

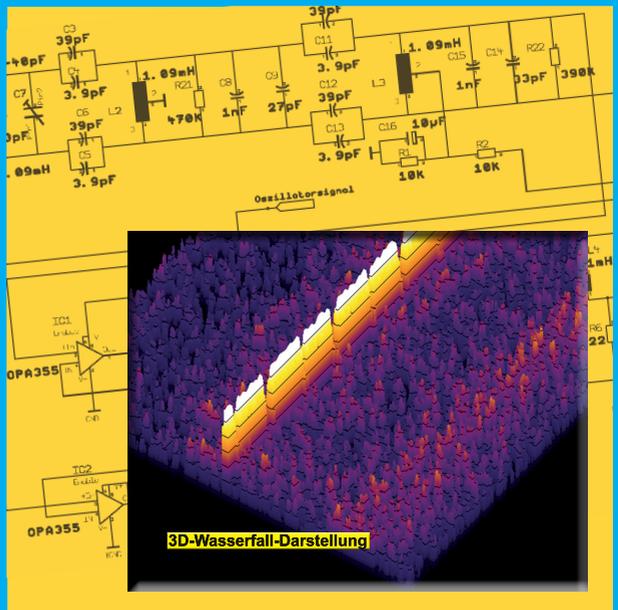


UKWberichte

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

Gunthard Kraus, DG 8 GB

VLF-Empfang mit aktiver Antenne und moderner Software



weitere Themen:

- Untersuchungen an Schleifenantennen
- modernes Bakenkonzept



Technik, die verbindet!

Dämpfungsarme Koaxialkabel von SSB

Aircell® 5

Innenleiter/massiv
ø 5 mm fmax 10 GHz

Aircell® 7

Innenleiter/flexibel
ø 7,3 mm fmax 6 GHz

Aircom Plus®

Innenleiter/massiv
ø 10,3 mm fmax 10 GHz

Ecoflex® 10

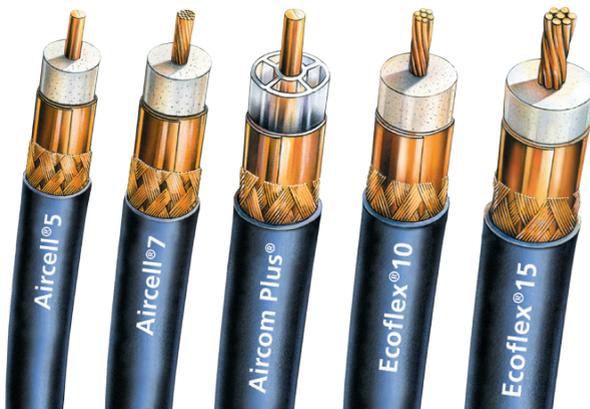
Innenleiter/flexibel
ø 10,2 mm fmax 6 GHz

Ecoflex® 15

Innenleiter/flexibel
ø 14,6 mm fmax 6 GHz



Einfach & schnell
online Kabel
konfektionieren.



Fon: + 49 - 29 41 - 9 33 85 - 0

Fax: - 120

www.ssb.de

Inhalt

- 131 **Faltdipol - Schleifenantenne
- Kurzschlussleitung**
Gerd Janzen, DF 6 SJ
- 153 **Modernes Bakenkonzept mit
Baugruppen der UKW-Berichte**
Wolfgang Schneider, DJ 8 ES
- 163 **Praxisprojekt:
VLF-Empfang mit aktiven
magnetischen Antennen und
der PC-Soundkarte, Teil 2**
Gunthard Kraus, DG 8 GB
-  186 **Fundstelle Internet**
Gunthard Kraus, DG 8 GB
- 190 **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
Abonnentenverwaltung elektronisch gespeichert
werden. Adressänderungen und Änderungen der
Bankverbindung bitten wir uns unverzüglich be-
kanntzugeben. Mit der Abonnementzahlung werden
die Abonnementbedingungen 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

Verlag UKW-Berichte, D-Baiersdorf

Beilagenhinweis

Einem Teil dieser Auflage liegen 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 Pillelets, 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

Poland

Zdzislaw Bienkowski, SP 6 LB,
ul. Staszica 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!



Gerd Janzen, DF 6 SJ

Faltdipol - Schleifenantenne - Kurzschlussleitung

In diesem Beitrag werden die grundsätzlichen Antenneneigenschaften unterschiedlich geformter, rechteckiger Drahtschleifen mit konstantem Umfang diskutiert. Die Hochfrequenzdaten dieser Schleifenantennen werden aus der Simulation mit EZNEC gewonnen.

1. Einleitung

Sie werden sich mit Recht fragen, was die beiden Antennen und die Kurzschlussleitung gemeinsam haben. Sehr einfach: sie bestehen aus geschlossenen Drahtschleifen und unterscheiden sich nur durch die Formgebung und den Ort der Einspeisung.

In diesem Beitrag werden zahlreiche geschlossene und horizontal über Grund aufgespannte Schleifen mit konstanter Drahtlänge so in ihrer Rechteckgeometrie verändert, dass sich allmähliche Übergänge zwischen den Schleifengeometrien ergeben, **Bild 1**. Diese unterschied-

lichen Schleifen wurden mit EZNEC [1] berechnet, und es wurden die folgenden Daten aus den Simulationen gewonnen:

- Eingangswiderstand,
- Resonanzfrequenz,
- Strahlungsdiagramme,
- Gewinn.

Warum sind systematische Untersuchungen dieser Art interessant? Es stellen sich folgende Fragen:

- *Strahlt eine horizontal aufgespannte Rechteckschleife besser als ein Faltdipol?*
- *Ist eine quadratische Schleife besser als eine rechteckige?*
- *Ist eine horizontal errichtete Schleifenantenne eine Nahbereichs- oder eine DX-Antenne?*
- *Gibt es eine Schleifenantenne, die gleichmäßig in alle Richtungen strahlt?*
- *Kann man eine Rechteckschleife so dimensionieren, dass sie einen Eingangswiderstand von 50Ω aufweist?*
- *Ab wann wird eine schlanke Rechteckschleife, die an einer ihrer Schmalseiten ge-*

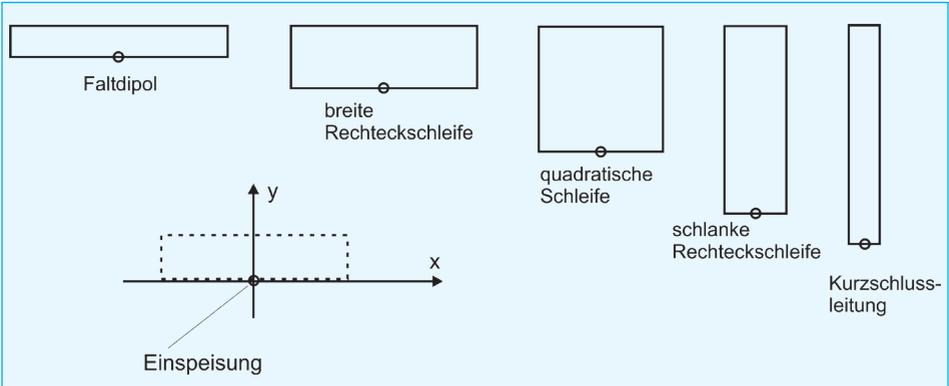


Bild 1: Geometrien einiger der hier untersuchten 14 Drahtschleifen mit konstantem Umfang. Die Schleifendrähte sind horizontal über Grund aufgespannt. Das angegebene Koordinatensystem dient zur Definition der Schleifendrähte in EZNEC. Die Einspeisung der HF erfolgt stets in der Mitte des vorderen Drahts bei $x=0, y=0$

speist wird, zu einer nicht mehr strahlenden Kurzschlussleitung?

2. Geometrie des Faltdipols

Ausgangspunkt der Untersuchungen ist eine horizontale Schleife, die in Querrichtung (= x-Richtung) lang und in Längsrichtung (= y-Richtung) sehr kurz ist: ein (liegender) Faltdipol, links in Bild 1. Der Speisepunkt liegt, wie bei den weiteren hier betrachteten Schleifen auch, jeweils vorne in der Mitte.

Die Faltdipolschleife ist in ihrer Geometrie so gewählt, dass sie bei 28,6 MHz resonant ist. Dazu gehört als Querränge der beiden parallel verlaufenden Drähte die Basislänge in x-Richtung $a = 5,0$ m bei einem y-Abstand $b = 5$ cm zwischen den Paralleldrähten, **Bild 2**. Die Gesamtdrahtlänge beträgt damit 10,1 m. Bei allen weiteren hier untersuchten Schleifen wird

diese Drahtlänge konstant gehalten. Aus Bild 2 gehen auch noch die später verwendeten Begriffe Azimutwinkel 0° und 90° hervor. Ausführliche Hinweise zum Faltdipol sind in [2], Kapitel 7, zu finden.

Die hier untersuchten 14 Schleifengeometrien listet **Tabelle 1** mit den Abmessungen $a = 5$ m ... 0,05 m und $b = 0,05$ m ... 5 m auf. Das Seitenverhältnis ist damit zwischen $a/b = 100$ (Faltdipol) über $a/b = 1$ (Quadrat) bis $a/b = 1/100$ (Kurzschlussleitung) variiert. Die Strukturen Nr. 12 bis 15 nähern sich immer mehr kurzgeschlossenen Zweidrahtleitungen an.

3. Verteilung der Segmente für die Simulation in EZNEC

Um mit den aus EZNEC stammenden Simulationsergebnissen logische und zahlenmäßige Vergleiche zwischen

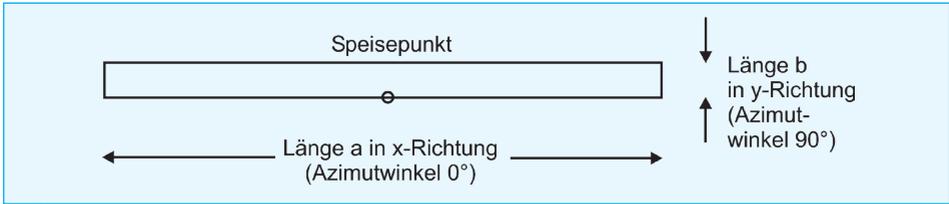


Bild 2: Geometrie der Drahtschleifen aus zwei parallelen Drähten der Länge a in x-Richtung und zwei parallel verlaufenden Drähten der Länge b in y-Richtung. Zur x-Richtung gehört in den später berechneten Strahlungsdiagrammen der Azimutwinkel 0°, zur y-Richtung der Azimutwinkel 90°. Der Umfang der Schleifen ist $2(a+b) = 10,1 \text{ m} = \text{const.}$ Einspeisung (Quelle) jeweils in der Mitte des vorderen Drahts a. (Ansicht von oben)

den unterschiedlichen Geometrien anstellen zu können, sind einige Regeln bei der Vergabe der Segmente für die vier Drahtstücke einzuhalten.

- Es ist eine ausreichende Anzahl an Segmenten vorzusehen. Ausreichend ist

eine Segmentanzahl dann, wenn sich bei einer geringfügigen Änderungen einer gewählten Segmentanzahl nur noch eine unbedeutende Änderung in den Ergebnissen zeigt. Angestrebt wurde bei diesen Untersuchungen eine Segmentlänge

Nr.	Struktur (Schleifenumfang=10,1 m)	Länge a in m	Länge b in m	Segmente für a: 2x	Segmente für b: 2x
1	Faltdipol (a/b=100)	5,0	0,05	101	1
2		4,8	0,25	97	5
3		4,6	0,45	91	9
4		4,0	1,05	81	21
5		3,25	1,8	65	36
6	Quadratschleife (a/b=1)	2,525	2,525	51	51
7		1,8	3,25	35	65
8		1,05	4,0	21	80
9		0,45	4,6	9	92
10		0,35	4,7	7	94
11		0,25	4,8	5	96
12		0,18	4,87	3	97
13	(Kurzschlussleitung)	0,1	4,95	3	99
14	Kurzschlussleitung (a/b=0,01)	0,05	5,0	1	100

Tabelle 1: Untersuchte Schleifengeometrien vom Faltdipol, Struktur Nr. 1, über die quadratische Schleife, Nr. 6, zur kurzgeschlossenen Leitung, Nr. 14. Die Drahtlänge aller Schleifen ist konstant und beträgt jeweils 10,1 m. Schleife Nr. 1, der Faltdipol, ist mit dieser Geometrie bei 28,6 MHz resonant. Die Verteilung der Segmente für die Simulation in EZNEC ist wohlüberlegt, siehe Text

Wires										
No.	End 1				End 2				Diameter (mm)	Segs
	X (m)	Y (m)	Z (m)	Conn	X (m)	Y (m)	Z (m)	Conn		
1	-2,3	0	4	W4E1	2,3	0	4	W3E1	2	91
2	-2,3	0,45	4	W4E2	2,3	0,45	4	W3E2	2	91
3	2,3	0	4	W1E2	2,3	0,45	4	W2E2	2	9
4	-2,3	0	4	W1E1	-2,3	0,45	4	W2E1	2	9

Bild 3: Drahtmenü aus EZNEC für die Schleife 3 mit $a = 4,6$ m von $x_1 = -2,3$ m bis $x_2 = +2,3$ m und $b = 0,45$ m. Die Schleife ist, wie alle anderen auch, symmetrisch zur y-Achse definiert

von etwa 5 cm, woraus für eine komplette Schleife jeweils etwa 200 Segmente folgen.

- Die Segmentanzahl auf dem gespeisten Basisdraht (vorderer Draht der Länge a) muss ungerade sein, da sich nur dann eine genau mittige Positionierung der Quelle erreichen lässt.

- Eine sehr wichtige Vorbedingung für richtiges Rechnen des Simulationsprogramms ist, dass sich bei (eng benachbarten) parallel laufenden Drahtstücken die Segmentgrenzen genau gegenüber stehen. Dies erfordert gleiche Segmentanzahlen auf den beiden jeweils parallel zueinander laufenden Drähten mit Länge a bzw. mit Länge b .

- Die für einen Queldraht (hier der vordere Draht der Länge a) gewählte Segmentlänge soll sich auf direkt daran anschließenden Drähten (hier also auf den beiden Drähten b) nicht abrupt ändern.

die Schleife 3 aus Tabelle 1 gewählt. Zur Definition der Schleife sind vier Drähte notwendig: in den Zeilen 1 und 2 sind die beiden Drähte der Länge $a = 4,6$ m in x-Richtung (symmetrisch zur y-Achse von $x_1 = -2,3$ m bis $x_2 = +2,3$ m) mit 2×91 Segmenten definiert, in den Zeilen 3 und 4 finden sich die beiden Drähte der Länge $b = 0,45$ m in y-Richtung mit 2×9 Segmenten. Für den Aufbau der Schleifen ist Kupferdraht mit Durchmesser 2 mm vorgesehen, die Höhe über Grund betrug hier 4 m ($z = 4$ m) und wurde später verändert. Im Bodenmenü von EZNEC wurde ein („antennenguter“) „Normalboden“ (5 mS/m, $\epsilon_p = 13$) ausgesucht, Näheres in [3].

Diese Antennenschleife mit Koordinatensystem, wie sie in EZNEC im Menü ANTENNA VIEW abgerufen werden kann, zeigt **Bild 4** (Die Höhe der Schleife über Grund ist in diesem Bild etwas abgesenkt).

4. Eingaben in EZNEC

Als Beispiel eines Drahtmenüs in EZNEC ist in **Bild 3** das WIRES-Menü für

5. Verhalten der Schleifen bei 28,6 MHz

Nun wurden die Eingangswider-

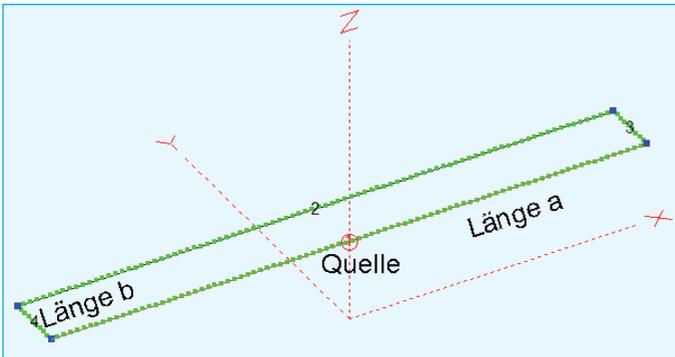


Bild 4:
 Perspektivische Ansicht der in Bild 3 definierten Antenne mit den Maßen $a = 4,6\text{ m}$ und $b = 0,45\text{ m}$. Die Punkte an den Schleifendrähten zeigen die Segmentgrenzen, der Kreis bei $x = 0, y = 0$ zeigt den Einspeisepunkt (Quelle)

stände und Gewinnwerte der 14 Schleifen bei der Aufbauhöhe $h = 4\text{ m}$ mit EZNEC ermittelt und tabellarisch und in Diagrammen dargestellt. Die Diagrammkurven wurden in Abhängigkeit von der Länge a des vorderen Schleifendrahtes

zwischen der Basislänge $a = 0,05\text{ m}$ und $a = 5\text{ m}$ aufgetragen. Bei $a \approx (4,5 \dots 5)\text{ m}$ finden sich die „faltdipolähnlichen“ Antennen, bei $a \approx 2,5\text{ m}$ die quadratische Schleife und bei sehr kleinen Werten a die „Kurzschlussleitungen“, die später noch

Nr.	Struktur in Höhe $h = 4\text{ m}$	Basislänge a in m	Länge b in m	Eingangswiderstand in Ω bei 28,6 MHz	maximaler Gewinn in dBi bei 28,6 MHz unter 0° bzw. 90° Azimut	
1	Faltdipol (resonant)	5,0	0,05	$336 - j 0$	2,4	6,2
2		4,8	0,25	$325 - j 35$	2,4	6,2
3		4,6	0,45	$311 - j 70$	2,4	6,3
4		4,0	1,05	$261 - j 153$	2,5	6,2
5		3,25	1,8	$190 - j 218$	2,8	5,9
6	Quadratschleife	2,525	2,525	$121 - j 245$	3,3	5,5
7		1,8	3,25	$61,8 - j 235$	3,9	5,0
8		1,05	4,0	$20,4 - j 187$	4,6	4,7
9		0,45	4,6	$4,3 - j 125$	4,3	3,8
10		0,35	4,7	$3,0 - j 112$	3,7	3,2
11		0,25	4,8	$2,0 - j 98$	2,4	1,9
12		0,18	4,87	$1,6 - j 87$	0,7	0,2
13	(Kurzschlussleitung)	0,1	4,95	$1,3 - j 72$	-3,4	-3,9
14	Kurzschlussleitung	0,05	5,0	$1,2 - j 61$	-9,3	-9,8

Tabelle 2: Komplexe Eingangswiderstände und maximale Gewinnwerte bei den Azimutwinkeln 0° und 90° für die 14 Drahtschleifen als Simulationsergebnis aus EZNEC; alle Werte gelten bei der Frequenz 28,6 MHz, bei der der Faltdipol resonant ist

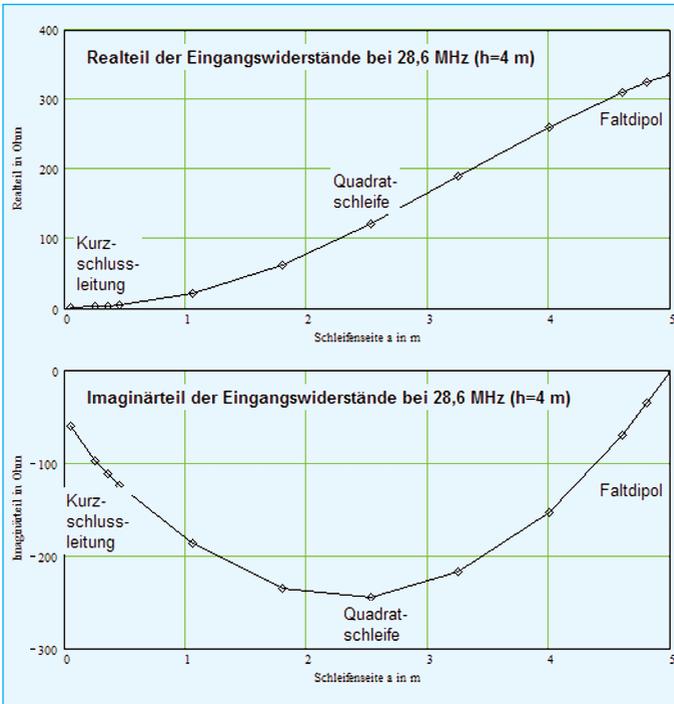


Bild 5: Real- und Imaginärteile des Eingangswiderstandes der untersuchten Schleifen 1 bis 14 bei der konstanten Frequenz 28,6 MHz. Die Schleifen 2 bis 14 sind hier nicht in Resonanz, erkennbar am deutlichen kapazitiven Blindwiderstand (unteres Diagramm), der bei der quadratischen Schleife mit $X = -245 \Omega$ ein Maximum erreicht und zu den Kurzschlussleitungen hin mit sehr kleinen Basislängen a wieder abnimmt

etwas genauer betrachtet werden sollen.

Aus **Tabelle 2** und aus den beiden Diagrammen in **Bild 5** sind Real- und Imaginärteil der Eingangswiderstände ablesbar. Der im oberen Diagramm dargestellte Realteil des Eingangswiderstandes, der aus dem Strahlungswiderstand sowie Draht- und Bodenverlustwiderständen besteht, nimmt mit kleiner werdendem Maß a von etwas über 300 Ω kontinuierlich in Richtung zu sehr kleinen Werten hin ab. Aus dem unteren Diagramm ist zu entnehmen, dass nur der Faltdipol bei der Entwurfsfrequenz 28,6 MHz keinen Imaginärteil im Eingangswiderstand aufweist, also resonant ist, eben weil er mit seinen geometrischen Maßen so entwor-

fen wurde. Alle weiteren Schleifen zeigen bei dieser Frequenz zum Teil erhebliche Blindanteile, so besonders die quadratische Schleife Nr. 6 mit dem hohen kapazitiven Blindwiderstandswert $X = -245 \Omega$. Dies bedeutet in der Praxis, dass die quadratische Schleife die größte Zusatzdrahtlänge benötigen würde, wollte man sie bei 28,6 MHz resonant betreiben.

