

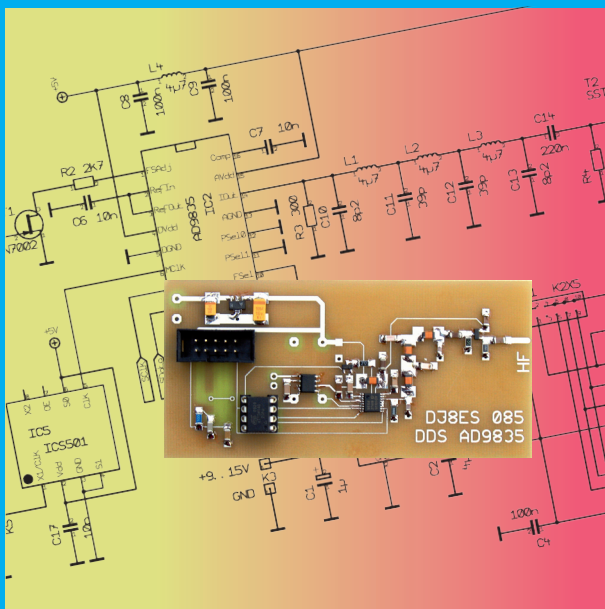


UKWberichte

Zeitschrift für Nachrichten- und Hochfrequenztechnik
HF-, VHF-, UHF-, SHF-Funk

Wolfgang Schneider, DJ 8 ES

Hochstabiler Taktoszillator mit PLL-Vervielfacher



weitere Themen:

- VLF-Empfang mit aktiven magn. Antennen
- Eine 4-fach Filterbank, diskret aufgebaut



Exklusiv für UKW-Berichte Kunden:

Perseus und UKW Rundfunkkonverter für 1.050€ (inkl. MwSt)
(Angebot nur gültig im September 2012, solange der Vorrat reicht)



PERSEUS Software Defined Receiver:

direkte Digitalisierung, einzigartige Empfangsqualität von 10 kHz bis 30 (40) MHz, Anzeige und Aufnahme von bis zu 1,6 MHz in Echtzeit als Spektrum- und Wasserfalldarstellung.

PERSEUS UKW Rundfunkkonverter:

Der Konverter FM+ ist speziell für das Rundfunkband von 87.5 - 108 MHz. Der FM+ wurde speziell für den Perseus konzipiert. Die Software (im Lieferumfang enthalten) beinhaltet einen hervorragenden Stereo Demodulator sowie einen äußerst empfindlichen RDS-Decoder zur Stationsidentifizierung.



Fon: + 49 29 41 - 9 33 85 - 0 Fax: - 120 www.ssb.de

Inhalt

**67 Hochstabiler Taktoszillator
mit PLL-Vervielfacher
für DDS-Bausteine**
Wolfgang Schneider, DJ 8 ES

**77 144 MHz-Leistungsverstärker mit
Gegenkopplung - Ein Kurzbericht**
Konrad Hupfer, DJ 1 EE

**81 Praxisprojekt:
VLF-Empfang mit aktiven
magnetischen Antennen und
der PC-Soundkarte**
Gunthard Kraus, DG 8 GB

107 Die Filterbank
Henning C. Weddig, DK 5 LV



121 Fundstelle Internet
Gunthard Kraus, DG 8 GB

126 Ultrakurz...
Redaktion



Zeitschrift für Nachrichten- und Hochfrequenztechnik, HF-, VHF-, UHF-, SHF-Funk

Herausgeber

UKW-Berichte, Terry Bittan,
Inh.: Eberhard L. Smolka, e.K.
Hausanschrift: Jahnstr. 7, D-91083 Baiersdorf
Postanschrift: Postfach 80, D-91081 Baiersdorf
Telefon 09133-7798-0
Telefax 09133-7798-33
E-Mail info@ukwberichte.com
Internet: <http://www.ukw-berichte.de>

Redaktion

Dipl.-Ing.(FH) Eberhard L. Smolka, DB7UP

Photos

Autoren, Redaktion u.a.

Urheberrechte

Nachdruck, kommerziell verwertete Kopien und
Übersetzungen - auch Auszugsweise - nur mit
schriftlicher Zustimmung des Verlags
UKW-Berichte, Postfach 80, D-91081 Baiersdorf

Erscheinungsweise

Vierteljährlich, jeweils zum Quartalsende

Bezugspreis

Das Abonnement der UKW-Berichte für das
Kalenderjahr 2012 kostet:
EURO 23,- (Inland) incl. Porto und
EURO 25,- (Ausland) incl. Porto für Land/Seeweg;
Das Einzelheft kostet EURO 7,- zuzügl. Versand

Zahlungs- möglichkeiten:

Zahlungen sind möglich durch Überweisung auf
eines unserer Konten, per Lastschrift (nur Inland),
per Kreditkarte, oder per PayPal über unseren
Online-Shop.

Abonnements- bedingungen

Das Abonnement beginnt mit der Bezahlung des
Abo-Preises für das laufende Kalenderjahr.
Es läuft Kalenderjahresweise weiter, bis es schrift-
lich gekündigt wird. Die Kündigungsfrist beträgt
dabei 4 Wochen zum Jahresende.
Zur Einzahlung des Abo-Preises für das nächste
Jahr wird durch Beilage einer Abo-Rechnung mit
Zahlungsvordruck im letzten Heft eines Kalender-
jahres aufgefordert.
Nicht erfolgte Zahlungen werden angemahnt.

Wir weisen darauf hin, dass Ihre Daten in unserer
Abonnenntenverwaltung elektronisch gespeichert
werden. Adressänderungen und Änderungen der
Bankverbindung bitten wir uns unverzüglich be-
kanntzugeben. Mit der Abonnementzahlung wer-
den die Abonnementsbedingungen anerkannt.

Anzeigenpreisliste

Zur Zeit gilt Preisliste Nr. 25 vom 01. 01. 2012

VHF Communications

ist die englischsprachige, internationale Ausgabe
der UKW-Berichte. Sie wird in England von
KM-Publications, Andy Barter publiziert.

Hinweis

Es wird keine Gewähr dafür übernommen, dass die
veröffentlichten Schaltungen, Konstruktionen und
Leiterplatten frei von Schutzrechten sind.
Eine kommerzielle Verwertung ist ohne Genehmi-
gung von Verlag und Autor nicht gestattet.
Beim Erwerb, Bau und Betrieb von Sendefunk-
anlagen sind die einschlägigen Bestimmungen
zu beachten.

Herstellung

Druck und Digital, Roland Heßler, Forchheim

Beilagenhinweis

Einem Teil dieser Auflage liegen die Abrechnung
für 2012 und eventl. Kataloge / aktuelle Preisliste
bei.

VERTRETUNGEN - REPRESENTATIVES:

A, DK, L und alle nicht aufgeführten Länder
- siehe Anschrift nebenstehend -

France

Christiane Michel, F 5 SM,
Les Pilets, F-89240 PARLY,
Tel. 33-03 86 44 06 91, Fax 33-03 86 44 08 82

Niederlande

VERON, St. Service Bureau Veron
Postbus 1166, NL-6801 BD Arnhem
Tel. 026-4426760, Fax 026-3685899
E-Mail: veroncb@worldonline.nl

Italy

ADB ELETTRONICA di Lucchesi Fabrizio,
IW 5 ADB, Via Romana Vecchia 266,
I-55100 Antraccoli (Lucca),
Tel/Fax: +39 0583-91109,
E-Mail: adb@adb-elettronica.it

Polland

Zdzislaw Bienkowski, SP 6 LB,
ul. Staszka 14 m 2, PL 58-560 Jelenia Gora 9,
Tel. 755 14 80 E-Mail: sp6lb@vgj.pl

Spain + Portugal

Julio A. Prieto Alonso, EA 4 CJ,
Dononso Cortes, 58, 5° B
E-MADRID 28015, Tel/Fax (+1) 543 83 84

Sweden

Lars Pettersson, SM 4 IVE
Smegarden Talby, S-71594 Odensbacken,
Tel. 019-450223

Switzerland

Terry Bittan, UKW-Berichte:
Postfinance Zürich (Gelbes Konto)
Konto 80-54 849-8

Tschechische Republik

ELSY spol s.r.o., Elektronické Systémy,
Areal VU Bechovice B22; CZ-19011 Praha 9,
Tel. 02-67063024, Fax 02-6440354
E-Mail: elsy@elsy.cz

United Kingdom

Andy Barter, G 8 ATD,
503 Northdown Road, Margate, Kent, CT9 3HD
Tel/Fax: +44 1843 220080
E-Mail: AndyBarter@compuserve.com

ISSN 0177-7513

UKW-Berichte im Internet:

[HTTP:// WWW.UKW-BERICHTE.DE](http://www.ukw-berichte.de)

INFO@UKWBERICHTE.COM

- jetzt mit Online-Shop!

Wolfgang Schneider, DJ 8 ES

Hochstabiler Taktoszillator mit PLL-Vervielfacher für DDS-Bausteine

Als Taktoszillator für DDS-Bausteine werden vielfach einfache TTL-Oszillatoren eingesetzt. Ein Handikap dieser Standardoszillatoren ist zum einen deren relativ bescheidene Frequenzgenauigkeit und zusätzlich ein erheblicher Frequenzgang, in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur. Die absolute Frequenzabweichung kann zwar einfach per Software herausgerechnet werden, jedoch nicht ohne weiteres das Temperaturverhalten des Taktoszillators. Dies äußert sich mehr oder minder stark in einem „Wandern“ der Ausgangsfrequenz.

1. Allgemeines

Eine denkbare Lösung zum Thema Frequenzstabilität des Taktoszillators für einen DDS ist die Verwendung eines temperaturstabilisierten Oszillators, z.B. eines OCXOs (Oven Controlled Xtal Oscillator).

Da diese jedoch lediglich im Frequenzbereich 1 bis 10 MHz zu akzeptablen Preisen verfügbar sind, ist ein entsprechender

Frequenzvervielfacher nachzuschalten. So können die, für den Betrieb eines DDS erforderlichen Taktfrequenzen erzeugt werden.

2. Vorteile eines OCXOs als Taktoszillator

Aus dem breiten Angebot an OCXOs auf dem Surplusmarkt soll das in **Bild 1** gezeigte Exemplar für die Versuche zur Erzeugung der Taktfrequenzen

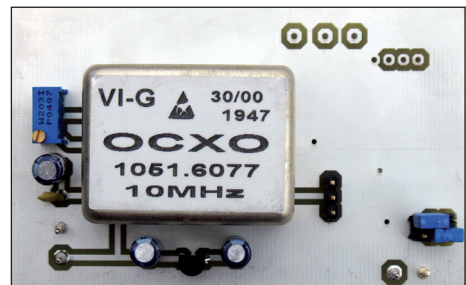


Bild 1: Beispiel für einen OCXO für 10 MHz im Testaufbau

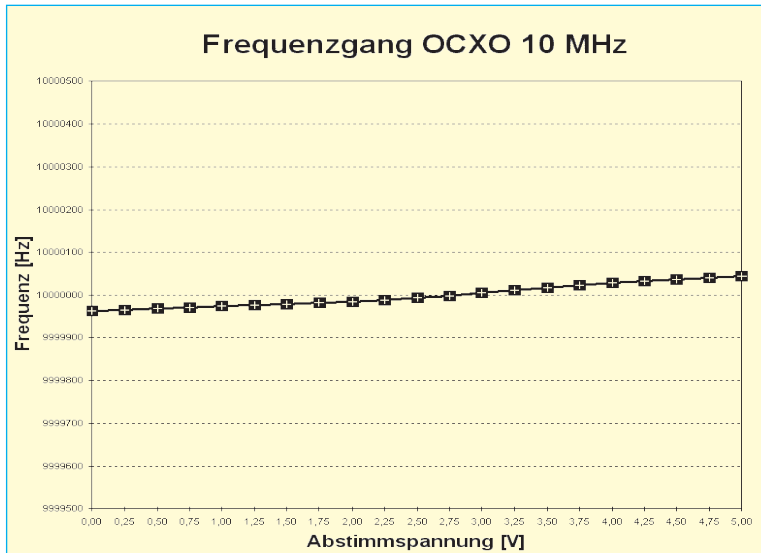


Bild 2:
*Frequenzgang
des OCXOs
abhängig von
der Abstimm-
spannung*

herangezogen werden. Dieser OCXO kann mit einem externen Trimpotentiometer exakt auf die Sollfrequenz, hier 10,000 MHz, eingestellt werden. Der Frequenzvariationsbereich ist mit ± 50 Hz um die Sollfrequenz gewollt eng gewählt (**Bild 2**).

Die eingangs angesprochene Problematik Temperaturverhalten ist bei einem OCXO durch die integrierte Heizung für Quarz und Oszillatorschaltung gelöst. Details bezüglich deren Qualität sind dem jeweiligen Datenblatt zu entnehmen.

Nachteilig an dieser Lösung ist jedoch der daraus resultierende höhere Stromverbrauch der Schaltung. Im Musterexemplar ist, aus meiner Sicht, ein guter Kompromiss gewählt worden. Bei einer Versorgungsspannung von +12 V beträgt die Stromaufnahme im Einschaltmoment knapp 200 mA und fällt nach wenigen

Minuten (Aufwärmphase) auf einen Wert von weniger als 100 mA. Der Oszillator wurde bei dieser Messung, wie in Bild 1 gezeigt, ohne zusätzliche Isoliermaßnahmen (Styroporgehäuse, o.ä.) betrieben.

An Stelle des Trimpotentiometers kann alternativ auch eine Frequenzsynchronisation mit z.B. GPS oder DCF77 zur Verbesserung der Langzeitstabilität aufgesetzt werden. Diesbezüglich finden sich diverse Schaltungsvorschläge in der einschlägigen Amateurfunkliteratur.

3. Schaltungsentwurf eines hochstabilen Taktoszillators mit PLL-Vervielfacher

Für die Durchführung grundsätzlicher Messungen am OCXO, in Verbin-

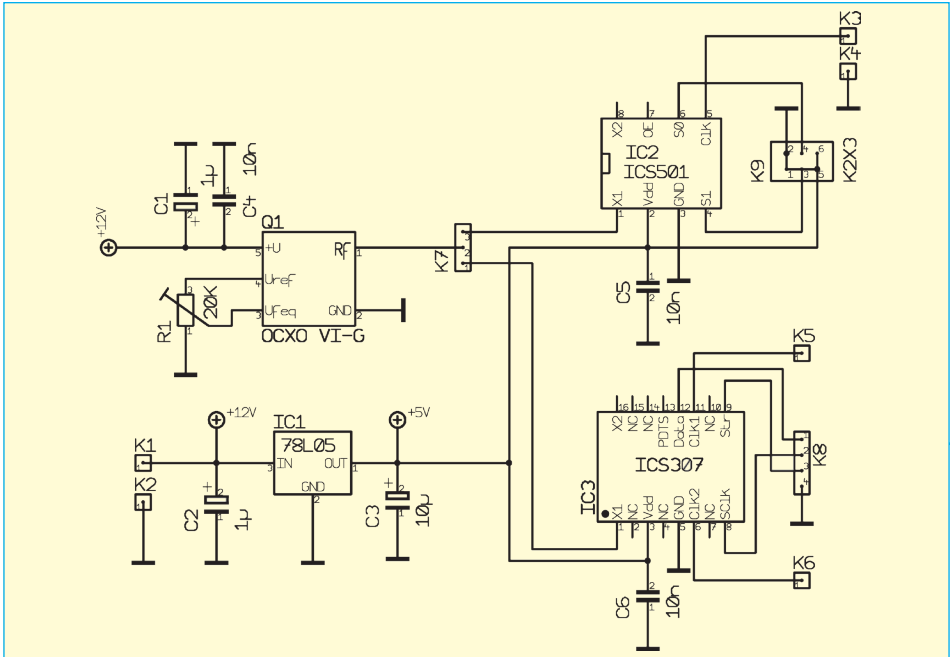


Bild 3: Schaltungsmöglichkeiten zur Takterzeugung für einen DDS

dung mit einem Frequenzvervielfacher, wurde die in **Bild 3** dargestellte Schaltung entworfen. Hier kann der Oszillator mit einem Jumper an K3 wahlweise auf einen der beiden PLL-Vervielfacher geschaltet werden.

Die beiden Taktvervielfacher (IC2, IC3) benötigen als Betriebsspannung jeweils +5 V. Diese wird mit IC1 (78L05) aus der allgemeinen Versorgungsspannung der Baugruppe DJ8E5 084 (Bild 1) gewonnen.

Die Gesamtstromaufnahme wird im wesentlichen durch den OCO bestimmt.

3.1. ICS501 - LOCO PLL-Taktvervielfacher

Der Einsatz eines ICS501 als LOCO PLL-Taktvervielfacher ist ein einfacher und effektiver Weg, ein qualitativ hochwertiges hochfrequentes Taktsignal aus einer niedrigen Quarzfrequenz zu erzeugen. Die Zusatzbezeichnung LOCO steht hier für Low Cost Cristal Oscillator.

Diese integrierte Schaltung wurde mit dem Ziel entworfen, Standard-Quarzoszillatoren in elektronischen Schaltungen zu ersetzen. Durch die Nutzung der PLL-Technik ist dieser Baustein in der Lage, Vielfache einer Eingangsfrequenz, bis zu maximal 160 MHz zu erzeugen. Dabei

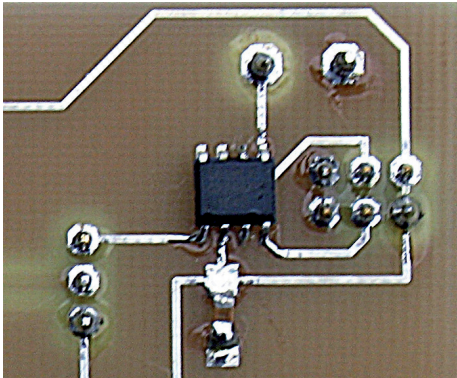


Bild 4: Experimentelle Testschaltung zur Takterzeugung mit einem ICS501

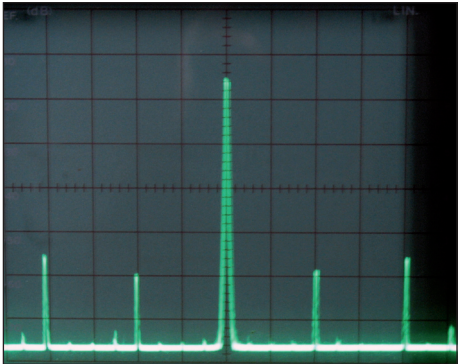


Bild 5: Die Harmonischen der Eingangsfrequenz sind im Ausgangsspektrum des PLL-Vervielfachers mit ICS501 um mehr als 40 dB unterdrückt

wird der interne Vervielfachungsgrad durch externe Beschaltung an zwei Anschlüssen (S0 und S1) des Bausteins festgelegt. Die verschiedenen Möglichkeiten sind in **Tabelle 1** aufgeführt.

Der ICS501 (Detailaufnahme in **Bild 4**) wurde speziell zur Erzeugung von Takt-signalen, für z.B. DDS-Oszillatoren oder andere Controller, entwickelt. Das Ausgangssignal weist lediglich einen gerin-

gen Phasenjitter auf und hat TTL-Pegel. Der Ausgangsstrom beträgt dabei max. 25 mA.

Für die Messungen wurde mittels der Jumper an K9, entsprechend obiger Tabelle, ein Vervielfachungsfaktor von 5 eingestellt. Das Ausgangssignal wird in **Bild 5** im Spektrum dargestellt, alle unerwünschten Nebenwellen sind hier mehr als 40 dB unterdrückt.

S1	S0	Clk
GND	GND	Input x 4
GND	offen	Input x 5,3125
GND	Vdd	Input x 5
offen	GND	Input x 6,25
offen	offen	Input x 2
offen	Vdd	Input x 3,125
Vdd	GND	Input x 6
Vdd	offen	Input x 3
Vdd	Vdd	Input x 8

Tabelle 1: Mögliche Beschaltungen der Eingänge S0 und S1

3.2. Seriell programmierbare Taktquelle: ICS307

Auch der ICS301 als seriell programmierbare Taktquelle, ist als SMD-Bauteil in einem 16-poligen SOIC-Gehäuse verfügbar. Er kann Frequenzen zwischen 6 und 200 MHz erzeugen. Dabei liegt die Eingangsfrequenz, sei es nun geschaltet als Quarzoszillator, oder aber mit einem externen Takt, zwischen 5 und 27 MHz.

Wie auch der im vorherigen Abschnitt

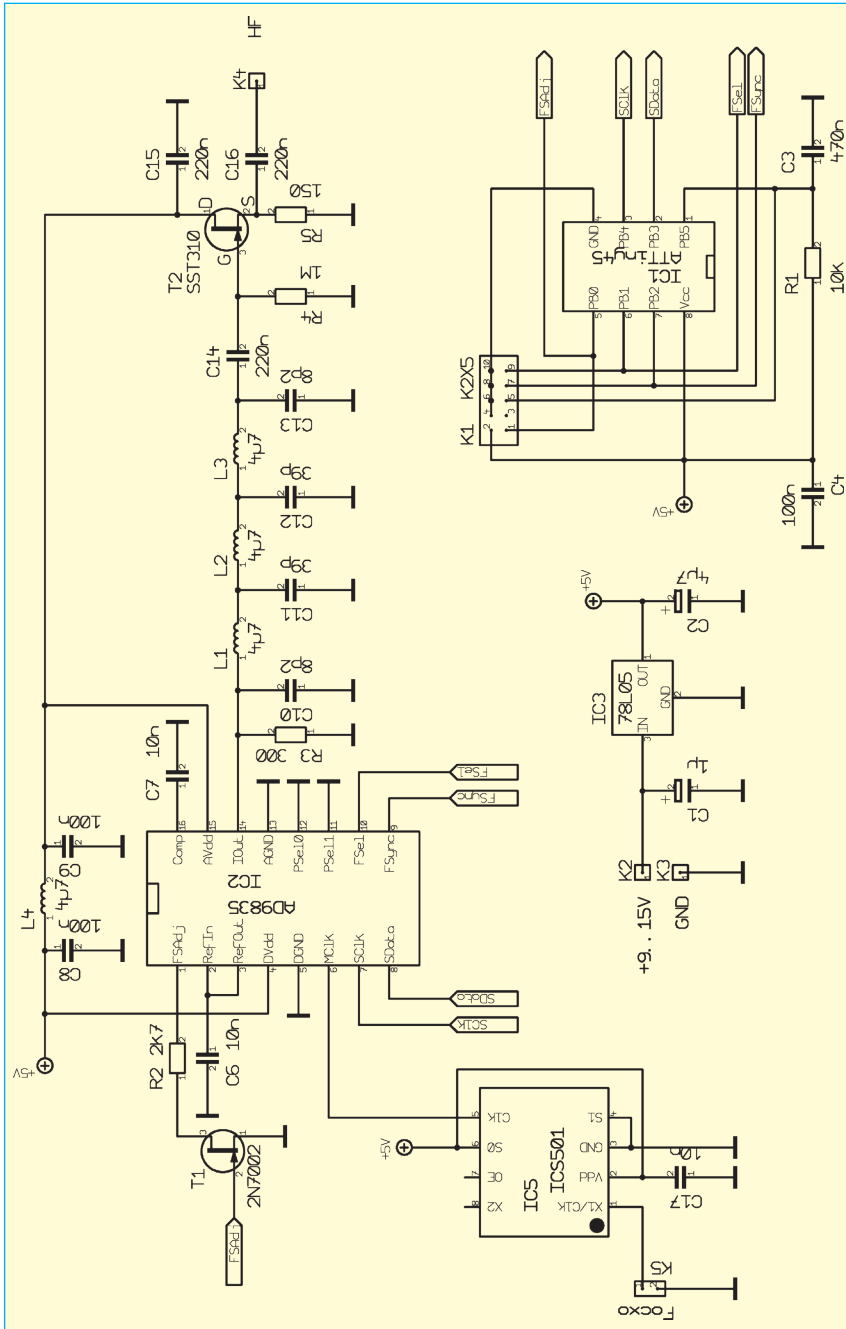


Bild 6: Schaltbild des modifizierten DDS-Oszillatorbausteins ergänzt um einen PLL-Vervielfacher mit ICS501

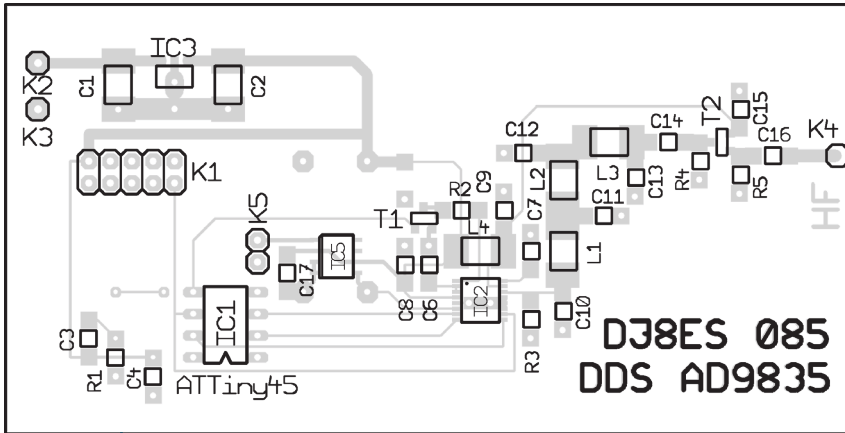


Bild 7: Alle Bauteile sind auf der Platinenoberseite angeordnet

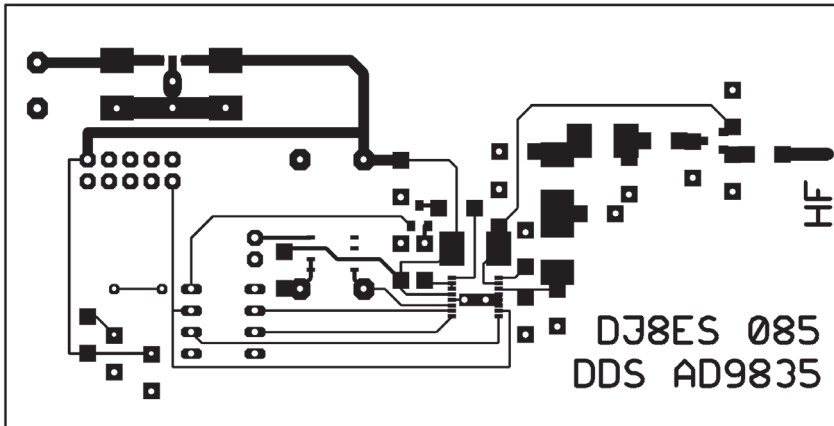


Bild 8: Platinenlayout der Bestückungsseite des DDS-Bausteins

beschriebene Baustein ist dieses IC für die Verwendung als Taktgenerator entworfen worden. Ebenso gilt hier für das Ausgangssignal: TTL-Pegel und geringer Phasenjitter.

