

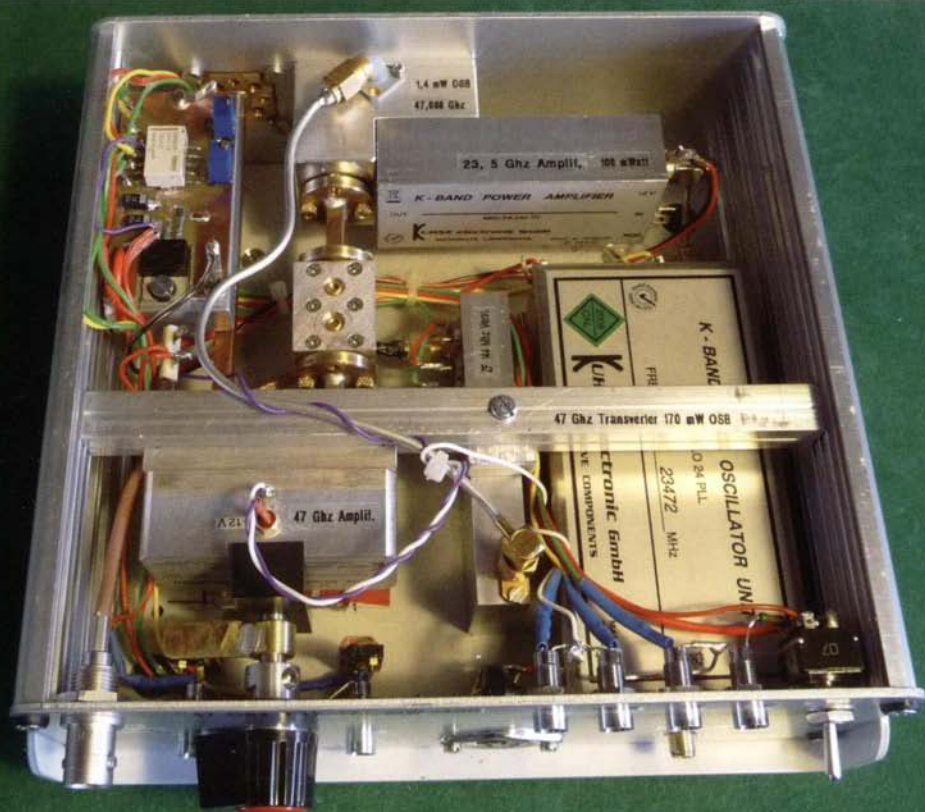
DUBUS

1/2010

Vol.39

1.Quarter

New 47 GHz Transverter



by DL2AM

ANTENNEN & ZUBEHÖR



DENMARK

Eisch-Kafka-Electronic GmbH

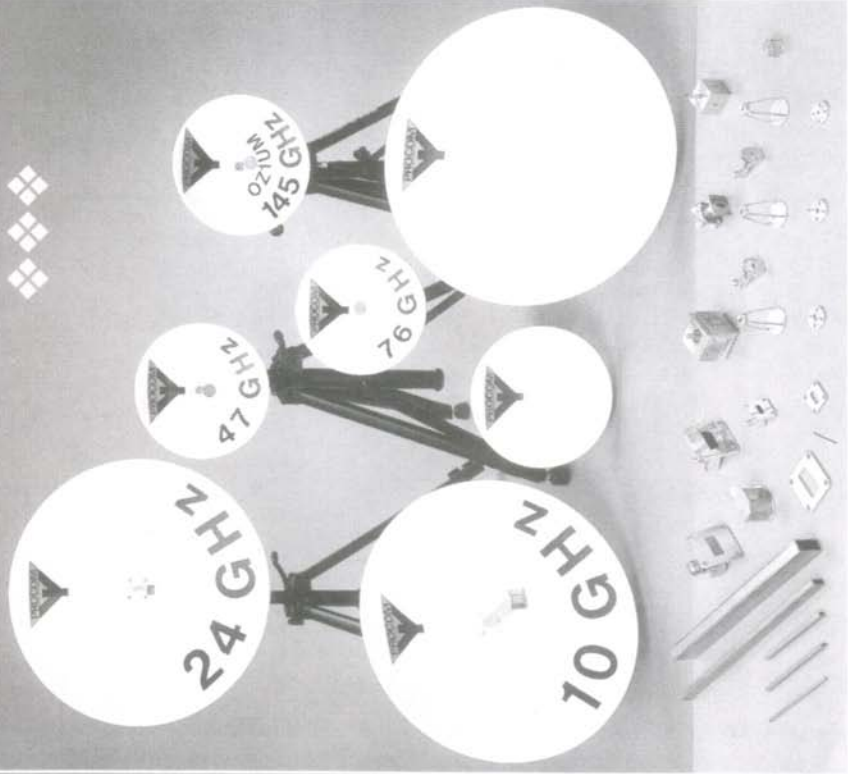
Abt.-Ulrich-Str. 16 * D-89079 Ulm

Tel: 0049 (0)7305 23208 * FAX 23306

e-mail: eisch-electronic@t-online.de

www.eisch-electronic.com

MICROWAVE



DUBUS Order form - Bestellformular

Quantity / Anzahl

- x TECHNIK 6 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = EUR/USD
..... x TECHNIK 7 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = EUR/USD
..... x TECHNIK 8 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = EUR/USD
..... x TECHNIK 9 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = EUR/USD

This includes airmail delivery outside Europe!

DUBUS Magazine back issues / ältere Einzelhefte:

2/81, 4/81, 1/87, 2/87, 3/87, 4/87, 1/89, 2/91, 3/91, 4/91, 1/92, 2/92, 3/92, 4/92,
3/93, 4/93, 2/94, 3/94, 4/94, 2/95, 3/95, 2/96, 4/96, 4/97, 1/98, 2/98, 3/98, 4/98,
1/99, 2/99, 3/99, 4/99, 1/2000, 2/2000, 3/2000, 4/2000, 1/02, 2/02, 3/02, 1/04, 4/04,
2/05, 2/06, 3/06, 4/06, 3/07, 4/07

Mark issues you want. Bitte gewünschte Nummern markieren.

Price per issue, DL: EUR 5,- inkl. Porto, Other: EUR 5,-/USD 5,- incl. postage

Anzahl der Hefte x EUR 5,- = EUR

Nr of back issues x EUR 5,- / USD 5,- = EUR/USD

.... x DUBUS 2001 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2003 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2008 complete set (Jahrgang) EUR 25,-/USD 35,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2009 issues 2, 3 and 4 EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2010 Abo / Subscription DL / EU: EUR 25,- = EUR

.... x DUBUS 2010 Subscription: Outside EU: EUR 30,-/\$35,- = EUR/\$

Gesamtsumme / total amount : EURO / USD

(Books, Back issues, Subscriptions)

DL: Gesamtsumme bitte als V-Scheck oder bar beilegen. Outside DL:

Please enclose total amount cash, make bank transfer or PAYPAL
payment to funk-telegramm@tonline.de (Sorry, NO creditcards, NO cheques!)

Name:

We

Call:

accept

Street/Str.:

PayPal

ZIP/Town – PLZ/Ort:

now!

-> If you transfer to our bank account, please transfer to: Verlag Joachim Kraft,
Account-No: IBAN DE92200100200207354201 - Bank: BIC PBNKDEFF

DUBUS, Grützmühlenweg 23, D-22339 Hamburg, Germany

Content / Inhalt 1/10

Title: New 47GHz Transverter, by DL2AM see p. 32

Editorial	8
VNA for 5 – 30GHz (Part 2) by Léon Audergon, HB9TXV	9
A 47GHz Transverter – with mechanical changeover by Philipp Prinz, DL2AM	32
Experimental Mixer for 122 GHz with BAT15-099 Diode by Wolfgang Demmer, DD8BD	41
1.3GHz Transverter MKU 13G2B by Michael Kuhne, DB6NT	58
Wideband Power Detector to Control Microwave Stations by Philippe Borghini, F5JWF	67
432MHz EME with a small antenna by Andreas Haefner, DJ3JJ	74
The Optimized Wideband Low Impedance (OWL) Yagi by Justin Johnson, G0KSC	82
LFA Yagis for 70cm with very high gain by Justin Johnson, G0KSC	104
VHF Australia & New Zealand	106
VK9NA Expedition Report	107
Microwave USA	108
Microwave Japan - Single-optoelectronic-device transceiver	110
VHF South America	112
Microwave Europe	114
ATV News	117
2m EME News	118
DUBUS 2m EME CW Activity Contest 2009 - Result	118
70cm + up EME News	119
Tropo News	124
4m News	125
6m News	125
News & Comments	126
DUBUS Contents 2009	128
New Products	130

Editorial Staff / Redaktion

Please send all new technical articles to DL8HCZ (address below).

Technical Reports	Ian White, GM3SEK, 2 Appleby Cottages, Whithorn, Newton Stewart, DG8 8DQ, Scotland, U.K. email: GM3SEK@ifwtech.co.uk Michael Kuhne, DB6NT, Scheibenacker 3, D-95180 Berg email: kuhne.db6nt@t-online.de Luis Cupido, CT1DMK, Rua da Vila Verde 39, P-3800-810 Eixo / Aveiro, Portugal. email: cupido@mail.ua.pt Leif Åsbrink, SM5BSZ, Jäders Prästgård, S-635 05 Eskilstuna, Sweden. email: leif@SM5BSZ.com
Microwave Parts	Henning Weddig, DK5LV, Konsul-Lieder-Allee 11, D-24226 Heikendorf, email: Henning-Christof.Weddig@desy.de
EME News, 70cm + up Lunar Calendar	Bernd Wilde, DL7APV, Nordhoferstr. 8, D-16833 Koenigshorst, email: DL7APV@gmx.de
EME News, 2m	N.N.
EME Email List 70cm + up	Klaus Tiedemann, DL4EBY, Halskestr. 35, D-12167 Berlin email: tklaus@snafu.de
ATV News	Bernd Beckmann, OE5BDO / DJ9PE, Schaffhauser Str. 10 D-81476 München, email: Bernd.beckmann@gmx.net
Microwave Europe	Guy Gervais, F2CT, guy-gervais@tersa.fr F2CT@wanadoo.fr Sam Jewell, G4DDK, jewell@btinternet.com
Microwave Japan	JH6RTO (also 7L3TDU), Seiji Fukushima, NTT Dogo Apt 2-1, 9-37 Dogo Ichiman, Matsuyama City 790-0844, Japan. jh6rto@m.ieice.org
Microwave USA	Kent Britain, WA5VJB, 1626 Vineyard Rd., Grand Prairie, TX 75052, USA. email: wa5vjb@flash.net
VHF South America	Flavio Archangelo, PY2ZX, Box 1292, Jundiai, SP 13202-970, Brazil. email: py2zx.ham@gmail.com
FAI Reports	Dom Dehays, F6DRO, Le Fourtou, F-31450 Montesquieu Lauragais France. email: f6dro@wanadoo.fr or dominique.dehays@enac.fr
Aurora Reports	Stefan Heck, LA0BY, Hildsvej 5, N-1349 Rykkinn, Norway. email: la0by@darco.de
Meteor Scatter Reports Es Reports, Toplists	Norbert Goettsche, DL8LAQ, Tulpenweg 3, D-24568 Kaltenkirchen email: DL8LAQ@sh-home.de
Tropo Reports	Michael Dienel, DG7SFL, Im Schmiedberg 15, D-74592 Kirchberg Phone +49(7954)-8605, Fax: -925415, michael.m.dienel@t-online.de
6m News, 4m News Beacon Lists News & Comments	Joachim Kraft, DL8HCZ / CT1HZE, Gruetzmuehlenweg 23, D-22339 Hamburg email: funk-telegramm@t-online.de

Impressum

Das DUBUS-Magazin ist die zweisprachige Zeitschrift (Englisch/Deutsch) für Amateurfunk auf VHF/UHF und Mikrowellenbändern. Sie wird redaktionell von ehrenamtlich arbeitenden Funkamateuren zusammengestellt.

DUBUS is the bilingual (English/German) written magazine for Ham-Radio on VHF/UHF and Microwaves. The content is compiled by non profit working ham editors.

Das DUBUS Magazin erscheint vierteljährlich im März, Juni, September und Dezember.

Der Abonnementspreis – inklusive Versandkosten - beträgt 25,- Euro für Deutschland und 25,- Euro für Europa. Die Bestellung erfolgt durch Überweisung des Betrags auf das Postbankkonto (s.u.). Das Abo verlängert sich nicht automatisch. Der Betrag enthält 7% gesetzliche MwSt.

DUBUS-Magazine is published quarterly in March, June, September and December.

For a 1-year-subscription (Europe) please transfer Euro 25,- to our account or contact your national representative (see next page). Rate for overseas air mail is 30,- Euro or 35,- USD.

Herausgeber / Publisher

DUBUS-Magazine, Verlag Joachim Kraft,
DL8HCZ, Grützmühlenweg 23,
D-22339 Hamburg, Germany
email: DUBUS@web.de info@dubus.de
funk-telegramm@t-online.de
Phone/FAX: ++49 40 538 31 86

Abo-Verwaltung / Circulation:

Norbert Goettsche, DL8LAQ, Tulpenweg 3,
D-24568 Kaltenkirchen, Germany.
Phone: ++49 4191 959913
email: DUBUS@web.de info@dubus.de

Abo-Konto / Subscription-Account

POSTBANK HAMBURG
Konto / Acc-Nr. 207354201
BLZ 20010020

IBAN DE92200100200207354201
BIC PBNKDEFF

Urheberrechte / Copyright

Alle Beiträge unterliegen dem Urheberrecht. Abdruck und Veröffentlichung im Internet ganz oder teilweise, sowie kommerzielle Nutzung, nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlages Joachim Kraft. © 1988 – 2010 beim Verlag Joachim Kraft

All articles are protected by copyright. Any reproduction, publishing in the internet or commercial use only with the written permission from the publisher Verlag Joachim Kraft. © 1988 – 2010 by Verlag Joachim Kraft

