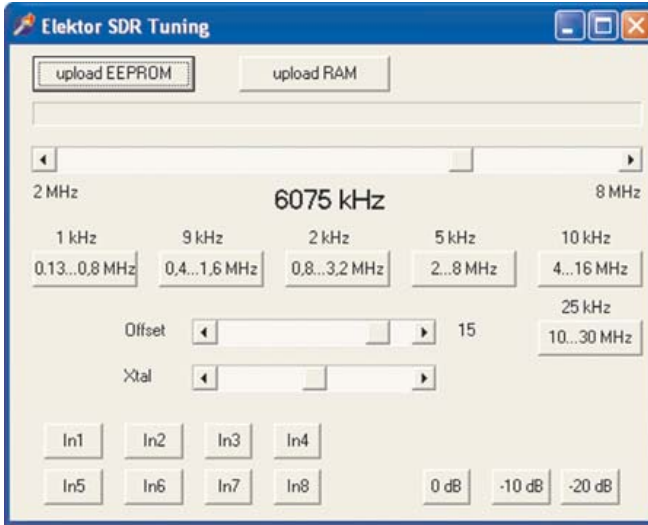


Windows erkennt den FT232R und installiert eine virtuelle serielle Schnittstelle. Unter Systemsteuerung/System/Hardware/Gerätemanager kann man diese Schnittstelle finden.

Bild 4.7:
Die neue Schnittstelle im Gerätemanager.



Nun kann auch die Abstimmsoftware gestartet werden. Wenn keine Fehlermeldung kommt, ist die Schnittstelle bereit. Falls eine Fehlermeldung erscheint, konnte der FT232R nicht gefunden werden. Im Normalfall passiert dies, wenn das USB-Kabel nicht angeschlossen ist.



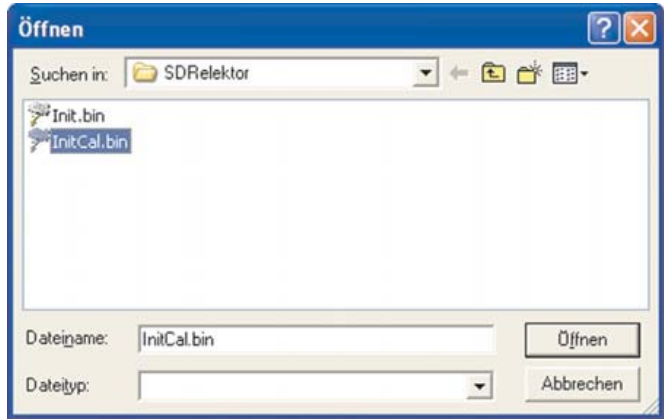
*Bild 4.8:
Bereit zum Ab-
stimmen.*



*Bild 4.9:
Fehlermeldung
bei nicht ange-
schlossenem
USB-Kabel.*

Als nächstes muss der programmierbare Taktoszillator CY27EE16 auf der Platine initialisiert werden. Dieser Vorgang ist nur bei selbst aufgebauten Geräten nötig. Bei den fertig produzierten Geräten wurde die Initialisierung schon beim abschließenden Funktionstest durchgeführt. Ein Klick auf „upload EERPOM“ öffnet ein Datei-menü. Nun wird die Datei InitCal.bin geladen. Sie erzeugt im Gegensatz zur Datei Init.bin den zusätzlichen 5-MHz-Träger für Kalibrierzwecke. Zieht man danach den USB-Stecker ab und verbindet das Gerät neu, wird diese Initialisierung aktiv. Man kann aber auch „upload RAM“ klicken und die Datei auch noch in die Arbeitsregister laden.

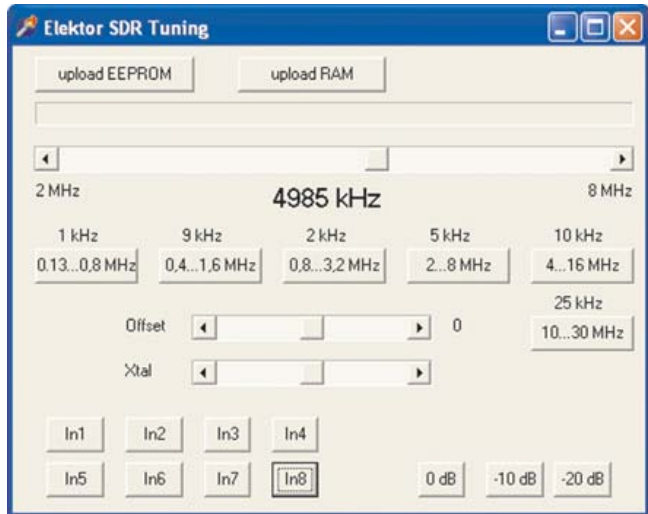
Bild 4.10:
*Initialisierung
des Oszillators.*



4.3 Rechter und linker Kanal

Nun soll das USB-Kabel und das Audiokabel angeschlossen werden, aber noch keine Antenne. Der Empfänger testet sich selbst mit seinem 5-MHz-Signal. Dazu muss der Eingang „In8“ gewählt werden. „Offset“ soll auf Null stehen, d.h. die angezeigte Frequenz ist gleich der Oszillatorfrequenz. Nun stellt man den Oszillator 15 kHz unterhalb 5 MHz ein, also auf 4985 kHz.

Bild 4.11:
*Abstimmen auf
den 5-MHz-Träger.*



Das 5-MHz-Signal sollte nun bei +15 kHz erscheinen. Bei -15 kHz sieht man das schwächere Spiegelsignal. Falls es genau umgekehrt ist, ist der linke mit dem rechten Audiokanal vertauscht. Dies ist z.B. bei der ersten Serie der fertig aufgebauten Empfänger der Fall, deren Audiobuchse auf der Platinenunterseite liegt.

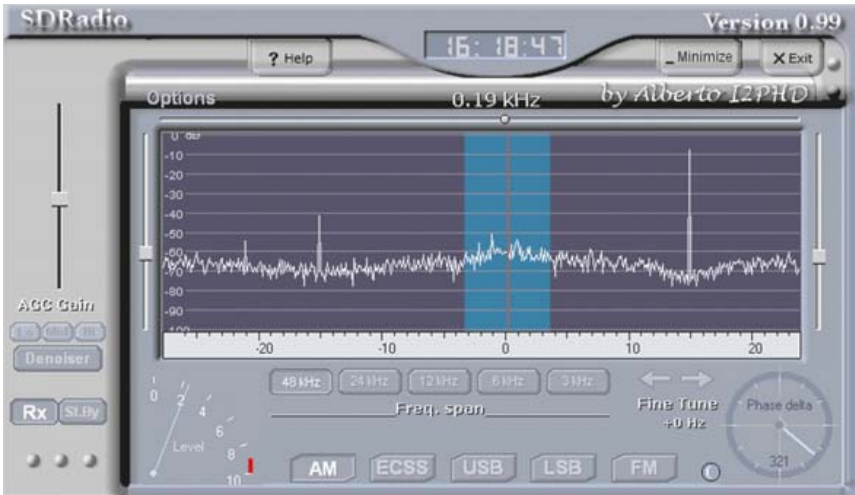


Bild 4.12: Wunschsinal und Spiegelsignal.

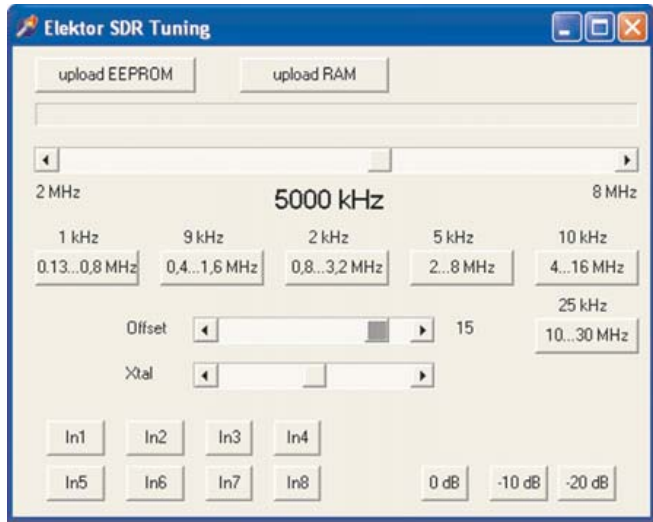
Im SDRRadio kann man die Eingangskanäle vertauschen. Im „Options“-Menü aktiviert man dazu „Swap I Q“. Nun erscheint die stärkere Linie auf der anderen Seite.

Wenn nun klar ist, dass +15 kHz die bevorzugte Zwischenfrequenz ist, sollte man den Offset-Schieber auf 15 kHz einstellen. Damit zeigt das Programm nicht mehr die Oszillatorfrequenz sondern die Empfangsfrequenz an, in diesem Fall 5000 kHz. Beim Verschieben des Offset-Reglers ändert sich die tatsächliche Empfangsfrequenz nicht, sondern nur die Anzeige.



Bild 4.13: Vertauschen der Eingangskanäle.

Bild 4.14:
Anzeige der tatsächlichen Empfangsfrequenz.



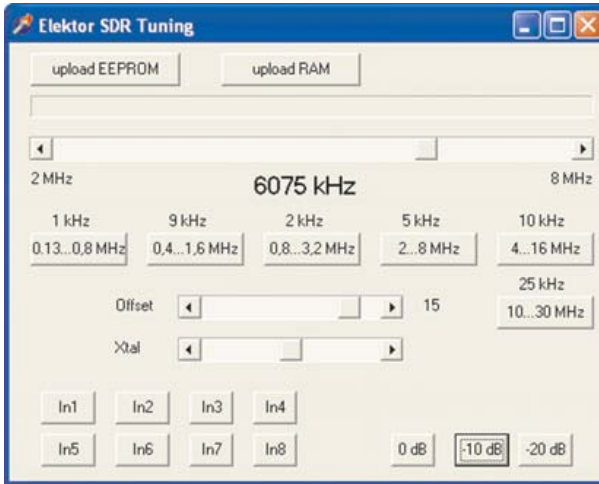
Mit dem 5-MHz-Träger kann man auch das Antialiasing-Filter der Soundkarte testen. Man verringert dazu die Frequenz und beobachtet wie der Träger nach oben aus der Filterbandbreite wandert. Bei einer Empfangsfrequenz von 4985 müsste das Signal bei 30 kHz (Alias 18 kHz) erscheinen, was außerhalb des Filters liegt. Bei einer guten Soundkarte sieht man also keinen Träger mehr sondern nur noch ein schwaches Rausch-Seitenband.



Bild 4.15: Test der Soundkarte bei 4985 kHz und 15 kHz Offset.

4.4. AM-Empfang

Und nun wird eine Antenne angeschlossen. Ein gutes Objekt für die ersten Versuche ist die Deutsche Welle bei 6075 kHz. Der Antenneneingang ist entweder In1 (breit) oder In3 (KW). An einer Langdrahtantenne mit etwa 10 Metern kann man oft bereits eine gewisse Übersteuerung feststellen. Dann wählt man den -10 dB-Abschwächer.



*Bild 4.16:
Empfang auf
6075 kHz über
In3 und mit
-10 dB.*

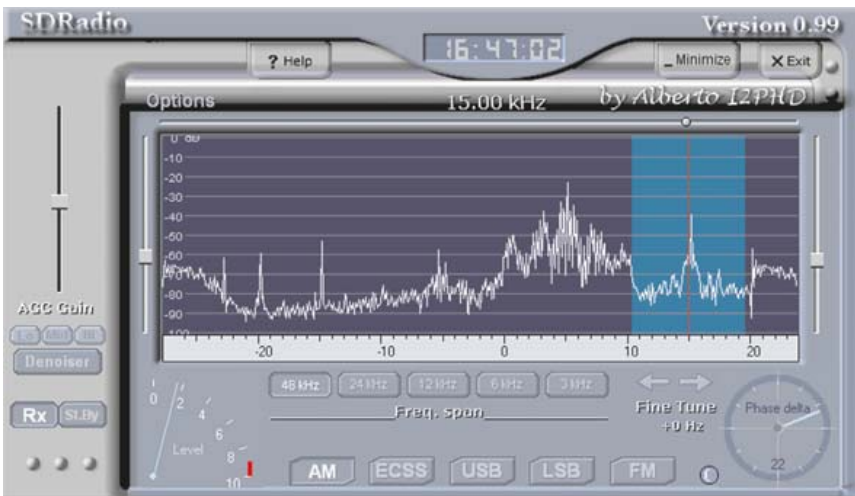


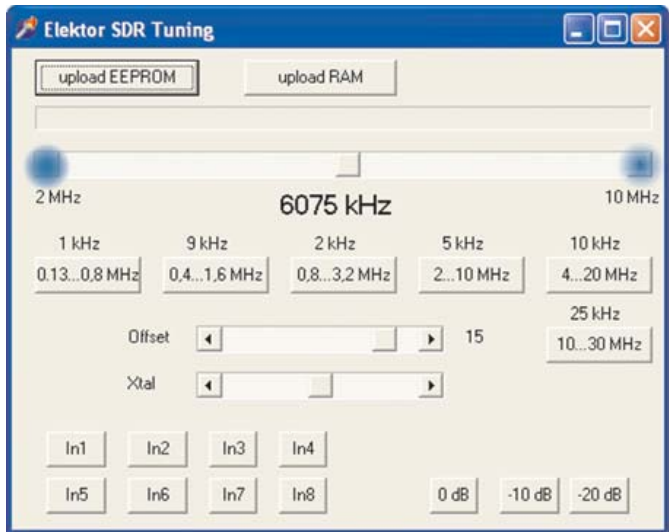
Bild 4.17: AM-Empfang bei +15 kHz.

Bei + 15 kHz kann nun die Deutsche Welle empfangen werden. Bei + 5 kHz sieht man eine AM-Station auf 6065 kHz. Oberhalb 20 kHz erkennt man eine DRM-Station, in diesem Fall den Bayischen Rundfunk auf 6085 kHz. Der Abfall zum rechten Rand des Spektrums zeigt den Verlauf des Antialiasing-Filters der Soundkarte. Das anfallende Spektrum des DRM-Signals setzt sich am linken Rand bis - 21 kHz fort, das ist die Alias-Frequenz zu + 27 kHz. Man sieht also, dass alles jenseits 20 kHz mit Vorsicht zu genießen ist. Die nutzbare Bandbreite beträgt 40 kHz bei einer Abtastrate von 48 kHz. Im Bereich - 20 kHz bis + 20 kHz kann jede Station durch Abstimmen mit der Maus eingestellt werden.

4.5 Abstimmsoftware SDRRelektor.exe

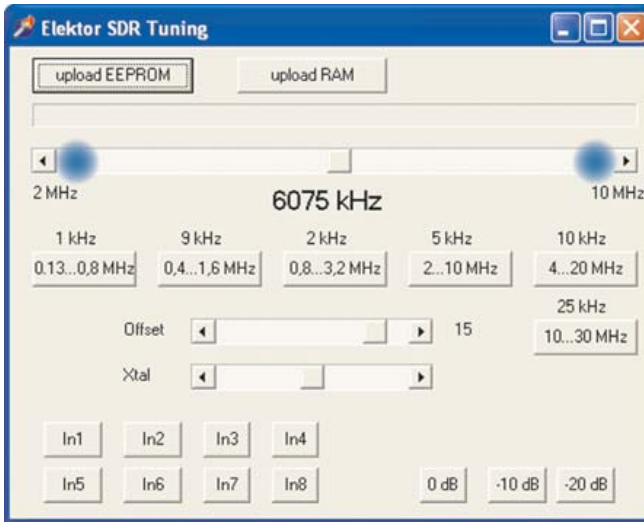
Die Abstimmsoftware wurde nach der ersten Version noch einmal etwas verändert. Die neue Software kann in [7] geladen werden. Außer der unteren Grenze, die jetzt bis herab auf 130 kHz reicht, wurden die anderen Bereiche nach oben erweitert. Wichtig ist, dass man jetzt bis zu 10 MHz das 5-kHz-Raster nutzen kann. Damit können die wichtigsten Bänder im Schnelldurchlauf durchsucht werden. Mit einem Dauerklick auf die kleinen Pfeile am Rand des Schiebereglers (in Bild 4.18 mit Punkten markiert) ändert sich die Frequenz schrittweise. Wenn man einen interessanten Sender hört, ist die Abstimmung wegen der Verzögerung im Decoder schon einige Kanäle weiter. Man muss dann mit Einzelclicks wieder etwas zurückgehen.

*Bild 4.18:
Abstimmen
durch Dauerklicks.*



Weil diese Software in einem für den CY27EE16 günstigen Abstimmraster bleibt, entstehen wenig Nebengeräusche beim Abstimmen. Anders ist das bei der erweiterten Version (vgl. Kap 11.1), wo durchgehend 1-kHz-Schritte verwendet werden.

Im Mittelwellenbereich bis 1,6 MHz betragen die kleinen Schritte beim Klick auf den Rand des Schiebers 1 kHz. Mit einem Dauerklick kann man quasi kontinuierlich abstimmen. Klickt man dagegen in die helle Fläche des Schiebers (in Bild 4.19 mit Punkten markiert), werden die großen Schritte von 9 kHz verwendet, sodass man im üblichen Kanalaraster bleibt.



*Bild 4.19:
Abstimmen im
Kanalraster.*

Prinzipiell stellt man mit der Abstimmsoftware eigentlich nicht eine bestimmte Frequenz ein, sondern immer ein ganzes Band von 48 kHz. Mit SDRadio verschiebt man dann den gewünschten Kanal so wie man ihn braucht, z.B. auf +15 kHz. Damit die angezeigte Frequenz stimmt, wird der Offset-Regler auf 15 kHz gestellt. 15 kHz ist günstig, weil diese Frequenz weit genug von der Bandgrenze und von der Mitte entfernt ist und weil sie im 5-kHz-Raster liegt. Über 20 kHz kommt das Antialiasingfilter an seine Grenzen. Um 0 kHz herum gibt es mehr Störungen durch die USB-Stromversorgung. Außerdem werden Signale unter 300 Hz durch die Hochpassfilter in den Verstärkern stark gedämpft. Im Normalfall muss man also im SDRadio nichts ändern und braucht nur abzustimmen. Wenn allerdings eine andere interessante Station im Spektrum auftaucht, verschiebt man die Frequenz mit der Maus durch Verschieben des hellblauen Filterbereichs.

4. SDR-Bedienung von Anfang an

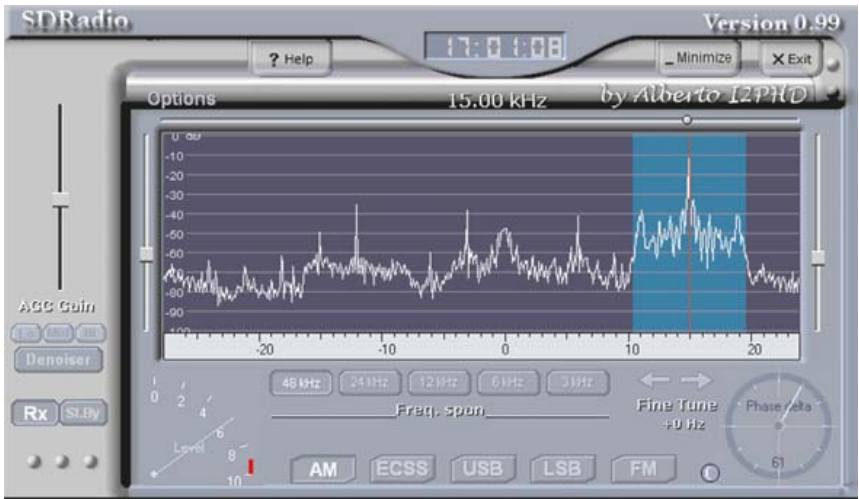


Bild 4.20: AM-Station bei 720 kHz.

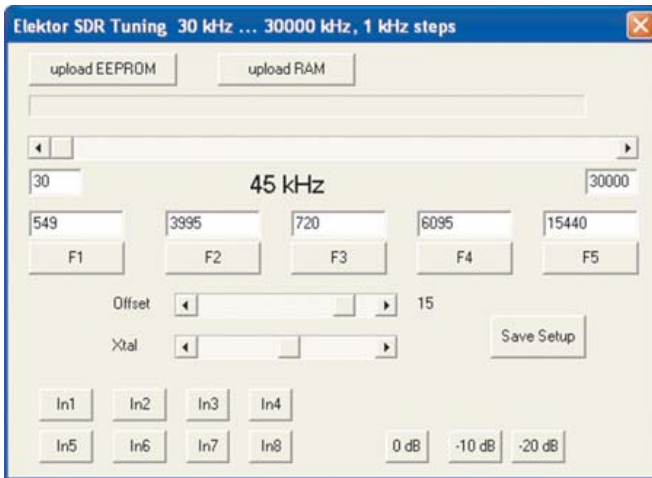
Die Feinabstimmung allein im SDRRadio ist die beste Wahl, wenn es um SSB- oder CW geht. Man erkennt mit etwas Übung die Lage eines SSB-Signals und kann den Filterbereich zielsicher an diese Stelle schieben. Bild 4.21 zeigt ein SSB-Signal im 80-m-Band bei 3665 kHz. Es wird das untere Seitenband verwendet. Man sieht den stärkeren Anteil tieferer Modulationsfrequenzen an der oberen Kante. Die Bandbreite wurde auf 3 kHz eingestellt.



Bild 4.21: SSB bei 3665 kHz.

4.6 SDRRelektor2.exe

Eine erweiterte Version des Abstimmprogramms (vgl. Kap. 11.1) hat ein durchgängiges Abstimmraster von 1 kHz und kann bis herab auf 20 kHz verwendet werden. Auch dieses Programm kann in [7] geladen werden. Oberhalb 2 MHz wird ein spezielles Rechenverfahren verwendet, das auch Zwischenschritte zum normalen Kanalaraster zulässt. Dabei entstehen leider mehr Abstimmgeräusche. Unterhalb 60 kHz wird ein Verfahren ohne die interne PLL benutzt, indem die Quarzfrequenz herabgeteilt wird. Das führt dazu, dass die angezeigten Frequenzen Rundungsfehler haben. Aber immerhin kann man jetzt den VLF-Bereich nutzen.



*Bild 4.22:
Durchgehende
Abstimmung
bis 30 MHz.*

Nun kann man z.B. auch den Zeitzeichensender DCF77 empfangen. Im SDRadio stellt man dazu die Betriebsart USB oder LSB ein. Die Bandbreite kann stark verringert werden. Aber für einen ungestörten Empfang braucht man wirksames Tiefpassfilter oder eine besondere Antenne, weil sonst durch Obertonmischung starke Signale aus dem Mittelwellenbereich erscheinen (Vgl. Kap. 10.2).

Das neue Abstimmprogramm verwendet eine durchgehende Abstimmung bis 30 MHz. Damit war es z.B. möglich, das Signal einer Funkmaus bei 27,05 MHz zu finden. Es ist ein FSK-Signal, das man in der Betriebsart FM empfangen kann.

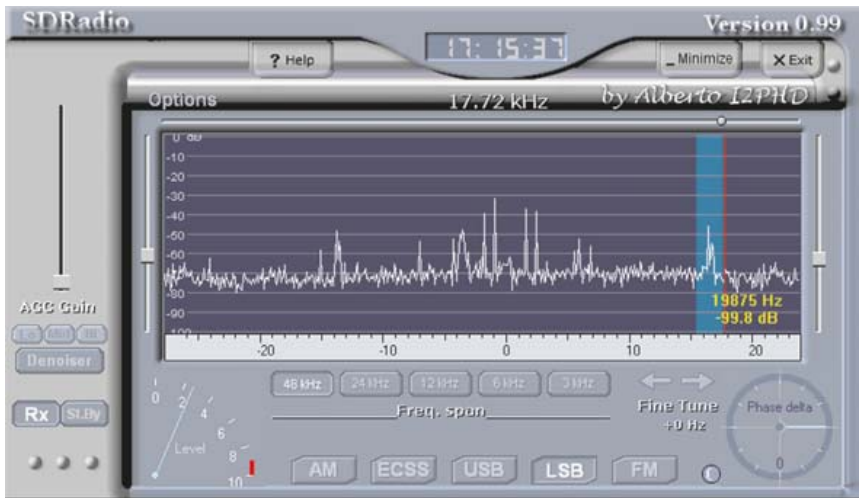


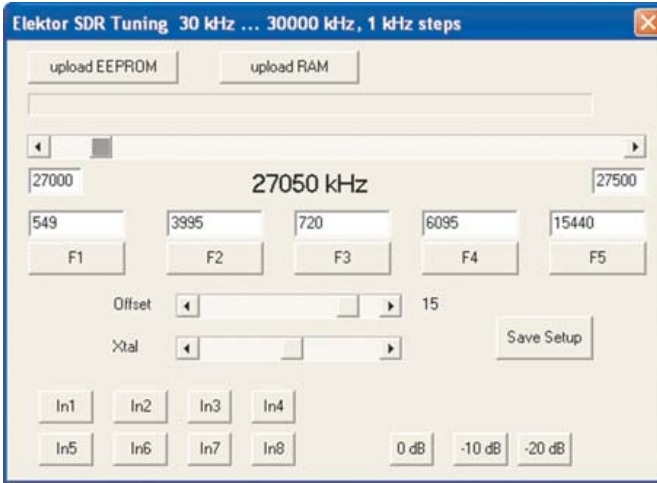
Bild 4.23: Das DCF77-Signal.



Bild 4.24: Das Signal einer Funkmaus.

Oft ist die Abstimmung schwierig, wenn man ganze 30 MHz auf einer Skala hat. Deshalb kann man den Bereich einengen und eine untere und obere Grenze einge-

ben. So lässt sich z.B. der Bereich 27 MHz bis 27,5 MHz spreizen. Frequenzen lassen sich auch direkt eintippen und mit der zugehörigen F-Taste aufrufen.



*Bild 4.25:
Gespreizter
Abstimmbe-
reich.*

Beim Beenden des Programms werden alle wichtigen Einstellungen wie die aktuelle Frequenz, die Abstimmungsgrenzen und die Belegung der fünf Wunschfrequenzen in einer Ini-Datei gespeichert und beim nächsten Aufruf wieder verwendet.

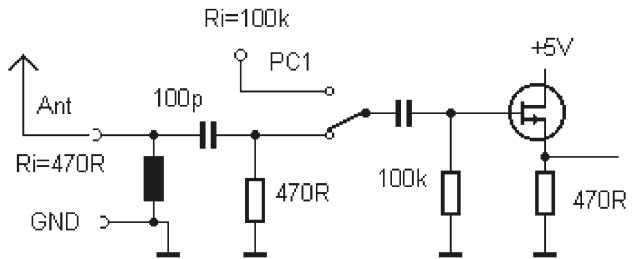
5. Antennen und Vorverstärker

Eine Voraussetzung für den erfolgreichen Einsatz des Elektor-SDR ist eine gute Antenne und eine möglichst störungsfreie Umgebung. Es lohnt sich, verschiedene Antennen und Antennenkabel zu testen und eventuell zusätzliche Selektion oder Verstärkung einzusetzen.

5.1 Langdrahtantennen

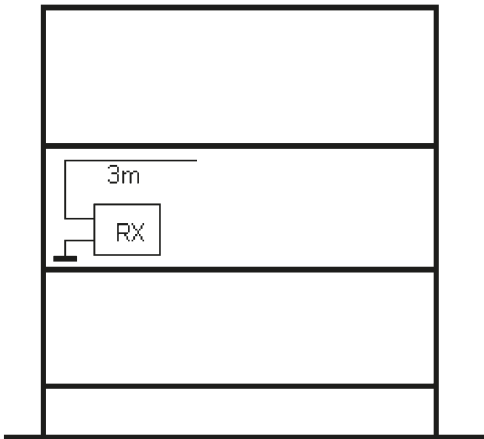
Das Software Defined Radio hat bei vielen das Interesse an der Kurzwellen-Empfangstechnik neu geweckt. Aber wer einige Jahre HF-abstinent gelebt hat und jetzt wieder neu anfängt, stolpert oft erst einmal über den inzwischen stark angewachsenen Störnebel. Da muss man sich Gedanken über die passende Antenne machen.

*Bild 5.1:
Prinzip der Eingangsstufe.*



Der FET am Eingang wirkt als Impedanzwandler ohne Spannungsverstärkung. Der Eingang des Vorverstärkers ist am Zusatzeingang PC1 mit ca. 100 k sehr hochohmig, ganz anders als die sonst oft verwendeten 50-Ohm-Eingänge. Allerdings ist der Antenneneingang an den Schraubklemmen durch das Kurzwellen-Hochpassfilter niederohmiger und hat einen Innenwiderstand von 470 Ω , was aber immer noch viel im Vergleich zu den sonst üblichen 50 Ω ist. Damit eignet sich der Empfänger auch für relativ kurze Antennen. Ein erster Versuch gelingt bereits mit einem im Zimmer auf-

gehängten Draht von 3 m Länge. Wie gut das funktioniert, hängt von der Höhe über dem Boden und von der Art der Wände ab. Allerdings fängt man alle Störungen mit ein, die von technischen Geräten im Haus ausgehen.



*Bild 5.2:
Innenantenne im
zweiten Stock-
werk.*

Der Empfänger steht z.B. im zweiten Stock eines Mehrfamilienhauses mit Backsteinwänden. Die Innenantenne funktioniert meist einigermaßen, bringt aber nicht den gewünschten Störabstand. Deshalb lohnt sich der Bau einer Außenantenne. Nicht überall aber sind die örtlichen Verhältnisse optimal. Z.B. liegt der Garten genau auf der falschen Seite, sodass das Antennenkabel bis zu 10 m durch die Wohnung führt. Will man ein dickes Koaxkabel vermeiden, lässt sich stattdessen ein einzelner dünner Spulendraht mit 0,2 mm Durchmesser unauffällig durch die Wohnung führen. Die Antenne selbst kann ebenfalls aus Spulendraht bestehen, der aber durch Sturm leicht beschädigt wird. Besser ist daher eine dünne isolierte Litze von z.B. 10 m Länge. Das Ende soll isoliert abgespannt werden. Die Antenne darf auch schräg nach unten abgespannt sein, dabei reicht es, wenn sie am Ende noch zwei Meter über dem Boden endet.

Die Außenantenne nach Bild 5.3 hat noch einen entscheidenden Nachteil. Da praktisch die Hälfte des gesamten Antennengebildes im Gebäude abgespannt ist, werden noch relativ viele Störungen eingefangen. In der Praxis überwiegt aber der außen eingefangene Anteil der Nutzspannung. Deshalb werden AM- und DRM-Stationen meist mit ausreichend gutem Störabstand empfangen.

Wichtig ist eine gute Erdleitung. Im Normalfall ist der Empfänger über den PC und den Schutzleiter der Steckdose geerdet. Leider kann der Schutzleiter selbst Störpegel

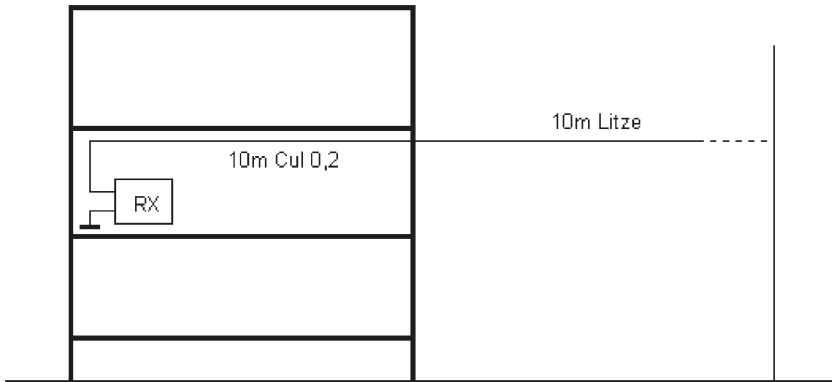


Bild 5.3: Eine einfache Außenantenne.

haben, die durch Geräte im Haus verursacht werden. Meist reicht er aber als Erdleitung aus.

Schwieriger ist die Situation bei einigen Laptops. Die Netzteile sind oft nicht geerdet und reichen erhebliche Störspannungen auf die Masseleitung weiter. In diesem Fall stützt sich die Antenne gegen eine HF-mäßig verseuchte Masse ab. Am Empfängereneingang erscheint starkes Rauschen. Es kann aber helfen, den Empfänger an der GND-Buchse gegen den Schutzleiter oder ein Wasserrohr zu erden.

5.2 Koaxkabel

Häufig findet man HF-mäßig stark belastete Orte, in denen ein klarer Empfang kaum möglich ist. Als unangenehme Störquellen erweisen sich u.a. elektronische Halogentrafos, die leider eine Wechselfspannung von 50 kHz mit hohem Oberwellenanteil auf die abgespannten Freileitungen legen. Da hilft nur ein möglichst großer Abstand von diesen Störquellen. Wer keine Möglichkeit hat, eine Antenne im Garten aufzuhängen, kann sie im Dachboden ausspannen. Durch das Haus führt dann z.B. ein 20 m langes Koaxkabel nach oben.

Im ersten Versuch wird z.B. ein 5 m langer Draht an den Innenleiter des Kabels angeschlossen. Das Ergebnis ist aber meist noch nicht optimal, weil über das Kabel Störungen aus dem Haus aufgenommen wurden. Der Grund sind Mantelwellen, die

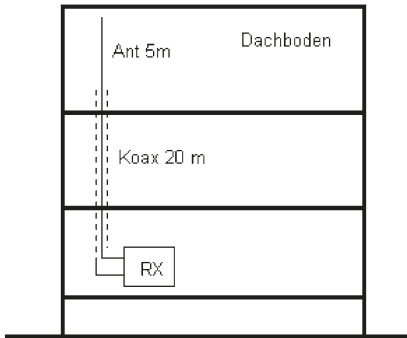


Bild 5.4: Antenne im Dachboden.

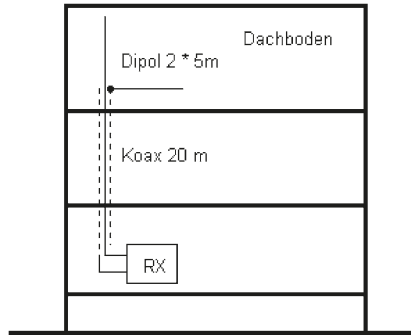


Bild 5.5 Ein Dipol.

sich ausbilden, wenn die Antenne unsymmetrisch ist. Die Abschirmung wirkt dann selbst als Antenne.

Eine Verbesserung bringt oft ein zweiter Draht, der oben an der Abschirmung angeschlossen wird. Die Antenne arbeitet dann als Dipol. Optimal wäre es, wenn beide Hälften in entgegengesetzte Richtungen ausgespannt werden könnten. Aber dafür fehlt oft der Platz. Dann reicht es schon, den zweiten Draht einfach auf den Boden zu legen. Mit dieser Anordnung kann der Störabstand wesentlich verbessert werden. Eine Antenne im Dachboden kann in der Empfangsleistung an eine Außenantenne heranreichen.

Mit einer guten Dipolantenne können große Signalpegel empfangen werden. Dann kann es sinnvoll sein, das Kabel am Ende mit seinem Wellenwiderstand von z.B. 75 Ohm abzuschließen. Der Empfang wird dann etwas leiser, neigt aber nicht so leicht zur Übersteuerung. An einem hochohmigen Eingang kann es dagegen zu Resonanzen im Kabel kommen, die bei einigen Frequenzen übergroße Signale bringen. In der Praxis muss der Abschlusswiderstand nicht genau passen, weil auch die Antenne nicht in Resonanz ist. Man kann einfach probieren, ob es mit einem Widerstand besser wird. Bei einer ausgewachsenen Amateurfunkantenne sollte der Widerstand unbedingt verwendet werden, um den Empfänger nicht zu übersteuern. Das gilt z.B. für Halbwellendipole für 80 m oder 40 m oder für eine W3DZZ. In anderen Fällen kann ein starker Mittelwellen-Ortssender zu Intermodulation führen, die sich mit dem Widerstand beseitigen lässt.

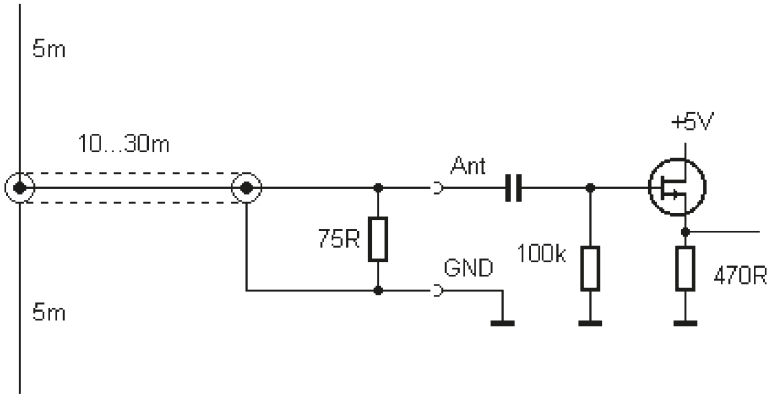


Bild 5.6: Ein Abschlusswiderstand.

5.3 Ferrit-Breitbandübertrager

Auch ein abgeschirmtes Kabel nimmt oft Störungen aus der Wohnung auf. Die Abschirmung selbst arbeitet dann als Antennendraht. Dabei kommt es zu so genannten Mantelwellen, die an den Kabelenden auch als Spannung zwischen Innen- und Außenleiter auftreten. Im Amateurfunk sind Mantelwellen gefürchtet, weil Sie umgekehrt auch HF-Energie entlang des Kabels abstrahlen und damit Störungen in Geräten der Unterhaltungselektronik verursachen können. Man vermeidet sie durch exakt symmetrische Dipolantennen und einen BALUN-Trafo (balanced – unbalanced, symmetrisch – unsymmetrisch).

Baluns werden oft für Sendeleistungen bis 1 kW auf große Ringkerne gewickelt. Für reine Empfangsantennen eignen sich auch Doppellochkerne. Im Amateurfunk achtet man darauf, dass die Antenne auf der Sendefrequenz in Re-

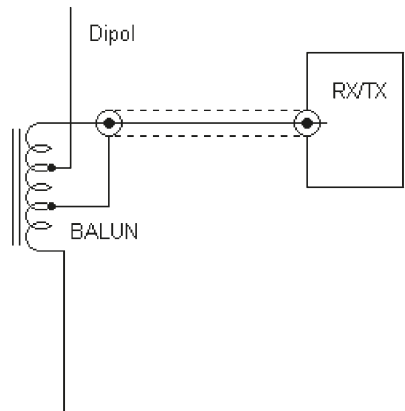
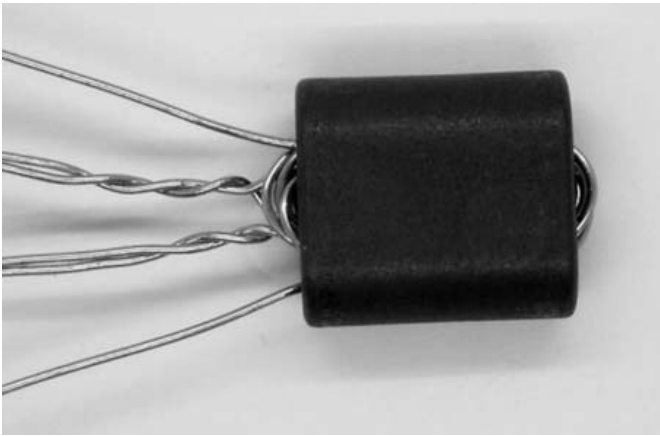


Bild 5.7: Symmetrisierung mit einem BALUN.

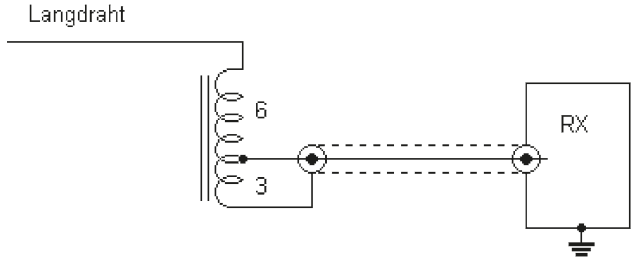
sonanz ist und einen Fußpunktwiderstand von etwa 50Ω hat. Bei Breitband-Drahtantennen sind die Verhältnisse allerdings schwieriger, weil je nach Frequenz völlig unterschiedliche Impedanzen vorliegen. Wichtig ist es daher, dass der Übertrager eine hohe Induktivität aufweist um auch bei großer Antennenimpedanz optimal zu arbeiten. Gut geeignet ist der Amidon-Doppellochkern BN 73-202 mit einem AI -Wert von 8500 nH/n^2 . Bei einer Windung hat man bereits eine Induktivität von $8,5 \mu\text{H}$ und damit einen induktiven Widerstand von ca. 50Ω bei 1 MHz bzw. 300Ω bei 6 MHz . Wickelt man den Balun mit drei mal drei Windungen, liegt parallel zum Kabel eine Spule mit sechs Windungen und ca. $300 \mu\text{H}$. Damit kann der Balun bis herab auf 100 kHz verwendet werden.