Die Programmierung wird über einen 3-Leiter-Bus vorgenommen, dafür ist die Steckerleiste K8 vorgesehen. Für speziell-

le Anwendungen ist ein zweiter Ausgang (K6) konfigurierbar.

Da die Programmierung ähnlich komplex, wie z.B. bei DDS-Bausteinen ist, soll hier nicht im Detail darauf eingegangen werden. Das Datenblatt unter [2] gibt alle hierfür notwendigen Informationen.

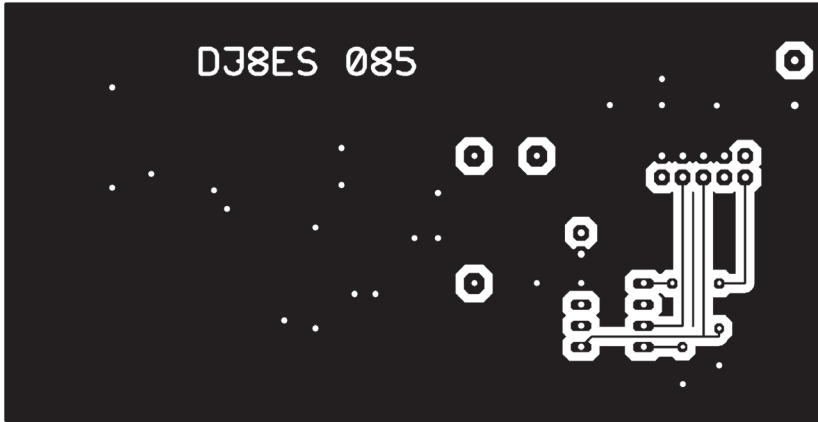


Bild 9: Die Platinenrückseite dient im wesentlichen als Massefläche

4. Integration eines ICS 501 in eine DDS-Baugruppe mit AD9835

Bereits in [3] wurde ein DDS-Oszillatorbaustein mit einem AD9835 vorgestellt. Dieser kann mit einer Taktfrequenz von maximal 50 MHz betrieben werden. Im genannten Beispiel wurde diese Taktfrequenz mit einem Standard TTL-Oszillator mit 48 MHz erzeugt. Zu beachten ist dabei, dass der DDS-Baustein TTL-Pegel benötigt!

Die aktualisierte Schaltung ist in **Bild 6** dargestellt. Hier soll die Funktion der DDS mit nachgeschaltetem Tiefpassfilter nicht weiter betrachtet werden. Diesbezüglich sei auf die Veröffentlichung in [3] aus 2011 verwiesen.

Der PLL-Vervielfacher mit einem ICS501 wird anstelle des TTL-Oszillators für 48 MHz eingesetzt. Der Grad der Frequenzvervielfachung ist mit 5 fest ko-

diert. Da der speisende OCXO, eingekoppelt auf K5, ein Signal auf 10 MHz liefert, beträgt die Ausgangsfrequenz von IC5 somit exakt 50 MHz.

Selbstverständlich muss die Software für den Mikrokontroller ATtiny45 (IC1) auf die jetzt geänderte Taktfrequenz des DDS-Bausteins AD9835 (IC2) angepasst werden.

Die Betriebsparameter für die Baugruppe DDS-Oszillator mit PLL-Vervielfacher (DJ8ES 085) haben sich gegenüber der ursprünglicher Version aus [3] nur unwesentlich verändert. Bei einer Versorgungsspannung von +12 V beträgt die Stromaufnahme lediglich 50 mA.

Die Ausgangsleistung der Baugruppe liegt abhängig von der jeweiligen Ausgangsfrequenz bei ca. 0 dBm (1 mW). Zu beachten ist hier, dass entgegen der früheren Version der DDS-Baugruppe [3] auf der Platine kein Oszillatorbaustein integriert ist. Der Takt muss extern zugeführt werden.

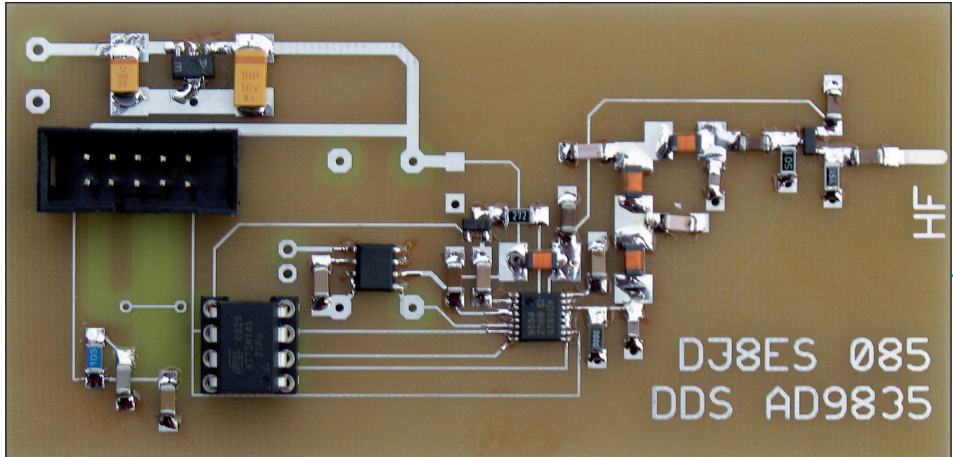


Bild 10: Musteraufbau des DDS-Oszillatorbausteins mit PLL-Vervielfacher z.B. für Bakenanwendungen

Für dieses Konzept lässt sich z.B. der in Bild 1 gezeigte OCXO mit 10 MHz Ausgangsfrequenz verwenden. Der Taktoszillator muss TTL-Pegel ($\geq 3,3$ V) aufweisen und wird an K5 eingespeist.

Wie bereits in der vorherigen Version, stehen dem interessierten Nachbauer auch für diese Applikation die TARGET-Files und die Software in BASCOM zur Verfügung. Entsprechende Anfragen bitte an den Leserservice der UKW-Berichte richten.

4.1. Bauteile

Hier die Bauteileliste für den modifizierten DDS-Baustein:

- IC1 Mikrocontroller ATtiny 45, ATMEL
- IC2 DDS-Baustein AD9835, 8-polig
DIP, Analog Devices
- IC3 Festspannungsregler 78L05F,
SMD, SOT-89

- IC5 LOCO PLL-Taktvervielfacher
ICS501, IDT
- T1 FET 2N7002, SMD
- T2 FET SST310, SMD
- K1 Stiftleiste 2-reihig,
2 x 5 Stifte, RM 2,54 mm
- K2, K3, K4 Lötstift 1 mm
- 1 x Platine DJ8ES 085,
50 mm x 100 mm,
doppelseitig, durchkontaktiert

SMD-Induktivität, Bauform 1812:
L1, L2, L3, L4 4,7 μ H

SMD-Elko, 25 V, Bauform 1812:

- C1 1 μ F
- C2 4,7 μ F

SMD-Kond., keramisch, Bauform 1206:

- C3 470 nF
- C4, C8, C9 100 nF
- C6, C7, C17 10 nF
- C10, C13 8,2 pF
- C11, C12 39 pF
- C14, C15, C16 220 nF



SMD-Widerstände, 1/4-W, Bauform 1206:

R1	10 kΩ
R2	2,7 kΩ
R3	300 Ω
R4	1 MΩ
R5	150 Ω

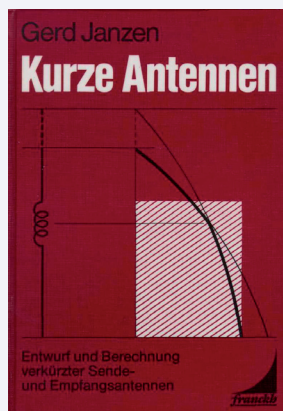
[2] IDT / ICS, Datenblatt ICS307 - Serially programmable Clock Source;
www.idt.com

[3] Wolfgang Schneider, DJ8ES, Low Power-Experimente auf Kurzwelle, UKW-Berichte 2/2011, S. 83 - 93

5. Literaturhinweise

[1] IDT / ICS, Datenblatt ICS501 - LOCO PLL Clock Multiplier; www.idt.com

ANZEIGE



Kurze Antennen

von Gerd Janzen
408 Seiten,
gebunden
Art.Nr.: 08129

€ 28,90 inkl. MwSt.
zuzügl. Versand

... bei uns erhältlich:

Monopolantennen und Vertikalantennen

von Gerd Janzen
471 Seiten,
broschur
Art.Nr.: 08160

€ 39,90 inkl. MwSt.
zuzügl. Versand



Azimuth-Elevations-Rotorsystem



AER-5



Hohes Dreh- und Bremsmoment durch selbsthemmendes Schneckengetriebe.

Das horizontale Tragrohr wird zum Kippen gehoben und gesenkt, da die Kippachse eigentlich mittig durch den Rotor läuft.

Die Rotorkombination sitzt am Ende eines feststehenden Standrohres.

Das Drehmoment von 20 Nm / 50 kg bezieht sich auf eine Antennenanlage mit 50 kg Gewicht.

Das Kombi-Steuergerät ist mit einem Interface-Anschluss ausgerüstet.

Anschluss der Steuerleitungen an den Rotoren über Steckverbinder.

Technische Daten:

AER-5

	<i>Azimuth</i>	<i>Elevation</i>
Drehmoment	60 Nm	190 Nm / 50 kg
Bremsmoment	785 Nm	1200 Nm
Tragfähigkeit	200 kg	50 kg
Drehbereich	max. 380 Grad.	max. 120 Grad
Anzeigegenauigkeit (Preset)	± 4 (8) Grad	± 4 (2) Grad
Drehgeschwindigkeit (90 Grad)	35 sec. / 360° / 50 Hz	25 sec. / 90° / 50 Hz
Steuerkabel, Adern	je 7 x 0,5 mm ² (0,75 mm ²)	bis 50 m (75 m)
Mast-Querrohrdurchmesser	Ø 48 - 62 mm	Ø 40 - 60 mm
Stromversorgung	230 V; 0,6 A	230 V; 1,2 A
Motorleistung	ca. 10 Watt	ca. 25 Watt
Rotor Gewicht:		12 kg
Abmessung (B x T x H)	ca. 360 x 200 x 180 (H x B x T in mm)	
Steuergerät Gewicht		3 kg
Abmess. (B x T x H)	ca. 340 x 171 x 123 (H x B x T in mm)	

Art.Nr.:

01084



Konrad Hupfer, DJ 1 EE

144 MHz-Leistungsverstärker mit Gegenkopplung - Ein Kurzbericht

1. Allgemeines

Eines der bekanntesten Verfahren zur Linearisierung von Leistungsverstärkern ist die phasengerechte Gegenkopplung

lung, wie sie bei NF-Verstärkerstufen oft angewendet wird. Hier wirkt sie sehr breitbandig, da der Phasengang klein gehalten werden kann. Zur Erinnerung zeigt **Bild 1** den Vorgang der Linearisie-

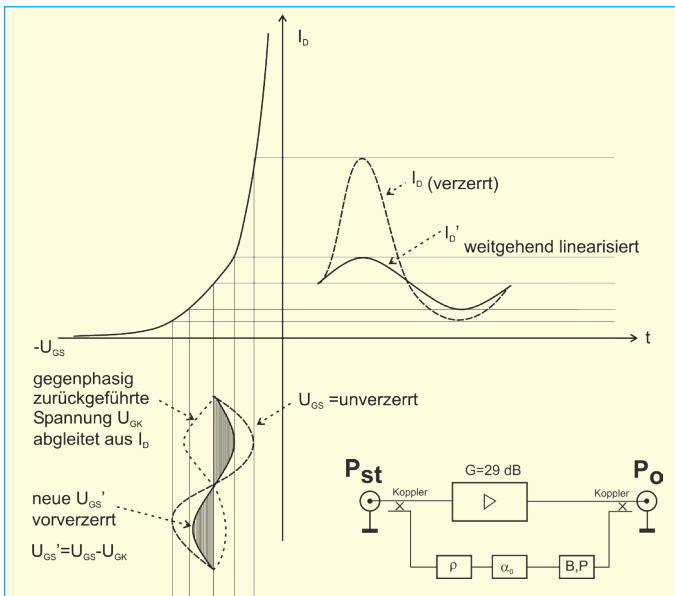


Bild 1:
Kompensation der Verzerrung des Drainstromes durch gegenphasige Rückführung der aus I_D abgeleiteten U_{GK} und Addition zur ursprünglichen Steuernden U_{GS}

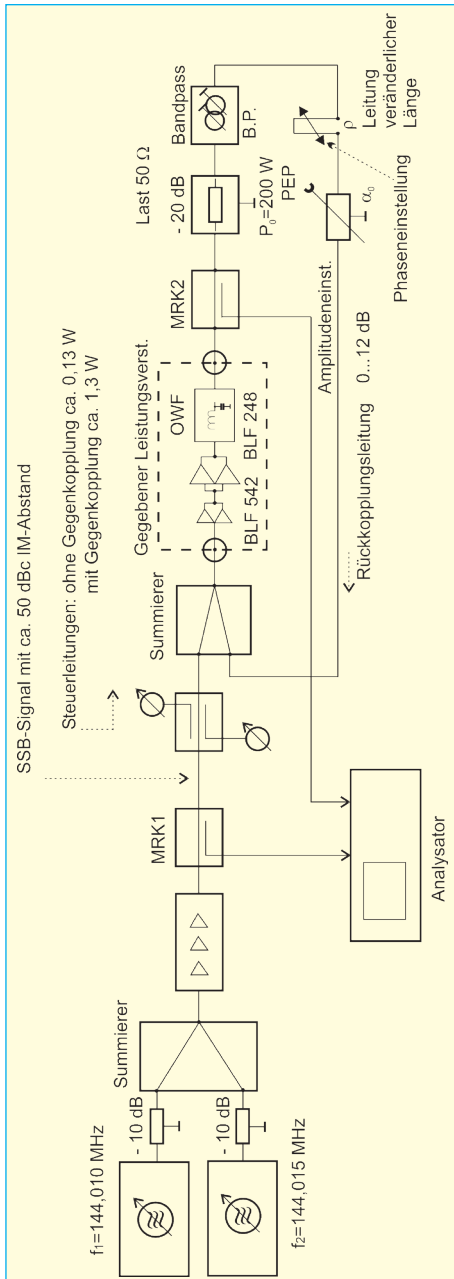


Bild 2: Blockbild des Messaufbaus des Leistungsverstärkers mit Gegenkopplung

rung durch Gegenkopplung an der Aussteuerung eines sehr "krummen" Feldefekttransistors.

Mit einer Gegenkopplung geht immer ein Verstärkungsverlust einher. Jedoch schwinden dabei um den Betrag der Gegenkopplung auch die unerwünschten Intermodulationsprodukte.

In der hier vorliegenden Anwendung bei einem 2-stufigen 144 MHz-Leistungsverstärker ($P_0 = 200 \text{ W PEP}$) gilt auch bei einer sogenannten gemischten Gegenkopplung (Spannung + Stromrückführung = Leistungsrückführung), dass ein Gegenkopplungsfaktor von 10 dB (Verstärkungsverminderung um 10 dB!) auch die entstehenden IM-Produkte um 10 dB absenkt.

Im Gegensatz zu einem NF-Leistungsverstärker treten durch Phasendrehungen der verstärkerbedingten Anpassnetzwerke und Leitungen Frequenzbereiche auf, in denen die Gegenkopplung zur Mitkopplung werden kann. Ein Bandpassfilter im Rückführungs­zweig sorgt dafür, dass die Gegenkopplung nur in einem schmalen Frequenzbereich wirksam sein kann (hier etwa 1 MHz).

Der erprobte Versuchsaufbau des 200 W PEP-Leistungsverstärkers ist als Blockdiagramm in **Bild 2** dargestellt.

2. Daten und Messwerte

Nachfolgend sind die Daten tabellarisch im Vergleich aufgeführt:

Zweistufiger Leistungsverstärker für
144 MHz PEP = 200 W

Verstärkung ohne Gegenkoppl. : 29 dB
Ruhestrom PA : 2,0 A

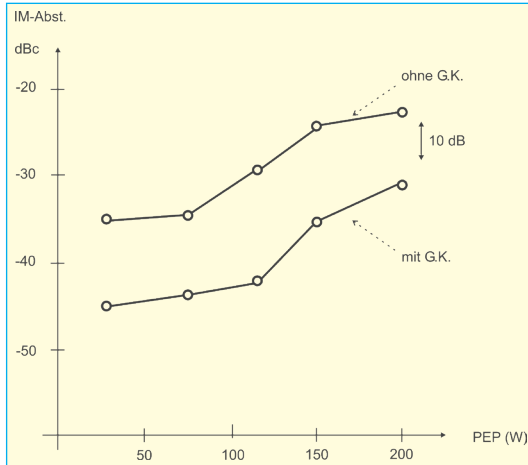


Bild 3: IM-Produkte im Vergleich

Ruhestrom Treiber 0,82 A (Klasse A)
 Versorgungsspannung 28,0 V
 IM-Abstand bei PEP = 200 W ca. 21 dBc (!)
 Verstärkung mit Gegenkopplung : 19 dB
 IM-Abstand bei PEP = 200 W ca. 31 dBc

In **Bild 3** sind in einer Graphik die erzielten IM-Produktabstände im Vergleich zu einem Einzelsignal dargestellt.

Der im Bild 2 dargestellte "Laboraufbau" der Verstärkerschaltung mit Gegenkopplung soll demnächst in die Gesamtschaltung des Verstärkers mit handelsüblichen Bauteilen eingebracht werden. Über die erzielbaren Ergebnisse werde ich nach Fertigstellung gerne an dieser Stelle berichten!

3. Literatur

[1] Heinrich Schröder "Elektrische Nachrichtentechnik" Band 2, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik; GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde) 1963/1968

ANZEIGE

Blaue Sammelordner mit Stäbchenmechanik

- für 12 Ausgaben der UKW-Berichte
- Ablegen ohne Lochen
- griffbereit und schnell entnehmbar



Sammelordner, blau

07000

je € 4,95 inkl. MwSt.

zuzügl. Versandkosten

z.B. € 3,80 in DL

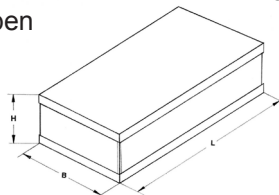


Weißblechgehäuse für HF-Baugruppen, Lagertypen

Die Gehäuse aus 0,5 mm Weißblech bestehen jeweils aus 2 identischen Deckeln und 2 Seitenteilen in L-Form.

Die Innenmaße der Gehäuse sind ca. 1 mm kleiner als die angegebenen L x B-Maße.

Weißblechgehäuse lassen sich problemlos bearbeiten und löten.



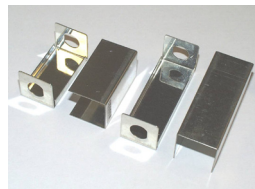
L x B in mm	Höhe 30 mm			Höhe 50 mm		
	Art.Nr.	1 Stück	10 Stück	Art.Nr.	1 Stück	10 Stück
37 x 37	10701	€ 2,06	€ 1,87	10702	€ 2,65	€ 2,40
74 x 37	09495	€ 2,48	€ 2,25	10703	€ 3,10	€ 2,82
111 x 37	09497	€ 2,95	€ 2,68	10704	€ 3,35	€ 3,05
148 x 37	09820	€ 3,43	€ 3,12	10705	€ 4,15	€ 3,77
37 x 55	10720	€ 2,20	€ 2,00	-	-	-
55 x 55	11729	€ 2,60	€ 2,37	-	-	-
74 x 55	10706	€ 2,95	€ 2,68	10707	€ 3,60	€ 3,24
111 x 55	10708	€ 3,98	€ 3,62	10709	€ 5,50	€ 4,95
148 x 55	09489	€ 5,23	€ 4,75	10710	€ 6,40	€ 5,76
74 x 74	09498	€ 3,98	€ 3,62	10711	€ 4,47	€ 4,06
111 x 74	09499	€ 5,23	€ 4,75	09761	€ 6,30	€ 5,67
148 x 74	09501	€ 5,70	€ 5,18	10712	€ 6,95	€ 6,26
52 x 162	10725	€ 5,36	€ 4,87	10726	€ 6,10	€ 5,49
102 x 162	10713	€ 8,25	€ 7,50	10714	€ 9,08	€ 8,25
102 x 82	10728	€ 5,23	€ 4,75	10729	€ 5,80	€ 5,22
139 x 53	09500	€ 5,64	€ 5,08	-	-	-

	Maße in mm	Art.Nr.	Preis in Euro
Trennwände für WB-Gehäuse	109 x 28	10717	€ 2,60 / 10 St.
	146 x 28	09494	€ 2,90 / 10 St.
	162 x 50	10740	€ 4,00 / 10 St.
Kühlkörper für WB-Gehäuse	37 x 74	09496	€ 3,20 / St.
	74 x 111	09490	€ 5,95 / St.

Schmale Weißblechgehäuse

Die schmalen Weißblechgehäuse bestehen aus Haube und Unterteil; die Stirnseiten sind jeweils für BNC-Einloch-Einbaubuchsen gelocht; auch ungelocht lieferbar! Sie eignen sich ideal für den Bau von Filtern, Kopplern, Weichen, Adaptern, Tastköpfen usw.

B x H x L in mm	Art. Nr.	1 Stück	10 Stück
20 x 20 x 37	10721	€ 2,92	€ 2,63
x 55	10727	€ 3,39	€ 3,05
x 74	10722	€ 3,90	€ 3,51
x 111	10723	€ 4,41	€ 3,97
x 148	10724	€ 4,87	€ 4,38





Gunthard Kraus, DG 8 GB

Praxisprojekt:

VLF-Empfang mit aktiven magnetischen Antennen und der PC-Soundkarte

Öfters mal was Neues - warum also zur Abwechslung nicht mal einen Ausflug zu sehr tiefen Frequenzen? Moderne Bauelemente und Techniken bieten hier reizvolle Möglichkeiten zur Umsetzung alter oder neuer Prinzipien. Die begleitende Schaltungssimulation beantwortet dabei viele Fragen und löst die meisten Probleme.