ISSN 1438-3705

For latest information please check the

DUBUS Web page

www.DUBUS.org
www.DUBUS.de

**Redaktionsschluss
für die nächste
Ausgabe:
30. April 2010**

**Deadline
for the next issue:
April 30th 2010**

DUBUS Distributoren

International DUBUS Representatives

Austria	OE1WRS, Werner Roedl, Mappesgasse 2/1/3, 2320 Schwechat, Tel: +43-664-3564584 Fax: +43-1-7073181, email: roedl@attglobal.net
Australia	Doug McArthur, VK3UM, Tikaluna, 26 Old Murrindindi Rd., Glenburn, Victoria 3717. email: tikaluna@bigpond.com
Belgium	InfoRad c/o Jan Galicia ON6JG, Oude Gendarmeriestraat 62, 2220 Heist-op-den-Berg email: inforad@pandora.be inforad@telenet.be
Bulgaria	Christo Mintchev, LZ1DP, Ul Boruigrad 8 AP 10, 6004 Stara Zagora email: lz1dp@stz.orbitel.bg
Czech Republik	GES-ELECTRONICS, OK1FM, Studentska 55a, 32300 Plzen Phone: +420 37 73 73 111, email: ges@ges.cz www.ges.cz
Denmark	Gert Rahbek-Udengaard, OZ1FKZ, Virringvej 60, Virring, 8660 Skanderborg Tel.: 0045 8657 2660, email: oz1fkz@vip.cybercity.dk
Eire	Patrick Fitzpatrick, EI2HX, 24 Ascal Do., Bhothair Bhui, Drogheda, County Louth. Phone 041 98 41817, Mobile 0876300110, email patfitzpatrick@hotmail.com
France	Fabienne Ansel, La Grave, 31560 Seyre, Tel.: 05 34 66 10 09, email: dubus.mag@free.fr
Finland	Jukka Hietaranta, OH1FF, Kuutie 25, 36110 Ruutana Fax: 03 2619255, email: effe@elisanet.fi
Greece Italy	R.A.A.G., Manos Darkadakis SV1IW, PO Box 3564, 10210 Athens, raag-hq@raag.org Tony Fumagalli, I2FUM, Via Masia 34, 22100 Como Tel: 031571537, email: fumagalli.antonio@gmail.com
Japan	Michaiki Watanabe, JH1KRC, Jingumae 2-2-39-702, Shibuya-ku, Tokyo 150-0001 Phone: +81-3-3404-6064 email: jh1krc@syd.odn.ne.jp
Malta	Joseph Falzon, 9H1VW, « Babs » 104, Sir William Reid Street, Gzira, GZR02 9h1vw@maltanet.net or danielg@maltanet.net
Netherlands	Veron Verkoop Bureau, P.O. Box 1166, 6801 BD Arnhem, veroncb@worldonline.nl
Norway	Kjell Syverud, LA9CY, Liaveien 8, 1450 Nesoddtangen, dubus@la9cy.com Phone: (+47) 66913546, Mob: (+47) 91841784, Homepage: www.la9cy.com
Portugal	Luis Cupido, CT1DMK, Rua da Vila Verde 39, 3800-810 Eixo / Aveiro. cupido@mail.ua.pt
Poland	Andrzej Walczyk, SP5BTN, ul. Miedzyborska 55 m 1, 04-027 Warsaw Mobile +48 606-493-423, Home +48 22 870 0353, email: andwal@onet.pl
Romania	Augustin Preoteasa, YO7AQF, Banat 13, Bl. B2 Sc. D Ap. 15, 110408 Pitesti Phone +40-788-234-273, email: augustin.preoteasa@soliber.net
Russia	Dmitri Dmitriev, RA3AQ, Profsoyuznaya 93-4-411, 117279 Moscow ra3aq@vhfdx.ru www.vhfdx.ru/dubus
R.S.A.	Ivo Chladek, ZS6AXT, P.O.Box 3093, 1745, Kenmare email: zs6axt@telkomsa.net
Spain	J.R. Daglio Accunzi, EA2LU, Manual Iribarren 2-5 D, 31006 Pamplona email: ea2lu@telefonica.net
Serbia	Nemethy Istvan, YT3I (ex YU7EW), Branka Radicevica 63, 23217 Aleksandrovo email: yt3i@gimelnet.co.yu
Slovenia	SLOVHF RADIOKLUB S50VHF, Klavniska 13, 9000 Murska Sabota www.slovhf.net dubus@slovhf.net
Sweden	Anders Pettersson, SM7ECM, Hökvägen 111, 24562 Hjärup email: SM7ECM@telia.com
Switzerland	Ferdinand Stämpfli, HB9MIO, Langsamstig 13, 5600 Lenzburg. Tel.: 079/4734650 stagra@bluewin.ch
Ukraine	Sergej Lysenko, UR5LX, Zolochov Reg., Iwaschki, Kharkov Obl, Ukr. 62211 email: ur5lx@vhf-dx.net
United Kingdom	Roger Blackwell, GM4PMK, Willowbank, Pennyghael, Isle of Mull, PA70 6HB email: dubus@marsport.org.uk
USA	Janet and Ed Cole, KL7UW, P.O. Box 8672, Nikiski, AK (Alaska) 99635-8672 email: dubususa@hotmail.com
Other Countries	Contact DUBUS Magazine. Subscription Rates: Europe: 25.00 EURO; Overseas Air Mail: 30.00 EURO (USD 35.00), PAYPAL to funktelegramm@t-online.de

Editorial

Dear DUBUS Reader!

we welcome you to the first DUBUS issue of 2010!

We think that we have again a nice selection of interesting technical articles in this issue and more are in the pipeline already for the next issues.

Due to the number of technical articles in this issue the annual 2m-Es report for Europe and NA (first time) is delayed again and will come now for sure in issue 2/2010. Sorry for that.

We spent >100 hours to check the data and (re)edit maps, so we hope any Es junky will enjoy the report.

Our 2m EME editor Heinz, DM2BHG has resigned. We thank him very much for his work in the last years and look for a new editor now.

We also have a new distributor for Greece: The Greek Amateur Radio Association (RAAG) is taking care now for the DUBUS subscription in SV.

We want to remind everybody of taking part in the CW EU EME Contests in March, April and May. See rules in last DUBUS issue on page 109 or on www.dubus.org.

Latest figures from the sun show that the new solar cycle has really started now and with the raising solar activity we can expect more Radio Auroras on the VHF bands and hopefully first TEP openings on 6m (and 4m!) in autumn this year, at least from southern Europe. "Es" propagation on 6m and 2m will be significantly less already in the next 2 years than before and will come to a minimum in the years 2012 to 2013 where we expect just a quarter to a third of the number of annual days with 2m Es compared to the good years from 2003 to 2009.

Please keep sending your reports and technical articles and if you have not yet renewed for 2010, please consider to do it now.

Thank you!

73 from Joe, DL8HCZ / CT1HZE
and the DUBUS team!

Liebe DUBUS Leser!

Willkommen zur ersten DUBUS-Ausgabe des Jahres 2010!

Wir glauben, dass wir wieder eine schöne Auswahl an interessanten technischen Artikeln in dieser Ausgabe haben. Und weitere schöne Artikel für die nächsten sind bereits in Planung. Aufgrund der vielen technischen Artikel in dieser Ausgabe muss der versprochene 2m-Es Jahresbericht für 2009 für Europa und erstmalig auch USA nochmals verschoben werden, er kommt dann im nächsten Heft 2/2010. Wir haben über 100 Arbeitsstunden dafür aufgewendet, QSO-Daten zu recherchieren und zu prüfen und Karten zu bearbeiten. Wir sind sicher, dass jeder Es-Fan diesen Artikel dann genießen wird.

Unser EME-Redakteur Heinz, DM2BHG, hat sein Amt aufgegeben und wir danken ihm für seine Arbeit in den letzten Jahren. Wir suchen nun einen neuen Redakteur.

Für Griechenland hat nun der dortige Verband RAAG die DUBUS-Distribution übernommen.

Wir möchten nochmals alle erinnern, am CW EU EME-Contest im März, April und Mai teilzunehmen. Die Regeln stehen in der letzten DUBUS-Ausgabe auf Seite 109 und unter www.dubus.org.

Die aktuellen Daten von der Sonne zeigen, dass der neue Sonnenfleckenzyklus nun endlich in die Gänge kommt. Damit wird es sicher wieder zu mehr Radio-Aurora auf den VHF-Bändern kommen, und hoffentlich wird es erste TEP-Öffnungen auf 6m (und 4m!) zumindest von Süd-Europa im kommenden Herbst geben.

Sporadic-E auf 6m und 2m wird in den nächsten beiden Jahren bereits deutlich weniger werden und in den Jahren 2012 bis 2013 ein Minimum aufweisen mit nur einem Viertel bis Drittel der Anzahl jährlicher Tage mit 2m-Es im Vergleich zu den guten Jahren von 2003 bis 2009.

Für Aktivitätsberichte und besonders technische Artikel sind wir weiterhin sehr dankbar. Falls das Abo für 2010 noch nicht verlängert wurde, wäre jetzt der richtige Zeitpunkt dafür. Vielen Dank!

73 von Joachim, DL8HCZ / CT1HZE
und vom ganzen DUBUS-Team!

VNA for 5 – 30GHz (Part 2)

by Léon Audergon, HB9TXV - audergon@rfbeam.ch

This second part of the article describes the signal source of the Vector Network Analyzer (VNA), the commissioning of the system, the configuration of the PC software and some comparative measurements with a professional system. Since all measurements with a VNA are fundamentally a comparison of the device under test (DUT) with a well known reference, these references (Calibration Kits) are also described in more detail.

Circuit descriptions

The signal source of the VNA is built on a very similar approach to the synthesizer described in DUBUS 2/2009. A DDS generates a finely adjustable frequency in the range of 10–22MHz from a reference source (internal or external). This signal is converted into the 5–11GHz range by the use of a PLL. Two frequency-doublers finally create the two bands 10–22GHz and 22–30GHz. Selected by a matrix of switches, the signal frequency reaches the output jack (Figure 1).

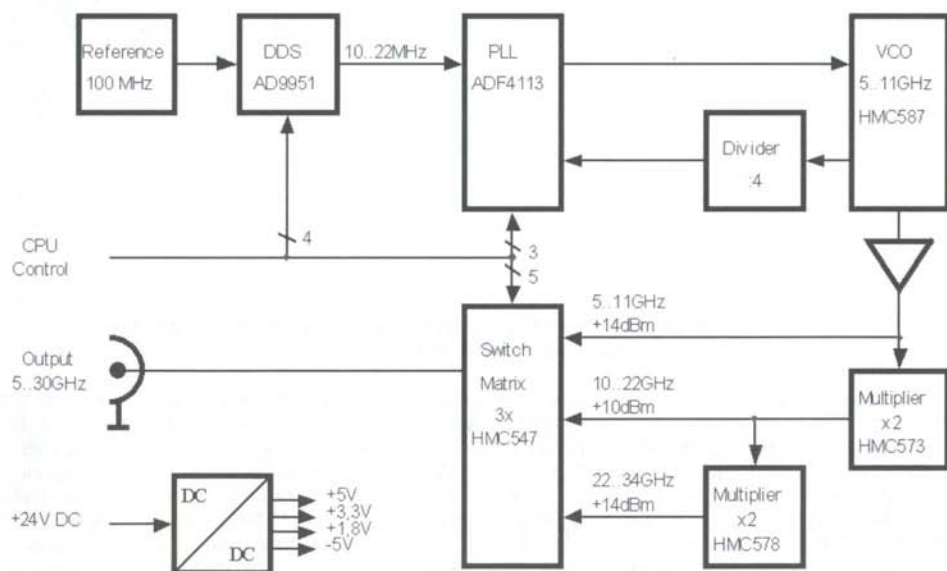


Figure 1: The broadband output of 5–30GHz is generated from a MMIC VCO with subsequent two stage doubling.

In this module I have used MMICs in many places, and these significantly simplify the construction of such a broadband circuit. Anyone who has already built a GHz oscillator with a tuning range of >2:1 with discrete components, will certainly agree with me.

The schematic of the synthesizer is divided into 5 pages, Figure 2a–e. As in Part 1, these schematics have been strongly reduced to save space, but can be downloaded as PDF file (see references).

The control signals from the CPU board reach the synthesizer over a 20-pin connector (X101 in Figure 2a). The 24V power can also be supplied via this cable, or if this assembly is to be used for other purposes, can be connected via the socket X103. X100 can be used to feed an external reference signal

(e.g. GPS-locked); otherwise the internal 100MHz crystal oscillator will be used. The generated microwave signal can be found on X102. This jack is a 2.92mm connector, which is mounted on a brass profile. More information on this connection can be found e.g. in DUBUS 4/2009, Figure 2a.

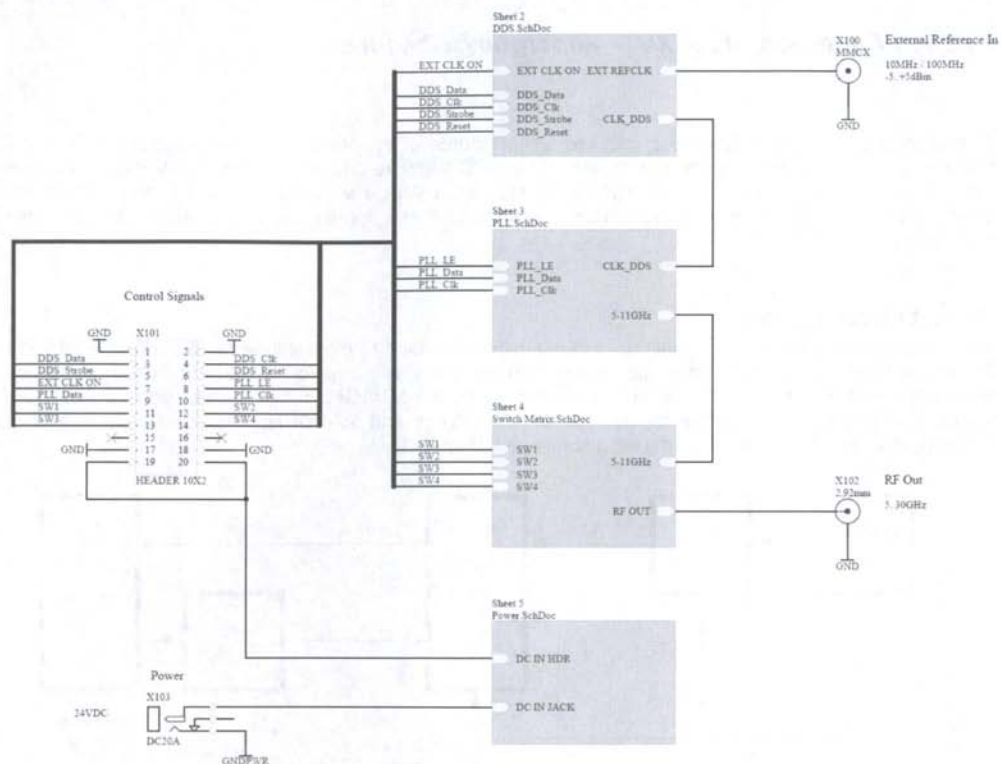
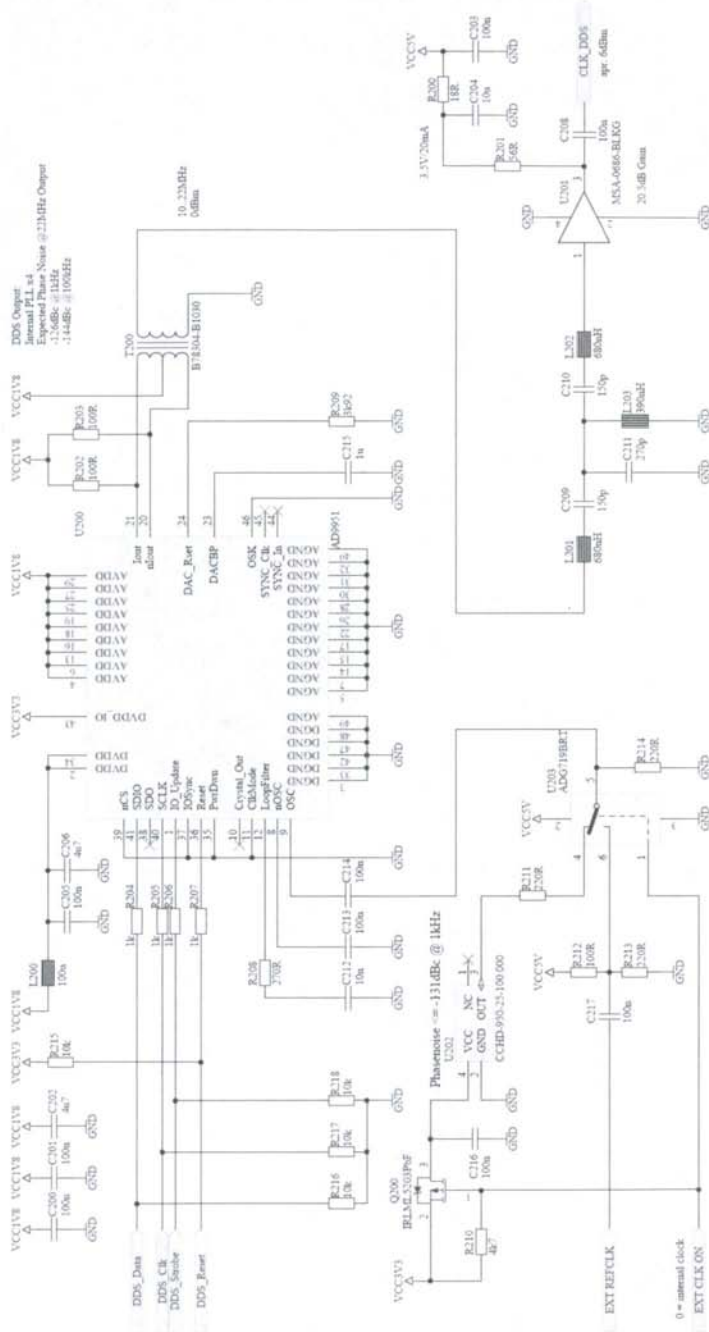


Figure 2a: Overview diagram of the synthesizer. The function blocks from Figure 1 can also be found in this diagram.