*Bild 5.8:
Balun mit
Doppelloch-
kern.*

Oft verfügt man nicht über einen Dipol sondern nur über einen Einzeldraht. Wenn dieser Antennendraht außerdem noch einen hohen Aufhängepunkt hat, fehlt meist das nötige Gegengewicht in Form einer Erdung. Das Abschirmgeflecht des Koaxkabels dient dann als Gegenpol zur Antenne. Die Erdung erfolgt erst am Empfänger. Auf diese Weise sind Mantelwellen unvermeidbar, d.h. das Kabel wirkt innerhalb des Hauses als Antenne, die Störungen aufnimmt. Man kann aber die Auswirkungen durch eine günstige Anpassung vermindern. Da die Antenne nur an wenigen Frequenzen in Resonanz und damit niederohmig ist, kann man davon ausgehen, dass sie im Mittel etwa einen Fußpunktwiderstand von etwa 500Ω aufweist. Zur Anpassung an den Wellenwiderstand des Kabels von 50Ω bis 75Ω dient ein Breitbandübertrager mit dem Windungsverhältnis $3 : 1$. Hier kann wieder das für den Balun verwendete Wickelschema mit drei mal drei Windungen auf einem Amidon-Doppellochkern BN 73-202 verwendet werden. Diese Anordnung wird oft als „magnetic longwire“ bezeichnet, wobei „magnetisch“ sich auf den Breitbandübertrager bezieht.

Bild 5.9:
Anpassung der Antennenimpedanz.



Diese Antenne wurde mit einem 50 m langen und nur 4,1 mm dicken 75- Ω -Koaxkabel getestet, wobei ca. 20 m am Ende des Kabels noch aufgewickelt waren. Das Ergebnis war überzeugend. Tatsächlich konnte ein wesentlich besserer Störabstand bei leicht erhöhten Signalpegeln beobachtet werden. Obwohl Mantelwellen nicht vollständig vermieden werden, wurden Störungen aus dem Haus weit geringer aufgenommen. Ein Grund dafür dürfte die bessere Anpassung sein, womit im Kabel selbst weniger Verluste auftreten.

Eine weitere Maßnahme zur Vermeidung von Störungen aus dem Haus ist die Verwendung eines isolierenden Übertragers am Antenneneingang des Empfängers. Damit trennt man die Erdverbindung auf und verhindert, dass Störsignale aus dem Erdleiter der Steckdose als Mantelwellen zum Kabelende laufen und dort einkoppeln. Der Übertrager kann gleich auch für eine bessere Anpassung an den Empfängereingang sorgen. Da der Elektor-SDR recht hochohmig ist, sollte hoch transformiert werden. Mit einem Wicklungsverhältnis von 1 : 3 transformiert man die Impedanz um 1 : 9, d.h. die Kabelimpedanz von 75 Ω wird auf einen Eingangswiderstand von 675 Ω gebracht. Tatsächlich liegt der Innenwiderstand des Empfängers etwa in dieser Größenordnung.

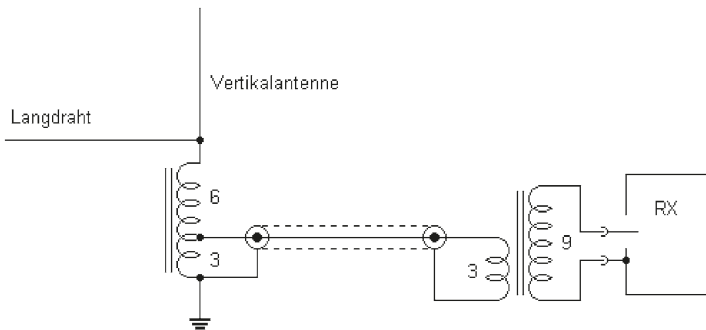
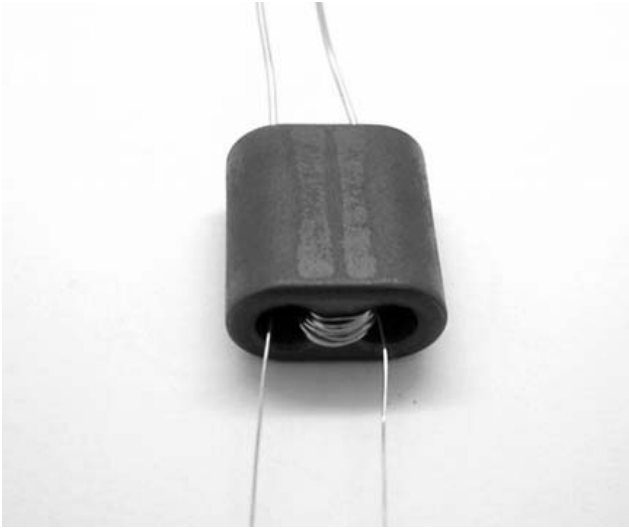


Bild 5.10: *Impedanzanpassung und Masseisolierung.*

Im praktischen Einsatz wurden zwei Antennen parallel geschaltet. Eine horizontale Antenne von 10 m Länge bewährt sich vor allem auf Kurzwelle. Dagegen liefert die Vertikalantenne vor allem bei Mittelwellensendern im Bereich bis etwa 100 km deutlich höhere Signale. Als Vertikalantenne diente ein etwa 12 m hohes Regen-Abflussrohr aus Zink, das unten isoliert war. Zusätzlich wurde eine echte Erdung über einen etwa fünf Meter langen Draht angeschlossen. Diese Antenne arbeitet zufrieden stellend auf allen Bereichen von Langwelle bis Kurzwelle.



*Bild 5.10a:
Der Trenntrafo
1:3.*

Ein weiterer Test ergab, dass ein Trenntrafo am Kabelende allein ausreicht, man also auf die Anpassung an der Antenne verzichten kann. Bild 5.11 zeigt die vereinfachte Anordnung. Das Antennenkabel ist nur am Anfang geerdet und nahe am Empfänger isoliert.

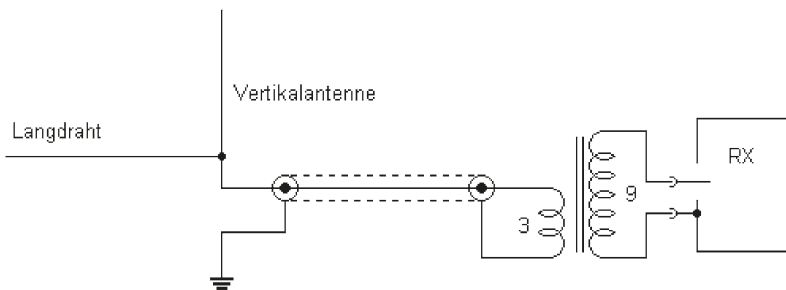


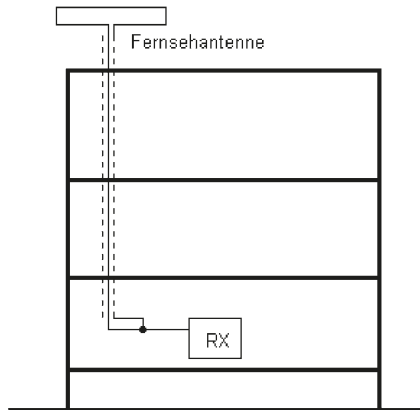
Bild 5.11: Vereinfachte Antenne.

Eine besonders gute Antenne kann zu vermehrten Störungen durch Übersteuerung des Empfängers führen. Bei Störungen sollte man immer wieder einmal testen, ob die Signalabschwächung um -10 dB oder -20 dB eingeschaltet werden muss. Der Empfänger kann nämlich am Ausgang übersteuert werden, weil er keine automatische Verstärkungsregelung hat.

5.4 Behelfsantennen

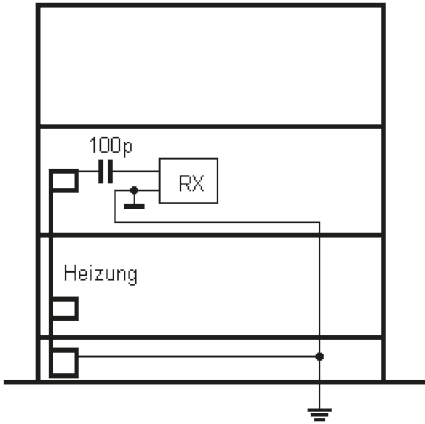
Viele interessierte Kurzwellenhörer haben nicht die Möglichkeit, eine optimale Antenne aufzubauen. Dann muss man nehmen, was ohnehin schon vorhanden ist. Ein Regenrohr kann als wirksame Vertikalantenne dienen. Das gleiche gilt für ein vergessenes Antennenkabel, das ehemals für eine Fernsehantenne verwendet wurde und jetzt durch die Umstellung auf Satellitenschüssel oder DVB-T ohne Aufgabe ist. Es kann immer noch als hoch wirksame Vertikalantenne wirken, zumal es bis in die Spitze des Daches reicht. Am unteren Ende des Kabels verwendet man nur den Außenleiter oder Innen- und Außenleiter als einen gemeinsamen Anschluss. Die Empfangsergebnisse können ähnlich ausfallen wie bei einem isolierten Regenrohr, außer wenn das Kabel durch mehrere Wohnungen führt und dort Störsignale von Fernsehern, Halogenlampen und Computern aufnimmt.

*Bild 5.12:
Antennenkabel
als Vertikal-
antenne.*



Auch eine Zentralheizung kann als Behelfsantenne dienen, wenn die Rohre über zwei oder mehr Stockwerke verlegt sind. Dazu stellt man eine leitende Verbindung zum Kupferrohr der Heizung her. Die Heizung ist meist unten im Keller geerdet. Weil aber der Schutzleiter der Stromleitungen einen anderen Weg nimmt, bildet sich ins-

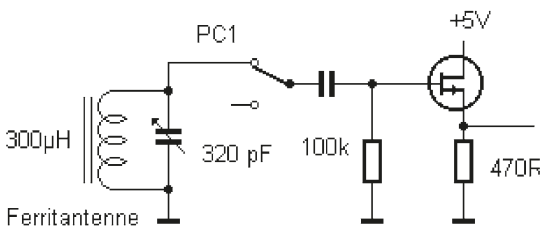
gesamt eine große Schleife, die als Antenne arbeitet. Man muss nur noch einen relativ kleinen Kondensator einfügen, weil die Schleife wegen der Spannungsabfälle im Erdleiter auch einen 50-Hz-Anteil liefert. Eine solche Antenne kann erhebliche HF-Pegel liefern, leider aber meist auch einen hohen Störpegel.



*Bild 5.13:
Heizungsanlage als
Behelfsantenne.*

5.5 Ferritantenne und Loopantenne

Auf Mittelwelle liefert eine abgestimmte Ferritantenne oft bessere Ergebnisse als eine Drahtantenne, weil sie die magnetische Feldkomponente empfängt und weniger von der meist elektrischen Feldkomponente der häuslichen Störquellen betroffen ist. Ein Mittelwellen-Resonanzkreis ist im Normalfall hochohmig und passt daher zum Zusatzeingang PC1 mit einem Innenwiderstand von 100 k Ω .

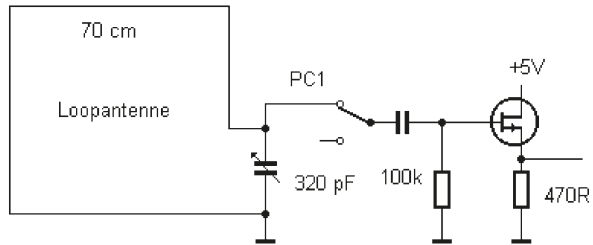


*Bild 5.14:
Anschluss einer
Ferritantenne.*

Dank der Umschaltung über die Software kann die Ferritantenne alternativ zur Drahtantenne verwendet werden. Man stimmt z.B. erst breitbandig mit der Langdrahtantenne in Stellung In2 ab und schaltet dann auf In4 um, um die Ferritantenne zu nutzen. Oft lässt sich dann durch Drehen der Antenne der Empfang verbessern, indem man z.B. Störer ausblendet.

Nach dem gleichen Prinzip wie die Ferritantenne auf Mittelwelle arbeitet die abgestimmte magnetische Loopantenne auf Kurzwelle. Die Spule besteht nun aus einer einzelnen Windung mit einem Durchmesser von etwa 70 cm. Mit einem Drehko von 320 pF kann bis herab auf ca. 3,5 MHz abgestimmt werden. Meist verwendet man eine spezielle Koppelwicklung in einer Magnetloop. Hier jedoch kann der hochohmige Eingang PC1 mit gutem Erfolg direkt angeschlossen werden. Diese abgestimmte Antenne liefert als Innenantenne meist wesentlich bessere Ergebnisse als eine im Zimmer ausgespannte Drahtantenne.

Bild 5.15:
Eine abgestimmte magnetische Loop für Kurzwelle.

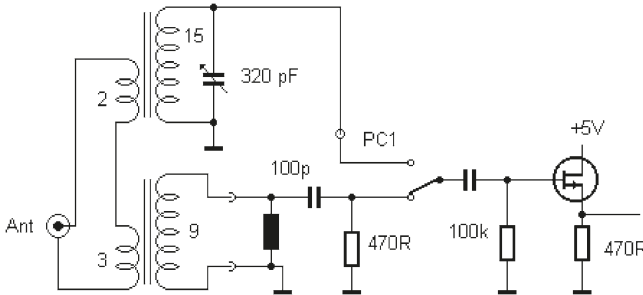


5.6 Kurzwellen-Schwingkreise

Ein Schwingkreis im Kurzwellenbereich kann nützlich sein, um eine bessere Anpassung an den Empfängereingang zu erreichen und allgemein den Störabstand zu verbessern. Auf den unteren Frequenzen bis etwa 12 MHz reicht die Empfindlichkeit des Empfängers meist aus. Ein klares Indiz dafür ist, wenn beim Anschluss der Antenne das Grundrauschen deutlich ansteigt. Mehr Verstärkung würde dann nicht viel nützen, weil man das atmosphärische Rauschen mit verstärkt. Besonders auf den oberen Frequenzen ab 14 MHz kann mehr Empfindlichkeit allerdings nicht schaden.

Weil der Empfängereingang PC1 hochohmig ist, kann direkt ein Resonanzkreis angeschlossen werden. Mit einer Koppelspule mit nur zwei Windungen wird die An-

*Bild 5.16:
Ein Kurzwellen-
Schwingkreis.*



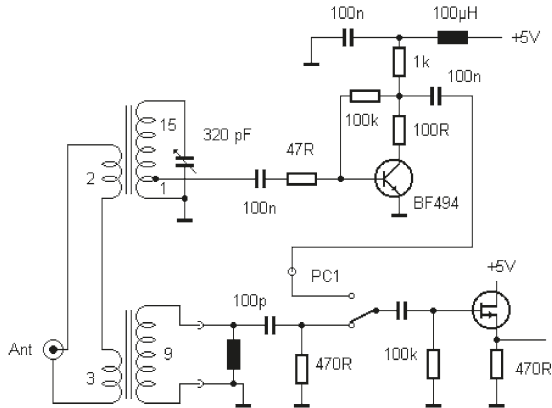
tenne optimal angepasst. Die Daten der Spule und des Drehkos hängen vom gewünschten Frequenzbereich und von der Antenne ab. Mit 15 Windungen auf einem 5-mm-Spulenkörper mit Ferritkern und einem Drehko mit 240 pF kann im Bereich 14 MHz bis 30 MHz abgestimmt werden. Bild 5.16 zeigt die kombinierte Schaltung mit Breitbandübertrager und Schwingkreis. Durch Umschalten der Eingänge In3 und In4 wählt man entweder den Breitbandeingang oder den Vorkreis.

5.7 HF-Vorverstärker

Ein einstufiger Vorverstärker reicht bereits aus, um auch auf den höheren Amateurfunkbändern die nötige Empfindlichkeit zu erreichen. Der Schwingkreis nach Bild 5.17 bekommt eine zusätzliche Anzapfung bei der ersten Windung oder eine Koppelwicklung mit nur einer Windung zur Ankopplung an den Transistor BF494. Zusätzliche Widerstände in der Basis- und Kollektorleitung sorgen für die Stabilität des Verstärkers, der ansonsten wegen der hohen Grenzfrequenz des Transistors leicht zu Eigenschwingungen neigt.

Der Verstärker hat sich vor allem im 20-m- und 15-m- Amateurfunkband bewährt. Beim Abstimmen erkennt man die Resonanz auch ohne ein Signal an einem deutlichen Anstieg des Antennenrauschens. Damit erreicht der Empfänger auch auf diesen Frequenzen die physikalisch sinnvolle Grenze der Empfindlichkeit. Interessant ist das auch für Empfangsversuche mit DRM-Stationen im 26-MHz-Band, die meist mit geringer Leistung für den lokalen Bereich vorgesehen sind, aber mit guten Antennen auch große Entfernungen überbrücken.

Bild 5.17:
Zuschaltbarer
HF-Vorverstärker.



5.8 Eine aktive Magnetantenne

Oft fehlt die Möglichkeit zum Aufbau einer wirksamen Außenantenne. Die Lösung kann eine kleine Loopantenne mit einem zweistufigen Vorverstärker sein. Die hier vorgestellte Antenne besteht aus einer abgeschirmten magnetischen Loop mit zusätzlicher Stabantenne. Die Schleife ist nicht größer als ca. 30 cm. Eine übliche ausziehbare Stabantenne bis 75 cm erweitert die Möglichkeiten. Während die abgeschirmte Loopantenne für sich allein sehr unempfindlich gegen elektrische Nahfeldstörungen ist, liefert die elektrische Antenne bei Bedarf eine höhere Signalspannung.

Die Loopantenne hat eine deutliche Richtwirkung mit zwei Maxima in Längsrichtung. Man kann also durch Drehen der Antenne das Maximum suchen oder wahlweise Störsender ausblenden. Die Stabantenne hat für sich genommen eine Rundcharakteristik ohne jede Richtwirkung. Wird sie jedoch zusammen mit der Loop betrieben, addieren sich beide Signale. Wegen der Phasendrehung zwischen elektrischem und magnetischem Feld ergibt sich in der Summe ein einzelnes Maximum. Für ein ausgeprägtes Minimum in Gegenrichtung muss die Stabantenne experimentell so eingestellt werden, dass sich beide Spannungen gleichen. Die beste Richtwirkung wird bei einer eingestellten Länge von ca. 40 cm erreicht.

Die Antenne selbst liefert im Vergleich zu einer Langdrahtantenne nur sehr kleine Signalspannungen. Der zweistufige Vorverstärker gleicht diesen Nachteil praktisch vollständig aus. Die Grenze der sinnvollen Vorverstärkung ist dann erreicht, wenn das Rauschen des ersten Transistors deutlich in Erscheinung tritt. Dies ist jedoch vor allem im Kurzwellenbereich noch nicht der Fall, d.h. das atmosphärische Rauschen

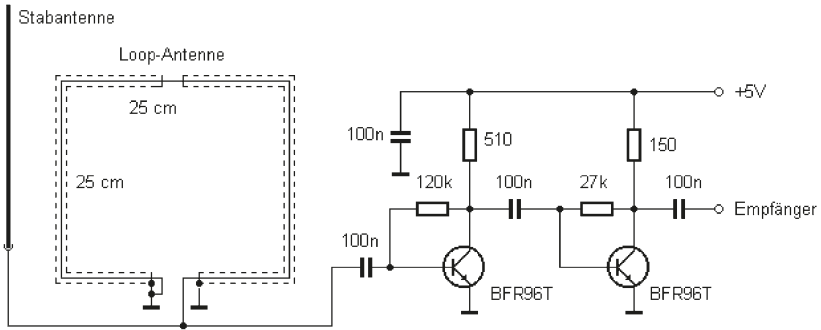


Bild 5.18: Eine Zimmerantenne mit Vorverstärker.

überwiegt trotz der kleinen Antenne. Eine zweite Grenze der Verstärkung ergibt sich durch die möglicherweise auftretende Intermodulation starker Sender. Bei drei Stufen findet man bereits häufig eine starke Übersteuerung des letzten Transistors und deutliche Intermodulationsprodukte. Man erkennt diesen Zustand daran, dass praktisch keine freien Frequenzen mehr erkennbar sind und der Rauschuntergrund stark ansteigt. Zwei Stufen passen jedoch gut zu den Ausmaßen der Antenne.

Beide Stufen verwenden eine Gegenkopplung zur Einstellung des Arbeitspunkts und zur Verminderung von Verzerrungen. Die Eingangsstufe ist hochohmiger ausgelegt, während die Ausgangsstufe mit einem Kollektorwiderstand von $150\ \Omega$ für große Aussteuerung optimiert ist.

In der Praxis wurde die Antenne für den DRM-Empfang eingesetzt. Die DRM-Software zeigt sowohl Pegelunterschiede als auch den Störabstand (SNR) an und erlaubt damit relativ objektive Vergleiche verschiedener Antennen. Die Aktivantenne brachte im Durchschnitt ähnliche Werte wie eine 10 m lange Drahtantenne im Freien. In einzelnen Fällen war die Innenantenne wegen ihrer Richtwirkung klar überlegen.

Die vorgeschlagenen Transistoren BFR96T wurden speziell für UHF-Vorverstärker entwickelt. Man benötigt jedoch in dieser Anwendung im Kurzwellenbereich keine besonders hohe Grenzfrequenz. Mit gleichem Erfolg können daher auch die HF-Transistoren BF494 verwendet werden. Ein Versuch mit rauscharmen NF-Transistoren BC548 brachte ebenfalls gute Ergebnisse, wobei allerdings ab etwa 10 MHz ein Verstärkungsabfall deutlich wurde. Die Antenne arbeitet mit allen Transistoren auch im Mittelwellenbereich noch recht gut.

Speziell für den Empfang auf Langwelle und im VLF-Bereich unter 150 kHz hat die Loopantenne einen extrem geringen Strahlungswiderstand und eine schlechte An-

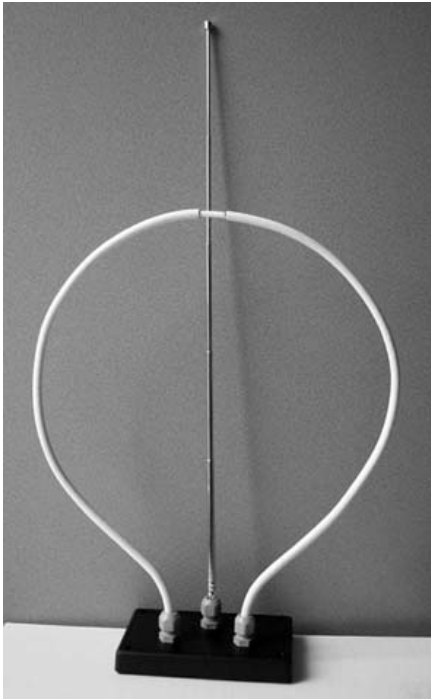


Bild 5.19: Aufbau der aktiven Antenne.

passung an die erste Verstärkerstufe. Daher erhält man nur kleine Signalspannungen und einen geringen Rauschabstand. Mit einem HF-Übertrager lässt sich jedoch eine bessere Anpassung erzielen. Geeignet ist ein Ferrit-Schalenkern mit einem AL-Wert über 1000 nH/n². Der Übertrager erhält vier Windungen primär und 40 Windungen sekundär. Damit steigt die Empfindlichkeit um etwa 20 dB, sodass der gesamte Bereich ab etwa 50 kHz bis in den Mittelwellenbereich empfangen werden kann. Nur mit der magnetischen Antenne und ohne die Stabantenne erreicht man eine gute Richtwirkung und eine hervorragende Abschirmung gegenüber elektrischen Störfeldern elektrischer Geräte im Nahbereich. Die aktive Antenne erreicht damit wesentlich bessere Empfangsleistungen als eine Langdrahtantenne.

impedanz erlaubt einen Betrieb deutlich unter 100 kHz. So konnte z.B. ein DRM-Sender auf 177 kHz mit gutem Störabstand empfangen werden. Aber auch Signale des DCF77-Zeitzeichensenders auf 77,5 kHz und zahlreiche andere Stationen unter 100 kHz sind klar zu empfangen.

In dieser Form kann die aktive Antenne auch für Langwelle und VLF eingesetzt werden. Die geringe Ausgangs-

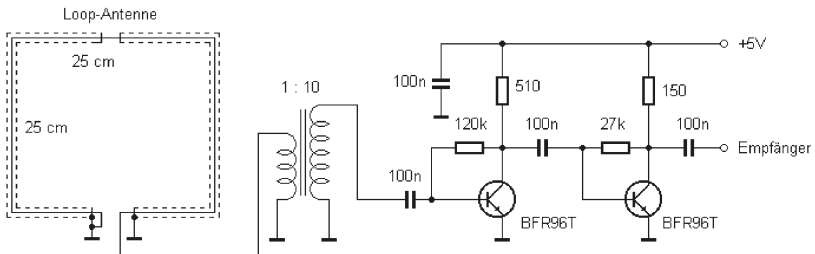


Bild 5.20: Anpassung für den Langwellenbereich.

6. Softwaredecoder DREAM

Der Software-Decoder DREAM wurde am Institut für Kommunikationstechnologie der Universität Darmstadt von Volker Fischer und Alexander Kurpiers als Open-Source-Projekt entwickelt. DREAM ist inzwischen der meist verwendete Softwaredecoder und wird laufend weiter entwickelt. Die Autoren bieten das Programm nur als C++ Quelltext an [10]. Wer nicht mit dem Compiler vertraut ist, findet im Internet [11] die jeweils neueste kompilierte Version.

6.1 Installation

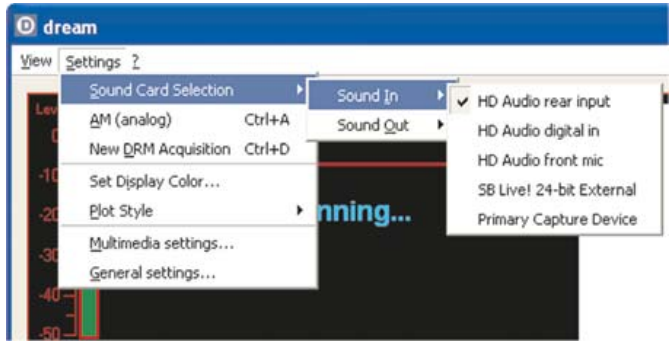
Nach der Installation erzeugt man zunächst eine Verknüpfung mit Dream.exe auf dem Desktop. Ein Klick mit der rechten Maustaste zeigt die Eigenschaften der Verknüpfung. Hier muss der Übergabeparameter „-c 3“ für die Unterstützung des I/Q-Signals eingegeben werden. Falls die Leitungen R und L vertauscht sind, lautet der Parameter „-c 4“.

Für die ersten Schritte reicht es, wenn man den Empfänger noch mit der vorhandenen Software abstimmt und Dream als reinen Decoder verwendet. Außerdem muss die verwendete Soundkarte ausgewählt werden.



Bild 6.1: Eigenschaften der Verknüpfung.

*Bild 6.2:
Auswahl der
Soundkarte.*



6.2 DRM-Empfang

Ein Klick auf DREAM.EXE startet das Programm. Wenn eine passende Frequenz z.B. über das Abstimmprogramm ElektorSDR.exe ausgewählt wurde, erscheint nach kurzer Zeit das Audio-Signal. Auf dem Bildschirm erkennt man die empfangene Station und die Übertragungsdaten.

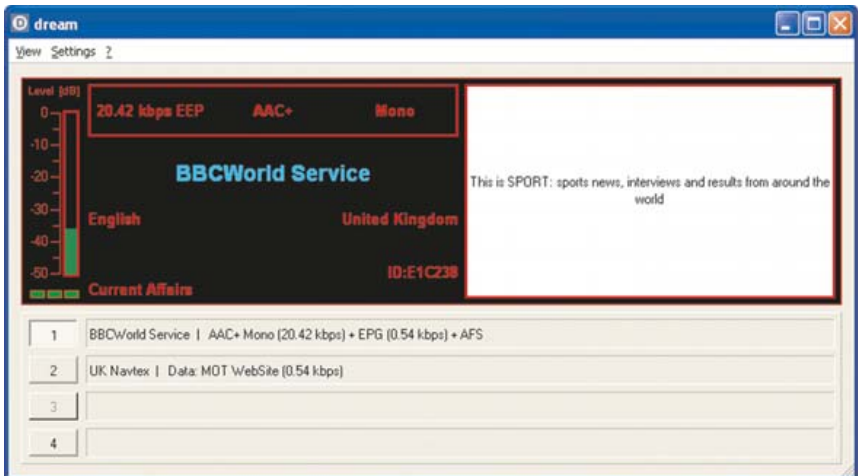


Bild 6.3: DREAM mit der Stationskennung.

Bild 6.3 zeigt den Empfang von einer DRM-Station des BBC World Service, die auf 11860 kHz von Kvitsoy in Norwegen ausgestrahlt wurde. DREAM liefert einen klaren und störungsfreien Empfang, ganz anders als man es von den AM-Stationen des gleichen Senders kennt. Alternativen wie der BBC-Mittelwellensender auf 648 kHz sind zwar ganztägig zu hören, liefern aber kein vergleichbar sauberes Signal, weil man alle Arten von Störungen mit empfängt. BBC DRM liefert übrigens den aktuellen Sendeplan (Live Schedule) gleich mit, sodass man sich über aktuelle Frequenzen informieren kann. Ein vergleichbarer Service wird auch auf dem AM-Sender als AMSS ausgestrahlt, der ebenfalls von DREAM decodiert wird.

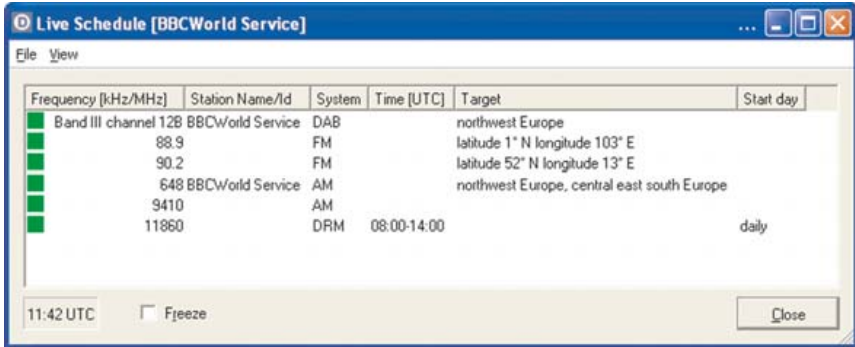


Bild 6.4: Alternative BBC-Frequenzen.

Neben dem Audio-Service wird auf Kurzwelle über die DRM-Station auch der Seewetterdienst Navtex gesendet. Ein Klick auf die zusätzlichen Services öffnet den Multimedia-Dialog zur Anzeige von Texten und Bildern.

In diesem Fall wird eine HTML-Textseite erzeugt, die mit dem installierten Web-Browser angesehen werden kann. Man erhält damit die neuesten Seewetterberichte in Textform (Bild 6.6). In anderen Fällen werden Bilder übertragen (Bild 6.7).

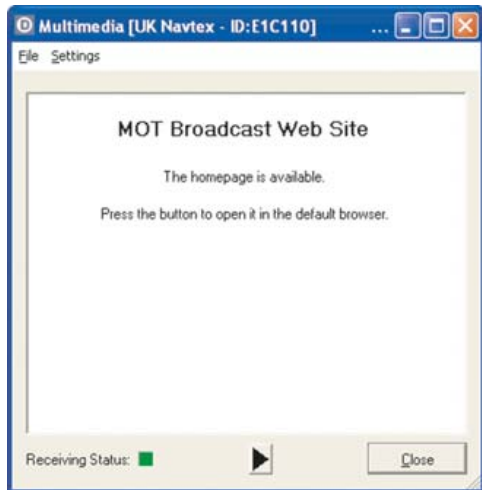


Bild 6.5: Der Multimedia-Dialog.

Bild 6.6:
Ein Navtex-Bericht von BBC DRM.

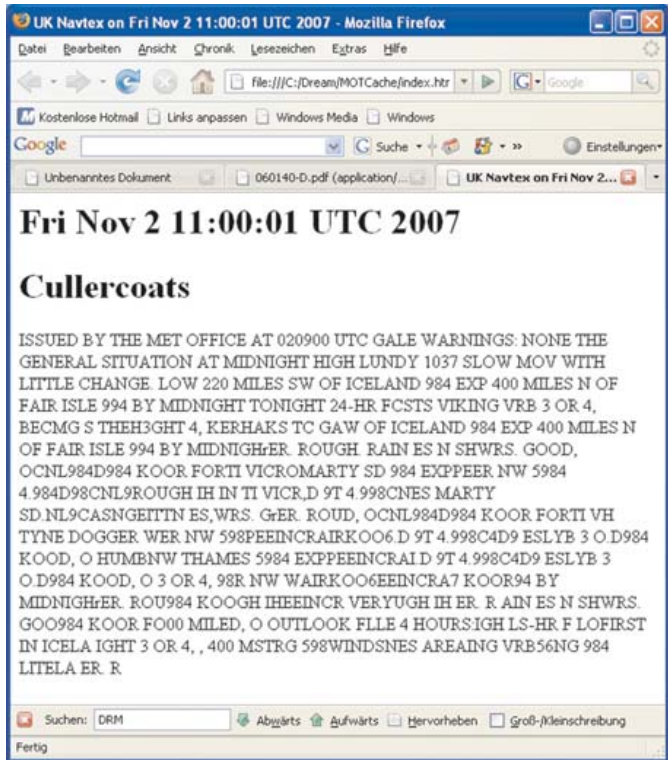


Bild 6.7:
Ein Bild von BBC-WS.



Über View/Evaluation Dialog erhält man zusätzliche Informationen. Die Auswertung zeigt das DRM-Spektrum und zahlreiche weitere Informationen wie den aktuellen Störabstand (SNR), die Bandbreite und den Betriebsmodus. Außerdem kann man hier mit zahlreichen Softwareoptionen experimentieren. Eine gestrichelte rote Linie zeigt die erkannte Mittenfrequenz des DRM-Signals womit man auch die Kalibrierung des Empfängers überprüfen kann. DREAM ist nicht auf eine genaue Frequenzlage bei 12 kHz angewiesen, sondern akzeptiert den gesamten Eingangsbereich zwischen 0 und 24 kHz.

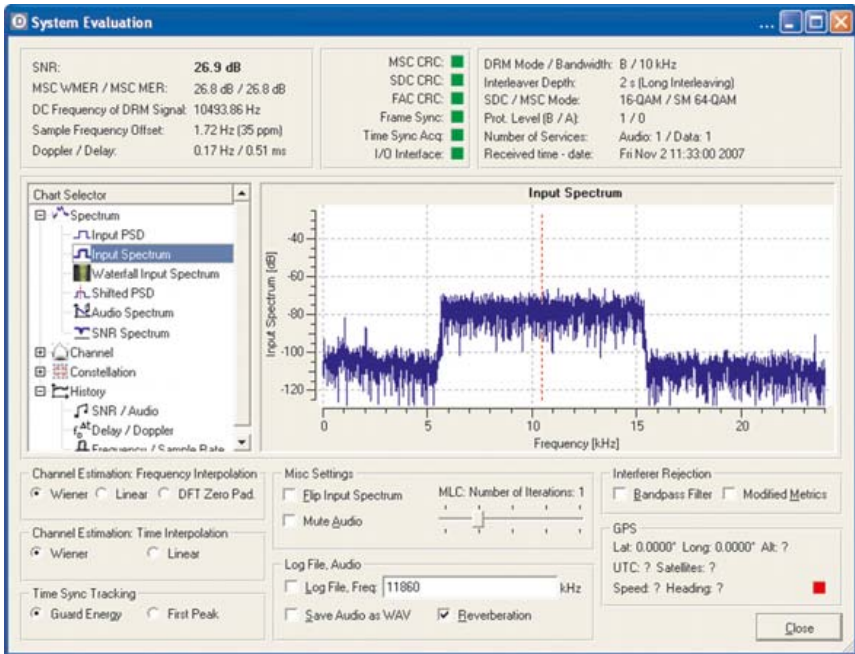


Bild 6.8: Der Auswertedialog in DREAM.

Zahlreiche andere Auswertedialoge liefern einen Überblick über die Empfangsqualität. Wenn die Empfangsbedingungen sich verschlechtern, sieht man im Dialog History/Audio den Verlauf der letzten Viertelstunde. Bild 6.9 zeigt eine Situation, in der der Störabstand sich kontinuierlich verschlechterte und zunehmend der Audio-Datenstrom unterbrochen wurde. Interessant ist auch das NF-Spektrum. Bild 6.10 zeigt, dass das Programm mit einer NF-Bandbreite von 13 kHz übertragen wurde. Verglichen mit der üblichen AM-Modulationsgrenze von 4,5 kHz auf Mittelwelle

oder 5 kHz auf Kurzwelle erkennt man auch daran den erheblichen Qualitätszuwachs durch DRM.

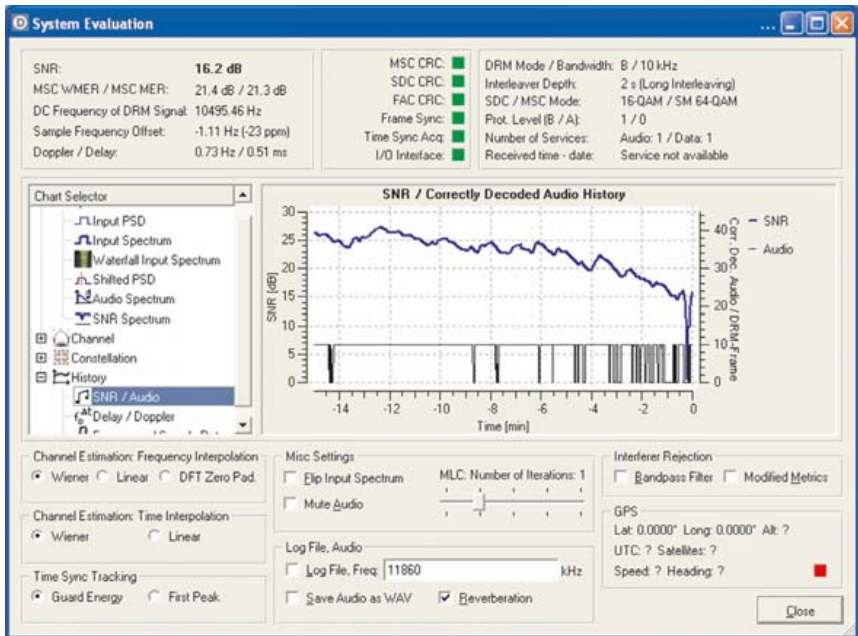


Bild 6.9: Verlauf des Störabstands und des Audiostroms.

Die Deutsche Welle beteiligt sich aktiv am DRM-Betrieb. Je nach Tageszeit werden unterschiedliche Sender eingesetzt. Wie auch andere Senderbetreiber verwendet auch die Deutsche Welle gern Stationen aus größerer Entfernung. Eine gute Versorgung liefert die Station in Sines/Portugal mit unterschiedlichen Frequenzen über den Tag verteilt. Bild 6.11 zeigt den Empfang der Frequenz 13590 kHz. Der Audioservice wird mit 18,08 kbps übertragen und liefert eine NF-Bandbreite von 11 kHz mit angenehmem Klang. Parallel dazu wird der Nachrichtenservice Journaline ausgestrahlt. Ein Klick auf diesen Service öffnet den Multimedia-Dialog. Es dauert dann einige Minuten, bis bei laufender Audioübertragung im Hintergrund die Textseiten aufgebaut werden. Man kann dann durch die Schlagzeilen und die einzelnen Textnachrichten surfen.