1. Was gibt es wo?

Zunächst soll der Bereich der Langwelle aus der Sicht des Funkamateurs abgegrenzt und unterteilt werden. Zieht man die Obergrenze des Interesses bei 150 kHz, liegen die Radiostationen mit ihren Programmen darüber. Darunter finden Amateurfunkaktivitäten in Europa nur in einem Band um 137 kHz statt. Sieht man sich etwas im Internet um, so findet man die folgende Übersicht:

Amateur radio operation on long wave is allowed in Germany in a small segment between 135,7 and 137,8 kHz. The fol-

lowing "inofficial" band-plan is used by most amateurs in Europe:

- 135,7 to 135,8: QRSS ("Visual CW")
- 135,7 to 136,0: TX tests & amp; beacons
- 136,0 to 137,4: Normal ('conventional') CW
- 137,4 to 137,6: Data modes
- 137,6 to 137,8: QRSS ("Visual CW")

Geht man unter die Frequenz von 100 kHz, wird es gleich lebhafter: zwischen 50 und 80 kHz „tummeln“ sich die Zeitzeichensender, von denen DCF77 auf 77,5 kHz wohl der bekannteste ist. Unter 50 kHz gibt es zusätzlich alles Mögliche: von den OMEGA-Navigationssendern bis zur U-Boot-Kommunikation und interessanten geologischen Effekten ist da alles zu finden. Hier sollte man sich unbedingt zuerst die bekannte Standard-Homepage [1] zur ausführlichen Information ansehen. Sie trägt den bezeichnenden Titel „VLF-Activities below 22 kHz“, gibt Auskunft über viele interessante Dinge (...wussten Sie z.B. schon, was „Schumann-Resonanzen“ sind?) und liefert Links zu praktisch allen Aktivisten auf diesem Gebiet.

Man sollte sich unbedingt einen Frequenz- und Bandplan für diesen Bereich besorgen. Egal, ob man im Internet sucht oder sich eines der speziellen Bücher für die Weltempfänger-Besitzer anschafft (Titel: meist irgend etwas mit „Sender und Frequenzen“): ohne eine solche Übersicht ist es sinnlos und man verliert schnell die Lust, weil man nicht weiß, wo man eine bestimmte Station oder eine interessante Aussendung finden kann.

2. Die Antennenfrage - eine kleine Wiederholung

Im Langwellenbereich arbeitet man auf der Senderseite üblicherweise mit vertikaler Polarisation, damit die elektrischen Feldlinien senkrecht auf dem Erdboden stehen. Die magnetischen Feldanteile sind dazu rechtwinklig versetzt und verlaufen folglich parallel zur Erdoberfläche. Das muss so sein, denn es handelt sich hier überwiegend um eine Bodenwellenausbreitung. Die Wellen dieses Frequenzbereichs dringen außerdem immer tiefer in die Erde ein, je niedriger ihre Frequenz ist. Waagerecht verlaufende elektrische Feldanteile führen jedoch sofort zu entsprechenden Strömen im Erdreich und dessen Erwärmung. Diese Verlustleistung schwächt das Fernfeld und kostet Reichweite.

Damit ist klar, dass Drahtantennen (die den elektrischen Feldanteil beim Empfang ausnützen), nur parallel zur Erde aufgespannt werden dürfen. Außerdem sollte man daran denken, dass üblicherweise solche Gebilde viel kleiner als die Wellenlänge sind (...die angegebene Maximalfrequenz von 150 kHz bedeutet

immerhin eine Wellenlänge von 2000 m) und sie stellen damit grundsätzlich nur einen Kondensator dar, zwischen dessen beiden Platten (= Erde und Antennendraht) das ankommende elektrische Feld eine Spannung erzeugt. Diese wird jedoch umso größer, je mehr Länge einer Feldlinie man zwischen den Platten „einfangen“ kann und deshalb ist es in erster Linie wichtiger, diesen Draht möglichst hoch zu hängen, während die Drahtlänge und die Form des Aufspannmusters die Größe der Antennenkapazität beeinflussen. Es gilt eben die Beziehung

$$\begin{aligned} \text{Antennenspannung} &= \\ &= (\text{Ankommende elektrische Feldstärke}) \\ &\quad \times (\text{Effektive Höhe der Antenne}) \end{aligned}$$

und die erwähnte Antennenkapazität bestimmt dann den Innenwiderstand der so entstandenen Spannungsquelle.

Wegen der zu tiefen Frequenzen hin immer mehr steigenden Wellenlängen scheiden leider Bandantennen wie Dipole oder Yagis mit ihren angenehmen Resonanzeffekten komplett aus. Es bleiben zunächst nur die Drahtantennen mit ihrem kapazitiven Innenwiderstand, wobei noch eine weitere unangenehme Sache dazukommt. In diesem Frequenzbereich existiert nämlich ein unglaublicher elektromagnetischer Störnebel, der nicht nur aus atmosphärischen Störungen besteht, sondern auch von allen möglichen Verbrauchern stammt. Schaltnetzteile in PCs und TV-Geräten, Starter von Leuchtstofflampen, Staubsaugermotoren oder Energiesparlampen können gleichermaßen die Ursache sein.

Allerdings sind der elektrische und der magnetische Feldanteil nur im echten Fernfeld streng nach der Formel



$$\frac{E}{H} = 120 * \pi = 377 \Omega$$

(mit E als elektrischer Feldstärke in V/m und H als magnetischer Feldstärke in A/m) miteinander verknüpft. Im Nahfeld überwiegt oft der elektrische Feldanteil der Störung und deshalb macht es durchaus Sinn, sich beim Empfang mal etwas mehr um den magnetischen Feldanteil zu bemühen. Wer aber „Magnetfeld“ hört, dem fällt auch sofort „Induktion“ ein. Also lässt man sich vom ankommenden magnetischen Feldanteil in einer Spule eine Spannung induzieren - und damit ist man schon beim Prinzip der Rahmenantenne.

Besonders, wenn man Schaltungskonzepte wählt, bei denen sich der elektrische Feldanteil nicht auswirken kann, sind hier deutliche Verbesserungen zu erwarten. Allerdings soll nicht verschwiegen werden, dass jede „elektrische“ Antenne einer „Magnetantenne“ normalerweise in einem Punkt geradezu unglaublich überlegen ist, nämlich in der Amplitude der vom ankommenden Feld erzeugten Antennenspannung. Es ist überhaupt kein Problem, mit einem simplen und hoch aufgehängten Draht z.B. eine bis zum Faktor 50 oder 100 mal größere Spannung gegenüber der Rahmenantenne zu produzieren. Zum Glück kommt es nicht allein auf diese Spannungsamplitude an, sondern entscheidend - speziell bei schwachen Signalen! - ist der erzielbare Signal-Störabstand vor der endgültigen Auswertung und da sieht es bei richtigem Vorgehen wieder besser aus.

Nun aber zu den aktiven Antennen. Da bei einer „normalen“ Antenne der Empfängereingang als Abschlusswiderstand dient, ergibt die „Antennenwirkfläche“ (=

Apertur) zusammen mit der Feldstärke (bzw. Strahlungsdichte) die an den Empfängereingang abgegebene Wirkleistung und die als Folge messbare Spannung. Dabei sind natürlich einige Berechnungen (wegen der vielen beteiligten Widerstände - angefangen vom komplexen Innenwiderstand der Antenne bis hin zu allen möglichen Verlusten) erforderlich.

Die aktive Antenne geht dagegen meist auf die Ursprungsspannung einer leerlaufenden Antenne los (egal, ob nun eine Drahtantenne oder eine magnetische Antenne eingesetzt wird!) und gibt diese in geeigneter Form über einen Trennverstärker und ein Koaxialkabel an den Empfänger weiter. Damit ist auch eine Signalübertragung über größere Strecken oder eine Fernspeisung bei abgesetzten Antennen möglich.

3. Erforderlicher Messgerätepark für eigene LW-Experimente

Man kann in Schaltungen umgesetzte Ideen oder Simulationen nur dann exakt und vernünftig testen, wenn geeignete Messgeräte zur Verfügung stehen. Ein Oszilloskop hat wohl jeder Entwickler, aber sehr wichtig ist auch eine Möglichkeit zur Bestimmung der Induktivität (LCR-Meter, professionelle L-Messbrücke etc.). Weiter benötigt man eine Signalquelle für ein Sinussignal mit einstellbarer Amplitude und genauer Frequenzanzeige - die kann jedoch auch ein separater Frequenzzähler übernehmen. Doch jetzt wird es schwieriger, denn irgendeine Art von Empfänger mit genauer Pegelanzeige muss ebenfalls her. Hier gibt es

recht preiswerte Lösungen: auf den Amateurfunk-Flohmärkten findet man in der Zwischenzeit praktisch zum Schrottpreis ausgediente Trägerfrequenz-Pegelsen-der und die dazugehörigen selektiven Pegelmesser. Ob das noch Röhrengeräte sind oder irgendwelche „antike Kisten“ mit Neper-Skalen, spielt dabei keine Rolle. Lediglich die Empfänger-Empfindlichkeit muss möglichst hoch sein, um auch schwache Signale finden zu können. Die obere Frequenzgrenze darf jedoch nicht zu hoch liegen, da darunter bei älteren Geräten die Skalenauflösung und auch die tiefste verwertbare Eingangsfrequenz leiden. Gut bewährt hat sich z.B. die Kombination der Geräte PS3 und SPM3 der Firma Wandel und Goltermann. Beide sind vollständig transistorisiert, schön klein, sehr genau und ihre obere Grenzfrequenz von 512 kHz reicht völlig aus. Dazu besteht noch die Möglichkeit, mit eingebautem Akku zu arbeiten und so in einer störrärmeren Gegend - so richtig mitten in der Prärie! - Messungen vorzunehmen. Deshalb ist auch „SPM3“ als Empfänger ein Geheimtipp in der Szene....

Die Krönung bildet jedoch ein im letzten Jahr auf dem HAM RADIO - Flohmarkt gefundener Einschub für den in der eigenen Werkstatt vorhandenen und seit vielen Jahren bewährten Spektrum Analysator (hp141T / 8555 / 8552B). Dieser sehr seltene und wohl wenig verkaufte Einschub vom Typ „hp 8556A“ überstreicht den Frequenzbereich von 0 bis 30 kHz bzw. 0 bis 300 kHz in zwei Bereichen, und das bei einer kleinsten Messbandbreite von 10 Hz und einem kleinsten Sweep von 20 Hz. Mit einer Empfindlichkeit von besser als -120 dBm ist er für diesen Zweck die „perfekte Messmaschine“ und „hört das Gras

wachsen“. Letztlich war dieser Einschub der endgültige Anstoß, dieses Projekt anzupacken.

4. Nochmal Grundlagen

Wie vorhin erwähnt, betrachtet man eine aktive magnetische Antenne zunächst einfach als eine leerlaufende Spule, in der ein Wechsel-Magnetfeld eine Spannung induziert. Dafür gilt folgende Beziehung, die in jedem Physikbuch zu finden ist und von James Maxwell stammt:

$$U_L = N \cdot \left(\frac{d\Phi}{dt} \right) = N \cdot \left(\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} \right) \quad (1)$$

Hierin ist „N“ die Windungszahl und der folgende Bruch in der Klammer gibt die „Änderungsgeschwindigkeit des magnetischen Flusses Φ in der Spule“ an.

Für Rahmenantennen in Luft (und mit einem später demonstrierten gedanklichen Trick auch für Ferritantennen) kann man das durch die magnetische Feldstärke „H“ und die Rahmenfläche ausdrücken:

$$U_L = N \cdot \left(\frac{A \cdot dB}{dt} \right) = N \cdot A \cdot \left(\frac{\mu_0 \cdot dH}{dt} \right) = N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{dH}{dt} \right) \quad (2)$$

„B“ entspricht der magnetischen Induktion (oder Feldliniendichte pro Flächeneinheit), „A“ ist die Querschnittsfläche des Rahmens, durch den die Feldlinien durchmarschieren und „ μ_0 “ findet sich als absolute Permeabilitätskonstante wieder im Physikbuch.

Nimmt man nun noch einen sinusförmigen Verlauf bei der magnetischen Feldstärke



$$H = \hat{H} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

an und setzt das in die vorstehende Gleichung ein, bekommt man folgende Beziehung:

$$\begin{aligned} U_L &= N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{dH}{dt} \right) = \\ &= \varpi \cdot N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot [\hat{H} \cdot \cos(\varpi \cdot t)] = \\ &= 2\pi \cdot f \cdot N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot [\hat{H} \cdot \cos(\varpi \cdot t)] \end{aligned}$$

Daraus erhält man den Spitzenwert der induzierten Spannung zu

$$\hat{U}_L = 2\pi \cdot f \cdot N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot \hat{H} \quad (3)$$

Nach dem Umformen erhält man die elektrische Feldstärke:

$$\begin{aligned} \hat{U}_L &= 2\pi \cdot f \cdot N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot \frac{\hat{E}}{120\pi} = \\ &= \frac{f \cdot N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot \hat{E}}{60} \quad (4) \end{aligned}$$

Die induzierte Spannung steigt also (für konstante Feldstärke) linear mit der Frequenz, der Windungszahl und der wirksamen Rahmenfläche.

Natürlich versucht man, die erzeugte Antennenspannung möglichst groß zu machen, um bei einer bestimmten Frequenz auch sehr schwache Signale empfangen zu können. Prinzipiell scheint es dabei zunächst egal zu sein, ob man mehr Windungen oder einen größeren Rahmen vorzieht. Doch stößt man dabei schnell an folgende Grenzen:

a. Höhere Windungszahlen erhöhen leider auch die Wicklungskapazität und führen irgendwann zur Eigenresonanz dieses Gebildes. Das schränkt die Möglichkeiten bei zunehmender Frequenz schnell ein. Hier hilft man sich z.B. bei Ferritantennen mit „Spulen in Kreuz-

wickeltechnik“ oder geht zu Rahmenantennen mit nur einer Windung bzw. einem konstruktiv erzwungenen, deutlichen Abstand zwischen den einzelnen wenigen Windungen der Antenne über.

b. Nicht jeder hat die Möglichkeit, die Fläche seines Empfangsrahmens beliebig zu vergrößern (...im Internet findet man trotzdem Bilder von Eigenbau-Rechteck-Rahmenantennen mit einer Kantenlänge von mehr als 5 m x 5 m hinter dem Haus!).

Allerdings kann man nicht immer so wie man will. Wer seine Liebe zu den „Schumann-Resonanzen des Erdballs“ entdeckt, muss zu Frequenz um 10 Hz herunter und da heißt es dann: „rauf mit der Windungszahl und / oder der Rahmenfläche, damit man überhaupt noch etwas findet!“. Im Internet gibt es Links zu solchen Experimenten, bei denen dafür die Windungszahl auf 60 - 100 000 erhöht wurde.

Noch ein Wort zu den Ferritantennen: sie sparen Baugröße ein und es kommt bei ihnen weniger auf den Durchmesser des Stabes als auf seine Länge an. Das kann man sich sehr gut anhand von **Bild 1** klar machen.

Angenommen, das Ferritmaterial weise eine sehr große Permeabilität auf: dann wird es (gegenüber der Luft) für die magnetischen Feldlinien fast den magnetischen Widerstand „Null“ darstellen und möglichst viele Feldlinien werden versuchen, diesen „angenehmeren“ Weg zu nehmen.

Die gedankliche Grenze für diesen „Umweg“ erhält man, wenn der Weg zum Stab und zurück gleich groß oder größer

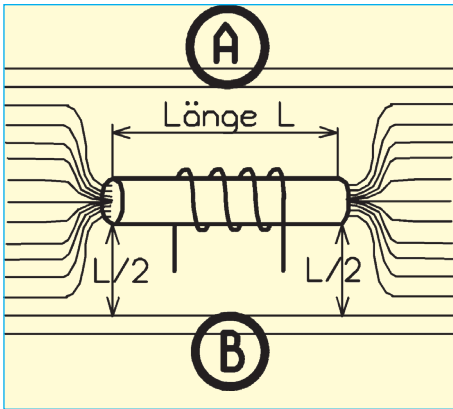


Bild 1: So kann man sich vorstellen, wie eine Ferritantenne magnetische Feldlinien „sammelt“ (siehe Text)

wird, als der direkte Weg durch die Luft (...denn dann sehen die Feldlinien diesen „mühsameren“ Umweg nicht mehr ein....). Diese Grenzen sind die Bereiche „A“ und „B“.

Damit erhält man im Idealfall eine kreisförmige wirksame Rahmenfläche mit einem Durchmesser, der etwa der Stablänge entspricht (wenn man den magnetischen Widerstand des Stabes zu Null annimmt).

Logischerweise sollte sich dann auch bei einer Verdopplung der Stablänge der Durchmesser des Kreises verdoppeln, die Fläche sich vervierfachen und folglich auch eine vierfache Spannung entstehen. Wer allerdings nun zwei identische Antennenstäbe aneinander klebt, wird etwas enttäuscht sein: die Klebefuge bildet doch einen kleinen Luftspalt, der wegen seines magnetischen Widerstandes schon wieder einiges von diesem Effekt wegnimmt. Nach eigener Erfahrung (weil

zusätzlich das praktische Ferritmaterial keine unendlich hohe relative Permeabilität besitzt) liegt man bei einem solchen Experiment etwa bei der dreifachen Spannung gegenüber dem einfachen Stab - bei unveränderter Windungszahl.

Zum Abschluss jedoch noch eine Antwort auf die Frage: „...welche Rolle spielt dann überhaupt der Durchmesser des Ferrit-Antennenstabes selbst...?“ Das lässt sich folgendermaßen eingrenzen:

a. Bei langen Stäben mit hoher Permeabilität nur wenig, was die Amplitude der induzierten Spannung angeht, denn die Stablänge bestimmt (wie eben erläutert) im Wesentlichen die Wirkfläche. Allerdings stellt Ferrit grundsätzlich ein „nichtlineares Gebilde“ dar und bei mehreren beteiligten, stärkeren Empfangssignalen beobachtet man plötzlich so unangenehme Dinge wie Klirrfaktor, Kreuzmodulation und Intermodulation. Hier hilft natürlich ein größerer Querschnitt des Stabes, um die magnetische Induktion im Antennenstab und damit die Aussteuerung zu reduzieren.

b. Bei sehr kurzen Antennenstäben (wie man sie z.B. oft bei Funkuhr-Modulen sieht!) geht der „wirksame Durchmesser der Rahmenfläche“ immer mehr von der Stablänge in den reinen Durchmesser der Spule mit ihren Windungen über und die induzierte Spannung nimmt entsprechend ab.

Die Bemerkung über die Gefahren bei zu starker Aussteuerung gilt hier natürlich ebenfalls, aber sie lautet diesmal so: je weniger Ferrit beim Induktionsvorgang beteiligt ist, desto weniger



Verzerrungen entstehen bei stark einfallenden Signalen.

Über die Richtcharakteristik der Rahmenantennen in ihrer einfachen Form braucht man wohl keine weiteren Worte zu verlieren, denn die „Achterform“ und der Einsatz als Peilantenne sind wohl bekannt. Aber um eine Sache kommt man nie herum:

Die mit Rahmenantennen erzielten Antennensignale sind immer beträchtlich kleiner als die einer Drahtantenne. Beim Signal-Störabstand kann das dagegen schon wieder, wie erwähnt, besser aussehen.

Deshalb erhöht man das Rahmenantennensignal oft auf eine einfache und billige Weise: man ergänzt die Antenne durch einen hochwertigen Kondensator, erhält so einen Schwingkreis mit hoher Güte und nutzt dann die um die Güte vergrößerte Kreisspannung.

Ein weiteres Prinzip sei noch erwähnt:

Schließt man die Ferritantenne kurz, erhält man mit steigender Frequenz einen interessanten Effekt. Entsprechend dem Induktionsgesetz steigt die induzierte Spannung linear mit der Frequenz an, aber ebenso steigt ihr induktiver Blindwiderstand. Kann man die Verluste gegenüber diesem Blindwiderstand vernachlässigen, misst man einen Kurzschlussstrom in der Antenne, der entsprechend dem Ohmschen Gesetz in einem sehr weiten Frequenzbereich konstant bleibt (solange sich die magnetische Feldstärke nicht ändert). Der Kurzschlussstrom wird ausgewertet und nach passender Verstärkung und Kalibrierung zur Anzeige gebracht - so arbeiten die meisten handelsüblichen Feldstärkemesser.

Eines sei aber nicht verschwiegen und muss bedacht werden:

Erhöht man die Windungszahl „N“ der Antenne, steigt die induzierte Spannung linear mit „N“ an. Die Induktivität und der induktive Widerstand steigen dagegen proportional zu „N²“. Folglich wird der Kurzschlussstrom im gleichen Maß abnehmen, wie man die Windungszahl erhöht! Deshalb arbeiten die erwähnten Feldstärkemesser fast immer mit nur einer Windung (und vergrößern stattdessen, wenn möglich, die Rahmenfläche).

5. Erstes Projekt: Resonanzantenne für DCF 77 mit Trennverstärker

5.1. Konzept

Übliche DCF77-Empfänger wie z.B. Funkuhren verwenden nur eine kleine Ferritantenne zum Empfang und filtern anschließend mit einem passenden einfachen, aber extrem schmalbandigen Quarzfilter das DCF77-Signal heraus. Kombiniert mit einem fertigen speziellen Empfänger-IC ergibt sich so eine sehr kompakte, preiswerte und hochwertige Lösung, die auch in gestörter Umgebung noch gut funktioniert.

Der Einstieg in das Thema soll deshalb mit der erwähnten Kombination aus Ferritantenne und Kondensator beginnen, die zu einem Parallelkreis zusammengeschaltet werden. Ein hochohmiger Trennverstärker mit einstellbarem Verstärkungsfaktor nimmt das Signal ab, hebt den Pegel an und stellt ihn anschließend an einem 50 Ω -Ausgang zur Verfügung.

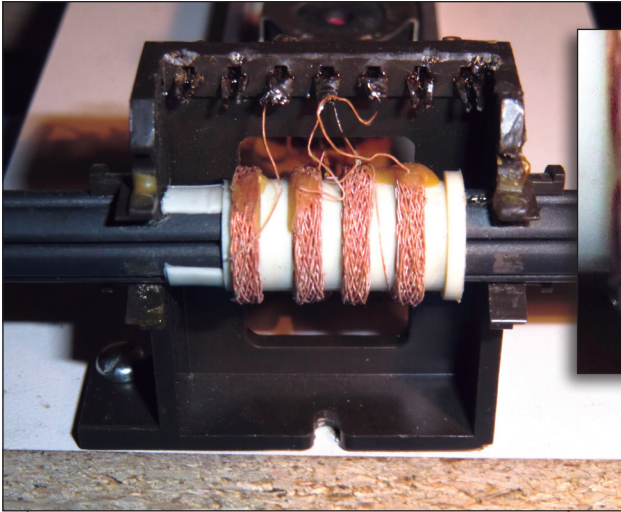


Bild 2: Hier sieht man sehr schön die einzelnen Teile der in Kreuzwickeltechnik ausgeführten Antenne. Durch sie wird die Eigenkapazität reduziert und damit die Eigenresonanzfrequenz erhöht

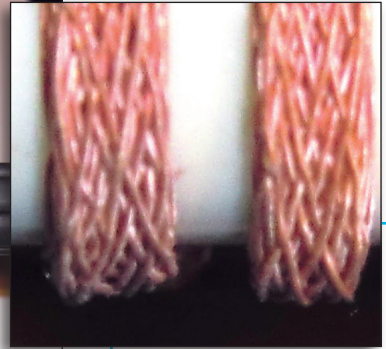


Bild 2a: Hier sieht man die Kreuzwickeltechnik in der Vergrößerung

5.2. Vorbereitungen

a. Zuerst wurden zwei ausgediente, identische Ferritantennen aus alten Radios besorgt und bis auf die Langwellenwicklung komplett gestrippt (denn wenn da noch irgendwelche anderen Wicklungen draufbleiben, kämpft man mit ganz eigenartigen Resonanzeffekten - dies als Warnung). Außerdem wurde die in vier Einzelwicklungen aufgeteilte Langwellen-Wicklung bewusst genau in Stabmitte positioniert (**Bild 2**). Eine anschließende Messung mit dem klassischen Induktivitätsmessgerät „LARU“ von Rohde & Schwarz ergab eine Induktivität von etwa 4 mH (exakt sind es 4,05 mH beim ersten, dagegen 3,98 mH beim zweiten Exemplar).

b. In der Simulation werden später

„ideale Operationsverstärker“ verwendet. Zur Umsetzung in eine praktische Schaltung sind jedoch folgende Überlegungen nötig: Die vorausgesetzte Eigenschaft „ideal“ beim verwendeten Operationsverstärker soll in der Praxis bis ca. 200 kHz gelten. Geht man von maximal etwa 40 dB benötigter Verstärkung pro Stufe aus und plant zusätzlich 20 dB Reserve ein, so entsprechen diese 60 dB einer tausendfachen Spannungsverstärkung. Also muss das Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt des erforderlichen OPs plötzlich

$$200 \text{ kHz} \times 1000 = 200 \text{ MHz}$$

betragen. (Hoppla - wer hätte das gedacht?). Die Wahl fiel deshalb auf eine moderne SMD-Ausführung der Firma Texas Instruments mit der Bezeichnung „OPA355“ und dieser Eigenschaft.