Figure 2b shows the generation of the reference frequency for the PLL with a DDS (Direct Digital Synthesizer). This technique provides a digitally tuneable frequency with very small increment steps. The signal delivered by U200 (AD9951 from Analog Devices) has a frequency range of 10–22MHz and can be set with a resolution of 0.1Hz. Before amplification with U201, the signal is freed from unwanted spurious with an LC bandpass filter. The reference frequency for the DDS is created from a low noise integrated oscillator U202 from Crystek. The frequency of this oscillator is fixed at 100MHz. An external reference (10MHz or 100MHz) can also be supplied via U203. This signal determines decisively the phase noise of the generated RF signal after (effectively) having been multiplied up to 5–30GHz and should therefore be of very good quality. A frequency of 100MHz is preferable, because in this case the internal PLL of the AD9951 (which creates a relatively high phase noise) is bypassed. Theoretically the synthesizer can work with any reference frequency up to about 200MHz if the software in the CPU board is adjusted accordingly (change of a constant).

Moving on to Figure 2c, the DDS signal serves as a reference for an ADF4113 PLL chip from Analog Devices (U300). It is internally divided by 5 and compared with the frequency of the VCO, which is divided by 2500 (division by 4 in the external component uPB1513 from NEC, then a further division by 625 in the PLL chip itself). Thus, the VCO oscillates at a frequency 500 times higher than the supplied reference signal. The range of the created signal is therefore about 5–11GHz. The oscillator itself is a HMC587 from Hittite. The control voltage (pin 4) is in the range of 0–18V so we need a DC amplifier between the PLL chip and the VCO (U301). The resulting RF signal is amplified by U304 (NBB-310, a 50Ω gain block from RFMD) and can be picked up after R310 at approximately +13dBm.



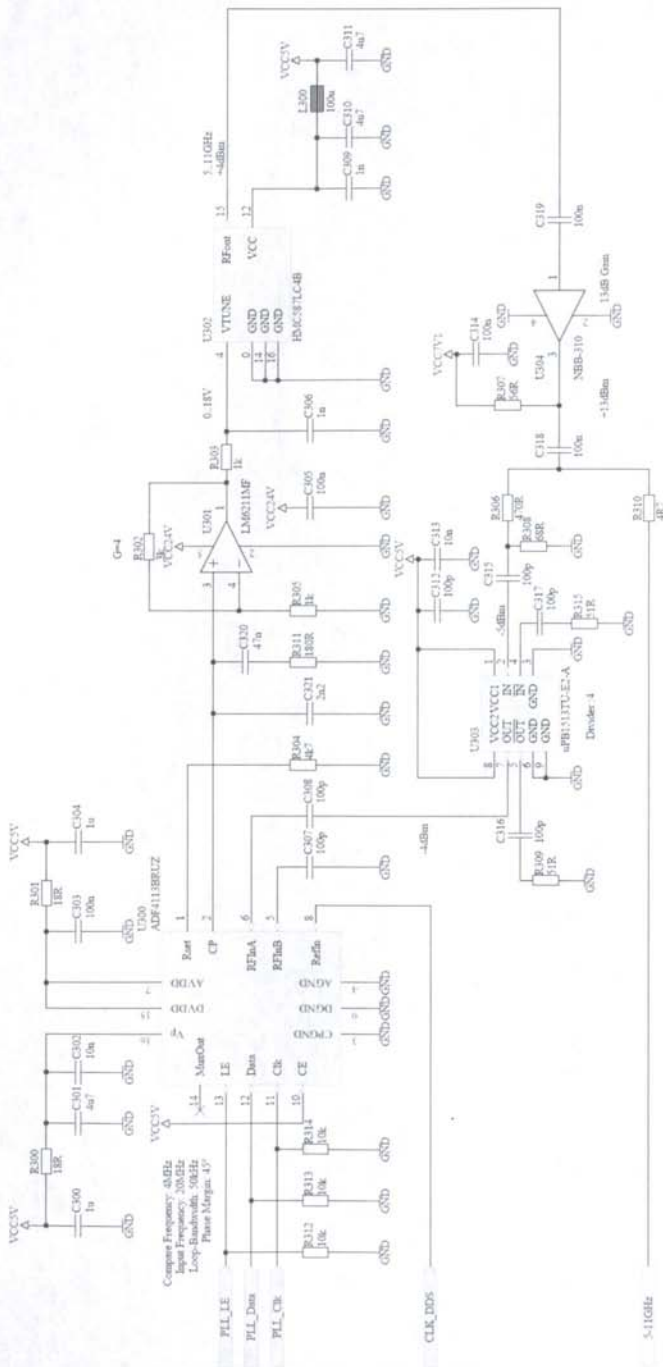


Figure 2c: U300 is the PLL which multiplies the reference frequency by 500. The output signal is amplified (U304) and then further processed after R310, in Figure 2d.

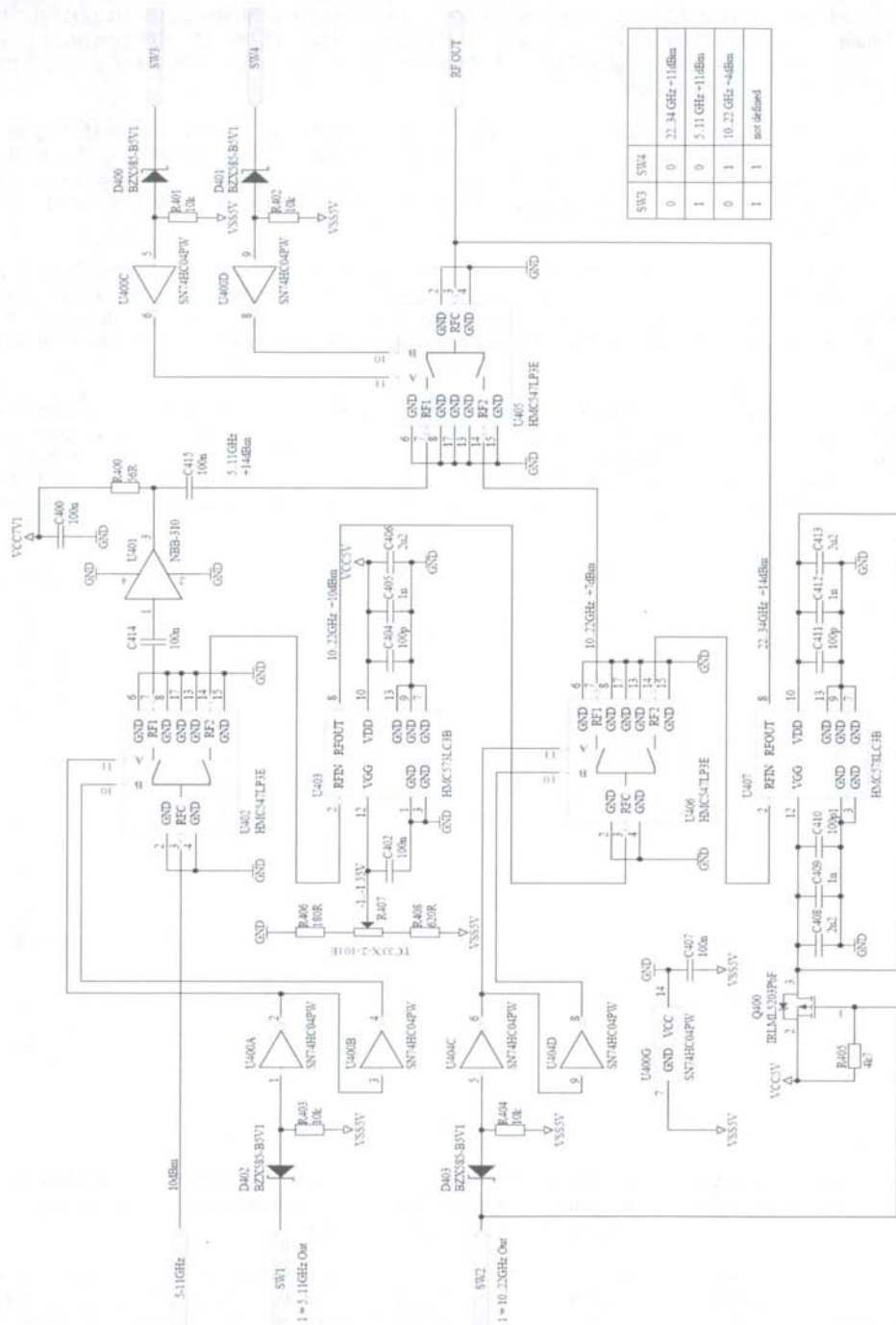


Figure 2d: By the use of several switches (U402, U405 and U406) and doublers (U403 and U407) we create two extra bands 10–22GHz and 22–34GHz and route them to the output.

In Figure 2d, the 5–11GHz ('Band 1') signal from U304 is now routed through the switch U402 (HMC547 from Hittite), another amplifier stage (U401) and a further switch U405 to the RF_OUT connector. This port is accomplished as a 2.92mm jack. On the PC board the microstrip trace ends at the edge where the RF_OUT connector is soldered on.

For higher frequencies, the 5–11GHz signal is routed via switch U402 to the doubler U403 (HMC573 from Hittite). This active doubler with an integrated filter provides at its output a signal in the range 10–22GHz ('Band 2') and a power of +10dBm. R407 is used to set the optimum operating point for U403, and has to be adjusted for maximum output power of the doubled signal. The resulting 'Band 2' signal is routed to the output via the switches U406 and U405.

Alternatively, U406 can switch this 10–22GHz signal to a further active doubler (U407, HMC578 from Hittite) to generate the frequency range of 22–34GHz ('Band 3') with an output power of +14dBm. Since this signal can be switched only with a large insertion loss, this Band 3 output was routed directly to the 2.92mm jack. The doubler is turned off via the power supply of U407 – a not entirely conventional way, but still functional.

Figure 2e finally shows the power supply of the synthesizer. The input voltage is either received from the connector X101 (connection to the CPU) or from X103. The input voltage of 24V is first lowered to a voltage of 7.1V by a step-down converter (LM3485 from National, U505). This is necessary in order to reduce the power dissipation of the linear regulators (+5 V, +3.3 V, +1.8 V). A voltage inverter (LT1611 from Linear, U504) generates a –5V supply, which is used for the RF switches and the frequency doubler.

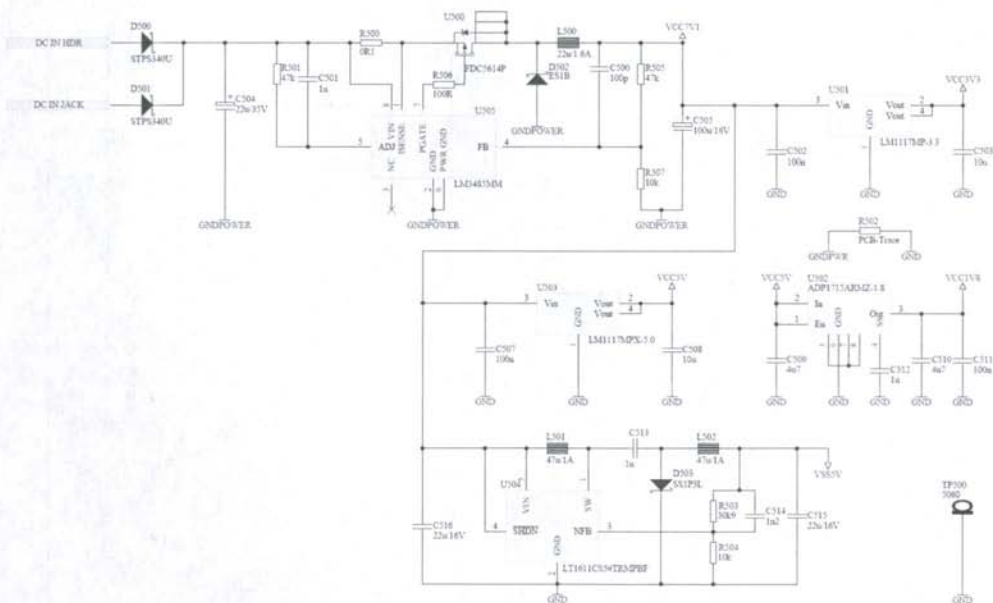


Figure 2e: The power supply of the synthesizer. To reduce the power dissipation a switching regulator followed by linear regulators is used. The power consumption is approximately 4 watts for a fully assembled PCB.

Thanks to the extensive use of MMICs the whole circuit can be constructed on a 4-layer printed circuit board with dimensions of only 60x94mm as shown in Figure 3. The board is mounted in a housing made of brass profiles. Connectors to the outside are: RF-output (2.92mm jack), the reference input (MMCX), the power supply (round connector) and a 20-pin ribbon cable. The use of many MMICs also makes it easier to reproduce this circuit (only 1 adjustment point). The disadvantages are that some of the MMICs are difficult for amateurs to obtain.

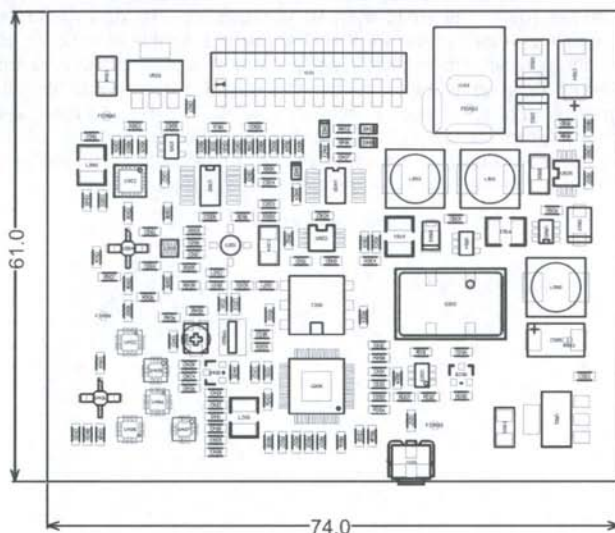


Figure 3: The layout of the synthesizer module.