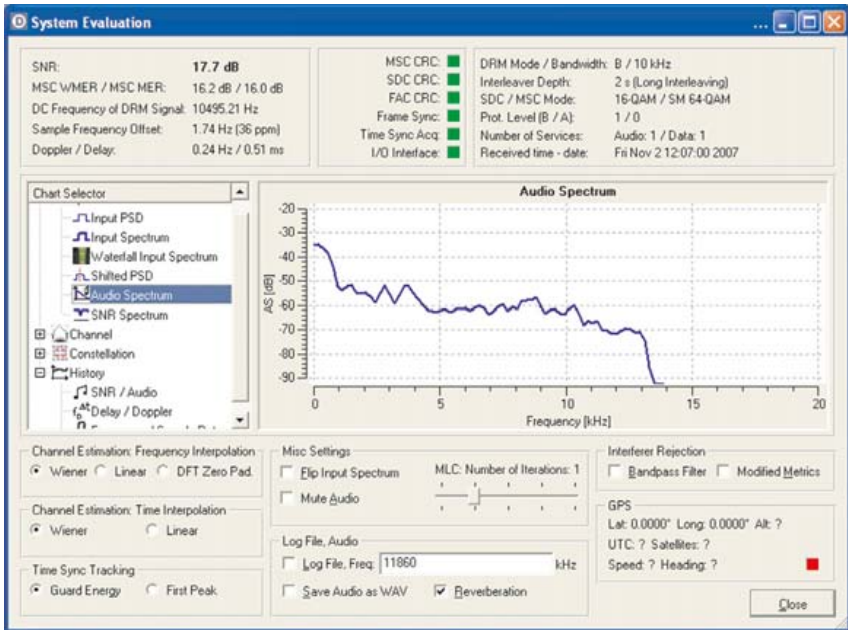
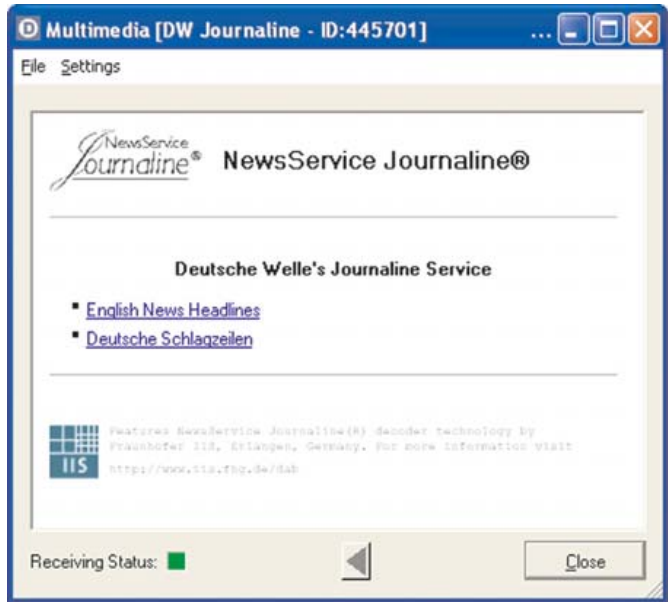


Bild 6.10: Das NF-Spektrum nach der Decodierung.

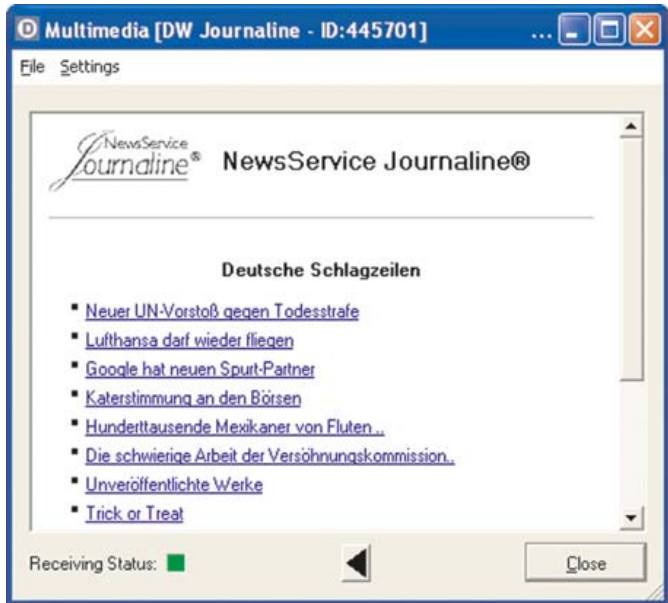


Bild 6.11: Empfang von DW DRM.

*Bild 6.12:
Das Journaline
der Deutschen
Welle.*



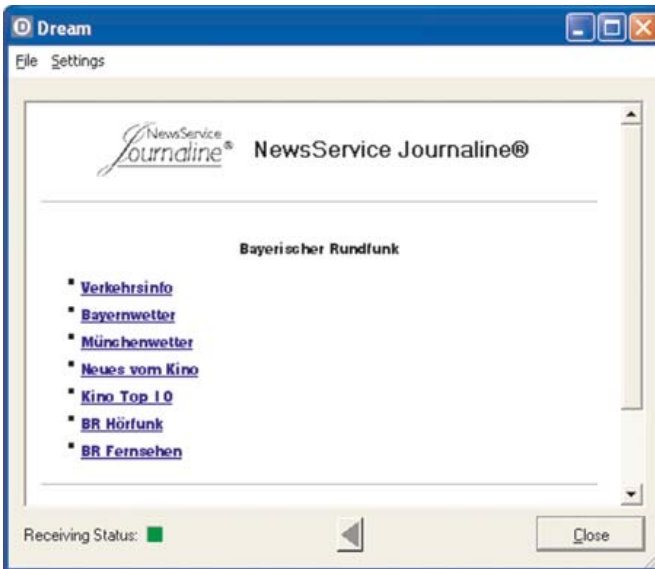
*Bild 6.13:
Journaline-
Schlagzeilen.*





*Bild 6.14:
Eine Textnachricht.*

Auch der Bayerische Rundfunk strahlt mit seinem DRM-Programm BR5-aktuell auf 6085 kHz den Journaline-Service aus und demonstriert damit eindrucksvoll den Zusatznutzen des DRM-Standards.



*Bild 6.15:
Journaline auf
BR-B5akt.*

Dream bietet im Evaluation Dialog ein Logfile an, das den laufenden Empfang protokolliert. Das folgende Text zeigt ein Logfile für BR-B5akt auf 6085 kHz. Der Empfang war durchgehend ohne Verluste bei einem Störabstand zwischen 19,3 dB und 29,6 dB.

```

>>>>
Dream
Software Version 1.6.1cvs
Starttime (UTC) 2007-11-06 07:41:21
Frequency      6085 kHz
Latitude
Longitude
Label          BR-B5akt
Bitrate       15.54 kbps
Mode          B
Bandwidth     10 kHz

MINUTE  SNR      SYNC   AUDIO      TYPE
0000    29      150   1500/10    0
0001    29      150   1500/10    0
0002    26      150   1500/10    0
0003    27      150   1499/10    0
0004    27      150   1500/10    0
0005    25      150   1500/10    0
0006    25      150   1500/10    0
0007    26      150   1500/10    0
0008    27      150   1500/10    0
0009    27      150   1500/10    0
0010    26      150   1500/10    0
0011    28      150   1500/10    0
0012    27      150   1500/10    0
0013    26      150   1500/10    0
0014    24      150   1500/10    0
0015    27      150   1500/10    0
0016    28      150   1500/10    0
0017    29      150   1500/10    0
0018    28      150   1500/10    0

SNR min: 19.3, max: 29.6

CRC:
<<<<

```

RTL gehört ebenfalls zu den führenden DRM-Anbietern. Von Luxemburg aus wird ganztägig auf 6095 kHz das deutsche Programm übertragen. Allerdings ist die Station nicht den ganzen Tag über an jedem Ort in Deutschland gut zu empfangen. Gegen Abend dehnt sich die tote Zone im 49-m-Band so weit aus, dass nur noch die entfernten Orte erreicht werden. Im Raum Essen ist dann oft kein Empfang mehr möglich. RTL France auf 5990 kHz wird teilweise auch von Wertachtal aus gesendet.

Dann kann es dazu kommen, dass zwar das französische RTL gut zu hören ist, das deutsche Programm auf 6095 kHz aber nicht. Auch auf Mittelwelle 1440 kHz sendet RTL teilweise in DRM, wobei allerdings die Reichweite nicht ausreicht, um ganz Deutschland zu versorgen.



*Bild 6.16:
Direkter Empfang aus Kuwait.*

Die meisten DRM-Stationen setzen auf eine überragende Audioqualität, auch um die Vorteile von DRM zu demonstrieren. Dabei leidet allerdings die Übertragungssicherheit, d.h. schon bei relativ geringen Störungen bricht der Audiostrom ab. Der DRM-Sender Kuwait (Bild 6.16) zeigt, was mit geringen Bitraten erreichbar ist. Da nur mit 11,65 kbps gesendet wird, reicht bereits ein Störabstand von etwa 12 dB für eine zuverlässige Decodierung. Die Audiobandbreite liegt etwa bei 4,5 kHz, sodass der Klang eher an einem Mittelwellensender erinnert. Aber immerhin ist das Programm trotz der großen Entfernung oft völlig ohne Unterbrechungen zu empfangen.

6.3 Direkte Abstimmung mit DREAM

Dream unterstützt die direkte Abstimmung zahlreicher Empfänger. Dazu gibt es den Stations-Dialog. Die angezeigten DRM-Stationen lassen sich durch einfaches Anklicken auswählen. Voraussetzung ist, dass unter Remote das passende Gerät eingestellt wurde. Mit der Update-Funktion werden über eine Internetverbindung aktuelle Daten geladen.

Die Senderliste mit Stationsnamen, Sendezeit, Frequenz und Sendeleistung kommt direkt von der laufend aktualisierten DRM-Stationenliste von Klaus Schneider [16]. Man kann auf Wunsch jeweils nur die gerade aktiven Stationen anzeigen lassen. Es

Station Name	Time [UTC]	Frequency [kHz]	Target	Power [kW]	Country	Site	Language	Days
Glas Hrvatske	0700-1500	594	Europe	10	Croatia	Deanovec	various	daily
VoR (Simulcast)	0400-2200	693	Berlin	250	Germany	Dranienburg	various	daily
RAI tests	0000-2400	693	Italy	30	Italy	Milano	Italian	daily
DKultur	0000-2400	729	NE Germany	1	Germany	Putbus	German	daily
DLF	0000-2400	895	Berlin	10	Germany	Berlin-Britz	German	daily
BBC Radio Devon	0000-2400	895	Devon	0.25	Great Britain	Crownhill	English	daily
DRM test	0000-2400	999	Paris	8	France	Villebon SFN	French	daily
Economic Ch.	0000-2400	1008	Prov. Hunan	4	China	Chang Sha	Chinese	daily
ABC	0000-2400	1396	ALUS-NSW	3	Australia	Wollongong, NSW	English	daily
RTL Radio	0700-1700	1440	Europe	240	Luxembourg	Marnach	German	daily
OldiesStar Radio	0000-2400	1495	Berlin	1	Germany	Berlin-Schaeferberg	German	daily
SWR cont.ra	0000-2400	1495	SW Germany	0.42	Germany	Mainz-Wolfsheim	German	daily
OldiesStar Radio	0900-1500	1575	NE Germany	20	Germany	Burg	German	daily
WDR 2 Klassik	0000-2400	1593	W Germany	10	Germany	Langenberg	German	daily
Vatican Radio	0700-1610	1611	Europe	25	Vatican	Santa Maria	various	from Mon to Sat
RFI	2300-1800	3965	France	1	France	Issoudun	French	daily
RNW/	1000-1400	5930	Geneva	200	Germany	Nauen	English	from Mon to Fri
RNW/	1200-1957	5955	Europe	40	Germany	Wertachtal	English	irregular
RTL France	0000-2400	5990	Europe	50	Luxembourg	Junglinster	French	daily
BR-BSakt	0400-2200	6085	Europe	10	Germany	Ismaring	German	daily
RTL Radio	0000-2400	6095	Europe	50	Luxembourg	Junglinster	German	daily
Radio Pragum	1300-1327	9750	Europe	35	Great Britain	Rampisham	German	Fri,Sat
VoR	1300-1500	11615	Europe	35	Russia	Taldom	Russian	daily
BBCWS	0900-1400	11860	Europe	50	Norway	Kvitoy	English	from Mon to Fri
Radio Kuwait	0900-1315	13620	Europe	120	Kuwait	Sulayyiah	Arabic	daily
DW	1200-1359	15725	Europe	90	Portugal	Sines	various	daily
biteXpress	0000-2400	15896	Erlangen	0.1	Germany	Erlangen	German	daily
TDF	1300-2000	17875	Mexico	150	French Guiana	Montsinery	French	daily
DW, Premier Radio	0000-2400	25695	London	0.1	Great Britain	Cityst Palace	English	daily
Radio Rwanda	0000-2400	25740	Rwanda	0.08	Rwanda	Kigali	various	daily
TDF Radio	0000-2400	25775	Rennes	0.1	France	Rennes	French	daily
Radio Luxembourg	0000-2400	25795	Luxembourg	0.15	Luxembourg	Dudelange	English	daily
Campus Radio	0000-2400	26000	Neumarkt	0.1	Germany	Dilberg	German	daily
Campus Radio	0000-2400	26012	Nuenberg	0.1	Germany	Nuenberg	German	daily
various	0000-2400	26045	Hannover	0.04	Germany	Hannover	German	daily
TDF	0000-2400	59500	Rennes	0.15	France	Rennes	French	daily

Bild 6.17: Direkte Stationswahl.

genügt ein Klick zur Abstimmung des Empfängers. Da man immer den Überblick behält, findet man auch neue oder seltene Stationen.

Der Remote-Dialog zeigt eine Auswahl der meist eingesetzten Empfänger, darunter auch den Elektor-DRM-Empfänger aus Heft 3/2004 (vgl. Kap. 15). Später hinzugekommene Empfänger werden in der Hamlib.DLL behandelt. Während der Arbeit an diesem Buch wurde freundlicherweise von Stephane Fillod auch schon der Elektor-SDR eingefügt. Die Erweiterung der DLL befindet sich noch im Beta-Stadium und wird vermutlich bei Erscheinen des Buchs allgemein verfügbar sein.



*Bild 6.18:
Der Remote-
Dialog.*

Die erweiterte Geräteliste findet sich unter dem Menüpunkt „Other“. Ein Klick auf das Gerät 2507 (Elektor SDR-USB) aktiviert die direkte Steuerung des Elektor-SDR.



*Bild 6.19:
Auswahl des
Elektor-SDR.*

Die Hamlib-DLL verwendet eine weiter entwickelte Ansteuerung des Elektor-SDR, die die ursprüngliche Initialisierung überschreibt. So werden vor allem auf den höheren Frequenzen bessere Rauschwerte und höhere Störabstände erreicht. Da die DLL veränderte Grundeinstellungen verwendet, ist die Abstimmung nicht kompatibel zu der in ElektorSDR, SoDiRa, DRM Disco oder G8JCFSDR. Wechselt man nach der direkten Abstimmung mit DREAM auf eine andere Abstimmsoftware, ist es nötig die ursprünglichen Parameter wiederherzustellen. Dazu unterbricht man kurz

die Betriebsspannung und startet den Empfänger neu, oder man überträgt mit ElektorSDR die Datei InitCal.bin neu in das RAM des Oszillatorbausteins. Will man grundsätzlich mit externer Software abstimmen, kann DREAM ohne eigene Abstimmung betrieben werden, indem man unter Remote keinen Empfänger (None) auswählt.

6.4 AM und SSB-Empfang

Nach wie vor senden die meisten Rundfunksender im AM-Modus. Gerade weit entfernte Stationen kommen damit sicherer an als im DRM-Standard. Auch bei Störungen ist es angenehmer einen Sender mit geringerer Qualität zu hören als überhaupt nicht mehr.

Über Settings/AM wird Dream in den analogen Modus umgeschaltet. Dream sucht sich automatisch den stärksten Träger im Eingangsspektrum. Alternativ kann man auf einen Träger im Spektrum klicken, um einen Sender auszuwählen. Durch Einstellen der gewünschten Filterbandbreite lässt sich der beste Kompromiss zwischen NF-Bandbreite und Hintergrundrauschen finden.

Die AGC-Option ersetzt die fehlende Hardware-AGC und erlaubt auch den Empfang schwacher Stationen, wobei die NF-Verstärkung automatisch entsprechend hoch geregelt wird. Angenehm ist die Auswahl der Regelgeschwindigkeit. Beim Suchen einer Station wählt man „Fast“, um schnell zwischen hohen und geringen Signalpegeln zu wechseln. Da jedoch das demodulierte NF-Signal zur Regelung verwendet wird, steigt in den Modulationspausen das Rauschen stark an, was auch SDRadio mit seiner relativ schnellen Regelung zeigt. Dieses Verhalten kann man übrigens in geringerem Ausmaß auch bei vielen AM-Radios feststellen, obwohl hier üblicherweise der Träger für die Regelung benutzt wird. Der Grund liegt in der Aufwärtsregelung vieler moderner AM-Sender, die im Interesse eines geringeren Energiebedarfs die Trägerleistung dem Modulationspegel anpassen. Die AGC-Einstellung „Slow“ in

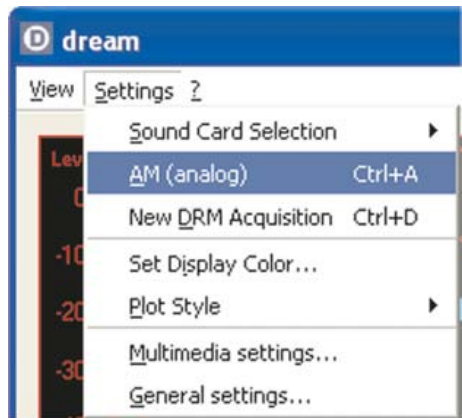


Bild 6.20: Umschalten in den AM-Modus.

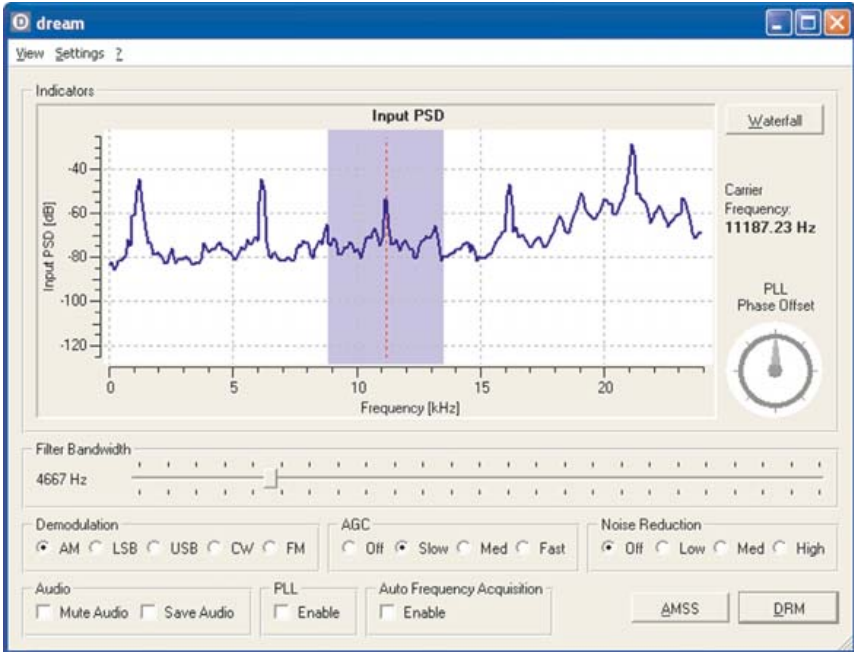


Bild 6.21: DREAM im AM-Modus.

Dream vermeidet jedoch diesen Effekt weitgehend. Sie empfiehlt sich daher bei starken AM-Stationen, die dann oft mit erstaunlicher Qualität gehört werden können.

AM-Stationen können auch in der Betriebsart SSB empfangen werden, wobei man entweder das untere Seitenband (LSB) oder das obere Seitenband (USB) auswählt. Das bietet oft Vorteile gegenüber dem AM-Modus. Ein eventuell auftretendes selektives Fading führt normalerweise zu starken Verzerrungen, wenn der Träger fast ausgelöscht wird. Mit DREAM ist trotzdem einwandfreier Empfang möglich, allenfalls ändert sich der Klang etwas.

Der Einseitenbandempfang bietet zusätzlich die Möglichkeit, stark gestörte AM-Stationen klarer zu empfangen. Da für den Kurzwellen-Rundfunk ein 5-kHz-Frequenzraster vorgegeben ist, gibt es oft Stationen, die nur 5 kHz auseinander liegen und deren innere Seitenbänder sich voll überlagern. Man kann nun das jeweils äußere, ungestörte Seitenband selektiv empfangen.

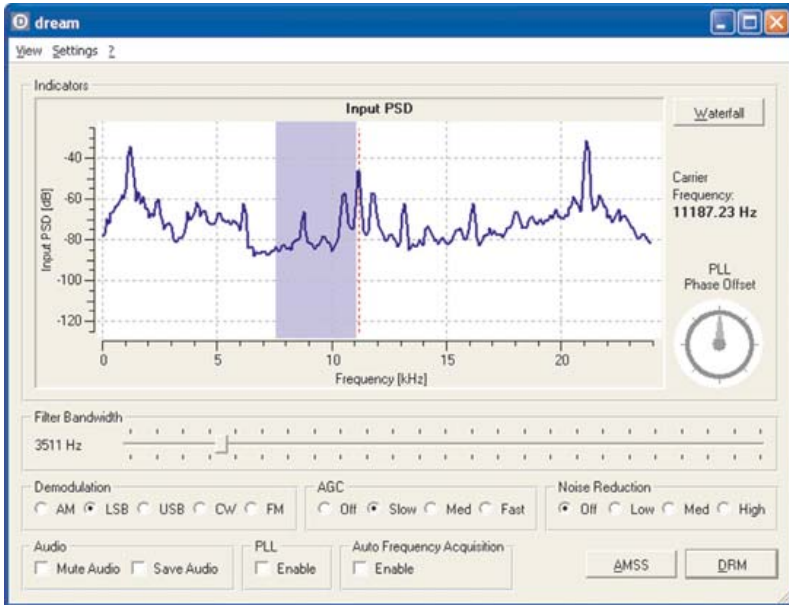


Bild 6.22: Empfang des unteren Seitenbandes.

The screenshot shows the 'Stations' window in DREAM software. It has a title bar with the 'Stations' logo and window controls. Below the title bar, there are 'View Remote Update' options. The main area contains a table of radio stations. The table has columns for Station Name, Time [UTC], Freq, Target, Power, Country, Site, and Language. The stations are sorted by their 'Target' column, which shows various European locations. At the bottom of the window, there are controls for '16:58 UTC' and '1125 kHz', along with a 'Close' button.

Station Name	Time [UTC]	Freq	Target	Power	Country	Site	Language
Deutschlandradio Kultur	0000-2400	6005	Europe		? Germany		German
Voice of Croatia	0400-2400	783	Europe		? Croatia		Croatian
RTL DIGITAL	0000-2400	5990	Europe		? Luxembourg		French
Voice of Croatia	0600-1830	774	Europe		? Croatia		Croatian
Voice of Russia	1500-1700	693	Europe		? Russian Federation	Germany	German
Radio Belarus	1600-1800	7390	Europe		? Belarus		Russian
China Radio Int.	1600-1800	5970	Europe		? China	Albania	German
WYFR Family Radio	1600-1800	18930	Europe		? United States of Am...		Russian
Voice of Russia	1500-1700	9795	Europe		? Russian Federation		German
WYFR Family Radio	1600-2145	18980	Europe		? United States of Am...		English
Deutsche Welle DIGITAL	1600-0600	3995	Europe		? Germany	Portugal	German
Kol Israel	1645-1700	11590	Europe		? Israel		Hungarian
WYFR Family Radio	1600-1800	21455	Europe		? United States of Am...		English
Russian Int. Radio	1600-2100	5940	Europe		? Russian Federation		Russian
Voice of Russia	1500-1900	1323	Europe		? Russian Federation	Germany	German
Radio Vaticana	1650-1710	4005	Europe		? Vatican State		Croatian
Voice of Russia	1500-1700	630	Europe		? Russian Federation	Germany	German
WYFR Family Radio	1600-1700	21670	Europe		? United States of Am...		Italian
Voice of Russia	1500-1700	603	Europe		? Russian Federation	Germany	German
TDF Radio DIGITAL	0000-2400	25775	Europe		? France		French
RTL DIGITAL	0000-2400	25795	Europe		? Luxembourg		English
China Radio Int.	1600-1800	11690	Europe		? China		French
Radio Vaticana	1650-1710	5885	Europe		? Vatican State		Croatian

Bild 6.23: AM-Stationen sortiert nach Zielort.

Der AM-Sendeplan aller Rundfunkstationen auf Lang, Mittel und Kurzwelle erleichtert die Orientierung. Die Stationen lassen sich z.B. nach Name, Frequenz, Zielort oder Land sortieren. Damit macht das der Empfang ferner Sender noch mehr Spaß. Die verwendete Datei AMSchedule.ini muss aus dem Internet geladen werden. Im Dream-Vereuchnis findet man dazu die Internetverknüpfung „AMSchedule.ini – Download“

Einige Sender wie z.B. BBC verwenden die AMSS-Stationskennung. Auch sie wird von Dream gelesen. Bild 6.24 zeigt die von BBC auf Mittelwelle übertragenen Daten.

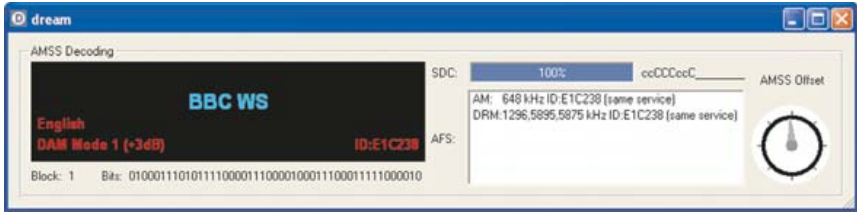


Bild 6.24: Die AM-Senderkennung.

7. DRM Disco

Das Programm DRM Disco von Carsten Knütter ist eine reine Abstimm-Software, ursprünglich speziell für DRM-Stationen. Seit der Version 3.5.0 wird jedoch auch die umfangreiche AM-Stationenliste AMSchedule.ini mit verwendet. Das Programm kann nun zusammen mit Dream für DRM oder mit einem beliebigen andern Decoderprogramm für AM verwendet werden. Die Verwendung mit SDRadio bietet gegenüber dem einfachen Programm ElektorSDR stark erweiterte Möglichkeiten.

7.1 Installation und Initialisierung

Das Programm erhält man als Zip-File man auf der Internetseite des Autors [13]. Die Software muss in ein beliebiges Verzeichnis entpackt werden. Dabei ist bereits die DRM-Stationenliste DRMSchedule.ini. Zusätzlich sollte man die AM-Stationenliste AMSchedule.ini aus dem Dream-Arbeitsverzeichnis kopieren. Alternativ kann auch DRM Disco selbst in das Dream-Verzeichnis kopiert werden. Dann wird die Aktualisierung des Sendeplans mit der Update-Funktion in Dream gleichzeitig für DRM Disco aktiv.

Aktivieren der Option Schedule Settings /All zeigt alle DRM- und AM-Stationen. Grün markiert erscheinen die gerade aktiven Stationen. DRM Disco verbindet beide Sendepläne zu einer gemeinsamen Datei DRMAMSchedule.ini.

Um die direkte Abstimmung zu nutzen, muss der gewünschte Empfänger ausgewählt werden, hier der ElektorSDR. Ein Klick auf Connect stellt die Verbindung her. Wichtig ist noch die Einstellung der gewünschten ZF-Ablage, z.B. 15 kHz (vgl. Bild 7.1) Nun lassen sich die Frequenzen der gewünschten Stationen durch Anklicken abstimmen.

Unter dem Fenster für die editierbare ZF-Ablage gibt es Fenster für die Feineinstellung des Quarzoszillators mit einem Einstellbereich 0 bis 255. Zunächst kann ein mittlerer Wert von 127 verwendet werden. Für eine bessere Genauigkeit sucht man dann einen genaueren Wert (z.B. 112). Über Auswahlfenster kann jederzeit die gewünschte Abschwächung (0/-10/-20 dB) und der Antenneneingang (In1 ... In8) umgeschaltet werden. Statt der Abstimmung über die Senderliste ist auch die direkte Abstimmung möglich. Dazu wählt man zunächst die gewünschte Schrittweite,

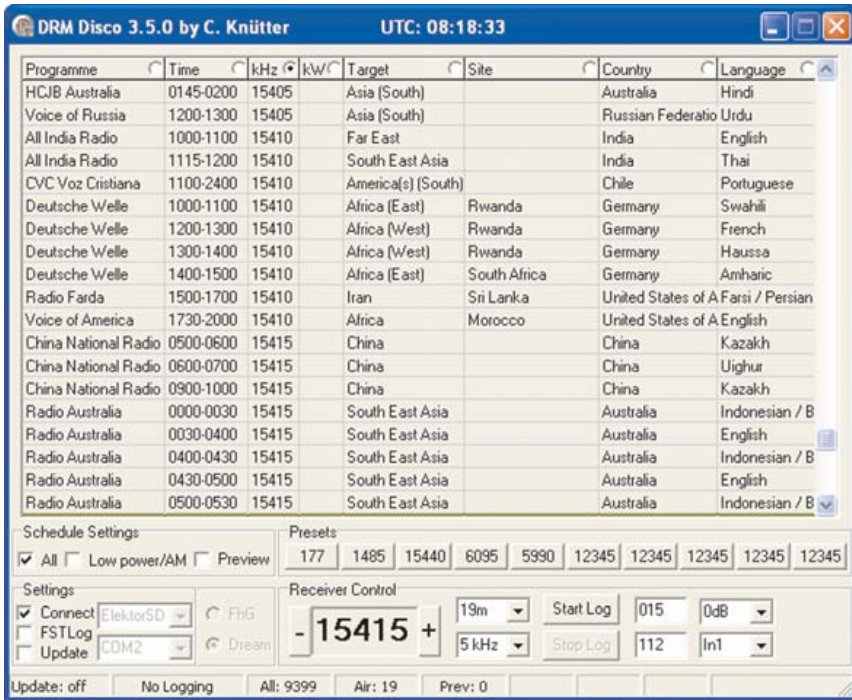


Bild 7.1: DRM Disco verbunden mit dem Elektor-SDR.

z.B. 5 kHz für Kurzwelle oder 9 kHz für Mittelwelle. Dann lässt sich die Frequenz über die Schaltflächen + und - verändern, oder man benutzt das Mausexplorer für die Abstimmung im eingestellten Kanalraster.

7.2 DRM-Stationen

Wenn im Bereich Schedule Settings keines der Kästchen aktiviert ist, zeigt DRM Disco nur die gerade aktiven DRM-Stationen mit grüner Markierung. Aktiviert man die Preview-Option, werden zusätzlich in rot die Stationen angezeigt, die als nächstes aktiv werden. Nun reicht ein Klick auf die gewünschte Station, um die entsprechende Frequenz einzustellen.

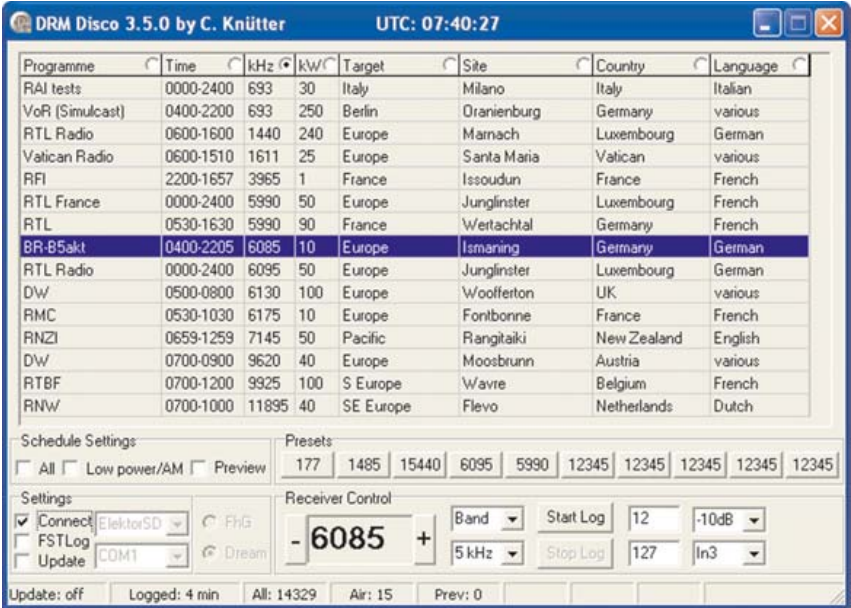
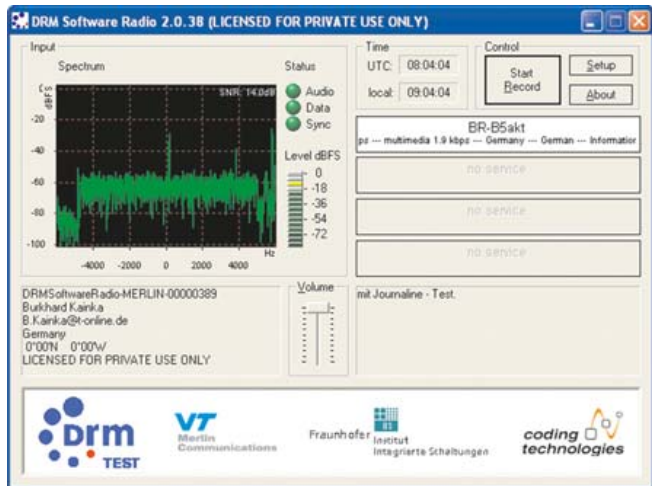


Bild 7.2: Liste aktiver DRM-Stationen.

Ursprünglich wurde das Programm für die Verwendung mit dem DRM Software Radio [10] des Fraunhofer IIS (vgl. Kap. 3.7) entwickelt, weil hier eine Senderliste fehlt. Dazu muss eine Zwischenfrequenz von 12 kHz eingestellt sein. Dieser Deco-

Bild 7.3: Das DRM Software Radio.



der ist jedoch speziell für den Elektor-SDR weniger gut geeignet, weil es die IQ-Signale nicht auswertet und damit unter Spiegelfrequenzproblemen wie bei einem einfachen Direktmischer leidet. Bild 7.3 zeigt den Empfang auf 6085 kHz, wobei ein AM-Sender auf der Spiegelfrequenz im oberen Teil des Spektrums sichtbar wird. Aber auch die Verwendung mit Dream ist sinnvoll, wenn man z.B. den Decoder im Hintergrund laufen lässt und nur das übersichtliche DRM Disco auf dem Desktop hat. Außerdem kann nun bequem mit dem Mausrad abgestimmt werden. Ein weiteres Programm, das sinnvoll mit DRM Disco verwendet werden kann, ist SoDiRa (vgl. Kap. 8), das ohne eigene Sendeliste arbeitet.

7.3 AM-Stationen

Wenn man mit einem Weltempfänger einfach nur die einzelnen Bänder absucht, findet man zwar leicht die stärksten Stationen, man weiß aber oft nicht, wer da gerade für welches Zielgebiet sendet. Die ersten Empfangsversuche mit DRM Disco gelin-

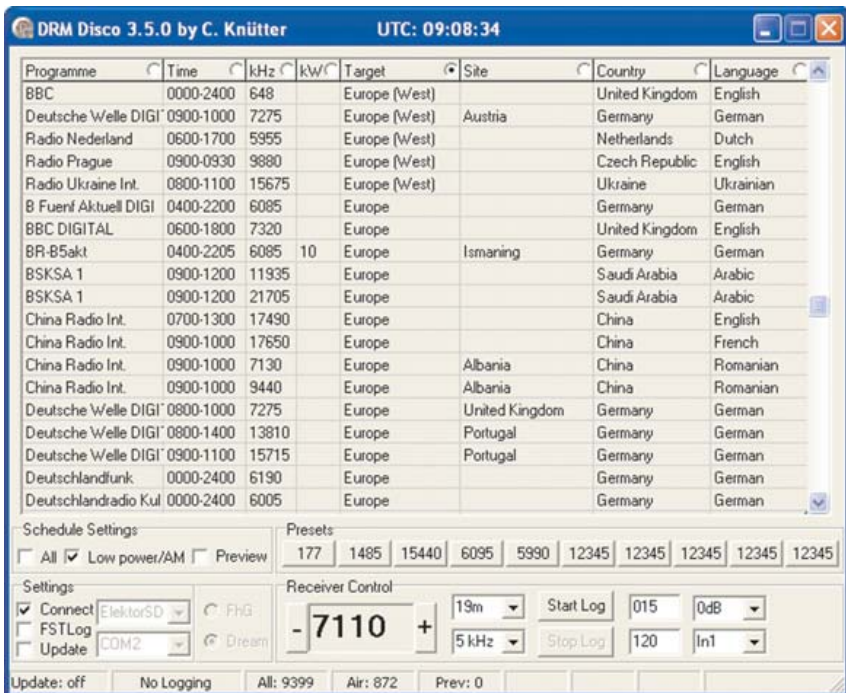


Bild 7.4: AM-Stationen mit Zielgebiet Europa.

gen, wenn man das Zielgebiet (Target) als Sortierkriterium anklickt und in der Liste den Bereich Europa aufsucht. Die Einstellung Low power/AM ohne das All-Kästchen zeigt nur die gerade aktiven Stationen. Die meisten sollten klar zu hören sein. Oft hat man mehrere Frequenzen zur Auswahl und kann leicht austesten, wo der beste Empfang zu erreichen ist.

Das Programm lässt sich gut zusammen mit SDRadio oder G8JCFSDR (Kap. 9) einsetzen. Beim Surfen durch die Kurzwelle findet man oft interessante Stationen, von denen man vorher vielleicht nichts wusste. So gibt es z.B. im 75-m-Band AM-Rundfunkstationen, die mit vielen einfachen Kurzwellenempfängern nicht zu empfangen sind. Oder man stößt auf einen Sender wie Radio Budapest und ist plötzlich fasziniert von der gerade gesendeten Musik. Nur gibt es etwas zu viele Störungen auf der Frequenz. Aber ein Klick reicht aus um die Senderliste nach Stationsnamen zu sortieren. Und da steht z.B., dass Radio Budapest gerade auf drei verschiedenen Frequenzen sendet. Wenige Klicks später ist klar, auf welcher Frequenz der beste Empfang herrscht.

Statt nach Stationsnamen kann man mit DRM Disko auch einfach die einzelnen Bänder durchsuchen. Man stellt z.B. für Kurzwelle ein 5-kHz-Raster ein, klickt einmal in die Frequenzanzeige und stimmt dann z.B. mit dem Mausrad ab. Wenn man dann zufällig auf eine interessante Station trifft, wird ihr Name, Ursprungsland und das Zielgebiet sofort angezeigt. Oft gibt es mehrere Stationen auf der gleichen Frequenz, dann hört man vermutlich diejenige, deren Zielgebiet am besten mit dem Standort übereinstimmt.

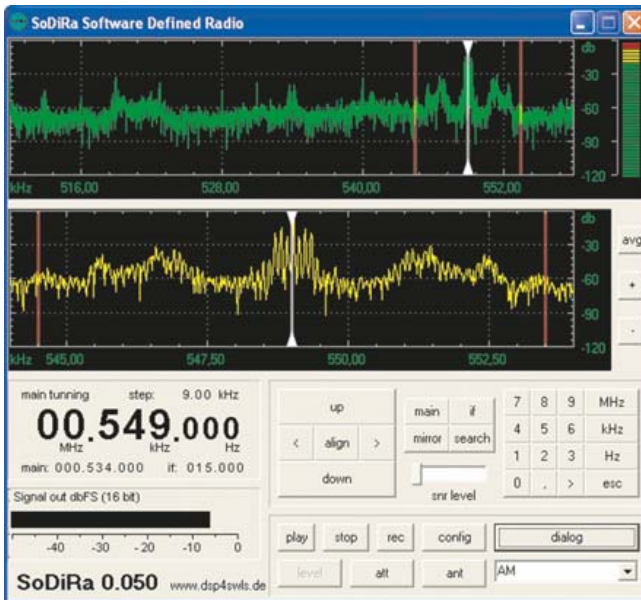
Oft ist es interessant, Stationen aus fernen Ländern wie Israel, Indien oder Pakistan zu suchen. All India Radio sendet zeitweise auf mehreren Frequenzen in Richtung Europa. Man kann aber auch versuchen, Sendungen aufzufangen, die für andere Zielgebiete gedacht sind. Wenn z.B. von Indien aus in Richtung Westafrika gesendet wird, hat man durchaus eine Chance mitzuhören.

8. SoDiRa

Das Programm SoDiRa (Software Defined Radio) stammt von Bernd Reiser und ist ein kompletter Decoder für AM und DRM, d.h. man kommt ohne einen externen DRM-Decoder wie Dream aus. Außerdem bietet SoDiRa die direkte Abstimmung verschiedener Empfänger, darunter auch des Elektor-SDR. Die Software wurde komplett in Delphi entwickelt und enthält einige zusätzliche Features wie z.B. die Dekodierung von AM-Stereo.

8.1 Einstellungen

Nach dem Download des Programms von der Seite des Autors [15] entpackt man das Zip-Archiv in ein eigenes Verzeichnis. Hier finden sich zunächst nur zwei Dateien, sodira.exe und eine zusätzliche DLL. Nach dem ersten Start kommt noch die Datei options.ini hinzu, in der sich die Software die aktuellen Einstellungen merkt.