Die Gewinnwerte der Schleifenantennen gelten für zwei spezielle Azimutwinkel: abgehende Strahlung in Richtung der Drähte a (Azimutwinkel 0° , x-Richtung) bzw. in Richtung der Drähte b (Azimutwinkel 90° , y-Richtung). Die Gewinnwerte der 14 Schleifen bei der Resonanzfrequenz des Faltdipols (28,6 MHz) sind in

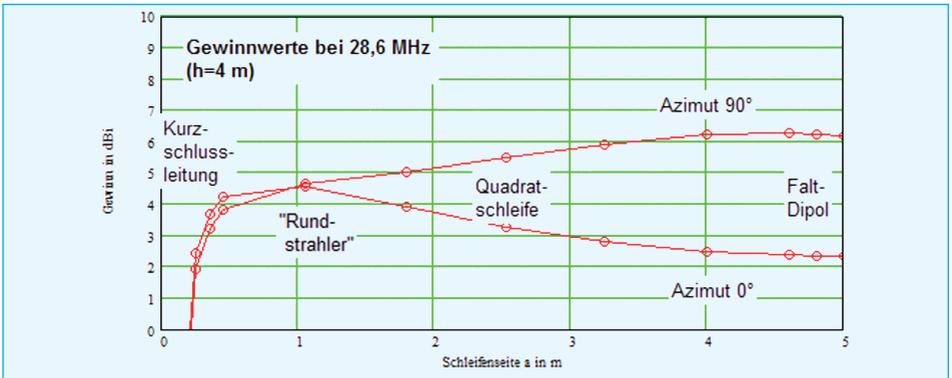


Bild 6: Gewinnwerte der hier untersuchten 14 Schleifenantennen, aufgetragen über der Schleifenlänge $a = 0,05$ m (Kurzschlussleitung) bis $a = 5$ m (Faltdipol). Die Kurven gelten für die bei 28,6 MHz betriebenen nicht-resonanten Schleifen. Die obere Kurve zeigt den Gewinn in der 90°-Azimutrichtung (in Richtung der y-Achse), die untere den Gewinn in der 0°-Richtung (Richtung der x-Achse)

Bild 6 zu sehen. Die Kurven gelten für die Azimutwinkel 0° (untere Kurve) und 90° (obere Kurve). So zeigt der Faltdipol in Richtung der langen Drähte a einen Gewinn $G = 2,35$ dBi, während er quer zu seiner großen Ausdehnung den hohen Gewinn $G = 6,16$ dBi erreicht. Für alle nicht zu schlanken Schleifen mit Längen $a > 1$ m gehört der höhere Gewinn stets zur quer abgehenden Strahlung mit Azimutwinkel 90°.

Dieses für alle gestreckten Dipole wohl-bekanntes Abstrahlverhalten zeigt **Bild 7** in einem Elevationsbild. Die blaue Kurve gilt für die vornehmlich steil nach oben abgehende Strahlung in Längsrichtung der Schleife (Azimut 0°), während die rote Kurve die mit deutlich höherem Gewinn versehene Abstrahlung quer zum Draht (Azimut 90°) zeigt. Diese Abstrahlung weist ihr Maximum bei den Erhebungswinkeln 37° bzw. 143° auf und zeigt auch noch deutliche Gewinn-

werte bei flacheren Erhebungswinkeln, womit der in Höhe $h = 4$ m angebrachte 10-m-Band-Faltdipol für DX geeignet erscheint.

Die Antenne mit dem höchsten Gewinn in Tabelle 2 ist Schleife 3 ($a = 4,6$ m, $b = 0,45$ m) mit $G = 6,26$ dBi. Am gleichmäßigsten in alle Himmelsrichtungen strahlt bei den hier vorliegenden Bedingungen (Aufbauhöhe $h = 4$ m) bei 28,6 MHz nicht etwa die quadratische Schleife 6 mit den Abmessungen $a = b = 2,525$ m, sondern die schmal-rechteckige Anordnung Nr. 8 mit den Maßen $a = 1,05$ m und $b = 4$ m.

Werden die Schleifen in y-Richtung immer länger und schlanker mit Einspeisung an der schmalen Stelle, so nimmt der Gewinn schnell ab, um im Fall besonders schlanker Schleifengeometrien, die eher als Kurzschlussleitungen denn als Antennen wirken, auf minimale Abstrahlwerte zu fallen.

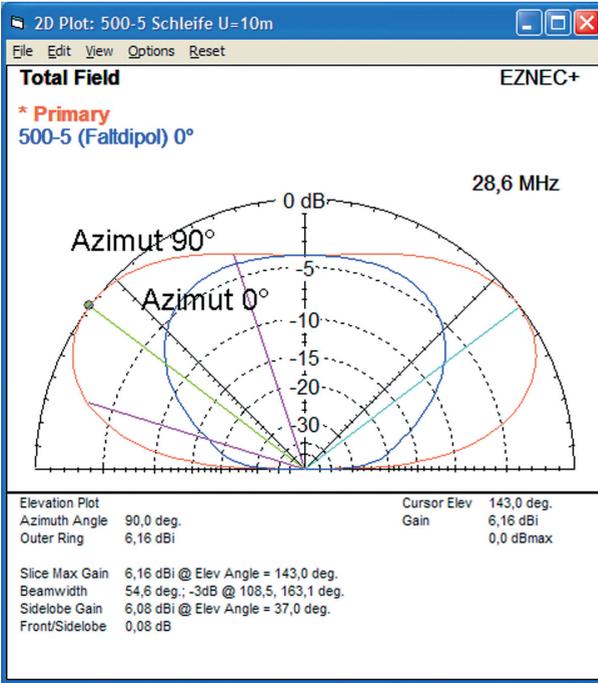


Bild 7:
Elevationsstrahlungsdiagramme des resonanten Faltdipols bei den Azimutwinkeln 0° (blaue Kurve) und 90° (rote Kurve)

frequenz der Schleifen 2 bis 14 finden, bei der der Imaginärteil des Eingangswiderstandes verschwindet. Da diese Schleifen, wie bereits erwähnt, alle zu klein für die Resonanzfrequenz 28,6 MHz des Faltdipols sind, liegen die Resonanzen dieser Drahtgebilde bei höheren Frequenzen. Am deutlichsten wirkt sich das aufgrund des hohen kapazitiven Eingangswiderstandes bei der quadratischen Schleife aus, die erst bei 31,8 MHz in Resonanz kommt. Die Zahlenwerte sind in **Tabelle 3** aufgelistet, in **Bild 8** sind die Resonanzfrequenzen, in

6. Verhalten bei der jeweiligen Resonanzfrequenz

Wird in EZNEC der Verlauf der Welligkeit über der Frequenz aufgetragen, so lässt sich in der Umgebung des SWR-Minimums recht einfach die Resonanz-

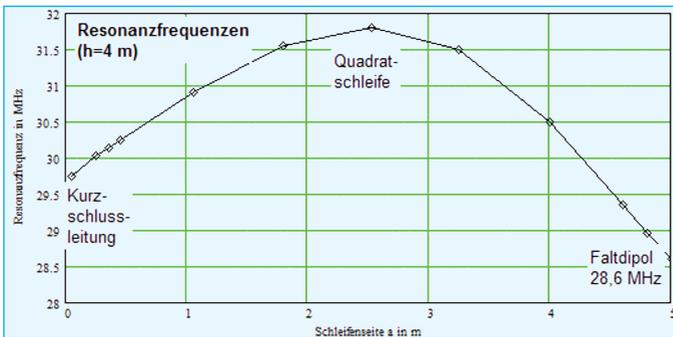


Bild 8:
Resonanzfrequenzen der 14 Schleifen, aufgetragen über der Basislänge a der Schleifen

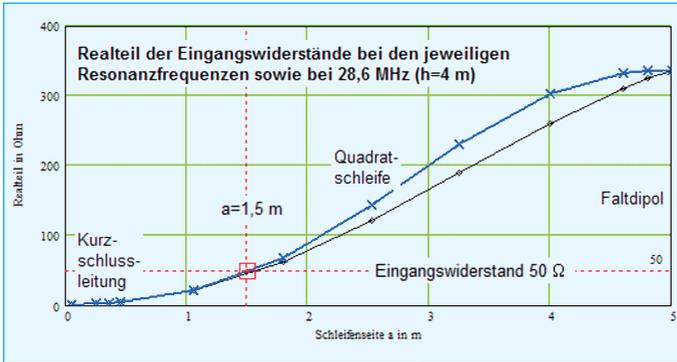


Bild 9: Reelle Eingangswiderstände der in jeweiliger Resonanz betriebenen Rechtwinkelschleifen als Funktion der Basislänge a (blaue Kurve); zum Vergleich die Werte der nicht-resonanz betriebenen Schleifen aus Bild 5

Bild 9 die reellen Eingangswiderstände und in **Bild 10** die Gewinnwerte der 14 resonanten Schleifen in Abhängigkeit von der Basislänge a dargestellt. Bei $a \approx (4,5 \dots 5)$ m finden sich wieder die „Faltdipole“, bei sehr kleinen Werten a liegen

die „Kurzschlussleitungen“.

Für die Aufbauhöhe $h = 4$ m erreicht die Resonanzfrequenz bei der quadratischen Schleife ihren maximalen Wert, Bild 8. Der Realteil des Eingangswider-

Nr.	Struktur in Höhe $h = 4$ m	Basislänge a in m	Länge b in m	Resonanzfrequenz in MHz	Eingangswiderstand in Ω bei Resonanz	max. Gewinn in dBi bei der jeweiligen Resonanzfrequenz unter 0° bzw. 90°	
1	Faltdipol	5,0	0,05	28,6	336	2,4	6,2
2		4,8	0,25	28,95	336	2,2	6,3
3		4,6	0,45	29,35	332	2,1	6,4
4		4,0	1,05	30,5	303	1,8	6,5
5		3,25	1,8	31,5	231	2,0	6,2
6	Quadratschleife	2,525	2,525	31,8	143	2,6	5,6
7		1,8	3,25	31,55	67,8	3,6	4,8
8		1,05	4,0	30,9	20,8	4,5	4,3
9		0,45	4,6	30,25	4,3	4,2	3,3
10		0,35	4,7	30,14	3,0	3,5	2,6
11		0,25	4,8	30,02	2,1	2,3	1,3
12		0,18	4,87	29,95	1,6	0,5	-0,5
13	(Kurzschlussleitung)	0,1	4,95	29,83	1,3	-3,6	-4,6
14	Kurzschlussleitung	0,05	5,0	29,75	1,27	-9,6	-10,5

Tabelle 3: Resonanzfrequenz der Schleifen und deren Eingangswiderstände und Gewinnwerte bei dieser Frequenz

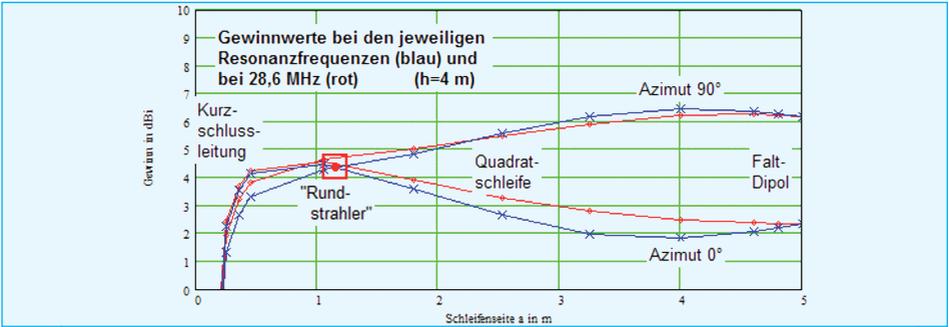


Bild 10: Gewinnwerte der resonanten Schleifenantennen für die Azimutwinkel 0° und 90° , aufgetragen über der Basislänge $a=0,05$ m (Kurzschlussleitung) bis $a=5$ m (Falt-dipol). Zum direkten Vergleich sind rot die Gewinne der nicht-resonanten Schleifen aus Bild 6 eingetragen. Die Schleife mit der Basislänge $a \approx 1,1$ strahlt gleichmäßig in alle Richtungen

standes, dargestellt in Bild 9, der weitgehend aus dem Strahlungswiderstand der Schleifenantenne besteht, nimmt bei den immer schlanker werdenden Schleifen stark ab. Dies ist ein deutliches Zeichen dafür, dass es mit der Energie-Abstrahlung von diesen schlanken Leitungs-Drahtgebilden nicht mehr so recht klappt. Zum Vergleich ist der Verlauf der Eingangswiderstandswerte aus Bild 5 für die nicht-resonanten Antennen dünn eingetragen, diese Werte liegen niedriger, die Unterschiede zu den resonanten Schleifen sind jedoch nicht bedeutend.

Wird als Basislänge $a \approx 1,5$ m gewählt, so liegt der Eingangswiderstand bei 50Ω . Diese 4 m hoch hän-

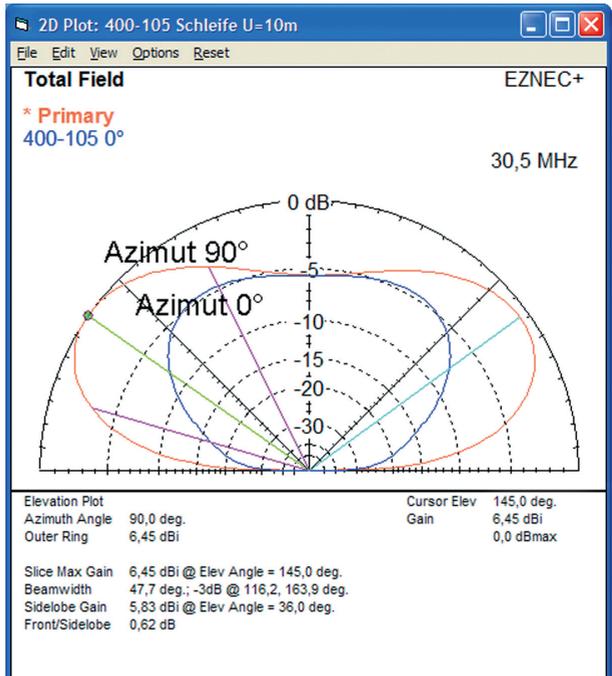


Bild 11: Elevationsstrahlungsdiagramme der Schleife 4 mit den Maßen $a = 4$ m, $b = 1,05$ m, die den höchsten Gewinn aller in 4 m Höhe aufgebauten Schleifen aufweist; Azimutwinkel 0° (blaue Kurve) und 90° (rote Kurve)

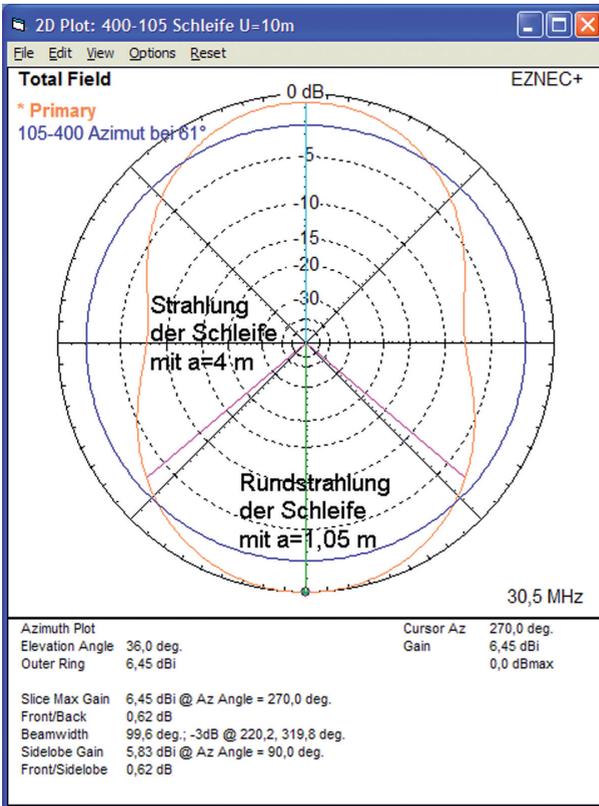


Bild 12:
 Azimut-Strahlungsdiagramme der geometrisch gleichen, aber an unterschiedlichen Stellen gespeisten Schleife 4 mit $a = 4\text{ m}$, $b = 1,05\text{ m}$ (rote Kurve) und Schleife 8 mit $a = 1,05\text{ m}$, $b = 4\text{ m}$ (blauer Kreis), die perfekt rundum strahlt; (Elevationswinkel 61°)

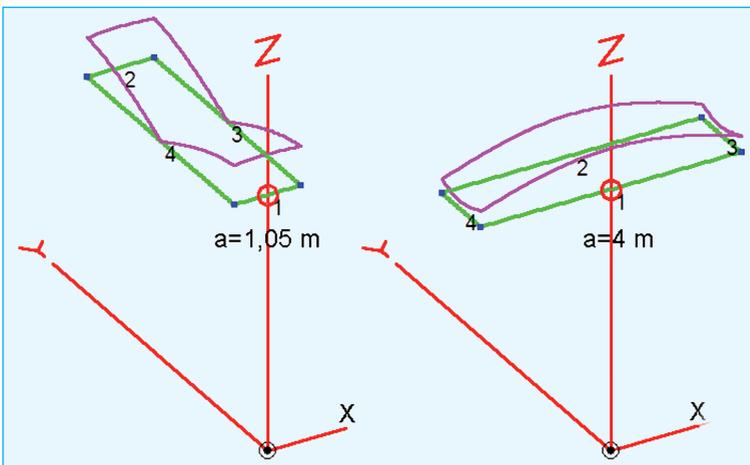


Bild 13:
 Stromverteilungen längs der Drähte der geometrisch gleichen, aber an unterschiedlichen Stellen gespeisten Schleifen 4 mit Basislänge $a = 4\text{ m}$ (rechts) und 8 mit Basislänge $a = 1,05\text{ m}$ (links)

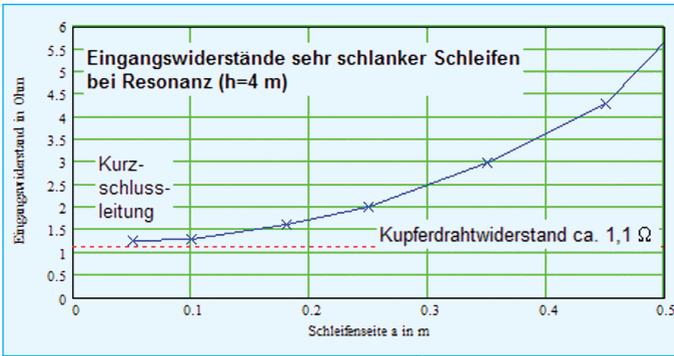


Bild 14: Eingangswiderstände sehr schlanker Schleifen, für $a = 0,05$ bis $0,5$ m; eingetragen ist der Kupferdrahtwiderstand ($1,1 \Omega$), in den die Kurve für kaum mehr strahlende Kurzschlussleitungen einmündet

gende Schleife könnte also direkt an ein 50Ω -Kabel angeschlossen werden. Der Einbau eines Baluns oder eine andere Maßnahme zur Unterdrückung unerwünschter Mantelwellen auf dem Außenmantel des Koaxialkabels ist aber stets notwendig.

Die Gewinnwerte der in Resonanz betriebenen Schleifen sind in Bild 10 zu finden, es gelten die blauen Kurvenzüge mit den Kreuzmarkierungen. Dem Vergleich dienen wieder die Werte der nicht-resonanten Schleifen aus Bild 6. Die Gewinnwerte liegen beim Azimutwinkel 90° (Abstrahlung in y-Richtung, obere Kurve) wieder oberhalb der Werte des nicht-resonanten Betriebs, beim Azimutwinkel 0° (Abstrahlung in x-Richtung, untere Kurve) geringfügig niedriger.

Die Schleifenantenne 4 mit den Abmessungen $a = 4$ m und $b = 1,05$ m erweist sich bei der Aufbauhöhe $h = 4$ m als der Strahler mit dem höchsten Gewinn $G = 6,45$ dBi unter erfreulich niedrigen Elevationswinkeln um 35° . Die von dieser Antenne abgehende Strahlung in Elevation zeigt **Bild 11** bei den Azimutwinkeln 0° (blaue Kurve) und 90° (rote Kurve).

Die „symmetrische“ quadratische Schleife zeigt auch hier ein im Azimut bei 0° und 90° unterschiedliches Abstrahlverhalten, die Quadratschleife ist also entgegen dem Gefühl kein perfekter Rundstrahler. Interessant ist aber wieder die Überkreuzung der Kurvenzüge bei der Länge $a \approx 1,1$ m in Bild 10: hier erreichen die Gewinne unter den Azimutwinkeln 0° und 90° ungefähr dieselben Gewinnwerte $G = 4,3$ dBi. Das bedeutet, dass eine in Höhe $h = 4$ m aufgebaute, ziemlich schlanke Rechteckschleife mit den Abmessungen $a \approx 1,05$ m und $b \approx 4$ m ein fast perfekter, steil strahlender Rundstrahler ist. Für diese Schleife zeigt **Bild 12** das perfekt kreisförmige Azimutstrahlungsdiagramm bei einem Erhebungswinkel 61° (blauer Kreis). Zum Vergleich ist in das Diagramm die Strahlungscharakteristik der zwar gleich geformten, aber an anderer Stelle gespeisten Schleife 4 mit den Maßen $a = 4$ m, $b = 1,05$ m als rote Kurve eingetragen.

Die beiden geometrisch gleichen, aber an ungleichem Ort gespeisten und daher elektrisch stark unterschiedlichen Schleifen 4 und 8 mit ihren Stromverteilungen sind in **Bild 13** abgebildet. Schleife 4 weist

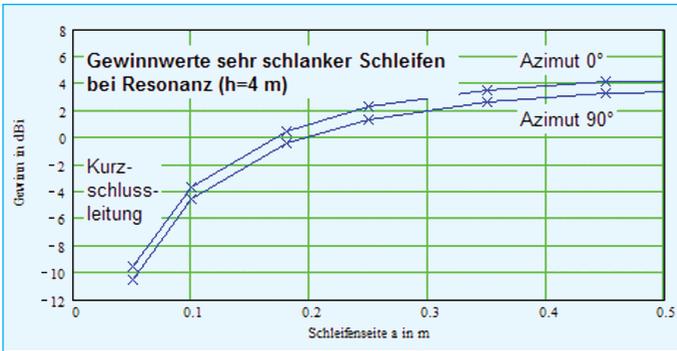


Bild 15: Gewinnwerte sehr schlanker Schleifenantennen in Abhängigkeit von den kleinen Basislängenwerten $a = 0,05\text{ m}$ bis $a = 0,5\text{ m}$; Kurvenparameter ist der Azimutwinkel $0^\circ/90^\circ$, wie in Bild 10

bei Resonanz einen Eingangswiderstand von $303\ \Omega$, Schleife 8 von $20,8\ \Omega$ auf.

7. Eigenschaften sehr schlanker Schleifen

Bei den „leitungsähnlichen“ Geometrien der sehr schmalen Schleifen 12 bis 14 ist der Antenneneingangswiderstand bereits auf sehr kleine Werte im Bereich weniger Ohm gefallen. Wie man in EZNEC sehr leicht durch „Abschalten“ des Drahtverlustwiderstandes nachprüfen kann, besteht dieser Widerstand nun nicht mehr überwiegend aus dem erwünschten Strahlungswiderstand, der für den Nutzen der Antenne steht, sondern ganz wesentlich aus Boden- und Leitungsverlusten. Wird bei der Schleife 12 in der Simulation der Drahtverlustwiderstand vorübergehend zu null gesetzt, so fällt der Eingangswiderstand mit diesem Idealdraht von $1,6\ \Omega$ auf etwa $0,5\ \Omega$. Dies bedeutet, dass etwa $(1,6 - 0,5)\ \Omega = 1,1\ \Omega$ allein dem Kupferverlustwiderstand zuzuordnen sind [4]. Der Wirkungsgrad dieser „Antenne“ aus zwei im Abstand von 18 cm über 4,87 m parallel laufenden Dräh-

te ist nicht gut. Dies drückt sich natürlich besonders im Gewinn dieser „Antenne“ aus, der nur noch um 0 dBi beträgt.