Initial Startup Procedure

First, the CPU board described in Part 1 should be powered with 24V via the connector X4. Neither the synthesizer nor the microwave board should yet be connected. The current consumption is approx 40mA. Now you can program the flash memory of the CPU with the JTAG connector X200 (for this task you need a programming adaptor from Atmel). After an off/on cycle of the power supply the '5V' LED must be on, and the LED 'SL2' must blink 3 times and then remain switched on. Afterwards a Windows PC (Windows XP or higher) can be attached on the USB port. When the PC detects the USB device, the LED 'SL1' will light up. The PC should recognize a new hardware and ask for a driver file. After installing the appropriate *.inf file, the PC has an additional serial port available. In the Device Manager (Control Panel) the port number of this new connection can be determined (Figure 4):

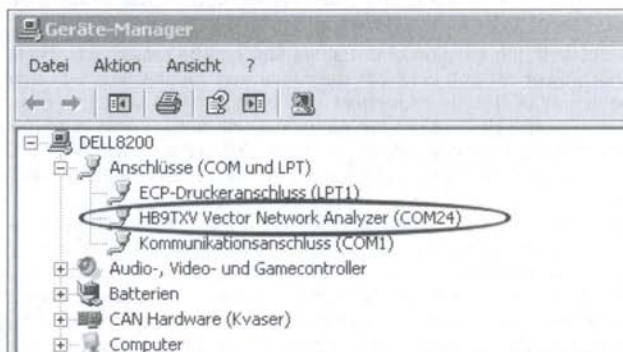


Figure 4: The Vector Network Analyzer is visible to the PC as an additional serial interface. In this case, that would be port COM24. This setting must be entered in the configuration file vnadll.cfg so the software can communicate with the CPU board.

A terminal program (e.g. HyperTerminal) can now establish a connection to the VNA. For this hardware we need only to declare the correct port number (in the illustrated example COM24). All the remaining parameters such as baudrate or handshake method are not relevant for us and can remain unchanged. After pressing the <ENTER> key, the VNA sends a menu to the screen. An illustration can be found in the first part of this article, Figure 10.

With the two potentiometer R606 and R615 the two voltages VCC4V and VSS3V can be adjusted to +4.0V and -3.0V respectively. If everything went well so far, the synthesizer board can be connected to X3 on the CPU board with a 20-pin ribbon cable. The length of this cable is not very critical, but should not exceed 200mm. It should now be possible to set the output frequency of the synthesizer with the command 'Start Frequency' (e.g. to produce a frequency of 12.735GHz you have to enter 'f12.735'). By the use of the commands 'Stop Frequency', 'SweepTime' and 'Sweep' you can also produce frequency sweeps, which can be monitored on a spectrum analyzer. There must be no 'holes' in the whole range and the power should stay within the range of +2dBm to +14dBm (Figure 5).

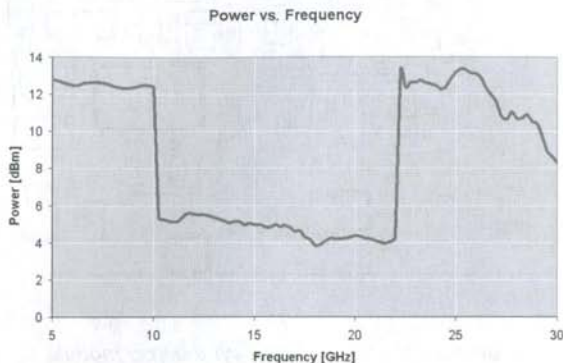


Figure 5: This picture shows the output power versus frequency for the prototype of this synthesizer. The power 'jumps' at 10GHz and 22GHz are caused by the band switching.

With the potentiometer R407 on the synthesizer module, the output power of Band 2 (10 ... 22GHz) can be maximized. Now also the microwave board can be connected to X2 of the CPU board. The RF output of the synthesizer is connected to the RF input of the microwave part (X3). This should be done with a low-loss cable that is suitable for this frequency range (e.g. semi-rigid cable). A frequency sweep produced by the synthesizer should now be visible at the S11 port of the VNA. If the microwave part self-oscillates (even without a connected synthesizer), this can often be avoided when the AMMP-5024 chips are covered with absorber (pieces with a size of 10x10mm are enough, I use for this purpose Eccosorb GDS material). If this does not help, the inputs of the AMMP-5024 could be grounded by 100Ω resistors (size 0402 or smaller). This must be done as close as possible to the amplifier.

If everything worked out well, the function of the attenuator can be tested with the terminal command 'a' (Figure 6). The output power on port S11 can be measured roughly via a directional coupler on the microwave part. The result of this measurement can be displayed with the command 'Read Output Power'. The display is a single HEX-value; the larger the value, the more output-power we have. This measurement is not (yet) used by the Windows software. The output power at the S11 port should stay within about -5dBm to +5dBm depending on the chosen frequency (as measured with a power meter with the attenuator set to 0).

Now the S11 and S21 ports of VNA can be connected by a short cable. The command 'm' (modulation) starts the generation of a signal with a frequency of approximately 3Hz which controls the vector modulator U4 on the microwave board. This causes a continually changing phase of the LO-signal. On the output of mixer U5 (across R7) we should now be able to measure a sine voltage of a few mV.

When we remove the connection between the S11 and S21 ports, this signal should disappear (or at least become much smaller). If nothing is connected at port S11 (equivalent to a poor return loss, since the entire RF power is reflected) we must now be able to measure a sine signal on the output of mixer U6 (across R10). If no problems occurred up to now, the S11 and S21 ports can be connected again. The command 'c' (calibration) can now be started. This command calibrates the vector modulator and it takes several seconds to complete. The frequency is automatically swept from 5GHz to 30GHz in 100MHz steps. For each frequency two phases are searched for, which have a difference of exactly 90°. These values then are stored in the non volatile memory of the CPU board. Thus the modulator phase error can be minimized.

Thus, the first commissioning of the hardware is completed. All other functions are tested with the 'final' PC software myVNA from G8KBB (see references). I am aware that these instructions are kept very short, due to the complexity of the device, and in case of problems I will try to help individually.

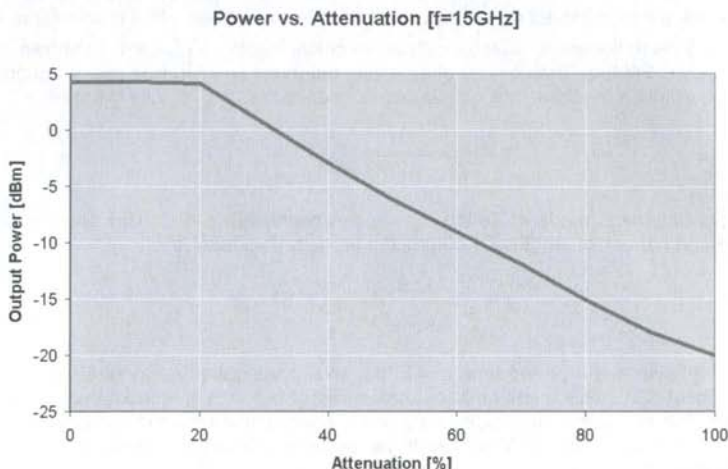


Figure 6: For this measurement the attenuator on the microwave board was operated. The output frequency from the synthesizer was permanently set to 15GHz, and the attenuation was swept from 0% to 100%.

PC-Software 'myVNA'

Now the PC software from G8KBB can be installed. Since this program was originally written for different hardware (the original N2PK VNA) it cannot work directly with the hardware presented here. In the installation directory (usually C:\Program Files\G8KBB\myVNA) we have to replace G8KBB's original file called `vnadll.dll` with a version specially customized for this VNA, and have to add another file `vnadll.cfg`. Then the software can be started. On the left side of the display is a 'tree view' in which the following parameters must be set:

Instrument Mode	Reflection
Display Left	RL
Display Right	<Rho
Calibration	6 Term Calibration
Reference Standards	$C_{op}=0$, $R_{sh}=0$, $L_{sh}=0$, $R_{ld}=50$, $L_{ld}=0$, $C_{ld}=0$
VNA Hardware	
Transmission uses	ADC2
Reflection uses	ADC1
ADC Step Delay	0
Sweep Start Delay	0
Phase Change Delay	0
ADC Speed	1
Clock	100MHz
Maximum Frequency	30MHz
Minimum Frequency	5MHz
Hardware Interface	USB
CDS/Harmonic Mode	Harmonic Suppression Mode, 4 Samples
Switch and Attenuators	Attenuator 0

Installation details and relevance of the parameters set here can be found in the excellent manual by Dave, G8KBB (see references). Now, our system is ready for the first measurement... except for the question of the Calibration Kit.

Calibration Kits

A VNA always makes a comparative measurement of the connected DUT (Device Under Test), relative to measurements already made using a set of known calibration standards. This is necessary, since even the smallest changes on the test setup such as inserting an additional coaxial adapter or a small piece of

cable will have a significant impact on the amplitude or phase response. Here is an example:

We consider an SMA male/female adapter with an electrical length of 12.6mm, as shown in Figure 7. The working frequency is 24GHz. The velocity of an electromagnetic wave in free space equals to c_0 , which is about 3×10^8 m/s. Within a medium, including inside our connector, the velocity is lower:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}}$$

If the insulation material is made of Teflon, so we can count with $\epsilon_r = 2.2$. This gives a velocity of about 2.02×10^8 m/s. For a connector length of 12.6mm, the propagation delay is:

$$t = \frac{l}{v} = \frac{12.6 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{2.02 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}} \approx 62.4 \text{ ps}$$

A frequency of 24GHz has a period time of 41.7ps, so a propagation delay of 62.4ps corresponds to a phase shift of about 538°. This means that our measured phase with or without this 'small' adapter differs by this amount! The measured amplitude can also have significant errors in the range of several dB due to mismatches. For this reason, a VNA has to be calibrated before the measurement with exactly the setup that will be used.

If our DUT has a male 2.92mm plug, the female 2.92mm connector of our VNA must be calibrated with a male Calibration Kit with an electrical length of 0°. This means that the used calibration standards (Open, Short, Load) must all have their 'characteristic' open-circuit, short-circuit or termination at exactly the same position which then becomes the 'reference plane' for all subsequent measurements. Every small deviation during calibration will lead to significant errors in the later measurements.

As a calibration directly at the desired reference plane is often not feasible due to manufacturing reasons, Calibration Kits for the GHz range often have well-defined electrical lengths. On a 'short' for example, this length defines the exact distance from the reference plane of the connector to the physical short itself. This distance will almost certainly be different between the 'short', the 'open' and the 'load' standards, so the VNA firmware includes the individually declared lengths in its calculation. When measuring with a VNA one may also use a cable between the VNA and the DUT, but then one must perform the calibration at the 'working' end of the cable – effectively, the cable is then included as part of the calibrated measuring instrument. However, the measurement uncertainty becomes larger with increasing cable length, especially at microwaves, so it is recommended to measure as close as possible to the VNA.

The 'myVNA' software used here was originally designed for use up to only 60MHz so it does not (yet) support the inclusion of different electrical lengths of calibration standards. Thus, our standards must all have exactly the same length. After the calibration the measurement port of the VNA has to be extended by exactly the same amount. Professional VNAs also have a so-called 'de-embedding' function which allows a subsequent compensation for an inserted cable. If such a de-embedding should be necessary with the presented system, this has to be done externally by exporting the S-parameters and doing the calculation with e.g. an Excel spreadsheet.

This brief essay probably explains why a purchased Calibration Kit for the GHz frequency range must be very expensive. A good coaxial Calibration Kit specified for frequencies up to 40GHz costs around 10,000€! When buying second-hand kits (e.g. from eBay) one should pay attention that this kit is in a perfect condition. For example, if the kit is incomplete or even minor mechanical wear or damage is visible, it is absolutely inadvisable to purchase it.

What we need are not necessarily perfect calibration standards, but only **well-characterized** standards that are **stable over time**. These standards can be characterized on a previously calibrated microwave VNA, and can then be used for our purposes. This raises the question of which data from our personal Calibration Kit must be measured.

Open

We anticipate that our VNA has a female test port connector. Let us consider what happens when a SMA male/female adapter from Radiall (Model 125.704.000) is used as an 'open' standard. This adapter was chosen because it has a good price/performance ratio. Although it is only specified up to 18GHz, it can be used up to 25GHz. If this is not enough, the choice should fall on a 2.92mm adapter. If this male/female adapter is mounted on the S11 port, we have extended the reference plane by 12.6mm (value taken from the data sheet). A simulation should show us exactly what happens at the end of the connector.

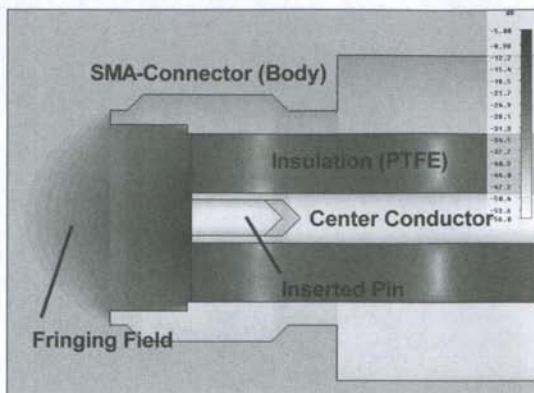
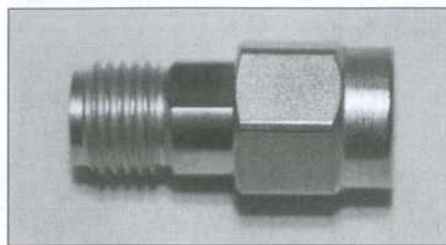


Figure 7: On the left, the Radiall SMA adapter used as an 'open circuit' standard. The male end is connected to the VNA; the female end is left open. The 24GHz simulation on the right shows the standing wave along the internal transmission line and the E-field at the open end.

The simulation in Figure 7 shows, as expected, a standing wave in the dielectric of the adapter. At the open end a small fraction of the energy is radiated (fringing field). For this simulation we inserted a pin into the centre conductor of the adapter. This pin ends exactly at the same position as the dielectric. This helps us to keep the impedance of the connector at 50Ω up to the reference plane. By the use of the simulator we then calculated the exact electrical length of this adapter. We got a value of 13.07mm. If this length is inserted in the calculation, the amplitude and phase response of the open connector can be determined (Figure 8).

If we use this adapter as an 'open' with an electrical length of 13.07mm, the maximum phase-error would be within $\pm 5^\circ$ and the amplitude-error would be within $\pm 0.15\text{dB}$. These are certainly not fantastic values, but are already sufficient for many cases. If we use the correct length of the adapter (12.6mm) so we can calculate the parasitic fringing capacitance for all frequencies. We obtain values, which can be entered in myVNA as correction values. The thus achieved (theoretical) accuracy will be $\pm 1^\circ$ and $\pm 0.1\text{dB}$ in a bandwidth of 1GHz. To ensure we achieve this accuracy in practice, these capacitance values should be measured on a calibrated system. Measurements from the author showed, that the measured values are in good agreement with the simulated ones.

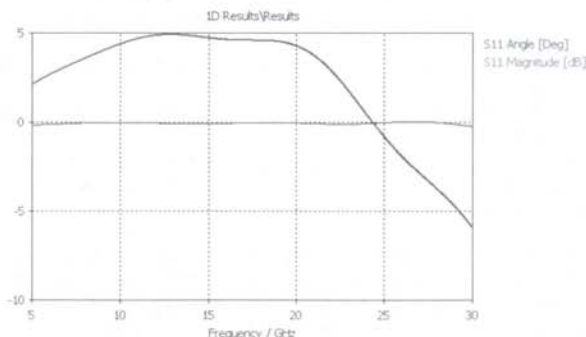


Figure 8: The resulting amplitude and phase errors when the above adapter is used as a 'perfect' open standard with an electrical length of 13.07mm. The phase error can be further minimized by using the calculated capacitance as a correction value in the software.

Caution: These are simulated values, not measured ones!