*Bild 8.1:
Das Programm
SoDiRa.*

Beim ersten Start ist noch kein Empfänger und meist auch der falsche Soundkarteneingang eingestellt. Ein Klick auf „config“ öffnet das Options-Menü. Auf der Registerkarte „wavedevice“ muss die Soundkarte ausgewählt werden. Der Eingang steht zuerst auf Mikrophon und soll auf Line-In umgeschaltet werden. Hier kann auch der Eingangslevel justiert werden, wobei zunächst eine mittlere Stellung des Schiebereglers verwendet werden kann. Wenn die Soundkarte dies unterstützt, kann man die Sample-Rate auf 96 kHz oder sogar auf 192 kHz einstellen, was ein entsprechend breiteres Empfangsspektrum liefert. Allerdings wird damit mehr Rechenleistung gebraucht, sodass man zuerst mit 48 kHz testen sollte.

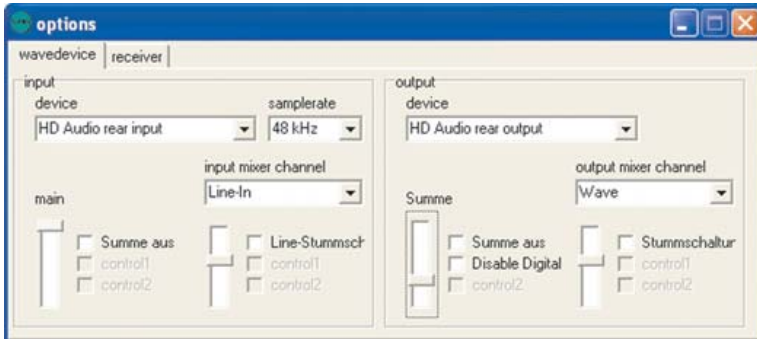


Bild 8.2: Einstellung der Soundkarte mit 48 kHz.

Im zweiten Stritt muss der Empfänger ausgewählt werden. Die Einstellung Elektor USB IQ verwendet den Empfänger über den USB-Anschluss. Bei Bedarf können der linke und der rechte Kanal getauscht werden. Außerdem bietet dieser Empfänger einen Schieberegler für die Feineinstellung der Quarzfrequenz.

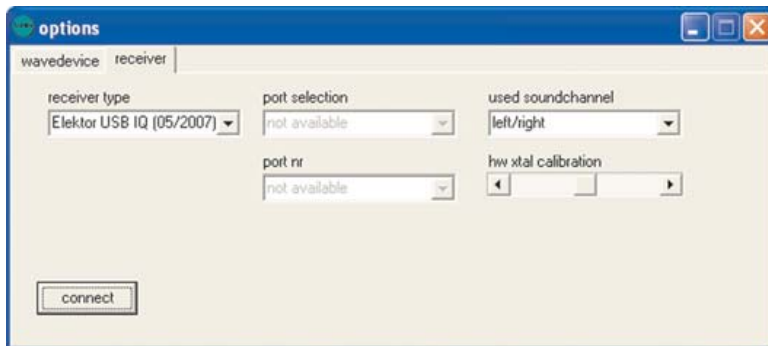


Bild 8.3: Auswahl des Empfängers.

8.2 AM-Empfang

Bevor man einen Sender empfangen kann, muss noch die gewünschte ZF-Lage eingestellt werden. Man wählt z.B. 15 kHz. Ein Klick auf „if“ aktiviert die Einstellung der Zwischenfrequenz. Mit mehrfachem Klick auf den Pfeil nach links stellt man die Schrittweite von 1 Hz auf 1 kHz um. Dann lässt sich die ZF-Lage mit der up-Schaltfläche bis auf 15 kHz erhöhen. Die selbe Bedienung gilt auch für die main-Abstimmung, wobei man die Schrittweite z.B. auf 5 kHz oder auf 9 kHz einstellen sollte. Danach kann mit der up- bzw. der down-Schaltfläche abgestimmt werden.



*Bild 8.4:
Einstellung der
Zwischenfre-
quenz 15 kHz.*

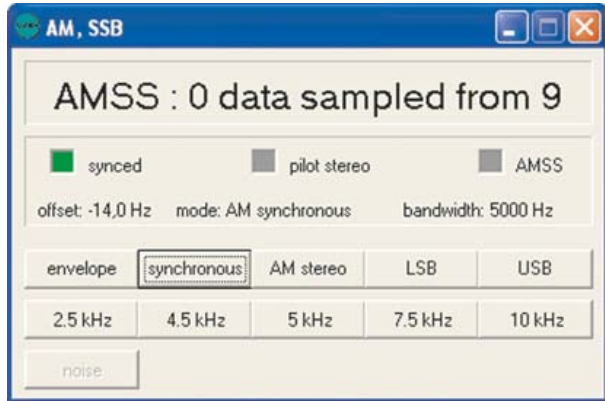
Nach Aktivierung der main-Abstimmung kann auch der Ziffernblock verwendet werden. Man klickt z.B. auf 6-0-7-5 und dann auf kHz um 6075 kHz einzustellen. Nun sollte bereits eine AM-Station zu hören sein.



*Bild 8.5:
Abstimmung
mit dem Zif-
ferblock.*

Im AM-Modus liefert SoDiRa einen sehr angenehmen Klang, weil die ALC ihre Regelinformation vom Träger ableitet und deshalb nicht in Modulationspausen hoch regelt. Über das Dialog-Menü kann die Modulationsbandbreite z.B. auf 4,5 kHz oder 5 kHz eingestellt werden. Außerdem bietet der synchrone Modus besseren Empfang bei starkem Fading mit teilweiser Trägerauslöschung. Voraussetzung ist ein Einrasten des Trägers bei ausreichend genauer Frequenz, das über das grün markierte synced-Kästchen angezeigt wird. In diesem Fall kann auch ein normaler AM-Sender mit der Einstellung AM-Stereo dekodiert werden. Falls ein Sender die AMSS-Kennung ausstrahlt, wird der entsprechende Text im Dialog-Menü angezeigt.

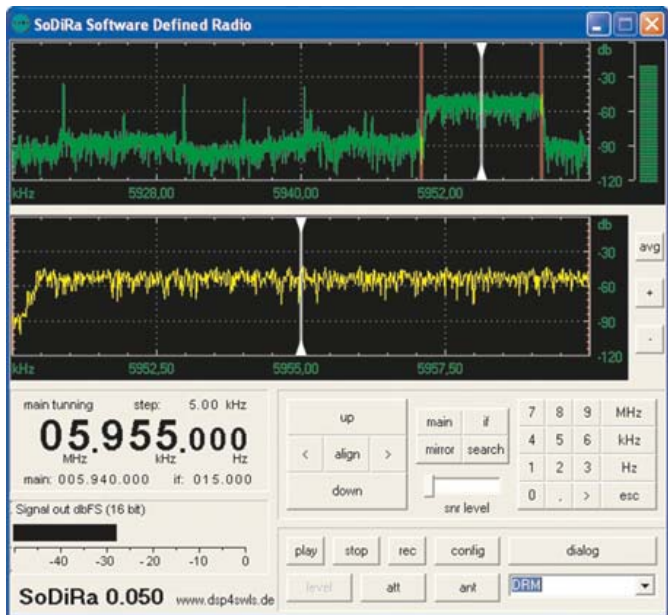
*Bild 8.6:
Wahl der Band-
breite und des
AM-Modus.*



8.3 DRM-Empfang

SoDiRa enthält einen kompletten DRM-Decoder, sodass man kein zusätzliches Programm benötigt. Es reicht eine Einstellung zu ändern um vom AM- in den DRM-Modus zu wechseln. Das ist besonders angenehm, wenn man z.B. mit dem eingebauten Suchlauf nach starken Stationen gesucht hat und dabei auf ein DRM-Signal gestoßen ist.

*Bild 8.7:
Umschalten in
den DRM-Modus.*



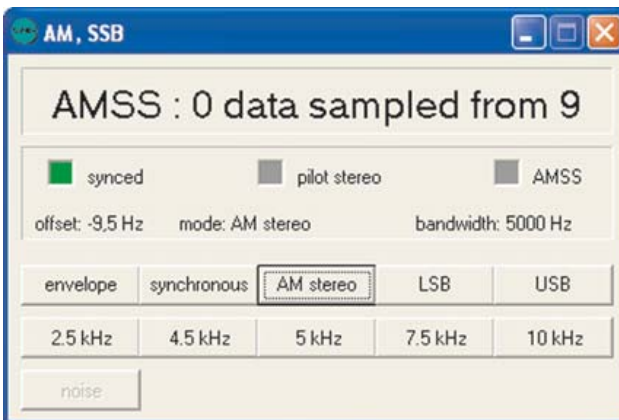
Die Dialog-Schaltfläche öffnet ein Fenster mit den entscheidenden Anzeigen. Man erkennt nun, um welche Station es sich handelt und mit welchem Störabstand sie empfangen wird.



*Bild 8.8:
Anzeige der
Stationsken-
nung und wei-
terer Daten.*

8.4 AM-Stereo

AM-Stereo ist in den USA verbreitet und kommt mit der normalen AM-Bandbreite aus. Ein Differenzsignal R - L wird um 90 Grad phasenverschoben mit auf den Träger moduliert (Quadratur-Modulation). In Europa gibt es derzeit nur einen leistungsstarken Mittelwellensender mit AM-Stereo: France Bleu auf 864 kHz. Der Sender ist in den Abendstunden über weite Gebiete Europas gut zu hören. Ein normales Radio empfängt natürlich nur Mono. Aber mit SoDiRa ist auch der Stereoempfang möglich.



*Bild 8.9:
Umschalten auf
AM-Stereo.*

Anders als bei UKW-Stereo funktioniert die Decodierung bestens auch bei schwachen Signalen, da kein Hilfsträger gebraucht wird. Es gibt zwar einen Pilotton, er hat aber nur eine Anzeigefunktion und wird nicht für die Dekodierung benötigt. Auch bei schwachem Signal verschwindet der Stereoklang daher nicht. Der Stereoklang ist auch bei gestörtem Signal sehr angenehm, da es keine zusätzlichen Verzerrungen gibt.

Schaltet man bei einem normalen AM-Sender auf Stereo um, ändert sich meist nichts, allenfalls das Rauschen kann leicht ansteigen. Interessante Stereo-Effekte durch Phasenverschiebungen ergeben sich bei Kurzwellen-AM-Stationen, die von Mehrfachempfang und damit von selektivem Fading betroffen sind. Der Klang wandert dann mit dem Fading durch den Hörraum. Im Einzelfall kann sogar die Verständlichkeit verbessert werden, weil Signale in der gedrehten Phasenlage gerade nicht ausgelöscht sind.

8.5 FM-Stereo

Außer AM dekodiert SoDiRa auch FM-Signale. Auf Kurzwelle wird FM nur selten verwendet. Signale findet man allenfalls im CB-Funkbereich bei 27 MHz. Der Elektor-SDR kann aber als ZF-Teil für UKW-FM eingesetzt werden. Dazu ist eine hohe Bandbreite von etwa 150 kHz erforderlich. Wenn eine geeignete Soundkarte vorhanden ist, sollte die Abtastrate 192 kHz eingestellt werden. Viele neuere PCs haben eine eingebaute Soundkarte wie die VIA High Definition Audio (VIA VT3310) die bis zu 192 kHz schafft. Im Config-Menü lässt sich die Abtastrate umschalten. Damit sieht man auch im AM-Modus ein insgesamt 192 kHz breites Spektrum.

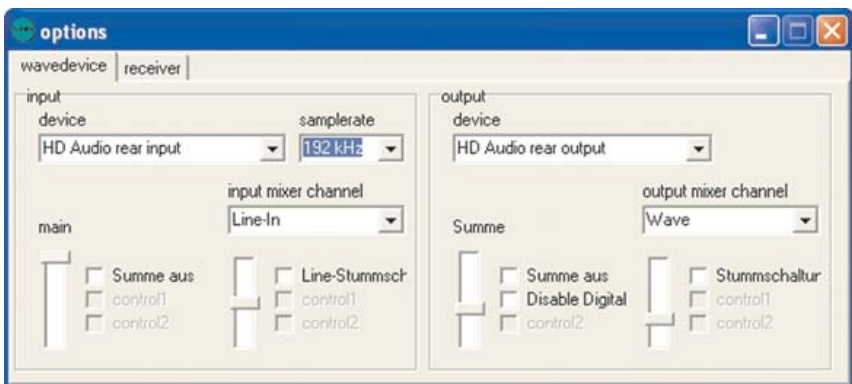
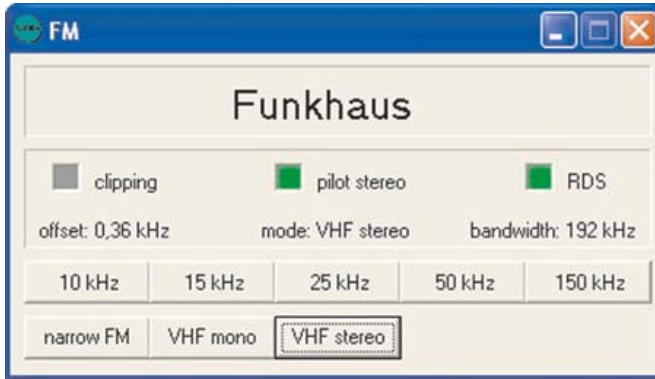


Bild 8.10: Einstellung der Abtastrate 192 kHz.

Für die Empfangsversuche verwendet man am besten ein vorhandenes UKW-Radio und koppelt die 0,7-MHz-ZF an geeigneter Stelle aus. Das Signal wird dann vom Elektor-SDR verarbeitet. Und tatsächlich erscheint UKW-Stereo in guter Qualität und mit RDS!



*Bild 8.11:
Stereoempfang
mit RDS.*

UKW FM arbeitet mit 75 kHz Hub, das Basisbandsignal hat eine Bandbreite von ca. 60 kHz. Die Bandbreite des FM-Signals beträgt etwa $2 \cdot (75 \text{ kHz} + 60 \text{ kHz}) = 270 \text{ kHz}$. Man sieht, selbst eine Samplerate von 192 kHz ist noch nicht optimal. Meistens wird die Modulation jedoch nicht voll angesteuert und es funktioniert ohne Verzerrungen. Bei Abtastraten von 48 kHz oder 96 kHz kann man nur Mono-Signale bei genügend kleiner Aussteuerung und noch kein RDS dekodieren.

9. G8JCFSDR

Peter Carnegie hat mit dem Programm G8JCFSDR einen universellen Empfänger programmiert, der mit seinen zahlreichen Einstellmöglichkeiten auch für den Fernempfang unter schwierigen Empfangsbedingungen geeignet ist. Eigenschaften wie Notchfilter und einstellbare AGC-Zeiten findet man sonst nur bei sehr teuren Empfängern. Damit wertet die Software die einfache SDR-Hardware erheblich auf.

9.1 Installation und Initialisierung

G8JCFSDR wird laufend gepflegt und erweitert. Daher gibt es auf der Seite des Autors Peter Carnegie [14] jeweils eine komplette Installationsversion mit allen erforderlichen Dateien und zusätzlich die neuesten Versionen als reine EXE-Dateien, die jeweils in das Arbeitsverzeichnis C:\Programme\G8JCF\G8JCFSDR kopiert werden.

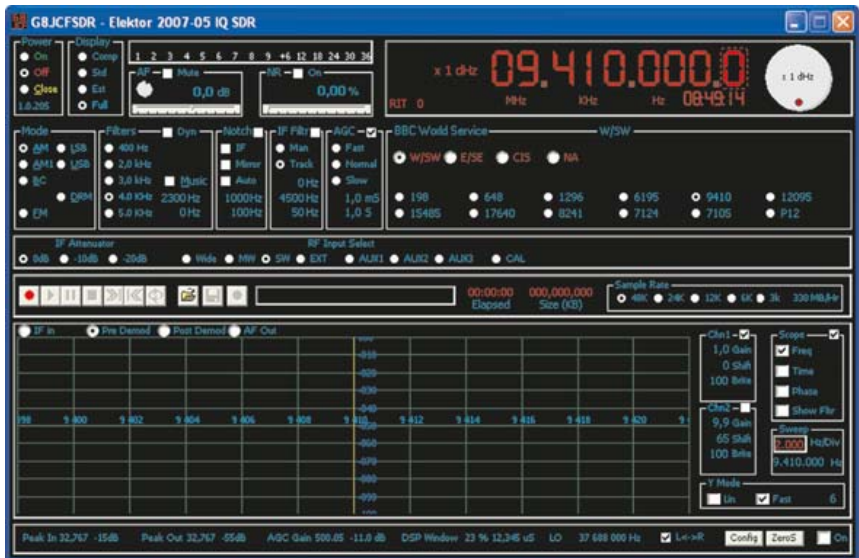


Bild 9.1: G8JCFSDR noch inaktiv.

Auf der Homepage von Peter Carnegie findet man eine ausführliche englische Anleitung zur Installation und Bedienung des Programms. Zusätzlich hat der Autor in Elektor 11/2007 einen Artikel zur Software geschrieben. Auf der Elektor-Homepage liegt auf der Seite des Artikels die deutsche Übersetzung der originalen Bedienungsanleitung [6]. Daher sollen an dieser Stelle nur einige grundlegende Details der Installation genannt werden.

Beim ersten Start der Software ist noch kein Empfänger und keine Soundkarte ausgewählt. Die Software startet grundsätzlich im Zustand Power Off, d.h. ohne Verbindung zur Soundkarte.

Im Display-Bereich muss die Full-Einstellung gewählt sein, damit alle in Bild 9.1 gezeigten Bereiche sichtbar sind. Dann muss mit einem Klick auf die Config-Schaltfläche das Einstellmenü geöffnet werden (Bild 9.2).

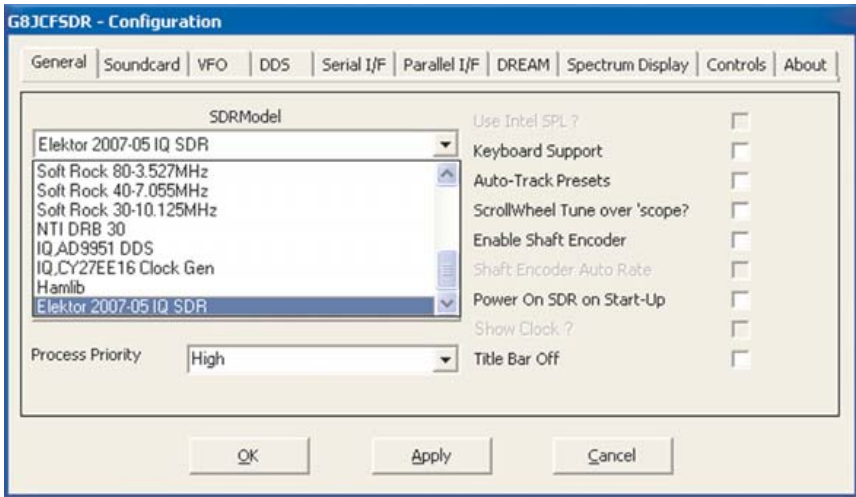


Bild 9.2: Einstellungen.

Auf der ersten Registerkarte wählt man den Empfänger aus, hier den „Elektor 2007-05 IQ SDR“. Jede Einstellung wird mit Apply und OK bestätigt. Die zweite Registerkarte enthält die Einstellungen der Soundkarte. Wichtig ist der korrekte Eingang und Ausgang der Soundkarte. Außerdem findet sich hier die Feineinstellung für die Phase und Amplitude, mit der man die Spiegelunterdrückung optimieren kann. Zunächst reichen aber die Mittelstellungen beider Regler.

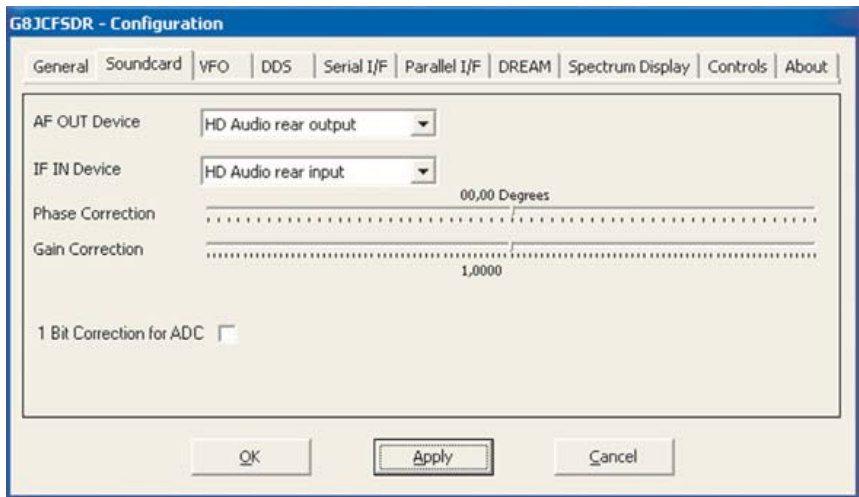


Bild 9.3: Einstellungen der Soundkarte.

Alle Einstellungen werden gespeichert und beim nächsten Start neu geladen. Schaltet man Power/On, wird der Empfänger aktiv. Wichtig ist die Aktivierung der AGC, weil sonst die Gesamtverstärkung nicht ausreicht. Das Programm besitzt im NF-Bereich (AF) einen Lautstärkereger, der in mittlerer Stellung stehen soll. Damit sollte zumindest schon ein Rauschen zu hören sein.

Insgesamt ist die Software so komplex, dass man versehentlich Einstellungen wählen kann, bei denen nichts mehr zu hören ist. Als Orientierung kann Bild 9.4 dienen. Hier wurde der Österreichische Rundfunk auf 6155 kHz im AM-Modus bei einer Filterbandbreite von 50 Hz bis 5 kHz gehört.

Das Programm empfängt bei einer Zwischenfrequenz von -12 kHz, d.h. der Oszillator wird immer 12 kHz über die Empfangsfrequenz gestellt. Im linken Teil des Spektrums sieht man in der PreDemod-Einstellung eine gelbe Linie, die die Empfangsfrequenz zeigt. Ein AM-Träger sollte auf dieser Linie stehen.

Es gibt mehrere Möglichkeiten der Frequenzabstimmung. Man kann einzelne Ziffern der digitalen Frequenzanzeige anklicken und das entsprechende Digit mit dem Mausrad verstellen. Außerdem kann man den Frequenz-Drehknopf anklicken und mit gedrückter linker Maustaste durch kreisende Bewegungen mit der Maus betätigen. Die Schrittweite entspricht dann dem zuletzt aktivierten Frequenz-Digit. Man kann also mit 100-kHz-Schritten in wenigen Umdrehungen die vollen 30 MHz durchqueren oder in 1-kHz-Schritten ein einzelnes Band absuchen bzw. in 10-Hz-

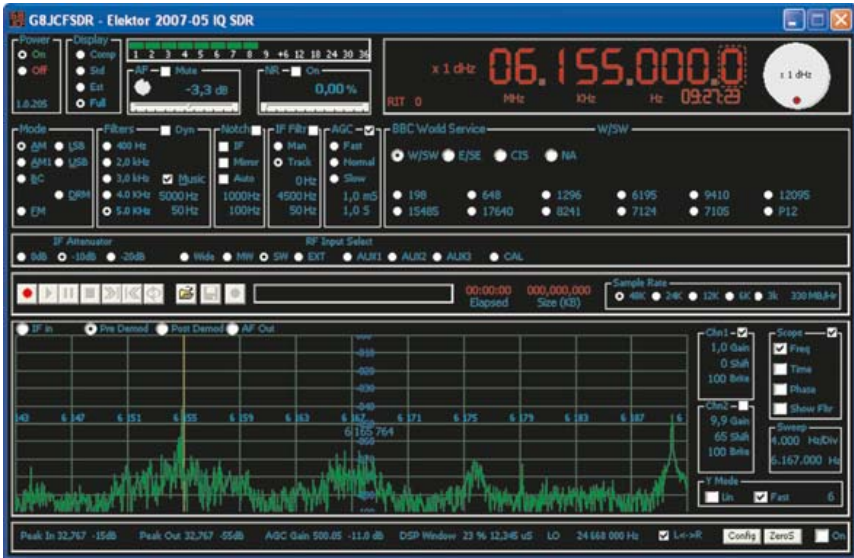


Bild 9.4: AM-Empfang auf 6155 kHz.

Schritten SSB- und CW-Sender in den Amateurfunkbändern einstellen. Ein Klick mit der rechten Maustaste auf den Drehknopf öffnet ein zusätzliches Menü für die Schrittweite, das auch Einstellungen wie 25 Hz oder 50 Hz enthält. Eine weitere bequeme Möglichkeit der Abstimmung ist ein Klick in das Spektrum. Wenn man z.B. einen AM-Sender neben der Empfangsfrequenz sieht, genügt ein Klick auf den Träger, um den Empfänger auf die neue Frequenz einzustellen.

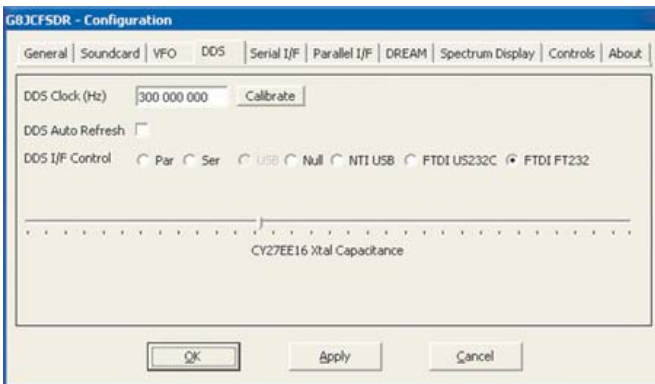


Bild 9.5: Feineinstellung des Quarzoszillators.

Falls AM-Träger trotz kHz-genauer Abstimmung immer deutlich neben der gelben Linie im Spektrum liegen, sollte der Quarzoszillator nachgestellt werden. Im Config-Menü gibt es dazu auf der DDS-Karte einen Schieberegler für die Quarz-Kapazität.

G8JCFSDR eignet sich als universeller Empfänger für AM, SSB und CW. Aber auch DRM ist möglich, wenn man DREAM als externen Decoder einrichtet. Umgekehrt ist es auch möglich, G8JCFSDR nur als AM-Decoder zu verwenden und die Frequenz durch ein externes Programm wie z.B. DRM Disco einzustellen. Allerdings muss dazu im Config-Menü ein anderer Empfänger ohne USB ausgewählt werden. Man wählt z.B. einen allgemeinen IQ-Empfänger mit Quarzoszillator wie in Bild 9.6. Nach der Einstellung muss das Programm einmal beendet und neu gestartet werden um die USB-Schnittstelle freizugeben.

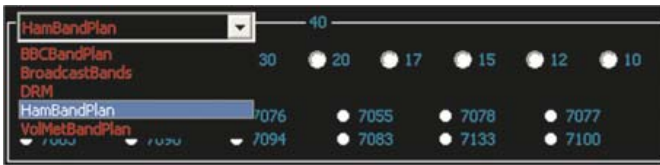
Bild 9.6:
Einstellung für externe Abstimmung.



9.2 Bandpläne

Eine der großen Stärken der Software sind die umfangreichen Bandpläne, die jeder nach eigenen Wünschen verändern und erweitern kann. Es gibt eigene Pläne für BBC-Stationen, Rundfunkbänder, DRM, Amateurfunkbänder und VolMet-Wetternachrichten. In jeder Gruppe finden sich Untergruppen und darin einzelne Stationen.

Wetternachrichten für den Flugverkehr werden auf Kurzwelle in SSB ausgestrahlt. Mit dem Volmet-Bandplan sind die Frequenzen leicht zu finden. Entscheidend ist, dass nicht nur die Frequenzen gespeichert sind, sondern alle anderen Einstellungen des Empfängers ebenfalls. Bild 9.8 zeigt den Empfang einer Station von Shannon



*Bild 9.7:
Auswahl der
Bandpläne.*

Airport Weather auf 5505 kHz in SSB, oberes Seitenband (USB). Die Filterbandbreite ist auf 300 Hz bis 2,3 kHz voreingestellt, was eine optimale SSB-Verständlichkeit bringt. Im Spektrum erkennt man das SSB-Signal oberhalb der abgestimmten Frequenz. Bei SSB-Signalen ist meist der höhere Pegel bei tiefen Modulationsfrequenzen zu beobachten, sodass LSB- und USB-Stationen im Spektrum zu unterscheiden sind. Dennoch ist es oft nicht ganz einfach die richtige Einstellung zu finden. Es hilft daher sehr, dass die Bandpläne bereits die optimalen Einstellungen enthalten.

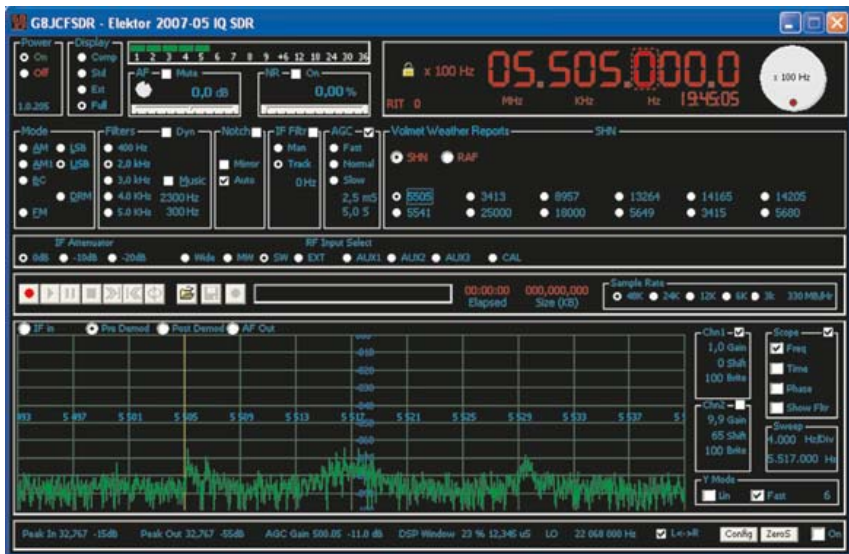


Bild 9.8: Wettermeldungen in SSB.

Das Listing 9.1 zeigt einen Auszug aus dem Volmet-Bandplan. Man kann hier einige der Einstellungen sehen, die für die jeweilige Frequenz gespeichert werden. Alle wichtigen Parameter sind einer Station zugeordnet. Deshalb werden z.B. in den Amateurfunkbändern automatisch die richtigen SSB-Einstellungen gewählt. Auf 80 m und 40 m wird das untere Seitenband benutzt, auf 20 m und den höheren Bändern dagegen das obere.

```

[SubBand.0]
Index=0
Caption=SHN
FreqCurrent=5504570
Description=Shannon Airport Weather
Name=VolMetBandPlan.SubBand(0)
FilterMode=2
FilterHi=2300
FilterLo=300
AGCAttack=25
AGCDecay=50
AGCon=Wahr
AGCMode=4
LowSideLO=Falsch
IFFilterMode=2
IFFilterHi=2300
IFFilterLo=300

```

Listing 9.1: Auszüge aus der Datei VolMetBandPlan.bpl.

Auf den Amateurfunkbändern gibt es kein Kanalaraster, d.h. es können alle Frequenzen vorkommen. Oft findet man jedoch Gruppen, die immer wieder die gleiche Frequenz verwenden. Da kann es hilfreich sein, häufig verwendete Frequenzen und Einstellungen mit in den Bandplan aufzunehmen. Eine Preset-Einstellung wird übernommen, indem man mit der rechten Maustaste auf eine der Buttons klickt und dann „Save to Preset“ bestätigt. Die Speicherung individueller Einstellungen bietet sich auch für die AM-Bandpläne an. Oft hat man eine interessante Rundfunkstation entdeckt und möchte sie nicht wieder verlieren.

9.3 Empfangsparameter

Zu den herausragenden Eigenschaften des Programms gehört das Notch-Filter. Oft wird eine Station durch Interferenzen gestört. Wenn es einen Störträger mit konstanter Frequenz gibt, kann dieses Signal selektiv entfernt werden. Bild 9.9 zeigt das gestörte Signal einer Mittelwellenstation im NF-Spektrum. Ein Träger bei 3 kHz verursacht störendes Pfeifen.

Mit dem Notchfilter lässt sich das Störsignal entfernen. Sowohl die Mittenfrequenz als auch die Breite der gewünschten Frequenzlücke kann frei eingestellt werden. Bild 9.10 zeigt die Notch-Einstellung bei 3023 Hz mit einer Filterbreite von 140 Hz. Damit konnte das Störsignal wirkungsvoll entfernt werden.

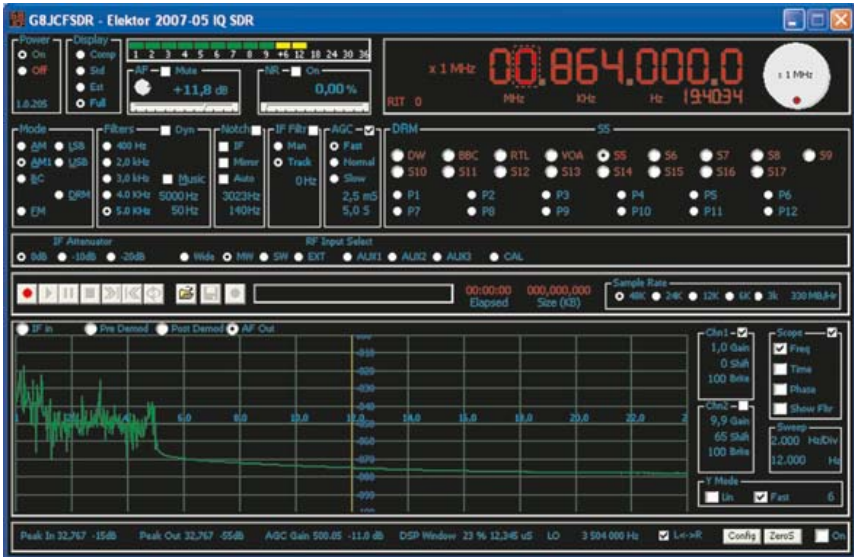


Bild 9.9: Ein Störsignal im NF-Spektrum.

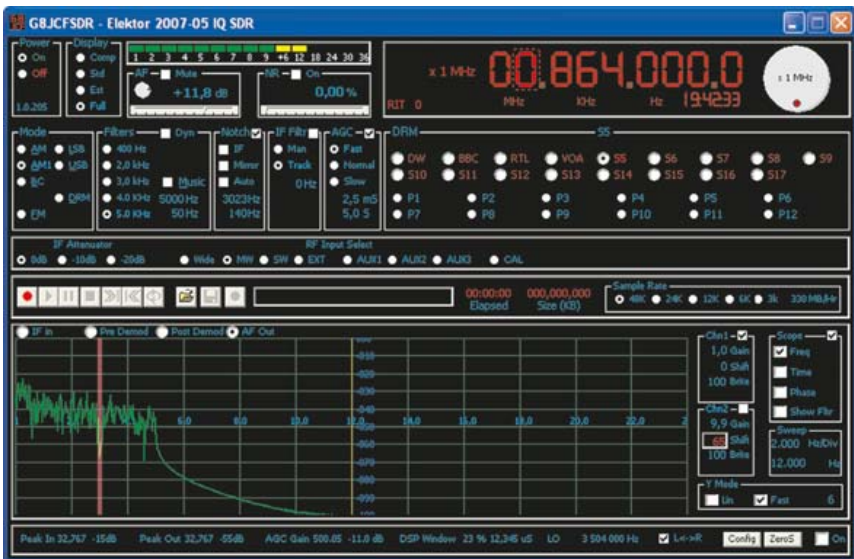


Bild 9.10: Verwendung des Notch-Filters.

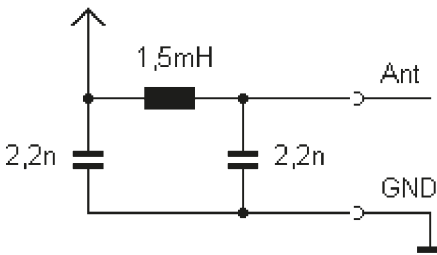
Das Programm bietet zahlreiche weitere Einstellungen, die in speziellen Fällen den Empfang verbessern können. Dazu gehören auch die AGC-Parameter. Man kann eine schnelle, mittlere oder langsame Regelung wählen. In jeder der Einstellungen können die Anstiegs- und Abfallzeiten individuell verändert werden. Eine kurze Anstiegszeit hat den Vorteil, dass beim Abstimmen auf ein stärkeres Signal keine Übersteuerung am NF-Ausgang entsteht. Der Nachteil ist aber, dass einzelne Störimpulse den Empfänger zurückregeln können. Eine lange Abfallzeit ist vor allem bei starken AM-Signalen sinnvoll und bietet den besten Klang auch bei solchen Sendern, die eine Aufwärtsmodulation verwenden. Dagegen ist beim Durchsuchen eines Bandes eine schnellere Einstellung sinnvoll, damit sich die Lautstärke beim Wechsel von einem kräftigen auf ein schwaches Signal schnell genug anpasst. So kann es für unterschiedliche Fälle ganz andere optimale Einstellungen geben, die sich im Einzelfall individuell anpassen lassen. Mit dem Beenden des Programms werden dann alle aktuellen Einstellungen gespeichert und stehen beim nächsten Start wieder zur Verfügung.

10. VLF und Ultraschall

Die SDR-Hardware ist prinzipiell auch für Frequenzen im Bereich weniger Kilohertz einsetzbar. Hier gibt es elektromagnetische Wellen im VLF-Bereich, aber auch Ultraschallsignale. Statt einer Antenne kann auch ein geeignetes Mikrofon angeschlossen werden, um z.B. Fledermäuse zu hören.

10.1 VLF-Antennen und Filter

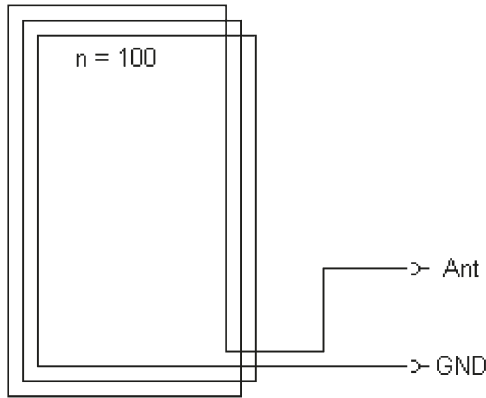
Die erweiterte Abstimmsoftware ElektorSDR2.exe (Vgl. Kap 11.1) erlaubt die Abstimmung des Empfängers bis herab auf 20 kHz und damit bis in den VLF-Bereich (Very Low Frequency). Ein Ausflug in die Welt von DCF77 und Co erfordert eine passende Antenne und ein passendes Eingangsfiler. Im einfachsten Fall reicht schon eine Drahtantenne und ein relativ großer Kondensator von z.B. 2,2 nF parallel zum Antenneneingang, der als Tiefpassfilter wirkt. Noch besser wirkt ein Tiefpassfilter mit einer zusätzlichen HF-Drossel (Bild 10.1).



*Bild 10.1:
Ein Tiefpassfilter
für den Bereich
unter 150 kHz.*

Auch eine Rahmenantenne kann gute Dienste leisten. In einem Versuch wurden 100 Windungen Cul 0,2 auf die schmalen Kanten eines Kartons mit den Maßen 18 cm * 24 cm gewickelt. Die große Induktivität der Antennenspule wirkt selbst schon wie ein Tiefpass. Dazu kommt eine erhebliche Wicklungskapazität. Die flache Resonanz lag bei ca. 150 kHz.

Bild 10.2:
Eine Rahmenan-
tenne.



Ein gutes Testobjekt für erste Empfangsversuche ist DCF39 auf 139 kHz, ein Rundsteuersender in der Nähe von Magdeburg. Man sieht einen Träger, der sporadisch mit einem Zweitonverfahren moduliert wird. Ein ähnlicher Sender ist DCF49 bei 129,1 kHz in Mainflingen. Genau dort steht auch der bekannte Zeitzeichensender DCF77 auf 77,5 kHz. Man hört deutlich die kurzen und langen Sekundenimpulse, mit denen neuerdings nicht nur die Uhrzeit, sondern auch das Wetter übertragen wird. Und dann gibt es natürlich noch viele andere Signale. Aber es können Signale auftauchen, die tatsächlich auf der drei- oder fünffachen Frequenz liegen und nicht genügend gedämpft werden. Wenn man in 1-kHz-Schritten abstimmt und ein Signal wandert in größeren Schritten durch das Spektrum, ist es entlarvt. Mit der Zeit kommt man dahinter, was wirklich auf der Frequenz los ist. Man muss aufpassen, dass man nicht auf den eigenen Monitor und seine Zeilenfrequenz hereinfällt oder vielleicht ein Störsignal aus der näheren Umgebung. Ein Signal aus der Ferne erkennt man oft an einem langsamen Fading.