Setzt man auch bei der schmalsten hier betrachteten Drahtanordnung Nr. 14 (Leiterabstand 5 cm, Leiterlänge 5 m) die Drahtverluste versuchsweise auf null, so liegt nun der Eingangswiderstand bei nur noch $0,036\ \Omega$. Das heißt, dass jetzt fast die gesamte der „Antenne“ angebotene Leistung im Kupferdraht „verheizt“ wird und somit fast nichts zur Abstrahlung übrig bleibt. Die Bodenverluste spielen bei diesen schlanken Schleifen keine große Rolle mehr, da kaum noch Strahlung aus dem Leiterpaar „entweichen“ kann und den verlustbehafteten Boden erreicht [5, 6]. Der „Antennen“-Gewinn von etwa -10 dBi bestätigt die fehlende Abstrahlung. Gäbe es den hier angenommenen verlustlosen Antennendraht tatsächlich, so wäre der winzige Antenneneingangswiderstand (=Strahlungswiderstand der Antenne) von $0,036\ \Omega$ jedoch kein Zeichen für eine minderwertige Antenne, denn diese Antenne wiese einen Gewinn von immerhin 5 dBi bis 6 dBi auf! Diesen überraschend hohen Gewinnwert könnte man aller-

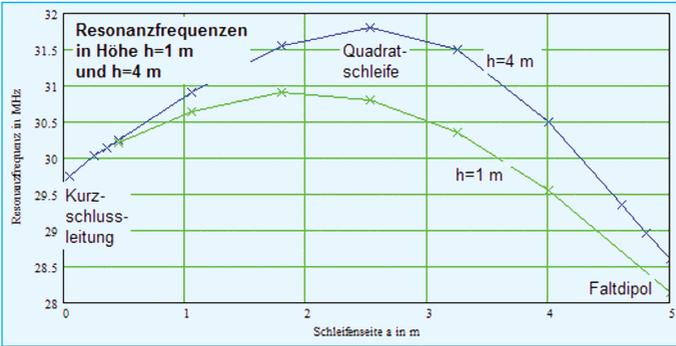


Bild 16: Resonanzfrequenzen von Schleifen mit konstantem Umfang 10,1 m, bei Höhen $h = 1$ m (grüne Kurve) und $h = 4$ m (blaue Kurve) über Normalboden, aufgetragen über der Basislänge a

dings nur dann ausnützen, wenn man neben dem verlustfreien Schleifendraht auch noch ein verlustloses Anpassungsnetzwerk von $0,036 \Omega$ nach 50Ω bauen könnte - was natürlich nicht möglich wäre. Aber träumen darf man schon von solchen Antennen ...

Die **Bilder 14** und **15** zeigen in hoher Auflösung für sehr kleine Basislängenwerte $a = 0,05$ bis $a = 0,5$ m für die schlanken Schleifen 9 bis 14 Eingangswiderstände und Gewinnwerte resonant betriebener Schleifen. Mit abnehmender Basislänge a fällt der Eingangswiderstand schnell auf Werte von wenigen Ohm ab und mündet asymptotisch in den Kupferdrahtwiderstand bei etwa 1 Ohm ein. Der Differenzbetrag zwischen diesem Kupferverlustwiderstand und dem Eingangswiderstand ist im Wesentlichen der Strahlungswiderstand, der damit winzige Werte annimmt. Die Gewinnwerte der sehr schlanken Schleifen brechen bei Basislängen $a < 0,2$ m stark ein. Kein Funkamateur würde diese schlanken Zweidrahtgebilde als Antennen interpretieren - was sie ja auch nicht sind, denn es sind abstrahlungsarme Zweidrahtleitungen

mit Kupferdrahtverlusten entstanden.

8. Übertragung der Ergebnisse auf andere Frequenzen

Die oben angegebenen Ergebnisse für Eingangswiderstände und Gewinne sind für Frequenzen um 29 MHz bis 31 MHz gültig. Durch eine frequenz- bzw. wellenlängenproportionale Umrechnung aller (!) Geometriedaten lassen sich die Ergebnisse auf andere Bänder übertragen. Ob dieses Vorgehen praktikabel ist, soll an einem Beispiel gezeigt werden.

Zahlenbeispiel: Der Faltdipol mit 5 m Länge und 5 cm Drahtabstand für das 10-m-Band weist bei 3,7 MHz im 80-m-Band mit dem Frequenzverhältnis $28,6 \text{ MHz} / 3,7 \text{ MHz} = 7,73$ nach Umskalierung folgende Abmessungen auf: Länge des Dipols $a' = 5 \text{ m} \cdot 7,73 = 38,65 \text{ m}$, Leiterabstand $b' = 0,05 \text{ m} \cdot 7,73 = 0,3865 \text{ m}$. Entsprechend müssen die Höhe über Grund und der Drahtdurchmesser angepasst werden. Der 80 m-Band-Faltdipol mit diesen Abmessungen wird dann bei 3,7 MHz



annähernd dieselben elektrischen Daten aufweisen wie der 10-m-Band-Faltdipol bei 28,6 MHz.

Die Umskalierung geht jedoch auch bequemer: in EZNEC lässt sich die Umrechnung mühelos bewerkstelligen, wenn im Frequenzuntermenü (aufgerufen vom Hauptmenü aus) nach der Frequenzeingabe 3,7 MHz das Kästchen „Rescale“ aktiviert wird. Durch diese „Umskalierung“ werden nun alle Geometriemaße automatisch auf die neue Frequenz umgerechnet. Auch die Höhe über Grund wird von $z = 4$ m auf $z' = 30,92$ m verändert und der Drahtdurchmesser von $d = 2$ mm auf $d' = 15,46$ mm vergrößert.

Wenn jetzt die notwendigen „Korrekturen an die Realität“ vorgenommen werden wie Rücksetzung der Aufbauhöhe auf $z = 4$ m und des Drahtdurchmessers auf $d = 2$ mm (in EZNEC am bequemsten mit dem Befehl „Group Modify“), ergeben sich selbstverständlich andere Werte für Eingangswiderstände, Abstrahlwinkel und Gewinnwerte, da es sich nun um eine deutlich andere Antenne in geän-

derter Umgebung handelt. Doch die hier präsentierten *grundsätzlichen* Eigenschaften der im 10-m-Band untersuchten Schleifen vom Faltdipol zur Kurzschlussleitung werden sich nicht wesentlich verändert haben. Näheres ist in Kapitel 10 zu finden.

9. Aufbau der Schleifen in Höhe $h = 1$ m

Die bisherigen Simulationen erfolgten für Schleifen, die 4 m hoch über einem Normalboden aufgebaut waren. Bei der zugrunde liegenden Frequenz 28,6 MHz mit einer Wellenlänge $\lambda \approx 10$ m ist diese Höhe bereits relativ groß und beträgt auf die Wellenlänge bezogen etwa $h/\lambda \approx 0,4$. Aufbauhöhen um 4 m sind für Drahtgebilde im 10-m-Band leicht erreichbar. Doch schon im 20-m-Band müssten die Drähte für dasselbe h/λ -Verhältnis 8 m hoch hängen, bei 80 m Wellenlänge gar 32 m hoch, was für kaum einen Funkamateurliebhaber machbar sein dürfte. Und so sind die Ergebnisse der

Nr.	Struktur in Höhe $h = 1$ m	Länge a in m	Länge b in m	Resonanzfrequenz in MHz	Eingangswiderstand in Ω bei Resonanz	Gewinn in dBi senkrecht nach oben
1	Faltdipol	5,0	0,05	28,14	215	3,1
4		4,0	1,05	29,55	190	3,7
5		3,25	1,8	30,35	142	4,2
6	Quadratschleife	2,525	2,525	30,8	96	4,6
7		1,8	3,25	30,9	53	4,8
8		1,05	4,0	30,64	21	4,4
9		0,45	4,6	30,2	5,1	3,0

Tabelle 4: Resonanzfrequenz einiger in Höhe $h=1$ m angebrachter Schleifen sowie deren reelle Eingangswiderstände und Gewinnwerte senkrecht nach oben

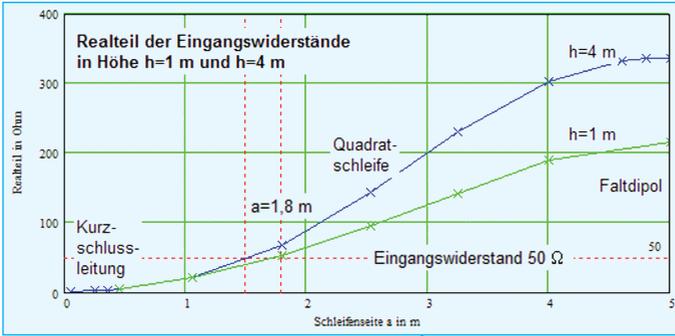


Bild 17: Eingangswiderstände resonanter Schleifen mit 10,1 m Umfang, $h = 1$ m (grüne Kurve) und $h = 4$ m (blaue Kurve) hoch über Normalboden, aufgetragen über der Basislänge a

4 m hoch hängenden 10-m-Band-Schleifen auch aus diesem Grund kaum mehr auf niedrigere Frequenzen übertragbar.

Daher wurden für einige der bereits untersuchten Schleifen zusätzliche Simulationen durchläufe mit Höhe $h = 1$ m ($h/\lambda \approx 0,1$) durchgeführt, **Tabelle 4**. Diese Höhe scheint für das 10-m-Band abartig niedrig zu sein, doch entspricht sie im 80-m-

Band der absoluten Aufbauhöhe 8 m, in der viele Funkamateure ihre Drahtantennen aufbauen dürften.

Der Verlauf der Resonanzfrequenz der vom Faltdipol zur Kurzschlussleitung verformten Schleifenantennen geht aus **Bild 16** hervor. Durch die niedrige Aufbauhöhe sind die kapazitiven Einflüsse des Bodens auf die Antennen stärker ge-

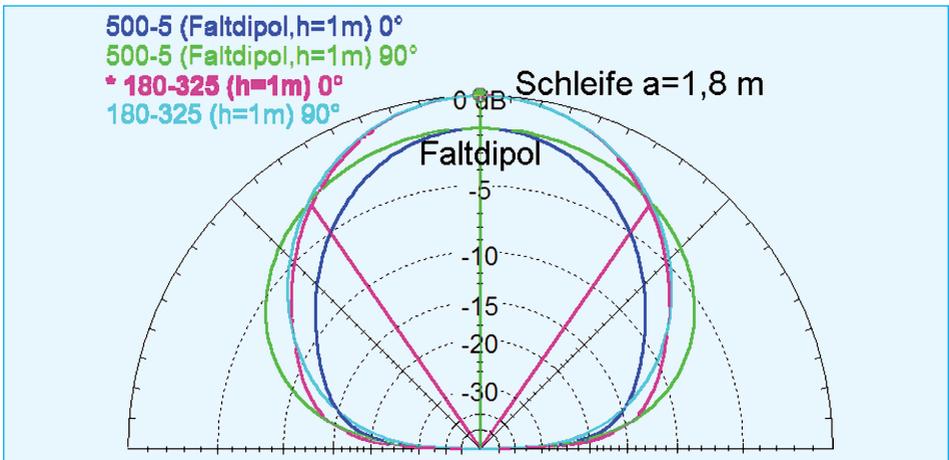


Bild 18: Elevationsstrahlungsdiagramme mit $h = 1$ m niedrighängenden Schleife 1 (=Faltdipol) und Schleife 7 für die Azimutwinkel 0° und 90° ; Schleife 7 weist mit $G = 4,77$ dBi (=0 dB-Kreis) den höchsten Gewinn senkrecht nach oben auf

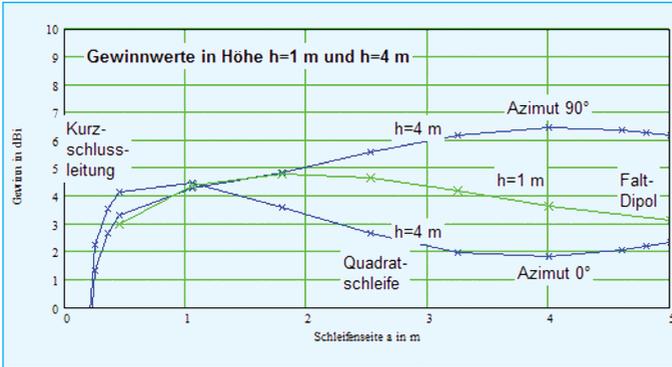


Bild 19: Gewinnwerte resonanter Schleifenantennen, aufgebaut in Höhe $h = 1$ m und (zum Vergleich aus Bild 10) bei $h = 4$ m; die mit $h = 1$ m (grüne Kurve) niedrig hängenden Schleifen weisen keine azimutale Vorzugsrichtung mehr auf

worden und die Resonanzfrequenzen liegen durchweg niedriger als bei der Aufbauhöhe $h = 4$ m. Das Maximum der Resonanzfrequenz wird nun bei der Drahtlänge $a \approx 1,8$ m und nicht bei der quadratischen Form der Schleife erreicht. Damit ist auch bewiesen, dass nicht grundsätzlich die quadratische Schleife (wie bei $h = 4$ m) die höchste Resonanzfrequenz bei

festem Schleifenumfang aufweist. Das Einmünden der grünen Kurve für $h = 1$ m in die blaue Kurve für $h = 4$ m zeigt, dass der kapazitive Bodeneinfluss ab einer Seitenlänge $a \approx 0,5$ m aufhört zu wirken, eben weil die sehr schlanke Schleife nun nicht mehr abstrahlt und - jetzt unabhängig von der Aufbauhöhe - nicht mehr mit dem Boden „kommunizieren“ kann.

a/b	a/m	b/m	h/m	h/λ	f_0/MHz	R_A/Ω	G/dBi
1	11	11	4	0,1	6,98	94	4,8
	2,52	2,52	1		30,8	96	4,6
	5,5	5,5	4	0,2	14,13	130	6,6
	2,52	2,52	2		30,95	134	6,57
	11	11	16		7,2	153	3,3/5,6
2,52	2,52	4	31,8	143	2,6/5,6		
0,55	7,8	14,2	4	0,1	7,01	53	4,9
	1,8	3,25	1		30,9	53	4,8
	3,9	7,1	4	0,2	14,18	67	7,0
	1,8	3,25	2		31,09	69	7,0
	7,8	14,2	16		7,16	74	4,1/5,0
	1,8	3,25	4	31,55	68	3,6/4,8	

Tabelle 5: Vergleich zwischen $h=1$ m bis $h=16$ m hoch hängenden Schleifen mit Seitenverhältnissen $a/b=1$ und $a/b=0,55$ bei Frequenzen im 10-m-, 20-m- und 40 m-Band. R_A - reeller Antenneneingangswiderstand bei der Resonanzfrequenz f_0 , G - maximaler Gewinn

Die Eingangswiderstände der bei der jeweiligen Resonanzfrequenz betriebenen, niedrig hängenden Schleifen (grüne Kurve in **Bild 17**) liegt deutlich niedriger als bei den höher aufgebauten. Hier weist die Schleife mit dem Längenmaß $a \approx 1,8$ m den Eingangswiderstand 50Ω auf und könnte ohne weitere Impedanzanpassungsmaßnahme über ein Koaxialkabel betrieben werden (ein Balun ist aber empfohlen!).

Sehr niedrig hängende Antennen sind generell keine guten DX-Antennen. Dies bestätigt sich auch bei den bodennahen Schleifen. Elevationsstrahlungsdiagramme von zwei in 1 m Höhe über Normalboden aufgebauten Schleifen zeigt **Bild 18** jeweils für die Azimutwinkel 0° und 90° .

Auf den ersten Blick ist erkennbar, dass bei den niedrig hängenden Schleifen die beste Abstrahlung senkrecht nach oben geht. Dies ist unabhängig vom Azimutwinkel und bedeutet also den Verlust einer in die Umgebung weisenden gerichteten Strahlung, denn Strahlungsanteile unter DX-günstigeren flacheren Elevationswinkeln sind nicht mehr vorhanden.

Die Gewinnwerte der in Höhe $h = 1$ m aufgebauten Schleifenantennen sind in **Bild 19** über der Basislänge a aufgetragen. Die Werte liegen etwa in der Mitte zwischen den Gewinnwerten für Azimut 0° bzw. 90° der höher hängenden Schleifen. Schleife 7 mit dem Basislängenmaß $a = 1,8$ m und $b = 3,25$ m weist unter den niedrig aufgebauten Schleifenantennen den höchsten Gewinn $G = 4,77$ dBi (= 0 dB-Kreis in Bild 18) auf, der bodennahe Faltdipol strahlt 1,6 dB (= 4,77 dBi - 3,13 dBi) weniger gut.

10. Vergleich unterschiedlich hoch angebrachter Schleifen

Für zwei unterschiedliche Schleifengeometrien mit den konstanten Seitenverhältnissen $a/b = 1$ (quadratische Schleifen) und $a/b = 0,55$ (mäßig schlanke Schleifen) wurde bei Frequenzen um 7 MHz, 14 MHz und 30 MHz geprüft, wie sich die Grundeigenschaften dieser Schleifenantennen mit Aufbauhöhen $h = 1$ m, 2 m, 4 m, 16 m ändern.

Ergebnisse, die so geordnet sind, dass Paarungen bei verschiedenen Frequenzen, aber gleicher normierter Aufbauhöhe $h/\lambda = 0,1, 0,2$ und $0,4$ beieinander stehen zeigt **Tabelle 5**. Hier bestätigt sich die oben gemachte Aussage, dass Schleifen, die wellenlängenproportional in ihrer Geometrie verändert sind, zu (fast) identischen Werten im Eingangswiderstand und im Gewinn führen.

Als Beispiel seien zwei Schleifen mit dem Seitenverhältnis $a/b = 0,55$ und der normierten Aufbauhöhe $h/\lambda = 0,1$ angeführt, die einmal für das 10-m-Band und einmal für das 40-m-Band entworfen wurden. Die 40-m-Band-Schleife mit den Maßen $a = 7,8$ m und $b = 14,2$ m bei der Aufbauhöhe $h = 4$ m führt auf nahezu gleiche Werte für Eingangswiderstand und Gewinn wie die 10-m-Band-Schleife mit den Maßen $a = 1,8$ m, $b = 3,25$ m bei der Aufbauhöhe $h = 1$ m.

Die in der Tabelle ersichtlichen kleinen Abweichungen der zusammengehörenden Datenpaare mit gleichem Verhältnis h/λ sind unter anderem auf den nicht umskalierten Drahtdurchmesser (er blieb



bei $d = 2$ mm) und die frequenzabhängigen Bodeneigenschaften zurückzuführen. Mit den Beispielen aus Tabelle 5 ist gezeigt, dass die für Frequenzen um 30 MHz gewonnenen Ergebnisse mit nur geringen Einschränkungen auf Schleifen bei anderen Frequenzen übernommen werden können.

11. Antworten auf die eingangs gestellten Fragen

- Strahlt eine horizontal aufgespannte Rechteckschleife besser als ein Faltdipol?

Ein etwas „aufgeweiteter“ Faltdipol strahlt mit geringfügig höherem Gewinn quer zur Antenne (Azimutwinkel 90°), jedoch etwas geringerem Gewinn in Richtung der langen Drähte (Azimutwinkel 0°). Der höhere mechanische Aufwand für die Aufweitung der Schleife lohnt sich nicht.

- Ist eine quadratische Schleife besser als eine rechteckige?

Nein, zudem strahlt die Quadratschleife nicht gleichmäßig in die Umgebung.

- Ist eine Schleifenantenne eine Nahbereichs- oder eine DX-Antenne?

Die meisten der hier untersuchten Schleifen zeigen im Elevations-Strahlungsdiagramm eine deutliche Steilstrahlung, so dass Schleifenantennen wohl eher als Nahbereichsantennen gelten können. Allerdings zeigen die Elevationsdiagramme bei großer Aufbauhöhe ($h/\lambda > 0,4$) deutliche Strahlungsanteile bei flacheren Elevationswinkeln.

- Gibt es eine Schleifenantenne, die gleichmäßig in alle Richtungen strahlt?

Je nach Aufbauhöhe gibt es gerade bei stark unsymmetrischen, schlanken Schleifen fast perfekte Rundstrahler.

- Kann man eine Rechteckschleife so dimensionieren, dass sie einen Eingangswiderstand von 50Ω aufweist?

Ja, doch weisen diese Schleifen mit recht kurzem vorderem Draht, in den mittig eingespeist wird, abhängig von der Aufbauhöhe nicht den bestmöglichen Gewinn auf. Der Eingangswiderstand relativ hoch aufgebauter und auch deswegen besser strahlender Schleifenantennen liegt bei mehr als 200 Ohm, so dass sich der Einsatz eines 4 : 1-Trafos auch wegen der notwendigen Symmetrierung des Koaxialkabels lohnt.

- Ab wann wird eine schlanke Rechteckschleife, die an einer ihrer Schmalseiten gespeist wird, zu einer nicht mehr strahlenden Kurzschlussleitung?

Der Übergang von strahlenden Schleifenantennen zu nicht (mehr) strahlenden Zweidrahtleitungen ist fließend. Bei den hier untersuchten Schleifen sollte die Länge des mittig gespeisten vorderen Schleifendrahts nicht unter 1 m ($a/\lambda > 0,1$) betragen.

12. Zusammenfassung

Mit dem Simulationsprogramm EZNEC wurden horizontal über einem Normalboden aufgespannte rechteckige Schleifen mit den Seitenlängen a und b untersucht. Die Gesamtdrahtlänge wurde mit 10,1 m konstant gehalten. Bei einer Betriebsfrequenz um (28...30) MHz lag damit Ganzwellenbetrieb vor. Das Seitenverhältnis a/b wurde so verändert, dass sich Konfigurationen vom Faltdipol

mit dem Seitenverhältnis $a/b = 100$ über die quadratische Schleife mit $a/b = 1$ bis zur Kurzschlussleitung mit $a/b = 1/100$ ergaben. Gespeist wurden die Rechtecke stets in der Mitte einer der Seiten a .

Ergebnisse der Simulationen waren Eingangswiderstand, Resonanzfrequenz, Strahlungsdiagramme und der Antennengewinn. Es zeigte sich, dass der Eingangswiderstand bei großer Basislänge a und kleiner Länge b , einem Faltdipol entsprechend, bei mehreren hundert Ohm lag. Mit abnehmender Basislänge a , also schlanker werdender Schleife, sank der Eingangswiderstand langsam ab, um bei sehr kurzen Längen a , welche auf kurzgeschlossene Leitungen führen, gegen null zu laufen. Durch eine geeignete Wahl der Basislänge a lässt sich eine Geometrie finden, die zu einem Eingangswiderstand von 50Ω führt.

Startend mit einem bei 28,6 MHz resonanten Faltdipol veränderte sich die Resonanzfrequenz mit abnehmender Basislänge a nach oben, erreichte bei quadratischen und (je nach Aufbauhöhe) etwas schlankeren Schleifen ein Maximum, um dann wieder auf niedrigere Resonanzfrequenzen abzufallen.

Die Strahlungsdiagramme zeigen bei hoch hängenden Schleifen einen deutlichen Unterschied zwischen den beiden Azimut-Hauptrichtungen 0° und 90° . Beim Winkel 0° , also in Richtung der Drähte a , strahlt die Schleife mit ihrem höchsten Gewinn senkrecht nach oben, während sie unter dem Azimutwinkel 90° , also rechtwinklig von den Drähten a abgehend, hohe Gewinnwerte bei mäßig steilen Erhebungswinkeln zeigt und damit für DX-Zwecke geeigneter scheint.

Die höchsten Gewinnwerte weisen dabei faltdipolähnliche Konfigurationen auf.

Eine hoch hängende Schleife mit der Basislänge bei $a \approx 1 \text{ m}$ ($a/\lambda \approx 0,1$) und $b \approx 4 \text{ m}$ ist im 10-m-Band ein guter Rundstrahler mit annehmbarem Gewinn. Niedrig hängende Schleifen haben, wie zu erwarten war, generell kleinere Gewinnwerte und strahlen unabhängig vom Azimutwinkel vornehmlich senkrecht nach oben, sind also nun unabhängig vom Seitenverhältnis a/b rundstrahlende Antennen. Eine Übertragung der bei etwa 30 MHz gewonnenen Ergebnisse auf andere Frequenzbänder ist möglich, wenn die Geometriemaße a und b der Schleife und vor allem die Aufbauhöhe h der Schleife entsprechend dem Verhältnis der Wellenlängen umskaliert werden.