Short

Also a 'perfect' short-circuit can be simulated easily. The already used adapter from Radiall is completed by a male SMA short cap. This consists of a gold-plated, round metal disc with a 'thorn' in the centre, which serves as a pin for the centre conductor of the adapter (Figure 9):

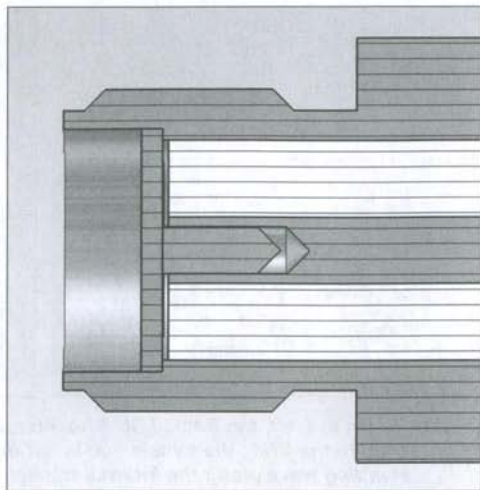


Figure 9: On the left, a standard SMA short. This is screwed onto the same Radial adapter as Figure 7. On the right is the cross-section through the simulation setup (only the metal disc and the centre pin need to be modelled).

Here, the simulation provides a length of 12.88mm and a maximum deviation of $\pm 4^\circ$ in the phase, and $\pm 0.1\text{dB}$ in amplitude. These values apply at a short inductance $L_{\text{sh}}=0$. Again, if we use the original length of the adapter and calculated values for the Inductance L_{sh} , we can increase the accuracy further (see next section). Also in this case a measured standard is always better than a simulated one!

Load

A perfect 50Ω -load is much harder to build than an open or short. For this reason, here we have no other choice than to obtain an as good as possible SMA 50Ω -load, and then to measure it on a calibrated system. If the accuracy requirements are not too high, we can also work with simulated-only results.

Summary

- The use of a port extension (Male/Female adapter) makes sense, so that the exact position of the reference (open, short or load) is moved as little as possible (by screwing or unscrewing the adapter). Also the influence of the test port connector at the VNA is minimized.
- An open reference can be built with an open-ended SMA Male/Female adapter and (frequency dependent) correction values.
- A short reference can be built with an SMA Male/Female adapter having mounted a short-circuit cap and (frequency dependent) correction values.
- A load reference is 'good' SMA termination screwed on a Male/Female adapter. This system should be measured on a calibrated VNA. At a pinch, one can also work with this adapter and inductance / capacitance values assumed from 'experience'.

Whenever possible, the home-made calibration standards should be measured on a calibrated VNA system. The determined values (capacity and inductance) can then be further processed in myVNA. In contrast to a 'real' professional Calibration Kit, our values are only valid for a limited frequency range. Professional standards have polynomial formulas for the entire specified range. Further information can be found in the application note 1287-11 from HP (see Appendix).

The 'Poor Man's Calibration Kit'

This section describes the construction (or rather, selection) of a low-cost male 3.5mm SMA Calibration Kit, which can be used up to approximately 25GHz. The parasitic capacitances and inductances can be measured in a calibrated system. If such a system is not available, one can also use the empirical values described here. In this case the measurement errors will be significantly larger and will depend on the assembly.

Open

We use the Male/Female Adapter from Radiall, article 125.704.000, already described above. On the female side, an SMA Open (SC2165 from Fairview Microwave) is attached. This consists of an open-circuit centre pin which terminates the centre conductor of the Radiall adapter at the reference plane, and a cap which 'terminates' the fringing field so that objects in the vicinity of the adapter do not disturb the measurement. Instead using an SMA open, one can also use a dust cap without a centre pin, although this leads to errors at frequencies above about 18GHz because a centre pin must be inserted to ensure a constant diameter over the whole length of the centre conductor.

Short

Again, the same Male/Female Adapter from Radiall is used, but on the female side of the adapter we attach an SMA Short cap (gold-plated, e.g. SC2135 from Fairview Microwave).

Load

To produce a normalized load we again use the Male/Female adapter from Radiall, and terminate it on the female side with a high-quality 2.92mm 50 Ω termination. A 2.92mm termination is much more expensive than a 3.5mm model, but it also provides significantly better results in the range below 30GHz. I have used for this purpose the type ST4010 from Fairview Microwave.

Through

A 'Through Standard' is used to calibrate an S21 measurement (transmission). In most cases the DUT has female SMA connectors and is connected to the test ports of the VNA by two Male-Male jumper cables, so it makes sense to use as the standard a Female/Female SMA adapter of known length. I am using the adapter R125.705.001 from Radiall. The jumper cables must be of high quality with correctly attached Male connectors. A movement of these cables between the calibration and the measurement can lead to significant phase errors, so I use semi-rigid cables.

The three reflection standards – Short, Open and Load – each have an electrical length of 12.6mm and can be used up to about 25GHz. The frequency range can be extended upwards if we use 2.92mm adapters instead of the Radiall ones. The length of the through adapter (10.44mm) needs to be corrected after the measurement to obtain more accurate phase information. After performing an OSL calibration with the kit described here, we have to extend the test port with an identical Male/Female adapter. Otherwise the reference plane will lie 12.6mm too far 'behind'!

The following table lists the frequency-dependent, empirical correction values for C_{op} , R_{sh} , L_{sh} , R_{ld} , L_{ld} and C_{ld} . The values for the 50 Ω termination are estimated values since they strongly depend on the individual type of termination resistor.

Frequency	Open	Short		Load		
	C_{op}	R_{sh}	L_{sh}	R_{ld}	L_{ld}	C_{ld}
5GHz	33.9fF	0 Ω	19.5pH	50 Ω	28pH	30fF
10GHz	33.6fF	0 Ω	29.3pH	50 Ω	28pH	30fF
15GHz	36.9fF	0 Ω	33.4pH	50 Ω	28pH	30fF
20GHz	40.3fF	0 Ω	44.2pH	50 Ω	28pH	30fF
25GHz	48.4fF	0 Ω	50.9pH	50 Ω	28pH	30fF
30GHz	55.2fF	0 Ω	68.0pH	50 Ω	28pH	30fF



Figure 10: The 'Poor Man's Calibration Kit'.
From left to right we see Open, Short, Load and Through.

The first measurements

Before we can start the first measurement, we have to specify the frequency range. Since the 'myVNA' software knows nothing about our frequency generation and the multipliers, we have to scale all frequencies, capacitances and inductances. A programmed frequency range of 5.0MHz – 30.0MHz represents an output frequency of 5.0GHz – 30.0GHz. All capacitances and inductances of the Calibration Kit must be scaled by the same factor: a fringing capacitance C_{op} of 30.0pF has to be entered as 30.0pF, and so on; but for the first measurement we will keep the parasitic capacitances and inductances of the calibration standards at 0.

When we program a frequency range from 23.5–24.5GHz, we have to enter in myVNA the frequency range 23.5–24.5MHz. We want to make a reflection measurement, so we set the mode of operation to 'Reflection'. After following the instructions for OSL (Open, Short, Load) calibration, we start the measurement with display mode 'Smith-Chart'. The first measurements will be of the calibration standards themselves. These are connected in sequence to the S11 test port, and on the author's hardware the measurement looks the following (Figure 11):

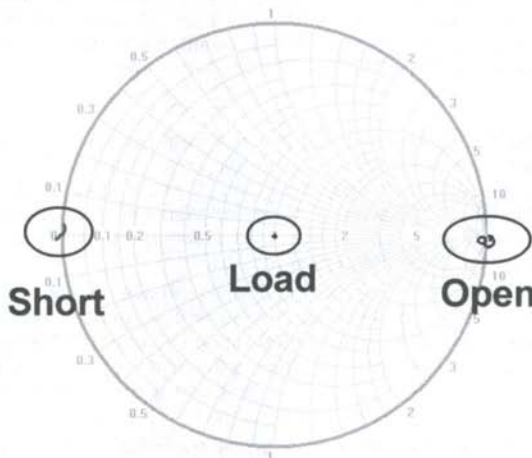


Figure 11: Measurement of open, short and load in the frequency range 23.5–24.5GHz, 30 minutes after calibration. To reproduce this measurement you need to set the parasitic effects of the Calibration Kit to 0.

Figure 12 shows on the left side the return loss (S11) of the Calibration Kit's 'Load' standard, 30 minutes after the calibration was first made. We are measuring here the combined effects of drift and reproducibility of connections, and it turns out that the effective dynamic range is about 38dB (at 24GHz – at lower frequencies, the dynamic range is larger). On the right side of Figure 12 is the S21 crosstalk; the result here is about –60dB, which implies a 60dB dynamic for measuring the losses of passive devices. It is also possible to measure gains of active devices, which will enhance the dynamic range accordingly. All of these measurements were made without averaging, in approximately 100 Hz bandwidth.

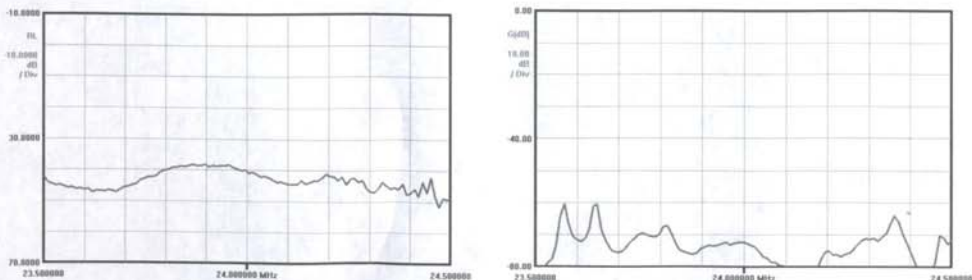


Figure 12: The dynamic range for reflection measurements in the 24GHz band is approximately 38dB (left). For S21 measurements up to 60dB loss can be measured (right).

Some comparative measurements have also been made against a professional microwave VNA. Figure 13 shows the measurement of a 12GHz patch antenna with an Anritsu 37269C VNA and our system. The Anritsu VNA was calibrated using its own Calibration Kit, while our own VNA was calibrated using the Poor Man's Calibration Kit. The absolute deviation is about 0.7dB (amplitude) and 6° (phase). It is noted that the influence of the cabling or improper tightened SMA connectors can cause errors of a similar magnitude.

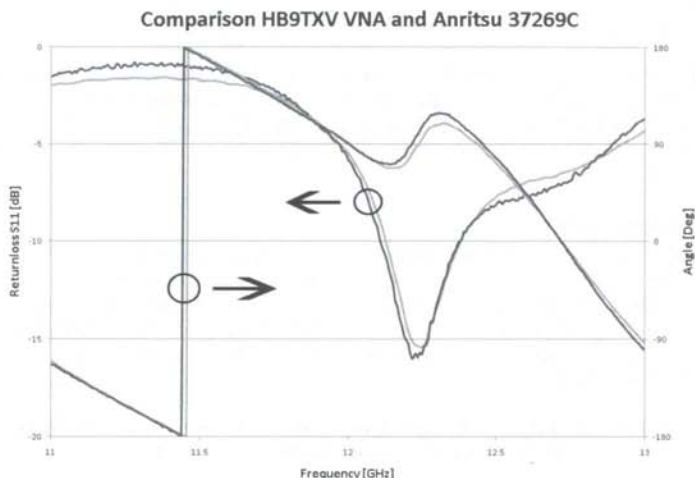


Figure 13: A 12GHz patch antenna was measured with a professional system (Anritsu 37269C, 40GHz VNA with corresponding Calibration Kit, grey line) and the system presented here (with Poor Man's Calibration Kit, black line).

Conclusion

This system shows that it is possible to build a microwave VNA with amateur equipment and a modest budget. The achieved dynamic ranges of about 40dB for reflection and about 70dB for transmission loss in passive systems are close to what can be reached with professional systems. Only the slower measurement speed of about 50–100ms per point is significantly lower than today's professional microwave VNAs.

Although this project is not suitable as an 'initial project' in the microwave world, I would appreciate reports from experienced amateurs building this or similar systems. Also suggestions, adjustments to other frequency bands, or extensions of the software are always welcome!

References

- Application Note 1287-11 from Agilent Technologies (Specifying Calibration Standards): http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/5989-4840EN.pdf
- Datasheet AD9951 (DDS-Chip): http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/AD9951.pdf
- Datasheet HMC587 (VCO): http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/HMC587.pdf
- Datasheet HMC547 (Switch): http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/HMC547.pdf
- Datasheet HMC573 (Frequency Doubler): http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/HMC573.pdf
- Datasheet HMC578 (Frequency Doubler): http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/HMC578.pdf
- Schematic Synthesizer: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/Schematic_WB_Synth.pdf
- Datasheet Radial Adapter 125.704.000: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/Radial_125704000.pdf
- Datasheet SMA Short SC2135: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/SC2135B.pdf
- Datasheet SMA Open SC2165: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/SC2165B.pdf
- Datasheet SMA Load ST4010: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/ST4010B.pdf
- Coaxial Cable Delay from VE2AZX: www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/CoaxialCableDelay.pdf

VNA für 5 – 30 GHz (Teil 2)

by Léon Audergon, HB9TXV - audergon@rfbeam.ch

Dieser zweite Teil des Artikels beschreibt die Signalquelle des Vektor Network Analyzer (VNA), die Inbetriebnahme des Systems, die Konfiguration der PC-Software sowie einige Vergleichsmessungen mit professionellen Systemen. Da es sich bei Messungen mit einem VNA „nur“ um Vergleiche mit einer Referenz handelt, werden auch diese Referenzen (Kalibrations-Kits) noch genauer beschrieben.

Schaltungsbeschreibung

Die Signalquelle des VNA ist nach einem sehr ähnlichen Konzept aufgebaut wie der Synthesizer aus DUBUS 2/2009. Ein DDS erzeugt aus einer Referenzquelle (intern oder extern) eine fein einstellbare Frequenz im Bereich von 10 – 22MHz. Dieses Signal wird mit einer PLL und einem integrierten VCO-Chip in den Bereich 5 – 11GHz umgewandelt. Über 2 Frequenzverdoppler werden schliesslich die Bereiche 10 – 22GHz und 22 – 30GHz erzeugt. Über mehrere Umschalter gelangt die Frequenz zur Ausgangsbuchse (Abbildung 1).

Abbildung 1: Das breitbandige Ausgangssignal von 5 – 30GHz wird aus einem MMIC-VCO mit nachfolgender zweistufiger Verdopplung erzeugt.

Auch in dieser Baugruppe wurden an vielen Stellen MMICs eingesetzt. Diese vereinfachen den Aufbau einer so breitbandigen Schaltung doch erheblich. Jeder, der bereits einmal einen GHz-Oszillator mit einem Abstimmbereich von $> 2:1$ mit diskreten Bauteilen aufgebaut hat, wird mir hier sicherlich zustimmen. Das Schaltschema des Synthesizers ist auf 5 Schemaseiten verteilt:

Abbildung 2a: Das Übersichtsschema des Synthesizers. Die Funktionsblöcke aus Abbildung 1 finden sich in diesem Schaltbild wieder.

Über einen 20-poligen Steckverbinder X101 gelangen die Steuersignale der CPU-Platine zum Synthesizer. Die Stromversorgung kann ebenfalls über dieses Kabel erfolgen (24V), oder (falls diese Baugruppe für andere Zwecke verwendet werden soll) alternativ auch über die Rundbuchse X103 eingespeist werden. Über X100 kann ein externes Referenzsignal (z.B. GPS-Locked) verwendet werden. Das Mikrowellensignal wird über X102 ausgekoppelt. Bei dieser Buchse handelt es sich um eine 2.92mm HF-Verbindung, welche in einem Messingprofil eingebaut wird. Details zu dieser Verbindungstechnik finden sich z.B. in DUBUS 4/2009 (Abbildung 2a).