10.2 Ultraschall und Fledermäuse

Fledermäuse sind fast überall, aber man bemerkt sie oft nicht. Wenn in der Abenddämmerung alle Vögel den Luftraum verlassen haben, und man sieht noch etwas herumflattern, dann könnte es sich um eine Fledermaus handeln. Kann man mit einem Radioempfänger Fledermäuse hören? Im Prinzip ja, aber nur wenn der richtige Frequenzbereich abgedeckt wird. Der Elektor-SDR funktioniert prinzipiell bis zu sehr geringen Frequenzen von wenigen Kiloherz.

Als Mikrofon eignet sich ein Ultraschallwandler für den Bereich um 40 kHz, wie er z.B. für Abstandsmessungen verwendet wird. Hier wurde der Typ UST-40R (Bezug: Reichelt) verwendet. Außerdem benötigt man einen rauscharmen Vorverstärker. Es reicht eine Stufe in Emitterschaltung mit dem BC547C. Die Verstärkung liegt bei etwa 40 dB. Der Vorverstärker wird am freien Antenneneingang 4 des SDR angeschlossen. Per Software kann man dann zwischen Radiobetrieb und Fledermausbeobachtung umschalten.

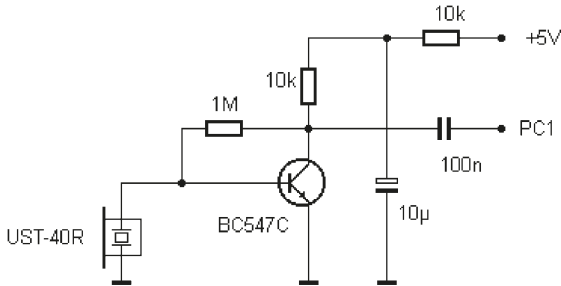


Bild 10.3:
Mikrofon-Vorverstärker.

Das verwendete Ultraschall-Mikrofon hat ein relativ schmalbandiges Maximum der Empfindlichkeit bei 40 kHz. Ein Nebenmaximum liegt bei 80 kHz. Alle anderen Frequenzen zwischen ca. 20 kHz und 100 kHz werden schwächer empfangen.

Falls ein längeres Mikrofonkabel eingesetzt werden soll, kann man die Schaltung so auftrennen, dass mit einem zweiadrigen abgeschirmten Kabel sowohl die Signalspannung als auch der Betriebsstrom übertragen werden (Bild 10.4).

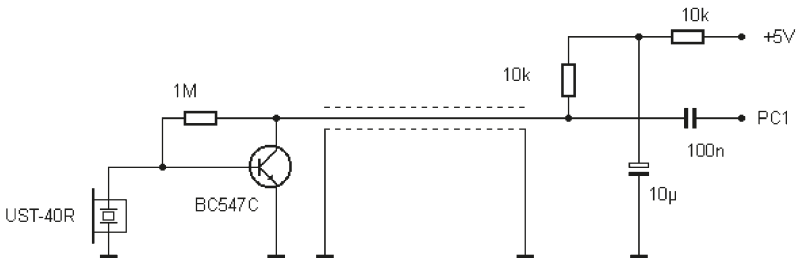
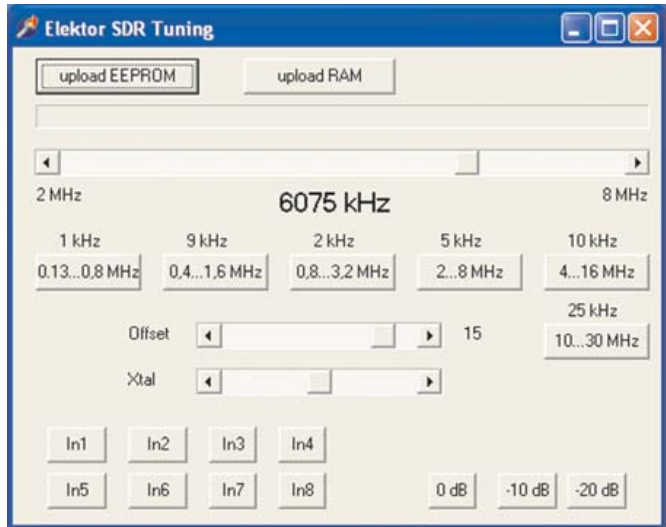


Bild 10.4: *Einsatz eines längeren Kabels.*

Das ursprüngliche Abstimmprogramm für das Software Defined Radio reichte nicht bis zu den tiefen Frequenzen, die hier abgehört werden sollen. Das erweitertes Programm erlaubt die Oszillator-Abstimmung bis herab zu 20 kHz. Nun ist der gesamte Bereich von 20 kHz bis 30 MHz bei einer Schrittweite von 1 kHz einstellbar.

*Bild 10.5:
Empfang bei
45 kHz.*



Versuche haben gezeigt, dass ganz normale Piezo-Schallwandler sich ebenfalls als Ultraschallmikrofone eignen. Die Plättchen haben meist mehrere Resonanzfrequenzen. Bei einer 27 mm großen Scheibe wurde eine Eigenresonanz bei 30 kHz und eine bei 50 kHz gefunden. An diesen Stellen erreicht der Schallwandler eine ähnliche Empfindlichkeit wie die speziellen 40-kHz-Wandler.

Auch Versuche mit Elektret-Kondensatormikrofonen können sich lohnen. Selbst wenn ein Mikrofon nur bis 20 kHz spezifiziert ist, reicht der nutzbare Frequenzgang meist sehr viel weiter. Und dann gibt es natürlich noch unzählige professionelle Messmikrofone, die allerdings nicht ganz billig sind.

Bei der Verwendung eines Elektret-Mikrofons muss man beachten, dass die Empfindlichkeit zu hohen Frequenzen hin abnimmt. Damit der Verstärker nicht durch Signale kleinerer Frequenz übersteuert, sollte ein kleinerer Koppelkondensator von 1 nF verwendet werden. Auf diese Weise konnte ein Elektret-Mikrofon kleiner Bauart mit 5 mm Durchmesser bis weit über 50 kHz verwendet werden.

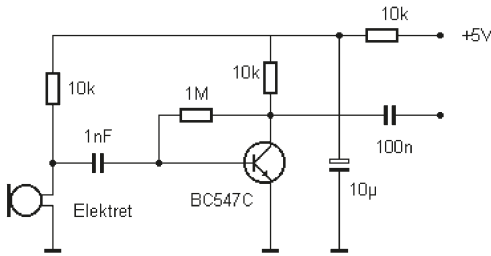


Bild 10.6:
Vorstufe für eine
Elektret-Kapsel.

Mit diesem Mikrofon und dem Kurzwellenmodulator konnten genauere Untersuchungen der Signale durchgeführt werden. Dabei erwies sich die große Empfangsbandbreite des SDR als vorteilhaft. Die von den Tieren verwendeten Rufe lagen hauptsächlich im Bereich 41 kHz bis 48 kHz. Damit dürfte es sich wahrscheinlich um Zwergfledermäuse handeln, die in Wohngebieten besonders häufig im April bis Juli während der Brutzeit anzutreffen sind.

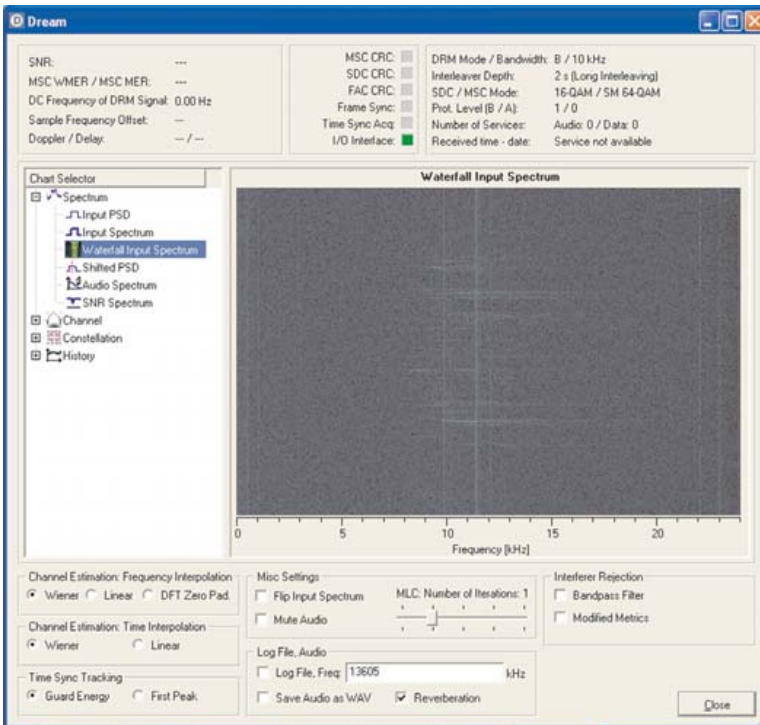


Bild 10.7: Fledermäuse im Wasserfallspektrum von DREAM.

10.3 Ein HF-Modulator

Für eine intensive Untersuchung der Fledermausgeräusche ist es meist erforderlich, ein langes abgeschirmtes Kabel zu legen. Oft ist aber der Ort der Tierbeobachtung auch der Ort der Kurzwellenantenne. Eine Langdrahtantenne ist z.B. in den Garten gespannt. Da könnte man doch die Antenne gleich auch als Signalkabel mit verwenden. Was gebraucht wird ist also ein kleiner Sender.

Bild 10.8 zeigt das Schaltbild eines kleinen DSB-Senders (Double Side Band) auf 13,56 MHz. Der Sender kann direkt am Ende der Antenne angeklemt werden. Man muss also nicht befürchten, dass eine große Leistung abgestrahlt wird. Falls doch eine gewisse Reichweite erzielt wird, ist das kein Problem. Die Frequenz 13,56 MHz ist nämlich für industrielle und wissenschaftliche Zwecke frei gegeben.

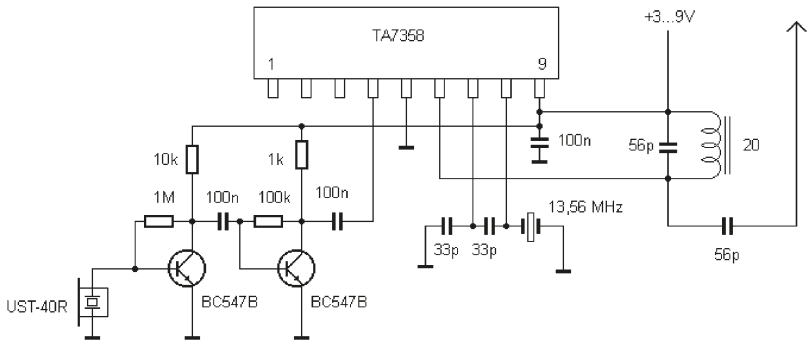
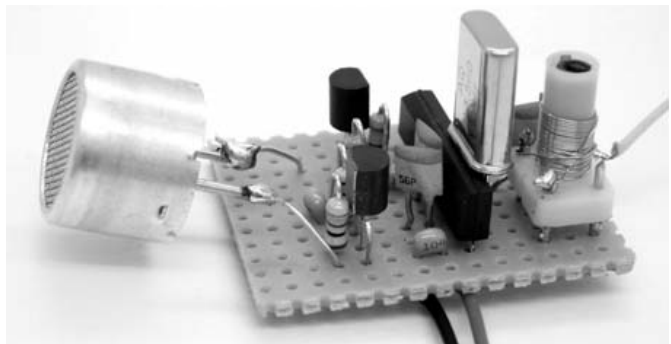


Bild 10.8: Schaltbild des DSB-Senders.

*Bild 10.9:
Batmans Mini-
sender.*



Der verwendete integrierte Mischer TA7358 ist ursprünglich für UKW-Eingangsstufen vorgesehen. Das Innenleben ist sehr ähnlich dem Balancemischer NE612, den man sicherlich auch in dieser Schaltung einsetzen könnte. Zusätzlich enthält der TA7358 auch noch einen HF-Vorverstärker in Basisschaltung, der allerdings hier nicht benötigt wird. Der Sender kommt mit einem Minimum an Bauteilen aus. Der Balancemischer liefert ein AM-Ausgangssignal mit unterdrücktem Träger, also ein DSB-Signal. Am Empfänger kann man dann wahlweise das obere Seitenband (USB) oder das untere Seitenband (LSB) hören. Je nach beobachteter Ultraschall-Frequenz stimmt man den Empfänger z.B. um 30 bis 50 kHz oberhalb oder unterhalb der Mittelfrequenz ab. Der weitgehend unterdrückte Träger ist immer noch stark genug für eine leichte Orientierung und für eine Funktionskontrolle des Senders. Außerdem kann so der Antennenkreis des Senders auf Resonanz abgeglichen werden.

Mit dem kleinen Sender kann praktisch jeder SSB-fähige Kurzwellenempfänger für die Fledermausbeobachtung eingesetzt werden. Mit dem SDR wurde eine Tonaufnahme einer Fledermaus durchgeführt, die als MP3-File von der Elektor-Seite geladen werden kann. Die Rufe dieses Tiers lagen im Bereich um 50 kHz. Die MP3-Datei enthält das empfangene Signal in Originalgeschwindigkeit, mit der Hälfte und mit einem Viertel der Aufnahmegeschwindigkeit, damit man die Struktur der Rufe genauer hören kann.

11. Abstimmbare Oszillatoren

Die Qualität eines Empfängers hängt in hohem Maße von seinem Oszillator ab. Besonders beim DRM-Empfang kommt es auf höchste Frequenzkonstanz und geringes Phasenrauschen an. Mit einem frei schwingenden Oszillator ist die gewünschte Stabilität nur schwer zu erreichen. Außerdem sollte der Oszillator per Software abstimmbar sein. Deshalb verwendet man oft PLL- oder DDS-Generatoren.

11.1 Programmierbarer Quarzoszillator

Der seriell programmierbare Quarzoszillator aus Elektor 2/2005 erzeugt mit dem CY27EE16 einstellbare Frequenzen bis etwa 200 MHz. Da der Baustein über den I²C-Bus programmiert wird, kann er auch über eine serielle Schnittstelle gesteuert werden. Derselbe Baustein wird auch im Elektor-SDR verwendet und dort über Portleitungen des FT232R gesteuert. Die Variante mit serieller Schnittstelle eignet sich für den Aufbau eigener IQ-Empfänger (vgl. Kap. 12). Das fertig aufgebaute Modul ist bei AK MODUL-BUS erhältlich.

*Bild 11.1:
Der programmierbare Quarzgenerator.*

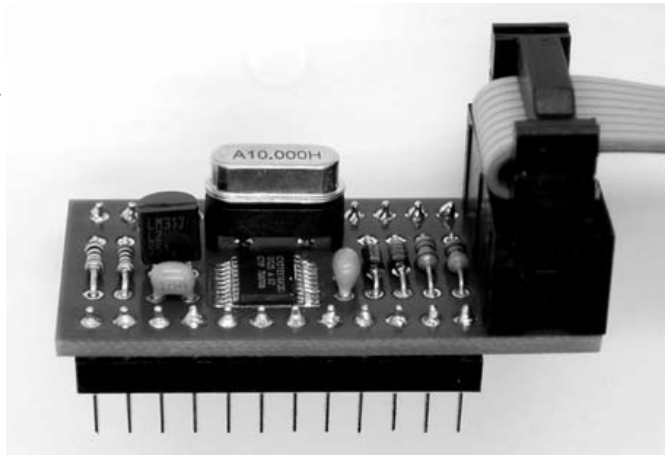
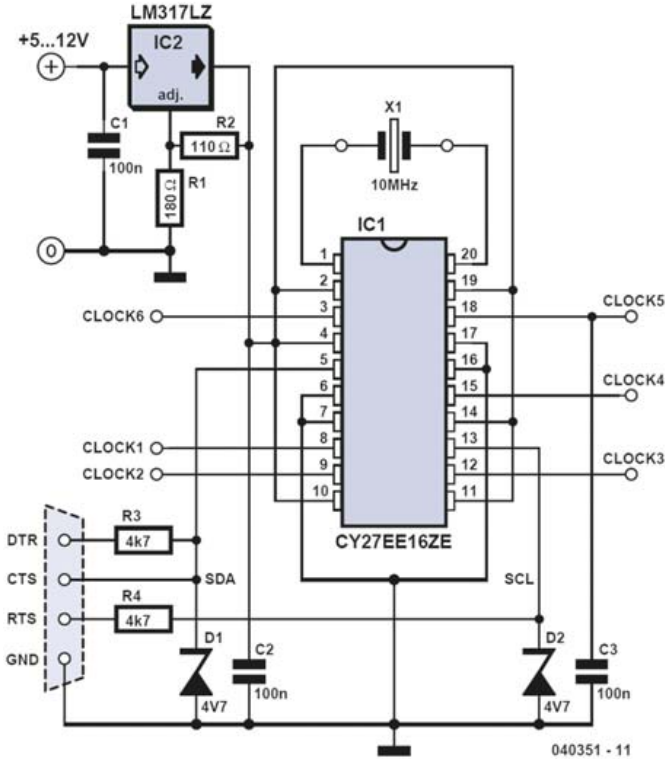


Bild 11.2 zeigt die Schaltung für eine direkte Ansteuerung über die serielle PC-Schnittstelle. Viel mehr als den Clockbaustein und einen Spannungsregler braucht man nicht. Die Platine kann platzsparend ausgelegt werden und eignet sich als vielseitig einsetzbares Oszillatormodul. Der Quarz steckt in einer Fassung. Im Normalfall verwendet man 10 MHz.



*Bild 11.2:
Die Schaltung
des programmierbaren
Oszillators.*

Die Platine ist an ein 24-poliges DIL-IC angelehnt. Man kann also passende Stiftreihen bestücken und den Oszillator in eine IC-Fassung stecken. Nur der 10-polige Pfostenstecker für den Anschluss an die DB9-Buchse der seriellen Schnittstelle ragt an einer Seite über die IC-Fassung hinaus. Dieser Anschluss wird aber nur benötigt, wenn eine neue Frequenz programmiert werden soll. Die Anschlüsse SDA und SCL zur Programmierung des Clockbausteins sind aber auch an die IC-Fassung geführt. Ohne Änderung kann man daher auch einen Mikrocontroller mit geeigneter Software zur Programmierung verwenden. Tabelle 11.1 zeigt die Anschlüsse des Clockbausteins.

Table 11.1:
 Anschlussbelegung des Clock-Generators.

1	Ausgang 3,3 V	+5 V	24
2	GND	GND	23
3	Clock1	Clock6	22
4	GND	GND	21
5	Clock2	Clock5	20
6	GND	GND	19
7	Clock3	Clock4	18
8	GND	GND	17
9	SCL	GND	16
10	GND	GND	15
11	SDA	GND	14
12	GND	GND	13

Der Clockbaustein CY27EE16 (One-PLL In-System Programmable Clock Generator with Individual 16K EEPROM) arbeitet mit einem PLL-Oszillator im Frequenzbereich 100 MHz bis 400 MHz. Aus der Quarzfrequenz wird mit einem Teiler Q die PLL-Referenz abgeleitet und mit dem durch P geteilten Ausgangssignal des spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) verglichen. Aus dem Phasenvergleich wird die Abstimmspannung gewonnen. Zwischen VCO und Ausgang liegt noch ein Nachteiler mit dem programmierbaren Teilverhältnis N. Insgesamt werden also drei Teiler Q, P und N programmiert.

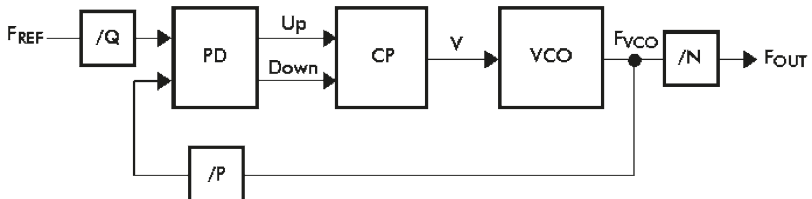


Bild 11.3: Prinzip der PLL mit Nachteiler.

Der CY27EE16 ist für Anwendungen in eigenen Schaltungen besonders interessant, weil das interne EEPROM ohne ein spezielles Programmiergerät über den I²C-Bus beschrieben werden kann. Man kann eine Default-Einstellung erzeugen, die sofort nach dem Einschalten wirksam ist und kommt damit der Idee eines individuell programmierbaren Quarzoszillators sehr nahe. Außerdem können bei Bedarf zur Laufzeit neue Einstellungen ins RAM übertragen werden, die nur bis zum nächsten Ausschalten erhalten bleiben.

Bild 11.4 zeigt die innere Struktur und die Möglichkeiten der Takterzeugung mit einer PLL. Die Ausgangsteiler lassen sich wahlweise über den VCO oder über die Referenzfrequenz ansteuern. Eine Frequenz kann völlig frei gewählt werden, die anderen Ausgänge müssen durch Teiler aus der VCO-Frequenz oder der Quarzfrequenz abgeleitet werden.

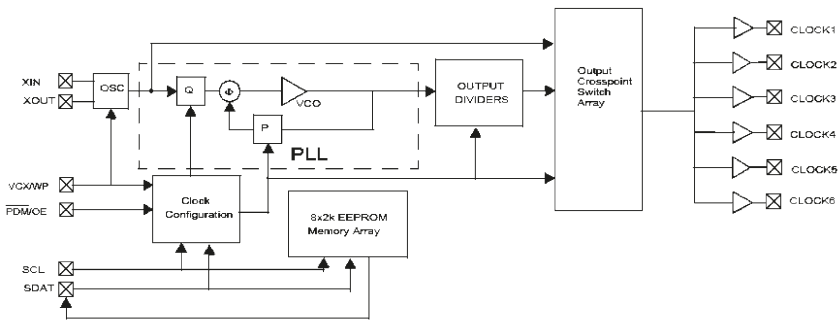


Bild 11.4: PLL und Teiler im CY27EE16.

An das IC kann ein Quarz zwischen 8 MHz und 30 MHz direkt angeschlossen werden. Die Ausgangsfrequenzen sind dann in weiten Grenzen bis 200 MHz wählbar. Es können jeweils mehrere unterschiedliche Frequenzen gleichzeitig erzeugt werden, wobei gewisse Einschränkungen auftreten, weil es zwar mehrere Nachteiler aber nur eine PLL gibt.

Bild 11.5 zeigt die Einstellungen im Programm CyberClocks von Cypress, wie sie zur Initialisierung des Elektor-SDR verwendet werden. Hier müssen die Taktfrequenz und die gewünschte Ausgangsfrequenz sowie die Zuordnung zu den einzelnen Ausgängen eingegeben werden. Die Software berechnet dann die Teilerfaktoren Q, P und N sowie alle anderen erforderlichen Registerinhalte. Die Einstellungen kann

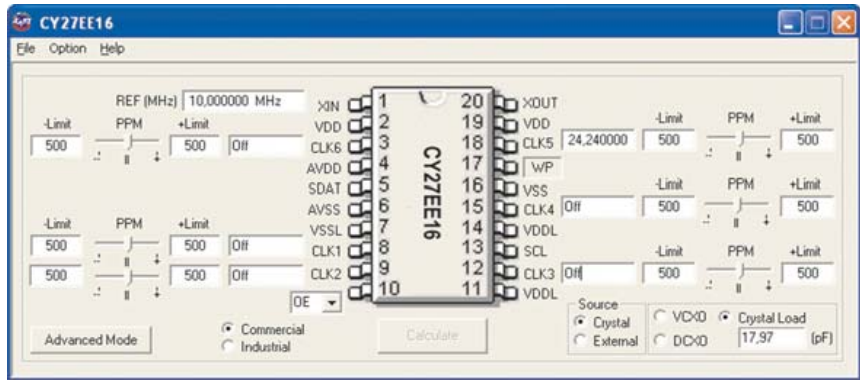


Bild 11.5: Frequenzeinstellung mit CyberClocks.

man als Binärfile (z.B. Init.bin) abspeichern, das dann über das Programm Clock.exe in den Chip geladen werden kann.

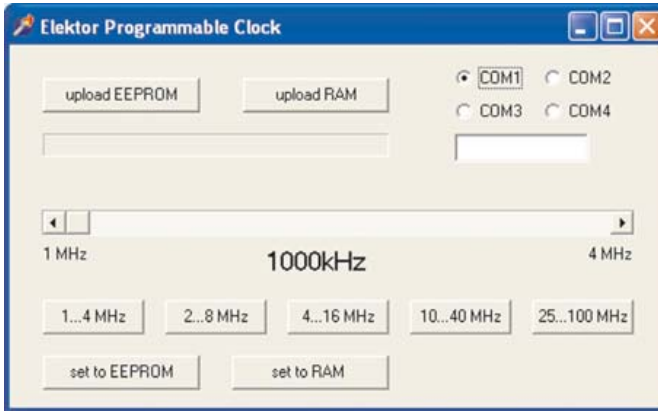
Der CY27EE16 verfügt über eine I²C-Schnittstelle, über die der Baustein ähnlich wie ein EEPROM programmiert wird. Der I²C-Bus wird direkt vom PC über die RS232-Handshakeleitungen DTR und RTS der RS232 programmiert. Über CTS werden Daten vom Slave gelesen.

Über die Software kann man wählen, ob Einstellungen in das interne EEPROM oder in die RAM-Register übertragen werden. In vielen Fällen wird man das EEPROM wählen und den Oszillator dann in ein Gerät einbauen. Wenn sich dann aber später zeigt, dass die gewählte Frequenz geändert werden sollte, ist dies jederzeit möglich. In anderen Fällen wird man von vornherein Frequenzänderungen einplanen und eine fest installierte Verbindung zum PC verwenden, der dann von Fall zu Fall neue Daten ins RAM überträgt.

Für die Programmierung des Bausteins bereitet man zunächst mit CyberClocks die gewünschten Einstellungen vor. Wichtig sind die Eingabe der verwendeten Quarzfrequenz, die Wahl des Ausgangs oder der Ausgänge und die jeweils gewünschte Frequenz. Die Einstellungen werden dann als Binärfile abgespeichert. Das File enthält alle Registerinhalte für die gewählten Einstellungen und muss nun in den Chip übertragen werden.

Das Programm Clock.exe findet man in Elexs.de [8]. Es schreibt Daten wahlweise in das interne EEPROM des CY27EE16 oder in sein RAM. Registerinhalte im RAM werden sofort wirksam, während nichtflüchtig im EEPROM abgelegte Einstellungen

erst nach dem nächsten Neustart, also nach jedem Einschalten der Betriebsspannung in die RAM-Register übernommen werden. Die Schaltflächen „upload EEPROM“ und „upload RAM“ übertragen Daten, die zuvor mit CyberClocks erzeugt und als Binärfile abgespeichert wurden.



*Bild 11.6:
Das Programm
Clock.exe.*

Im unteren Teil des Programmfensters findet man Steuerelemente für die direkte Einstellung der Frequenz ohne Umweg über CyberClocks. Voraussetzungen sind ein 10-MHz-Quarz und ein zuvor geladenes Sample-Files mit der Einstellung des gewünschten Ausgangs. Clock.exe verändert nicht alle Register, sondern programmiert nur die PLL und den Ausgangsteiler DIV1N neu. Hier wird jeweils der gesamte PLL-Bereich von 100 MHz bis 400 MHz im kleinsten möglichen Kanalaraster von 250 kHz verwendet. Die unterschiedlichen Ausgangsfrequenzbereiche entstehen durch den Nachteiler. Damit ergeben sich folgende Schrittweiten der Ausgangsfrequenz:

- 1...4 MHz: 2,5 kHz
- 2...8 MHz: 5 kHz
- 4...16 MHz: 10 kHz
- 10...40 kHz: 25 kHz
- 25...100 MHz: 62,5 kHz

Für HF-Anwendungen werden oft mehrere Oszillatorsignale benötigt. Auch mit nur einer PLL im CY27EE16 kann man mehrere benötigte Frequenzen erzeugen, wenn man einen passenden Quarz wählt. Im Elektor-SDR wird eine zusätzliche Aus-

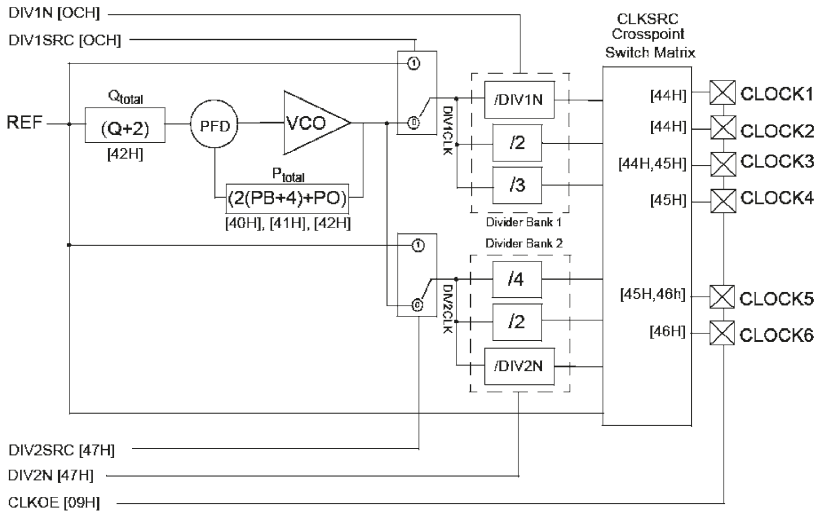


Bild 11.7: Programmierbare Teiler und ihre Register.

gangsfrequenz von 5 MHz zur Kalibrierung des Empfängers erzeugt, die durch einfaches Teilen der Quarzfrequenz entsteht. Das erzeugte Binärfile heißt InitCal.bin. Falls das 5-MHz-Signal abgeschaltet werden soll, kann man die Datei Init.bin laden.

Mit Cyberclocks kann auch ein Feinabgleich der Quarzfrequenz durchgeführt werden. Die Bürdekapazität lässt sich im Bereich 7,8 pF bis 32 pF mit einer Auflösung von ca. 0,1 pF einstellen. Dieser Feinabgleich wird auch für den Elektor-SDR genutzt.

Die Abstimmsoftware des Elektor-SDR verwendete zunächst das Abstimmverfahren wie in Clock.exe mit dem Unterschied, dass die Daten über den USB gesendet werden. Damit unterlag die Abstimmung gewissen Begrenzungen. Aber besonders im unteren Bereich ist noch einiges herauszuholen. Prinzipiell kann der VFO sogar bis herunter auf 20 kHz abgestimmt werden. Damit wird der VLF-Bereich (vgl. Kap.10) zugänglich, da auch der Empfänger-Eingang für extrem tiefe Frequenzen geeignet ist.

Die ursprüngliche Abstimmsoftware ElektorSDR.exe war in Bereichen organisiert, die ein jeweils anderes Kanalaraster hatten. Deshalb kam der Wunsch nach durchgehenden Abstimmritten von 1 kHz auf. Außerdem sollte die Abstimmung möglichst weit nach unten erweitert werden. Beides gelingt dem Programm Elek-

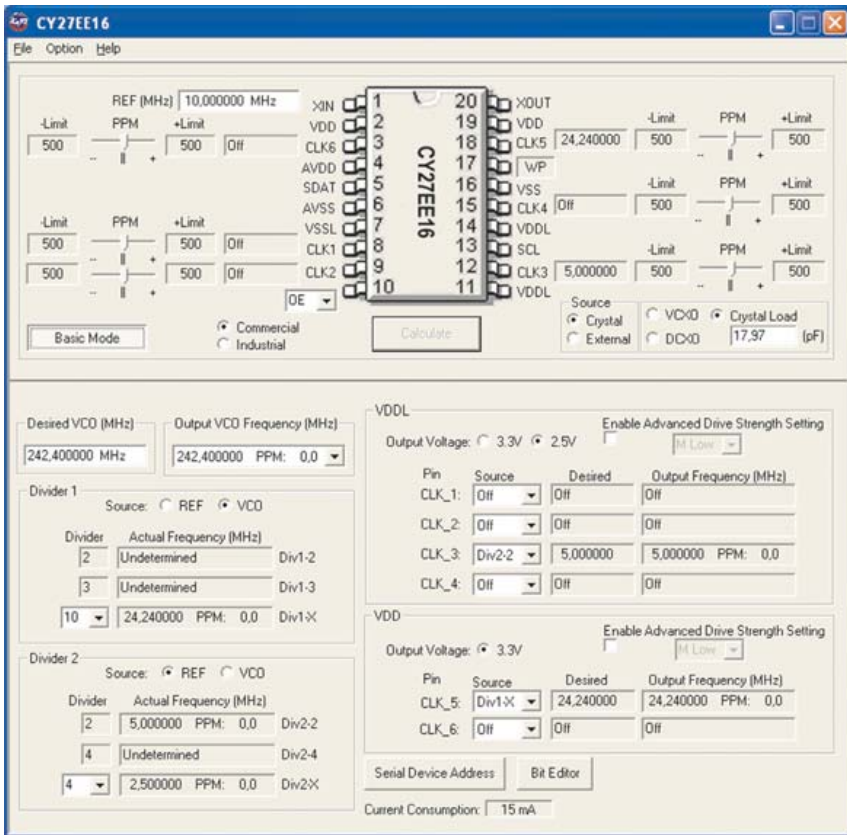
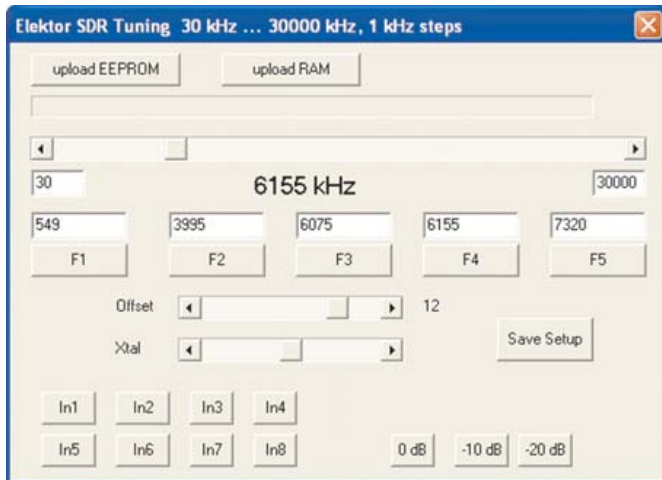


Bild 11.8: Einstellungen im Advanced Mode.

torSDR2.exe [7]. Damit kann man z.B. durchgehend zwischen 30 kHz und 30 MHz abstimmen. Minimum und Maximum der Abstimmung können aber individuellen Bedürfnissen angepasst werden. Auch eine Bandabstimmung z.B. im Bereich 3500 kHz bis 3800 kHz ist so problemlos möglich. Oberhalb von 2 MHz wird zwar ein 1-kHz-Raster eingehalten, aber nicht ganz genau, sondern angenähert. Beim schnellen Abstimmen gibt es überdies mehr Nebengeräusche als bei der alten Software, die sich so zu sagen an das „natürliche“ Raster des CY27EE16 hält.

Bild 11.9:
*Das neue
 Abstimmpro-
 gramm.*



Ein Blick ins Datenblatt des programmierbaren Quarzoszillators CY27EE16 verrät einige mögliche Tricks. Der VCO ist für einen Bereich von 100 MHz bis 400 MHz ausgelegt. Das heißt aber nicht, dass das die absoluten Grenzen sind, sondern nur, dass der Baustein hier seine besten Rauschwerte erreicht. Versuche haben gezeigt, dass man problemlos den Bereich zwischen 30 MHz und 360 MHz nutzen kann. Der Nachteiler DIV1N hat leider nur eine Auflösung von 7 Bit und reicht damit bis zu einem Teilverhältnis von 127. Teilt man 30 MHz durch 125, bekommt man am Ausgang 240 kHz. Der digitale Teiler 74HC74 auf der Platine tut noch ein Übriges und teilt noch einmal durch Vier. So lässt sich mit der PLL eine untere Grenze von 60 kHz einstellen.

Im ursprünglichen Abstimmprogramm wurde die PLL immer mit einer Referenz von 200 kHz abgestimmt, d.h. der Vorteiler Q war auf 50 eingestellt. Ein Verstellen des Frequenzschiebers in kleinen Schritten wirkte sich nur auf den Teiler P aus. Das bedeutet ein konstantes Abstimmraster und ein weiches Abstimmen der PLL ohne große Sprünge. Mit einem Dauerklick auf den Rand des Schiebers kann daher ein ganzer Bereich durchscannt werden. Die Ausgangsfrequenz wurde über den Nachteiler Div1N in den gewünschten Bereich gebracht, was dann zu einem bestimmten Kanalraster führte. Das neue Programm setzt Q passend zum gerade verwendeten Bereich. Zwischen 60 kHz und 2 MHz kann daher ein glattes Abstimmraster von 1 kHz ohne Abstimmgeräusche eingehalten werden.

Aber es geht noch tiefer, der Eingang des Teilers kann nämlich direkt auf das 10-MHz-Quarzsinal geschaltet werden und damit die PLL übergehen. Dazu muss nur das obere Bit in Div1N eingeschaltet werden. Die Abstimmung funktioniert allerdings nun ganz anders, nämlich reziprok zum Teilerfaktor in Div1N. Daraus erge-

ben sich keine ganzen Kilohertz, sondern Dezimalbrüche, die in den meisten Fällen nur genähert der Wunschfrequenz entsprechen. Je tiefer die Ausgangsfrequenz, desto größer der Teilerfaktor und desto kleiner der Rundungsfehler. Listing 11.1 zeigt die Abstimmmethoden für die unteren Frequenzbereiche bis 2 MHz.

```

procedure FreqRechnen(Freq: Integer);
var Qout,Pout : Integer;
    Min, VCO: Real;
begin
    if (Freq > 19) and (Freq < 60) then begin
        Div1N := round (2500 / Freq) + 128;
        p := 1000;
        q := 40;
    end;
    if (Freq > 59) and (Freq < 801) then begin
        Div1N := 125;
        p := Freq * 2;
        q := 40;
    end;
    if (Freq > 800) and (Freq < 2001) then begin
        Div1N := 50;
        p := Freq ;
        Q := 50;
    end;

```

Listing 11.1: Abstimmung zwischen 20 kHz und 2000 kHz.

Oberhalb 2 MHz ist mit den üblichen PLL-Methoden kein Kanalraster von 1 kHz mehr zu erreichen. Die Gleichung $f = 10 \text{ MHz} / Q * P / \text{Div1N}$ liefert eben für ein konstantes Q kein beliebig kleines Kanalraster. Also muss man auch Q verändern. Wenn ein glattes Verhältnis wie 33/10 nicht zum Ziel führt, kann man ja einmal probieren, ob vielleicht 35/11 oder 41/13 besser passt. Das ganze läuft darauf hinaus, für jede Frequenz alle möglichen Kombinationen der Teiler P und Q in einer Schleife auszuprobieren. Die am besten passende Kombination gewinnt. Keine Sorge, ca. 150000 Kombinationen rechnet der PC schneller durch, als man klicken kann, die Abstimmung erfolgt also weiterhin quasi in Echtzeit. Das Ergebnis bringt zwar kein exaktes Kanalraster, aber insgesamt kleinere Abstimmsschritte. So kann der ganze Bereich bis 30 MHz mit 1-kHz-Schritten durchfahren werden. Allerdings kommt es beim Abstimmen zu stärkeren Störungen, weil die PLL mehr zu tun hat, um sich jeweils auf die neuen Teiler einzustellen.

```

if (Freq > 20000) and (Freq < 30001) then begin
  Div1N := 4;
  Min := 10000;
  for Q := 100 downto 10 do begin
    for p := 500 to 2000 do begin
      VCO := 10000/Q*P;
      if abs(4*Freq-VCO/Div1N) < Min then begin
        Min := abs(4*Freq-VCO/Div1N);
        Qout := Q;
        Pout := P;
      end;
    end;
  end;
  Q := Qout;
  P := Pout;
end;

```

Listing 11.2: Das Probierverfahren für höhere Frequenzen.

11.2 DDS-Generator mit AD9835

DDS-Oszillatoren erfüllen höchste Ansprüche in Bezug auf Frequenzkonstanz und Rauschfreiheit. Sie sind zudem wesentlich einfacher aufzubauen als PLL-VFOs oder frei schwingende Oszillatoren und ermöglichen im Gegensatz zu einer PLL fast beliebige Frequenzen im Abstand von Bruchteilen eines Hertz. Ein DDS-Generator lässt sich auch für IQ-Mischer verwenden, wenn eine genügend hohe Ausgangsfrequenz erzeugt wird. Da der AD9835 nur bis etwa 22 MHz reicht, muss für höhere Empfangsfrequenzen als 5,5 MHz ein PLL-Vervielfacher wie der ICS501 (vgl. Kap. 11.4) nachgeschaltet werden.