Skeptiker der Antennensimulation werden einwerfen, dass eine hundertprozentige Übereinstimmung zwischen Simulation und Praxis nicht erreicht wird. Das ist aber auch nicht Ziel einer Simulation, denn es geht darum, prinzipielle Abhängigkeiten von Geometrien, Aufbauhöhen und Antennenuntergründen auf Eingangswiderstände, Resonanzen, Strahlungsdiagramme und Antennengewinne zu erkennen und damit die Kenntnis über das Verhalten von hochfrequenzgespeisten „Drähten“ zu erweitern und unsinnige Überlegungen zu korrigieren. Vergleiche zwischen Theorie und Praxis, die zum Beispiel auf einem Antennenseminar [7] mit den dort gebotenen großzügigen Möglichkeiten an Material und Gelände gegeben sind, beweisen die weitgehende Gültigkeit der Simulation.

Plant man also eine Schleifenantenne im heimischen Garten aufzubauen, so



ist es in jedem Fall besser, mit den dann vorliegenden Zwangs- oder Wunschwerten für die Seitenlängen a und b , der höchstmöglichen Aufbauhöhe und dem gewählten Drahtdurchmesser die endgültige Geometrie der Schleife in einem Simulationsprogramm zu prüfen, dann eventuell mögliche weitere Optimierungen vorzunehmen und erst anschließend an das Ziehen der Drähte zu gehen.

13. Literatur

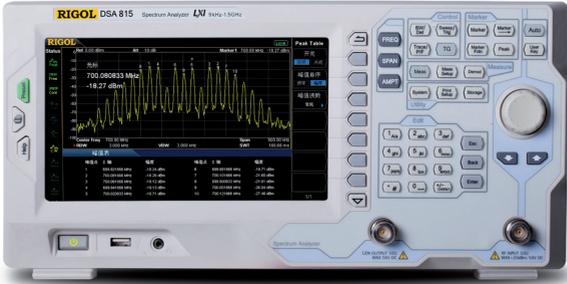
- [1] Roy Lewallen, W7EL, <http://eznec.com>
- [2] Gerd Janzen, DF6SJ, Kurze Antennen, Franckh-Verlag, Stuttgart, 1986
- [3] Gerd Janzen, DF6SJ, Monopol- und Vertikalantennen, Kempten, 1999

- [4] Gerd Janzen, DF6SJ, Ohmsche Dämpfung von Paralleldrahtleitungen, cqDL 10 (2010) 705-707 und 11 (2010) 800-801
 - [5] Gerd Janzen, DF6SJ, Eigenschaften kurzgeschlossener Paralleldrahtleitungen, UKW-Berichte 1 (2010) 35-57 und 2 (2010) 95-109
 - [6] Gerd Janzen, DF6SJ, Strahlungsverluste von Paralleldrahtleitungen, UKW-Berichte 4 (2009) 223-248
 - [7] Antennenseminare, Informationen über www.hbag.ch
- Die Bücher [2] und [3] sind nur über den Leserservice der UKW-Berichte oder vom Autor beziehbar.
- Prof. Dr.-Ing. Gerd Janzen, Hochvogelstraße 29, 87435 Kempten

ANZEIGE

RIGOL DSA815-TG

Spektrumanalyzer 9 kHz bis 1,5 GHz



- Eingebauter 1,5 GHz Tracking Generator
- Kleinste Auflösungsbandbreite 100 Hz
- All-Digital IF Technology
- Bis zu -135 dBm Displayed Average Noise Level
- Phasenrauschen -80 dBc/Hz bei 10 kHz
- USB Host, USB Device und LAN Interface
- 8" Display mit 800x480 px Auflösung



RIGOL
Beyond Measure

RIGOL DSA-815-TG
Nur € 1433,95
Inkl. 19% MwSt. Versandkostenfreie Lieferung innerhalb Deutschlands

Erweiterbar mit optional erhältlichem Zubehör wie EMI-Filter & Quasi-Peak Detector, GPIB-Interface oder VSWR Brücke!



Messgeräte und Komponenten



HF Kabelkonfektion



Produktentwicklung

www.ame-hft.de

Alexander Meier Elektronik GmbH - Kapellenweg 8
92366 Hohenfels - Tel. (09472) 91 1898 - Fax 91 1884



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, am Steuergerät-Klemmleisten

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. 360 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 (in mm)
Steuergerät Gewicht		3 kg
Abmess. (B x T x H)		ca. 340 x 173 x 123 (in mm)

Art.Nr.

01084



Wolfgang Schneider, DJ 8 ES

Modernes Bakenkonzept mit Baugruppen der UKW-Berichte

Im Amateurfunk lassen speziell die modernen Betriebsarten, wie z.B. WSPR, JT65, JT4, Opera, ...), Gedanken zu einem neuen modernen Konzept bei der Realisierung von Baken aufkommen.

Im UKW-Bereich zeigen diesbezügliche Diskussionen unter Funkamateuren bereits erste Lösungsansätze. Vorreiter ist hier wohl die englische Bake GB3VHF auf 144 MHz. Aber auch im skandinavischen Raum entsteht derzeit unter Federführung von OZ7M ein universell einsetzbares System mit einem DDS-Baustein als Herzstück. Alle Frequenzen werden über GPS stabilisiert.

1. Allgemeines

In den letzten Jahren sind für den Amateurfunk moderne softwaregestützte Betriebsarten entstanden. Mit Unterstützung durch einen PC bzw. Laptop mit Soundkarte und der notwendigen Software lassen sich so Signale bis weit

unterhalb der Rauschgrenze detektieren.

Beispielhaft für diese neuen Betriebsarten sollen hier WSPR, JT65, JT4 und Opera genannt werden.

Auch sehr langsames CW, z.B. QRSS3, fällt mit in diese Kategorie. Die Software reduziert die Empfängerbandbreite bis auf wenige Hertz und macht Signale auf dem Bildschirm sichtbar, die für das menschliche Ohr unhörbar sind.

Sollen obige Betriebsarten, so wie bei einer Bake erforderlich, lediglich ausgesendet werden, ist kein PC oder Laptop zwingend erforderlich. Moderne Mikrocontroller, in Verbindung mit einem DDS-Oszillator, können diese Aufgabe mit minimalem Aufwand übernehmen.

2. Ein modernes Bakenkonzept

Eine Amateurfunkbake besteht im wesentlichen aus drei funktionsbestim-

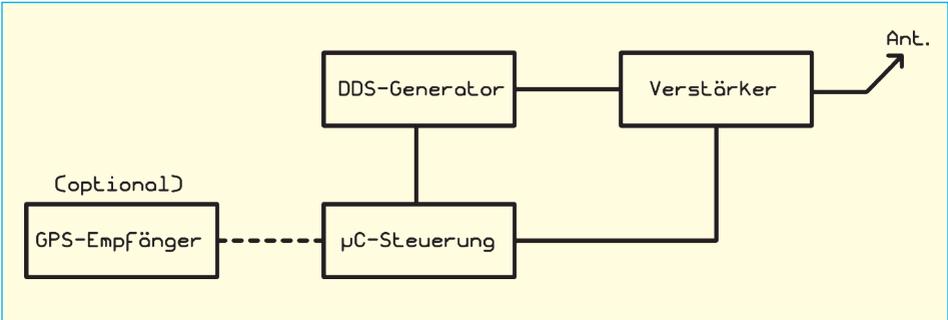


Bild 1: Eine Amateurfunkbake besteht nur aus einigen wenigen Funktionselementen

menden Komponenten. Dies sind der Frequenzgenerator, ein nachgeschalteter Verstärker und die Steuerung. Letztere wird heute gerne mit einem Mikrocontroller realisiert.

Ergänzend sind noch die Stromversorgung und optional eine Zeitsteuerung über GPS, gelegentlich auch DCF77, zu finden. Letztere kann gleichzeitig zur Stabilisierung der internen Oszillatoren heran gezogen werden, was eine äußerst stabile Ausgangsfrequenz garantiert.

3. Bereits vorhandene Baugruppen

Zentrales Element einer modernen Bake ist zweifelsohne der DDS-Baustein. Für Frequenzen bis ca. 20 MHz wurde meinerseits bereits hier ein DDS-Oszillator [1] mit einem AD9835 (DJ8ES079) vorgestellt. Zur Anbindung an ein GPS-Frequenznormal mit OCXO auf 10 MHz wurde diese Baugruppe um einen TTL-Clock-Vervielfacher [2] ergänzt und unter DJ8ES085 publiziert.

Der DDS-Baustein (**Bild 2**) liefert ein si-

nusförmiges Ausgangssignal, wobei der Pegel etwa bei 1 mW (0 dBm) liegt.

Die Frequenzeinstellung übernimmt der auf der Baugruppe implementierte Mikrocontroller µC ATTiny45. Dieser kann das Ausgangssignal auch in der gewünschten Betriebsart modulieren. Entsprechende Steuersoftware wurde bereits auf Anfrage über den Leserservice der UKW-Berichte erstellt und ist verfügbar.

Als nachgeschaltete Verstärker im Kurzwellenbereich können beispielsweise die beiden unter DJ8ES080 bzw. DJ8ES081 in [1] veröffentlichten Baugruppen eingesetzt werden. Je nach gewünschter Ausgangsleistung ist hier die entsprechende Konfiguration zu wählen.

Des weiteren bieten gerade die UKW-Berichte aus den vergangenen Jahren diverse Schaltungsvorschläge für fast jeden Einsatzzweck. Dies betrifft gleichermaßen für ein Gesamtkonzept eventuell benötigte Frequenzvervielfacher und Mischerbausteine. Diese Möglichkeiten jetzt und hier sämtlich aufzuschlüsseln würde den Rahmen dieses Beitrages bei weitem sprengen.

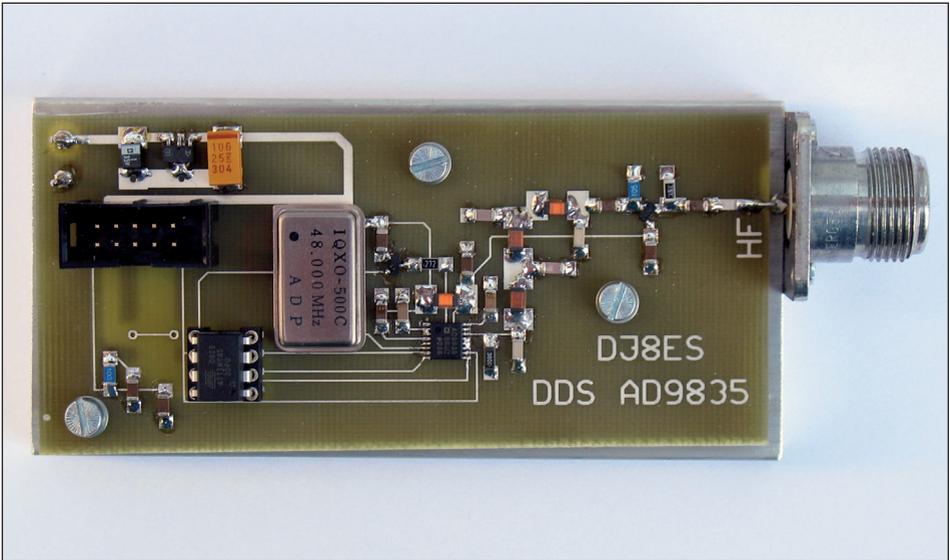


Bild 2: Ein moderner DDS-Oszillator mit AD9835

4. Die Steuerung mit Mikrocontroller

Kernstück der Schaltung μ C-Steuerung ist der Mikrocontroller ATMe-ga 8 (IC1) der Firma ATMEL. Dieser Baustein im 28-poligen DIL-Gehäuse bietet ausreichend Ein-/Ausgabeports zum Anschluss von Peripherie für notwendige Steuerfunktionen. Darauf wird später noch detaillierter eingegangen.

Mit seinem internen Speicher (8 k ROM) bietet dieser Controllerbaustein genügend Raum für umfangreiche Betriebssoftware. Diese wird allerdings für die Bakensteuerung, zumindest im derzeitigen Ausbaustand, bei weitem nicht ausgenutzt.

Der Mikrocontroller wird über den ISP-Port (ISP = In-Chip-Programming) K3 pro-

grammiert. Als einfach anzuwendende Programmiersprache bietet sich hier BASICOM an. Die vom Hersteller angebotene Entwicklungsumgebung als Freeware ist trotz des eingeschränkten Umfangs mit 4k für diese Applikation mehr als ausreichend.

Die auf den ersten Blick für den μ C-Baustein ungewöhnliche Taktfrequenz von 9,216 MHz, sonst sind z.B. 8, 12 oder 16 MHz üblich, wurde im Hinblick auf die serielle Schnittstelle mit den hierzu üblichen Bitraten gewählt. Letztendlich ist das Thema Taktfrequenz, und damit die Verarbeitungsgeschwindigkeit, für diese Applikation von untergeordneter Bedeutung.

Die Mikrocontrollerports PD5, PD6 und PD7 sind als Schaltausgänge mit jeweils einem nachfolgendem Treibertransistor

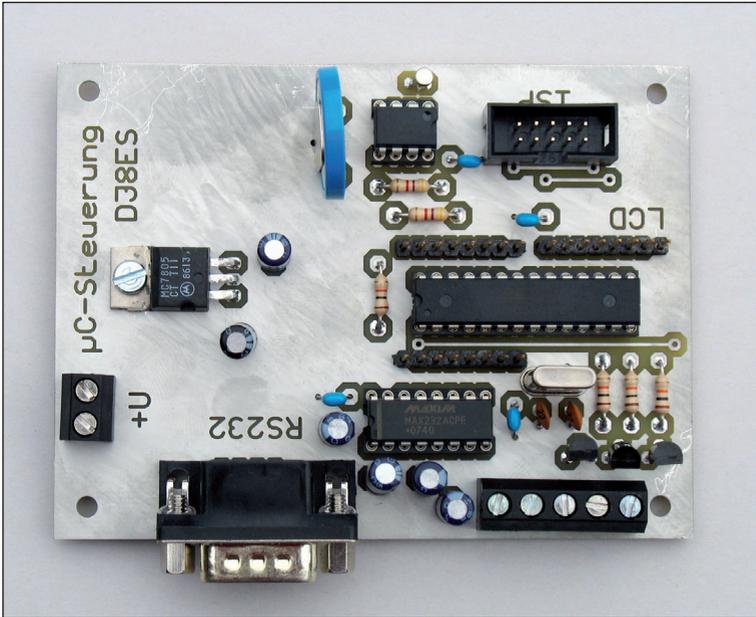


Bild 3:
Der Mikrocontroller steuert zeitrichtig sämtliche Funktionen der Bake

(T1, T2, T3) ausgeführt. Hier lassen sich einzelne Baugruppen wie DDS-Oszillator, Endstufe, ... zeitrichtig schalten.

Steuerbefehle für den Mikrocontroller können über die vier Digitaleingänge, Ports PC0 bis PC3, eingegeben werden.

Zur Anzeige aktueller Werte, oder des aktuellen Status der zu steuernden Bake ist ein LC-Display mit z.B. 4 Zeilen zu je 20 Zeichen vorgesehen. Diese Anzeigeeinheit ist über die Steckverbindung K1 (8-polig) direkt mit dem Mikrocontroller an Port B (PB0 – PB3 Daten, PB4 und PB5 Steuerbefehle) verbunden.

Über den seriellen Port mit RS232-Funktionalität an K6 ist der Pegelwandler MAX232 angeschaltet. Die 9-polige Ausgangsbuchse K2 realisiert die serielle Schnittstelle für den optionalen GPS-

Empfänger zur Zeit- und ggf. Frequenzsynchronisation.

Ein wichtiger Zusatzbaustein auf der Baugruppe µC-Steuerung ist die Echtzeituhr vom Typ DS1307 (IC4). Den DS1307 gibt es in einem 8 Pin Gehäuse.

Dieser Baustein bietet sich für die hier benötigte Funktionalität in geradezu idealer Weise an. Er hat eine integrierte Uhr, einen Kalender und 64 Byte statischen RAM, wovon 56 Byte für den Anwender frei sind (8 Byte braucht die Uhr) und er ist vor allen Dingen auch noch sehr preiswert.

Mit einer externen Batterie (Bat 1, CR2032) sollte dieses IC mindestens 30 Jahre laufen. Diese 3 Volt Lithiumbatterie wird an Pin 3 angeschlossen und versorgt bei abgeschalteter Betriebsspannung diese

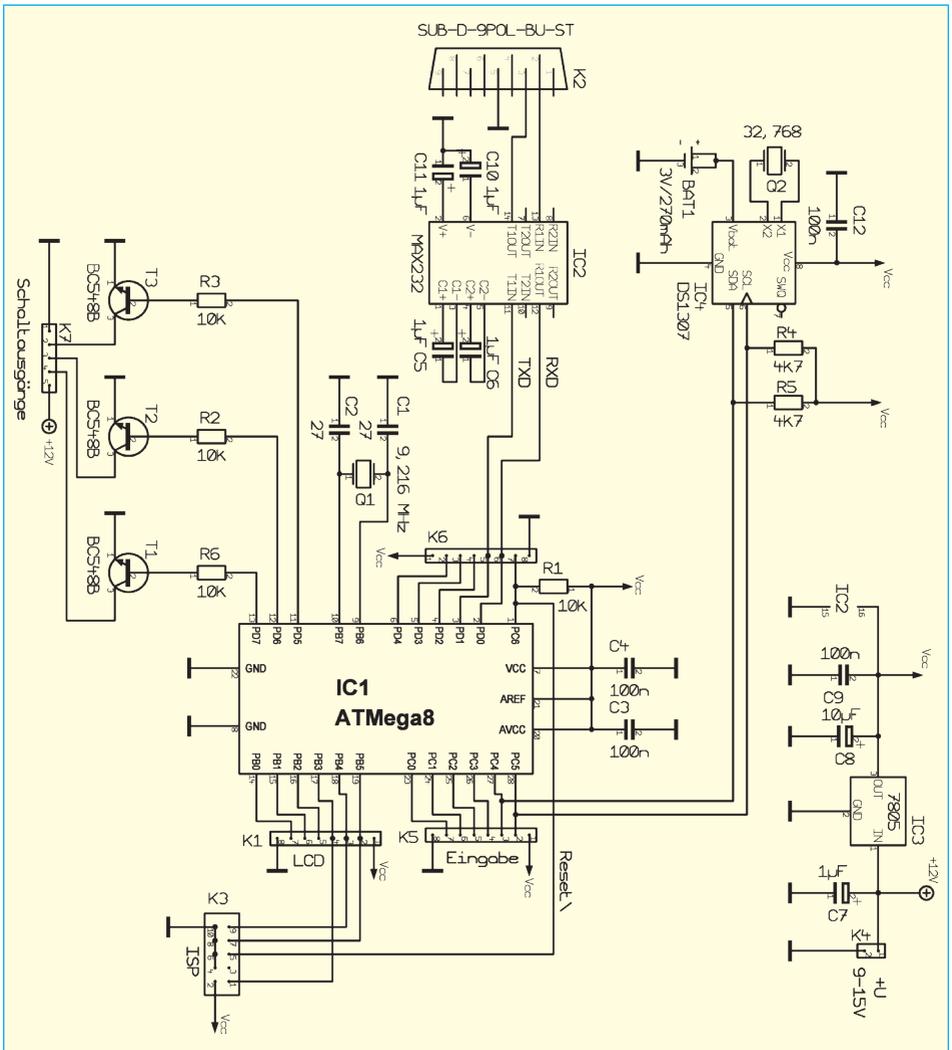
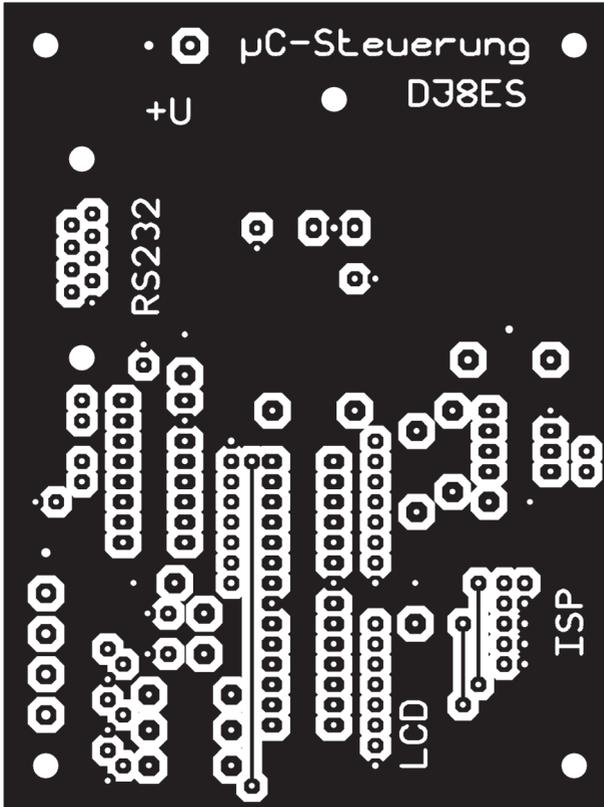


Bild 4: Schaltung der µC-Baugruppe mit einem ATmega8

weiterhin den Baustein. Im Pufferbetrieb beträgt die Stromaufnahme maximal 500 nA.

Angesprochen wird der DS1307-Baustein über einen sogenannten I2C-Bus oder auch TWI (Twin-Wire)-Bus. Über Pin 5

(SDA = Seriell Data) und Pin 6 (SCL = Seriell Clock) wird der Uhrenbaustein mit dem Mikroprozessor verbunden. Als externe Bauelemente werden, neben der bereits erwähnten Pufferbatterie an Pin 1 und 2 noch ein Miniatur-Uhrenquarz mit

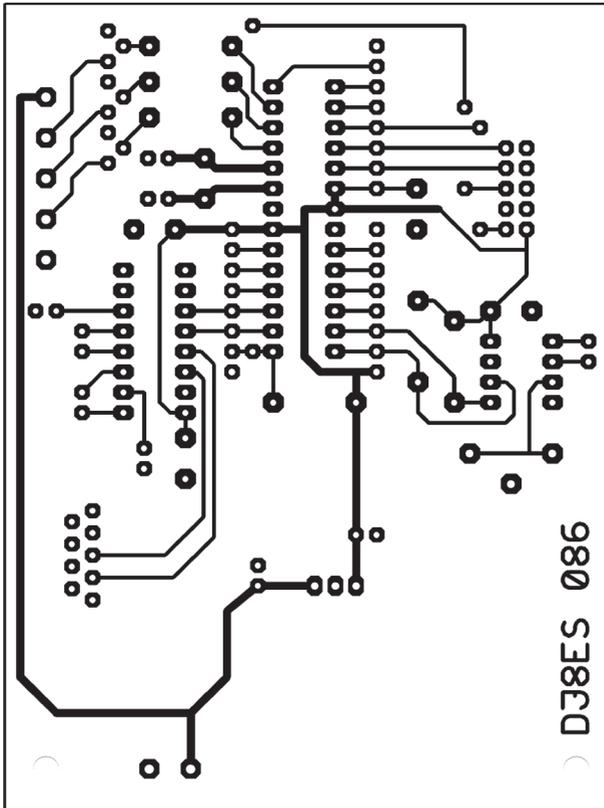


*Bild 5:
Die Bestückungsseite
des µC-Bausteins
hat großzügige
Masseflächen*

32,768 kHz angeschlossen, der für die erforderliche Genauigkeit der Uhr sorgt.