Abbildung 2b zeigt die Erzeugung der PLL-Referenzfrequenz mit einer DDS (Direct Digital Synthesis). Diese Oszillortechnik liefert ein in der Frequenz digital abstimmbares Signal, wobei die Schrittweite der Frequenz sehr klein sein kann. Das von U200 (AD9951 von Analog Devices) gelieferte Signal liegt im Frequenzbereich 10MHz .. 22MHz und kann in 0.1Hz-Schritten eingestellt werden. Vor der Verstärkung mit U201 wird das Signal über ein LC-Bandpassfilter von unerwünschten Nebenprodukten befreit. Die Referenzfrequenz des DDS stammt von einem integrierten Lownoise Oszillator U202 von Crystek. Die Frequenz dieses Oszillators liegt bei 100MHz. Über U203 lässt sich aber auch eine von aussen zugeführte Frequenz von 10MHz oder 100MHz als Referenz verwenden. Dieses Signal bestimmt massgeblich das Phasenrauschen des erzeugten HF-Signals und sollte somit von sehr guter Qualität sein. Eine Frequenz von 100MHz ist dabei vorzuziehen, da dann die interne PLL des DDS übersprungen wird, welche ein recht hohes Phasenrauschen besitzt. Streng genommen kann auch mit anderen, auch „krummen“ Referenzfrequenzen gearbeitet werden. Dazu muss dann aber die Software in der CPU-Platine angepasst werden (Rechenkonstante).

Abbildung 2b: Mit einer DDS (U200) wird eine Frequenz im Bereich 10..22MHz erzeugt. Dieses Signal wird mit einer PLL mit dem Faktor 500 multipliziert. Die genaue Frequenz lässt sich über die SPI-Schnittstelle des Bausteins programmieren.

Abbildung 2c: Mit einer PLL (U300) wird das Referenzsignal mit dem Faktor 500 multipliziert. Das Ausgangssignal wird verstärkt (U304) und kann hinter R310 weiterverarbeitet werden.

Das so erzeugte Signal dient einem PLL-Chip ADF4113 von Analog Devices (U300) als Referenz. Es wird intern durch 5 geteilt und mit der Frequenz vom VCO verglichen, welche durch 2500 geteilt wird (Division durch 4 im externen Baustein uPB1513 von NEC, dann eine weitere Teilung durch 625 im PLL-Chip selber). Somit schwingt der VCO auf der 500-fachen Frequenz des Referenzsignals. Der Bereich liegt somit bei 5 .. 11GHz. Der Oszillator selbst ist ein HMC587 von Hittite. Der Bereich der Steuerspannung (Pin 4) liegt bei 0 .. 18V. Daher wird zwischen dem PLL-Chip und dem VCO ein Verstärker (U301) benötigt. Das erzeugte HF-Signal wird mit U304 (NBB-310, ein 50Ω Gain-Block von RFMD) verstärkt und steht hinter R310 mit einer Leistung von ca. +13dBm zur Verfügung (Abbildung 2c).

Abbildung 2d: Über mehrere Schalter (U402, U405 und U406) und Verdoppler (U403 und U407) werden aus dem 5 .. 11GHz Signal 2 weitere Bänder 10 .. 22GHz und 22 .. 34GHz erzeugt und zum Ausgang geschaltet.

Dieses Signal (Band 1) kann nun über den Schalter U402 (HMC547 von Hittite), eine weitere Verstärkerstufe (U401) und einen weiteren Schalter U405 zum Anschluss RF_OUT durchgeschaltet werden. Dieser Anschluss wird als 2.92mm Buchse ausgeführt. Auf der Leiterplatte ist zu diesem Zweck diese Leiterbahn in Form einer Microstrip-Bahn bis an den Printrand geführt. Alternativ dazu kann das Band 1 Signal über Schalter U402 auf den Verdoppler U403 (HMC573 von Hittite) geführt werden. Dieser aktive Verdoppler mit Filter liefert am Ausgang ein Signal im Bereich 10 .. 22GHz und einer Leistung von +10dBm. Zur Einstellung des optimalen Arbeitspunktes dient R407. Der Abgleich erfolgt auf maximale Amplitude des verdoppelten Signales. Das Signal kann über die Schalter U406 und U405 auf den Ausgang geführt werden (Band 2). Anstelle auf den Ausgang kann der Schalter U406 das Band 2 Signal auch auf einen weiteren aktiven Verdoppler (U407, HMC578 von Hittite) führen. An dessen Ausgang stehen dann 22 .. 34GHz mit einer Leistung von +14dBm zur Verfügung (Band 3). Da dieses Signal nur noch sehr verlustreich geschaltet werden kann, wurde der Ausgang dieses Verdopplers direkt auf die 2.92mm Buchse geführt. Der Verdoppler wird über die Versorgungsspannung von U407 abgeschaltet – ein nicht ganz konventioneller, aber doch funktionsfähiger Weg (Abbildung 2d).

Abbildung 2e zeigt schliesslich noch die Spannungsversorgung des Synthesizers. Die Eingangsspannung stammt entweder vom Steckverbinder X101 (Verbindung zur CPU) oder von der Rundbuchse X103. Die Eingangsspannung von 24V wird zuerst mit einem Step-Down Converter (LM3485 von National, U505) auf 7.1V gewandelt. Dies ist notwendig, damit die nachgeschalteten Linearregler (+5V, +3.3V, +1.8V) keine zu grosse Verlustleistung entwickeln. Ein Spannungsinverter (LT1611 von Linear, U504) erzeugt noch -5V, welche für die HF-Schalter und einen Verdoppler benötigt werden.

Abbildung 2e: Die Stromversorgung des Synthesizers. Zur Reduktion der Verlustleistung wird ein Schaltregler mit nachgeschalteten Linearreglern verwendet. Die Leistungsaufnahme bei Vollbestückung beträgt ca. 4W.

Durch den Einsatz von MMICs konnte die gesamte Schaltung auf einer 4-lagigen Leiterplatte mit den Abmassen 60x94mm aufgebaut werden. Die Platine wird in ein Gehäuse aus Messingprofilen eingebaut. Von aussen sind dann noch der HF-Ausgang (2.92mm Buchse), der Referenzeingang (MMCX), die Stromversorgung (Rundbuchse) sowie ein 20-poliges Flachkabel zu sehen (Abbildung 3).

Abbildung 3: Bestückungsplan der Synthesizer-Baugruppe. Der Einsatz vieler MMICs führt zu einer grösseren Nachbausicherheit (nur 1 Abgleichpunkt) und zu einer sehr kompakten Schaltung. Der Nachteil ist sicherlich die schwierige Beschaffung der Komponenten.

Inbetriebnahme

Die aufgebaute CPU-Platine aus Teil 1 wird über den Rundsteck-Verbinder X4 mit 24V versorgt. Dabei sollte weder der Synthesizer noch das Mikrowellenboard angeschlossen sein. Die Stromaufnahme beträgt dabei ca. 40mA. Nun kann über die JTAG-Verbindung X200 die Software auf den Flashspeicher der CPU programmiert werden (dazu wird ein Programmieradapter von Atmel benötigt). Beim Erneuten Einschalten der Versorgungsspannung muss die 5V LED leuchten und die SL2-LED 3x blinken, danach bleibt diese eingeschaltet. Danach kann die USB-Schnittstelle mit einem Windows-PC (Windows XP oder höher) verbunden werden. Wird der PC über die USB-Schnittstelle erkannt, so leuchtet auch die LED

SL1. Der PC sollte eine neue Hardware erkennen und nach einer Treiberdatei fragen. Nach der Installation der entsprechenden *.inf Datei steht dem PC eine zusätzliche serielle Schnittstelle zur Verfügung. Im Gerätemanager (Systemsteuerung) kann die Portnummer dieses Anschlusses ermittelt werden (Abbildung 4):

Abbildung 4: Der Vector Network Analyzer meldet sich beim PC als zusätzliche serielle Schnittstelle. In diesem Fall wäre das der Anschluss COM24. Diese Einstellung muss in die Konfigurationsdatei eingetragen werden, damit die Software mit dem CPU-Board kommunizieren kann.

Ein Terminalprogramm (z.B. Hyperterminal) kann jetzt eine Verbindung zum VNA aufbauen. Dazu muss lediglich die Portnummer (im abgebildeten Fall COM24) angegeben werden. Die übrigen Kommunikationsparameter wie Baudrate oder Handshake-Methode sind für uns nicht relevant und können unverändert bleiben. Nach dem Drücken der <ENTER> Taste sollte sich der VNA auf dem Bildschirm melden. Eine Abbildung dazu finden Sie im ersten Teil des Artikels, Abbildung 10.

Über die beiden Trimpotentiometer R606 und R615 lassen sich die Spannungen VCC4V auf 4.0V und VSS3V auf -3.0V einstellen. Hat bisher alles geklappt, kann jetzt die Synthesizer-Platine über ein 20-poliges Flachbandkabel an X3 der CPU angeschlossen werden. Die Länge dieses Kabels ist nicht sehr kritisch, sollte aber 200mm nicht überschreiten. Jetzt sollte sich die Ausgangsfrequenz des Synthesizers mit dem Kommando ‚Start Frequency‘ verändern lassen (z.B. erzeugt die Eingabe von ‚f12.735‘ eine Frequenz von 12.735GHz). Mit den Kommandos ‚Stop Frequency‘, ‚Sweep‘ und ‚Sweep‘ lassen sich auch Frequenzsweeps erzeugen, welche auf einem Spektrum-Analyzer kontrolliert werden können. Es dürfen keine ‚Löcher‘ im Frequenzbereich sichtbar sein und die Leistung sollte bei allen Frequenzen im Bereich zwischen +2 - +14dBm liegen (Abbildung 5).

Abbildung 5: Der Verlauf der Ausgangsleistung über die Frequenz beim aufgebauten Prototyp des Synthesizers. Die ‚Sprünge‘ bei 10GHz bzw. 22GHz stammen von der Bandumschaltung innerhalb des Synthesizers.

Mit dem Poti R407 auf der Synthesizer Baugruppe kann die Ausgangsleistung von Band 2 (10 .. 22GHz) maximiert werden. Jetzt kann auch die Mikrowellen-Platine an X2 der CPU angeschlossen werden. Der HF-Ausgang des Synthesizers wird mit dem RF Input des Mikrowellenteil (X3) verbunden. Dazu sollte ein verlustarmes Kabel, welches für diesen Frequenzbereich geeignet ist (z.B. Semi-Rigid) verwendet werden. Ein mit dem Synthesizer erzeugter Frequenzsweep muss jetzt am S11-Port des VNA sichtbar sein. Sollte der Mikrowellenteil (auch ohne angeschlossenen Synthesizer) schwingen, so hilft es meistens, wenn die AMMP-5024 Chips mit Absorber bedeckt werden (10x10mm grosse Stücke reichen aus, ich verwende dazu das GDS-Material von Eccosorb). Reicht dies nicht aus, können die Eingänge der AMMP-5024 mit 100Ω Widerständen (Bauform 0402 oder kleiner) auf Masse gelegt werden. Dies muss so nahe wie möglich am Verstärker erfolgen. Hat dies alles geklappt, kann mit dem Terminalkommando ‚a‘ (Attenuator) die Funktion des Abschwächers geprüft werden (Abbildung 6).

Über einen Richtkoppler auf dem Mikrowellenteil wird die Grösse der Ausgangsleistung am S11 Port grob gemessen. Das Resultat dieser Messung kann mit dem Kommando ‚Read Output Power‘ ermittelt werden. Es wird lediglich ein AD-Wert in HEX ausgegeben, der um so grösser ist, je mehr Leistung zur Verfügung steht. Dieser Messwert wird aber in der Windows-Software (noch) nicht verwendet. Die gemessene Leistung am S11 Port sollte je nach eingestellter Frequenz (Attenuator = 0) im Bereich -5 - +5dBm liegen.

Jetzt können die S11 und S21 Ports des VNA über ein kurzes Kabel miteinander verbunden werden. Nach der Eingabe des Kommandos ‚m‘ (Modulation) wird ein Signal mit ca. 3Hz erzeugt, welches den Vektor-Modulator U4 auf dem Mikrowellenboard ansteuert. Die sich nun ändernde LO-Phasenlage des Mischers U5 erzeugt an seinem IF-Ausgang (über R7) eine kleine Sinusspannung (Grösse: einige mV). Wird das Verbindungskabel zwischen S11 und S21 entfernt, so sollte auch dieses Signal wieder verschwinden (oder zumindest deutlich kleiner werden). Ist am Port S11 nichts angeschlossen (entspricht einer schlechten Rückflussdämpfung, da die gesamte HF-Leistung reflektiert wird), muss jetzt am Mischer U6 das Sinussignal über R10 messbar sein.

Abbildung 6: Hier wurde die Abschwächer auf der Mikrowellenplatine bedient. Die Frequenz vom Synthesizer wurde fest auf 15GHz eingestellt, und der Abschwächer von 0% bis 100% durchgesweept.

Hat bis jetzt alles geklappt, kann nun S11 wieder mit S21 verbunden werden und das Kommando ‚c‘ (Kalibration) ausgelöst werden. Dieser Befehl dauert mehrere Sekunden und kalibriert den Vektor-Modulator. Dazu wird der Frequenzbereich von 5 – 30GHz in 100MHz Schritten abgefahren und für jede Frequenz 2 exakt um 90° versetzte Phasenlagen des Vektor-Modulators ‚gesucht‘. Diese werden dann im internen EERPOM der CPU abgelegt. Damit können Phasenfehler des Modulators minimiert werden. Damit ist die erste Inbetriebnahme der Hardware abgeschlossen. Alle weiteren Funktionen werden mit der ‚endgültigen‘ PC-Software myVNA von G8KBB getestet. Es ist mir bewusst, dass diese Inbetriebnahmeanleitung (aufgrund der Komplexität des Gerätes) sehr kurz ausgefallen ist. Bei Problemen versucht der Autor aber gerne individuell zu helfen.

PC-Software ‚myVNA‘

Jetzt kann die PC-Software von G8KBB installiert werden. Da dieses Programm nicht direkt mit der hier vorgestellten Hardware zusammenarbeiten kann, müssen im Installationsverzeichnis (üblicherweise C:\Programme\G8KBB\myVNA) die Datei vnadll.dll ersetzt und die zusätzliche Datei vnadll.cfg hineinkopiert werden. Danach kann die Software gestartet werden. Auf der linken Seite befindet sich ein „Treeview“ in dem die folgenden Parameter eingestellt werden müssen:

Instrument Mode	Reflection
Display Left	RL
Display Right	<Rho
Calibration	6 Term Calibration
Reference Standards	$C_{op}=0, R_{sh}=0, L_{sh}=0, R_{ld}=50, L_{ld}=0, C_{ld}=0$
VNA Hardware	
Transmission uses	ADC2
Reflection uses	ADC1
ADC Step Delay	0
Sweep Start Delay	0
Phase Change Delay	0
ADC Speed	1
Clock	100MHz
Maximum Frequency	30MHz
Minimum Frequency	5MHz
Hardware Interface	USB
CDS/Harmonic Mode	Harmonic Suppression Mode, 4 Samples
Switch and Attenuators	Attenuator 0

Details zur Installation und zur Bedeutung der hier eingestellten Parameter finden sich in der vorzüglichen Bedienungsanleitung von Dave, G8KBB. Nun ist unser System bereit für die erste Messung, wäre da nicht noch die Frage der Kalibration-Kits.