Der Begriff DDS steht für „direkte digitale Synthese“ und beschreibt die digitale Erzeugung eines Sinussignals definierter Frequenz. Kern einer DDS-Schaltung ist eine Sinustabelle in einem ROM. Ein DA-Wandler übernimmt Sinuswerte und setzt sie in eine Ausgangsspannung um. Ein Phasenakkumulator dient als Adresszeiger auf die Sinustabelle und bestimmt die aktuelle Position. Durch Addition eines konstanten Summanden wird jeweils die nächste Ausgabeposition in der Sinustabelle berechnet. Von außen muss nur dieser Summand eingestellt werden. Da er proportional zur Ausgangsfrequenz ist, ist seine Berechnung relativ einfach.

Die Qualität des Ausgangssignals ist von der Auflösung des DA-Wandlers und der Größe der Sinustabelle abhängig. Der AD9835 verwendet einen 10-Bit-Wandler und

eine Sinustabelle mit 4096 Stützpunkten. Der Phasenakkumulator besitzt eine Breite von 32 Bit, wobei nur die oberen 12 Bit die Adresse des aktuellen Ausgangswertes bestimmen.

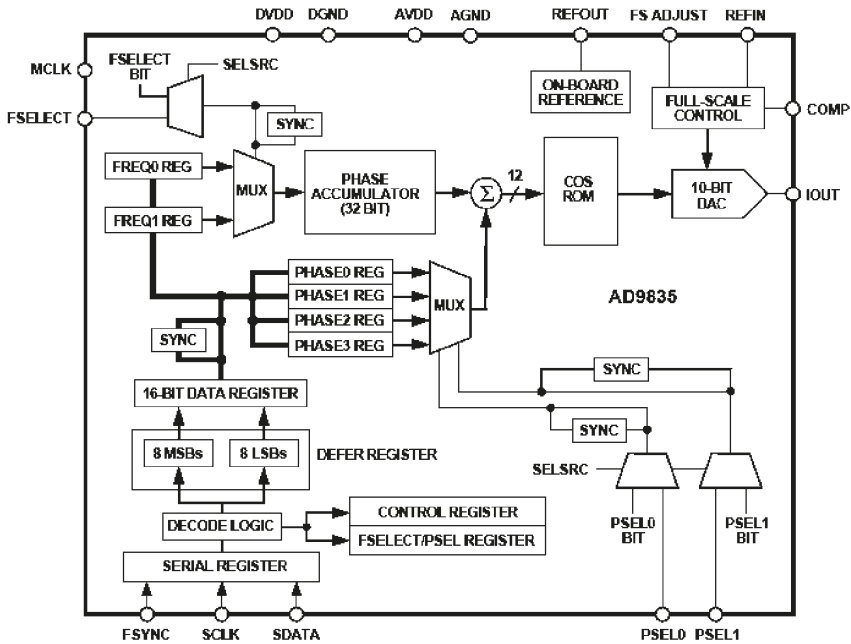


Bild 11.10: Blockschaltbild des AD9835.

Bild 11.11 zeigt die komplette Schaltung des DDS-Generators mit Spannungsversorgung und Schnittstelle. Der AD9835 arbeitet mit einer Betriebsspannung von 5 V. Ein Spannungsregler 7805 erlaubt die Verwendung einer Betriebsspannung ab 9 V. Die DDS benötigt einen Quarztakt von 50 MHz, der mit einem integrierten Quarzoszillator erzeugt wird. Die übrige Beschaltung beschränkt sich im wesentlichen auf einige Bypass-Kondensatoren und zwei Widerstände. R1 liegt am Pin FSADJUST und bestimmt den Ausgangsstrom IOUT am Pin 14. Dieser Strom erzeugt einen Spannungsabfall am Widerstand R2. Man findet hier die sinusförmige Ausgangsspannung, überlagert mit einem Gleichspannungsanteil. Ein einfaches Tiefpassfilter dämpft Frequenzanteile über 22 MHz.

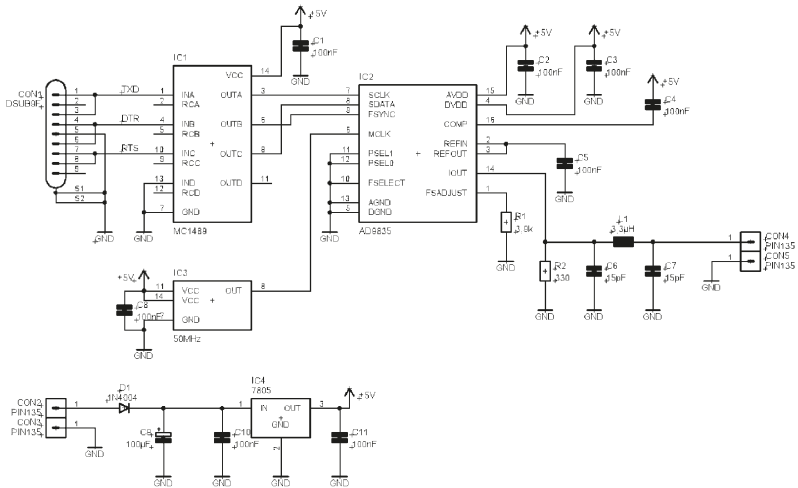
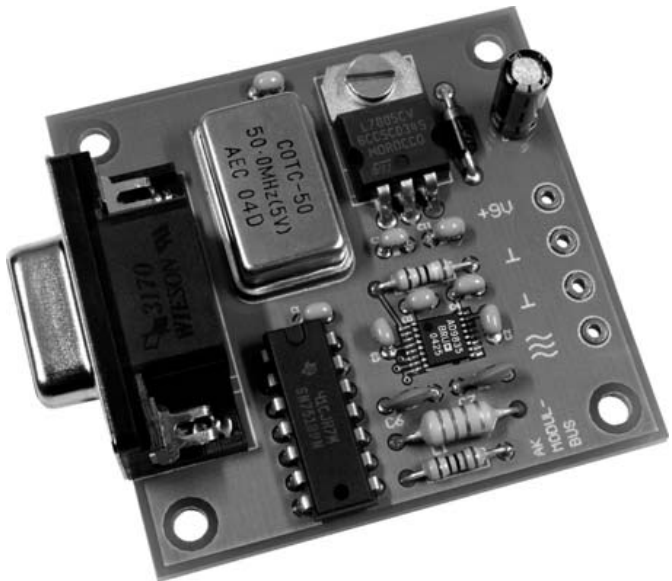
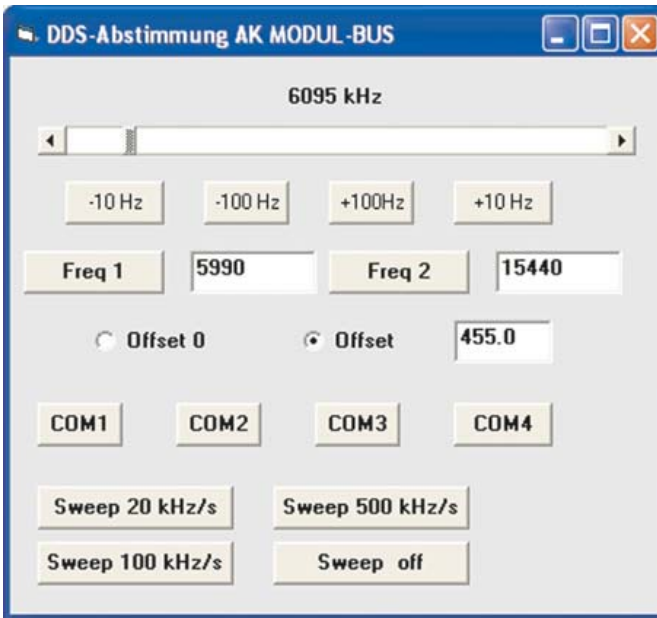


Bild 11.11: Programmierbarer Oszillator mit serieller Schnittstelle.

Bild 11.12:
Der fertig aufgebaute DDS-Oszillator.





*Bild 11.13:
Steuersoftware
für COM1 bis
COM4.*

Der DDS-Baustein ist nur im SMD-Gehäuse mit einem Pinabstand von 0,65 mm erhältlich. Die kleine Bauweise ist erforderlich, um ausreichend kurze Leitungslängen und eine gute Entkopplung der Betriebsspannung zu erreichen. Die SMD-Bestückung ist nicht ganz einfach und erfordert einiges Geschick. Ein fertig aufgebautes DDS-Modul ist jedoch bei der Firma AK MODUL-BUS erhältlich.

Bild 11.13 zeigt ein VB-Programm für den DDS-Oszillator [8], das leicht für eigene Anwendungen angepasst und erweitert werden kann. Es erlaubt die Abstimmung zwischen 0 und 24 MHz bei einer Schrittweite von 1 kHz und einer zusätzliche Feinabstimmung in 100-Hz- und 10-Hz-Schritten. Bei Bedarf kann ein Offset von 455 kHz gewählt werden, sodass die Frequenzanzeige bei einem Superhet mit der ZF 455 kHz die Empfangsfrequenz zeigt. Zusätzlich wurden Sweep-Funktionen für die Anwendung in der HF-Messtechnik wie z.B. der Messung von Filterkurven eingebaut.

11.3 PLL-Taktgenerator ICS307-2

Auf der Suche nach möglichen Alternativen für eine preiswerte Frequenzerzeugung wurde der ICS307-2 gefunden. Dieser programmierbare Taktgenerator ist etwas einfacher aufgebaut als der CY27EE16 und bietet vor allem wegen der geringeren Breite der einzelnen Teiler weniger Möglichkeiten. Dafür aber ist das IC im SIOC-Gehäuse mit 1,27 mm Pinabstand noch relativ einfach zu handhaben. Das IC wird über ein SPI-Interface angesteuert und benötigt zur kompletten Steuerung nur drei Bytes. Ein fertig aufgebautes Modul ist bei AK MODUL-BUS erhältlich.

Bild 11.14:
Äußere Beschaltung des Taktoszillators.

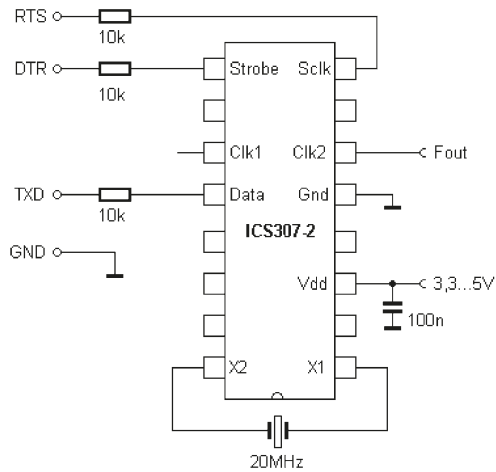
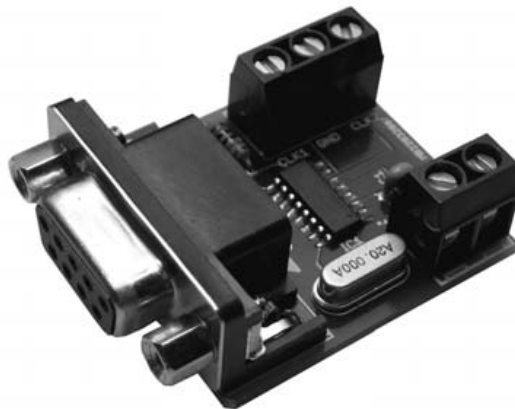


Bild 11.15:
Das fertig aufgebaute Modul.



Ausgangssignal von 7054,5 kHz entsteht. Die Näherung beruht auf einem Software-Suchverfahren, das die optimale Einstellung der internen Teiler sucht. Am unteren Rand des Fensters werden die drei übertragenen Bytes angezeigt.

11.4 Frequenz-Vervielfacher ICS501

Quarzoszillatoren für hohe Frequenzen bis über 100 MHz sind nicht leicht zu bekommen. Mit dem ICS501 [8] kann man jedoch die Frequenz des Quarzes um bis zu achtfach erhöhen. So lassen sich mit der internen PLL Frequenzen bis zu 160 MHz erzeugen. Das IC kann bei einem Pinabstand von 1,27 mm noch relativ leicht eingelötet werden.

Bild 11.18:
*Einstellbarer
Quarzoszillator.*

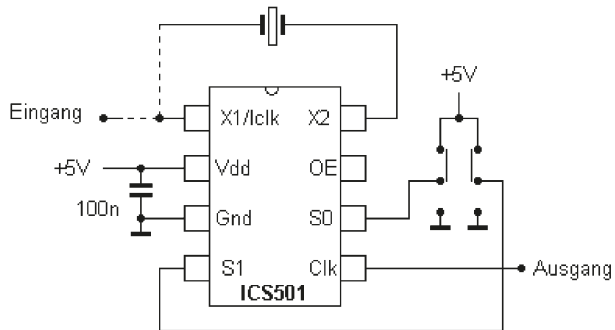
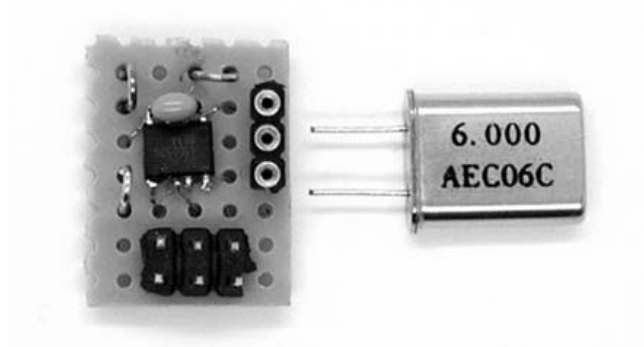
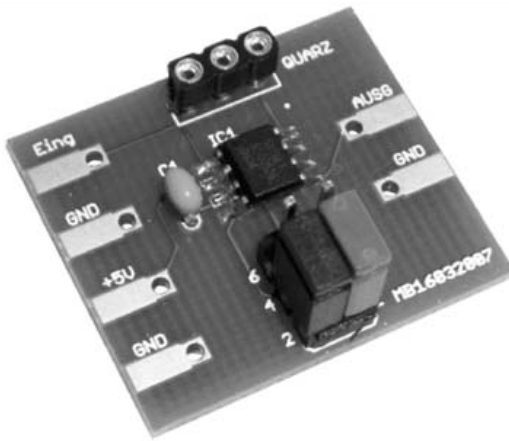


Bild 11.19:
*Experimenteller
Aufbau.*





*Bild 11.20:
Die Oszillator-
platine.*

Die Schaltung ist sehr einfach, weil der gewünschte Multiplikator über Spannungspegel an den beiden Eingängen S1 und S2 über Jumper eingestellt wird. Wahlweise kann ein Quarz oder eine externe Signalquelle angeschlossen werden. Bild 11.19 zeigt den Aufbau auf einer Lochrasterplatine. Alternativ zum Eigenbau gibt es bei AK MODUL-BUS eine bestückte Platine mit dem ICS501 (Bild 11.20).

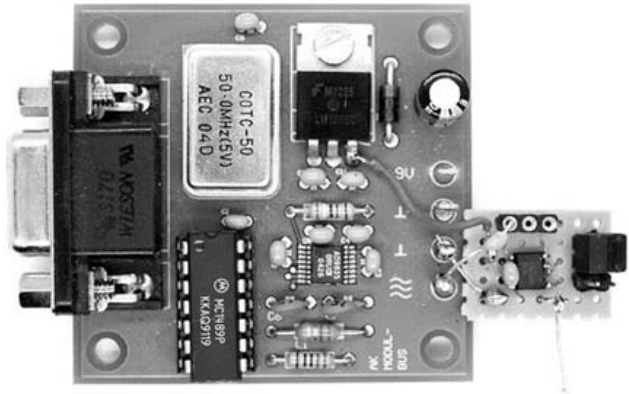
Die Steuereingänge kennen die drei Zustände Null (0), offen (M) und hochgelegt (1). Deshalb lassen sich mit nur zwei Eingängen insgesamt neun unterschiedliche Funktionen auswählen. Ohne Jumper ergibt sich der Zustand MM, wobei die Frequenz verdoppelt wird. Die höchste Frequenz stellt sich mit gegen +5V gesetzten Jumpern im Zustand 11 ein, wobei die Eingangsfrequenz verachtfacht wird.

S1	S0	CLK
0	0	4X input
0	M	5.3125X input
0	1	5X input
M	0	6.25X input
M	M	2X input
M	1	3.125X input
1	0	6X input
1	M	3X input
1	1	8X input

*Bild 11.21:
Einstellbare
Multiplikatoren.*

Das IC kann auch hinter den DDS-Generator geschaltet werden, um Frequenzen bis zu 160 MHz zu erzeugen. Bild 11.22 zeigt den Anschluss über einen Koppelkondensator von 100 nF. Eine typische Anwendung ist die Ansteuerung eines IQ-Mischers. Die Kombination DDS - ICS501 eröffnet interessante Möglichkeiten beim Empfängerbau. Man kann beliebige Frequenzbereiche verwenden, weil der Abstimmbereich der DDS nach oben erweitert wird. Praktische Anwendungen findet man in Elexs.de [8] und in Kap. 12.5.

*Bild 11.22:
Multiplikation
der DDS-Fre-
quenz.*



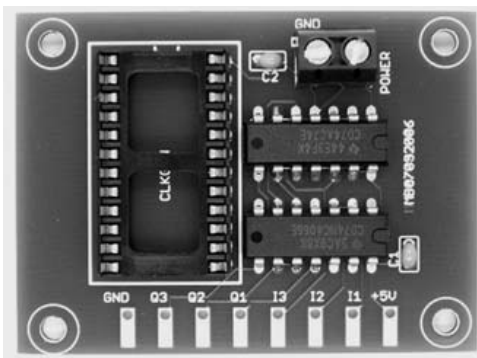
12. Eigenbau-IQ-Empfänger

Die notwendige Hardware für einen SDR-Empfänger lässt sich in vielen Varianten und mit unterschiedlichen Schwerpunkten realisieren. Hier werden einige Schaltungen vorgestellt, die teilweise als Vorstufen bei der Entwicklung des Elektor-SDR dienen, die aber auch für den Eigenbau geeignet sind. Der erste Einstieg muss nicht kompliziert sein.

12.1 Die Mischerplatine

Der IQ-Mischer besteht aus zwei identischen Mischstufen, die mit einem um 90 Grad phasenverschobenen Signal angesteuert werden. Wichtig ist eine exakt gleiche Verstärkung und äußerste Linearität. Deshalb haben sich CMOS-Analogschalter als Mischer bewährt. Als Oszillator dient der programmierbare Quarzoszillator auf der Basis des CY27EE16 (vgl. Kap. 11.1). Damit lässt sich eine Arbeitsfrequenz bis ca. 30 MHz erreichen.

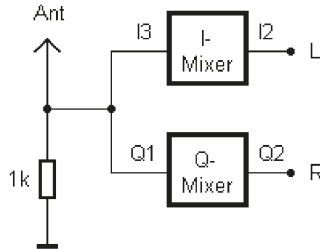
Die Schaltung (vgl. Kap. 2) verwendet Analogschalter vom Typ 74HC4066 und einen digitalen Teiler mit dem 74AC74, der die Oszillatorfrequenz durch vier teilt und die Phasenverschiebung erzeugt. Damit der Einstieg in diese Technik leicht fällt, wurde eine von der Firma AK MODUL-BUS eine Platine entwickelt, die den gesamten Mischer/Oszillator als Modul bereitstellt. Nach außen führen nur die beiden Mischer I und Q in Form von Analogschalter-Umschaltern mit jeweils drei Anschlüssen.



*Bild 12.1:
Mischerplatine
mit Teiler und
Analogschalter.*

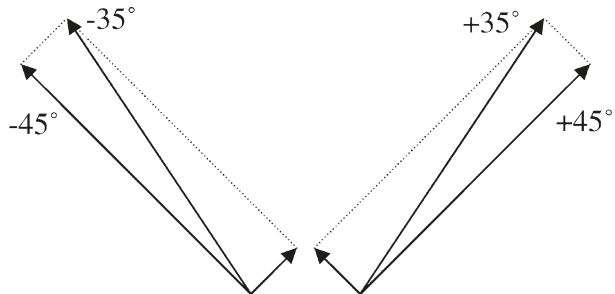
Hier sollen die verschiedenen Schaltungsvarianten genauer analysiert werden. Für den ersten Versuch reicht bereits ein extrem einfacher Empfänger mit nur einem zusätzlichen Widerstand. Er empfängt bereits starke DRM-Signale an einer ausreichend langen Drahtantenne.

Bild 12.2:
Der einfachste IQ-Empfänger.



Außer der fehlenden Verstärkung leidet dieser einfache Empfänger unter einer reduzierten Spiegelunterdrückung von nur etwa 20 dB. Die Ursache liegt in der schlechten Entkopplung zwischen beiden Mixern. Es besteht eine Kopplung zwischen L, dem Antenneneingang und R mit dem Ergebnis, dass die Phasenverschiebung geringer als 90 Grad ausfällt. Das Vektordiagramm zeigt was passiert: Aus einer Phasenverschiebung von 90 Grad wird durch die Verkopplung z.B. nur noch eine von 70 Grad.

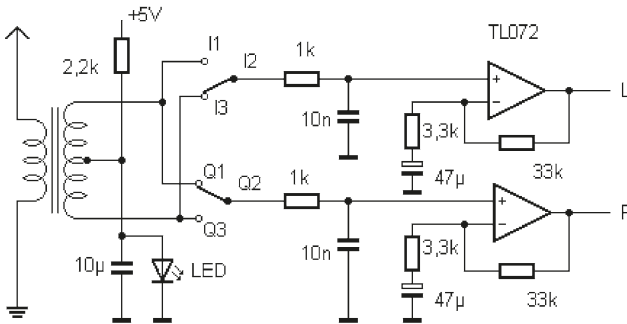
Bild 12.3:
Phasenfehler.



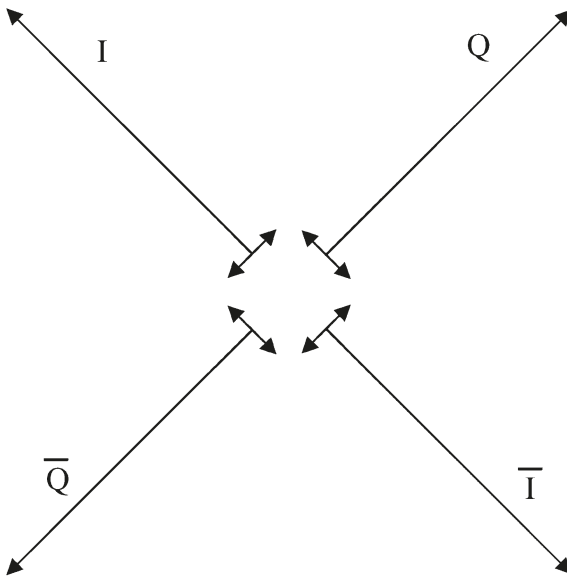
Dieses Problem wird verringert, wenn man symmetrische Balancemischer einsetzt. Mit einem kleinen Übertrager mit Mittelanzapfung wird erreicht, dass alle vier Phasen verarbeitet werden. Die Schaltung erreichte eine Spiegelunterdrückung von ca. 40 dB.

12.2 Verwendung eines HF-Übertragers

Aus den bisherigen Ergebnissen folgt, dass ein IQ-Mischer alle vier Phasen gleich verarbeiten muss. Zwar gibt es dann immer noch eine Kopplung zwischen den einzelnen Kanälen, aber die zusätzlichen Signalkomponenten mit -90° und $+90^\circ$ Grad heben sich gegenseitig auf, wenn sie genau gleich groß sind. Das ist bei der Verwendung eines Übertragers mit Mittelanzapfung gegeben, wenn er eine gute Symmetrie aufweist (vgl. Kap. 2).



*Bild 12.4:
Ein Übertrager
zur Phasenumkehr.*



*Bild 12.5:
Verarbeitung aller vier Phasen.*

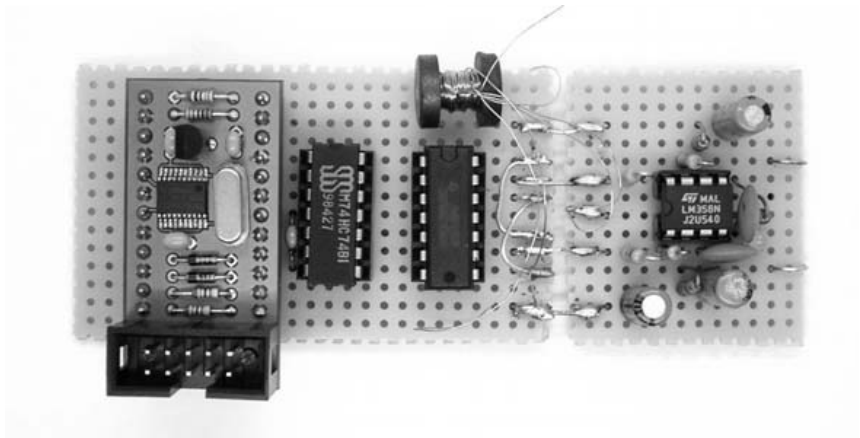


Bild 12.6: Probeaufbau des kompletten Empfängers.

Diese einfache Schaltung erlaubt bereits erfolgreiche Empfangsversuche mit dem IQ-Prinzip. Sie lässt sich schnell und einfach auf einem Stück Experimentierplatine realisieren (Bild 12.6).

12.3 Differenzverstärker

Ein HF-Übertrager kann immer auch die Ursache für zusätzliche Unsymmetrie sein. Der folgende Versuch verwendet deshalb einen symmetrischen Mischer mit vier NF-Ausgangskanälen, die durch zwei Differenzverstärker zusammengeführt werden. Die Idee ist, alle Ausgänge jeweils genau mit $10\text{ k}\Omega$ zu belasten. Ob das bei dieser Schaltung wirklich gegeben ist, soll im Folgenden noch genauer untersucht werden. Die Filterkondensatoren von $2,2\text{ nF}$ wurden so gewählt, dass die Tiefpass-Grenzfrequenz weit über der Bandgrenze von 24 kHz liegt. Dann können sich nämlich Toleranzen im Durchlassbereich kaum noch als zusätzliche Phasenverschiebungen auswirken. Die einfachen Tiefpassfilter dienen nur dazu, übermäßige HF-Reste von den Operationsverstärkern fern zu halten. Die eigentliche Filterung bleibt dem Antialiasing-Filter der Soundkarte überlassen.

Die Schaltung erreichte auf Anhieb eine gute Spiegelunterdrückung von mehr als 40 dB . Die große Gesamtverstärkung von ca. 40 dB brachte Vorteile für schwache Signale, wenn auch extrem starke Rundfunksender bereits einen Antennenabschwä-

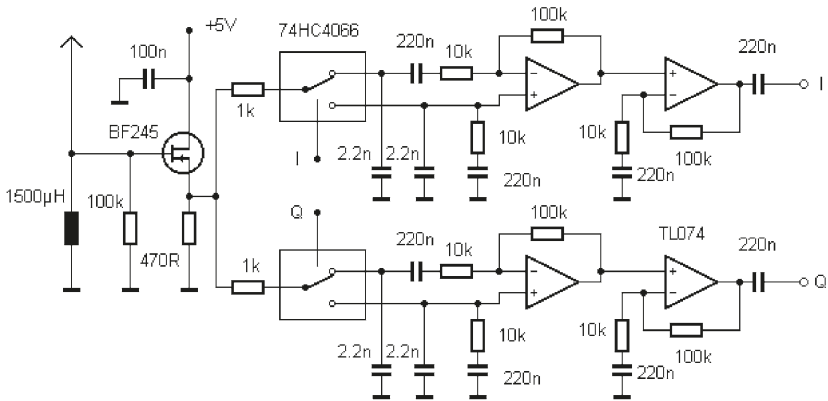
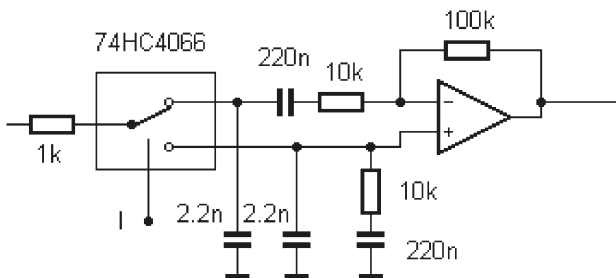


Bild 12.7: IQ-Mischer mit Differenzverstärker.

cher erforderlich machen. Eine Schwäche der Schaltung war die geringe obere Grenzfrequenz. Oberhalb etwa 12 MHz sank die Empfindlichkeit stark ab. Ein Versuch zeigte, dass die beiden 1-k Ω -Widerstände vor den Mixern das Problem sind. Wenn man beide überbrückt, bleibt die Empfindlichkeit bis über 25 MHz erhalten. Nur leider wird damit die Spiegelunterdrückung etwas schlechter.

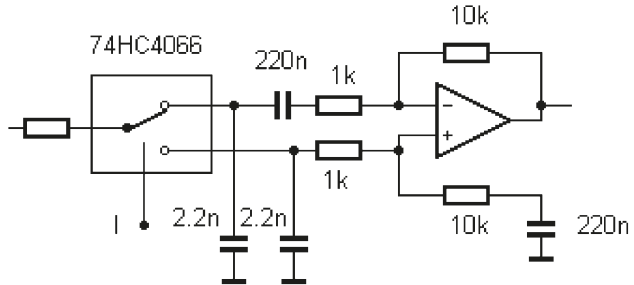
Die Schaltung funktioniert zwar schon relativ gut, aber es gibt doch noch etwas zu verbessern. Das folgende Detailschaltbild zeigt den verwendeten Differenzverstärker. Man sieht, dass diese Stufe nicht vollständig symmetrisch ist. Das führt dazu, dass der Differenzverstärker keine hohe Gleichtaktunterdrückung hat. Das bringt zwar keine Probleme mit der Spiegelunterdrückung, kann aber dazu führen, dass Signale unter 24 kHz direkt von der HF-Stufe über den Mischer in den ZF-Zweig gelangen.



*Bild 12.8:
Der verwendete
Differenzver-
stärker.*

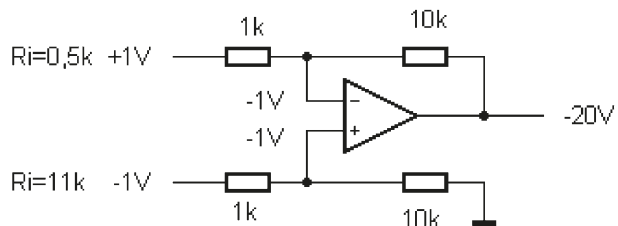
Also wurde ein üblicher Differenzverstärker nach Bild 12.9 ausprobiert. Allerdings war nun zwar die Gleichtaktunterdrückung gut, die Spiegelunterdrückung jedoch gering.

Bild 12.9:
Ein symmetrischer Differenzverstärker.



Die Ursache des Problems liegt im unterschiedlichen Eingangswiderstand der beiden Eingänge. Obwohl die Schaltung auf den ersten Blick symmetrisch aussieht, hat der invertierende Eingang eine Impedanz von ca. $0,5\text{ k}\Omega$, der nicht invertierende jedoch $11\text{ k}\Omega$. Das Prinzipschaltbild mit gerundeten Spannungsangaben bei einer gedachten Ansteuerung mit $+1\text{ V}$ und -1 V zeigt warum. Der nicht invertierende Eingang legt die Spannung an beiden OPV-Eingängen fest, da er nicht gegengekoppelt ist. Der obere $1\text{-k}\Omega$ -Widerstand liegt daher zwischen $+1\text{V}$ und -1V , was zu einer Eingangsimpedanz von nur noch $0,5\text{ k}\Omega$ führt. Damit wird aber leider die wichtigste Regel der IQ-Schaltungstechnik verletzt, dass alle vier Phasen gleich belastet werden sollen.

Bild 12.10:
Unsymmetrische Eingangsimpedanz.



Da bietet sich eine Lösung in Form des so genannten Instrumentenverstärkers an. Zwei voll gegengekoppelte OPV werden als Impedanzwandler vorgeschaltet. Die Schaltung hat am Eingang die gleiche, theoretisch unendlich hohe Impedanz. Auch diese Variante wurde erprobt. Das Ergebnis war wieder eine gute Spiegelunterdrü-

ckung. Allerdings zeigte der Empfänger insgesamt eine größere Rauschen, geringere Empfindlichkeit und mehr Verzerrungen.

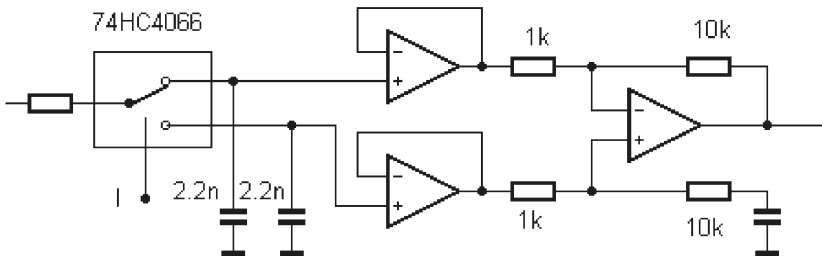
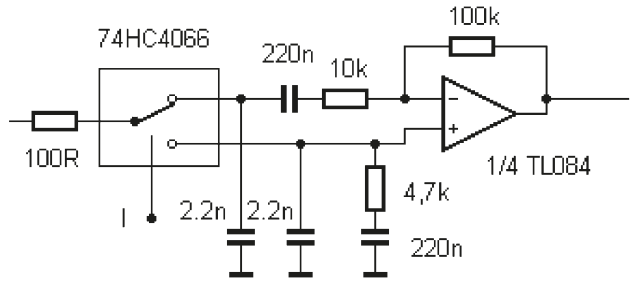


Bild 12.11: Der Instrumentenverstärker.

Theorie und Praxis passen hier nicht gut zusammen. Der Grund ist wohl darin zu suchen, dass ein realer OPV sich bei der relativ großen Frequenz bis ca. 24 kHz keineswegs mehr wie ein theoretischer, idealer OPV verhält. Ein LM324 hat z.B. ein Verstärkungs-Bandbreitenprodukt von 1 MHz. Bei 20 kHz beträgt die Leerlaufverstärkung nur noch etwa 50-fach. Die Differenzspannung zwischen beiden Eingängen ist nicht mehr fast Null. Ein voll gegengekoppelter OPV versucht vergeblich, der Eingangsspannung zu folgen. Bei den höheren Frequenzen entstehen dann Verzerrungen. Hier muss man dazu noch beachten, dass am Ausgang des Mischers auch Signale weit über 20 kHz entstehen können, deren Verzerrungsprodukte teilweise wieder im Durchlassbereich liegen. Diese Überlegungen haben dazu geführt, den Instrumentenverstärker wieder zu verwerfen.

Die Versuche haben deutlich gezeigt, dass der symmetrische Eingangswiderstand der Schaltung wichtiger ist als eine hohe Gleichtaktunterdrückung. Wenn nämlich die HF-Eingangsschaltung sehr linear arbeitet und außerdem ein Tiefpass von 24 kHz verwendet wird, gibt es eigentlich keine Probleme mit durchschlagender ZF. Also wurde zur ursprünglichen Schaltung mit etwas anderer Dimensionierung zurückgekehrt. Der effektive Eingangswiderstand beträgt nun ca. $5\text{ k}\Omega$ an beiden Eingängen. Ein Vorwiderstand von $100\ \Omega$ bietet einen guten Kompromiss zwischen hoher HF-Grenzfrequenz und guter Entkopplung zwischen I- und Q-Mischer. Außerdem soll jetzt der TL084 verwendet werden, der zwar nicht ganz so rauschfrei ist, aber bei einfacher 5-V-Betriebsspannung ein Bandbreitenprodukt von 10 MHz aufweist.

Bild 12.12:
Gleiche Eingangsimpedanzen.



Die Gesamtschaltung ist nicht für höchste Empfindlichkeit optimiert, sondern eher für eine hohe Großsignalfestigkeit und geringe Verzerrungen auch bei starken Rundfunksignalen. Auch starke DRM-Stationen werden nicht verzerrt. Deshalb konnten SNR-Werte bis weit über 30 dB beobachtet werden. Die im Amateurfunk üblichen hohen Empfindlichkeiten werden hier nicht erreicht. Man kann jedoch selektive Vorverstärker (vgl. Kap. 5.7) einsetzen, um auch diese Anforderungen zu erfüllen.

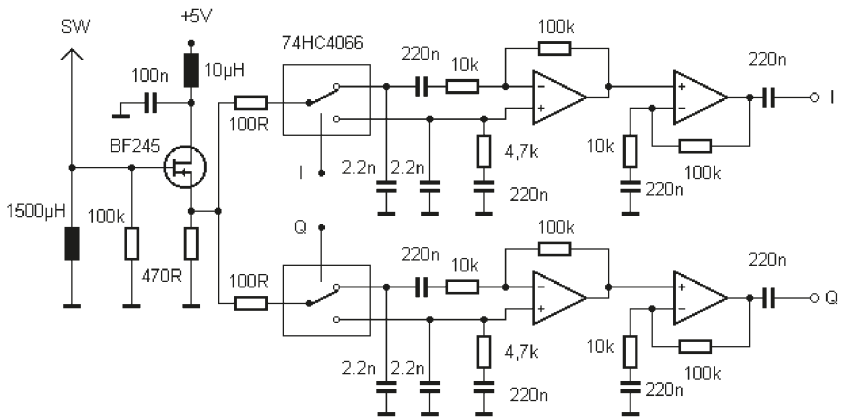
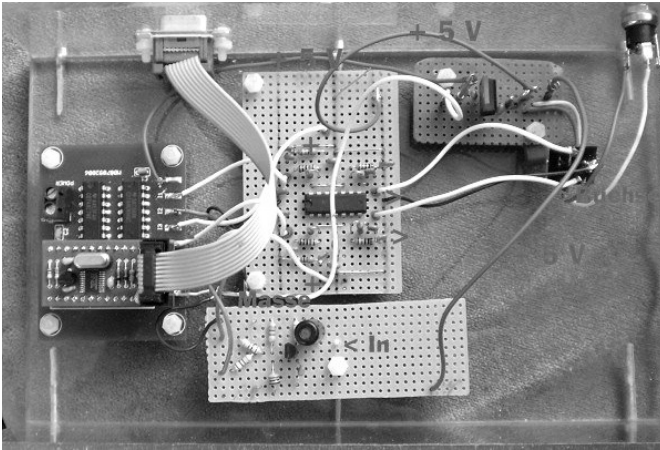


Bild 12.13: Anpassung der Eingangsimpedanzen.

Bild 12.13 zeigt die endgültige Version des Empfängers, wie sie auch im Elektor-SDR verwendet wurde. Was noch fehlt sind Tief- oder Bandpassfilter für einzelne Empfangsbereiche. Wenn man z.B. ohne ein vorgeschaltetes Filter Mittelwelle empfangen möchte, schlagen Kurzwellenstationen auf der drei- oder fünffachen Frequenz durch. Dieses Problem besteht auch beim DRM-Empfänger nach Kap. 14. Die Dämpf-

fung der falschen Signale ist jedoch beim IQ-Empfänger einfacher, weil zwar Ober-tonmischung, aber keine Spiegelfrequenz auftritt. Im Prinzip reichen einige wenige Tiefpassfilter.

Bild 12.14 zeigt einen experimentellen Aufbau von Wolfgang Hartmann. HF- und NF-Stufen bekamen getrennte Platinen. Ein zusätzlicher Spannungsregler erlaubt die Versorgung mit 9...12 V. Alles wurde in einen Rahmen aus Plexiglas eingebaut. Man sieht, dass der Gesamtaufwand für einen Kurzwellenempfänger sehr gering ist.



*Bild 12.14:
Ein experimen-
teller Aufbau
des Empfän-
gers.*

12.4 Vorstufe und ZF-Verstärker

Mit einer optimierten Schaltung erreicht das Software Defined Radio mehr Empfindlichkeit und eine bessere Spiegelsignalunterdrückung. Die entscheidenden Schaltungsdetails wurden bereits vorgestellt. Nun wurde alles auf eine gemeinsame Platine gesetzt, die bei AK-MODUL-BUS als fertig bestücktes Modul erhältlich ist.

Die HF-Eingangsstufe verwendet einen FET-Sourcefolger für eine niederohmige Ansteuerung der Mischer. Am Eingang kann wahlweise eine Breitbandeinstellung, ein Kurzwellen-Hochpassfilter oder ein Mittelwellen-Tiefpassfilter gewählt werden. Das Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von ca. 1,6 MHz hilft gegen Ober-tonmischung und Störungen durch Kurzwellensignale beim Empfang von Mittelwellenstationen. Die ZF-Verstärker folgen der Schaltung in Bild 12.13 und sind für eine Gesamtverstärkung von 100 ausgelegt.