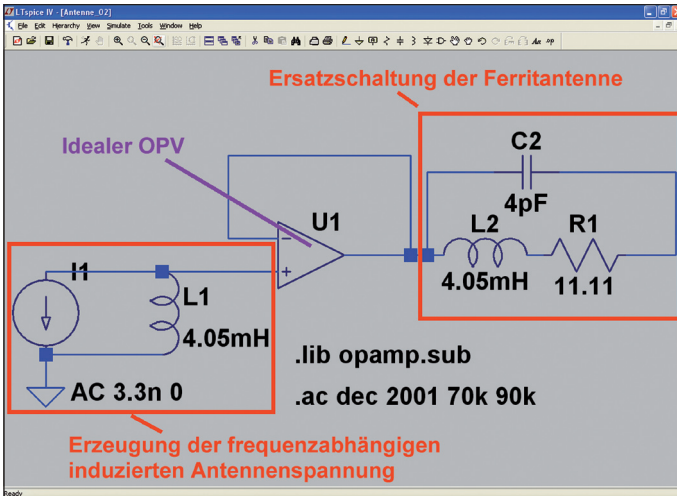


Bild 3: Mit diesen Tricks steht plötzlich in SPICE eine Ferritantenne für die Simulation zur Verfügung

Als Versorgungsspannung begnügt sie sich mit 5 V zwischen den Pins „V+“ und „V-“ (Vorsicht: maximal sind nur 7,5 V zulässig...). Außer dem Datenblatt wurde dazu gleich das SPICE-Modell aus dem Internet geholt.

c. In der SPICE-Simulation wird die Ferritantenne als Spannungsquelle betrachtet, deren Ursprung (bei konstanter Empfangs-Feldstärke) linear mit der Frequenz zunimmt. Da es so etwas in SPICE nicht fertig gibt, wird eine einfache Ersatzschaltung aus einer Konstantstromquelle, einer Induktivität von 4,05 mH und einem idealen OP als Impedanzwandler zur Abnahme der erzeugten frequenzabhängigen Spulenspannung verwendet. Sein Ausgangswiderstand beträgt fast Null Ohm, weshalb man dort die tatsächliche Ersatzschaltung der Ferritantenne samt Schwingkreiskondensator anschließen kann. Diese Antennen-

Ersatzschaltung besteht aus der Antennen-Induktivität (4,05 mH), einem Reihenwiderstand als Repräsentation der Spulenverluste und der Spulen-Eigenkapazität, die zur Eigenresonanz der Antenne führt.

Die zusammengestellte Simulations-schaltung samt Erläuterung zeigt **Bild 3** - die Details und Begründungen für die Bauteilwerte folgen später.

5.3. Unterprojekt: Bestimmung der Güte einer Ferritantenne

Gütwerte sind entscheidend für die Filterqualität eines Schwingkreises und ihre genaue Kenntnis deshalb unbedingt für eine korrekte Simulation erforderlich. Aber was tun, wenn kein passendes Gütefaktor-Messgerät für diesen Frequenzbereich vorhanden ist?

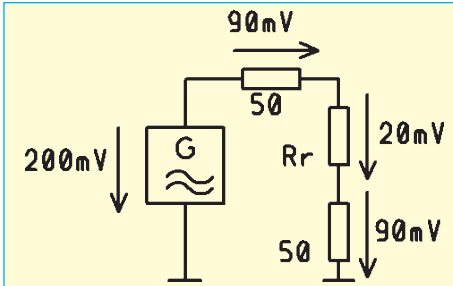


Bild 4: Das ist die Ersatzschaltung zur Bestimmung der Spulenverluste und der Güte (siehe Text...)

Daher wurde folgende Messanordnung erarbeitet:

Der Ausgang eines professionellen Signalgenerators mit dem Innenwiderstand von $50\ \Omega$ speist über ein $50\ \Omega$ -Kabel (= RG58) einen Messempfänger, dessen Eingangswiderstand ebenfalls $50\ \Omega$ beträgt. Das Verbindungskabel ist in der Mitte unterbrochen und beide Enden sind an die, bei der Ferritantenne vorhandene Lötösenleiste geführt. In diese Unterbrechung wird eine Reihenschaltung, bestehend aus der Ferritantenne (= $4,05\ \text{mH}$) und einem hochwertigen Styroflex-Kondensator mit $1,039\ \text{nF}$ eingefügt (der Kondensator besteht natürlich aus einer Parallelschaltung von $1\ \text{nF}$ und $39\ \text{pF}$). Dieser so entstandene Reihenschwingkreis besitzt eine Resonanzfrequenz von ca. $77,5\ \text{kHz}$ und deshalb bleibt bei Speisung mit dieser Frequenz nur der reine Serien-Verlustwiderstand des Kreises übrig. Da hierbei die Verluste von Styroflexkondensatoren vernachlässigt werden dürfen, hat man es jetzt nur mit den Spulenverlusten zu tun.

Nun wird zuerst die Unterbrechung überbrückt und am Sender solange der Ausgangspegel verändert, bis der Empfän-

ger einen Vollausschlag von $100\ \text{mV}$ auf seinem Anzeigeelement zeigt. Somit beträgt die Ursprungsspannung des Generators $200\ \text{mV}$. Entfernt man die Kurzschlussbrücke, sinkt die Spannung am Empfängereingang von $100\ \text{mV}$ auf $90\ \text{mV}$ ab und man kann folgende Rechnung aufmachen (**Bild 4**):

- a. Der Kreisstrom lässt sich problemlos über die Spannung am Empfängereingang ($90\ \text{mV}$) und dessen Eingangswiderstand ($50\ \Omega$) berechnen:

$$I_{\text{Kreis}} = \frac{90\text{mV}}{50\Omega} = 1,8\text{mA}$$

- b. Da am Innenwiderstand des Generators mit $50\ \Omega$ ebenfalls $90\ \text{mV}$ liegen, bleibt für den Verlustwiderstand des Kreises nur noch eine Spannung von $20\ \text{mV}$ übrig. Damit beträgt er

$$R_{\text{Reihe}} = \frac{20\text{mV}}{1,8\text{mA}} = 11,11\Omega$$

- c. Also erhält man eine Güte der Ferritantenne von

$$Q = \frac{X_L}{R_{\text{Reihe}}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot 4,05\text{mH}}{11,11\Omega} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 77,5\text{kHz} \cdot 4,05\text{mH}}{11,11\Omega} = 177,5$$

Zum Abschluss des Kapitels folgt noch eine Aufnahme dieses Messplatzes (**Bild 5**), da kann man sich bei Bedarf oder Interesse über weitere Details informieren (der Frequenzzähler ist hierbei am VCO-Ausgang des AC-Microvoltmeters „hp 3410A“ angeschlossen, der für solche Zwecke gedacht ist). Gut ist auch der zusätzlich angebrachte Abschlusswiderstand mit $50\ \Omega$ direkt am Eingang des Microvoltmeters zu erkennen, denn das Voltmeter selbst weist einen sehr



Bild 5: ...so sieht die praktische Messanordnung zur Bestimmung der Spulenverluste und der Güte aus

hohen Eingangswiderstand auf. Interessant ist dabei sicher die Sache mit den beiden (gleich langen) $50\ \Omega$ -Kabeln, die auf einem Holzbrettchen zusammen mit der Ferritantenne montiert werden und an deren Innenleitern der „Reihen-Resonanzkreis“ angeschlossen wird. Damit geht es nämlich ganz schnell: man überbrückt einfach den Schwingkreis mit einem Schraubendreher, justiert den Sendepiegel so, dass der Empfänger den gewünschten Vollausschlag (100 mV) anzeigt und entfernt den Schraubendreher wieder. Anschließend wird die Sendefrequenz solange verändert, bis man

das wirkliche Maximum der Anzeige am Empfänger erreicht hat und kann die Spannung hinter dem Schwingkreis für den Resonanzfall ablesen.

5.3. Ein weiteres Unterprojekt: Bestimmung von Eigenresonanz und Wicklungskapazität

Zur Bestimmung der Eigenresonanz der Ferritantenne dient die Schaltung nach **Bild 6**. Zwischen den Generator und die Ferritantenne, die als Parallelschwing-

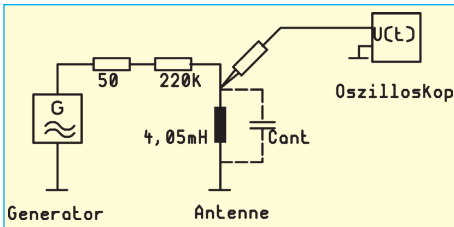


Bild 6: Die Ermittlung der Eigenresonanzfrequenz der Antenne erfolgt mit dieser Messschaltung (siehe Text...)

kreis betrachtet wird, ist ein Widerstand von 220 k Ω eingefügt, der eine zu starke Bedämpfung durch den Generator-Innenwiderstand von 50 Ω vermeiden soll. Dabei darf kein zusätzlicher Kondensator an der Antenne angelötet sein!

Die an der nackten Antenne entstehende Spannung wird mit einem Oszilloskop mithilfe eines 10:1-Teilterastkopfes beobachtet; sie zeigt ein Maximum bei 661 kHz. Für diese Resonanzfrequenz weist der Kreiskondensator einen Wert von

$$C_{\text{Kreis}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot L} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 661 \text{ kHz})^2 \cdot 4,05 \text{ mH}} = 14,3 \text{ pF auf.}$$

Wenn man sich nun den Tastkopf des Oszilloskops genauer betrachtet, so findet man darauf folgende Angaben:

Tektronix 10x 10,5 pF 10 M Ω 1 m

Es interessiert hier nur die Eingangskapazität von 10,5 pF, die von der ermittelten Kreiskapazität subtrahiert werden muss. So bleiben schließlich etwa 4 pF (...genau sind es natürlich 3,8 pF!) als Eigenkapazität der Spule übrig - und das ist ein hervorragend kleiner Wert, der speziell durch die Kreuzwickeltechnik und die Aufteilung in vier Teilwicklungen erreicht wurde. Die Begründung für diesen Effekt, bei dem die Einzelkapazität jeder Teilwicklung mit 16 pF durch die Serienschaltung reduziert wird, liefert **Bild 7**. Dieser Effekt wurde übrigens bereits zu Beginn der Funktechnik vor mehr als 100 Jahren ausgenutzt...

5.4. Der Trennverstärker

Er wurde als zweistufige OP-Version entworfen, wobei die erste Stufe in „nicht umkehrender Schaltung“ arbeitet. Sie weist deshalb den gewünschten sehr hohen Eingangswiderstand auf, der eine Bedämpfung des angeschlossenen Schwingkreises aus Ferritantenne und

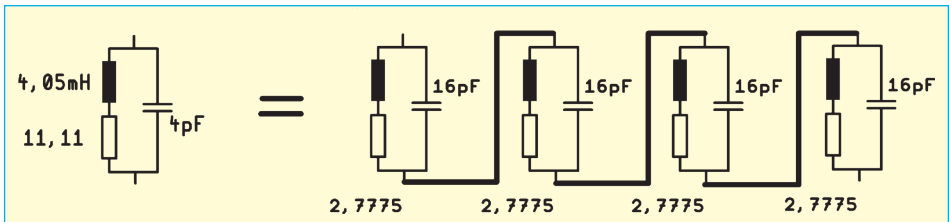
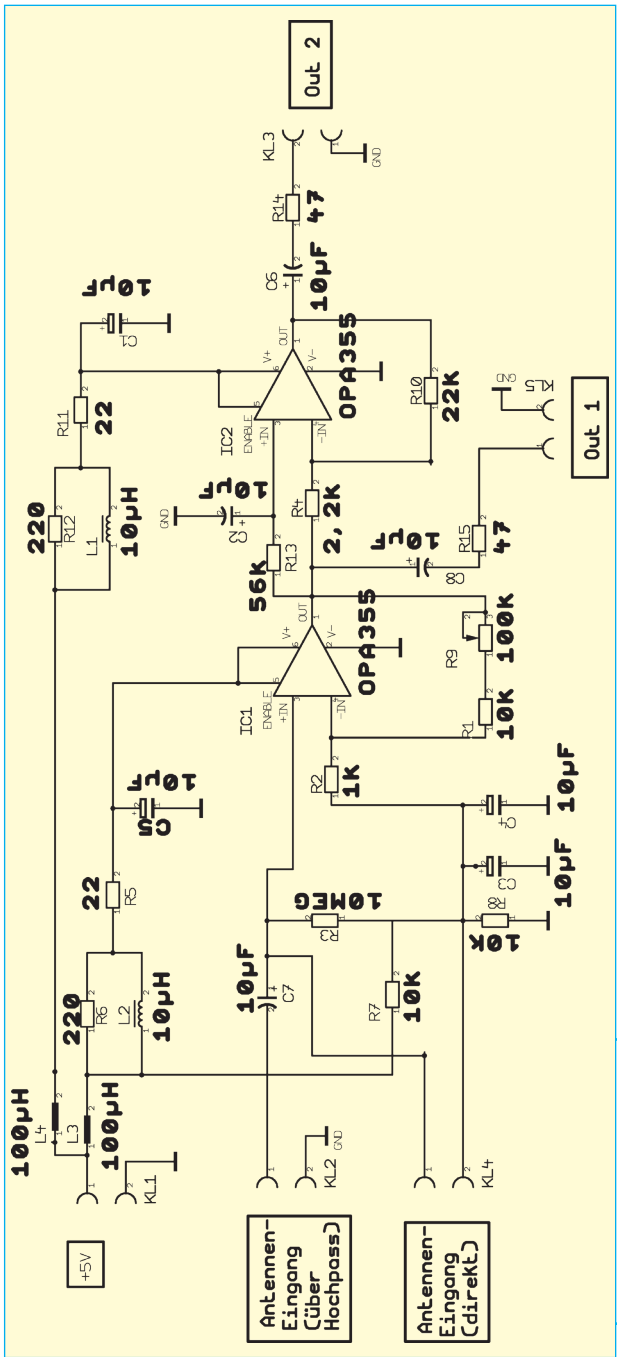


Bild 7: Hier kommt die genaue Begründung für die in Bild 2 angesprochene Verkleinerung der Eigenkapazität



Kreiskondensator vermeidet (**Bild 8**).

Ihre Spannungsverstärkung lässt sich mit dem Potentiometer R9 zwischen $V = 11$ und $V = 111$ nach Bedarf einstellen. Die nachfolgende zweite Stufe (= umkehrende Schaltung) liefert eine zusätzliche 10-fache, fest eingestellte Verstärkung. Bei beiden Stufen wurde jeweils ein $50\ \Omega$ -Ausgang vorgesehen. So ist man für alle Anwendungsfälle gerüstet und es stehen nun, je nach gewählter Anschlussbuchse (beim Anschluss des Spektrum Analysators mit seinem Eingangswiderstand von $50\ \Omega$) Verstärkungswerte zwischen einem Minimalwert von 5,5 und einem Maximalwert von 555 zur Verfügung.

Bild 8:
Dieser Baustein wurde für die erforderliche Verstärkung der schwachen Antennensignale entworfen (...siehe Text)

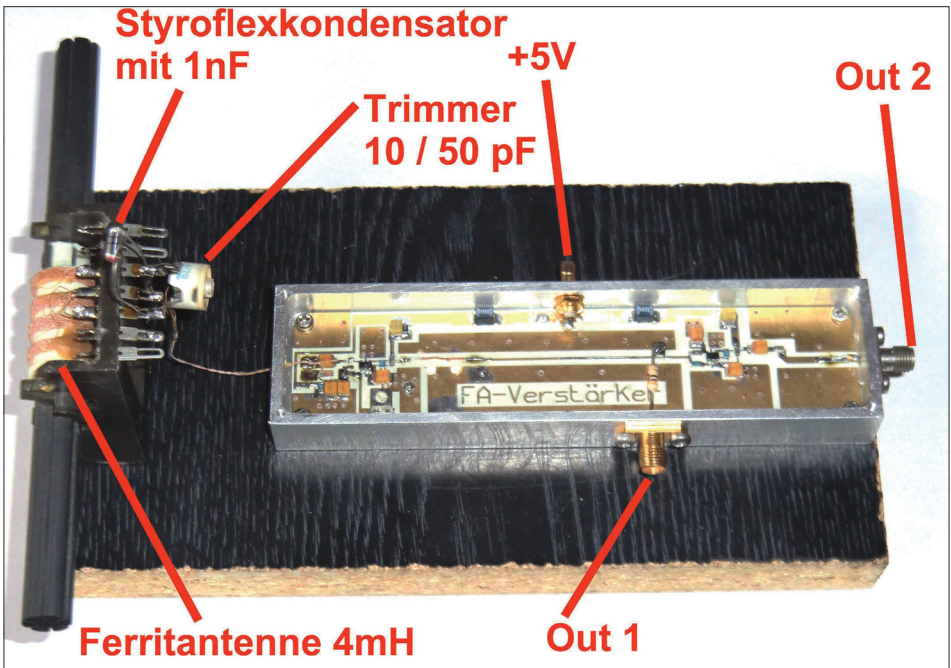


Bild 9: Die erste praktisch aufgebaute aktive DCF77-Antenne - zwar nur mit einem Abstimmkreis, aber sie funktioniert gut!

Man ahnt aber schon: diese Forderungen sind leider mit einem hohen Aufwand für die praktische Umsetzung verbunden und der endgültige Stromlaufplan wurde doch recht umfangreich. Da ist z.B. das Problem, dass nur mit einer Betriebsspannung von +5 V gearbeitet wird. Also müssen die Eingänge der OPs eine Vorspannung von +2,5 V erhalten, die von den Widerständen R7 und R8 erzeugt und anschließend massiv gesiebt wird. Eine Gleichspannungskopplung zwischen erster und zweiter Stufe vermindert einen zusätzlichen Verstärkungsabfall zu tiefen Frequenzen hin. Weiter ist es unvermeidlich, dass beide Stufen getrennte Zuführungen ihrer Versorgungsspan-

nung mit aufwendigen Siebmaßnahmen erfordern.

Das fertig aufgebaute erste Muster mit Antenne zeigt **Bild 9**. Man erkennt an manchen Details, dass für Messungen und Untersuchungen an der einen oder anderen Stelle noch etwas verändert wurde.

Wer unbedingt so etwas nachbauen möchte oder sich für die Details interessiert: in **Bild 10** findet sich der allerletzte Stand der Leiterplatte. Natürlich in bewährter GHz-Technik: untere durchgehende Massefläche und sorgfältig voneinander getrennte Masse-Inseln auf der Oberseite, die über Durchkontaktierungen mit der Masse-Ebene verbunden wer-



Bild 10: Das Platinenlayout zeigt den erforderlichen Aufwand, wenn hohe Verstärkung auf engem Raum konzentriert wird (... siehe Text)

den. Dazu noch eine deutliche räumliche Trennung beider Stufen, HF-Ausgänge mit SMA-Buchsen, die +5 V-Speisung des Verstärkers über eine SMB-Buchse und das alles in einem gefrästen Aluminiumgehäuse samt Deckel angeordnet. Das sind Details, mit denen jede GHz-Schaltung korrekt zum Laufen gebracht wird und die einem UHF-Entwickler in Fleisch und Blut übergehen. Deshalb sollte das auch bei 77 kHz ohne Probleme funktionieren.

Bevor es an die ersten Empfangsversuche ging, wurde die Schaltung durchgetestet, der Schwingkreis zusätzlich mit einem kleinen Abgleichtrimmer (10 – 50 pF) an Stelle des 39 pF-Kondensators versehen und anschließend sorgfältig auf 77,5 kHz abgeglichen. Dazu wird an den Ausgang des verwendeten Hochfrequenz-Signalgenerators mit digitaler Frequenzanzeige ein RG 58-Kabel angeschlossen, das an einem Ende einen BNC-Stecker für den Generatoranschluss und am anderen Ende zwei Bananenstecker aufweist. Die beiden Bananenstecker werden verbunden und bilden damit eine Kurzschlusschleife, die in die Nähe der Ferritantenne gelegt wird und deren Kurzschlussstrom die gewünschte Antennenspannung induziert. Dann wird

der Sendepiegel erhöht, bis genügend Ausgangssignal zur Verfügung steht. Mit der Messempfänger-Anzeige oder dem Oszilloskop-Schirmbild lässt sich bei einer Verstärker-Ausgangsspannung von z.B. 1 V bei $f = 77,5 \text{ kHz}$ sehr schön durch Verdrehen des Trimmkondensators die höchste Resonanzspannung bei dieser Frequenz einstellen.

5.5. Messergebnisse und ihre Auswertung durch eine SPICE-Simulation

Jetzt wurde es spannend, denn nun kam der Probelauf mit dem Empfang des echten DCF77-Signals in der Kellerwerkstatt. Ergebnis: eine Anzeige von -31 dBm = 6,3 mV, gemessen am Ausgang „OUT1“ der ersten Stufe bei minimaler Verstärkung ($V = 5,5$) mit dem Spektrum-Analysator. Also wurde dazu gleich ein SPICE-Schaltbild gemäß **Bild 11** gezeichnet. Da eine erste Kontrollsimulation zeigte, dass der bei LTSpice mitgelieferte „Ideale Standard OP = opamp“ praktisch dieselben Ergebnisse ergab wie eine Simulation mit dem OPA355 samt kompletter Stromversorgung und Vorspannungserzeugung, wurden alle weiteren Untersuchungen

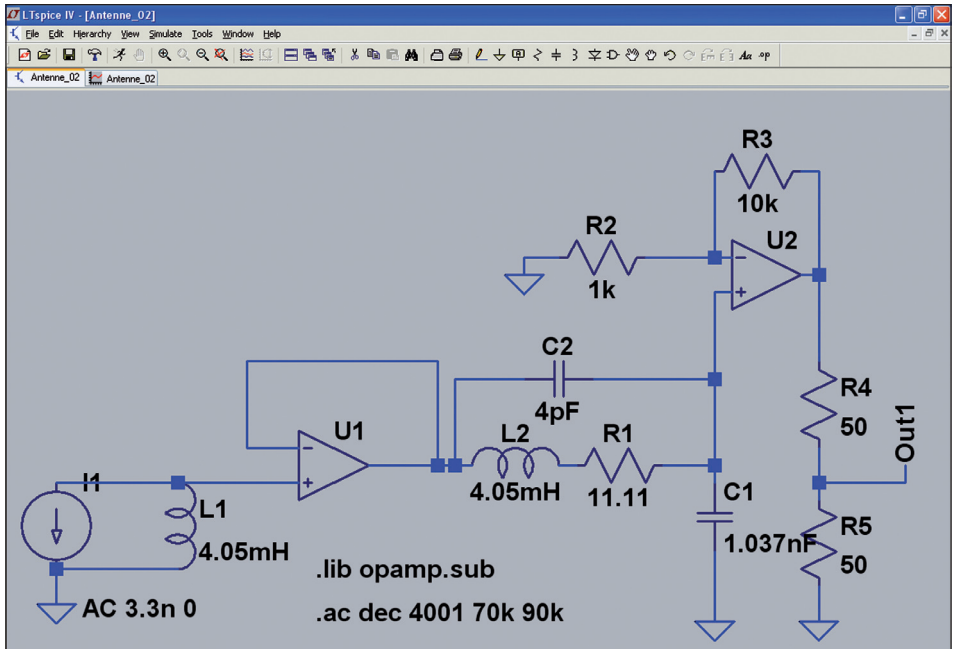


Bild 11: So wird die Simulation der Schaltung (= Antenne + erste Verstärkerstufe) vorgenommen

mit der vereinfachten Schaltung vorgenommen. Allerdings darf man nicht vergessen, das Spice-Modell des OPs durch die Direktive

`.lib opamp.sub`

für die Simulation zur Verfügung zu stellen.

Die Simulationsergebnisse für die einzelnen, in der Schaltung messbaren Signale enthält **Bild 12**. Begonnen wird natürlich mit der am Analysator-Eingang gemessenen Spannung von 6,3 mV, dafür ist ein Konstantstrom von 3,3 nA in der „Antennen-Spannungsquelle“ nötig. Er induziert bei 77,5 kHz ein Empfangssignal von 6,5 μ V, das sich durch die Resonanzeffekte auf 1,15 mV am OP-Eingang steigert.