4.1. Bauteileliste

IC1	ATMega8, ATMEL, Mikrocontroller	BAT1	3V/240mAh Lithium Stützbatterie
IC2	MAX232A, Pegelwandler	K3	2x5-polig, RM 2,54 mm Wannen-Steckerleiste
IC3	Spannungsregler 7805	K4	2-polig, RM 5 mm, Anschlusskl.
IC4	Echtzeituhr DS1307, DALLAS	K7	5-polig, RM 5 mm, Anschlusskl.
T1, T2, T3	BC548B, Transistor	1 x	1x20 Zeichen, LC-Display
Q1	9,216 MHz, Quarz	Stiftleisten einreihig, ger., RM 2,54 mm	
Q2	32,768 kHz, Mini-Uhrenquarz	K1, K5, K6	8-polig
		Elkos 25 V, RM 2,5 mm	
		5 x	1 µF
		1 x	10 µF



*Bild 6:
Layout der
Rückseite der
µC-Platine
DJ 8 ES 086*

Ker. Kond., RM 2,5 mm

2 x 27 pF

4 x 100 nF

Widerstände 1/4 W, RM 10 mm

4 x 10 kOhm

2 x 4,7 k Ohm

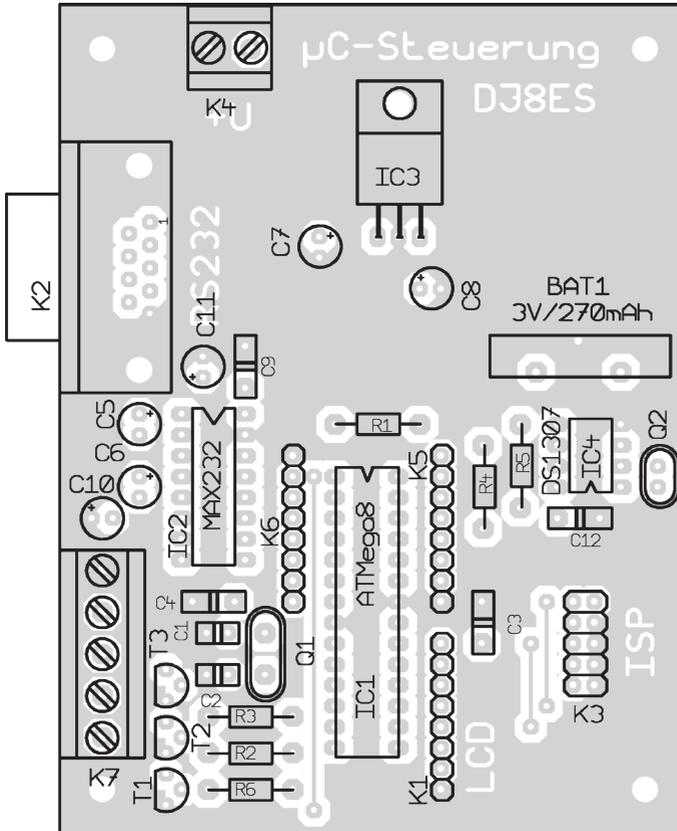
4.2. Aufbauhinweise

Die Schaltung µC-Steuerung (DJ8ES 086) (**Bild 4**) ist auf einer doppelseitig kupferkaschierten Epoxydplatine mit den Abmessungen 80 mm x 100 mm realisiert. Die Platine ist an mehreren Stellen

durchkontaktiert.

Das Layout (**Bilder 5** und **6**) ist vom Design her bewusst gradlinig strukturiert und vergleichsweise großzügig gestaltet. Auch dem weniger geübten Nachbauer sollten sich somit keine sonderlichen Hürden in den Weg stellen.

Die Bestückung der Baugruppe erfolgt in zwangloser Reihenfolge entsprechend **Bild 7**. Lediglich der Mikrocontroller Atmega8 (IC1), zwei weitere integrierte Schaltungen (IC2, IC4) und das LC-Display sollten erst nach Prüfung der internen



*Bild 7:
Alle Bauteile
sind auf der
Platinenoberseite
angeordnet*

Betriebsspannung von +5 V, am Ausgang des Spannungsreglers 7805 (IC3) gesteckt werden. Für die ICs sollten bei der Bestückung Präzisionssockel vorgesehen werden.

5. Ausblick

Mit dem hier beschriebenen Konzept sind Baken für Langwelle, Mittelwelle und den Kurzwellenbereich bis ca. 20 MHz direkt realisierbar. Durch Vervielfa-

chung bzw. Mischung der Ausgangsfrequenz können selbstverständlich auch höhere Frequenzbänder erschlossen werden.

Um den DDS-Oszillator als Herzstück des Systems noch universeller zu gestalten, ist derzeit ergänzend ein DDS-Baustein für Frequenzen bis max. 65 MHz in der Entwicklung. Damit lassen sich unter Verwendung existierender Mischerbausteine, seien sie nun kommerzieller Herkunft, oder als Eigenbauprojekt entstanden, alle VHF-, UHF- und SHF-Frequenzbereiche



abdecken.

6. Literaturhinweise

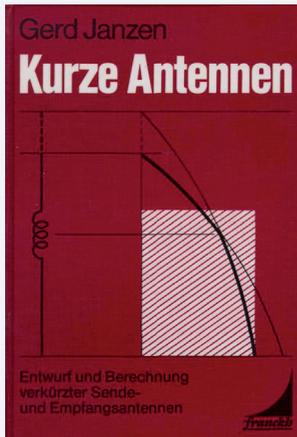
[1] Wolfgang Schneider, DJ8ES, Low Power-Experimente auf Kurzwelle, UKW-Berichte 2/2011, S. 83 - 93

[2] Wolfgang Schneider, DJ8ES, Hochsta-

biler Taktoszillator mit PLL-Vervielfacher, UKW-Berichte 2/2012, S. 67 - 75

[3] Wolfgang Schneider, DJ8ES, Bakencontroller mit ATmega32 und Bascom, UKW-Berichte 1/2008, S. 49 - 60

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



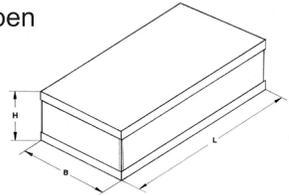
Weißblechgehäuse für HF-Baugruppen, Lagertypen

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.

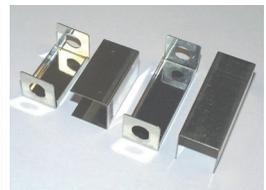
Schmale Weißblechgehäuse

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, Teil 2

... Fortsetzung aus UKW-Berichte 2/2012:

7. Drittes Projekt: Antenne nach dem Prinzip der Feldstärke- Messer

Auch dieses bereits erwähnte Prinzip soll hier untersucht werden. Die dazugehörige Grundschialtung, bei der die Antenne kurzgeschlossen ist und der Kurzschlussstrom gemessen wird, zeigt **Bild 22**.

Als Vorbereitung wurde bei der Ferritantenne die Hälfte der Windungen entfernt - dadurch erhält man natürlich nur die Hälfte der vorherigen vom Fernfeld induzierten Antennenspannung. Aber die Induktivität sinkt etwa auf ein Viertel (exakt auf 1,09 mH), und damit sollte der Kurzschlussstrom samt Ausgangsspannung auf den doppelten Wert gegenüber 4 mH ansteigen (Siehe Kapitel 4).

Als Kurzschluss dient der Eingang einer

umkehrenden OP-Schaltung. Ihre Spannungsverstärkung bei 77,5 kHz lässt sich wie folgt bestimmen.

Für den gegengekoppelten OP gilt:

$$\text{Stufenverstärkung} = -\frac{R_{\text{GK}}}{X_L} = -\frac{22\text{k}\Omega}{531\Omega} = -41,5\text{fach}$$

Die 22 k Ω stammen dabei vom eingelöteten Widerstand in der Gegenkopplung und die 531 Ω sind schlicht und einfach der induktive Widerstand der 1,09 mH-Ferritantenne bei 77,5 kHz, denn die Verluste spielen gegenüber diesem großen Blindwiderstand keine Rolle mehr. Diese Stufe wird wieder mit einem 50 Ω -Ausgang ausgerüstet und dadurch reduziert sich die Gesamtverstärkung beim Anschluss des Spektrum-Analysators auf die Hälfte (also 20,75 fach).

Eine Bemerkung zu den Verlusten:

Um die Spulengüte und den Einfluss der dazugehörenden Verluste braucht man sich diesmal keine Gedanken zu machen, denn sehr schnell wird der induktive Antennenwiderstand viel größer als der Verlustwiderstand und bestimmt damit

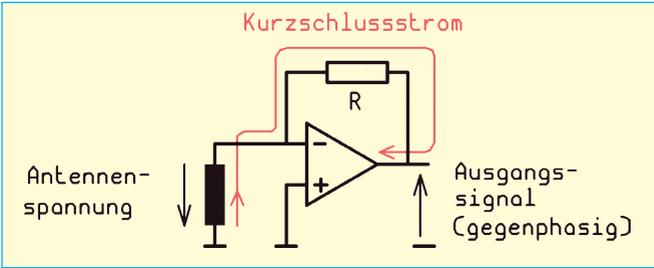


Bild 22:
Eine völlig andere
Idee: Messung des An-
tennen-Kurzschluss-
stromes mit einem OP
(siehe Text)

allein den Kurzschlussstrom. Lediglich zu tiefen Frequenzen hin kann es plötzlich Probleme geben: der Blindwiderstand nimmt immer weiter ab und die Verstärkung steigt nach obiger Formel immer weiter an. Deshalb wurde ein zusätzlicher 10 Ω-Widerstand in die Verbindung zwischen Antenne und umkehrendem OP-Eingang eingefügt. Er verhindert einen zu hohen Endwert dieses Anstiegs,

aber die Verstärkung kann zusammen mit dem Verlustwiderstand der Spule von etwa 6 Ω trotzdem noch einen Wert von $V_{gesamt} = (0,5) \times (22000/16) = 687,5$ erreichen. Mal sehen, ob das bei den „herumgeisternden“ starken 50 Hz-Feldern gut geht...

Doch nun weiter zur angefertigten Platine. Sie hat die Abmessungen von 30 mm

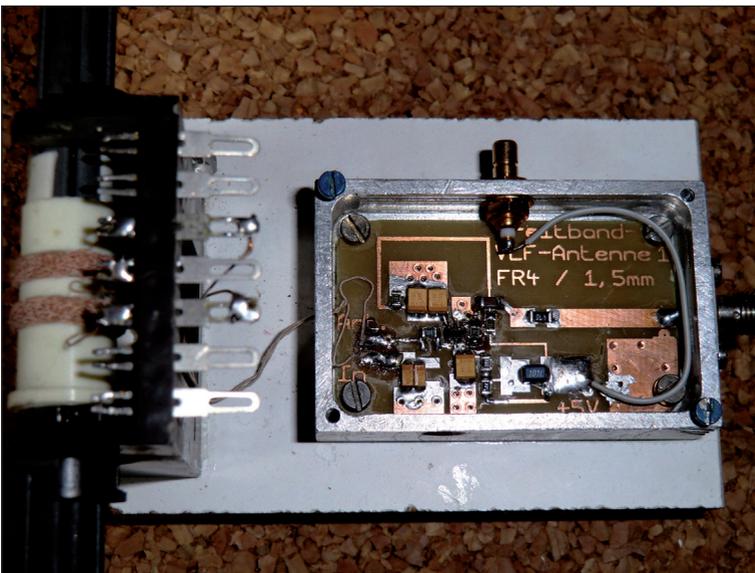


Bild 23:
Bei diesem
Breitband-
Messprinzip
hält sich der
praktische
Aufwand eher
in Grenzen

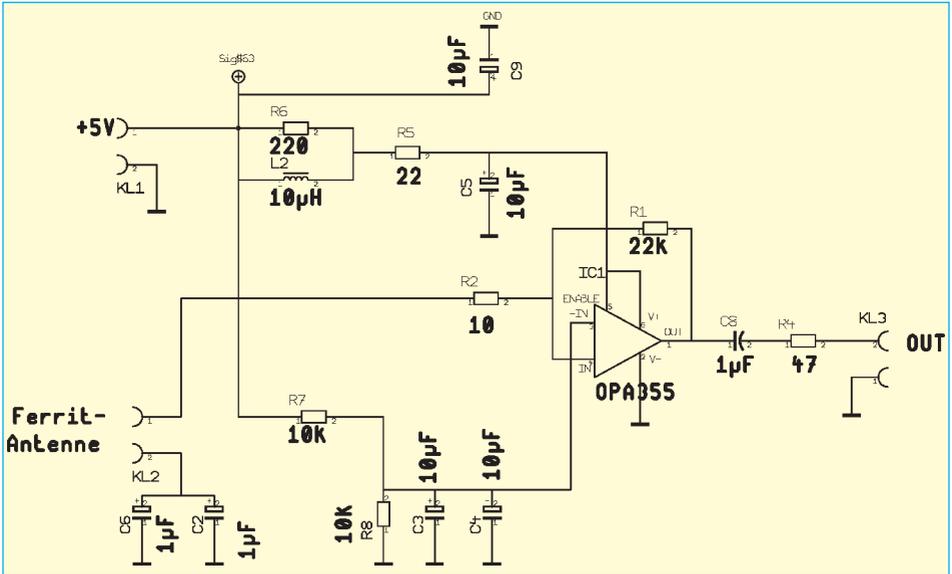


Bild 24: Entsprechend einfach fällt auch die Schaltung...

x 50 mm, wird in ein gefrästes Aluminiumgehäuse eingebaut und anschließend mit den nötigen Buchsen (= SMA für den HF-Ausgang / SMB für die Versorgungsspannung von +5 V) versehen. Einen

Eindruck der Gesamtanordnung bei abgenommenem Deckel vermittelt **Bild 23**, in **Bild 24** folgt der Stromlaufplan und **Bild 25** liefert das Platinenlayout.

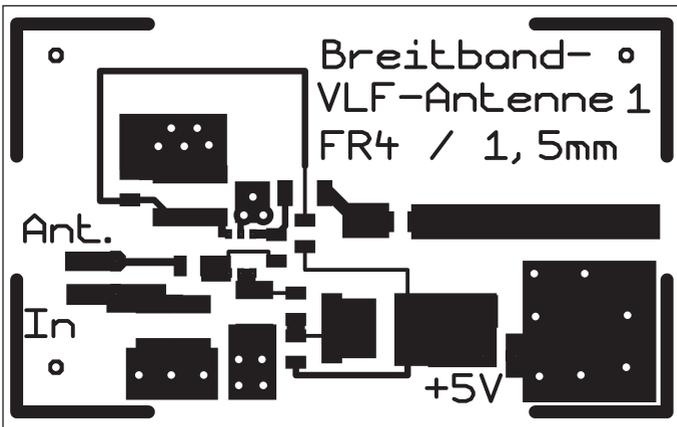


Bild 25: ...und die Leiterplatte aus

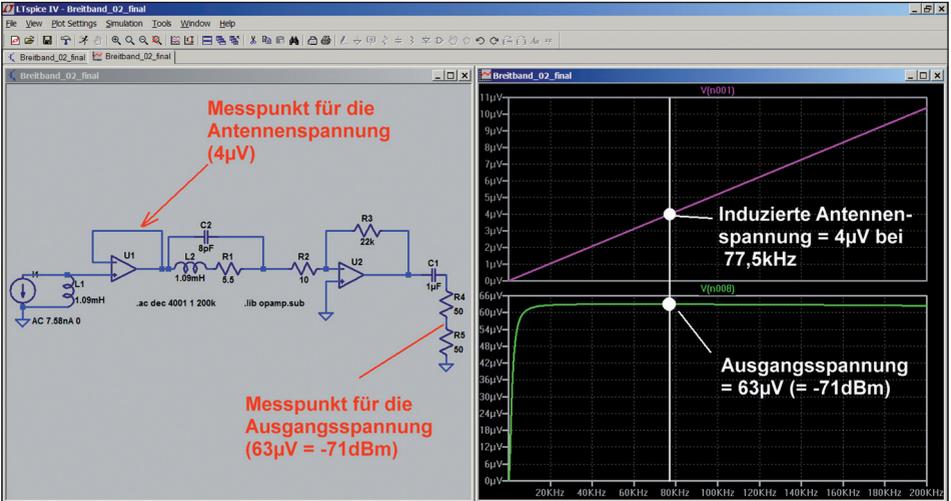


Bild 26: In der Simulation zeigt sich deutlich die versprochene und über einen weiten Frequenzbereich konstante Ausgangsspannung bei konstanter Feldstärke

Jetzt ist man natürlich auf das Empfangsergebnis gespannt. Es lautet: DCF77 erzielt einen Pegel von

$$-71 \text{ dBm} = 63 \mu\text{V}$$

und das sind - auch wegen der nun fehlenden Resonanzüberhöhungen - immerhin etwa 40 dB weniger als bei den beiden selektiven Antennen! Geht man damit in die Simulation (**Bild 26**), so gehört zu diesem Ausgangspegel eine induzierte Antennenspannung von 4 μV . Theoretisch sollten es ja (siehe oben) nur die Hälfte von 6,6 $\mu\text{V} = 3,3 \mu\text{V}$ sein, aber diesem Unterschied von 20 % wurde nicht weiter nachgespürt.

Trotzdem: die Sache funktioniert und die Konstanz der Ausgangsspannung von 10 kHz bis 200 kHz ist in Bild 26 ebenfalls gut zu erkennen.

8. Viertes Projekt: Nochmals Projekt 1, aber mit weniger Antennenwindungen

Nachdem aus Projekt 3 eine Ferritantenne mit halber Windungszahl und einem Viertel der Induktivität zur Verfügung stand, siegte die Neugier: welche Ergebnisse würden sich damit bei der „einfachen“ aktiven Antenne mit dem aufwendigen Trennverstärker nach Projekt 1 ergeben - das sollte sich doch schnell ermitteln lassen?

Also wurde der Kreiskondensator auf den vierfachen Wert erhöht, um wieder Resonanz bei 77,5 kHz zu erhalten. Mit der auf 1 mH (exakt: 1,09 mH) reduzierten Induktivität sind nun 3,86 nF nötig, die leicht durch eine Parallelschaltung von 3,3 nF und 560 nF (als Styroflex-Versionen) ver-



wirklicht werden können.

Der anschließende Empfangsversuch bot wenig Überraschungen, sondern eher eine Bestätigung der Überlegungen:

Der Ausgangspegel hinter der ersten Verstärkerstufe und minimaler Verstärkung ist nun von -31 dBm auf -38 dBm gesunken.

Theoretisch sollten es, wegen der halbierten Windungszahl, nur 6 dB Abnahme sein, aber mit einem Absinken von 7 dB kann man auch leben.

9. Zusatzprojekt: Elektrische Abschirmung

Was bringt eine zusätzliche elektrische Abschirmung der Antenne? Theoretisch und praktisch natürlich weniger Probleme durch nahe elektrische Störfelder und dadurch in diesem Fall einen besseren Signal-Störabstand. Allerdings darf man nicht vergessen diese Abschirmung sorgfältig zu erden, sonst bringt sie überhaupt nichts. Und sie darf kein „geschlossenes Rohr sein, in dem die Antenne steckt“, sondern dieses Rohr muss der Länge nach aufgeschlitzt werden. Die sonst entstehende Kurzschlusswindung nimmt wirklich und wahrhaftig den Empfang komplett weg! (= selbst ausprobiert).

Allerdings gibt es noch etwas zu beachten und durch das Experiment wurde es bestätigt:

In allen drei Projekten fließt ja stets in der Ferritantenne ein Strom, der selbst wieder ein Magnetfeld erzeugt. Interessanterweise sinkt bei abnehmendem Rohrdurchmesser der Pegel am Verstärkerausgang in gleichem Maß. Sicherlich

ist dies durch die immer stärkeren Wirbelströme bedingt, die nun in der Abschirmung durch diesen Antennenstrom erzeugt werden und die eine Abnahme der Güte auslösen. Vergrößert man den „Rohrdurchmesser“ wieder, so wird der ursprüngliche Pegel erst dann wieder erreicht, wenn der Durchmesser des „Rohres“ zwischen der halben und der ganzen Stablänge liegt. Und wer an den Anfang des Artikels zurückblättert und Bild 1 nochmals anschaut, weiß auch warum: dort beginnen offenbar die ersten Feldlinien in Richtung Antenne „abzubiegen“ und produzieren in der Antenne einen Teil der Spannung, die wiederum zu einem Strom in der Wicklung führt. Entweder im ersten Schwingkreis bei den Projekten 1, 2 und 4 - oder bei Projekt 3 in der kurzgeschlossenen Antenne.

10. Fünftes Projekt: Dreikreis-Antenne für 136 kHz

Der für Projekt 2 entwickelte Instrumentenverstärker mit dem OPA355 ist sehr „gutmütig“ und breitbandig (... er wurde probehalber bis 10 MHz getestet und zeigt bis dahin einen ebenen Frequenzgang). Also ersetzt man die Antenne samt nachfolgenden Schwingkreisen durch eine Anordnung für den Amateurfunkbereich von 135,7 bis 137,8 kHz.

10.1 Die Schaltung

Erste Maßnahme ist die Verminderung der Windungszahl bei der 4 mH-Ferritantenne auf die Hälfte, denn bereits bei 77,5 kHz war ihr induktiver Blindwiderstand mit etwa 2 k Ω doch schon sehr

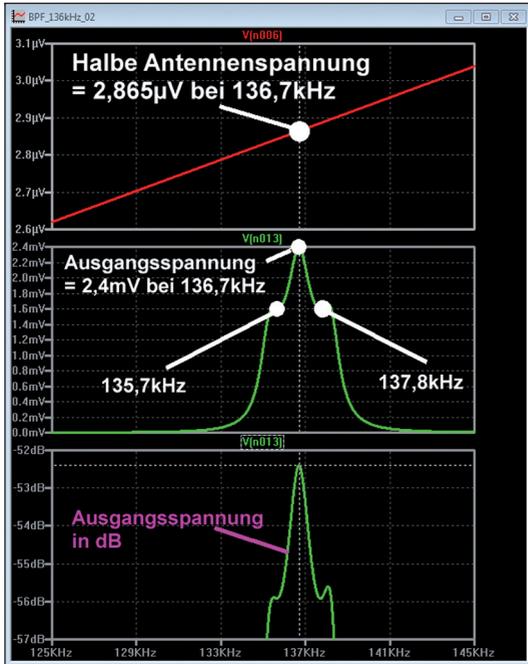


Bild 27: Für die größere geforderte Bandbreite im 136 kHz-Band war doch etliche Arbeit am PC und an der Schaltung nötig. Trotzdem bleibt eine kräftige Spitze im Frequenzgang übrig...

hoch. Die Induktivität sinkt dadurch auf ein Viertel und der genaue, gemessene Wert beträgt 1,09 mH. Dazu werden zwei der vier Teilwicklungen entfernt und die Mittenanzapfung zwischen die beiden verbliebenen Wicklungen verlegt.

Als Nächstes kam die Bestimmung der Güte gemäß Kapitel 5.3 dran und das Ergebnis bot keine Überraschung:

$Q = 177$ ist der bei 136,7 kHz gemessene Wert und dazu gehört ein Reihen-Verlustwiderstand von etwa 5,3 Ω . Dieser Gütewert wurde auch schon beim 77,5 kHz-Projekt ermittelt.