Kalibrations-Kits

Ein VNA führt immer nur eine ‚vergleichende‘ Messung des angeschlossenen DUT (Device under Test) zu einem früher angeschlossenen Kalibrations-Normal aus. Dies ist notwendig, da bereits kleinste Änderungen am Messaufbau (z.B. Einfügen eines zusätzlichen Adapters oder Kabelstückes) grosse Veränderungen im Amplituden- oder Phasenverlauf auslösen können. Dazu ein Beispiel:

Wir betrachten einen SMA male/female Adapter mit einer elektrischen Länge von 12.6mm, wie er in Abbildung 7 dargestellt ist. Die Arbeitsfrequenz betrage 24GHz. Im freien Raum bewegt sich eine elektromagnetische Welle mit der Geschwindigkeit c_0 , also mit etwa $3 \cdot 10^8$ m/s vorwärts. Innerhalb eines Mediums, also auch in unserem Steckverbinder ist die Geschwindigkeit geringer:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}}$$

Besteht das Isolationsmaterial aus Teflon, so können wir mit einem $\epsilon_r=2.2$ rechnen. Daraus ergibt sich eine Geschwindigkeit von ca. $2.02 \cdot 10^8$ m/s. Für eine Steckerlänge von 12.6mm beträgt die Laufzeit:

$$t = \frac{l}{v} = \frac{12.6 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{2.02 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}} \approx 62.4 \text{ ps}$$

Eine Laufzeit von 62.4ps entspricht bei einer Frequenz von 24GHz (Periodendauer = 41.7ps) bereits einer Phasenverschiebung von über 538°. Das bedeutet, dass unsere abgelesene Phase mit oder ohne diesen ‚kleinen‘ Adapter um diesen Betrag ‚falsch‘ ist! Auch die gemessene Amplitude kann aufgrund von Fehlanpassungen Fehler im Bereich von mehreren dB aufweisen. Aus diesem Grund muss ein VNA vor der Messung mit exakt dem Setup, das für die Messung verwendet werden soll, kalibriert werden.

Besitzt unser DUT einen männlichen 2.92mm Stecker, so muss der weibliche 2.92mm Stecker des VNA mit einem männlichen Kalibrationskit der Länge 0 kalibriert werden. Dies bedeutet, dass die verwendeten Kalibrationsnormale (Open, Short, Load) exakt an der Position der Referenzplane (= Referenzposition des Steckers) ihre ‚Eigenschaft‘ (also Kurzschluss, Offen oder Last) besitzen müssen. Jede noch so kleine Abweichung führt bereits zu erheblichen Fehlern in der späteren Messung.

Da eine Kalibration direkt an der Referenzposition aus fertigungstechnischen Gründen oftmals nicht machbar ist, besitzen Kalibrationskits für den GHz-Bereich eine genau definierte Länge. Bei einem ‚Short‘ beschreibt diese Länge beispielsweise die exakte Distanz des Kurzschlusses zur Referenzposition des Steckers. Die Software des VNA rechnet bei der Kalibration die Länge der einzelnen Normale (welche auch unterschiedlich sein kann!) mit ein. Bei der Messung mit einem VNA darf man auch ein Kabel zwischen dem VNA und dem DUT verwenden, muss aber die Kalibration hinter dem Kabel durchführen. Da die Messunsicherheit aber mit steigender Kabellänge grösser wird, empfiehlt es sich, möglichst nahe am VNA zu messen.

Die hier verwendete Software myVNA unterstützt die Einrechnung unterschiedlich ‚langer‘ Kalibrationsnormale leider (noch) nicht. Somit müssen unsere Normale alle exakt die gleiche Länge besitzen. Für die Messung selber muss dann der Port um genau diese Länge verlängert werden. Professionelle VNAs besitzen auch eine ‚Deembedding-Funktion‘ mit der ein späteres Einrechnen eines Kabelstückes möglich ist. Falls dies mit dem hier vorgestellten System notwendig sein sollte, muss dies extern geschehen (Exportieren der S-Parameter und Deembedding mit z.B. einem Excel-Skript ausführen).

Aus dieser kurzen Abhandlung wird vermutlich jedem Amateur klar, dass käufliche Kalibrationsnormale für den GHz-Bereich sehr teuer sein müssen. Für ein gekauftes Cal-Kit, welches bis 40GHz spezifiziert ist, kann man gut und gerne 10'000€ hinblättern. Beim Kauf gebrauchter Cal-Kits z.B. bei Ebay sollte unbedingt darauf geachtet werden, dass diese in einem perfekten Zustand sind. Ist beispielsweise das Kit unvollständig oder sind mechanische Abnutzungen/Beschädigungen sichtbar, so ist von einem Kauf unbedingt abzuraten.

Was wir benötigen, sind nicht unbedingt perfekte Kalibrationsnormale, sondern lediglich **gut bekannte** und über die Zeit **stabile** Normale. Diese können dann an einem kalibrierten VNA vermessen werden. Mit diesen Daten können diese Kalibrationsnormale dann für unsere Zwecke verwendet werden. Somit stellt sich die Frage, welche Daten von unserem Cal-Kit bekannt sein müssen:

Open

Betrachten wir einmal, was passiert, wenn ein SMA male/female Adapter von Radiall (Artikelnummer 125.704.000) also ‚open‘ verwendet wird. Dieser Adapter wurde ausgewählt, da er ein gutes Preis/Leistungs-Verhältnis besitzt. Obwohl er nur bis 18GHz spezifiziert ist, kann er bis 25GHz eingesetzt werden. Reicht dies nicht aus, sollte die Wahl auf einen 2.92mm Adapter fallen. Wir gehen davon aus, dass unser VNA einen weiblichen Anschluss besitzt. Wird dieser Adapter am S11 Port aufgeschraubt, so ‚verlängern‘ wir die Referenzposition um 12.6mm (Wert aus dem Datenblatt). Eine Simulation soll zeigen, was am offenen Ende des Steckers eigentlich passiert (Abbildung 7):

Abbildung 7: Links eine Abbildung des verwendeten Adapters von Radiall. Das männliche Ende wird mit dem VNA verbunden, das weibliche Ende bleibt offen. Rechts ist eine Simulation (Schnittbild) der offenen SMA-Buchse sichtbar. Dargestellt wird die Amplitude des E-Feldes.

Die Simulation in Abbildung 7 zeigt wie erwartet eine stehende Welle im Dielektrikum des Adapters. Am offenen Ende wird ein kleiner Teil der Energie abgestrahlt (Fringing Field). Für diese Simulation wurde im Mittelkontakt der Buchse ein Pin eingesetzt, der exakt an derselben Stelle endet, wie das Dielektrikum. Dies hilft uns, die Impedanz der Buchse bis zur Referenzebene auf 50Ω zu halten. Mit dem Simulator wurde nun die exakte elektrische Länge dieses Adapters errechnet. Diese liegt bei 13.07mm. Wird diese Länge mit eingerechnet, so kann der Amplituden- und Phasenverlauf dieses offenen Steckverbinders

ermittelt werden (Abbildung 8). Würden wir diesen Adapter als ‚Open‘-Referenz mit einer Länge von 13.07mm verwenden, so wäre unser Phasenfehler im Bereich $\pm 5^\circ$ und der Amplitudenfehler $\pm 0.15\text{dB}$. Dies sind sicherlich noch keine phantastischen Werte, doch für viele Fälle bereits ausreichend. Gehen wir von der korrekten Länge des Adapters aus (12.6mm) so lässt sich diese parasitäre Fringing-Kapazität für alle Frequenzen errechnen. So erhalten wir Werte, welche sich als Korrekturfaktoren in myVNA eingeben lassen. Die damit erreichte (theoretische) Genauigkeit liegt bei $\pm 1^\circ$ sowie $\pm 0.1\text{dB}$ in einer Bandbreite von 1GHz. Damit wir diese Genauigkeit auch in der Praxis erreichen, können diese Kapazitätswerte auch an einem geeichten System gemessen werden. Beim Autor hat sich allerdings gezeigt, dass die simulierten Werte erstaunlich gut mit den Messungen übereinstimmen.

Abbildung 8: Der resultierende Amplituden- und Phasenfehler, wenn ein Radial-Adapter als ‚perfekter open‘ mit einer Länge von 13.07mm eingelernt wird. Durch Einberechnung der Open-Kapazität lässt sich der Phasenfehler weiter reduzieren. Achtung: Das sind simulierte Werte, nicht gemessene!

Short

Auch ein ‚perfekter‘ Kurzschluss lässt sich simulationstechnisch gut erfassen. Dazu wird am bereits verwendeten Radial-Adapter ein männlicher SMA-Short aufgeschraubt. Dieser besteht aus einer vergoldeten, runden Metallscheibe mit einem ‚Dorn‘ in der Mitte, welcher als Pin für den Center Conductor des Adapters dient (Abbildung 9):

Abbildung 9: Auf der linken Seite ist ein SMA-Short zu sehen. Dieser wird auf den Radial-Adapter aufgeschraubt. Rechts ist der Schnitt durch das Simulations-Setup zu sehen. Vom SMA-Short wurde hier lediglich die metallische Kurzschluss-Scheibe sowie der Innendorn modelliert.

Hier liefert die Simulation eine Länge von 12.88mm und eine maximale Abweichungen von $\pm 4^\circ$ in der Phase sowie $\pm 0.1\text{dB}$ in der Amplitude. Auch diese Werte gelten bei $L_{\text{sh}}=0$. Werden diese Werte errechnet (siehe nächstes Kapitel) und mit eingesetzt, lässt sich auch dieser Fehler weiter minimieren. Auch hier gilt: Ein ausgemessenes Exemplar ist immer besser als ein simuliertes Exemplar!

Load

Eine perfekte 50Ω -Last ist schon viel schwieriger zu bauen, als ein Open oder ein Short. Aus diesem Grund bleibt einem hier nichts anderes übrig, als sich einen möglichst guten Abschluss zu beschaffen, und diesen dann an einem geeichten System zu vermessen. Wenn die Ansprüche nicht allzu hoch sind, kann aber auch hier mit simulierten Ergebnissen gearbeitet werden.

Zusammenfassung

- Die Verwendung einer Port-Verlängerung (Male/Female Adapter) macht Sinn, so dass die exakte Position der Referenz (Open, Short oder Load) möglichst wenig bewegt wird (Ein- oder Ausschrauben). Auch wird der Einfluss des Testport-Connectors am VNA minimiert.
- Eine Open-Referenz kann durch einen offenen Male/Female SMA-Adapter und (frequenzabhängigen) Korrekturwerten nachgebildet werden
- Eine Short-Referenz kann durch einen Male/Female SMA-Adapter mit aufgeschraubter Kurzschluss-Kappe und (frequenzabhängigen) Korrekturwerten nachgebildet werden
- Eine Load-Referenz wird durch einen Male/Female SMA-Adapter mit aufgeschraubtem ‚gutem‘ SMA-Abschluss gebildet. Dieses System sollte an einem geeichten VNA vermessen werden. Zur Not kann allerdings auch hier mit ‚Erfahrungswerten‘ gearbeitet werden

Wenn immer möglich, sollten die selbstgebaute Kalibrations-Normale an einem geeichten VNA vermessen werden. Die damit ermittelten Kapazitäts- und Induktivitätswerte können dann in myVNA weiterverarbeitet werden. Im Unterschied zu ‚echten‘ Kalibrationskits sind in unserem Fall die gemessenen Parameter nur in einem begrenzten Frequenzbereich gültig. Professionelle Standards besitzen Polynom-Formeln für den gesamten spezifizierten Bereich. Dem interessierten Leser sei hier die Applicationnote 1287-11 von HP empfohlen (siehe Anhang).

Poor Man's Calibration Kit

Dieses Kapitel beschreibt den Aufbau eines lowcost 3.5mm SMA Male Kalibrations-Kits, welches sich bis ca. 25GHz einsetzen lässt. Die parasitären Kapazitäten und Induktivitäten können an einem geeichten

System vermessen werden. Zur Not können auch die vorgegebenen Erfahrungswerte eingesetzt werden. Die dann erreichten Mess-Abweichungen sind allerdings deutlich grösser und hängen vom sauberen Aufbau des Kalibrations-Kits ab.

Open

Wir verwenden einen Male/Female Adapter von Radiall, Artikelnummer 125.704.000. Auf der weiblichen Seite wird ein SMA Open (SC2165 von Fairview Microwave) aufgeschraubt. Bei dieser Kappe handelt es sich lediglich um einen Innendorn, der den Mittelleiter des Radiall-Adapters an der Referenzebene bündig abschliesst. Auch wird das Fringing Field „definiert“ abgeschlossen, so dass Objekte in der Nähe des Adapters während der Messung zu keinen Verstimmungen führen. Anstelle des SMA Open kann auch eine Staubkappe verwendet werden (ohne Innendorn), dies führt allerdings bei Frequenzen oberhalb von ca. 18GHz zu Fehlern, da der Durchmesser des Mittelleiters im Radiall-Adapters dann nicht mehr über die ganze Länge konstant ist (Vorspannung zur Aufnahme eines Innendorns).

Short

Auch hier wird ein Male/Female Adapter von Radiall verwendet. Auf der weiblichen Seite wird der Adapter mit einem SMA Short Cap (vergoldet, z.B. SC2135 von Fairview Microwave) abgeschlossen.

Load

Zur Herstellung einer normierten Last verwenden wir wieder den Male/Female Adapter von Radiall und schliessen diesen auf der weiblichen Seite mit einem qualitativ hochwertigen 2.92mm Abschluss ab. Ein 2.92mm Abschluss ist zwar teurer als ein 3.5mm Modell, liefert aber auch deutlich bessere Resultate im Bereich unter 30GHz. Ich habe zu diesem Zweck den Typ ST4010 von Fairview Microwave verwendet.

Through

Ein Through-Adapter wird zur Vorbereitung einer S21-Messung (Transmission) verwendet. Meist werden dazu die Testports des VNA über 2 Kabel mit dem DUT verbunden. Somit macht es Sinn, dass der Through-Adapter 2 weibliche SMA-Verbinder und eine bekannte Länge besitzt. Ich verwende für diesen Zweck den Adapter R125.705.001 von Radiall. Die verwendeten Testport-Kabel sollten von hoher Qualität sein. Ein Bewegen der Kabel zwischen der Kalibration und der Messung kann bereits wieder zu erheblichen Phasenfehlern führen. Aus diesem Grund verwende ich Semi-Rigid Kabel.

Die 3 Normale Short, Open und Load besitzen eine elektrische Länge von 12.6mm und können bis ca. 25GHz eingesetzt werden. Der Frequenzbereich kann nach oben erweitert werden, wenn anstelle des Radiall-Adapters ein echter 2.92mm Adapter verwendet wird. Die Länge des Through-Adapters (10.44mm) muss nach der Messung korrigiert werden, um eine exakte Phaseninformation zu erhalten. Wird die OSL-Kalibration mit diesen Adaptern ausgeführt, so muss für die Messung der Port ebenfalls mit einem identischen Male/Female Adapter verlängert werden, da andernfalls die Referenzebene 12.6mm zu weit 'hinten' liegt!

Die folgende Tabelle gibt die frequenzabhängigen Korrekturwerte C_{op} , R_{sh} , L_{sh} , R_{ld} , L_{ld} und C_{ld} an (bei der 50Ω-Last handelt es sich um Schätzwerte, da die effektiven Werte stark vom Abschlusswiderstand abhängen):

Frequenz	Open	Short		Load		
	C_{op}	R_{sh}	L_{sh}	R_{ld}	L_{ld}	C_{ld}
5GHz	33.9fF	0Ω	19.5pH	50Ω	28pH	30fF
10GHz	33.6fF	0Ω	29.3pH	50Ω	28pH	30fF
15GHz	36.9fF	0Ω	33.4pH	50Ω	28pH	30fF
20GHz	40.3fF	0Ω	44.2pH	50Ω	28pH	30fF
25GHz	48.4fF	0Ω	50.9pH	50Ω	28pH	30fF
30GHz	55.2fF	0Ω	68.0pH	50Ω	28pH	30fF

Abbildung 10: Ansicht des Poor Man's Calibration Kit: Von Links nach Rechts liegen Open, Short, Load und Through.