Anmerkung:

Der in der Kellerwerkstatt am Analysator-Eingang gemessene Eingangspegel ist keineswegs so konstant, wie es die Literatur wegen der Bodenwellen-Ausbreitung für diesen Frequenzbereich behauptet. Es sind Änderung bis zu 3 dB im Verlauf eines Tages bzw. von einem zum nächsten Tag zu beobachten, da die Raumwelle doch noch merkbar mitspielt und sich offenbar auch andere Wetterlagen mit höherer Luftfeuchtigkeit bemerkbar machen. Und dass kurz vor Sonnenaufgang plötzlich ein „Fading“ von 2 dB, aber mit einer Frequenz von etwa 1 Hz auftreten kann, war ebenfalls eine neue Erfahrung. Na ja: vielleicht verwende ich diese „Maschine“ später zusammen mit einem

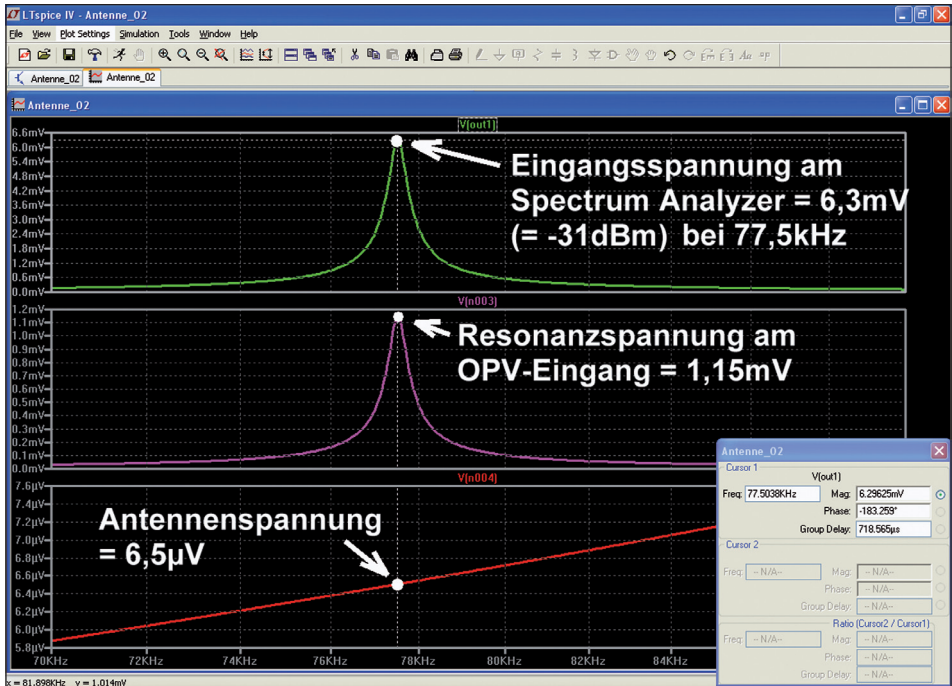


Bild 12: Einfach faszinierend: bei genauer Kenntnis der Bauteildaten liefert die Simulation korrekt alle messbaren Signale in der Schaltung

Notebook als Aufzeichnungsstation für den Feldstärkeverlauf über 24 Stunden; dann weiß man Genaueres.

6. Zweites Projekt: Antenne mit Dreikreis-Bandfilter-Eingang

6.1. Konzept

Der während der eben besprochenen Messungen beobachtete und von der Antenne aufgenommene Rausch- und Störnebel ist doch recht hoch und daher schien es reizvoll, mal

einen möglichst hohen Aufwand in Form einer aktiven Version mit sehr hoher Selektion zu treiben. Doch es gab noch weitere Hintergedanken für den angestrebten Selektionsaufwand: das 77,5 kHz-Ausgangssignal soll später einer dieser modernen externen USB-Soundkarten zugeführt werden, die mit einer Abtastfrequenz von 192 kHz bei der D/A-Wandlung arbeiten. So wäre theoretisch ein Direktempfang bis zur halben Abtastfrequenz (also 96 kHz) möglich, denn damit liegt DCF77 noch schön im Durchlassbereich und angenehm weit von dieser Frequenzgrenze entfernt.

Mit dem hohen Filteraufwand und der

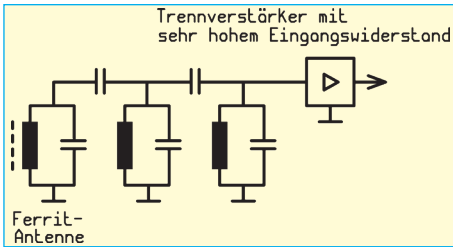


Bild 13: Jetzt wird es etwas wilder: aus der einfachen Grundschaltung mit einem Dreikreisbandfilter samt Trennverstärker...

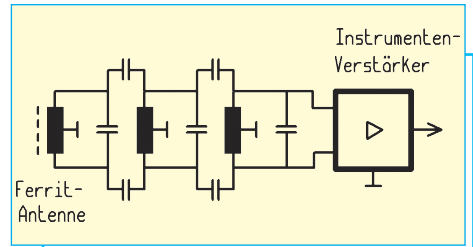


Bild 14: ...wird bei symmetrischem Aufbau eine recht aufwendige „Maschine“

dadurch erreichten Selektion sollte es möglich sein, die Nyquist - / Shannon-Bedingung (= keine Nutzsignalanteile ab der halben Abtastfrequenz mehr, sonst gibt es unerwünschte Effekte durch „Aliasing“) fast perfekt zu erfüllen. Und die Sache mit der Soundkarte bietet zusätzlich einen interessanten und bequemen Einstieg in dieses Gebiet.

Das vorgesehene Prinzip zeigt **Bild 13**:

Die Ferritantenne wird als erste Kreisspule in einem Dreikreis-Bandfilter mit kapazitiver Kopplung eingesetzt. Das Ausgangssignal des Filters wird mit einem Trennverstärker abgenommen und ausreichend verstärkt. Die so entstandene Quelle für die Ausgangsspannung wird mit einem Innenwiderstand von $50\ \Omega$ versehen und ihr Signal an eine SMA-Buchse geführt.

So richtig rund wird die Sache aber erst, wenn man diese Schaltung symmetrisch auslegt, um sie unempfindlich gegen Einstreuung elektrischer Störfelder zu machen. Man muss dazu die Ferritantennen-Spule sowie die beiden anderen Kreisspulen mit einer Mittenanzapfung

versehen und zur Weiterverarbeitung des Filter-Ausgangssignals einen „Instrumentenverstärker“ einsetzen (**Bild 14**). Der besteht gleich aus drei Operationsverstärkern, weist einen symmetrischen Eingang auf und gibt das verstärkte Signal an einem unsymmetrischen $50\ \Omega$ -Ausgang ab. Als Krönung könnte man in einem weiteren Experiment die Antenne mit einer geerdeten leitenden Abschirmung versehen, die nochmals den Einfluss von unerwünschten elektrischen Feldern reduziert. Also: Möglichkeiten und Arbeit genug...

6.2. Vorbereitungen

a. Es wird die Ferritantenne aus dem ersten Projekt verwendet, deshalb können ihre Daten ($L = 4,05\ \text{mH}$ / $Q = 177$ / $R_{\text{serie}} = 11,11\ \Omega$) direkt übernommen werden. Es ist lediglich die Mittenanzapfung erforderlich.

b. Zwei Ferrit-Schalenkerne mit Abgleichkern aus dem für diesen Frequenzbereich gut geeigneten Werkstoff „N28“ (AL-Wert = $250\ \text{nH}$) für die Kreisspulen Nummer 2 und 3 fanden sich in der Bas-

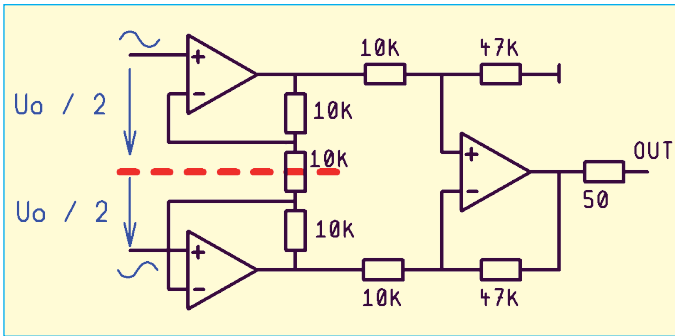


Bild 15:
So tastet man sich an
die genaue Arbeitswei-
se des Instrumenten-
verstärkers heran
(...siehe Text)

telkiste. Auch sie erhalten eine Mittenanzapfung. Die Ermittlung der erforderlichen Windungszahl ist einfach:

Bei 4 mH und einem AL-Wert von 250 nH benötigt man eine Windungszahl von

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{4000000\text{nH}}{250\text{nH}}} = 126$$

c. Nun stellte sich die Frage: welche Güte weisen die Spulen auf? Verwendet man erneut die Messprozedur aus Kapitel 5.3. bei diesen Schalenkern-Induktivitäten (bewickelt mit 126 Windungen aus HF-Litze 10 x 0,05 mm), beobachtet man am Empfängereingang eine Spannung von 95 mV statt 100 mV ohne Reihenkreis. Folglich liegen am Verlustwiderstand nur 10 mV und dessen Wert beträgt

$$R_{\text{Reihe}} = \frac{10\text{mV} \cdot 50\Omega}{95\text{mV}} = 5,3\Omega$$

Dazu gehört eine Spulengüte von

$$Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot 77,5\text{kHz} \cdot 4\text{mH}}{5,3\Omega} = 367$$

was ein sehr erfreulicher Wert ist.

6.3. Simulation und Messung

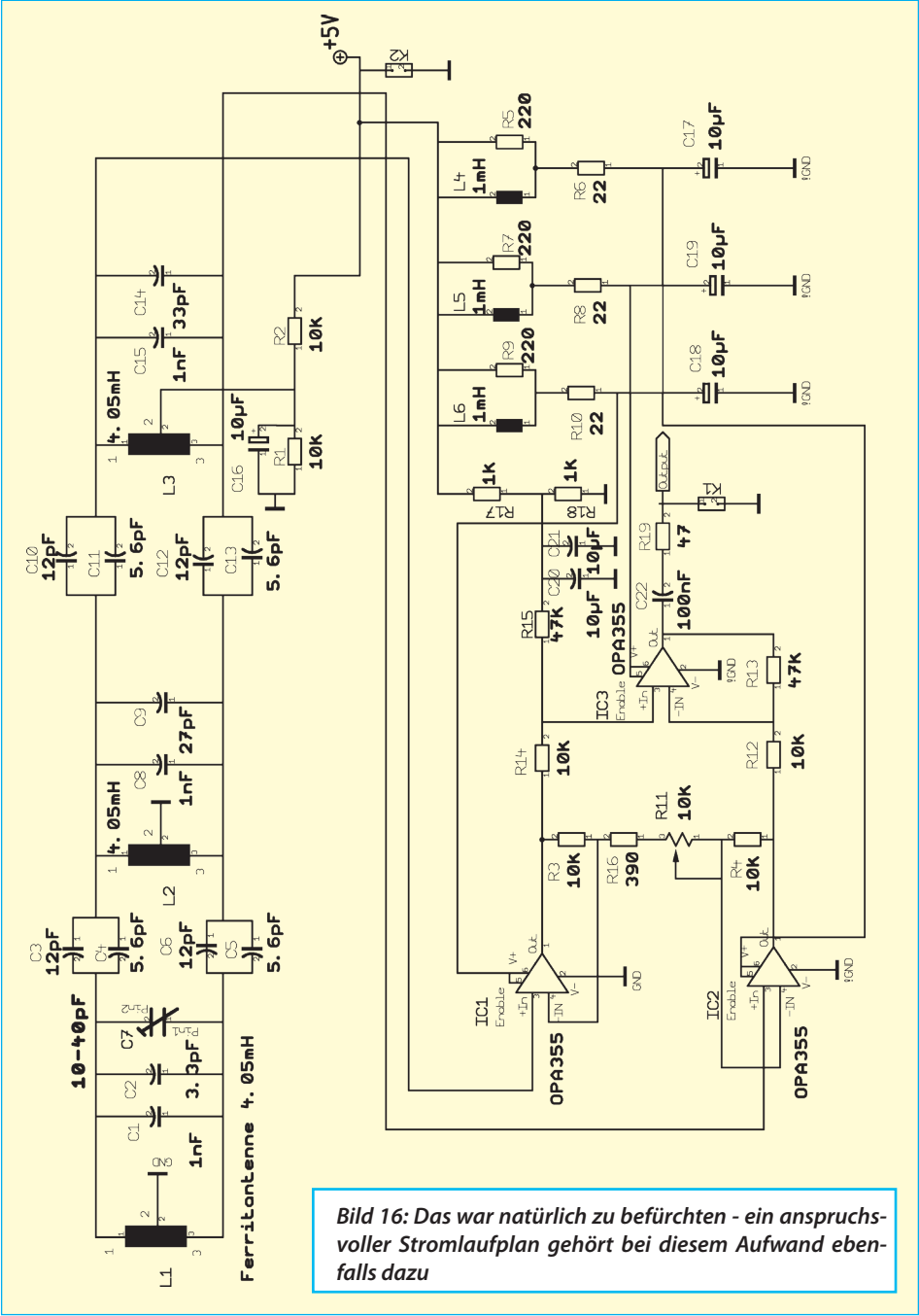
Der etwas komplizierte Instrumentenverstärker soll zuerst betrachtet werden. Er ist wegen des symmetrischen Aufbaus recht aufwendig - dazu tragen die drei OPs ihren Teil bei (**Bild 15**).

Das vom Dreikreis-Bandfilter angelieferte erdsymmetrische Signal wird je einem OP in nicht umkehrender Schaltung und entsprechend hochohmigem Eingang zugeführt. Wegen der symmetrischen Ansteuerung kann man sich in Gedanken eine Symmetrielinie durch die Schaltung legen und sieht plötzlich, dass jeder einzelne Eingangsverstärker sein Eingangssignal (wie es sich für eine nicht umkehrende Schaltung gehört!) um den Faktor

$$V = 1 + \frac{10\text{k}}{5\text{k}} = 3\text{fach}$$

verstärkt. Dadurch steht nun ein um den Faktor 3 verstärktes und gefiltertes, aber immer noch symmetrisches Antennensignal zur Verfügung.

In der darauf folgenden Einzelstufe kann man drei Vorgänge beobachten:



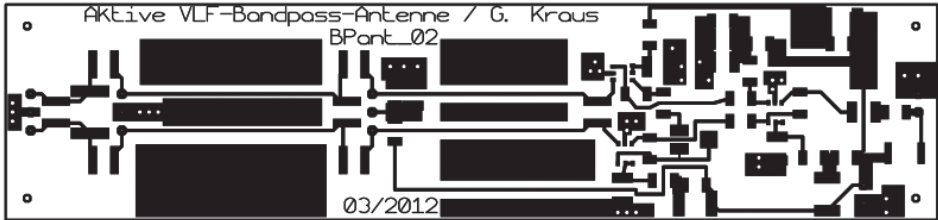
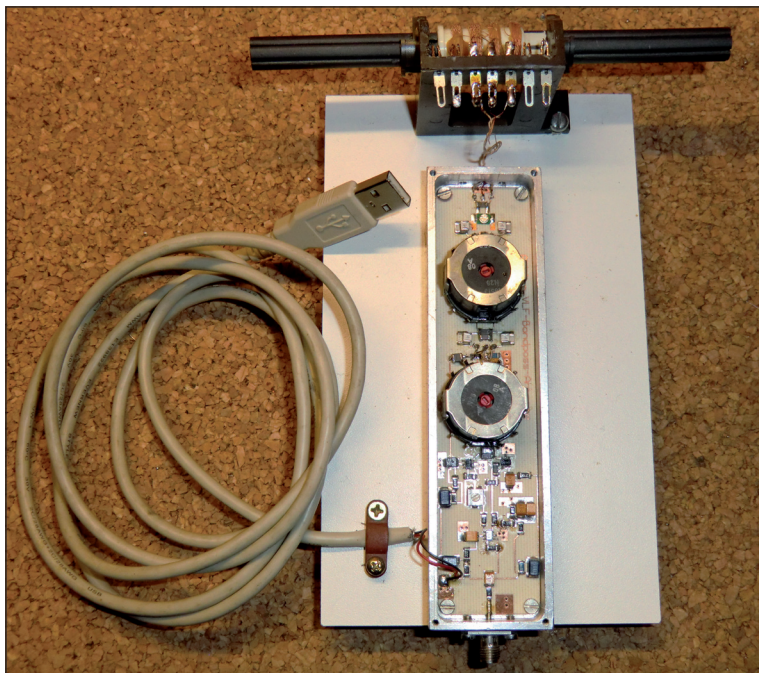


Bild 17: Im Layout ist die Dreikreis-Bandfilterschaltung, gefolgt vom erforderlichen Verstärker, gut zu erkennen

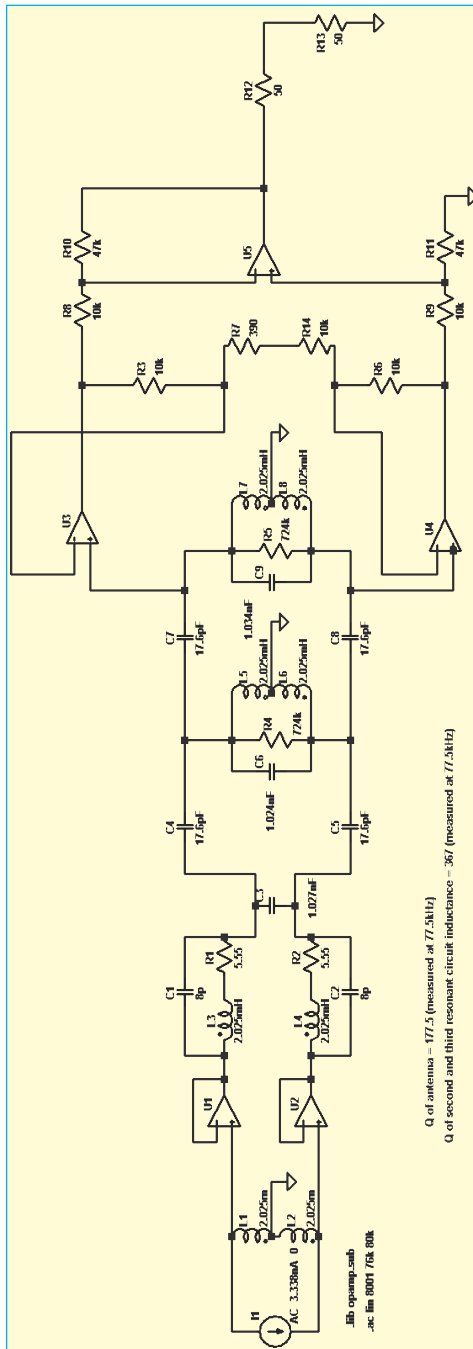
a. Sie addiert die Ausgangssignale der beiden Vorstufen und dreht gleichzeitig bei einem Signal die Phase um. Deshalb misst man an ihrem Ausgang gegen Masse die Summe der Beträge. Das ist nichts anderes als die verstärkte,

in der Ferritantenne induzierte und anschließend gefilterte Antennenspannung.

b. Gleichzeitig wird (entsprechend der Beschaltung) dieses unsymmetrische Antennensignal um den Faktor



*Bild 18:
Dies ist nun
die praktische
Ausführung mit
ihrem speziellen
Stromver-
sorgungskabel
(... siehe Text)*



$$V = \frac{47k}{10k} = 4,7\text{fach} \text{ verstärkt.}$$

c. Die Stufe erhält einen $50\,\Omega$ -Ausgang. Beim Anschluss des Spektrum-Analysators tritt Leistungsanpassung auf, was eine Verminderung der Verstärkung um den Faktor 2 bedeutet. Folglich ist eine Gesamtverstärkung der Anordnung von

$$V_{\text{gesamt}} = 0,5 \cdot 4,7 \cdot 3 = 7,05 \text{fach}$$

zu erwarten.

Nun geht es an die praktische Ausführung in Form des Stromlaufplanes, der in **Bild 16** zu sehen ist. Darin gibt es einige interessante Details:

a. Die Mittenanzapfung der letzten Kreisspule liegt nicht direkt an Masse. Über sie wird dem Instrumentenverstärker die bei einer einfachen Versorgungsspannung von +5 V erforderliche Vorspannung von +2,5 V zugeführt.

b. Statt des erwähnten 10 k Ω -Widerstandes in der Gegenkopplung (durch den die gedachte Symmetrielinie verlief) wird ein Potentiometer mit 10 k Ω eingesetzt. So kann die Verstärker bei Bedarf erhöht werden und ein Widerstand mit 390 Ω begrenzt ihren Höchstwert. Damit lässt sich die Gesamtverstärkung der OP-Anord-

Bild 19:
*Der erforderliche Aufwand
ist auch bei der Simulations-
schaltung beträchtlich...*

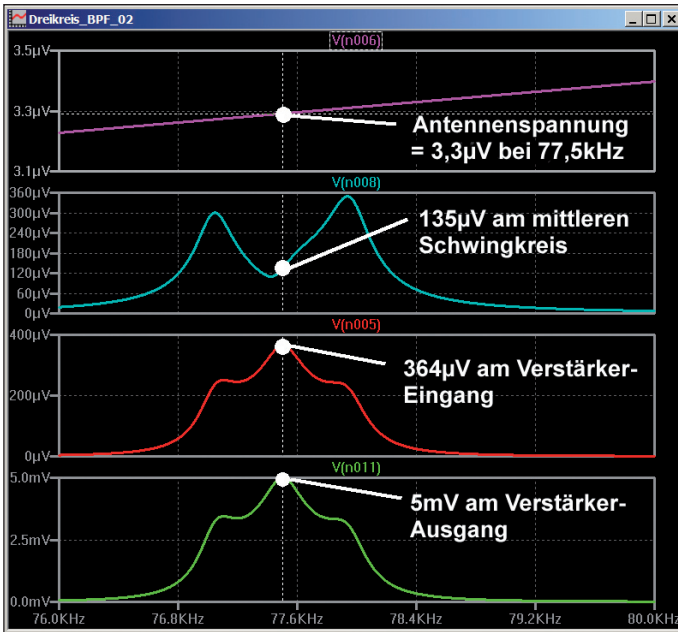


Bild 20:
...um an alle interessierenden Spannungsverläufe bis hin zur induzierten Antennenspannung heran zu kommen

nung zwischen $V_{min} = 6,87$ und $V_{max} = 122,8$ beliebig verändern.

C. Am Eingangskreis mit der Ferritantenne wurde ein Trimmkondensator mit 10/40 pF für den exakten Abgleich vorgesehen.

Für Leute, die mehr Details wissen wollen, zeigt **Bild 17** das Layout der Platine und **Bild 18** das fertige Muster. Und zu diesem Muster gibt es noch einen praktischen Tipp: auf dem Bild ist gut das Kabel zu erkennen, über das der Baustein mit der Speisespannung von +5 V versorgt wird. Wer genau hinsieht, weiß gleich: es ist ein Standard-USB-Kabel, bei dem auf einer Seite die beiden Adern für „Masse“ und „+5 V“ freigelegt und für den Probe- lauf zur Platine geführt werden (...bei der endgültigen Version kommt natürlich

ein SMB-Stecker dran..). Der Grund dafür ist simpel: das ist die einfachste, billigste und beste Methode zur Versorgung mit exakten +5 V. Entweder steckt man dieses Kabel direkt am PC bzw. Notebook in einen USB-Port ein oder man kauft für wenige Euro ein „Zusatznetzteil für USB-Peripherie mit höherer Stromaufnahme als 500 mA“ - Hauptanwendung sind da die externen USB-Festplatten. Diese Zusatznetzteile erfüllen hervorragend ihren Zweck, sind exakt geregelt und dazu noch winzig klein. Und sie besitzen zusätzlich nochmals ein längeres Anschlusskabel - damit ist die Antenne garantiert weit genug von den Störquellen entfernt, die Schaltnetzteile leider meist darstellen.

Aber nun wird es spannend, denn erst wurde sorgfältig abgeglichen (Siehe

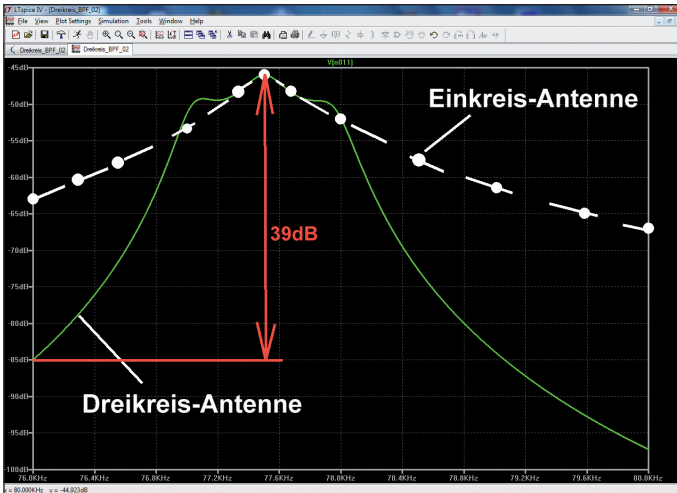


Bild 21:
Die Selektions-
eigenschaften eines
Dreikreis-Bandfilters
sind im Vergleich zum
Einzelkreis schon
faszinierend!

Kapitel 5.4) und anschließend mit dem Spektrum-Analysator das erste Messergebnis bestimmt:

Der Analysator zeigte einen DCF77-Pegel von -33 dBm, was einer Spannung mit einem Effektivwert von exakt 5 mV entspricht.