Dann galt es, wieder zwei Schalenkern-Induktivitäten mit je $L = 1,09$ mH herzustellen. Es handelt sich um dieselben Bauformen wie in den ersten beiden Projekten (Kernwerkstoff = N28 / AL-Wert = 250). Also wurden sie mit 66 Windungen bewickelt und auch die Mittenanzapfung nicht vergessen. Die anschließende Gütemessung ergab $Q = 361$ (mit $R_{reihe} = 2,6 \Omega$) und das passt gut zum Wert von $Q = 367$ bei 77,5 kHz in Kapitel 6.2.

Jetzt kam der schwierigste Teil, denn im Simulations-Schaltbild mussten solange die Bauteilwerte des Filters verändert werden, bis sich eine leidlich brauchbare „Durchlasskurve“ für den Frequenzbereich von 135,7 kHz bis 137,8 kHz ergab. Dabei waren sogar Dämpfungswiderstände bei den Einzelkreisen nötig, um die Bandbreite auf den gewünschten Wert zu bringen UND die extreme Überhöhung in der Bandmitte et-

was abzuschwächen. Der eingegangene Kompromiss im Bezug auf den Kurvenverlauf zeigt **Bild 27** und mit der verbliebenen Spitze von 3,5 dB bei 136,7 kHz (= unterstes Diagramm) muss man wohl leben. Vergleichen Sie mal damit den Verlauf der Durchlasskurve bei der 77,5 kHz-Version in Bild 20: dort ist die Welligkeit größer, jedoch empfängt man bei DCF77 nur ein einziges schmalbandiges Signal, weshalb das keine große Rolle spielt.

Im Simulationsschaltbild **Bild 28** sind gegenüber 77,5 kHz lediglich die 3 Dämpfungswiderstände dazugekommen.

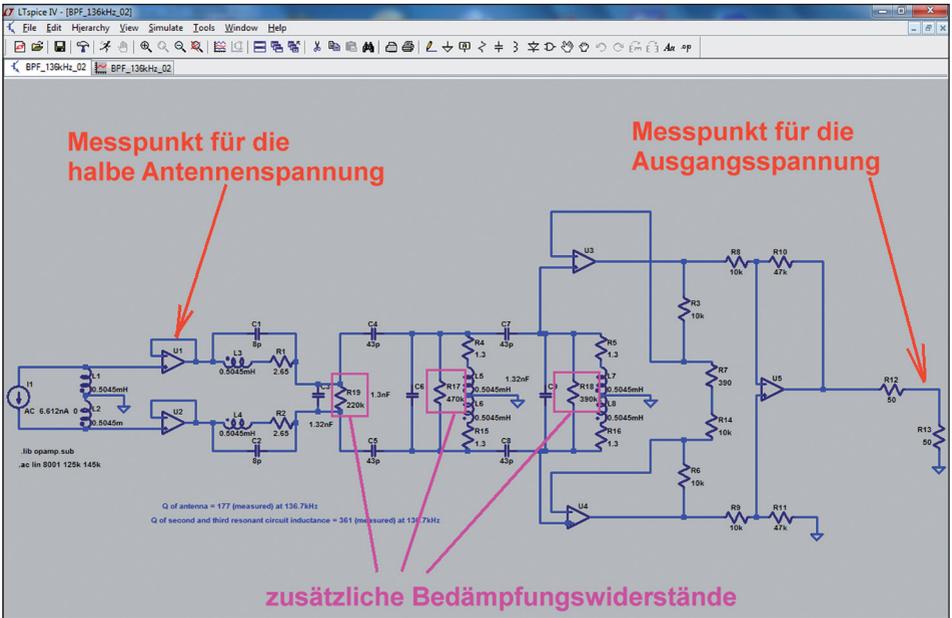


Bild 28: Das ist die neue Simulationsschaltung für 136 kHz...

Natürlich haben sich die Werte der Induktivitäten, die Verlustwiderstände, die Kreiskondensatoren und die Koppelkondensatoren innerhalb des Filters durch den Übergang auf 136,7 kHz entsprechend geändert.

Noch ein Wort zur jetzt induzierten Antennenspannung gegenüber 77,5 kHz. Die Windungszahl wurde halbiert, was grundsätzlich nur die halbe Spannung ergibt. Die Frequenz wurde um den Faktor

$136,7 \text{ kHz} / 77,5 \text{ kHz} = 1,764$ erhöht, was die Induktionsspannung entsprechend um diesen Faktor steigert. Also sinkt sie bei gleicher Feldstärke gegenüber 77,5 kHz auf

$$0,5 \times 1,764 \times 6,5 \mu\text{V} = 5,73 \mu\text{V}.$$

Dazu hat sich die Induktivität (wegen

der halben Windungszahl) von 4 mH auf 1 mH verkleinert. Mit diesen Daten muss die Konstantstromquelle am Eingang des Simulationsschaltbildes so angepasst werden, dass man exakt die eben berechneten $5,73 \mu\text{V}$ bei 136,7 kHz (bzw. 2,865 μV als halbe Spannung gegen Masse) erhält. Und dazu gehört eine Stromamplitude von $I = 6,612 \text{ nA}$. Natürlich nimmt gegenüber der 77,5 kHz-Version auch die abgegebene Ausgangsspannung ab, und zwar auf 2,4 mV. Aber das ist nun wirklich kein Problem: alle Messungen und Simulationen wurden bisher bei der Einstellung „Minimale Verstärkung“ vorgenommen und es ist genügend Verstärkungsreserve zur Kompensation vorhanden.

Den Stromlaufplan mit den geänderten Bauteilwerten liefert **Bild 29** und auf die

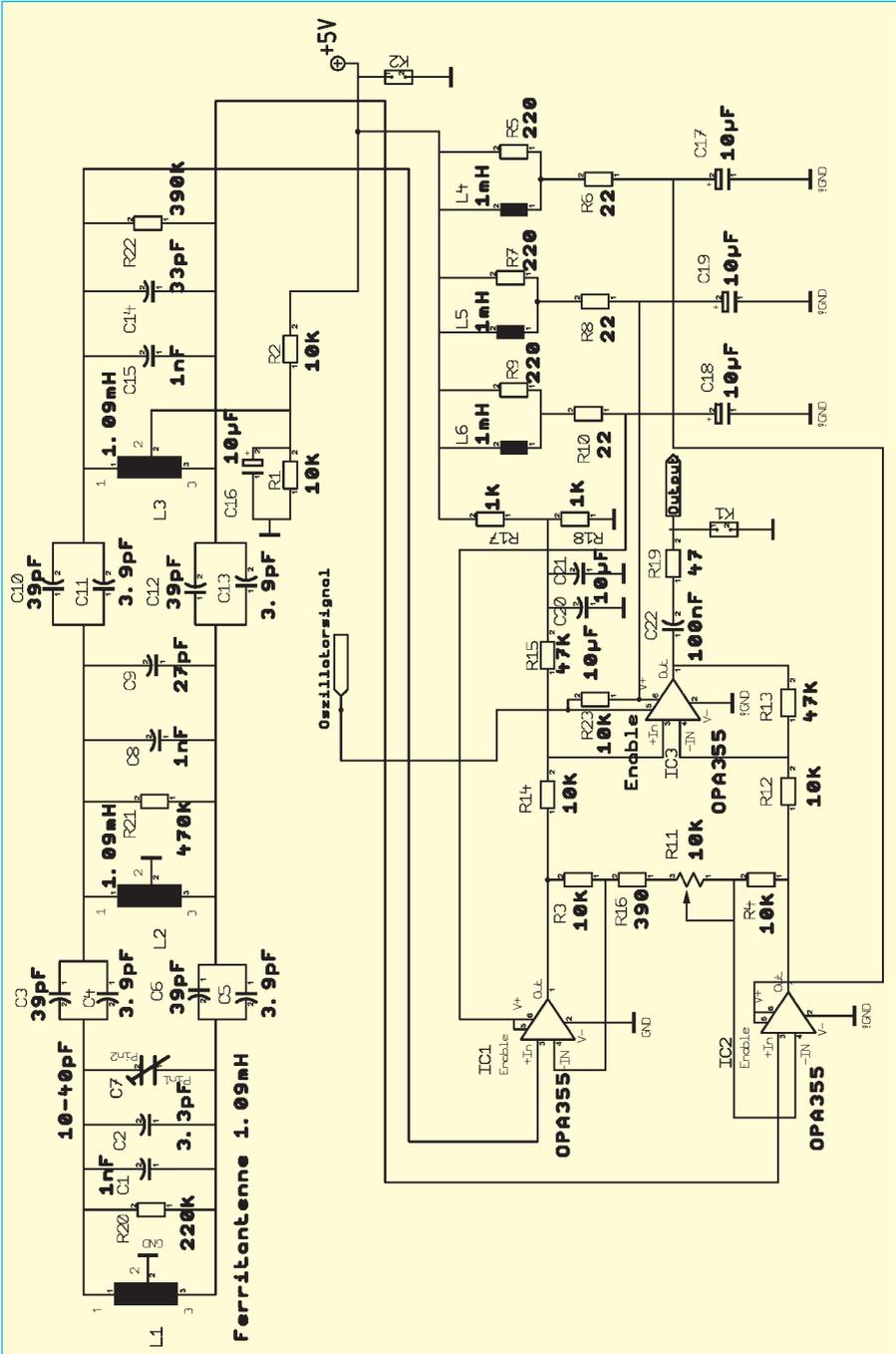


Bild 29: ... und sie wurde natürlich aus diesem Stromlaufplan der Komplettschaltung für 136 kHz abgeleitet



zusätzlich erkennbare Schaltungsänderung beim letzten OP wird im nächsten Kapitel eingegangen.

10.2. Ein Spaziergang im 136 kHz-Band

Nach dem Aufbau der Schaltung und dem Abgleich der Kreise auf die vorgesehene Durchlasskurve wurde es spannend: was würde sich in diesem Band mit dem Spektrum-Analysator alles finden lassen? Allerdings sollte man vorher genau wissen, welche Antennenspannung zu welchem angezeigten Pegel auf dem Analysator-Bildschirm gehört und das geht so: In der Einstellung „minimale Verstärkung“ erzeugt ein Antennensignal von $1 \mu\text{V}$ und $f = 136,7 \text{ kHz}$ eine Spannung am Analysator-Eingang von $2,4 \text{ mV} / 5,73 = 419 \mu\text{V}$. Das entspricht einem Pegel von $-54,5 \text{ dBm}$.

Das scheint wenig, aber es ist ja kein Problem, die Verstärkung am Poti etwas aufzudrehen und so bei einer induzierten Antennenspannung von $1 \mu\text{V}$ z.B. für ein Ausgangssignal von $-40 \text{ dBm} = 2,24 \text{ mV}$ zu sorgen. Bei solchen Spannungswerten muss sich der Spektrum-Analysator noch nicht besonders anstrengen...

Also wurde die Anordnung ganz optimistisch in Betrieb genommen und das 136 kHz-Band abgesucht. Doch außer einem erhöhten Rauschpegel fand sich dort - NICHTS! Erst als die Messbandbreite so weit wie möglich reduziert und der Sweepbereich entsprechend verkleinert wurde, fanden sich bei der nun erforderlichen extrem langsamen Ablenkung einige winzige und kaum sichtbare „Fipse“ im Rauschen. Eine Amplitudenberechnung anhand der abschätzbaren Pegel

ergab Spannungsamplituden noch unter $0,1 \mu\text{V}$ und damit wurde klar:

Ein Spaziergang mit dem Spektrum-Analysator im 136 kHz-Band ist nicht der richtige Weg, da wegen der nötigen extrem langsamen Strahlableitung bei der kleinsten Bandbreite, z.B. bei QRSS-Telegrafie-Signalen, die Beobachtung des zeitlichen Amplitudenverlaufs und damit der Amplitudenmodulation nicht möglich ist.

Somit bleibt nur der Schritt zur DSP-Auswertung mit einem der modernen Wasserfall-Programme über die PC-Soundkarte!

10.3. Erforderliche Zusatzentwicklungen für den VLF-Empfang mittels Soundkarte

Selbst für die bereits erwähnten externen USB-Soundkarten mit 192 kHz Abtastfrequenz liegt das 136 kHz-Amateurband zu hoch. Es gibt zwar Soundkarten (besser: professionelle Soundmaschinen...) mit 384 kHz Abtastfrequenz, jedoch zu einem horrenden Preis. So fiel dieser Weg aus und die nächste Idee hieß: Frequenzkonvertierung. Diese Idee war genau richtig, denn nach einigem Grübeln kam die Rettung:

Der in der Ausgangsstufe eingesetzte OP besitzt einen CMOS-kompatiblen „Enable-Anschluss“. Legt man hier ein Rechtecksignal mit 125 kHz an, arbeitet er plötzlich als Eintakt-Mischer. Die zu diesem Prinzip gehörende recht große Umsetzungsdämpfung kann mühelos über das Verstärkungspoti ausgeglichen werden, aber die Differenzfrequenz am „Mischer-

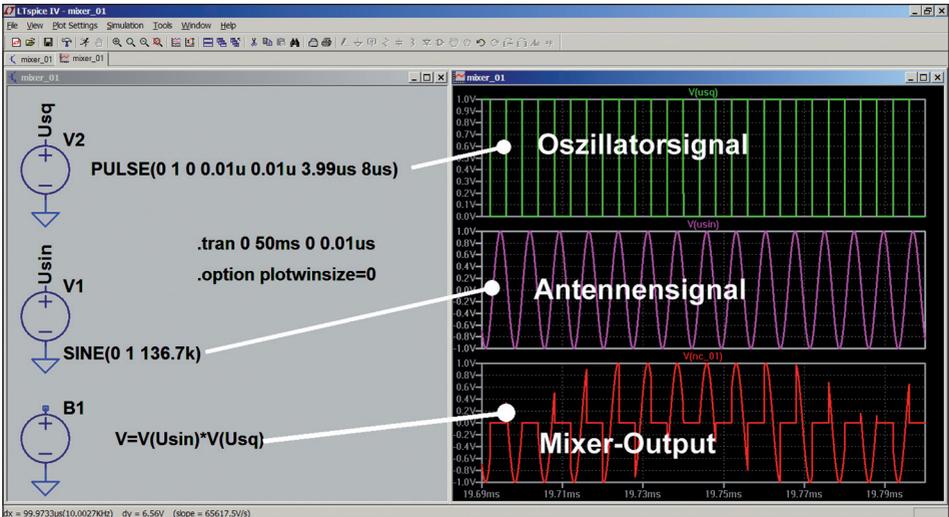


Bild 30: So funktioniert die Endstufe als Eintaktmischer in der Simulation (siehe Text)

ausgang“ liegt nun bei 136,7 kHz – 125 kHz = 11,7 kHz. Dieser Wert kann von allen modernen Soundkarten problemlos verarbeitet werden, denn eine Abtastfrequenz von 44,1 kHz oder 48 kHz ist üblich und einstellbar.

Also wurde sofort eine SPICE-Simulation gestartet, um die Idee zu kontrollieren. Eine „bv“-Spannungsquelle dient als Eintakt-Mischstufe und multipliziert ein Sinussignal von 136,7 kHz (Spitzenwert = 1 V) mit einem Rechtecksignal von 125 kHz (Minimalwert = Null Volt / Maximalwert = +1 V). Diese Schaltung sowie das Ergebnis im Zeitbereich enthält **Bild 30**. Das so erzeugte Frequenzspektrum ist in **Bild 31** zu sehen und es ist nun nicht schwer, darin die gewünschte Differenzfrequenz sowie die übrigen auftretenden Signale zu identifizieren.

Ein Tipp:

Wer sich für den genauen Wert der Um-

setzdämpfung interessiert, muss lediglich beim FFT-Ergebnisdiagramm auf „lineare Darstellung der Amplituden“ umschalten und zunächst die Sinusspannung mit 136,7 kHz in den Frequenzbereich konvertieren. Die FFT liefert dann eine einzige Linie mit einer Amplitude von 0,707 V - also dem Effektivwert für den gewählten Spitzenwert von 1 V. Wiederholt man die FFT beim Ausgangssignal, weisen darin die Summen- und die Differenzfrequenz jeweils eine Effektivwert-Amplitude von 225 mV auf. Das gibt eine Umsetzdämpfung von 10 dB, was durch eine Kontrollmessung an der Schaltung bestätigt wurde.

Doch nun folgt die Praxis: der Enable-Anschluss wird auf der Platine mit einem Skalpell von der Versorgungsspannung abgetrennt und direkt an eine separate SMA-Buchse geführt. Damit die Schaltung beim Entfernen des externen Oszillatorsignals direkt und selbständig auf

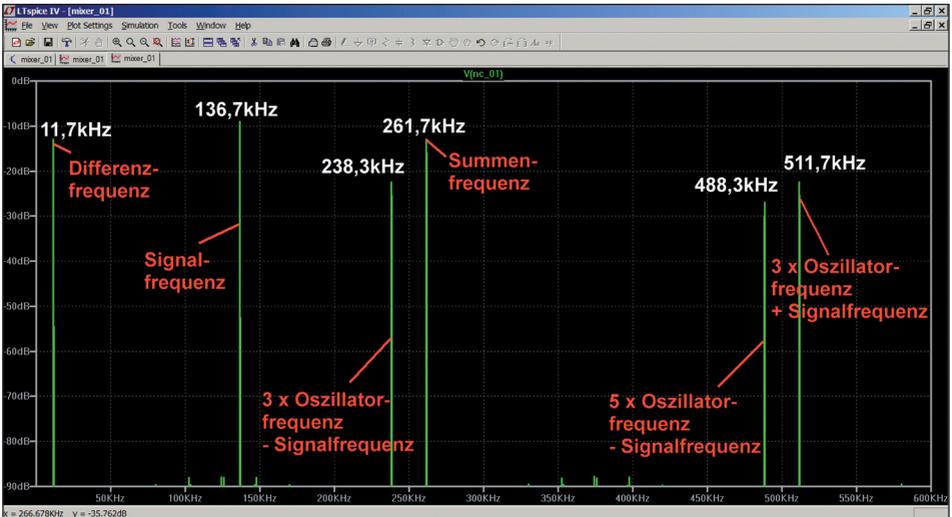


Bild 31: Dieses Frequenzspektrum liefert der „Endstufen-Mixer“ für ein Oszillatorsignal mit 125 kHz

„Verstärkerbetrieb = Mischer-Ruhezustand ohne Oszillatorsignal“ übergeht, werden „Enable“ und $+U_b$ über einen Pull-Up-Widerstand von 100 k Ω miteinander verbunden.

Nach dieser Maßnahme wurde das 125 kHz-TTL-Signal eines Funktionsgenerators angelegt und das Ausgangssignal der Mischstufe sah genau so aus, wie es die Theorie (nach Bild 30 und Bild 31) verlangt.

Doch die Hoffnung auf eine schnelle Lösung erwies sich als naiv, denn die Soundkarte bzw. das Programm „Spectrum Lab“ zeigten beim Verbinden des Mischerausgangs mit dem Mikrofoneingang alle möglichen hysterischen Reaktionen, nur nicht die gewünschte Differenzfrequenz von 11,7 kHz. Es bedurfte einiger Mühe, die Ursache herauszufinden und sie ist in **Bild 32** zu sehen, diesmal als Bildschirmfoto eines 100 MHz-Oszilloskops:

Bei jedem Ein- und Ausschaltvorgang in der „Mischstufe“ entstanden unglaublich schmale, kaum erkennbare Nadelimpulse (= „Spikes“) - aber bisweilen mit Amplituden deutlich über 1 Volt! Und das war wohl für den Soundkarteneingang etwas zuviel.

10.3.1. Ein Tiefpassfilter für 20 kHz muss her

Also war möglichst schnell ein zusätzliches 20 kHz-Tiefpassfilter für $Z = 50 \Omega$ erforderlich, um diese Nadelimpulse zu begrenzen und dafür zu sorgen, dass wirklich nur die gewünschte Differenzfrequenz von 11,7 kHz an die Soundkarte weitergereicht wird. Deshalb wurden folgende Filterdaten vorgesehen:

- Impedanz $Z = 50 \Omega$
- Grenzfrequenz ca. 20...22 kHz

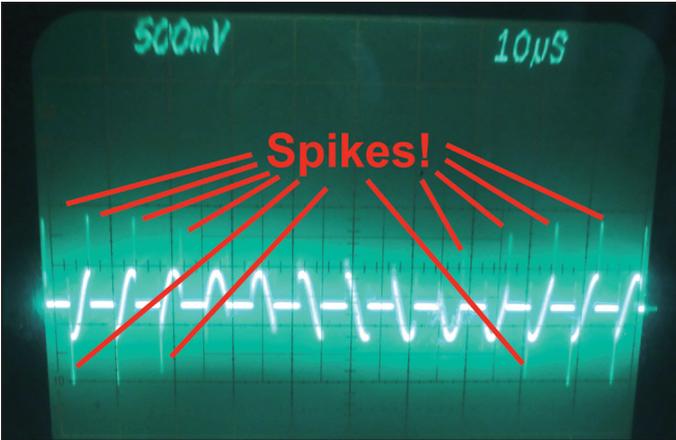


Bild 32:
 Hier sieht man
 deutlich die
 „Übeltäter“, die
 die Soundkarte
 im PC lahm legen

Filtergrad $N = 5$
 Tschebyschef-Typ mit e. Ripple von 0,3 dB
 Da aber in der Zwischenzeit ein neuer
 PC mit Windows 7 Einzug in der eigenen

Werkstatt gehalten hat, waren altbewährte
 Filter-DOS-Programme wie „fds“ plötzlich
 nicht mehr lauffähig und es musste
 beim Entwurf auf einen „Chebyshev Pi LC
 Low Pass Filter Calculator“ aus dem Inter-

Chebyshev Pi LC Low Pass Filter Calculator

Ads by Google Calculator Lowpass Filter Low Pass Filter Digital Electronics

Enter value, select unit and click on calculate. Result will be displayed.