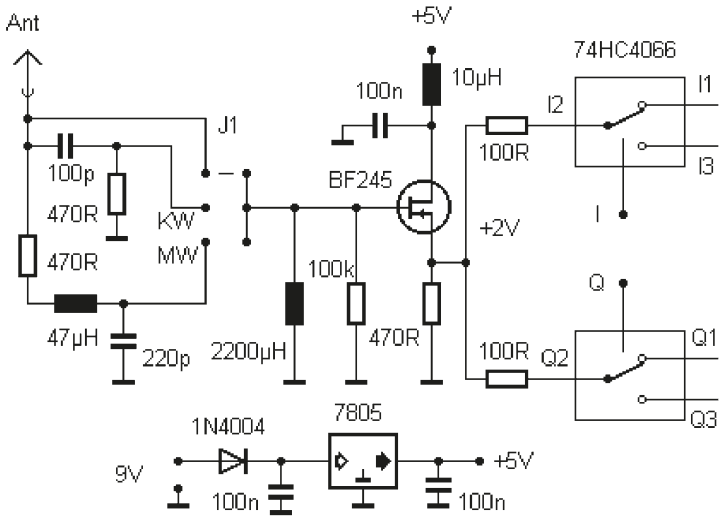
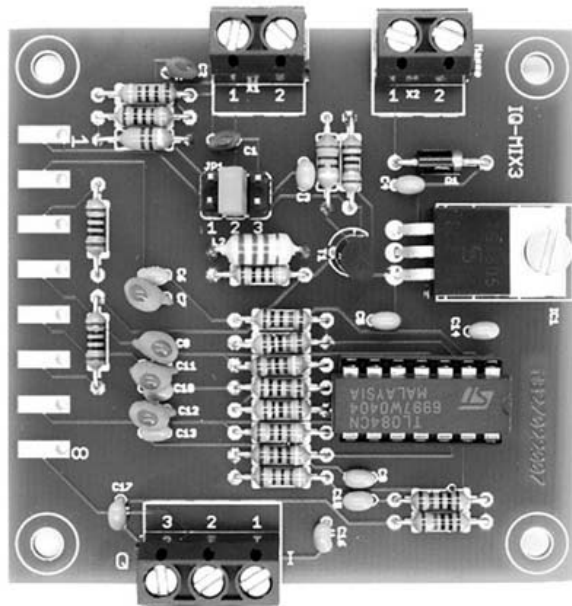


Bild 12.15: Eingangsfiler und Vorverstärker.

Bild 12.16:
Platine mit Vor-
stufe und Diffe-
renzverstärker.



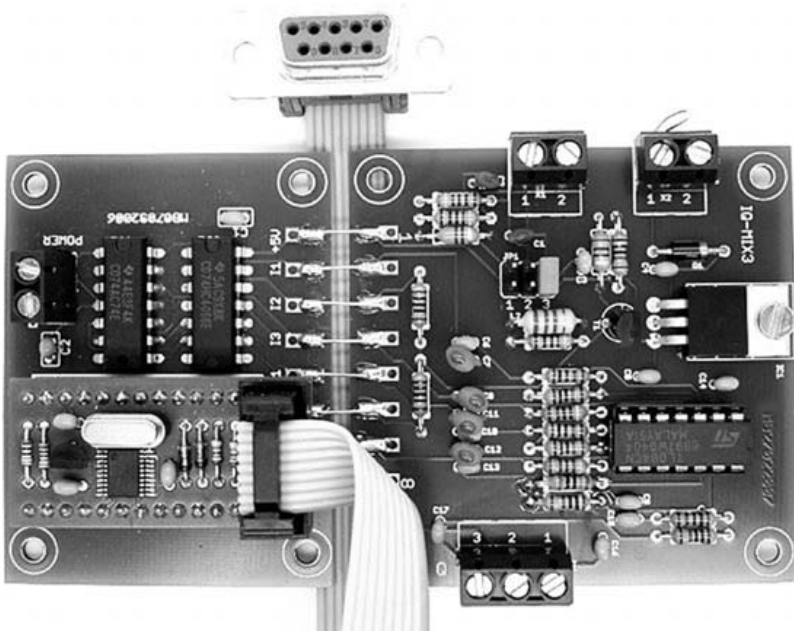


Bild 12.17: Kompletter Empfänger mit Mischer und Verstärker.

Die Platine passt direkt an den IQ-Mischer. Zusammen mit dem programmierbaren Quarzoszillator erhält man einen vollständigen Empfänger mit Abstimmung über die serielle Schnittstelle [8]. Die Stromversorgung erfolgt nun von der rechten Platine aus über einen Spannungsregler. Die Schraubklemme am IQ-Mischer bleibt frei, allerdings kann hier 5 V für eventuelle Zusatzschaltungen entnommen werden. Der Empfänger kann über die serielle Schnittstelle direkt über G8JCFSDR abgestimmt werden.

12.5 I/Q-Empfänger mit ICS307-2

Der bewährte Empfänger wurde auch mit einem anderen VFO getestet. Der programmierbare Oszillator mit dem ICS307-2 erhält seine Betriebsspannung über den 5-V-Anschluss auf der Mischerplatine. Das Ausgangssignal wird über die DIL-Fassung angeschlossen.

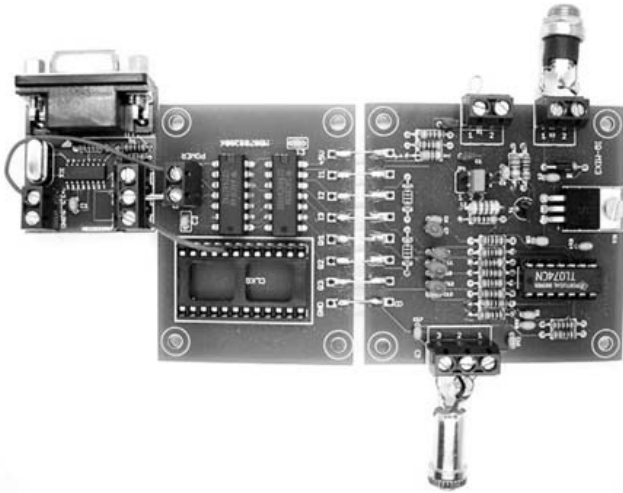
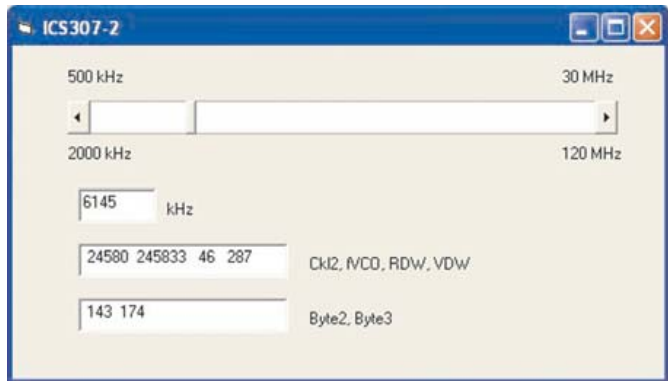


Bild 12.18: Empfänger mit alternativem VFO.

Bild 12.19:
Das passende
Abstimmprogramm.



Die Abstimmung verwendet das Programm ICS703-2.exe [8] über die serielle Schnittstelle COM1. Es soll z.B. OR1 auf 6155 kHz empfangen werden. Der Empfänger-oszillator wird z.B. 10 kHz tiefer auf 6145 kHz eingestellt (Bild 12.19).

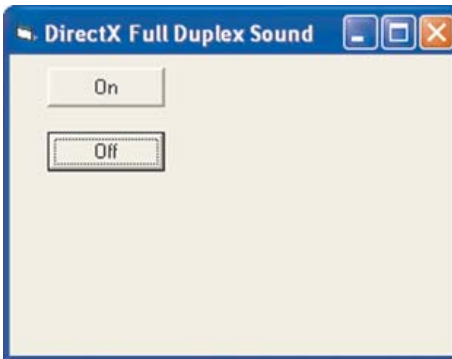
Mit dem SDRadio kann die Frequenz fein eingestellt werden. In diesem Fall liegt der Träger des AM-Senders aufgrund von Rundungsfehlern im PLL-Oszillator bei etwa 9 kHz. Nun kann der Sender mit sehr guter Audioqualität empfangen werden. Der einfache Empfänger lässt sich nicht nur für AM und DRM verwenden sondern eignet sich auch für SSB und CW z.B. auf den Amateurfunkbändern.

13. SDR-Software mit Visual Basic

Wer eigene Versuche auf dem Weg zur Programmierung eines Software Defined Radio unternehmen will, benötigt zuerst einmal einen geeigneten Zugang zur Soundkarte. Im Prinzip holt man sich Daten von der Soundkarte, bearbeitet sie mit einem DSP (Digitaler Signal-Prozessor) und schickt sie dann wieder an die Soundkarte. Das ganze funktioniert mit Datenblöcken, die jeweils so schnell bearbeitet werden müssen, dass keine Pause im Ausgangssignal entsteht.

13.1 Zugang zur Soundkarte

Gerald Youngblood (AC5OG) hat in seinem Artikel „A Software-Defined Radio for the Masses“ [17] nicht nur das Grundprinzip eines SDR erklärt, sondern auch einen Zugang zur Soundkarte gezeigt. Sein VB-Beispielprogramm Sound.vbp zeigt den Zugang über DirectX 8. Auf der Basis dieses Beispiels ist die Entwicklung eigener DSP-Software relativ einfach. Alle Quelltexte zu diesem Kapitel findet man in [7].



*Bild 13.1:
Das DirectX-
Beispiel Sound1.*

Das VB-Beispiel von Gerald Youngblood definiert einen Puffer „inBuffer“, der von der Soundkarte mit Daten gefüllt wird. Immer wenn Daten vorhanden sind, ruft ein zugehöriges Event die Sub DirectXEvent8_DXcallback auf. Hier werden die Daten in InBuffer kopiert. Das ursprüngliche Beispiel gibt die Daten gleich wieder aus. Was

also an Line-In gelesen wurde, geht über die PC-Lautsprecher mit einer kleinen Verzögerung wieder raus. Es ist aber relativ einfach, die Daten vorher zu verändern. Dazu wird eine Sub DSP geschrieben und zwischen Lesen und Ausgeben aufgerufen. Die DSP-Routine muss Inbuffer umrechnen und in OutBuffer die veränderten Daten wieder ausgeben.

Bild 13.2:
Verstärkungsein-
stellung 0...60
dB.



Das erste eigene Beispiel soll einfach nur eine einstellbare Verstärkung liefern. Das ist bereits eine sinnvolle Anwendung, denn erste Versuche mit Direktmischern und SDR-Schaltungen leiden oft darunter, dass die empfangenen Signale zu leise sind. Bis zu 60 dB mehr bringen oft die Lösung.

Das ursprüngliche Programmbeispiel soll also um eine DSP-Routine erweitert werden. In ihr werden die 2048 gemessenen Daten aus inBuffer getrennt nach linkem und rechtem Kanal auf zwei eigene Fließkomma-Puffer Single1 und Single2 aufgeteilt. Die Messwerte liegen nun im Bereich -1 bis +1. Da nur ein Mono-Signal am Ausgang benötigt wird, addiert das Programm beide Kanäle. Dann wird die Summe

```

Sub DSP()
Dim i, j, n
If Multiplier < 1 Then Multiplier = 1
  For i = 0 To 2047
    Single1(i) = inBuffer(2 * i) / 32768           Left in
    Single2(i) = inBuffer(2 * i + 1) / 32768     Right in
  Next i
  For i = 0 To 2047
    Single1(i) = Single1(i) + Single2(i)         L+R
    Single1(i) = Single1(i) * Multiplier         + xxx dB
    If Single1(i) > 1 Then Single1(i) = 1       limit 1
    If Single1(i) < -1 Then Single1(i) = -1    limit -1
  Next i
  For i = 0 To 2047
    outBuffer(2 * i) = Int(Single1(i) * 32000)  Left out
    outBuffer(2 * i + 1) = outBuffer(2 * i)    = Right out
  Next i
End Sub

```

Listing 13.1: Einstellbare Verstärkung.

mit einem einstellbaren Faktor zwischen 1 und 1000 multipliziert. Eine Begrenzung auf den Bereich -1 bis +1 verhindert Überläufe. Die umgerechneten Daten werden schließlich in den Ausgabepuffer outBuffer geschrieben. Bei einer Abtastrate von 48 kHz und einer Pufferlänge von 2048 Samples pro Kanal dauert es übrigens 42,7 ms, bis DSP erneut aufgerufen wird. Alles was hier passiert muss also deutlich schneller als 40 ms sein.

Die Verstärkung wird über den Schieberegler Hscroll1 eingestellt. Der übergebene Wert HScroll1.Value hat einen Bereich zwischen 0 und 60 und wird in den Verstärkungsfaktor „Multiplier“ umgerechnet.

13.2 IQ-Spektrum

Ein Quadraturmischer erlaubt es, das Spiegelsignal vom Nutzsignal zu trennen. Der Artikel von Gerald Youngblood zeigt, wie es geht! Man nehme eine komplexe FFT und setze das Zeitsignal in ein Frequenzsignal um. Mit 2048 I/Q-Samples bei 48 kHz erhält man 4096 Frequenzkanäle, die gleichmäßig zwischen -24 kHz und +24 kHz liegen. Für die FFT-Versuche wird ein fertiges Basic-Modul von Murphy McCauley verwendet. Damit ist alles ganz einfach:

```
Sub FourierTransform(NumSamples As Long, RealIn() As Single, ImageIn() As
Single, RealOut() As Single, ImagOut() As Single, Optional InverseTransform As
Boolean = False)
```

Man übergibt also die FFT-Breite (2048) und zwei Puffer mit Samples (Single1, Single2) und erhält das Ergebnis in zwei weiteren Puffern (Single3, Single4) zurück. Optional kann man auch eine inverse FFT durchführen, also Frequenzen übergeben und die zugehörigen Sampledaten zurückbekommen.

```
Dim Single1(0 To NFFT - 1) As Single      FFTin Samples In Buffer
Dim Single2(0 To NFFT - 1) As Single      FFTin Samples In Buffer
Dim Single3(0 To NFFT - 1) As Single      FFTout Samples In Buffer
Dim Single4(0 To NFFT - 1) As Single      FFTout Samples In Buffer

Sub DSP()
Dim I, j, n
If Multiplier < 1 Then Multiplier = 1
For n = 0 To BLKSIZE - 1
Single2(n) = inBuffer(n * 2) / 32768      De-interleave Channel1
Single1(n) = inBuffer(n * 2 + 1) / 32768  De-interleave Channel2
Next n
```

```

FourierTransform NFFT, Single1(), Single2(), Single3(), Single4()

For n = 0 To 8
Picture1.Line (34 + 43 * n, 125)-(34 + 43 * n, 140)
Next n

For n = 0 To 205
j = Abs(Single3(n * 10))
Picture1.Line (n + 205, 120)-(n + 205, 120 - 1 * j)
Picture1.Line (n, 0)-(n, 120 - 1 * j), &HFFFFFF
Next n
For n = 205 To 409
j = Abs(Single3(n * 10))
Picture1.Line (n - 205, 120)-(n - 205, 120 - 1 * j)
Picture1.Line (n, 0)-(n, 120 - 1 * j), &HFFFFFF
Next n

FourierTransform NFFT, Single3(), Single4(), Single1(),
Single2(), True
For n = 0 To BLKSIZE - 1
Single1(n) = Single1(n) + Single2(n)
Single1(n) = Single1(n) * Multiplier
If Single1(n) > 1 Then Single1(n) = 1
If Single1(n) < -1 Then Single1(n) = -1
outBuffer(n * 2) = Int(Single1(n) * 10000)
outBuffer(n * 2 + 1) = outBuffer(n * 2)      interleave L and R
Next n

```

Listing 13.2: IQ-Spektrum mit FFT.

Eine komplexe FFT mit 2048 reellen und 2048 imaginären Samples erzeugt ein Spektrum mit 4096 einzelnen Frequenzen. 2048 Frequenzen sind positiv und reichen bis zur halben Sample-Frequenz. Die anderen 2048 Kanäle stehen für negative Frequenzen. Es ist schwer vorstellbar, wie sich -1 kHz anhört. Aber im Zusammenhang mit dem SDR bekommt die Sache einen ganz neuen Sinn: -1 kHz hört sich zwar genauso an wie +1 kHz, stammt aber von einem Signal unterhalb der Mischerfrequenz.

Das angezeigte Spektrum zeigt, dass es funktioniert. Tatsächlich liegen die Signale oberhalb 0 kHz in der unteren Hälfte des FFT-Ausgangspuffer Single3 und Single4, die Signale unterhalb Null belegen die obere Hälfte der Puffer. Die Anzeige sammelt laufend Signale, sodass man jeweils die höchsten Spitzen sieht. Erst ein Klick in das Display löscht alles, damit neue Daten gesammelt werden können.

In der Sub DSP werden aber nicht nur Signale analysiert, sondern auch neu erzeugt. Die Frequenzpuffer Single3 und Single4 werden dazu mit der inversen FFT in die ursprünglichen Daten zurückgerechnet. Und tatsächlich: Man hört genau das, was am

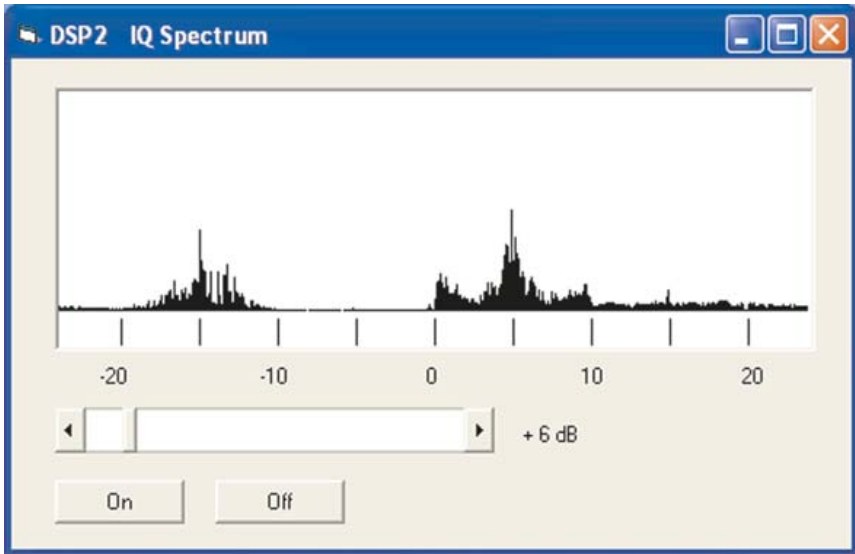


Bild 13.3: Signale im 49-m-Band.

Eingang der Soundkarte steht. Auch hier wird wieder die Verstärkung eingestellt. Das akustische Ergebnis ist also identisch mit dem im ersten Versuch DSP1. Aber das waren wieder zwei Schritte vorwärts. Denn erstens ist jetzt klar, dass FFT und inverse FFT zusammen das Original wiederherstellen können, und zweitens ist bewiesen, dass die Rechenzeit dafür nicht zu lang ist, jedenfalls für einen ausreichend schnellen PC mit 3 GHz. In den folgenden Schritten kann man also versuchen, nur Teilbereiche aus dem Spektrum zu verarbeiten. Damit kann man dann Filter und Mischer bilden.

13.3 SSB-Empfang

Nachdem die Frequenzen sauber getrennt wurden, ist ein SSB-Demodulator ganz einfach. Man nehme einfach einen Bereich heraus und kopiere ihn an den Ausgabebereich ab Null. Alle anderen Frequenzkanäle müssen gelöscht werden. Damit hat man zugleich ein steilflankiges Filter und einen Produkt-Detektor bzw. ZF-Mischer. Ein zusätzlicher Schieberegler bestimmt die BFO-Frequenz.

Der BFO kann nur in einem Bereich zwischen -20 kHz und $+20$ kHz verschoben werden. Das ist sinnvoll, weil die Bereiche ganz am Rand des Spektrums wegen der

endlichen Steilheit des Antialiasing-Filters der Soundkarte falsche Signale entfalten können. Versuche haben gezeigt, dass ein kopierter Bereich immer bei einer geraden Pufferadresse beginnen soll und eine gerade Anzahl lang sein soll, da es sonst zu störenden Übergängen zwischen den aufeinander folgenden Puffern kommt.

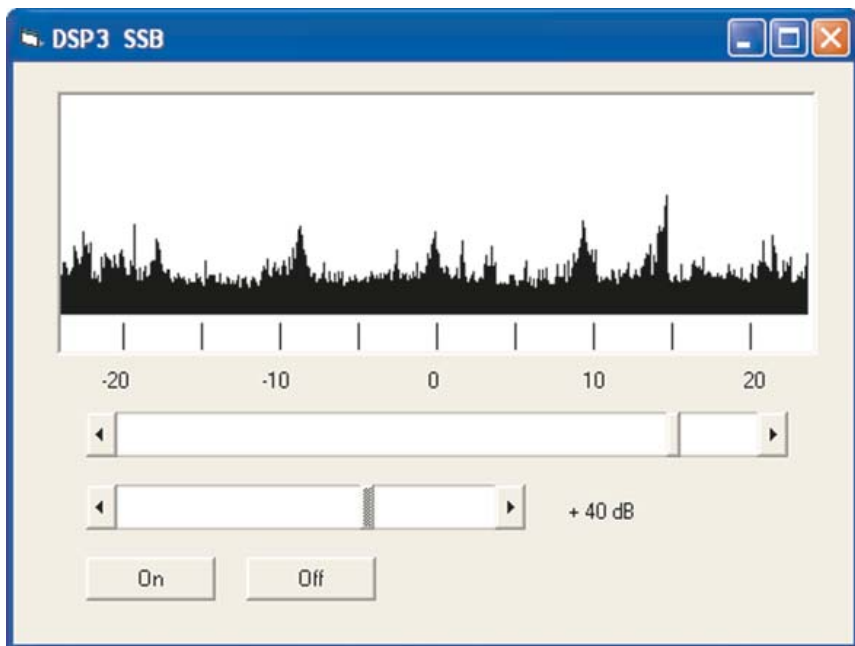


Bild 13.4: SSB-Demodulator.

Das Programm sollte das untere Seitenband dekodieren, weil starke SSB-Signale vor allem im 80- und 40-m-Amateurfunkband zu hören sind, wo LSB verwendet wird. Einfaches Kopieren brachte zuerst das obere Seitenband. Deshalb wurden der linke und der rechte Eingangskanal bei Kopieren aus InBuffer vertauscht. Damit dann alles passt, musste zusätzlich die Anzeige und der BFO-Schieber umgekehrt werden. Die Spektrum-Anzeige zeigt jetzt logarithmische Pegel, was einen größeren Pegelbereich darstellt. Weiterhin sammelt die Anzeige Signale über längere Zeiten. Das ist vorteilhaft, weil man leichter SSB-Signale entdeckt, auf die man dann mit dem Schieber abstimmen kann. Da sich auf einer Frequenz oft starke und schwache SSB-Stationen abwechseln, erkennt man nach einiger Zeit, welche Frequenzen gerade belegt sind.

```

Sub DSP()
Dim I, j, n
If Multiplier < 1 Then Multiplier = 1
For n = 0 To BLKSIZE - 1
Single1(n) = inBuffer(n * 2) / 32768           De-interleave Channel1
Single2(n) = inBuffer(n * 2 + 1) / 32768     De-interleave Channel2
Next n

    FourierTransform NFFT, Single1(), Single2(), Single3(), Single4()

    For n = 0 To 2047
Single1(n + 2048) = Single3(n)
Single2(n + 2048) = Single4(n)
Next n

    For n = 0 To 2047
Single1(n) = Single3(n + 2048)
Single2(n) = Single4(n + 2048)
Next n

    For n = 0 To 8
Picture1.Line (34 + 43 * n, 125)-(34 + 43 * n, 140)
    Abs(Single3(n * 10)))
Next n

    For n = 0 To 409
j = 5 * Abs(Single1(n * 10))
If j <= 1 Then j = 1
j = Log(j) * 20
Picture1.Line (409 - n, 120)-(409 - n, 120 - 1 * j)
Next n

    For n = 0 To 4095                               delete rest of band
Single3(n) = 0
Single4(n) = 0
Next n

    j = 340 + (1700 - HScroll12.Value) * 2

    For n = 0 To 206                               copy narrow band 2,4 kHz
Single3(n) = Single1(j + n)
Single4(n) = Single2(j + n)
Next n

    FourierTransform NFFT, Single3(), Single4(), Single1(),
    Single2(), True
For n = 0 To BLKSIZE - 1
Single1(n) = Single1(n) + Single2(n)
Single1(n) = Single1(n) * Multiplier
If Single1(n) > 1 Then Single1(n) = 1
If Single1(n) < -1 Then Single1(n) = -1

```

```
    outBuffer(n * 2) = Int(Single1(n) * 10000)
    outBuffer(n * 2 + 1) = outBuffer(n * 2)
    interleave L and R
Next n

End Sub
```

Listing 13.3: Ein SSB-Empfänger.

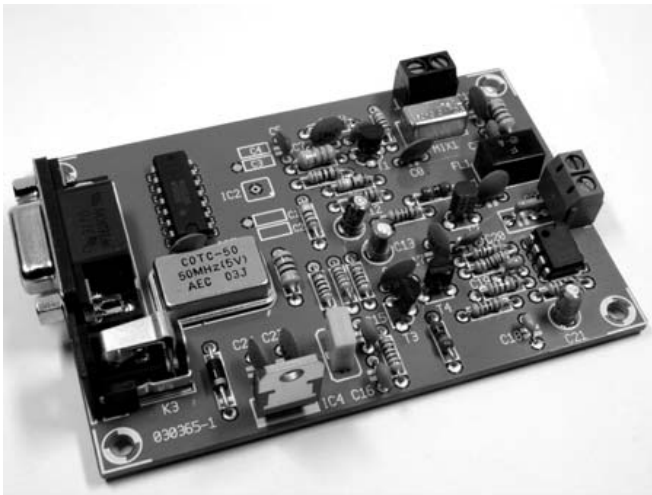
Der SSB-Decoder unterscheidet sich von anderen üblichen Programmen vor allem dadurch, dass er noch keine ALC besitzt. Stattdessen stellt man den Ausgangspegel per Hand ein. Das ergibt oft einen angenehmeren Klang, weil die plötzlichen Pegeländerungen einer ALC manchmal eher stören.

14. DRM-Superhet

Elektor hat im Heft 3/2004 einen DRM-Super mit einer Zwischenfrequenz von 455 kHz vorgestellt, der inzwischen weit verbreitet ist und Vielen den ersten Kontakt mit DRM ermöglichte. Anders als bei einem IQ-Empfänger wird hier noch mit einem steiflankigen ZF-Filter gearbeitet. Für die Übergabe des 12-kHz-Signals an den PC reicht ein Mono-Eingang. Der Empfänger ist daher eine Alternative für den Einsatz an älteren Laptops, die nur einen Mikrofoneingang haben.

14.1 Schaltung und Aufbau

Ziel der Entwicklung war ein Empfänger mit guter Empfangsleistung, der aber trotzdem ganz ohne Abgleichpunkte auskommt. Es werden keine speziellen Spulen oder Drehkondensatoren benötigt, sondern nur gut erhältliche Festinduktivitäten. Dies kommt all jenen entgegen, die mehr in der digitalen Elektronik zuhause sind und weniger in der HF-Technik. Kein Abgleich, keine speziellen Messgeräte, ein sehr einfacher Software-Abgleich reicht aus, um Toleranzen in den Oszillatorfrequenzen auszugleichen. Der Empfänger wird als Teilesatz bei Geist-Electronic zusammengestellt und ist als fertig aufgebaute und getestete Platine bei AK MODUL-BUS erhältlich.



*Bild 14.1:
Der fertig aufgebaute Empfänger.*

Im Prinzip kann man den Empfänger als DRM-Interface für den PC betrachten. Wie Bild 14.2 zeigt, hat der DRM-Empfänger zwei Verbindungen mit dem Computer: Über die RS232-Schnittstelle erhält der Empfänger die digitale Steuerinformation für die Abstimmung des Empfängers auf die Frequenz des gewünschten DRM-Senders.

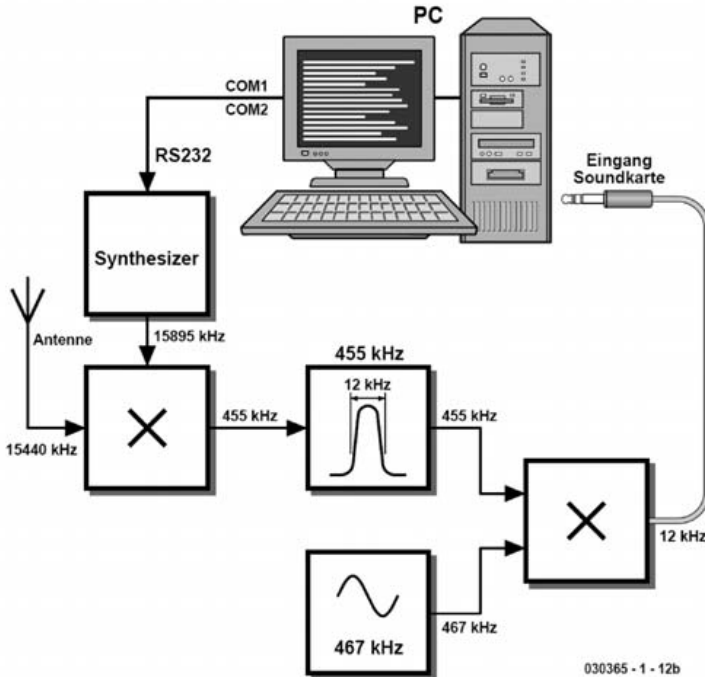


Bild 14.2: Prinzipschaltung des DRM-Empfängers.

Am Ausgang des DRM-Empfängers liegt im Gegensatz zu einem normalen Radio kein Tonsignal, das man über Verstärker und Lautsprecher oder Kopfhörer hören kann. Der DRM-Empfänger mischt das Signal des DRM-Senders quasi auf eine Zwischenfrequenz von 12 kHz herunter. An seinem Ausgang liegt daher ein DRM-typisches Gemisch von modulierten Trägerfrequenzen, die zusammen das Audiosignal als digitalen Datenstrom übertragen. Dieses DRM-Spektrum, ein Frequenzgemisch mit einer Bandbreite von 10 kHz, wird an den Line-Eingang der Soundkarte des PCs angeschlossen. Die Soundkarte digitalisiert das Signal, und ein DRM-Empfangsprogramm, das als Herzstück einen DRM-Software-Demodulator/Decoder enthält, sorgt sowohl für die Demodulation des DRM-Signals als auch für Dekodierung des

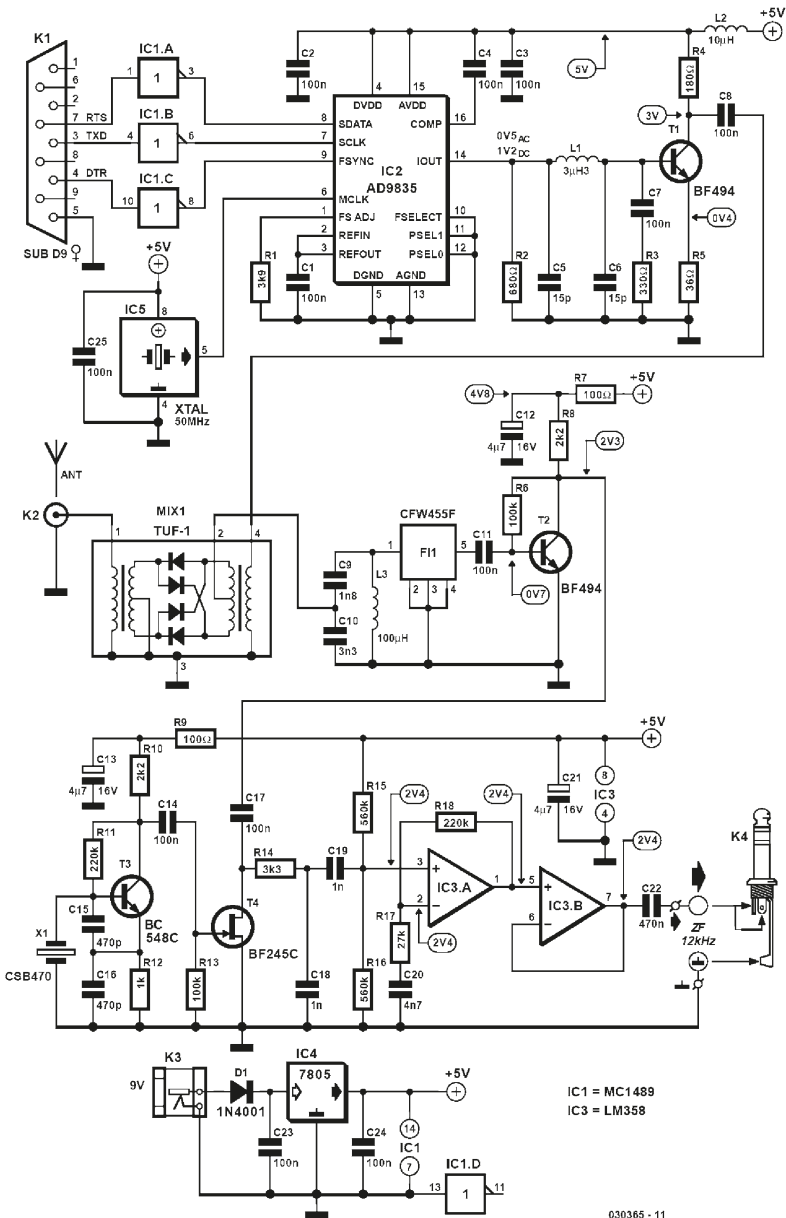


Bild 14.3: Der Schaltplan.

empfangenen Datenstroms. Das Audiosignal steht dann in Stereo-HiFi-Qualität am Ausgang der Soundkarte zur Wiedergabe über die PC-Lautsprecher zur Verfügung.

Das Blockschaltbild lässt sich im Schaltplan nach Bild 14.3 gut wiederfinden. Der DDS-Oszillator mit IC2 (vgl. Kap. 11.2) liefert sein Signal über T1 an den ersten Mischer (MIX1), einen Dioden-Ringmischer. Die Zwischenfrequenz von 455 kHz durchläuft ein steiflankiges Keramikfilter (F11) mit 12 kHz Bandbreite. Ein ZF-Verstärkerstufe mit einem BF494 (T2) hebt den Pegel um ca. 20 dB an, bevor das Signal dem zweiten Mischer zugeführt wird, einem passiven FET-Mischer mit einem BF245 (T4). Der zweite Oszillator wird durch einen Keramikresonator CSB470 stabilisiert, der um drei kHz auf 467 kHz gezogen wird. Das resultierende 12-kHz-ZF-Signal durchläuft ein einfaches Bandpassfilter und wird noch einmal mit zwei Opamps (IC3) um 20 dB verstärkt und gepuffert, bevor es am Ausgang für den Anschluss an die PC-Soundkarte bereitsteht.

Die wichtigste Eigenschaft für guten DRM-Empfang ist die Phasenreinheit des Mischersoszillators. Hier erfüllt der DRM-Empfänger höchste Ansprüche: Der DDS-VFO erzeugt ein extrem phasenreines Oszillatorsignal. Die ebenfalls sehr wichtige Großsignalfestigkeit des Signalwegs wird durch die verwendeten Mischer garantiert. Entsprechend sind die Ergebnisse: An einer Langdrahtantenne werden Störabstände bis über 30 dB in der DRM-Software erzielt.

Diese guten Resultate lassen sich trotz der vereinfachten und abgleichfreien Auslegung der Schaltung erzielen, weil einige Eigenschaften, die beim konventionellen AM-Empfang wichtig sind, bei DRM keine so große Rolle spielen. Der Dynamikbereich der PC-Soundkarte ist zusammen mit der DRM-Software groß genug, um die üblicherweise vorkommenden Pegelunterschiede von bis zu 30 dB problemlos zu verarbeiten. Das spart eine automatische Verstärkungsregelung (ALC). Eine hohe Empfindlichkeit ist für DRM ebenfalls nicht erforderlich. Sehr schwache DRM-Signale unter etwa 10 μV lassen sich auch bei höherer Gesamtverstärkung nicht besser empfangen, weil der tatsächliche Störabstand bei der großen Bandbreite von 10 kHz nicht ausreicht. Mehr Verstärkung würde nur das Rauschen anheben. Es hat sich auch gezeigt, dass der Empfänger ohne abgestimmten Vorkreis auskommt. Zum einen liegt die Spiegelfrequenz im Abstand von 910 kHz (2×455 kHz) nämlich fast immer außerhalb benachbarter Rundfunkbänder, und zum anderen werden Störsignale vom DRM-Decoder erstaunlich gut toleriert.

Falls erwünscht, kann eine Antenne mit einem Präselector oder ein automatischer Präselektor wie in Kap 14.5 verwendet werden. Normalerweise reicht jedoch eine einfache Langdrahtantenne mit einer Länge zwischen 3 m und 10 m, die möglichst frei aufgehängt und direkt mit dem Mischereingang verbunden wird.

Der Antenneneingang mit einer Impedanz von ca. 50Ω ist breitbandig direkt mit dem Dioden-Ringmischer TUF-1 verbunden. Der Mischer setzt das Signal niederohmig auf 455 kHz um. Der TUF-1 ist für einen Frequenzbereich von 2 MHz bis 600 MHz ausgelegt. Tatsächlich kann man jedoch auch unter 2 MHz arbeiten, wobei die Eingangsimpedanz sinkt und einen stark induktiven Anteil bekommt. In der Praxis arbeitet der Empfänger jedoch auch noch im Mittelwellenbereich bis herab zu 500 kHz problemlos. Verwendet man eine aktive Antenne oder einen Vorverstärker mit geringem Innenwiderstand, kann auch im Langwellenbereich erfolgreich gearbeitet werden. So lässt sich z.B. DLR auf 177 kHz mit einer Loopantenne mit zweistufigem Vorverstärker nach Kap. 5.7 empfangen.

Am Ausgang des Ringmischers liegt ein breitbandiges Anpassglied für 455 kHz. Die Impedanz wird über einen Resonanzkreis mit kapazitiver Anzapfung etwa im Verhältnis 1 zu 10 hochgesetzt und passt dann zum Eingangswiderstand des Keramikfilters CFW455F mit ca. $1,5 \text{ k}\Omega$. Hier ist keine große Genauigkeit nötig, da auch die tatsächliche Antennenimpedanz meist höher als 50Ω liegt. Der Schwingkreis mit einer Festinduktivität $100 \mu\text{H}$ wird bei so geringer Güte ($Q < 10$) betrieben, dass die Bandbreite über ca. 50 kHz liegt und die Toleranz der Bauteile unkritisch ist. Man braucht daher keinen Abgleich der Spule. Trotzdem trägt der Anpasskreis zur Weitabselektion des ZF-Filters bei.

Das Filter CFW455F hat eine Bandbreite von 12 kHz, wobei 10 kHz für DRM gefordert werden und etwas mehr nicht schadet. Tatsächlich ist etwas mehr Bandbreite sogar wichtig, um gewisse Frequenzabweichungen des zweiten Oszillators zu verkraften. Wenn der zweite Oszillator nicht genau auf 467 kHz, sondern z.B. auf 467,5 kHz schwingt, verschiebt sich die erste ZF auf 455,5 kHz. Die Software muss dann den ersten Oszillator um 500 Hz höher abstimmen. Am Ende erscheint aber wie gefordert ein Signal von 12 kHz. Die leicht verschobene erste ZF passt immer noch durch das ZF-Filter. So konnte ein teurer Spezialquarz im zweiten Oszillator vermieden werden. Der zweite Oszillator auf 467 kHz verwendet statt dessen einen preiswerten Keramikresonator CSB470. Die Frequenz wird durch die große Kapazität des Oszillators um 3 kHz nach unten gezogen und erreicht eine maximale Abweichung von etwa 1 kHz.

Auf das ZF-Filter folgt eine einzelne ungeregelte Verstärkerstufe, die den Signalpegel um ca. 20 dB anhebt. Da keine Vorverstärkung oder Mischverstärkung vorliegt und das ZF-Filter eine zusätzliche Signaldämpfung bewirkt, sind die Signalpegel ausreichend klein um eine Übersteuerung sicher zu vermeiden.

Ein passiver FET-Mischer setzt das Signal auf 12 kHz um. Der JFET BF245 arbeitet wie ein HF-Schalter, der das Signal im Takt des Oszillators kurzschließt. Dieser einfache Mischer hat einen großen Dynamikbereich und verarbeitet Signale bis über 100 mV ohne erkennbare Verzerrungen. Der nachfolgende NF-Verstärker mit dem

Doppel-OPV LM358 hebt den Pegel noch einmal um ca. 20 dB an und enthält ein sehr einfaches Bandpassfilter.