Damit konnte die Simulation in Form eines AC-Sweeps von 70 bis 90 kHz gestartet werden. Leider müssen hierbei die aufwendige Schaltung und die simulierten Signale in getrennten Abbildungen angeboten werden, da sonst die interessanten Details und Bauteilwerte im Schaltbild nicht mehr lesbar sind. Das erstellte Schaltbild bietet **Bild 19**, wobei beim zweiten und dritten Schwingkreis die Verluste entsprechend der Spulengüte von $Q = 367$, aber diesmal als Parallelwiderstand mit 724 k Ω , berücksichtigt wurden. Dazu gehört natürlich **Bild 20** mit den simulierten Spannungsverläufen. Interessant ist dabei natürlich, wel-

che Teilspannungen sich innerhalb eines solchen Bandfilters an den einzelnen Kreisen einstellen und welche Höcker im Frequenzgang zu beobachten sind. Zum Glück lassen sich die Resonanzfrequenzen der Einzelkreise sowie die Koppelungskondensatoren nun am PC leicht verändern und so kann man bequem nach dem besten Kompromiss für den Frequenzgang suchen.

Dabei ist das schönste Geschenk wohl der Verlauf der simulierten Antennenspannung, denn die angegebenen 3,3 μ V sind ja nur der halbe Wert bei einem erdsymmetrischen Signal. Wenn man ihn verdoppelt, ergibt das 6,6 μ V und wer in Kapitel 5.5 zurückblättert, findet dort für die einfache Antennenschaltung mit nur einem Resonanzkreis mit 6,5 μ V praktisch denselben Wert.

Bei solchen Ergebnissen kommt nun wirklich Freude auf! Da zeigt sich wieder, dass bei genauer Kenntnis aller Schal-



tungsdetails die Simulation das korrekte Ergebnis liefern MUSS und deshalb auch anschließend alle anderen interessierenden Signale direkt aus dem Simulations-schaltbild geholt werden dürfen.

Eine Sache soll aber nicht fehlen, nämlich die moralische Bestätigung für den hohen getriebenen Aufwand mit der Dreikreis-Antenne. Zum direkten Vergleich sind in **Bild 21** die Selektionskurven in

dB der beiden gebauten Antennenversionen dargestellt. Betrachtet man die Kurve der Dreikreis-Antenne genau, wird man erstaunt feststellen: bei 76 kHz weist sie bereits knapp 40 dB Dämpfung gegenüber dem 77,5 kHz-Wert auf - und bei 80 kHz sind es schon 52 dB!

...wird fortgesetzt!

ANZEIGE

UKW-Berichte - Archiv

zurückliegende Ausgaben jetzt auf CD

1. CD enthält vier Jahrgänge:
2005 - 2008

Indiziertes PDF zur Volltext-Recherche

Normalpreis:
€ 12.-
zuzügl. Versand € 2.-

für Abonnenten nur € 10.-
inklusive Versand!

zu beziehen über den Leserservice der
UKW-Berichte, Tel. 09133-77980 oder im
Online-Shop unter www.ukw-berichte.de

Horizontal-Leistungsrotoren

mit Schneckengetriebe,
der richtige Dreh!

CREATE

Hochleistungs-Rotoren mit Schneckengetriebe

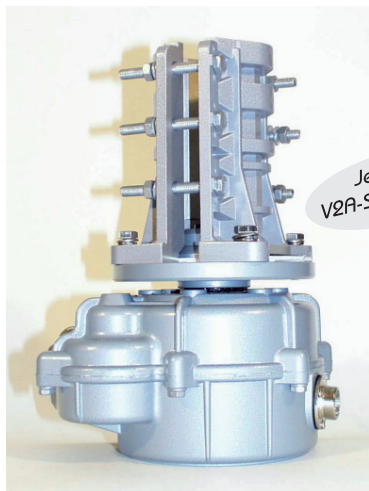
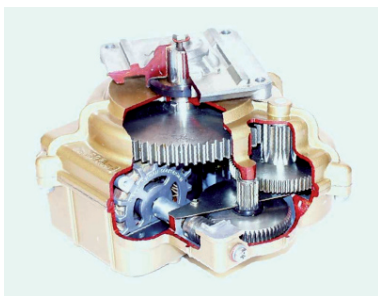
Typenvielfalt:

Es stehen acht unterschiedliche Ausführungen,
z.T. mit unterschiedlichen Leistungen zur Auswahl!

z.B. RC 5B-3 oder RC 5A-3P

Der Einsatzbereich der RC-Rotoren reicht
vom großen Fullsize-Beam für Kurzwelle,
über logarithmisch-periodische Antennen,
Mehrband-KW-Beams bis zu Antennen-
gruppen für VHF-UHF.

Solide Mechanik mit Stahl-Zahnradern,
gepaart mit einem selbsthemmenden
Schneckengetriebe sind das Herzstück
dieser Rotoren.



Jetzt mit
V2A-Schrauben!

Rotor und Steuergerät
RC 5B-3



Für spezielle Einsatzbereiche gibt es
den DC-Rotor RC 5-1DC mit Steuergerät
für 12 V-DC-Betrieb.



Henning C. Weddig, DK 5 LV

Die Filterbank-Baugruppe

Die nachfolgend beschriebene Filterbank ist ergänzend zum ZF-Verstärker [1], der AGC-Baugruppe [2] und dem in [3] veröffentlichten Demodulator mit denen ein Empfänger für den Kurzwellen- bzw. VHF-Bereich aufgebaut werden kann. Weitere Baugruppen befinden sich in der Entwicklungsphase.

1. Einleitung

Passend zu dem in [1] beschriebenen ZF-Verstärker, der in [2] entwickelten AGC-Baugruppe und dem in [3] beschriebenen Demodulator folgt hier die Beschreibung der erforderlichen Filterbank.

Friedrich Krug, DJ3RV stellte in [4] ein vielseitiges ZF-Teil für 2-m-Empfänger und -Nachsetzer vor, deren Filterbank in [5] beschrieben wurde. Nach 30 Jahren seit der Veröffentlichung sind die verwendeten Halbleiter schon lange nicht mehr erhältlich, und es ist sinnvoll, die Filterbank weiter zu entwickeln.

2. Literaturstudium

In [4] werden Überlegungen zu einem vielseitigen ZF-Teil für 2-m-Empfänger und -Nachsetzer angestellt. Als Eingangsteil und VFO werden nach eigenen Angaben leicht modifizierte Baugruppen von DJ7VY [x] verwendet.

Umfangreiche Messungen über Breitbandverstärkern mit JFETs in Gateschaltung werden in [5] erläutert und Messergebnisse angegeben. Auch werden in Tabellenform Messergebnisse des Interceptpunktes von verschiedenen Quarzfiltertypen der Firma KVG (diskret und monolithisch) mit jeweils zwei Störsignalen, die im Sperrbereich des Quarzfilters liegen, jedoch ein Intermodulationssignal im Durchlassbereich des Filters erzeugen, dargestellt. Diesen Ergebnissen kann man entnehmen, dass der Ausgangs-Interceptpunkt der Verstärkerstufen (ca. +28 dBm) niedriger, als der Eingangs-Interceptpunkt der Quarzfilter (ca. +35

dBm) ist. Allerdings wurde der IP nur bei einer Eingangsleistung bestimmt.

Eigene Messungen [6] zeigten jedoch, dass Quarzfilter „nichtlineare“ Bauteile sind, weshalb es nicht ausreicht, das Intermodulationsverhalten bei nur einer Eingangsleistung zu messen. Vielmehr müssen die Intermodulationsprodukte bei verschiedenen Eingangsleistungen gemessen werden. Trägt man diese Ergebnisse in ein Diagramm ein und legt durch diese Kurve eine Gerade, die sich mit der Geraden der Leistungen der Außerband-Störsignale in einem Punkt schneidet, erhält man einen Interceptpunkt, der besser über das Verhalten des Quarzfilters Auskunft gibt.

Michael Martin, DJ7VY hat in [6], [7] und [8] den Messaufbau und Ergebnisse verschiedener Quarzfilter angegeben. Er kommt auf noch höhere Interceptpunkte, gibt z.B. für das Quarzfilter XF9B einen IP3 von +48 dBm an. Damals waren die Mischer bezüglich der erreichbaren Interceptpunkte die begrenzende Baugruppe.

Durch die Entwicklung des so genannten H-Mode-Mischers können im Kurzwellenbereich Interceptpunkte von größer +40 dBm erreicht werden, wie M. Bakker, PA3AKE in [9] zeigt.

Leider wurde nach Übernahme der Firma Watkin-Johnson durch TRIQUINT der FET-Mischer HMJ-5 abgekündigt, der einen IP von +35 dBm im VHF- und UHF-Bereich erreicht. Ob vergleichbare Mischer von Mini-Circuits z.B. der LAVI-2VH+ die angegebenen Daten (IP ca. +32 dBm) im 2 m bzw. 70 cm Band einhält, müsste messtechnisch untersucht werden.

Mit MMICs können Ausgangs-Interceptpunkte von > +38 dBm erreicht werden. Man erkennt jedoch, dass der IP der Quarzfilter inzwischen durchaus die Werte der IPs der Mischer bzw. MMICs als Verstärker erreicht.

In der Filterbank [5] wird vor jedem Quarzfilter ein JFET-Verstärker in Gate-Schaltung mit dem legendären P8002 eingesetzt. Die Quarzfilter werden mit Reedrelais vom Typ RH12 umgeschaltet. Die Schaltkapazitäten der zusammengeschalteten Relais sind jedoch so hoch, dass die Relais nicht direkt in den hochimpedanten Zweig der Quarzfilter geschaltet werden können.

Daher sitzen die Relais im niederimpedanten Zweig (50 Ω) d.h. im Gatekreis jedes Verstärkers. Nach seinen Aussagen verschlechtert eine zusätzliche Impedanztransformation des FET-Verstärkers auf niedrigere Impedanzen, oder die Kompensation der Relaiskapazitäten mit π -Gliedern den IP zu stark.

Der Drainkreis des jeweiligen JFETs ist mit einem Widerstand, entsprechend der Quarzfilterimpedanz, abgeschlossen und führt über einen Koppelkondensator auf das Quarzfilter. Deren Ausgänge werden über einen angezapften Schwingkreis geführt, wobei am niederohmigen Zapfpunkt der Mittenkontakt des zweiten Relais liegt.

3. Konzept der neuen Filterbank

Auf der Filterbank sollen bis zu vier Standard-Quarzfilter der Firma KVG (oder Telequarz) Platz finden. Diese sollen für

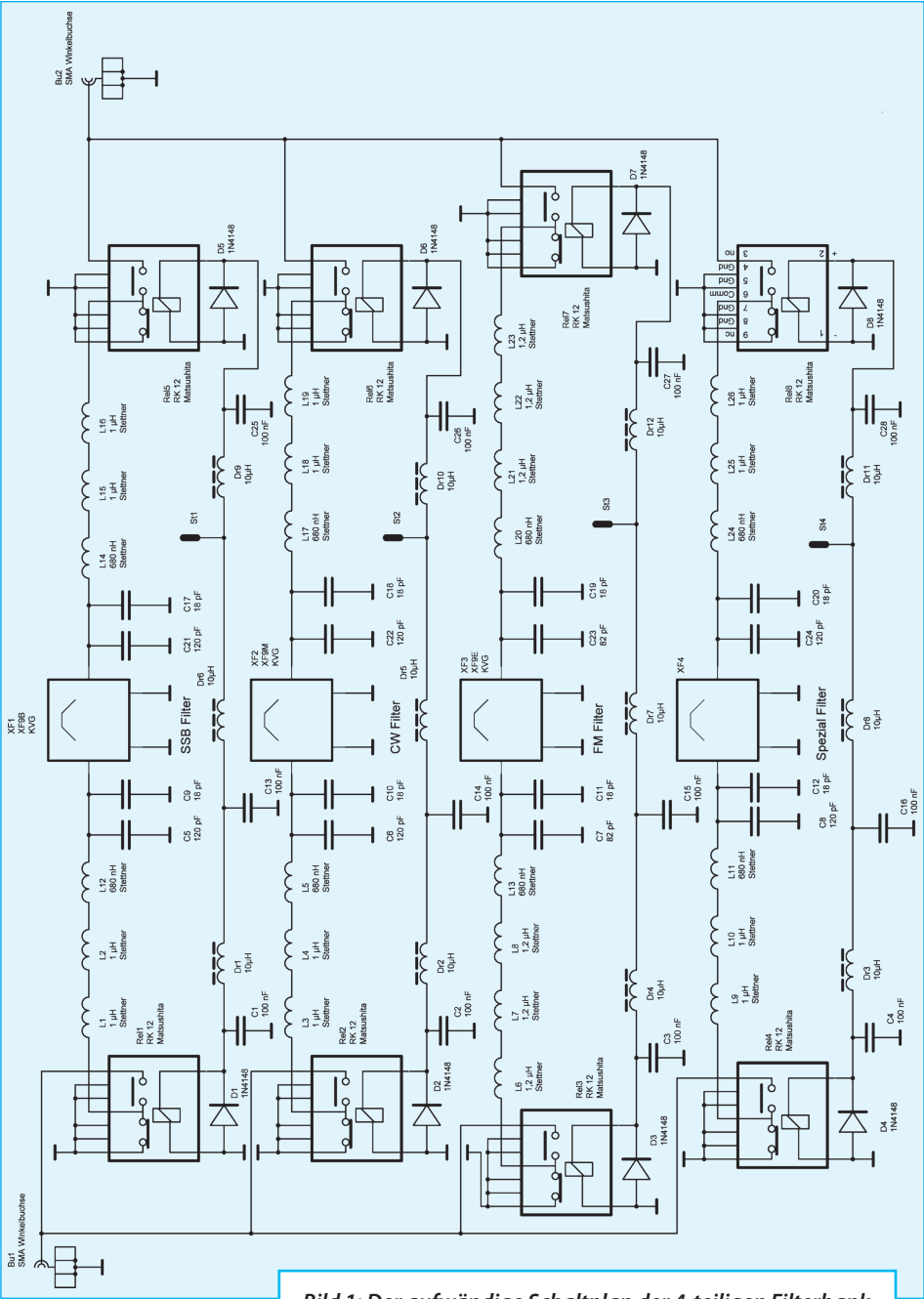


Bild 1: Der aufwändige Schaltplan der 4-teiligen Filterbank

den Empfang Einseitenband-modulierter Signale (XF9B; Bandbreite 2,4 kHz, Impedanz $500\ \Omega // 30\ \text{pF}$), CW-Signale (XF9M, Bandbreite 500 Hz, Impedanz $500\ \Omega // 30\ \text{pF}$), frequenzmodulierter Signale (XF9E, Bandbreite 12 kHz, Impedanz $1200\ \Omega // 30\ \text{pF}$) und ein weiteres (Reserve-)Quarzfilter mit einer Systemimpedanz von $500 // 30\ \text{pF}$ umschaltbar sein.

Die Umschaltung der Quarzfilter kann mit HF-Relais z.B. Panasonic RK2 oder Omron G6Y-12V erfolgen.

Die Systemimpedanz an Ein- und Ausgang der Filterbank soll $50\ \Omega$ betragen.

Die Anpassung an die jeweilige Filterimpedanz wird über diskrete Anpassungsglieder in Form der so genannten L-Transformatoren in Tiefpasskonfiguration ausgeführt.

4. Schaltungsbeschreibung

Den Schaltplan der Filterbank zeigt **Bild 1**, wobei die Schaltung ohne Besonderheiten auskommt. Ein- und Ausgang der Baugruppe führen an je eine SMA-Winkelbuchse.

In Kapitel 3 wurde festgelegt, dass die Umschaltung mittels Relais vorgenommen werden soll. Die Arbeitskontakte der je vier Relais im Ein- und Ausgang der Filterbank werden über eine 1,27 mm breite Leiterbahn miteinander verbunden. Der Wellenwiderstand dieser Leitung beträgt bei dem verwendeten Leiterplattenmaterial (FR4, 1,6 mm dick) laut AppCAD [10] $76\ \Omega$.

Eine $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleitung müsste laut AppCAD 2,9 mm breit sein.

Auf eine Verbreiterung der Verbindungs-Sammelleitungen auf eine $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleitung wurde verzichtet, da die, für die Frequenz von 9 MHz sehr kurze Leitungslänge ($0,08\ \lambda$), bezogen auf die Wellenlänge, keine nennenswerte Fehlanpassung bewirkt.

Bei einer Mikrostreifenleitung müssen die Masseflächen an den Seiten einen Mindestabstand einhalten. Diese Vorgabe ist bei der Filterbank nicht erfüllt, da die Masseflächen nur einen Abstand von 0,5 mm zur Streifenleitung aufweisen. Dadurch ergibt sich ein erhöhter kapazitiver Betrag. Die hier eingesetzte Konfiguration entspricht einer Koplanarleitung. Laut AppCAD hat eine Koplanarleitung mit den oben angegebenen Werten (Leiterbahnbreite 1,27 mm, beidseitiger seitlicher Abstand der Leiterbahn zur Massefläche = 0,5 mm) einen Wellenwiderstand von $59\ \Omega$, bei einer elektrischen Länge von $0,05\ \lambda$. Dieser Wellenwiderstand ist schon dichter an der gewünschten Impedanz von $50\ \Omega$, als die Berechnung einer Mikrostreifenleitung ergibt.

Laut AppCAD wird die Impedanz von $50\ \Omega$ bei einer Leiterbahnbreite von 1,92 mm erreicht.

Da die elektrische Länge bei der verwendeten Frequenz, gegenüber deren Wellenlänge sehr kurz ist, sind keine unerwünschten Impedanztransformationen zu erwarten.

Eine „böse“ Überraschung zeigte sich, als eine für eine Frequenz von 1,3 GHz ausgelegte Leiterplatte versuchsweise verwendet wurde. Da die Masseflächen zu dicht (0,5 mm) an den kurzen $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleitungen (Länge ca. 20 mm) entlangführten, gab es eine



erhebliche Fehlanpassung! Erst durch Wegfräsen der Masseflächen entlang der Streifenleitung konnten bessere Ergebnisse bei der Anpassung erzielt werden.

Der Mittenkontakt der jeweiligen Relais ist über einen L-Transformator mit dem Eingang des zu schaltenden Quarzfilters verbunden, der jeweilige Ruhekontakt des Relais mit Masse. Damit werden Ein- und Ausgang des nicht verwendeten Filters auf Masse gelegt und so ein Übersprechen über die nicht in den Signalweg geschalteten Filter minimiert.

Die Anpassung der Quarzfilterimpedanz (RF) an die Generatorimpedanz (RG) wird für den so genannten L-Transformator mit folgenden Formeln berechnet:

$$X_1 = \sqrt{R_G (R_F - R_G)} \quad (1)$$

$$X_2 = \frac{R_F}{\sqrt{\frac{R_F}{R_G} - 1}} \quad (2)$$

Dabei ist X1 die Längsimpedanz und X2 die Querimpedanz. Beide Impedanzen haben entgegengesetzte Vorzeichen. Wenn für X1 eine Induktivität gewählt wird, muss X2 eine Kapazität sein und umgekehrt. Die Querimpedanz wird der höheren Impedanz (hier RF) parallel geschaltet. Bei der Querimpedanz ist der Imaginärteil der Quarzfilterimpedanz (30 pF) vorzeichenrichtig zu berücksichtigen, d.h. ist X2 eine Kapazität, wird die Quarzfilterkapazität addiert.

Die Induktivität und Kapazität des L-Transformators wird mit den Formeln (3) und (4) bestimmt:

$$L_1 = \frac{X_1}{\omega_0} \quad (3)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0 X_2} \quad (4)$$

Für die Anpassung der Generatorimpedanz von $R_G = 50 \Omega$ an die Filterimpedanz $R_F = 500 \Omega$ bei der Frequenz von 9 MHz ergeben sich folgende Werte:

$$X_1 = \sqrt{R_G (R_F - R_G)} = \sqrt{50 (500 - 50)} \Omega = \sqrt{22500} \Omega = 150 \Omega \quad (5)$$

$$X_2 = \frac{R_F}{\sqrt{\frac{R_F}{R_G} - 1}} = \frac{500}{\sqrt{\frac{500}{50} - 1}} \Omega = \frac{500}{\sqrt{9}} \Omega = \frac{500}{3} \Omega = 166,667 \Omega \quad (6)$$

$$L_1 = \frac{X_1}{\omega_0} = \frac{150}{6,28 \cdot 9 \cdot 10^6} \frac{V}{\frac{1}{A}} = \frac{150}{56,52} \cdot 10^{-6} \frac{V \sec}{A} = 2,65 \cdot 10^{-6} H = 2,65 \mu H \quad (7)$$

Die Induktivität L1 wird durch die Serienschaltung zweier 1 μH und einer 680 nH SMD-Spulen der Baugröße 1206, (Spule auf einem Keramikern) der Firma STELCO zusammengesetzt.

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0 X_2} = \frac{1}{6,28 \cdot 9 \cdot 10^6 \cdot 166,667} \frac{1}{\frac{V}{A}} = \frac{1}{56,52 \cdot 166,667} \cdot 10^{-6} \frac{1}{\frac{V}{A \sec}} = \frac{1}{9420} \cdot 10^{-6} F = 106 pF \quad (8)$$

Wie oben erwähnt, muss zur Kapazität C1 noch der Imaginärteil der Filterimpedanz

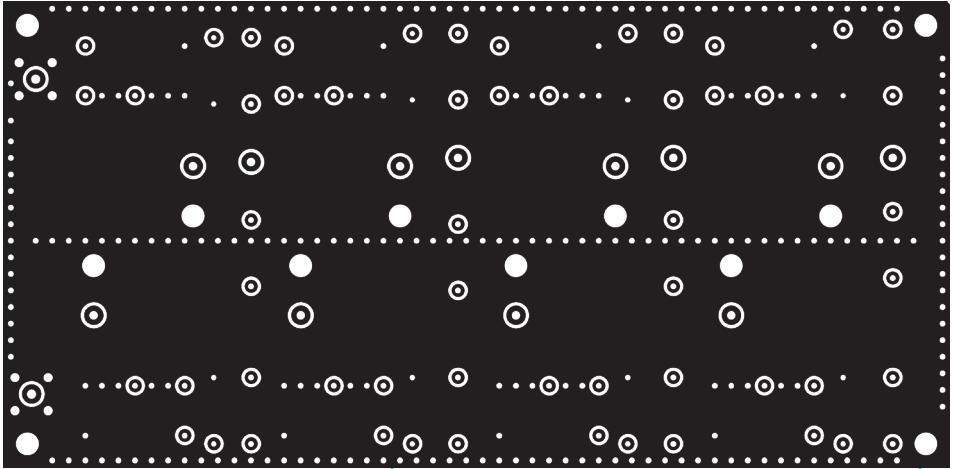


Bild 2: Massefläche = Bauteileseite der Filterbank

(30 pF) addiert werden, so dass sich für C1 eine Gesamtkapazität von 136 pF ergibt. Es sind jedoch Schaltungskapazitäten zu berücksichtigen. Im Probeaufbau wurde die Kapazität C1 aus einem 120 pF und einem 18 pF SMD-Kondensator (0805) zusammengesetzt. Ein Feinabgleich auf die niedrigste Welligkeit im Durchlassbereich könnte durch Einsatz eines SMD-Trimmkondensators, anstelle des 18 pF Festkondensators bewirkt werden, was jedoch entsprechende Messmittel (Wobelmessplatz) voraussetzt.

Der L-Transformator am Ausgang des jeweiligen Quarzfilters ist wie der Transformator im Eingangskreis aufgebaut. Seine Serieninduktivität führt auf den Mittenkontakt des Relais im Ausgangskreis der Filterbank.

Da das SSB- und das CW-Quarzfilter die gleichen Impedanzen aufweisen, sind die Bauteilwerte der L-Transformatoren identisch.

Für das FM-Quarzfilter mit der Impedanz $1200 \Omega // 30 \text{ pF}$ ergeben sich folgende Werte: $L1 = 4,24 \mu\text{H}$,

$$C1 = 70,674 \text{ pF} + 30 \text{ pF} = 100,674 \text{ pF}$$

Die Induktivität des L-Transformators für dieses Filter wird durch Serienschaltung dreier $1,2 \mu\text{H}$ und einer 680 nH Spule realisiert.

Anmerkung: die Berechnung der Bauteilwerte L-Transformatoren kann auch mit dem Freeware-Programm RFSim99, Reiter „Tools“ ausgeführt werden. Das Programm kann z.B. von [12] heruntergeladen werden.

Die oben angeführten Formeln und die Berechnung mittels RFSim99 gelten streng genommen nur für die Impedanztransformation zweier reeller Impedanzen, bei denen die höhere Impedanz im Parallelzweig des L-Transformators liegt.