Enter your values:

Cutoff Frequency:

Impedance Z_0 :

Frequency Response Ripple:

Number of Components: (1-11)

Erforderlich:
L = 470µH

Results:

Inductance:
 Unit:

L₁:
 L₂:
 L₃:

Capacitance:
 Unit:

C₁:
 C₂:
 C₃:

Bild 33:
 Wieder einmal:
 Entwurf eines
 Tschebyschef-Tiefpasses;
 diesmal aber mit einem
 Online-Calculator im
 Internet

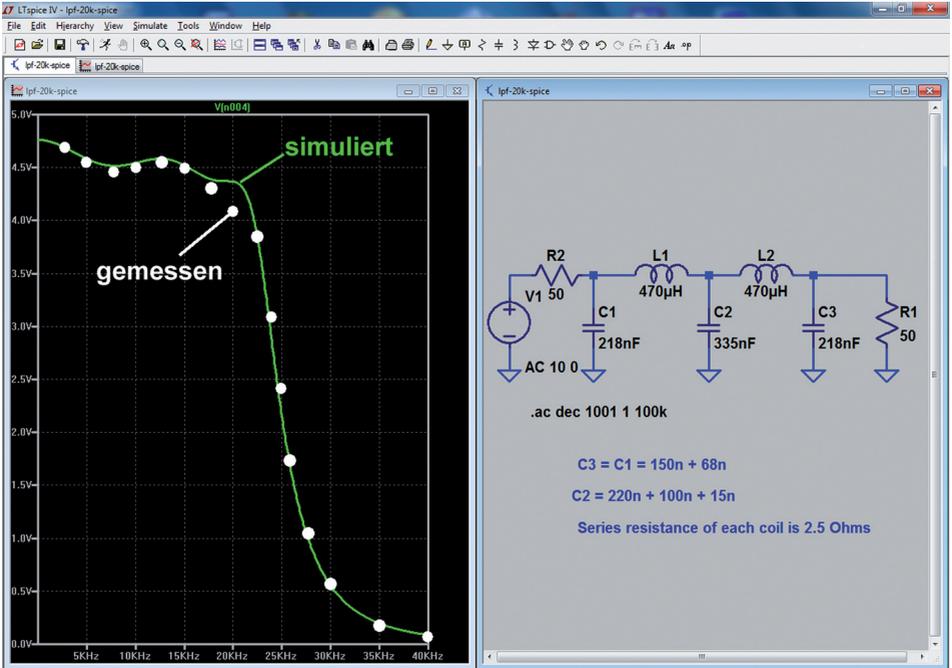


Bild 34: Theorie und Praxis beim aufgebauten 22 kHz-LPF

net umgestiegen werden (Bild 33). Dabei galt es, folgende Engpässe zu meistern:

- a. Eine erste Simulation zeigte, dass der Wert der erforderlichen Induktivitäten in der Größenordnung von 500 μH liegen wird. Also wurde solange mit der Grenzfrequenz herumgespielt, bis 470 μH erreicht waren, denn diesen Wert gibt es als handelsübliche Drosselspule nach der Normreihe E6. Sie sieht aus wie ein bedrahteter 1 W-Widerstand, ist nicht teuer und hat doch eine Güte von etwa $Q = 40 \dots 50$ (Lieferant: Reichelt Elektronik, axiale Festinduktivitäten der Reihe L-HBCC Ferrite, Länge ca. 15 mm).

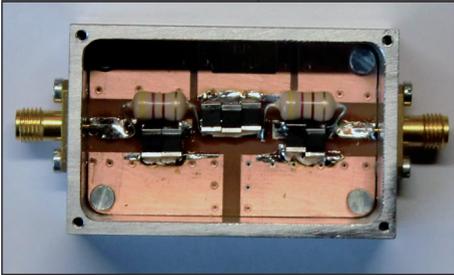
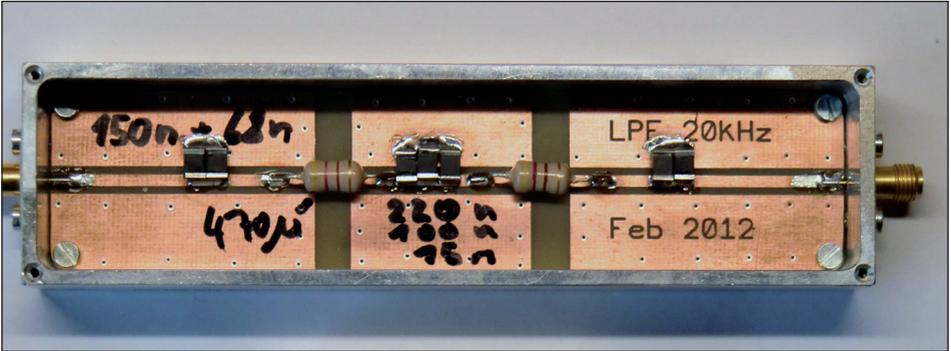
- b. Bei den Kreiskondensatoren fin-

det man als SMD-Bauform für diesen Frequenzbereich wunderbare metallisierte Polyesterkondensatoren, die hohe Gütewerte aufweisen (Lieferant: Reichelt-Elektronik). Leider gilt wieder die Stufung der E6 – Reihe und so muss man bei der Realisierung der krummen Werte, die aus dem Filtercalculator kommen, bis zu drei Werte parallel schalten (= angestrebte maximale Abweichung: maximal 1...1,5 %).

Diese Überlegungen ergaben schließlich folgende Kombinationen:

- $L1 = L2 = 470 \mu\text{H}$
- $C1 = C3 = 218 \text{ nF} = 150 \text{ nF} + 68 \text{ nF}$
- $C2 = 335 \text{ nF} = 220 \text{ nF} + 100 \text{ nF} + 15 \text{ nF}$

Simulation und Messergebnisse finden



*Bilder 35:
So sehen die beiden ange-
fertigten Filterversionen aus*

sich in **Bild 34**. Durch das Streben nach einem Induktivitätswert von nur $470 \mu\text{H}$ ist dabei die Ripple-Grenzfrequenz auf etwas mehr als 20 kHz angestiegen, doch das genügt (zusammen mit der extrem guten Selektion des Dreikreisfilters am Antenneneingang) bei einer Abtastfrequenz von 48 kHz , um die Shannon-Nyquist-Bedingung (= keine Nutzsignale oberhalb der halben Abtastfrequenz) zu erfüllen. Gut zu sehen ist jedoch, dass bei Frequenzen bis etwa 15 kHz die Messergebnisse mit der Simulation für den im Datenblatt angegebenen Reihenwiderstand der Spule von $2,5 \Omega$ ganz exakt übereinstimmen. Dann steigen die Verluste im Draht (= Skineffekt) und im Ferritmaterial an. Besonders beim Übergang vom Durchlass- in den Sperrbereich sieht man die für verlustbehaftete Filter typische „verschliffene Ecke“. Die Mes-

sungen wurden mit einem Funktionsgenerator ($R_i = 50 \Omega$) und einem Oszilloskop vorgenommen, das direkt die Spannung am 50Ω -Abschlusswiderstand anzeigte. Daher kommt diesmal die lineare Darstellung des Simulationsergebnisses zum Einsatz. Und bei einer Generator-Urspannung von 10 V ist natürlich der höchste dargestellte Wert von 5 V sinnvoll.

Die beiden probeweise gefertigten Filterversionen in zwei unterschiedlichen Gehäusen zeigt **Bild 35**. Die längere Gehäuseversion ist für eine Platine mit $30 \text{ mm} \times 130 \text{ mm}$ gedacht, um die beiden Drosselspulen räumlich ausreichend trennen zu können, denn es handelt sich hier ja um keine Schalenkerne mit geschlossenem Eisenweg. Die axiale Spulen-Bauform weist doch ein deutliches Streufeld auf und deshalb sollte eine gegenseitige Kopplung vermieden werden. Aber die Befürchtungen waren überflüssig und der volle Erfolg animierte dazu, zusätzlich einen Versuch mit der normalerweise verwendeten, kleineren Platinenversion

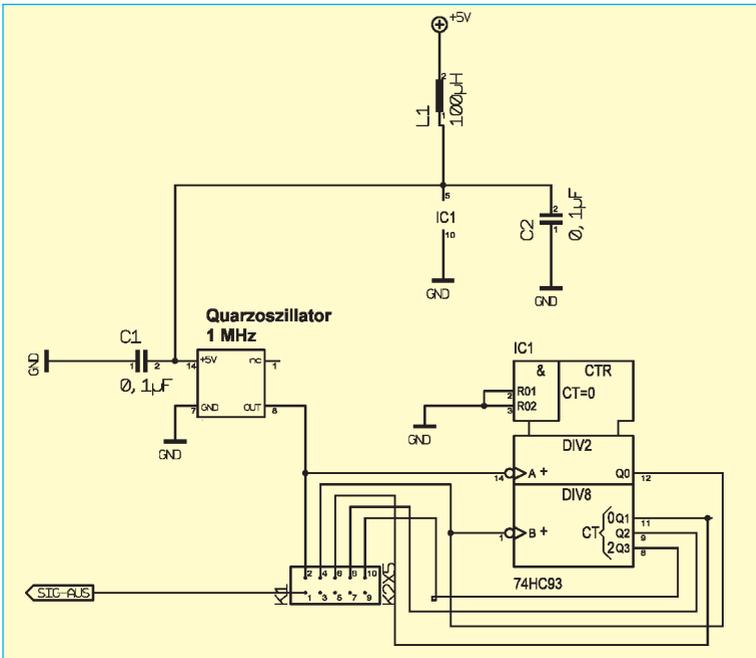


Bild 36:
Der Schaltungsaufwand beim Oszillator-Baustein hält sich sehr in Grenzen

(30 mm x 50 mm) zu wagen. Ergebnis: völlig identische Filterkurven, aber nun ein herrlich kompakter Baustein. Und ein Weitab-Selektionstest zeigte keinerlei Einbrüche der Sperrdämpfung bis 5 MHz.

10.3.2. Der Umsetzoszillator

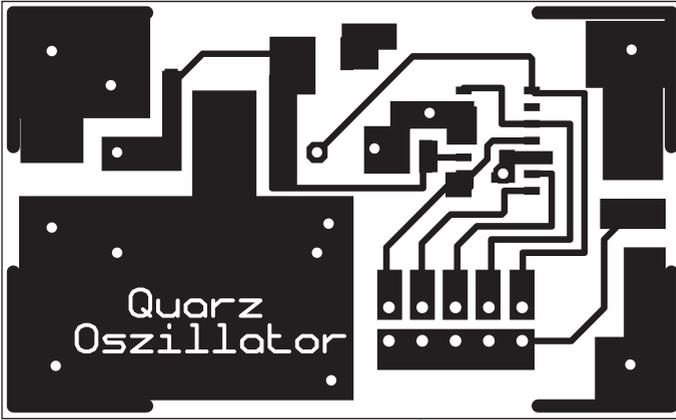
Dieses Problem ließ sich zum Glück sehr einfach lösen, denn der Hinweis „CMOS-kompatibel“ beim Enable-Eingang des OPA355 wies den Weg. So wurde einfach ein fertiger handelsüblicher 1 MHz-Quarzoszillator im Metallgehäuse mit einem Baustein „74HC93“ kombiniert. Der enthält vier in Reihe geschaltete Flipflops und ermöglicht auf einfachste Weise

eine Frequenzteilung durch 2 oder 4 oder 8 oder 16. Und ein Quarzoszillator sollte im Normalfall genügend kleine Rauschseitenbänder aufweisen, um einen Anstieg des Baustein-Eigenrauschens klein zu halten. Mit einer kleinen Stiftleiste und einem Jumper kann das gewünschte geteilte und quarzstabile Umsetz-Oszillatorsignal abgenommen und auf den Ausgang gegeben werden. Damit stehen wahlweise die Frequenzen:

- 1 MHz / 500 kHz / 250 kHz / 125 kHz
- und 62,5 kHz zur Verfügung.

Wobei die beiden letzten Werte genau das sind, was man für das 136 kHz-Band bzw. bei DCF77 benötigt.

Hier dürfen die dazugehörigen Bilder nicht fehlen: nach dem Schaltbild (**Bild 36**) und der Platine (**Bild 37**) sieht man in



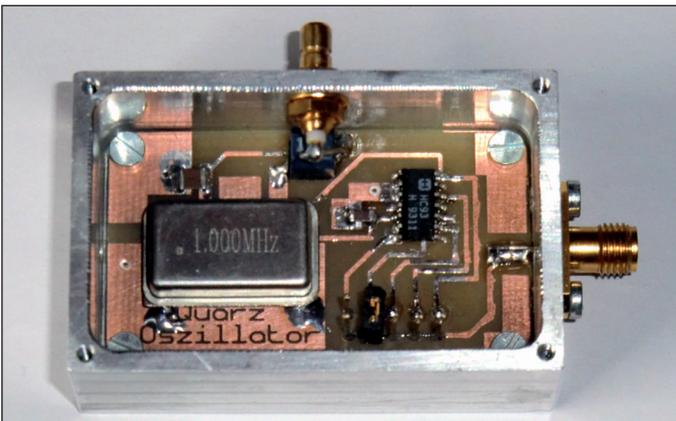
*Bild 37:
Ebenso unkompliziert
ist der Entwurf
der Leiterplatte*

Bild 38 die fertige Schaltung in ihrem Alugehäuse. Natürlich sind dabei Kompromisse bzw. gute Einfälle nötig, wenn Nicht-SMD-Bauteile (= Quarzoszillator, Stiftleiste) plötzlich auf der Oberseite einer SMD-Platine untergebracht werden müssen....

10.4. Der Probelauf

Da ist zunächst die komplette

Empfangsanordnung beim letzten Test zu sehen (**Bild 39**). Ein Signalgenerator mit einem Innenwiderstand von 50Ω speist die links unten im Bild sichtbare Kurzschlusschleife mit einer Ursprungsspannung von $4,5 \text{ mV}$ (= Ursprungsspannung für einen Ausgangspegel von -40 dBm) und erzeugt damit in der Schleife einen Strom von ca. $90 \mu\text{A}$ bei $136,7 \text{ kHz}$. Das auf dem Oszilloskop-Schirm dargestellte $11,7 \text{ kHz}$ -Ausgangssignal besitzt einen



*Bild 38:
Dafür bietet der
fertige Baustein
einen sehr schönen
Anblick*

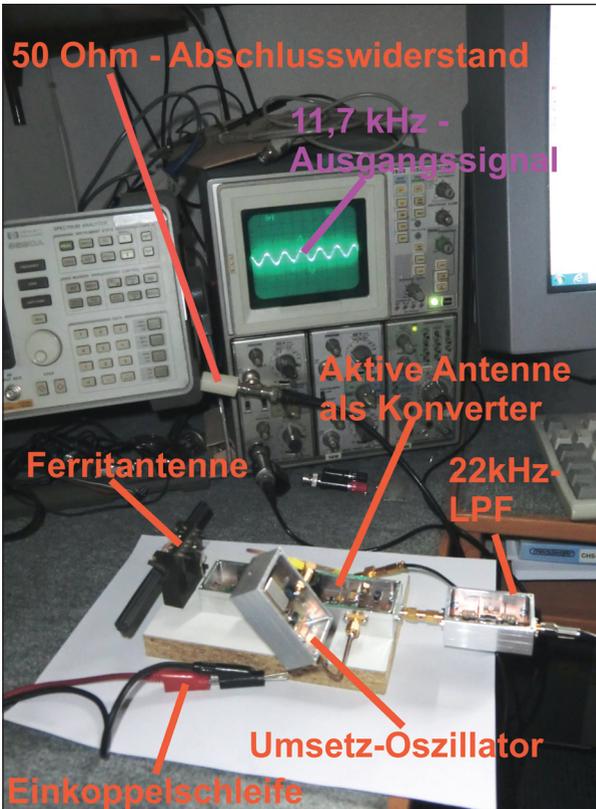


Bild 39:
Diesen Anblick bietet der Arbeitsplatz beim letzten Test und ersten Probelauf

Spitze-Spitze-Wert von ca. 10 mV und damit waren der PC, die Soundkarte und die Auswerte-Software zufrieden.

(Übrigens: wer sich das Bild genauer ansieht, erkennt gleich die Qualität der erzielten Filterung: die ganze Anordnung funktioniert problemlos in 1 m Abstand vom 19 Zoll-Röhren-Monitor des PCs mit seinen magnetischen Streufeldern...).

Zuerst sollte man aber die Empfindlichkeit der neuen Anordnung mit Filterung bei 136,7 kHz ausrechnen. Die Angabe aus Kapitel 10.1. kann dann folgendermaßen angepasst werden und für andere

Empfangsfrequenzen innerhalb des Bandes kann man die dB-Durchlasskurve aus Bild 27 zur Korrektur heranziehen:

In der Einstellung „minimale Verstärkung“ erzeugt ein Antennensignal von $1 \mu\text{V}$ und der Frequenz $f = 136,7 \text{ kHz}$ eine Spannung am ungefilterten Ausgang von $2,4 \text{ mV} / 5,73 = 419 \mu\text{V}$. Das entspricht einem Pegel von $-54,5 \text{ dBm}$.

Beim Mischbetrieb wird dieses Signal auf $11,7 \text{ kHz}$ umgesetzt und es tritt eine zusätzliche Dämpfung von 10 dB auf. Damit erhält man bei $11,7 \text{ kHz}$ einen Pegel von $-64,5 \text{ dBm}$ an 50Ω und das ergibt

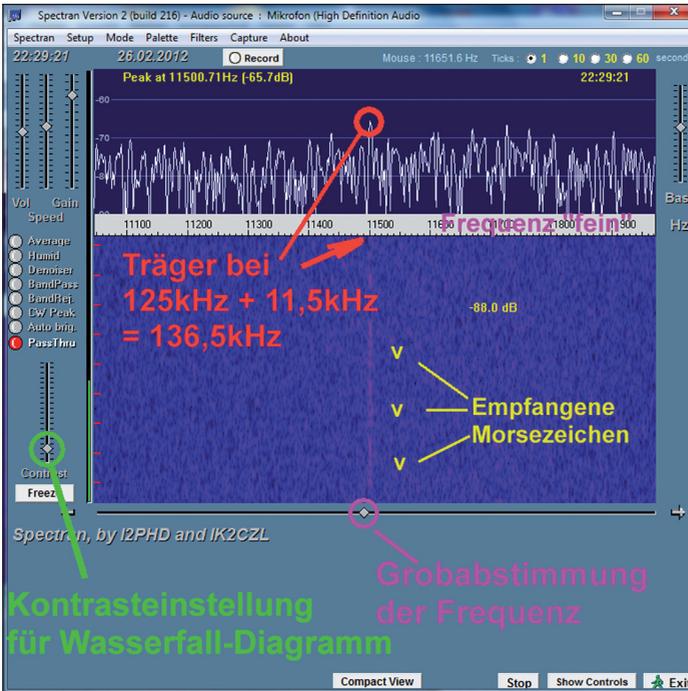


Bild 40:
 Endlich am Ziel:
 Empfang einer
 CW-Sendung
 mit „Spectran“
 bei 136,5 kHz!

eine Ausgangsspannung von 133 μ V für das Antennensignal von 1 μ V bei 136,7 kHz.

10.4.1. Welches Programm für die PC-Auswertung ?

Im Internet wimmelt es von DSP-Programmen und jedes hat seine Vorzüge. Aber nach genauer Prüfung, einigen Anfragen bei „schlauen Leuten“ und einigen Tests fällt die Entscheidung nicht mehr so schwer:

- a. Die absolut perfekte Maschine ist „Spectrum Lab“. Es handelt sich tatsächlich um einen Alleskönner mit Zusatzpaketen und Optionen für je-

des nur denkbare Problem oder jede mathematische Möglichkeit oder jede vorkommende Betriebsart. Nur: so etwas ist im Allgemeinen nichts für den ersten Gehversuch eines Einsteigers, denn so eine geballte Ladung gehört in die Hand eines Experten...

- b. Langer Rede kurzer Sinn: man braucht am Anfang ein Einsteigerprogramm nur mit den allerwichtigsten Funktionen, aber einer möglichst einfachen und selbsterklärenden Bedienung. Und hier bietet sich „Spectran“ an, bei dem der Screenshot in **Bild 40** bereits nach einer Einarbeitungszeit von einer Stunde angefertigt wurde!

Dazu einige Tipps:

- a. Neben der markierten Grobeinstel-

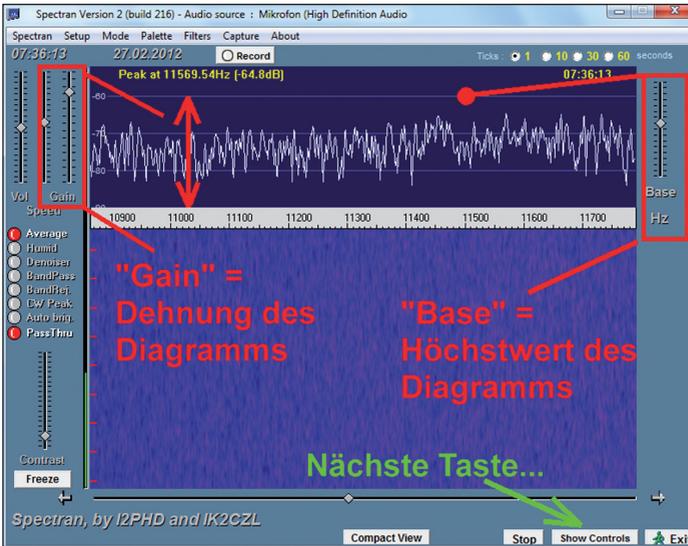


Bild 41:
So wird bei „Spectran“ das Diagramm entsprechend der eigenen Wünsche angepasst...

"Gain" =
Dehnung des
Diagramms

"Base" =
Höchstwert des
Diagramms

Nächste Taste...

lung für die Frequenz (...mit diesem Schieberegler fährt man schnell zu einem bestimmten Bereich, der interessiert!) kann man die Frequenz auch noch sehr fein verstellen. Bringt man nämlich den Cursor in den Bereich der Frequenzskala der Spektraldarstellung (...in Bild 40 mit „Frequenz fein“ gekennzeichnet), braucht man nur bei festgehaltener linker Maustaste die Maus hin- und her zu rollen. Die Skala folgt dann der Mausbewegung.

b. Zusätzlich ist der Kontrasteinsteller für das Wasserfall-Diagramm markiert. Die richtige Einstellung bekommt man ganz schnell selbst heraus.

10.4.2. Empfang mit Spectran

Natürlich erschien der Screenshot von Bild 40 nicht sofort von selbst und

ohne jedes Zutun auf dem PC-Bildschirm. Deshalb folgen nun einige Erläuterungen für den richtigen und schnellen Einstieg.

Die erste Aufgabe findet sich in der Windows-Taskleiste unter „Setup“, nämlich „Select Soundcard“ und „Select Input“. Das muss korrekt eingestellt werden, sonst läuft überhaupt nichts. Wie es weitergeht, zeigen die nächsten beiden Bilder.

Bild 41: Hier ist zu sehen, wie man die Darstellung des berechneten Spektrums mit „Base“ und „Gain“ festlegt. Darin ist auch gleich die nächste zu drückende Taste markiert.

Bild 42: Hinter dieser Taste verstecken sich alle lebenswichtigen Einstellungen. Man beginnt mit der Wahl einer Sampling-Rate von 48 kHz. Damit reicht das dargestellte Basisband bis knapp 24 kHz.

Es geht weiter mit der Messbandbreite,

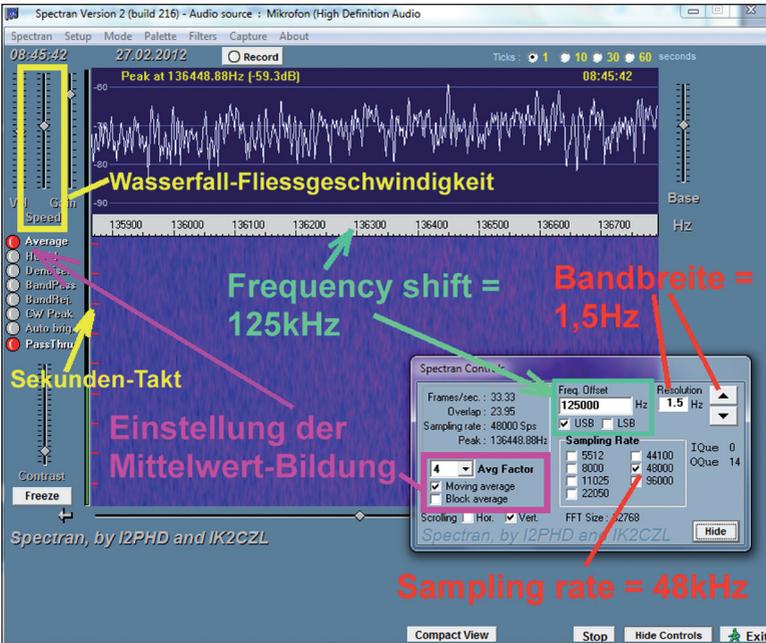


Bild 42:
...aber erst mit diesen korrekten Einstellungen läuft alles rund

die sich hier verändern lässt; aktuelle Einstellung: 1,5 Hz.