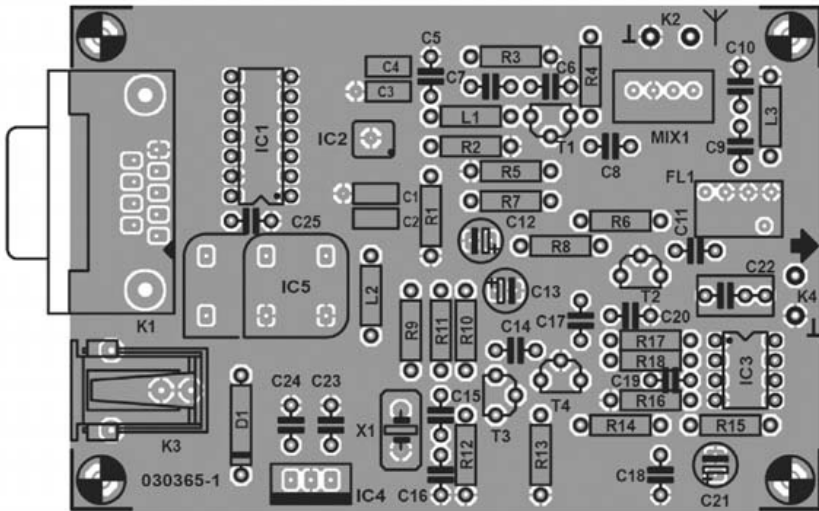


Bild 14.4: Der Bestückungsplan.

Die Platine des Empfängers ist auf der Oberseite mit konventionellen bedrahteten Bauteilen bestückt. Auf der Unterseite befindet sich die DDS im SMD-Bauweise. Zusätzlich wurden im Interesse kurzer Leitungsführung und geringer Induktivitäten einige SMD-Kondensatoren ebenfalls auf der Rückseite untergebracht.

Der schwierigste Teil beim Zusammenbau ist der DDS-Chip im SMD-Gehäuse mit Beinchenabständen von nur 0,65 mm. Das Einlöten gelingt jedoch mit einem normalen LötKolben, wenn man das IC zunächst vorsichtig ausrichtet und an zwei Ecken anlötet. Wenn die Position genau stimmt, wird jeweils eine ganze Pinreihe gemeinsam mit reichlich Lötzinn verbunden. Dann saugt man das überflüssige Lötzinn mit Entlötlitze ab. Das Ergebnis sollte danach noch einmal sorgfältig mit einer Lupe kontrolliert werden.

Beim ersten Test ist zu beachten, dass nach dem Anlegen der Betriebsspannung zunächst noch kein Ausgangssignal erscheint. Erst die Initialisierung durch die Software schaltet die DDS ein. Die weitere Überprüfung erfordert eine Antenne und den Einsatz der Decoder-Software. Für die ersten Versuche mit dem Empfänger reicht

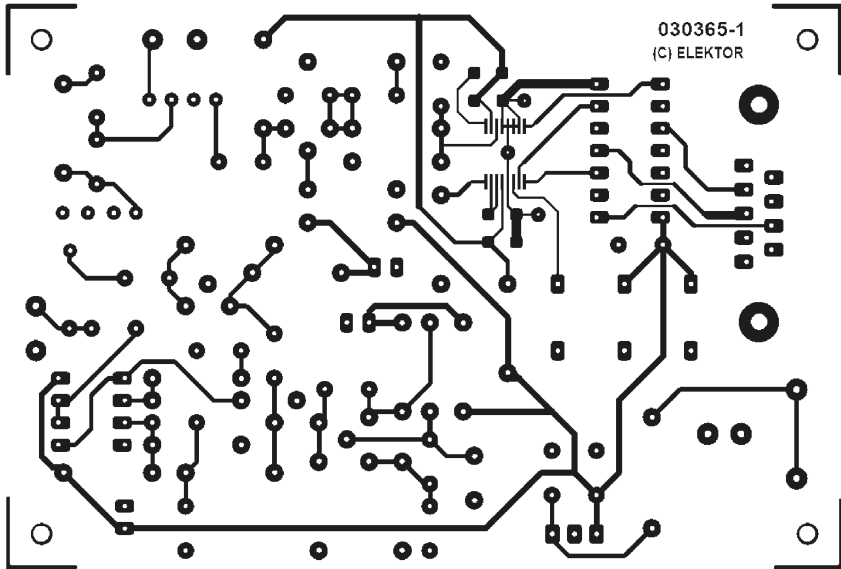


Bild 14.5: Die Lötseite der Platine.

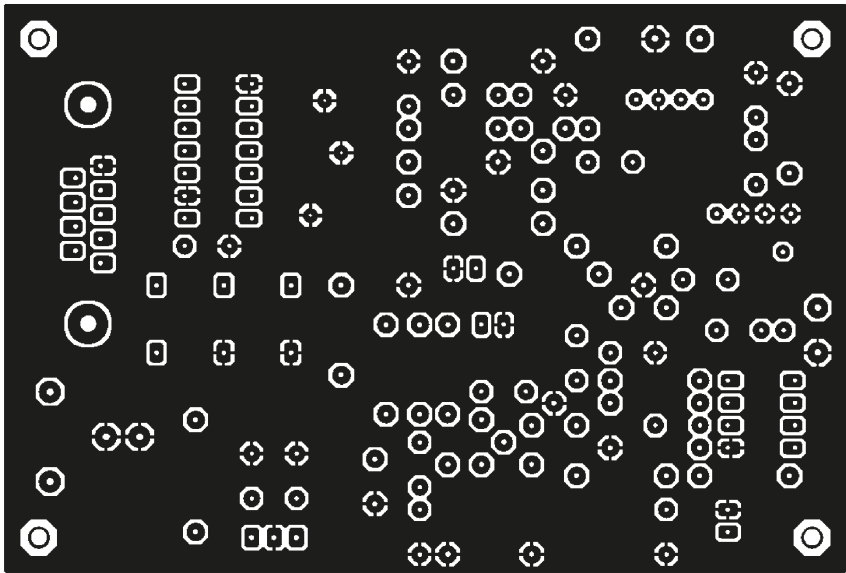


Bild 14.6: Die Bestückungsseite.

eine im Raum aufgehängte Drahtantenne von einem bis drei Metern Länge. Bessere Ergebnisse liefert eine im Freien möglichst hoch abgespannte Langdrahtantenne von ca. 10 Metern.

Eine Langdrahtantenne ist breitbandig und empfängt den gesamten Kurzwellenbereich etwa gleichmäßig gut. Mit dem DRM-Empfänger können alle Stationen zwischen 0,5 MHz und 22 MHz ohne zusätzliche Abstimmung empfangen werden. Allerdings hat der Empfänger praktisch immer zwei Empfangsfrequenzen, nämlich die Sollfrequenz und die Spiegelfrequenz im Abstand der doppelten Zwischenfrequenz, also 910 kHz oberhalb der eingestellten Frequenz. Falls auf der Spiegelfrequenz ein starkes Signal liegt, kann es zu Störungen kommen, die den Empfang beeinträchtigen. Zwar ist DRM sehr tolerant gegen solche Überlagerungen, aber ab einer bestimmten Schwelle wirken sich die Störungen so aus, dass die Decodierung aussetzt. Im Einzelfall lassen sich daher Aussetzer vermeiden, wenn eine gute Vorselektion verwendet wird. Für die RTL-Frequenz 6095 kHz liegt die Spiegelfrequenz bei 7,005 kHz, also im CW-Bereich des 40-m-Amateurfunkbands. Es könnte also zu Störungen kommen, wobei allerdings die Amateurfunksignale im Schnitt deutlich schwächer sind als Rundfunkstationen.

Ob im Einzelfall störender Spiegelempfang auftritt, kann man oft direkt im Spektrum des Signals erkennen. Oft sieht man Träger genau an den Rändern des DRM-Spektrums. Ob diese Signale tatsächlich dort liegen oder in Wirklichkeit auf der Spiegelfrequenz, lässt sich leicht feststellen, wenn man den Empfänger um 1 kHz verstimmt. Handelt es sich um Signale auf der Spiegelfrequenz, wandern sie gegenläufig zum Nutzsignal durch das Spektrum. Wenn sie ihre relative Lage zum Nutzsignal beibehalten, liegen sie tatsächlich im Abstand von 5 kHz neben der Mittenfrequenz, was ja wegen des 5-kHz-Kanalrasters möglich ist. In diesem Fall hilft auch keine Vorselektion.

Wenn man mit dem DRM-RX ohne Vorsektion den gesamten abstimmbaren Frequenzbereich durchsucht, kann man vereinzelte Signale finden, die offensichtlich nicht auf der Spiegelfrequenz empfangen werden, sondern anscheinend an einer völlig falschen Stelle. Diese Phantomsignale sind darauf zurückzuführen, dass ein schaltender Mischer wie der Diodenringmischer Eingangssignale nicht nur mit der Grundfrequenz des Oszillatorsignals, sondern mit einer definierten Abschwächung auch mit allen ungeraden Vielfachen dieser Frequenz mischt. Man kann diesen Effekt leicht nachweisen. Am besten geht es mit einem starken DRM-Signal, z.B. auf der Frequenz 15440 kHz (DW aus Sines/Portugal). Der Oszillator wird im Normalfall auf $15440 \text{ kHz} + 455 \text{ kHz} = 15895 \text{ kHz}$ eingestellt. Ein Drittel dieser Frequenz ist ca. 5298 kHz, d.h. der Empfänger muss auf $5298 \text{ kHz} + 455 \text{ kHz} = 5753 \text{ kHz}$ abgestimmt werden. Hier findet man ebenfalls das DRM-Signal aus Sines, wenn auch um etwa 10 dB abgeschwächt. Immer wenn man die angezeigte Empfangsfrequenz um ein Kilohertz verschiebt, verschiebt sich das gut erkennbare DRM-Spektrum um

drei Kilohertz. Dies ist also ein einfacher Test dafür, ob ein beobachtetes Signal tatsächlich mit einem Vielfachen der Oszillatorfrequenz gemischt wird. Besonders bei Empfangsversuchen im Mittelwellenbereich treten auf diese Weise unangenehme Störungen auf, die tatsächlich auf starke Kurzwellenstationen zurückzuführen sind. Deshalb bringt eine Vorselektion auf Mittelwelle oft wesentliche Verbesserungen. Mit einer abgestimmten Ferritantenne lassen die Störungen ebenfalls verhindern.

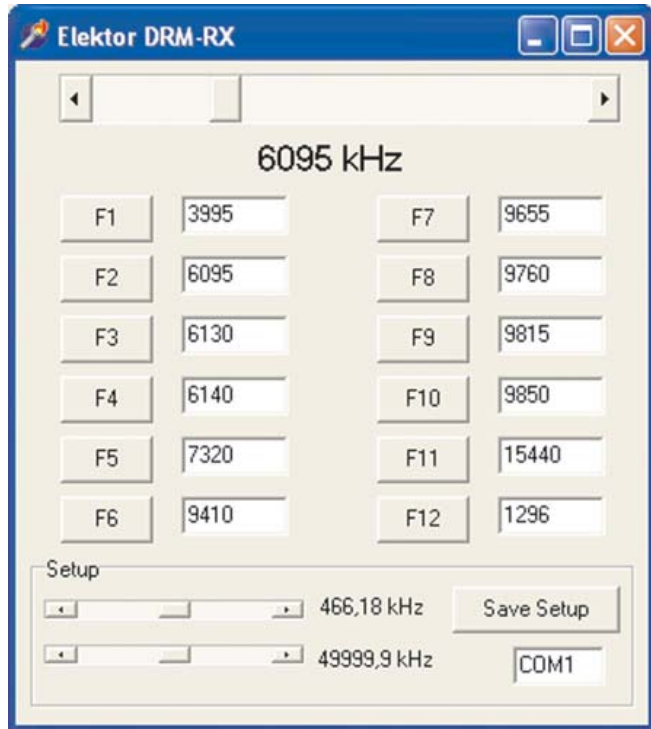
14.2 DDS-Abstimmung

Der DDS-VFO mit einem AD9835 von Analog Devices wird ohne Mikrocontroller direkt über die RS232 angesteuert. Ein Leitungsempfänger MC1489 sorgt für die Pegelanpassung. Das Taktsignal von 50 MHz erlaubt einen theoretischen Abstimmereich bis 25 MHz. Praktisch werden jedoch die Ausgangssignale nahe dieser Grenze zu schwach, sodass nicht viel mehr als 24 MHz eingestellt werden sollte. Ein einfaches Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von ca. 24 MHz sorgt für eine ausreichende Oberwellendämpfung. Eine zusätzliche Verstärkerstufe hebt den Pegel auf etwa 7 dBm an, um eine genügend starke Ansteuerung des Mischers zu garantieren.

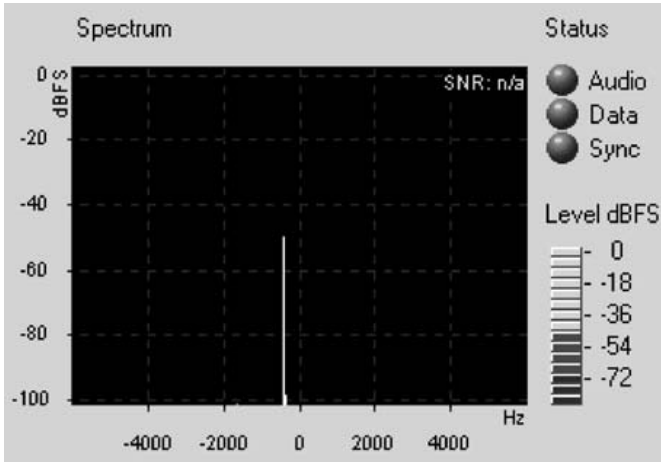
Analog Devices bietet eine große Zahl unterschiedlicher DDS-Schaltkreise an, darunter auch einige mit höherer Taktfrequenz. Der AD9835 wurde jedoch gewählt, weil er relativ preiswert und leicht erhältlich ist. Die niedrige Zwischenfrequenz von nur 455 kHz führt dazu, dass die VFO-Frequenz nur wenig über der Empfangsfrequenz liegt. Die obere Grenze ist nicht scharf definiert, sondern die VFO-Amplitude nimmt oberhalb 20 MHz kontinuierlich ab. Daher konnte z.B. auch die DW-Station auf 21780 kHz in Trincomalee (Sri-Lanka) noch empfangen werden.

Zur Einstellung der Empfangsfrequenz wurde ein PC-Programm entwickelt, das auch die notwendige Kalibrierung des Empfängers erlaubt. Beim ersten Start muss die verwendete serielle Schnittstelle angegeben werden. Die vorgegebene Einstellung ist COM1 kann z.B. in COM2 verändert werden. Diese Einstellung wird mit der Schaltfläche „Save Setup“ zusammen mit anderen Parametern in der Datei Init.txt gespeichert und beim nächsten Start des Programms automatisch geladen. Sobald die Verbindung korrekt erzeugt wurde, kann über den Schieberegler die Empfangsfrequenz mit einer Auflösung von 1 kHz eingestellt werden. Mit den Pfeilen am Rand erreicht man Schritte von 1 kHz, ein Klick in die Fläche neben dem Schieber bewirkt Schritte von 5 kHz.

*Bild 14.7:
Abstimmung per
Software.*

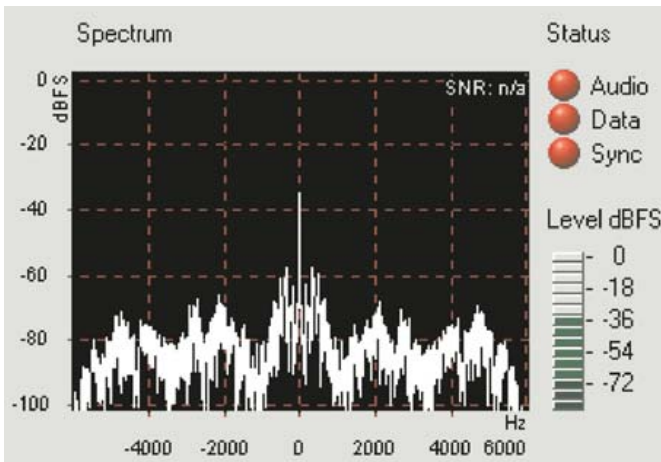


Die Frequenzkalibrierung kann erforderlich werden, weil beide Oszillatoren des Empfängers gewisse Toleranzen besitzen und ein Hardware-Abgleich vermieden wurde. Zuerst soll die genaue Frequenz des zweiten Oszillators mit nominell 467 kHz ermittelt werden. Dazu stellt man zuerst die Empfangsfrequenz Null ein und startet die Decoder-Software, z.B. das DRM Software Radio. Am Empfänger ist noch keine Antenne angeschlossen. Im Spektrum erscheint nun eine einzelne Linie, die dadurch entsteht, dass der erste Oszillator genau auf die Zwischenfrequenz abgestimmt ist. Der obere Schieber im Bereich Setup muss nun so eingestellt werden, dass die Linie genau im Zentrum des Spektrums steht. Das Ausgangssignal des Empfängers beträgt dann exakt 12 kHz. Beim Musteraufbau ergab sich z.B. die korrekte Einstellung bei 466,4 kHz, d.h. der zweite Oszillator hatte eine Abweichung von 600 Hz nach unten, die von nun an durch eine gleich große Abweichung des ersten Oszillators ausgeglichen wird. Der Einstellbereich der Kalibrierung beträgt ± 2 kHz.



*Bild 14.8:
Kalibrierung
der Zwischen-
frequenz.*

Im zweiten Schritt muss die Abweichung des Mutteroszillators ausgeglichen werden. Der Quarzoszillator mit 50,000 MHz hat eine Grundtoleranz von ± 100 ppm, also 100 Hz pro MHz, sodass die tatsächliche Abweichung bis zu 5 kHz bei 50 MHz betragen könnte. Bei einer Empfangsfrequenz um 10 MHz würde sich die Abweichung mit 1 kHz auswirken. Für den Abgleich sucht man sich einen starken AM-Sender im Kurzwellenbereich. Alle Rundfunksender liegen in einem hochgenauen 5 kHz-Raster und können als Frequenznormal verwendet werden. Bild 14.9 zeigt das Spektrum eines AM-Senders bei 6085 kHz. Der untere Schieberegler muss nun so eingestellt werden, dass der Träger des Senders genau im Zentrum steht.



*Bild 14.9:
Ein AM-Sender
als Frequenz-
normal.*

Theoretisch müsste nun der erste Kalibrierschritt wiederholt werden, dann der zweite usw. In der Praxis ist dies jedoch nicht nötig, weil die geringe Abweichung des Mutteroszillator im Bereich der Zwischenfrequenz nur zu etwa 1 % auswirkt, d.h. bei einer festgestellten Abweichung von 1 kHz bei 50 MHz beträgt der Fehler bei 455 kHz nur noch etwa 10 Hz. Das DRM Software Radio verlangt aber nur eine absolute Genauigkeit von ± 500 Hz. DREAM ist noch toleranter, sodass ganz auf den Abgleich verzichtet werden kann.

Nach der Kalibrierung der Oszillatoren sollte man nicht vergessen, die Setup-Daten zu speichern, damit sie beim nächsten Start wieder zur Verfügung stehen. Übrigens werden auch noch andere Daten gespeichert. Dazu gehört die aktuell eingestellte Frequenz. Das Programm beginnt also beim nächsten Start genau dort. Auch alle Stationstasten können mit eigenen Frequenzen belegt und in der Setup-Datei gespeichert werden. Übrigens kann die Datei auch mit einem Texteditor bearbeitet werden.

14.3 Steuerung in Visual Basic

Die Ansteuerung durch den PC eröffnet zahlreiche Möglichkeiten wie z.B. mit Stationsnamen beschriftete Speichertasten oder eine Timer-gesteuerte Anwahl bestimmter Wunschprogramme. Außerdem lässt sich die DDS auch für Messzwecke einsetzen. Um auch spezielle Lösungen zu ermöglichen, wird die Ansteuerung der DDS hier an einem einfachen VB-Beispiel erläutert. Bild 14.10 zeigt die Oberfläche des Beispielsprogramms. Es verwendet einen Schieberegler, Stationstasten und zwei editierbare Wunschfrequenzen. Eine für den Benutzer ausführbare Kalibrierung wurde nicht vorgesehen und die Kalibrierung statt dessen über Konstanten im Programm durchgeführt.

Den vollständigen Quelltext des Programms findet man in [7]. Mit output (Data) werden jeweils 16 Bits in ein Register des AD9835 geschrieben. Die Prozedur LO berechnet die Frequenz und die erforderlichen Registerinhalte des DDS-Bausteins. Die Ausgangsfrequenz wird durch einen 32-Bit-Wert eingestellt, wobei ein Schritt $50 \text{ MHz}/2^{32} = 0,01164 \text{ Hz}$ beträgt. Die Zuordnung der Register und ihre Adressierung im oberen Teil des 16-bit-Steuerworts wird im Datenblatt des Bausteins erläutert. Das Programm zeigt die entscheidenden sieben Registerinhalte zur Einstellung einer Frequenz. Ein Frequenzwert wird auf vier Bytes aufgeteilt, die in vier Teilregister übertragen.



*Bild 14.10:
Das VB-Program-
gramm.*

Oben im Quelltext des Programms findet man zwei Konstanten, die angepasst werden müssen, um die Frequenz zu kalibrieren. Die notwendigen Daten erhält man aus dem fertigen Anwenderprogramm zum Empfänger. $XTAL = 50000$ steht für die genaue Frequenz des Quarzoszillators. $IF1 = 455$ legt die Zwischenfrequenz fest. Bei einer festgestellten Frequenz von z.B. 466,3 kHz beträgt die Zwischenfrequenz $466,3 \text{ kHz} - 12 \text{ kHz} = 454,3 \text{ kHz}$.

14.4 Steuerung über USB

Immer mehr PCs, vor allem Laptops, werden ohne serielle Schnittstelle ausgeliefert. Andere PCs haben zwar noch serielle Schnittstellen, sie könnten aber bereits anderweitig belegt sein. In diesen Fällen kann der DRM-Empfänger über einen USB-to-Serial-Converter angeschlossen werden. USB/RS232-Adapterkabel werden von verschiedenen Herstellern angeboten. Ein Adapter der Firma Manhattan (Taiwan) und seine Installation unter Windows XP wird hier genauer beschreiben. Mit der Installation erhält man eine zusätzliche virtuelle serielle Schnittstelle.

Das Gerät besteht aus einem kurzen USB-Kabel mit vergossener RS232-Buchse und eingebauter Elektronik. Beim ersten Anschließen an den USB erkennt der Gerätemanager ein neues USB-Gerät und verlangt nach einem Treiber. Auf der mitgelieferten

Bild 14.11:
Der USB/RS232-Adapter.



CD wird der Treiber für die „Prolific USB-to Serial Bridge“ gefunden. Eine Windows-Warnung wird ausgegeben, dass der Windows-Logo-Test nicht bestanden wurde, der die Kompatibilität mit Windows XP überprüft. Man sollte aber die Installation dennoch fortsetzen und erhält dann eine neue virtuelle Schnittstelle.

Bild 14.12:
Die virtuelle COM6.



Im Geräte-Manager lässt sich die erfolgreiche Installation leicht überprüfen (vgl. Bild 6.12). Der verwendete PC hatte vorher bereits drei serielle Schnittstellen COM1, COM3 und COM4. Die neue Schnittstelle wurde mit COM6 benannt. Da allerdings viele Programme COM6 nicht unterstützen, ist es besser, sie umzubenennen. Dazu klickt man auf die angezeigte Schnittstelle und gelangt in ein Eigenschaften-Fenster. Über die Anschlüsseigenschaften gelangt man zu „Erweiterte Einstellungen für COM6“ (vgl. Bild 14.13). Hier kann COM6 in COM2 umbenannt werden. Außerdem können Eigenschaften des FIFO-Puffers verändert werden. In einigen Fällen konnten Kommunikationsprobleme mit externen Geräten behoben werden, wenn der Puffer abgeschaltet wurde.

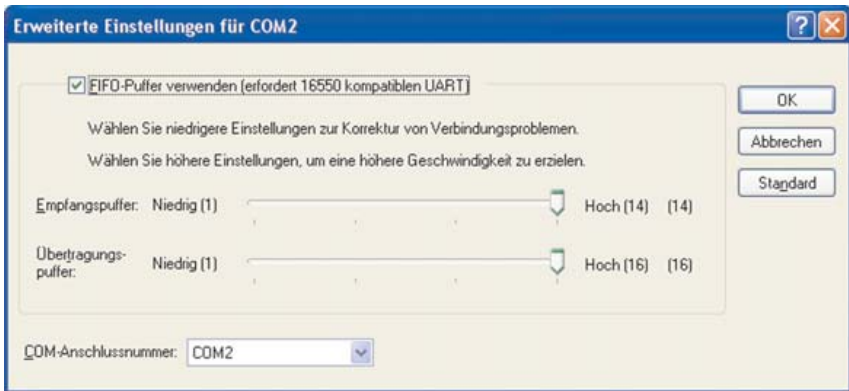


Bild 14.13: Umstellung auf COM2.

Das Steuern der Handshakeleitungen DTR und RTS sowie das Ein- und Ausschalten des BREAK-Zustands an der TXD-Leitung verläuft langsamer als die Übertragung serieller Daten. Jede Aktion kostet nämlich 3 ms. Hier zeigt sich ein Unterschied zwischen den Windows-Betriebssystemen. Unter Win98/ME führte eine zu schnelle Folge von Pegelwechsel-Befehlen dazu, dass einige verschluckt wurden. Timingprobleme sind dann nur mit ausreichend langen Wartezeiten zu lösen. Seit Windows-XP tritt dieses Problem jedoch nicht mehr auf. Ein Systemaufruf zum Umschalten einer Handshake-Leitung führt nun automatisch dazu, dass der Programmablauf so lange verzögert wird, bis die Leitung tatsächlich umgeschaltet ist. Man muss also keine besondere Software einsetzen, sondern die vorhandene Software läuft einfach nur langsamer.

Der DRM-Empfänger kann daher unter Windows XP auch über einen USB/RS232-Adapter problemlos abgestimmt werden. Der DDS-Oszillator des Empfängers wird seriell getaktet. Dabei ist TXD die Taktleitung und RTS die Datenlei-

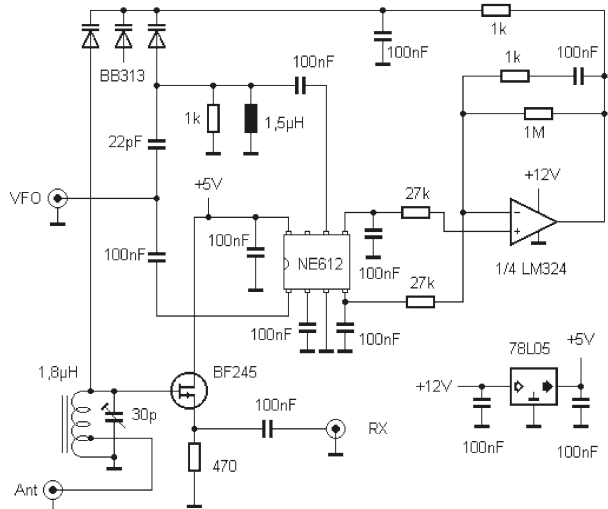
tung. Der PC überträgt einen Taktimpuls in jeweils 9 ms, bzw. eine Taktrate von 110 Impulsen pro Sekunde. In dieser Zeit werden drei Pegelwechsel erzeugt: 1. Datenleitung RTS setzen, 2. Taktleitung TXD einschalten, 3. Taktleitung TXD wieder ausschalten. Der gesamte Abstimmvorgang überträgt mehrere Bytes und dauert etwa eine Sekunde. Das ist praktikabel, wenn man auf eine andere DRM-Station umschalten will.

14.5 Automatik-Präselektor

Ein PC-abgestimmter Empfänger bietet vor allem für DRM viel Komfort, da man seinen Lieblingssender nicht lange suchen muss. Wer aber mit einem Präselektor arbeitet und die Antennenabstimmung dann doch per Hand vornehmen muss, verliert diesen Vorteil wieder. Daher bietet ein automatischer Präselektor mit Kapazitätsdiodenabstimmung und selbständig erzeugter Abstimmspannung Vorteile.

Mit einem PLL-gesteuerten Empfänger ist die Aufgabe leicht zu lösen, denn die Abstimmspannung der PLL kann gleich auch noch für den Vorkreis verwendet werden. Wer mit einer DDS abstimmt, hat zwar den Vorteil der größeren Phasenreinheit, was gerade für DRM entscheidend ist. Aber es fehlt eine Abstimmspannung für den Vorkreis. Bild 14.14 zeigt eine Schaltung zur automatischen Erzeugung einer Abstimmspannung.

Bild 14.14:
Automatisch abgestimmter Vorverstärker.



Man kann die Schaltung als eine Art passive PLL ansehen. Es gibt hier keinen nachgestimmten Oszillator, wohl aber einen nachgestimmten Schwingkreis. Der Mischer NE612 arbeitet als Phasendetektor. Das steuernde Eingangssignal kann z.B. direkt am VFO-Anschluss des Ringmischers TUF-1 vom DRM-Empfänger abzweigelt werden. Das Signal steuert zum einen den Mischereingang des NE612 direkt und zum anderen den Oszillatoreingang über einen per Kapazitätsdiode abgestimmten Schwingkreis. Am Ausgang des Mischers erhält man ein Gleichspannungs-Differenzsignal mit einer Information über die Phasendrehung zwischen dem direkt eingespeisten und dem über den Schwingkreis angekoppelten Signal. Im Resonanzfall ist die Phasendifferenz und damit die Differenzspannung Null.

Ein Regelverstärker steuert die Resonanzfrequenz so nach, dass sie jederzeit der VFO-Frequenz entspricht. Die Ausgangsspannung wird damit automatisch nachgeführt. Im Endeffekt erhält man eine Abstimmspannung zwischen ca. 1 V bei 5,7 MHz und ca. 7 V bei 16 MHz. Die Werte gelten für eine Abstimm-diode BB313 und eine Festinduktivität von 1,5 μH . Der Resonanzkreis muss mit 1 k Ω relativ stark bedämpft werden, damit keine Regelschwingungen auftreten.

Die zweite Kapazitätsdiode an der gleichen Steuerspannung stimmt nun automatisch den Vorkreis ab. Wie bei jedem Superhet ist es nicht ganz einfach, den optimalen Gleichlauf zwischen Oszillator und Eingangskreis herzustellen. Die Empfangsfrequenz liegt immer 455 kHz unterhalb der Oszillatorfrequenz. Der Eingangskreis benötigt eine abstimmbare Spule, mit der man am unteren Ende auf maximale Empfindlichkeit einstellt. Ein zusätzlicher Trimmkondensator dient zum Abgleich am oberen Bereichsende. Damit sollte sich auch im mittleren Teil ein guter Gleichlauf einstellen. Bei sorgfältigem Abgleich kann problemlos zwischen 5 MHz und 16 MHz abgestimmt werden.

Der eigentliche Vorverstärker verwendet einen JFET-Source-Folger. Statt eines J310 kann auch ein BF245 verwendet werden. Der Schwingkreis wird nur wenig bedämpft. Die Spannungsverstärkung ergibt sich aus dem Transformationsverhältnis Antennenkopplung/Schwingkreis. Im Mustergerät wurden 15 Windungen auf einem Spulenkörper mit einem Ferrit-Schraubkern mit 5 mm Durchmesser verwendet. Die Antennenspule hatte 3 Windungen.

Die BB313 hat bei einer Abstimmspannung von 1 V eine Kapazität von etwa 500 pF. Noch größere Werte sind erreichbar, wenn man bis fast auf 0 V herab abstimmt. Der Nachteil liegt in der dann stark abgesunkenen Schwingkreisgüte. Tatsächlich funktioniert die Abstimmung aber problemlos bis in das 75-m-Band, sodass man auch den DRM-Sender bei 3995 kHz empfangen kann. Die Abstimmspannung beträgt hier nur noch ca. 0,1 V.

In den meisten Fällen funktioniert DRM ganz ohne Vorselektion schon sehr gut. Nur in wenigen Fällen war durch die Vorselektion ein deutlich besseres SNR zu erzielen. Vor allem bei Störungen auf der Spiegelfrequenz hilft das Gerät natürlich sehr. Eine ganz entscheidende Verbesserung wird im AM-Modus erzielt. Jedes dB zusätzliche Spiegelfrequenzdämpfung kann hier ein dB mehr Störabstand bedeuten. So wurde z.B. der OR1 auf 6155 kHz oft durch starke SSB-Sender im 40-m-Band beeinträchtigt, mit dem Automatik-Präselektor verschwinden die Störungen. Noch gravierender ist der Unterschied, wenn man statt Rundfunk die im Mittel sehr viel leiseren Amateurfunkstationen hören will. Dann ist ein abgestimmter Vorverstärker geradezu ein Muss. Übrigens kann man mit geringem Mehraufwand einen zweiten Vorkreis für noch mehr Spiegelselektion einbauen. Man verwendet entweder eine zweikreisige Bandfilterabstimmung oder einen zusätzlichen Abstimmkreis zwischen Vorverstärker und Mischer.

15. Anhang

15.1 Literaturhinweise und Internetadressen

- [1] B. Kainka, Radio-Baubuch, Elektor 3. Auflage 2007
- [2] B. Kainka/U. Schneider, DRM-Empfangspraxis, Franzis 2004
- [3] B. Kainka/H.-J. Berndt, PC-Schnittstellen unter Windows, Elektor 2001
- [4] B. Kainka, Handbuch der PC-Mess- und Steuertechnik, Franzis-Verlag 2001
- [5] B. Kainka/M. Häßler/H.W. Straub, Grundwissen Elektronik, Franzis 2004

- [6] ELEKTOR-Homepage: <http://www.elektor.de>
- [7] Homepage des Autors: <http://www.b-kainka.de>
- [8] Elektronik-Experimentierserver: <http://www.elexs.de>
- [9] SDRadio von Alberto di Bene: <http://digilander.libero.it/i2phd/sdradio/>
- [10] DRM Software Radio: <http://www.drmtx.org/>
- [11] DREAM-Quelltexte: <http://sourceforge.net/projects/drm>
- [12] Kompiliertes DREAM: <http://devel.der-schall.de/downloads.php>
- [13] DRM Disco: <http://home.arcor.de/carsten.knuetter/drm.htm>
- [14] G8JCFSDR: <http://www.g8jcf.dyndns.org>
- [15] SoDiRa: <http://www.dsp4swls.de>
- [16] DRM-Stationsliste: <http://www.drm-dx.de>
- [17] QEX 7/8 2002: www.flex-radio.com

15.2 Bezugsquellen

Platinen zu Elektor-Projekten:

Elektor-Verlag GmbH
Süsterfeldstraße 25
52072 Aachen
www.elektor.de

Bausätze zu Elektor-Projekten:

Geist Electronic-Versand GmbH
Hans-Sachs-Straße 19
78054 VS-Schwenningen
www.geist-electronic.de

Baugruppen und Experimentiersysteme:

AK MODUL-BUS Computer GmbH
Münsterstraße 45
48477 Hörstel-Riesenbeck
www.ak-modul-bus.de

Elektronische Bauelemente:

Conrad Electronic
Klaus-Conrad-Straße 1
92240 Hirschau
www.conrad.de

Halbleiter-Bauelemente:

Reichelt Elektronik
Elektronikring 1
26452 Sande
www.reichelt.de

Stichwortverzeichnis

!

74AC74	16, 26, 30, 131
74HC4051	27, 30
74HC4066	17, 30, 131

A

Abschwächer	28, 45
Abtastrate	18, 20, 46, 94, 145
AGC	80, 96, 98, 102, 104
AM	9, 23, 32, 41, 70ff, 100, 142
Amateurfunk	9, 23, 55, 99, 138, 168
Amplitude	97, 159
AMSS	69, 83, 91
AM-Stereo	10, 34, 89, 91
Analogschalter	17, 26, 28, 131
Antenne	12, 23, 32, 49, 84, 105, 132, 154
Antialiasing-Filter	18, 44, 134, 148
Audiokanal	43

B

Balancemischer	17, 111, 132
BALUN	56
BB313	167
BF245	27, 30, 154, 167
BF245C	27, 30
BF494	63, 65, 154
BFR96T	65

C

CFW455F	155
CSB470	154
CW	23, 48, 99, 100, 142, 158
CY27EE16	25, 41, 112, 126

D

Dämpfung	14, 22, 139
--------------------	-------------

DCF77 49, 66, 105
D-Flipflop 16
Dioden-Ringmischer 154
Dipol 55ff
Direktmischer 12ff, 34, 144
Doppellochkern 56
DREAM 16, 23, 33, 67ff, 100, 109, 162
Drehkondensator 151
DRM 10ff, 22, 33, 63ff, 100, 132ff, 160
DSP 9, 143ff

E

EEPROM 32, 114ff
Entkopplung 25, 125, 132, 137

F

Feldstärke 27
Ferritantenne 61, 159
FFT 145, 149
FT232R 24, 29, 40, 112

G

G8JCFSDR 33, 79, 88, 96, 141, 169
Grenzfrequenz 27, 63, 134, 159

H

Hochpassfilter 47, 52, 139

I

I/Q-Mischer 14, 18
I²C-Bus 24, 31, 112, 115
ICS307-2 126, 141
ICS501 122, 128, 130
IQ-Mischer 13,14,16,17,18,20,22,26,122,127,130,131,133,135,141

J

JFET 27, 155, 167
Journaline 72, 75

K

Kapazitätsdiode	166, 167
Keramikfilter	11, 154
Koaxkabel	53, 57

L

Line-In	37, 90, 144
Loop	61, 155

M

Mantelwellen	54ff
Mikrofon	20, 37, 90, 105, 151
Mittelwelle	9, 27, 32, 47, 55, 77, 83, 102, 138, 155
Multiplexer	24

N

Navtex	69
NE612	111, 167
Notchfilter	96, 102

O

Operationsverstärker	27, 134
--------------------------------	---------

P

Phase	13, 20, 64, 94, 112, 122, 131, 154, 166
Phasenverschiebung	16, 26, 94, 131
PLL	9, 26, 32, 49, 112, 120, 142, 166
Präselektor	20, 154, 166

Q

Quarz	16, 24, 49, 84, 99, 112, 141, 161
-----------------	-----------------------------------

R

RDS	95
---------------	----

S

Schnittstelle	7, 23, 100, 112, 141, 163
Schutzleiter	53, 60
Schwingkreis	11, 27, 62, 155, 167

SDR	11, 20
SDRadio	7, 24ff, 131ff
SMD	28, 125, 156
SNR	23, 65, 71, 76, 138, 168
Soundkarte	10, 33, 67, 90, 134, 143
Spannungsregler	25, 35, 113, 123, 139
Spektrum	23, 33, 46, 71, 94, 145, 152
Spiegelfrequenz	11, 26, 34, 154, 168
Spiegelunterdrückung	14, 20, 34, 97, 132
SSB	10, 23, 47, 80, 99, 142, 168
Stabantenne	64, 66
Störpegel	35, 53
Superhet	9, 125, 151ff

T

TA7358	111
Tiefpassfilter	12, 22, 27, 49, 105, 134, 159
TL084	28, 30, 137
Treiber	31, 40, 163

U

Ultraschall	34, 105
USB	24, 26, 40

V

VCO	26, 114
Verstärkung	10, 24, 52, 60, 80, 107, 131, 144, 154
Vertikalantenne	59
VLF	49, 65, 105, 118
VolMet 100,102	
Vorverstärker	23, 34, 52, 107, 138, 166

W

Wellenwiderstand	55, 57
------------------	--------

Z

ZF	10, 22, 24, 35, 84, 91, 94, 125, 135, 151
----	---

Burkhard Kainka

Software Defined Radio

Schaltungen, Software und Empfangspraxis

Die Kurzwellen-Empfangstechnik entwickelt sich ständig weiter. Im Mai 2007 wurde von Elektor das „Software Defined Radio mit USB-Schnittstelle“ vorgestellt.

Ziel war ein möglichst einfacher Empfänger, der durch den Einsatz geeigneter Software überzeugende Empfangsergebnisse liefert. Die benötigten Programme stehen auf der Elektor-Website und im Internet gratis zur Verfügung. Schon nach wenigen Monaten hatte dieser neue Empfänger eine weite Verbreitung gefunden. Zahlreiche Software-Autoren unterstützten das Projekt. Auch Bedienungshinweise, Erweiterungen sowie Tipps und Tricks findet man im Netz. Die Vielfalt der Möglichkeiten erschwert die Orientierung. Deshalb wurde dieses Buch geschrieben. Das Ziel ist ein Überblick über Aufbau, Software und Bedienung des SDR. Außerdem werden Selbstbauprojekte vorgestellt, die es erlauben, mit geringsten Kosten eigene Empfänger zu entwerfen; denn das Thema entwickelt sich laufend weiter...

Elektor-Verlag GmbH
52072 Aachen
www.elektor.de

ISBN 978-3-89576-192-8