Maynard Wright, W6PAP zeigt in [16] und [17], dass Fälle existieren, bei denen die-

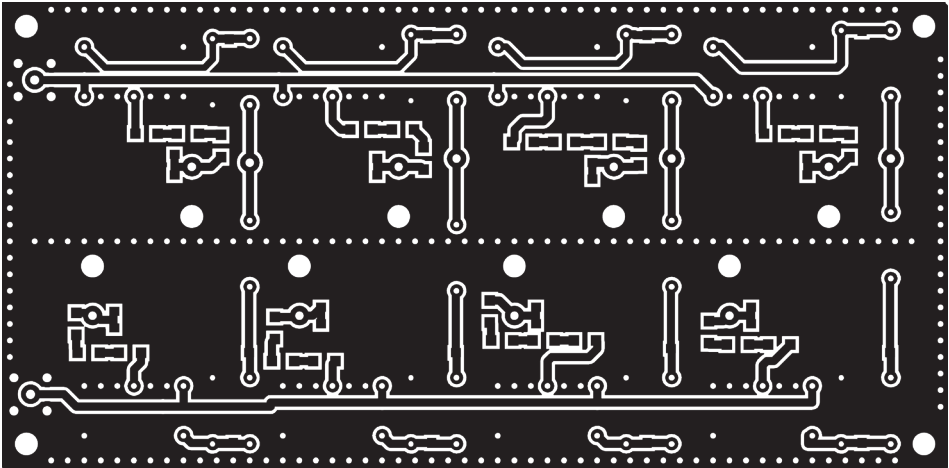


Bild 3: Leiterbahnseite der Filterbank, Bestückungsseite der SMD-Bauteile

se Bedingung umgekehrt werden kann, wenn die höherimpedante Lastimpedanz einen Blindanteil ab einer gewissen Höhe aufweist.

Um eine Überkopplung der HF-Signale der Filterbank über die Erregerspulen der Relais zu minimieren, wird die Erregerspannung der Relais mittels je einer Drossel und einem $0,1 \mu\text{F}$ SMD-Kondensatoren (Baugröße 1206) abgeblockt. Die dritte Drossel vom gemeinsamen Anschluss des zu schaltenden Filters wurde eingesetzt, um eine möglichst breite und unterbrechungsfreie Massefläche auf der Unterseite der Filterbank längs in der Mitte zu gewährleisten, um dort gegebenenfalls eine Abschirmung anlöten zu können. Im Musteraufbau wurde diese Drossel durch einen Drahtbügel auf der Oberseite ersetzt.

Parallel zu den Erregerspulen der Relais geschaltete Dioden kappen die Spannungsspitzen beim Ausschalten der Relais.

5. Schaltungsaufbau und Abgleich

Die Filterbank ist auf einer doppelseitigen Leiterplatte mit den Maßen $145 \text{ mm} \times 72 \text{ mm}$ aufgebaut. Entlang der Ränder der Leiterplatte und in der Mitte der Quarzfilter sind viele Bohrungen im Abstand von $2,54 \text{ mm}$ angeordnet. Sie dienen der Durchkontaktierung der Masseflächen (**Bild 2**) von Ober- und Unterseite (**Bild 3**). Für den Musteraufbau wurde die Durchkontaktierung der selber hergestellten Leiterplatte durch „Vernähen“ mittels eines dünnen Einzeldrahtes einer Litze hergestellt, die anschließend beidseitig verlötet wurde.

Die Masseanschlüsse der Relais wurden mittels Litzenstückchen beidseitig mit der Masse der Leiterplatte verbunden.

Beim Musteraufbau wurden nicht alle Seiten der Leiterplatte „vernäht“, sondern

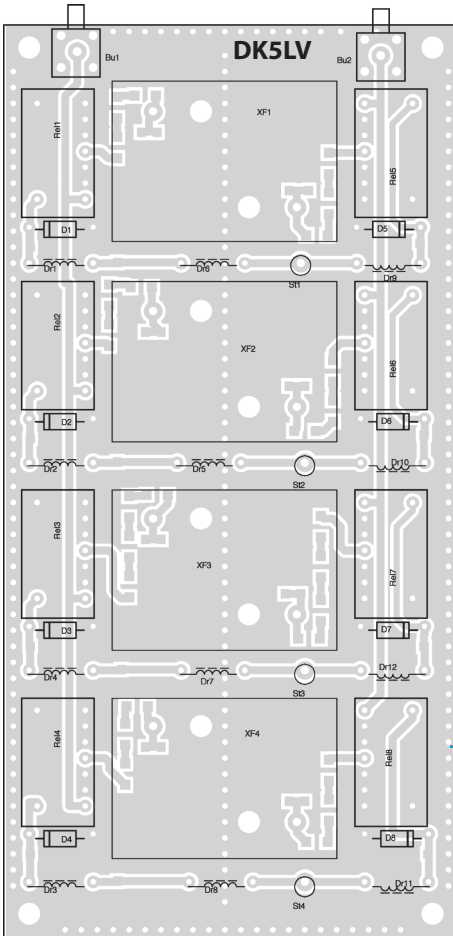


Bild 4: Bestückungsplan mit Quarzfiltern auf der Oberseite der Platine

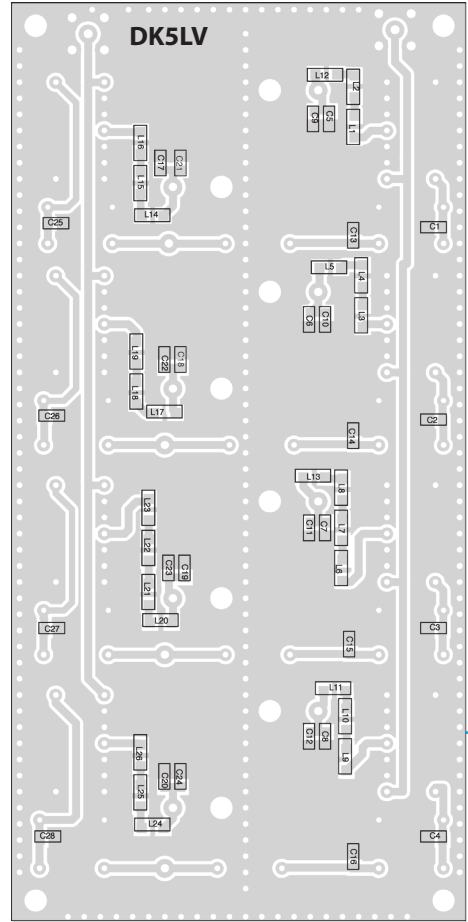


Bild 5: SMD-Bauteile auf der Unterseite (Leiterbahnseite) der Platine Filterbank

nur eine Längsseite und die Reihe unter der Mitte der Quarzfilter.

Die Massepins der SMA-Winkelbuchsen sollten beidseitig verlötet werden.

Die bedrahteten Bauteile und Quarzfilter werden auf die Bestückungsseite der Leiterplatte gesetzt (**Bild 4**), die SMD-Bauteile auf die Leiterbahnseite (**Bild 5**).

Um einen besseren Massekontakt der Unterseite des jeweiligen Quarzfilters mit der Massefläche der Leiterplatte zu bewirken, könnte man die Fläche auf der Oberseite der Leiterplatte verzinnen.

Die Oberseite des Musteraufbaus ist in **Bild 6**, die Unterseite in **Bild 7** dargestellt.

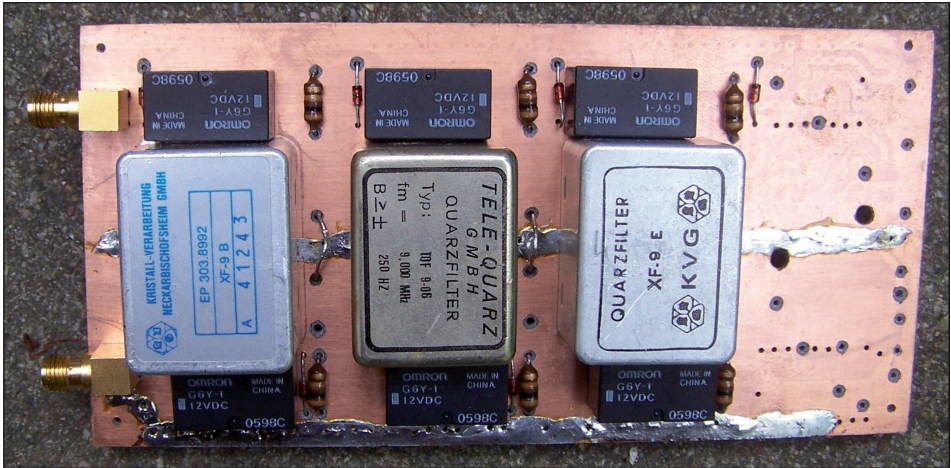


Bild 6: Oberseite der Filterbank mit SSB-Filter XF9B, CW-Quarzfilter TQF9-06 und FM-Quarzfilter XF9E; Gut zu erkennen sind die Durchkontaktierungen am unteren Rand und längs der Mitte unter den Quarzfiltern

6. Messungen

Die Filterkurven der drei in der Filterbank eingesetzten Quarzfilter, wurden

zunächst mit dem Funkamateur-Netzwerktester [13] und der Software WinN-WT Version 4.10 von Andreas Lindenaus, DL4JAL [14] aufgenommen.

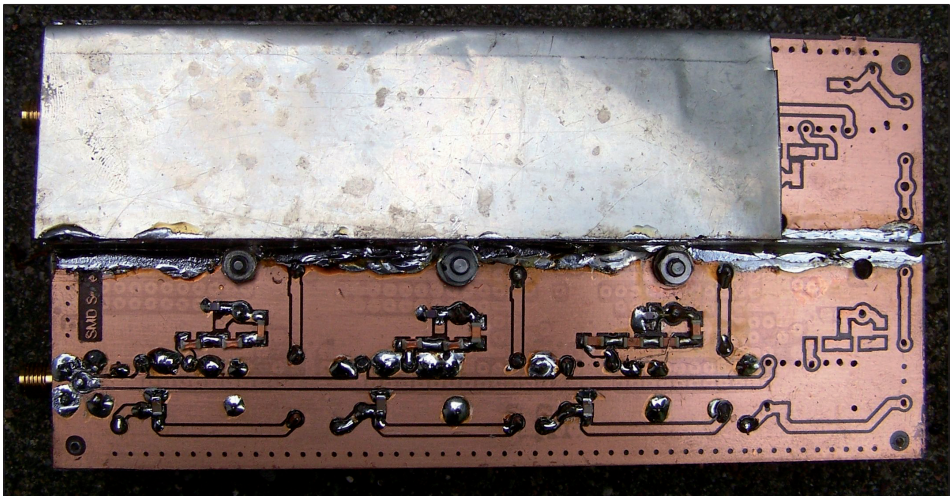


Bild 7: Unterseite der Filterbank mit L-förmigem Abschirmblech über der oberen Hälfte; es ist mit einem Blechsteg verlötet, der längs über die Mitte der Leiterplatte führt

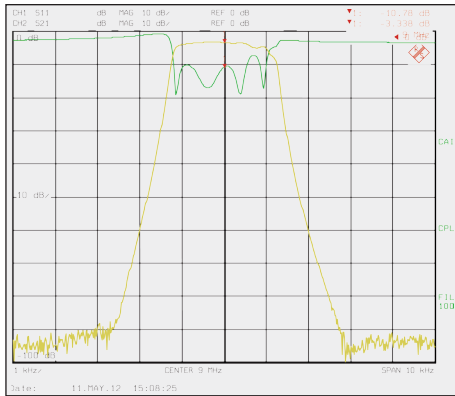


Bild 8: Quarzfilter XF9B Einfügedämpfung (S21) und Eingangs-Rückflussdämpfung (S11) im Frequenzbereich von +/- 5 kHz um die Mittenfrequenz mit einer vertikalen Auflösung von 10 dB / Raster

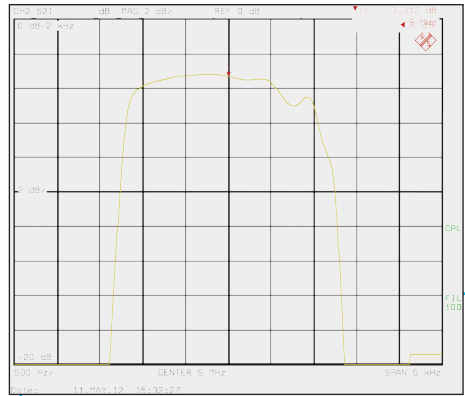


Bild 9: Quarzfilter XF9B Einfügedämpfung (S21) im Bereich von +/- 2,5 kHz um die Mittenfrequenz; verti. Auflösung 2 dB / Raster; die 3 dB-Bandbreite von 2,4 kHz laut Herstellerspezifikation wird eingehalten

Bei der Messung von schmalbandigen Filtern darf die Ablaufgeschwindigkeit (Frequenzänderung pro Zeiteinheit der Wobbelquelle) nicht zu hoch gewählt werden, um dem Testobjekt genügend Zeit zum Einschwingen in den stationären Zustand zu geben, andernfalls erhält man verzerrte Kurven. Eine langsame Wobbelzeit kann durch Wahl der Zwischenzeit eingestellt werden, hier wurde 1 ms gewählt.

Die so ermittelten Filterkurven sahen erfolgversprechend aus, lediglich das CW-Quarzfilter zeigte einen ungewöhnlichen Verlauf.

Der Dynamikbereich des FaNWT reicht nicht an die teuren Geräte heran, deshalb wurden die Filterkurven zusätzlich mit einem Vektor-Netzwerkanalysators der Firma ROHDE & SCHWARZ vermessen. Um den vollen Dynamikbereich ausnutzen zu können, wurde die Auflösebandbreite

des Messgeräts auf 1 kHz herabgesetzt und die Ablaufzeit auf 30 Sekunden erhöht.

6.1. Überraschung bei den Messungen

Bei der Ermittlung der Weitabselektion der Filter kam die Überraschung. Diese Selektion lag ursprünglich bei 80 dB, konnte jedoch auf über 90 dB (und damit im „Rauschteppich“ des Messgeräts) erhöht werden, wenn auf der Unterseite der Filterbank in der Mitte längs ein 30 mm hohes Abschirmblech (Neusilber) gehalten wurde. Breitflächiges Verlöten war nicht notwendig. Eine Verringerung der Höhe dieses Blechs auf 10 mm erbrachte dagegen keine Verbesserung!

Da es nicht sinnvoll erschien, die Filterbank insgesamt über 50 mm hoch aufzubauen, wurde nach einer anderen Lö-

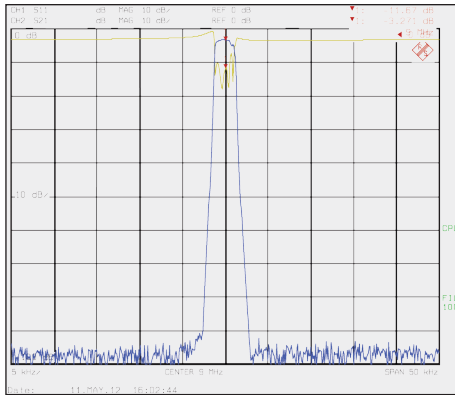


Bild 10: Quarzfilter XF9B Einfügedämpfung (S21) im Bereich von ± 25 kHz um die Mittenfrequenz mit einer vertikalen Auflösung von 10 dB/ Raster. Es wird eine Weitabselektion von 90 dB erreicht

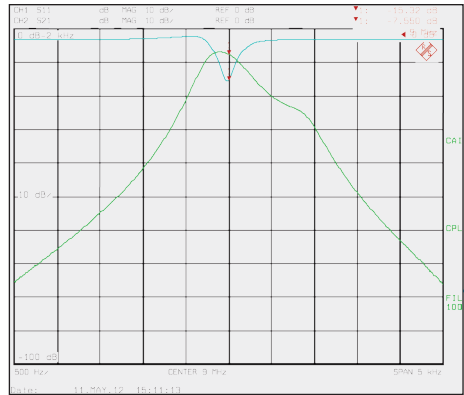


Bild 11: CW- Quarzfilter TQF9-06; Einfügedämpfung (S21) im Bereich von $\pm 2,5$ kHz um die Mittenfrequenz mit vert. Auflösung 10 dB/ Raster. Man sieht, dass ein Resonator eine zu hohe Resonanzfrequenz hat

sung gesucht. Sie besteht darin, über die Unterseite der Filterbank in der Mitte der Längsseite einen 10 mm hohen Blech-

streifen zu löten. Ein zweites L-förmig gebogenes Blech deckt eine Quarzfilterseite ab. Eine „wasserdichte“, sprich voll-

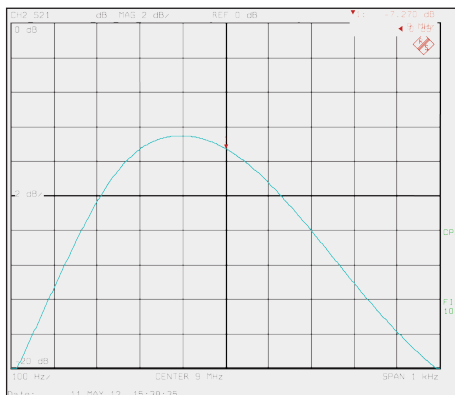


Bild 12: CW-Quarzfilter TQF9-06; im Bereich von ± 500 Hz um die Mittenfrequenz mit vert. 2 dB/ Raster. Die Einfügedämpfung ist >6 dB, die Mittenfrequenz ist jedoch „nach unten“ verschoben

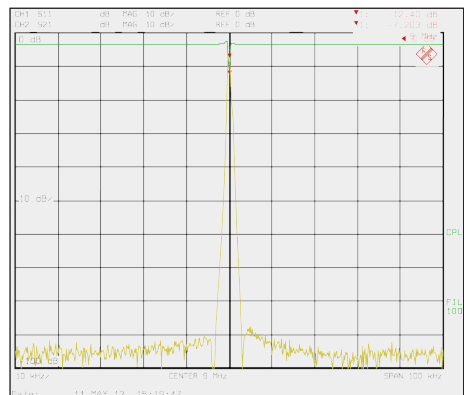


Bild 13: CW-Quarzfilter TQF9-06; im Bereich von ± 50 kHz um die Mittenfrequenz mit einer vert. Auflösung von 10 dB/ Raster. Die Weitabselektion von ca. 90 dB wird erreicht

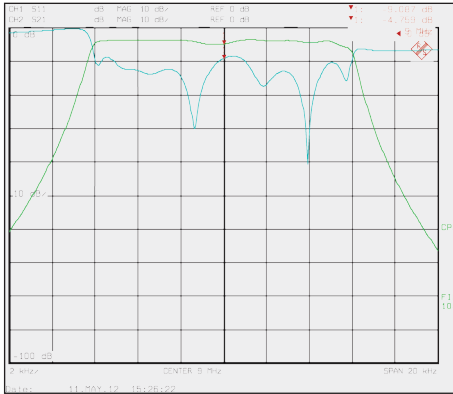


Bild 14: FM-Quarzfilter XF9E: Einfügedämpfung (S21) und Anpassung im Bereich von ± 10 kHz um die Mittenfrequenz mit vert. 10 dB/ Raster; Einfügedämpfung > 6 dB, die Mittenfrequenz ist „nach unten“ verschoben

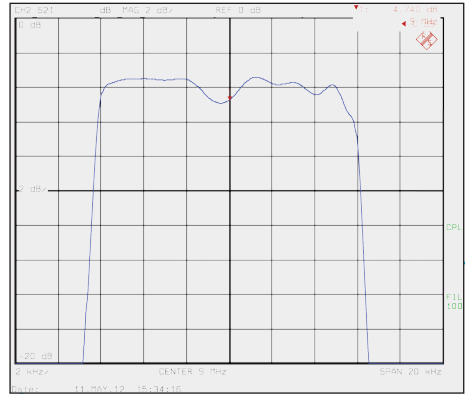


Bild 15: FM-Quarzfilter XF9E: Einfügedämpfung (S21) im Bereich von ± 10 kHz um die Mittenfrequenz mit vert. 2 dB/ Raster; Einfügedämpfung beträgt rund 4 dB

flächiges Anlöten der Bleche war im Musteraufbau nicht notwendig, auch müssen die Quarzfilter untereinander nicht mit weiteren Blechstegen getrennt werden.

6.2. Messergebnisse

6.2.1. SSB-Quarzfilter

Die Filterkurve des SSB-Quarzfilters XF9B zeigen die **Bilder 8, 9 und 10** bezüglich der Einfügedämpfung (S21) und Eingangs-Rückflussdämpfung (S11) in einer Wobbelbandbreite von 10 kHz, 5 kHz (Nahbereich, höhere vertikale Auflösung von 2 dB/Raster) und 50 kHz.

Dem Bild 9 kann man entnehmen, dass die 3 dB-Bandbreite von 2,4 kHz laut Herstellerspezifikation eingehalten wird.

Laut Bild 10 wird eine Weitabselektion von 90 dB erreicht.

6.2.2. CW-Quarzfilter

Dieses Quarzfilter TQF 9-06 wurde von der Firma Telequarz hergestellt und über das Internet „günstig“ erworben. Leider hatte ich dieses Quarzfilter nicht gleich nach Erhalt durchgemessen und reklamiert...

Die Filterkurve des CW-Quarzfilters zeigen die **Bilder 11, 12 und 13** bezüglich der Einfügedämpfung (S21) und Eingangs-Rückflussdämpfung (S11) in einer Wobbelbandbreite von 2,5 kHz, 5 kHz (Nahbereich, höhere vertikale Auflösung von 2 dB/Raster) und 50 kHz.

Schon Bild 11 zeigt, dass das Quarzfilter einen Defekt aufweist. Eine Verlängerung der Wobbelzeit brachte keine Verbesserung, so dass Messfehler durch eine zu hohe Wobelfrequenz ausgeschlossen werden können.

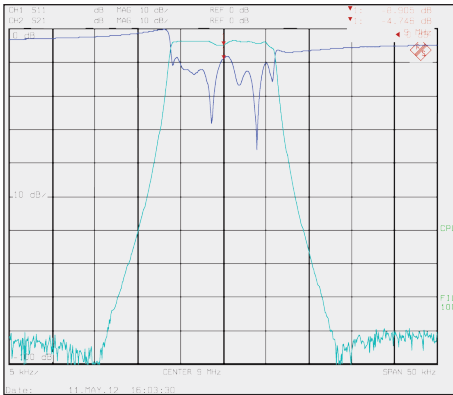


Bild 16: FM-Quarzfilter XF9E: Einfügedämpfung (S21) im Bereich von ± 50 kHz um die Mittenfrequenz mit vert. 10 dB/Raster; Weitabselektion ca. 85 dB

Man möchte am liebsten zu einem Abgleichstift greifen und die Filterkurve „gerade“ ziehen, da ein Resonator im Filter eine zu hohe Resonanzfrequenz aufweist. Leider ist das bei Quarzfiltern nicht möglich, das Filtergehäuse müsste geöffnet, der defekte Quarz gefunden und durch einen passenden Quarz ersetzt werden.

Die „verbogene“ Filterkurve ist in Bild 12 noch besser zu erkennen. Laut Bild 13 wird eine Weitabselektion von 90 dB erreicht

6.2.3. FM-Quarzfilter

Die Filterkurve des FM-Quarzfilters XF9E zeigen die **Bilder 14, 15 und 16** bezüglich der Einfügedämpfung (S21) und Eingangs-Rückflussdämpfung (S11) mit einer Wobbelbandbreite von 20 kHz, bzw. 10 kHz (Nahbereich, höhere vertikale Auflösung von 2 dB/Raster) und 50 kHz.

Dem Bild 15 kann man entnehmen, dass die 3 dB-Bandbreite von 12 kHz laut Herstellerspezifikation eingehalten wird.

Laut Bild 16 wird eine Weitabselektion von 85 dB erreicht, sie ist etwas geringer als die der SSB- und CW-Quarzfilter.

6.3. Intermodulationsmessungen

Es wurden noch keine Messungen bezüglich des Intermodulationsverhaltens der Quarzfilter auf der Filterbank durchgeführt. Diese Messungen werden jedoch nachgeholt und in einem überarbeiteten Beitrag nach [6] vorgestellt.

Martijn Bakker PA3AKE hat in [15] einige interessante Messergebnisse von Quarzfiltern der Firma International Radio (Inrad) vorgestellt. Auch er bestätigt das nichtlineare Verhalten der Quarzfilter, sowohl im Inbandbetrieb als auch für Störsignale im Sperrbereich, deren IM-Produkt in den Durchlassbereich fällt. Auch seine Ergebnisse zeigen, dass der Interceptpunkt durch Messung der Intermodulationsprodukte bei verschiedenen Eingangsleistungen bestimmt werden muss. Es fällt weiterhin auf, dass der Interceptpunkt für Stör- und Intermodulationssignale, im Durchlassbereich des Quarzfilters einen um ca. 10 dB niedrigeren Interceptpunkt ergeben, als für Störsignale im Sperrbereich des Filters.