Dann folgt „Frequency offset“ = frequency shift. Die Frequenzanzeige lässt sich hier um die Umsetz-Oszillatorfrequenz von 125 kHz korrigieren.

Mit „speed“ kann man die Fließgeschwindigkeit des Wasserfalls verändern. Im Wasserfall selbst sind Sekundenmarken eingblendet.

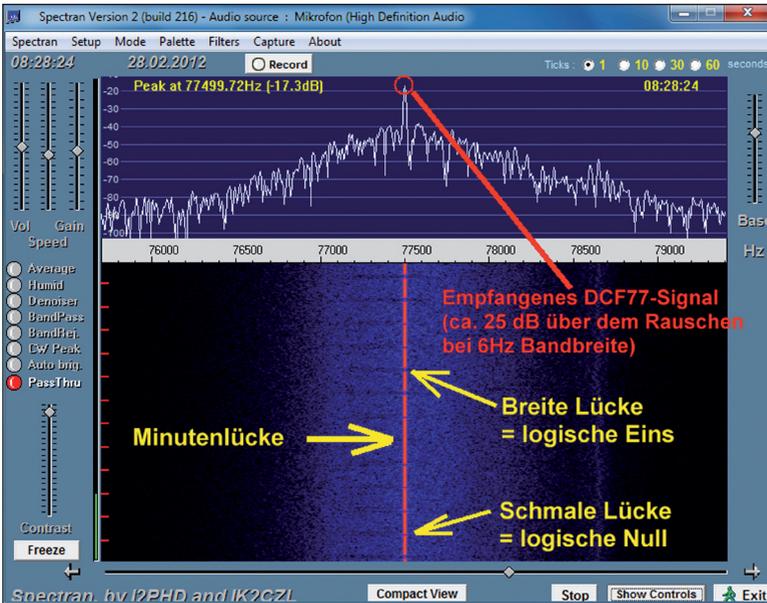
Mit der „Average“-Funktion wird eine Mittelwertbildung vorgenommen. Dadurch kann man schwache Signale noch besser aus dem Rauschen herausfischen. Die Kehrseiten sind die jetzt etwas verschliffenen Übergänge von „Träger AUS“ zu „Träger EIN“ und umgekehrt bei CW-Signalen.

Die übrigen Druckknöpfe (Humid / De-

noiser / Band Pass / Band Rejektion / CW Peak / Auto bridging) kann man selbst gelegentlich durchtesten, ebenso alle übrigen angebotenen Tasten. Das gilt auch für die Menüs „Setup / Mode / Palette / Filters / Capture“ in der bekannten Windows-Taskleiste. Es bieten sich viele und sehr interessante zusätzliche Möglichkeiten - aber eben erst, wenn man alles nach Bild 41 und Bild 42 sauber zum Laufen gebracht hat und die Anzeige verfeinern oder anpassen möchte.

11. Umrüstung des DCF77-Empfangsteils auf Frequenzumsetzung

Nachdem alle Probleme gelöst



*Bild 43:
Was bei
136 kHz lief,
sollte doch
bei 77,5 kHz
auch noch
funktionieren!*

waren und der Empfang im 136 kHz-Band viel Freude bereitete, war ein Umbau der DCF77-Dreikreis-Antenne aus „psychologischen Tüftlergründen“ nicht mehr aufzuhalten. Der Aufwand dazu war erträglich, denn es musste wieder der „Enable“-Anschluss des letzten OPs von der Betriebsspannung getrennt und an eine eigene Buchse geführt werden. Aber erst mit dem zusätzlich erforderlichen Pull-Up-Widerstand von 100 kΩ war die Baugruppe einsatzbereit. Ein 22 kHz-LPF-Filter (= lange Version) ist sowieso noch vorhanden - also gilt es, nochmals einen Umsetzozillator-Baustein anzufertigen, damit gestartet werden kann.

Natürlich darf man nicht vergessen, diesmal im Oszillatorbaustein den Jumper auf „62,5 kHz“ zu stecken und bei Spectran einen Offset von 62,5 kHz einzutragen. Was man dann erhält, zeigt **Bild 43**

und das ist doch ein schöner Lohn für die angewendete Mühe.

Eine weitere Möglichkeit ergab sich erst beim Betrachten dieses Bildschirms: da zeichnet sich doch (siehe Bild 43) im oben sichtbaren Spektrum wunderbar die Durchlasskurve des Dreikreis-Bandfilters im Rauschen ab. Selbst die kleinste Drehung an einem der Abgleichkerne der Spulen ist dadurch in ihrer Auswirkung sofort zu erkennen. Damit wird der Feinabgleich samt Beseitigung restlicher Unsymmetrien zum Vergnügen.

12. Was bleibt noch zu tun?

Nun, eine im Kopf herumspekulierende Idee ist die Zuordnung der örtlich vorhandenen magnetischen Feldstärke zum

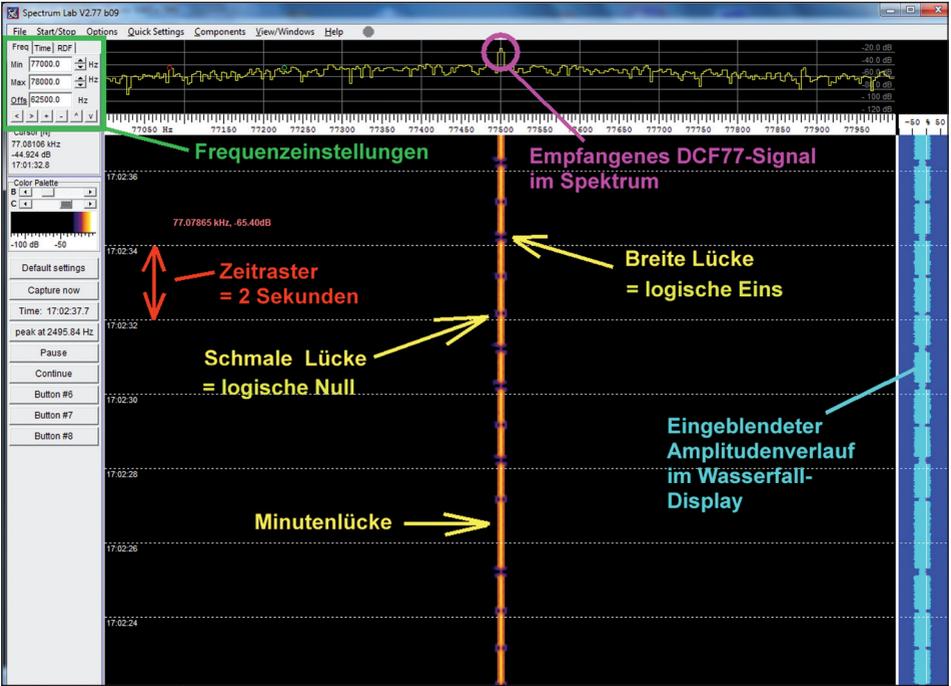


Bild 44: Die nächste Herausforderung: dasselbe noch einmal, aber diesmal mit „Spectrum Lab“

empfangenen Signal. Da gibt es im Internet hübsche Anleitungen, die aber meist auf Dasselbe hinauslaufen: man baue einen runden Rahmen mit einer Windung und z.B. einem Durchmesser von einem Meter, der mit einem exakt bekannten und konstanten Strom gespeist wird. Die magnetische Feldstärke innerhalb eines solchen Rahmens ist nahezu homogen und genau berechenbar - wenn man da den Ferritstab samt Schaltung in der Kreismitte anordnet, lässt sich die gewünschte Kalibrierung durchführen und mit der Abschätzung vergleichen (Sie erinnern sich an den Anfang des Artikels? Der theoretische Durchmesser der kreis-

förmigen wirksamen „Rahmenfläche“ unserer Ferritantenne ergibt sich durch die verwendete Stablänge von 14 cm und das entspricht einer Fläche von 154 cm². Das gäbe einen interessanten Vergleich und damit eine gute Kontrolle dieser eigenen Überlegungen). Mit großen Fehlern durch die in den gefrästen Alugehäusen untergebrachten Schaltungen innerhalb des Rahmens ist nicht zu rechnen, denn Aluminium ist unmagnetisch (korrekt: paramagnetisch) und beeinflusst die Feldverteilung nicht. Aber die in diesen Alugehäusen erzeugten Wirbelströme könnten das „einfallende“ Feld des erregenden Kreisrahmens an dieser Stelle et-

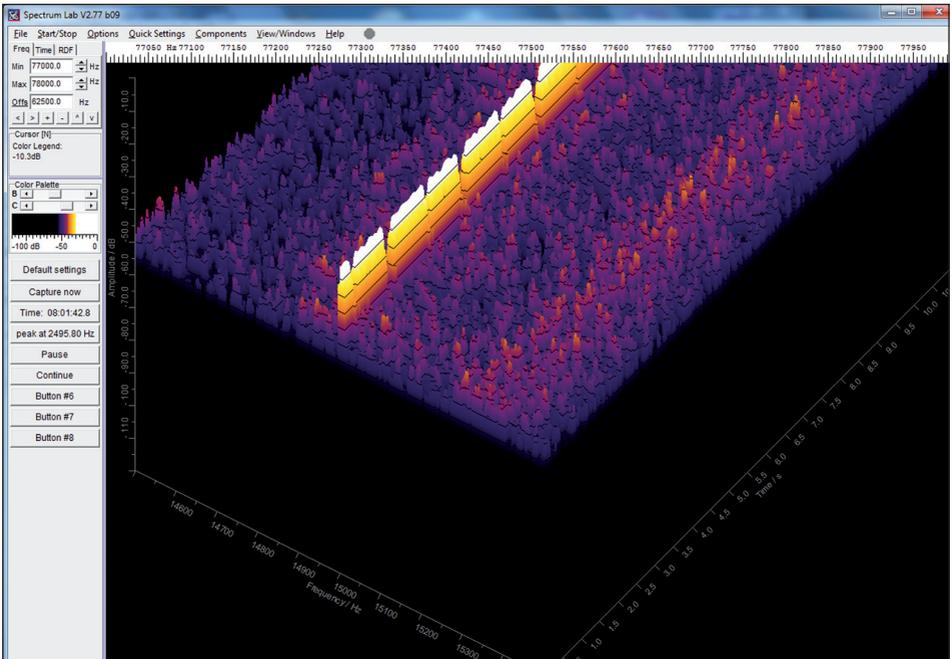


Bild 45: Allein schon dieser 3D-Wasserfall ist ein Ansporn, mit diesem Programm weiter zu machen und seine Möglichkeiten zu erkunden

was schwächen. Doch irgendwie sind das richtig interessante Aussichten...

Oder: man könnte den Breitband-Feldstärkemesser aus Kapitel 7 hernehmen, einen dieser modernen „Image-Reject-Mixer“ nachschalten und mit einem DDS-Oszillator den ganzen Bereich von 10 kHz bis 200 kHz genauer untersuchen. Vielleicht auch mit einem neuen, zwei-stufigen Nachverstärker, dem man einen externen Drehknopf zur manuellen Verstärkungseinstellung verpasst hat. So könnte man auf Übersteuerungen durch Störfelder reagieren...

Oder: jetzt ist es höchste Zeit, sich intensiver mit dieser „riesigen Maschine“ na-

mens „Spectrum Lab“ zu beschäftigen. Den viel versprechenden Einstieg zeigt **Bild 44** und völlig neu ist die 3D-Wasserfall-Darstellung in **Bild 45**.

Oder: man könnte sich jetzt zur Abwechslung wieder mit den schon längst unbestückt herumliegenden Platinen für die nächsten HF- und Mikrowellenprojekte befassen.

Oder: man könnte...

13. Literatur

[1] Homepage „VLF-Activities below 22 kHz“. Zu finden im Internet

Gunthard Kraus, DG 8 GB

Fundstelle Internet



G-Band Waveguide to Microstrip Transition for MMIC Integration

Das ist natürlich etwas für die Mikrowellen- und Hohlleiter-Spezialisten. Aber ein Blick in diese Doktorarbeit lohnt sich auch für andere interessierte Leute, denn hier werden sehr anschaulich und trotzdem exakt die vielen speziellen Probleme und Eigenschaften von Hohlleitern dargestellt.

Adresse: <http://theses.gla.ac.uk/3354/01/2012donadiophd.pdf>

Sammlung von interessanten Java-Applets

Applets charakterisiert man am besten als „Kurzfilme“ und davon gibt es auf dieser Homepage eine große Sammlung zu allen möglichen Gebieten. Sehr interessant und bisweilen auch amüsant - aber eine hervorragende Demonstration physikalischer und elektrischer Vorgänge.

Adresse: <http://www.falstad.com/math-physics.html>

WR-Connect

Nochmals etwas für die Hohlleiter-Freunde. Es handelt sich um eine Online Design-Software für Hohlleiteranwendungen, bei der speziell die vielen Demo-Beispiele und das Tutorial Freude machen. Da wird man richtig animiert...

Adresse: <http://www.goulouev.com/connector/index.htm>

MAAS Microwave and Antenna Systems

Eine interessante Mischung aus der Präsentation des Fertigungsprogrammes und grundsätzlichen Informationen (z.B. über die Momentenmethode oder die verschiedenen Mikrowellen-Antennenbauarten).



Adresse:

<http://www.maasdesign.co.uk/maas/sitemap.html>

San Diego Microwave Group - Technical Articles and Projects

Da sind wirklich sehr rührige Leute am Werk und der Begriff „Microwaves“ wird da nicht ganz so ernst genommen: es gibt etliche Sachen deutlich unter 1 GHz. Wirklich interessant!

Adresse:

<http://www.ham-radio.com/sbms/sd/projindx.htm>

Farran Technology

Wieder mal eine der schönen Homepages, in denen außer den eigenen Produkten auch viele Application Notes angeboten werden. Hier haben wir es mit der vordersten Technikfront der Millimeter-Wellen zu tun.

Adresse:

http://www.farran.com/index.php?option=com_docman&task=cat_view&gid=44&Itemid=154

OML

Nochmals die Millimeter-Wellen, aber diesmal ein Gang zu einem Messgeräte-Hersteller für diesen Bereich.

Öffnet man diese Homepage und wählt „Library“, so hat man die Wahl zwischen „Application Notes“, „Other Referencies“ und „Useful Links“.

Adresse: <http://www.omlinc.com/>

LNA Design

Dieses pdf-File hält, was es verspricht: es ist eine sehr gute und leicht verständliche Einführung in die Probleme, mit denen der LNA-Entwickler kämpft.

Adresse:

<http://www.qsl.net/va3iul/LNA%20design.pdf>

Mixers

Eine kleine Kostprobe aus dem Wiki- Online-Angebot von Professor Brian Frank. Es lohnt sich, in dieser Homepage vorwärts und rückwärts zu suchen und in allen Ecken zu schnüffeln: dauernd stolpert man über hochinteressante Themen.

Adresse: <http://bmf.ece.queensu.ca/mediawiki/index.php/Mixers>

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!

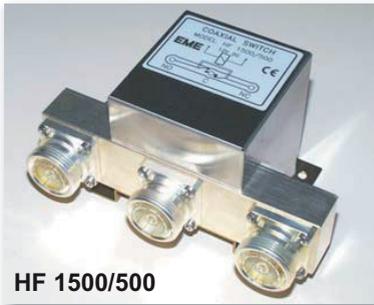
Koaxiale Leistungsrelais

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



UKW berichte -

Archiv

jetzt auf CD



1. CD enthält
vier Jahrgänge:
2005 - 2008

Indiziertes PDF
zur Volltext-Recherche

Normalpreis € 12,-
für Abonnenten nur € 10,-

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. € 3,95 in DL



ULTRA- kurz...

SWR 4000

Neu vom dänischen Antennenhersteller PROCOM gibt es einen tragbaren SWR-Analysator, der eine Weiterentwicklung des größeren Messgerätes SWR 3000 darstellt. Der handliche SWR-Analysator hat einen eingebauten Signalgenerator für den Bereich 30 MHz bis 2700 MHz, ein kontrastreiches Grafikdisplay und ein Daten-Speichersystem. Menüsteuerung, Datums- und Zeitstempel, eingebauter Akku und ein USB-Anschluss zum Speichern auf USB-Stick sind weitere Highlights.

Es können SWR (1,0 bis 9,9) bzw. Return loss (0 bis -30 dB) in 50 Ω -Übertragungsleitungen gemessen werden. Nach Eingabe von Mittenfrequenz und Span lassen sich so Anpassung bzw. der Bereich von Antennen messen.

Das SWR 4000 hat die Abmessungen 165 mm x 82 mm x 31 mm und wiegt ca. 500 g inkl. Akku; der Messanschluss an

der Kopfseite ist eine N-Buchse (N-f).

Erhältlich bei PROCOM DL,

Tel. 0461-957722

email: info@procom-deutschland.de

oder dem Leserservice der UKW-Berichte:

info@ukwberichte.com

Bluetooth LowEnergy

Ein lediglich 8 mm x 12 mm x 1,5 mm kleines Modul, basierend auf der NORDIC Semiconductor uRF8001 uBlue-BLE-Plattform ist das ISP 091201C mit integrierter Antenne. Auf Grund der geringen Größe und des geringen Energieverbrauches (bei 1,9 V max. 15 mA, Standby 0,5 μ A) ist es z.B. für Medizin-, Sport- und Fitness-Sensoren oder PUIDs einsetzbar.

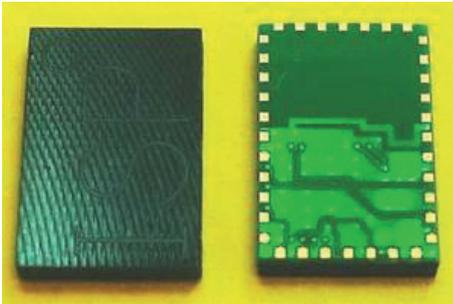
Weitere Infos:

TEKmodul GmbH, München

Tel. 089-51399624

www.tekmodul.de





SW550X-Serie

Eine neue Generation von Industrial Wireless Bridges und Accesspoints bietet Firma ATOP an, die konform mit den IEEE-Standards 802.11a/b/g/n sind und per Funk Datenraten bis 300 Mbit/s unterstützen. Die Geräte besitzen alle erforderlichen Zulassungen und sind für harten Industrieinsatz ausgelegt.

Weitere Infos:
TEKmodul GmbH, München
Tel. 089-51399624
www.tekmodul.de



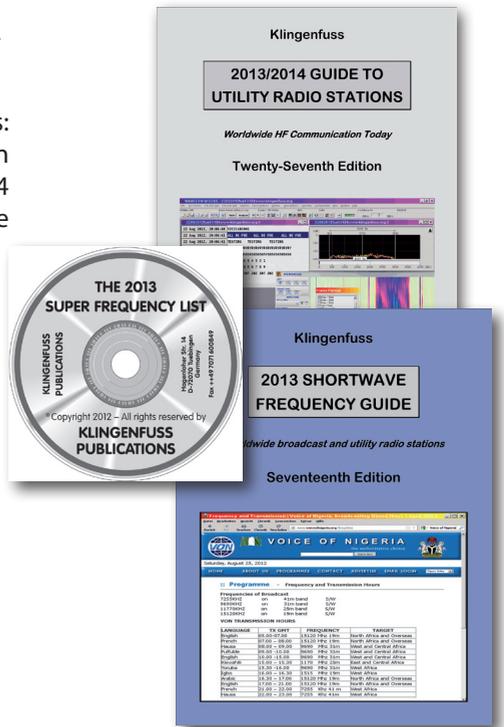
Klingenfuss Publications

Mit Hochdruck wird an der Fertigstellung der 2013er-Edition der

- 2013 Super Frequency List on CD
- 2013 Shortwave Frequency Guide
- 2013 Frequency Database for Perseus LF-HF-Software Defined Receiver
- 2013 / 2014 Guide to Utility Radio Stations

gearbeitet. Als Erscheinungstermin wird der 10. Dezember 2012 angegeben.

Weitere Infos: Tel. 07071-62830
www.klingenfuss.org;
info@klingenfuss.org



Horizontal-Leistungsrotoren

mit Schneckengetriebe,
der richtige Dreh!

CREATE

Hochleistungs-Rotoren mit Schneckengetriebe

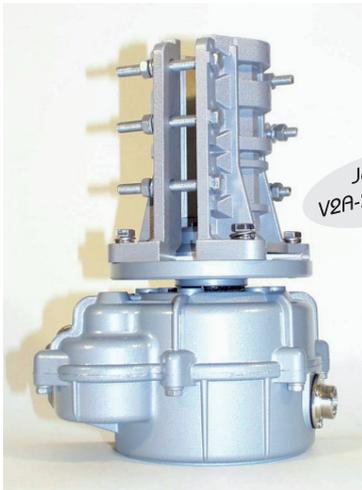
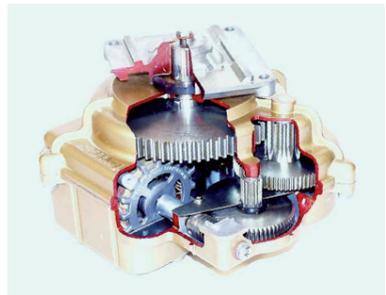
Typenvielfalt:

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.

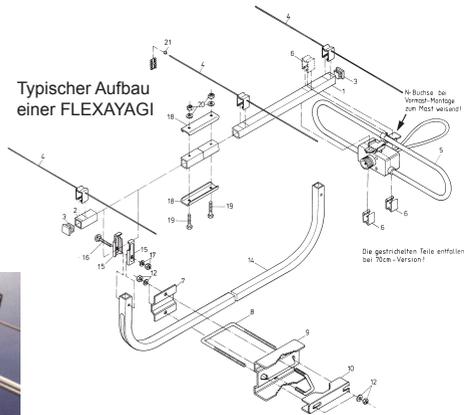
ALLEINIGER HERSTELLER - GENERALVERTRIEB - DIREKTVERKAUF



28 Jahre 1. Qualität www.flexayagi.de

RS ingenieurbüro dipl.-ing. rainer schlößer
Hogekamp 32 F, D-25421 Pinneberg-Eggerstedt
fon/fax: +49 (0)4101-200866 email: RSingbuero@aol.com

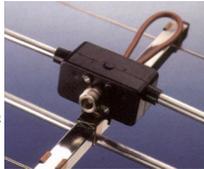
... leicht und langlebig!



FX 210 - der Standard

9,1 dBd Gewinn
bei 2,15 m Länge

natürlich mit N-Buchse



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

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

Hogekamp 32 f · D-25421 Pinneberg-Eggerstedt

ingenieurbüro dipl.-ing. rainer schlößer

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

FLEXAYAGIS erhalten Sie auch im **Online-Shop** unter www.ukw-berichte.de

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,-

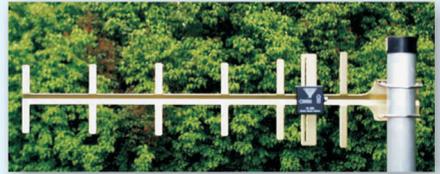
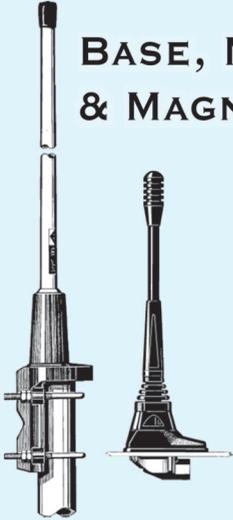


email: info@ukwberichte.com

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.



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