7. Literatur

[1] ZF-Verstärker mit „dB-linearer“ Regelkennlinie, Henning C. Weddig, DK5LV; UKW-Berichte 1/2007 und 2/2007

[2] Die AGC Baugruppe Teil 1 und folgende Beiträge Henning C. Weddig, DK5LV; UKW-Berichte 3/2007 und folgende

[3] Die Demodulator-Baugruppe; Henning C. Weddig, DK5LV, UKW-Berichte 3/2011

[4] Vielseitig einsetzbares ZF-Teil für 2-m Empfänger und Nachsetzer; Friedrich Krug, DJ3RV, UKW-Berichte Heft 2/1981, Seite 117 - 123

[5] Vielseitig einsetzbares ZF-Teil für 2-m Empfänger und Nachsetzer; Teil 2: Anpassstufe für Quarzfilter; Friedrich Krug, DJ3RV, UKW-Berichte Heft 4/1981, Seite 239 - 252

[6] Messungen des Intermodulationsverhaltens von Quarzfiltern Nichtlineares Verhalten eines passiven Bauteils ! Henning C. Weddig, DK5LV, Tagungsband 48. UKW Tagung Bensheim 2003

[7] Verbesserung des Dynamikbereichs von Kurzwellen-Nachrichtenempfängern; Michael Martin, DJ7 VY, Nachrichten elektronik 35 (1981) Heft 12, Seite 492 - 496

[8] Verbesserung des intermodulationsfreien Dynamikbereichs von Empfänger-eingangsteilen im Kurzwellenbereich; Michael Martin, DJ7VY, CQ-DL 2/1982; Seite 66 bis 69

[9] H mode Mixer; Martein Bakker PA3AKE, <http://martein.home.xs4all.nl/pa3ake>

[10] Freeware-Programmpaket AppCAD, <http://www.hp.woodshot.com/>

[11] Measurement technique of crystal filters, KVG GmbH, <http://www.kvg-gmbh.de/de/technologie/quarzfilter.html>

[de/de/technologie/quarzfilter.html](http://www.kvg-gmbh.de/de/technologie/quarzfilter.html)

[12] Freewareprogramm RFSim99; Herunterladbar z.B. von der Internetseite, www.janson-soft.de/amateurfunk/rfsim99/rfsim99.htm

[13] FunkamateurlNetzwerktester; http://www.box73.de/index.php?cPath=112_113_132

[14] Software WinNWT4; Andreas Lindennau DL4JAL, www.dl4jal.eu

[15] IF Selectivity Board – Filters; Quality Quartz Filters; Martein Bakker PA3AKE, http://martein.home.xs4all.nl/pa3ake/hmode/IF_filters.html

[16] Octave for L-Networks; Maynard Wright W6PAP, QEX March/April 2012, Page 44 – 46

[17] More Octave for L-Networks; Maynard Wright W6PAP, QEX May /June 2012, Page 20 - 23

[X] Modernes Eingangsteil für 2-m Empfänger mit großem Dynamikbereich und geringen Intermodulationsverzerrungen, Michael Martin, DJ7VY, UKW-Berichte Heft 2/1978, Seite 116 - 127



Gunthard Kraus, DG 8 GB

Fundstelle Internet



Mixer Basics Primer - A Tutorial for RF and Microwave Mixers

Eine sehr schöne Einführung zu diesem Thema, aber auch der Rest der Homepage und die anderen Unterlagen dieser Firma sind hoch interessant und verführen zum Wühlen. Schließlich liefert sie z.B. Mixer bis hinauf zu 65 GHz...

Deshalb ist eine weitere Application Note ebenso wichtig:

T3 Mixer Primer

A Tutorial on High Linearity / High IP3 RF & Microwave Mixers

Adresse:

http://www.markimicrowave.com/Assets/appnotes/mixer_basics_primer.pdf

Wireless Solutions - Design Resources

Ein toller Service der Firma FARNELL, die ja eigentlich Bauteil-Distributor ist. Aber

hier ist (geordnet nach Firmen) eine riesige Sammlung an Application Notes aus der Elektronik und Kommunikationstechnik zusammengestellt worden.

Adresse:

<http://uk.farnell.com/jsp/bspoke/bspoke7.jsp?bspokepage=common/en/technology-first/applications/wireless/design-resources.jsp>

Antenna Circuit Design for RFID Applications

Hier befinden wir uns bei der Firma MICROCCHIP, die durch ihre Mikrokontrollen groß geworden ist. Aber auch da lässt sich die Ausdehnung der Produktpalette beobachten und deshalb finden sich im Angebot solche Application Notes. Hier gibt es allerdings noch mehr Dinge zu entdecken...

Adresse:

<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00710c.pdf>

Links zu den besten Amateurfunkseiten

Man braucht nichts mehr zum Titel zu sagen, denn der spricht für sich; und er hält, was er verspricht.

Adresse:

www.mydarc.de/dd0um/links.htm

Directional Biquad Antenna

Diese Seite ist nicht nur wegen der vielen Bilder über den Selbstbau einer solchen Antenne interessant, sondern auch wegen der zahlreichen Links zu diesem Thema. Und wegen der interessanten Informationen über die Eigenschaften einer „Dual Biquad“.

Adresse: <http://www.seattlewireless.net/index.cgi/DirectionalBiQuad>

Antenna Theory

Wer sich über den neuesten Stand der Antennentechnik informieren oder Altes auffrischen oder neu einsteigen will: Hier findet man ein typisches modernes Internet-Tutorial mit einem riesigen Umfang vor. Einfach mal informieren!

Adresse:

<http://www.antenna-theory.com/>

An Integrated 50-GHz SiGe Sub-Harmonic Mixer/Downconverter

Es ist immer wieder interessant, sich mit der „vordersten Technikfront“ zu befassen und zu sehen, was heute machbar ist.

Dieser kurze Artikel liefert dazu die nötigen Hintergrundinformationen und auch die Schaltungsdetails samt Messungen.

Adresse:

http://137.110.119.31/papers/2007_1.pdf

Service Manual Download

Wer ältere Messgeräte im Haus hat, ist stets auf der Suche nach den entsprechenden Manuals. Neben der berühmten Standard-Anlaufstelle (BAMA) sollte man auch mal eine solche Seite aufsuchen.

Adresse:

http://elektrotanya.com/hp_8590a.pdf/download.html

SPICE Models

Oft muss man lange suchen, bis man für die Simulation einer Schaltung die SPICE-Modelle der verwendeten speziellen Bauteile gefunden hat.

Deshalb folgt hier eine kleine Zusammenstellung von Adressen, die man nacheinander durchsuchen kann.

Adressen:

<http://www.ti.com/adc/docs/midlevel.tsp?contentId=31690>

<http://www.ecircuitcenter.com/circuits.htm>

<http://www.analog.com/en/amplifier-linear-tools/topic.html>

<http://www.diodes.com/zetex/?ztx=3.0/3-10>

http://test.tebes.at/Download/Y/Tools/5Spice/CD_Spice-Models/Vendor%20List/Spice-Models-collection/



<http://www.tech-diy.com/spice.htm>

<http://www.webtopicture.com/spice/spice-models-library.html>

Harmonic Converter for Spectrum Analyzers

Wieder etwas von Matjaz Vidmar. Seine Veröffentlichungen sind ja legendär und auch dieser Artikel besticht wieder durch die gekonnte Zusammenstellung von Theorie, Schaltbildern und Fotos der einzelnen Baugruppen.

Adresse:

<http://lea.hamradio.si/~s53mv/spectana/hc.html>

Hinweis

Aufgrund der Schnell-Lebigkeit von Internet-Kontents und der jederzeit unkontrolliert veränderbaren Internet-Adressen und Unterverzeichnissen von Homepages ist es unmöglich, ständig den neuesten Stand zu repräsentieren.

Wir bitten daher um Verständnis, wenn Internet-Adressen nach erscheinen einer neuen Fortsetzung von „Fundstelle-Internet“ nicht mehr verfügbar sind oder kurzfristig von den jeweiligen Betreibern geändert werden.

Aus gegebenem Anlass möchten wir weiter darauf hinweisen, dass Autor und Verlag keine Haftung für die Richtigkeit der hier gemachten Angaben oder gar den Inhalt der genannten Seiten übernehmen!

ANZEIGE

Funkempfängerkompendium

von Ralf Rudersdorfer, OE 3 RAA

346 Seiten (gebunden)

Format 17 cm x 23,5 cm

ISBN 978-3-89576-224-6

Elektor-Verlag

Preis: **49,00 €** (inkl. MwSt., zzgl. Versand)

zu beziehen über den Leserservice der UKW-Berichte, Tel. 09133-77980 oder im Online-Shop unter www.ukw-berichte.de



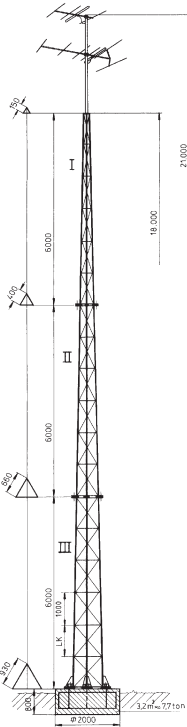
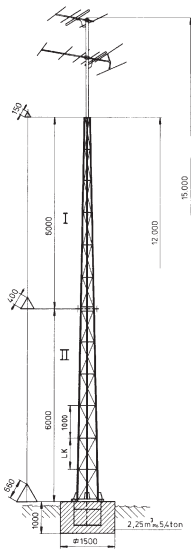
Freistehende Stahlgittermasten, dreikantig

Solide Konstruktion aus **Stahlrohr** geschweißt,
schwer tauchfeuerverzinkt.

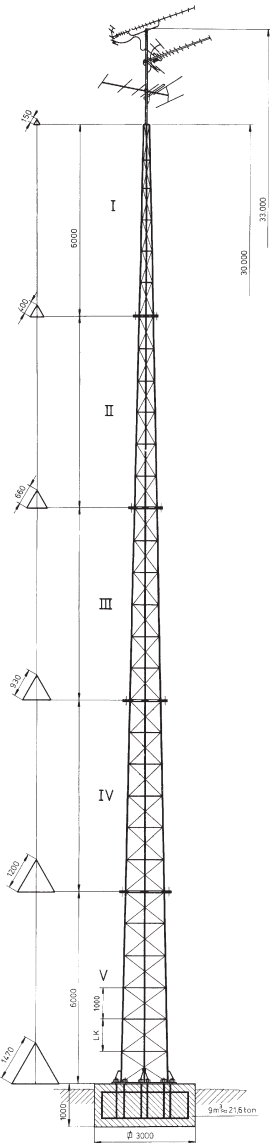
Segmente-Länge jeweils bis 6 m,
verschraubt zur gesamten Mastlänge

- in verschiedenen Gesamtlängen lieferbar
- für unterschiedliche Kopflasten (Windlasten)
- mit Plattformen für Rotor und Oberlager
- feststehendes Mastrohr optional
- Steigschutz optional
- Längen bis 48 m
- nicht kippar!
- nicht teleskopisch!

*Fragen Sie an, wir
unterbreiten Ihnen gerne
ein individuelles Angebot*

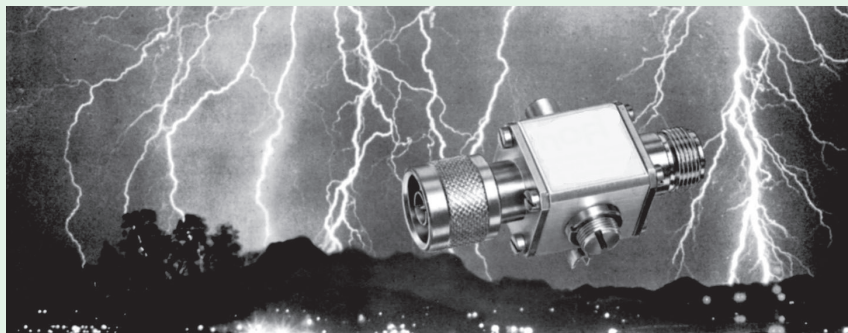


Angeben beispielhaft, nicht verbindlich!



Blitzschutz!

... sicher ist sicher!



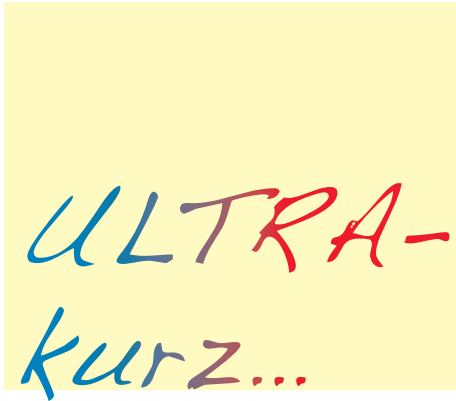
Koaxiale Überspannungsableiter für 50 Ohm-Systeme

Schutz der Gerätetechnik vor Überspannung, statischer Aufladung oder EMP



Äußerer Schutz gegen möglicherweise auftretende Potentialdifferenzen in der Verkabelung





Endlich ein umfangreiches Nachschlagewerk zum Thema geostationäre Satelliten! Eine kurze Einführung zu Satelliten-Grundlagen, Frequenzbereichen u.a. findet man am Buchanfang, dann beginnt die umfangreiche Übersicht. Hier werden Historie und aktuelle Aufgaben sowie Transponder, Leistungen und Ausleuchtzonen zu jedem der 109 Satelliten aufgeführt. Weiter werden jeweils die Identifikationsnummer (Norad/Caspar) und die Bakenfrequenzen angegeben. Die Lektüre dieses Werkes verleitet geradezu zu eigenen Empfangsversuchen!

Satelliten-Guide

109 Satelliten von 91,5° Ost bis 58° West

1. Auflage

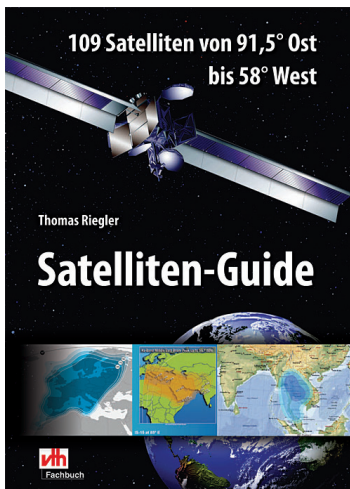
Autor: Thomas Riegler

344 Seiten, 444 Abbildungen,

Format 16,5 × 23 cm,

ISBN 978-3-88180-871-2, Broschur

Preis 34,- € [D]



OCXOs

Eine neue OCXO-Reihe (MXO37H) mit kleinster Bauform (nur 15 mm x 15 mm x 10 mm) und geringem Stromverbrauch bietet CompoTEK GmbH vom Hersteller MAGIC CRYSTAL an. Ausgangsfrequenzen sind im Bereich von 5 - 50 MHz in HC-MOS oder als Sonderanfertigungen bis 120 MHz lieferbar. Die Stabilität liegt bei ca. 10 ppb, der Rauschteppich bei -170 dBc/Hz. Bei 5 V Betriebsspannung liegt der Stromverbrauch in der kurzen Aufwärmphase (lediglich 1 Minute) bei etwa



150 mA und danach bei geringen 30 mA! Als mögliche Anwendungen kommen tragbare Geräte, Messequipment, Bojen u.a. in Frage.

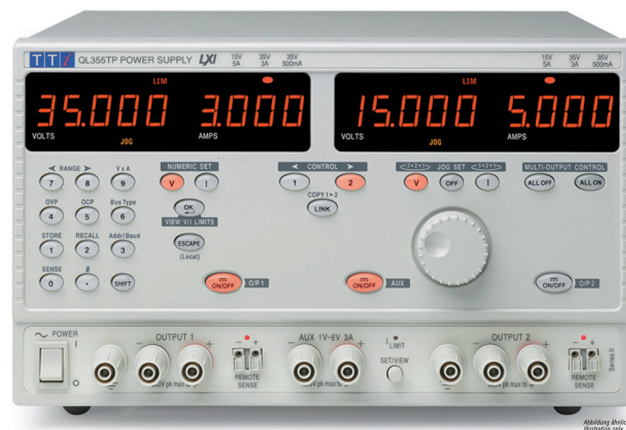
Weitere Infos unter:
CompoTEK GmbH, München
www.compotek.de
Tel. 089 5443230

QL 355 TP

Labornetzgeräte der bewährten QL-Serie sind nun auch mit LAN-/ LXI-Schnittstellen ausgestattet. So können diese Netzteile nun über USB-, GPIB, RS232 oder LAN abgesetzt gesteuert werden.

Weiterhin sind die Labornetzteile QL 355 T(P) und QL 564 T(P) um einen dritten Ausgang z.B. als Logikversorgung mit fest einstellbarer Spannung 1 V bis 6 V und 3 A erweitert worden.

Weitere Infos unter:
TELEMETER Electronic GmbH, Donauwörth,
www.telemeter.info
Tel. 0906 7069352



PGA-103+

Unter der Bezeichnung PGA-103+ gibt es von Mini-Circuits einen neuen MMIC Breitband-Verstärker für den Bereich 0,05 - 4000 MHz mit niedriger Rauschzahl und extrem hoher Aussteuerbarkeit. Die Rauschzahl wird mit 0,5 dB bei 400 MHz, bzw. 0,75 dB bei 1 GHz angegeben. Der OIP3 soll typ. bei 45 dBm/2 GHz liegen. Bei 5 V DC-Betriebsspannung liegt der P_{1dB} bei typ. 22,5 dBm/2 GHz. Die Besonderheit ist an diesem MMIC-Verstärker, dass er keine externen Anpassungen benötigt. Mit diesen Daten ist der MMIC PGA-103+ wirklich universell in Treiberstufen oder Konvertern einsetzbar.

Weitere Infos unter:
MUNICOM GmbH, Traunstein
www.municom.de
Tel. 0861 1667799

Koaxiale Leistungsrelais

HF 1500/500 - 7/16

HF 4002/3 - 7/16

Vollständig gekapselte Koaxial-Leistungsrelais mit hoher Übersprechdämpfung und geringster Reflektion.

Teilweise sind Zusatzkontakte, z.B. für Rückmeldung oder PA-Steuerung vorhanden.



HF 1500/500

Neue Version:



HF 4002/3

Der Relaiskörper ist aus Messing gefräst und versilbert.

Die Kontakte sind mit Goldauflage und sehr verschleißarm bei geringstem Übergangswiderstand.

Qualitätsprodukte aus deutscher Fertigung.

HF 1500/500-2Z mit Zusatzkontakten

Art.Nr. 00517

Technische Daten:	HF 1500/500	HF 4002/3-7/16
Frequenzbereich	DC - 1,5 GHz	DC - 4 GHz
Wellenwiderstand	50	50
Übertragbare Leistung	1500 W / 500 Mhz	2 kW / 500 MHz 0,5 kW / 3 GHz >70 dB / 1,5 GHz
Übersprechdämpfung	60 dB / 500 MHz	60 dB / 3,5 GHz
Einfügungsdämpfung	0,04 dB / 1,5 GHz	0,05 dB / 3,3 GHz
Kontaktwerkstoff	Ag Cu 3 vergoldet	Ag Cu 3 vergoldet
Spulenspannung	12 - 13,8 V DC	12 - 13,8 V DC
Stromverbrauch	0,82 A / 20° C	0,7 A / 20° C
Temperaturbereich	-20 / +50° C	-20 / +50° C
Anschlussnorm	7 / 16-Bu	7 / 16-Bu
Zusatzkontakt	optional	Wechsler 2 A / 60 V
Schaltzeit	40 ms	50 ms
Abmessungen (mm)	150 x 105 x 70	145 x 115 x 40
Gewicht ca.	1,4 kg	1,3 kg
Art.Nr.:	00507	00516



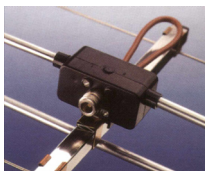
... leicht und langlebig!

Einfach ausblenden!

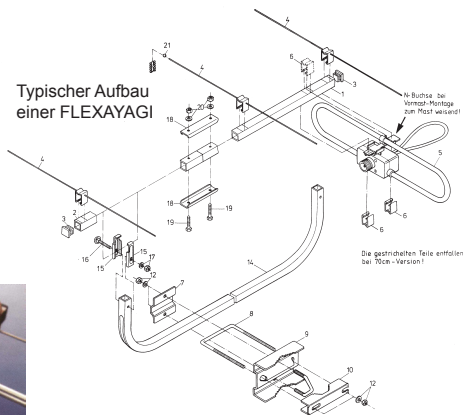
z.B. Störungen bei Relais-Betrieb
mit dem 4-fach-Reflektor der
FX 7044/4 mit verbessertem
Vor-/Rückverhältnis.

14,5 dBd Gewinn
bei 3,1 m Länge

natürlich mit N-Buchse



Typischer Aufbau
einer FLEXAYAGI



Hogenkamp 32 f · D-25421 Pinneberg-Eggerstedt

ingenieurbüro dipl.-ing. rainer schlößer

fon +49 (0)4101-851383
+49 (0)4101-200866
fax +49 (0)4101-851384
+49 (0)4101-200866



email RSingbuero@aol.com oder ingbuero.schloesser@t-online.de • internet www.rs-i.de oder www.flexayagi.de • fertigung 04101-591791 • dfu 01717315208

Typ	Beschreibung	Daten	Art-Nr.:	Preis
FX 205 V	4-Element-Yagi, Vormast	(7,6 dBd; 119 cm)	00700	€ 96,-
FX 210	6-Element-Yagi	(9,1 dBd; 215 cm)	00701	€ 117,-
FX 213	7-Element-Yagi	(10,2 dBd; 276 cm)	00702	€ 146,-
FX 217	9-Element-Yagi	(10,6 dBd; 348 cm)	00703	€ 167,-
FX 224	11-Element-Yagi, Unterzug	(12,4 dBd; 491 cm)	00704	€ 192,-
FX 7015 V	11-Element-Yagi, Vormast	(10,2 dBd; 119 cm)	00705	€ 112,-
FX 7033	13-Element-Yagi	(13,2 dBd; 225 cm)	00706	€ 115,-
FX 7044	16-Element-Yagi	(14,4 dBd; 310 cm)	00707	€ 146,-
FX 7044/4	19-Ele.-Yagi, 4-fach Reflekt.	(14,5 dBd; 310 cm)	00708	€ 172,-
FX 7056	18-Element-Yagi	(15,2 dBd; 393 cm)	00709	€ 170,-
FX 7073	23-Element-Yagi	(15,8 dBd; 507 cm)	00710	€ 188,-
FX 2304 V	16-Ele.-Yagi, 1250-1300 MHz	(14,2 dBd; 119 cm)	00711	€ 138,-
FX 2309	26-Ele.-Yagi, 1250-1300 MHz	(16,0 dBd; 201 cm)	00712	€ 175,-
FX 2317	48-Ele.-Yagi, 1250-1300 MHz	(18,5 dBd; 401 cm)	00713	€ 207,-
FX 1308 V	25-Ele.-Yagi, 2,3 - 2,45 GHz	(16,0 dBd; 119 cm)	00726	€ 172,-
FX 1316	40-Ele.-Yagi, 2,3 - 2,45 GHz	(18,3 dBd; 201 cm)	00727	€ 206,-
FX 1331	80-Ele.-Yagi, 2,3 - 2,45 GHz	(20,5 dBd; 401 cm)	00728	€ 264,-
FX 7214	410-430 MHz, Vormast	(10 dBd; 120 cm)	00718	€ 98,-
FX 6717	440-470 MHz, Vormast	(10,5 dBd; 119 cm)	00720	€ 107,-
FX 3333	GSM 900, Vormast	(12,5 dBd; 119 cm)	00721	€ 119,-
FX 1621	GSM 1800/DECT, Vormast	(11,0 dBd; 51 cm)	00722	€ 121,-

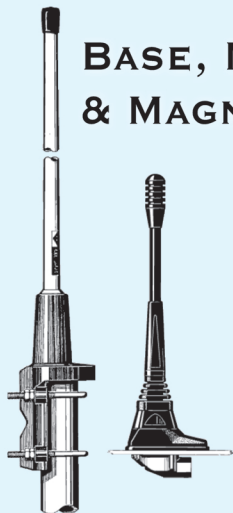


email:
info@ukwberichte.com

UKW-Berichte, Eberhard L. Smolka
Jahnstr. 7, D-91083 Baiersdorf
Tel. 09133 77980; Fax 09133 779833

ANTENNAS & ACCESSORIES

**BASE, MOBILE
& MAGNET**



MEASURING EQUIPMENT

We ship worldwide. We accept VISACARD.

 **UKWBerichte**
Telecommunications

Fachversand für Funkzubehör
Postfach 80, D-91081 Baiersdorf
Tel. 09133-77980, Fax 09133-779833
eMail: info@ukwberichte.com