Die ersten Messungen

Bevor die erste Messung starten kann, muss noch der Frequenzbereich angegeben werden. Da die myVNA-Software nichts von unserer Frequenzerzeugung und den Vervielfachern „weiss“, müssen alle

Frequenzen, Kapazitäten und Induktivitäten skaliert werden. Ein programmierter Frequenzbereich von 5.0MHz .. 30.0MHz entspricht einer Ausgabefrequenz von 5.0GHz .. 30.0GHz. Um denselben Faktor müssen Kapazitäten und Induktivitäten der Kalibrationsnormale skaliert werden: Eine Fringing-Kapazität C_{op} von 30.0fF wird als Kapazität von 30.0pF eingegeben.

Für die erste Messung belassen wir die parasitären Kapazitäten und Induktivitäten des Kalibrations-Kits bei 0, und programmieren einen Frequenzbereich von 23.5 – 24.5GHz. Wir stellen in myVNA also den Frequenzbereich 23.5 – 24.5MHz und die Betriebsart ‚Reflection‘ ein. Nach der geführten OSL-Kalibration starten wir die Messung mit Display-Mode ‚Smith-Chart‘ und präsentieren am S11-Port nacheinander wieder die 3 Kalibrationsnormale. Auf der Hardware des Autors sieht die Messung (30 Minuten nach der Kalibration) aus wie in Abbildung 11:

Abbildung 11: Messung von Open, Short und Load im Frequenzbereich 23.5 – 24.5GHz 30 Minuten nach der Kalibration. Zur Reproduzierung dieser Messung müssen die parasitären Effekte des Kalibration-Kits auf 0 gesetzt werden.

Abbildung 12 zeigt auf der linken Seite das Returnloss (S11) des Kalibrationsnormals ebenfalls 30 Minuten nach der Kalibration. Es zeigt sich, dass der effektive Dynamikbereich bei etwa 38dB liegt. Bei tieferen Frequenzen werden deutlich höhere Werte erreicht. Auf der rechten Seite ist das Übersprechen bei S21 Messungen sichtbar. Der Dynamikbereich beträgt hier etwa 60dB.

Abbildung 12: Der Dynamikbereich für Reflektionsmessungen (Direktivität) liegt im 24GHz Band bei etwa 38dB (links), für S21 Messungen bei 60dB (nur Dämpfungen, es können natürlich auch Verstärkungen gemessen werden, was den effektiven Dynamikbereich um nochmals etwa 10dB vergrößert).

Zum Abschluss wurden noch einige vergleichende Messungen mit professionellen Systemen vorgenommen. Die Abbildung 13 zeigt die Messung einer 12GHz Patchantenne mit einem Anritsu 37269C VNA und unserem System. Zur Kalibrierung wurde beim Anritsu VNA das dazugehörige Kalibrations-Kit verwendet. Unser VNA wurde mit dem ‚Poor Man’s Calibration Kit‘ kalibriert. Die absolute Abweichung liegt bei 0.7dB (Amplitude) und 6° (Phase). Dazu ist zu bemerken, dass der Einfluss der Messkabel oder nicht korrekt angezogener SMA-Steckverbinder Fehler in einer ähnlichen Größenordnung hervorruft.

Abbildung 13: Für diese Abbildung wurde eine 12GHz Patchantenne mit einem professionellen System (Anritsu 37269C, 40GHz VNA mit zugehörigem Kalibrationskit, graue Linie) und dem vorgestellten System mit Poor Man’s Calibration (schwarze Linie) gemessen.

Schlusswort

Dieses System zeigt, dass es mit Amateurmitteln und einem bescheidenen Budget möglich ist, einen VNA für den GHz-Bereich zu bauen. Die erreichte Direktivität von 40dB und der Dynamikbereich von 70dB (ohne Averaging, ca. 100Hz Bandbreite) hinken auch professionellen Systemen nicht allzu weit hinterher. Einzig die Messgeschwindigkeit mit ca. 50-100ms pro Punkt liegt sicher deutlich unter den Werten heute üblicher Systeme.

Auch wenn dieses Projekt nicht als ‚Einstiegsprojekt‘ in die Mikrowellenwelt geeignet ist, würde ich mich über Erfahrungsberichte von Nachbauern freuen. Ebenfalls sind Anregungen, Anpassungen an weitere Frequenzbänder oder Erweiterungen der Software stets willkommen!

Quellen

Siehe engl. Text oben

A 47GHz Transverter – with mechanical changeover

by Philipp Prinz, DL2AM

As the 76GHz transverter with mechanical changeover which I described in [1] worked without any problems, I wanted to try the same kind of assembly also on 47GHz. The result is shown in fig. 1.

I started with the existing modules. I made a modification on the DL2AM Uni case to be able to screw a WG28 adapter to the bottom side instead of the multiplier. See fig. 2. The WG was drilled to 3.9mm and then carefully enlarged to 4mm with a reamer. This enabled me to screw my 23.5GHz amplifier with its SMA jack to the 47GHz mixer. See fig. 3. I have described this 3-stage amplifier in [3]. The first two FETs are NE350-184C and the last one is a LP6836 P70. From prior experiments I had left a doubler from 12 to 24GHz constructed with the PCB No. 2 from DB6NT. I modified this doubler by mounting a SMA output jack after the milled 18GHz WG at the 24GHz output, see fig. 4. For the mixer a PCB No. 2 from DB6NT was used and for the diode a MA46 H146 was chosen.

Now I tested the single modules. I supplied 11.736GHz from an oscillator MKU-LO 12PLL to the doubler and was surprised to find 16mW at the output on 23.5GHz. See fig. 5 and fig. 6. The 11.736GHz signal was suppressed by 55dB, see fig. 7. There is also the PCB No. 10 available from DB6NT delivering 11.736GHz, which can be assembled and used. Then I screwed the doubler to the 23.5GHz DL2AM amplifier, which was mounted now to the SMA to WG adapter of the 47GHz mixer. This made a complete 47GHz transmitter. Again I was surprised the measure 15mW RF on 47GHz at the WG output after alignment. In fig. 8 we can see the very clean 47GHz signal. I have also tested another oscillator which I had built with the PCB No. 24 from DB6NT. That one delivers 4 to 5mW on 23.472GHz, thus the doubler from 22 to 24GHz could be saved.

Now it was time to think about the realisation of the transverter with mechanical changeover. DB6NT delivered a rotateable amplifier (180mW output, 4.7dB NF, 27dB gain), see fig. 9. The mechanical changeover was constructed again by Micro Mechanik (Hubert Krause). Now I had to find a solution how I could mount a 23.5GHz amplifier like the MKU-PA-244 TX with a WR42 WG at the output and SMA jack at the input to the mixer case: A new case and PCB had to be realised, see fig. 10.

Micro Mechanik produced a new Uni 47 case for me and DB6NT developed a new PCB No. 48 for this new mixer. The new mixer case has a milled WG WR42 and thus before gluing the PCB into the case a wooden adapter or something similar with a plane surface on the top has to be inserted.

This is necessary in order to avoid a cutting of the PCB when it is pressed into the case after gluing and heating it. See fig. 11 and fig. 12. Next problem to solve was the frequency processing from 23.5GHz. I asked DB6NT and he delivered his beacon TX MKU-LO 24 with PLL and a power limiter as requested. This power limitation possibility is good for limiting the LO drive on RX. This is also possible then on TX. I am using this system also on 76GHz, 122GHz and 241GHz and it is very effective has one can adjust to optimal signal to noise ratio on RX. I have made a small PCB for this circuit, see fig. 13, which contains a 9V regulator, one relay contact for 2 potentiometers and one relay contact for the 9V regulation voltage for the amplifier, see fig. 14. The 2 micro switches which are operated by the arm on the axis of the mechanical changeover connect and disconnect the DC supply voltage to the amplifier. This ensures that in position RX no TX is possible at all. DB6NT delivered also an amplifier MKU-PA-244 TX which delivered 100mW output on 23.5GHz with 8mW input. All these levels from the frequency processing and the amplifiers are fitting well together. Now it had to be checked, if the 100mW on 23.5GHz were enough for the mixer when doubling to 47GHz on TX. I had measured a 2 stage OE9PMJ filter for 47GHz and found good data, the loss was 0.9dB on 47GHz.

Calculations: 180mW Psat on 47GHz and assumed 23dB gain of the rotateable amplifier in the middle power range. If I could produce a 1.4mW DSB signal with the mixer and the mentioned 47GHz filter has a loss of 0.9dB, I should get about 600 μ W. These 600 μ W x 23 dB would result in 120 mW, what would not be sufficient.

Now all was tested: First the harmonic mixer No. 1 with the MA4E1318 diode. With the tuning elements it was not possible to find a maximum output. Thus a small 1.5 x 1.5mm flag was placed close the the diode and then it was possible to adjust to 1.3mW on DSB, see fig. 15. The LO suppression was 20dB without the OE9PMJ filter. Already a good result! Now the second mixer was tested using the same diode. This

one was tunable without flags and brought 1.5mW on DSB, see fig. 16. The LO signal was suppressed again by 20dB. One can see again that using same diodes of the same charge in the same circuit may result in totally different values. Compared to the reasonably higher frequencies like 76GHz and up the alignment work was easy here. I mounted the OE9PMJ 47GHz filter to the mixer 2 using a piece of WG and made another measurement. After adjusting both cavities of the filter with the 1.8mm tuning elements I measured 680µW on USB. Now all was in line: This power would be sufficient for fully driving the rotateable amplifier. See fig. 17. After this positive result I wanted to test, if with another simpler method a similar result could be achieved. I used an older simple aluminium case with the dimensions 30 x 40 x 15mm and made a coaxial input for the PCB No. 25, which was glued in in an entirely backward position. Again the MA4E1318 diode was used. I was quite surprised, because I measured with 100mW input on 23.472GHz 1.3mW DSB on 47GHz. Two small tuning flags were necessary at the input as there is no other way here for tuning. Thus we can see that there are simpler possibilities for constructing a 47GHz transverter. See fig. 18.

Construction and assembly of the transverter

The case should have an inner height of 65mm and the part No. 218 from Schubert could be used. The inner height of the case is important as the amplifier needs space to rotate. The single modules, MKU-LO-24 plus PA244-TX plus new DL2AM mixer Uni 47 were screwed together, see fig. 19. The assembly was described already in detail in [1] (76GHz transverter). The new mixer with the PCB No. 48 works very well. The short circuit slider at the input has a WR 42 milling with a depth of 5mm and the according tuning element has 5.9mm diameter, the same as at the output. The IF amplifier with the PCB No. 26 from DB6NT was realised in a separate Aluminium case of 79.2 x 12 x 30mm, manufactured by Hubert Krause. This case contains a 100 Ohm potentiometer that allows adjustment of the IF power from the outside. Now all was assembled and just an adjustment of the 47GHz filter and the input and output of the mixer was necessary. The tuning elements of the mixer are easily accessible from the outside at the back. See fig. 20. In the diagram in fig. 21 the measured values are shown. One can see the saturation of the diode MA4E1318. I am not able to measure the noise figure as I have no calibrated noise source, but I think that it should be about 5dB on SSB. Now the RX potentiometer on the new PCB can be adjusted for best signal to noise ratio by listening to a beacon. Ready.

Measurements on high frequencies

Determination of the output power of a signal that was produced by multiplication with a thermic head is difficult, especially if LSB, LO and USB are measured together. When mixing 144 MHz IF to 75.888GHz there are occurring mixing products close by, which lead to false measurements. E.g. when measuring the USB signal on 76GHz using a WR 12 WG, the thermic head is covering all power from 48GHz to over 100GHz. The WG is acting like a high pass filter. I compared the display of my Anritsu power meter with thermic head and the dBm display of my analyzer HB8563E with broadband mixer without matching adjustment. After calibration the values of both were exactly the same. But this comparing measurement and calibration is only possible with a clean CW signal without side carriers and using an isolator for this frequency. On 76GHz the doubling should be made using a very clean 40GHz signal, what is the case when using a CMA-382400 multiplier. It's even better if a 76GHz OE9PMJ bandpass filter is used. I am quite sure that my Anritsu power meter works o.k. as I have 4 heads which can be used to control each other. Using an analyzer prevents covering unwanted mixing products during power measurement and it is possible to determine the signal levels more exactly especially when 1dB/div. is set.

I wish a lot of fun with your experiments. 73 Philipp, DL2AM

Literature

- [1] A 76GHz Transverter with mechanical changeover, Philipp Prinz, DL2AM, DUBUS 3/2009, p. 9-15 and DUBUS TECHNIK IX, p. 170-178
- [2] Pocket Transverter for 47 GHz, Jürgen Dahms, DC0DA, DUBUS 2/2006, p. 63-64 and DUBUS TECHNIK VII, p. 240-242
- [3] New 24 GHz equipment: – 3-stage LNA with NE350184C FET..., Philipp Prinz, DL2AM, DUBUS 2/2004, p. 46-53 and DUBUS TECHNIK VII, p. 168-175

Sources

Michael Kuhne www.DB6NT.de
 Hubert Krause www.Micro-Mechanik.de
 Philipp Prinz www.DL2AM.de

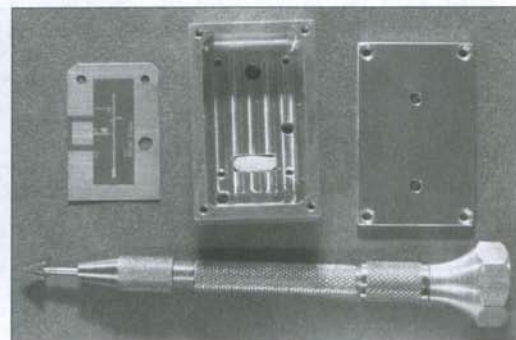


Fig. 10 New PCB No. 48 and new Uni 47 case

Fig. 9 Rotatable amplifier from DB6NT

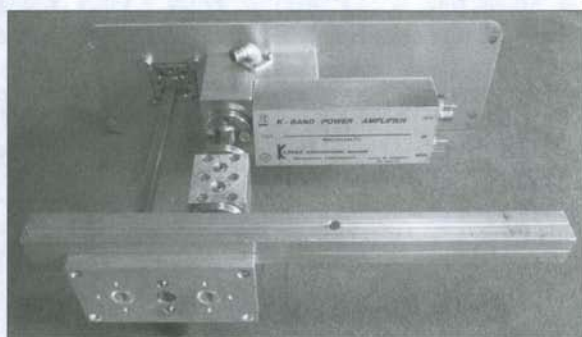
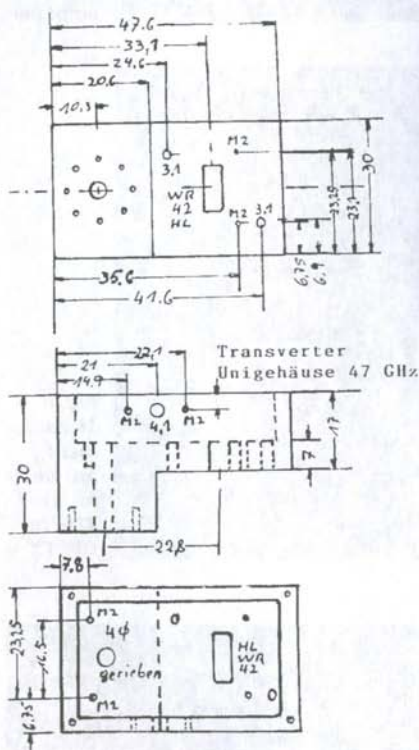


Fig. 12 Complete mechanical changeover assembly with mounting bar

Fig. 11 Dimensions of the new DL2AM Uni 47 case

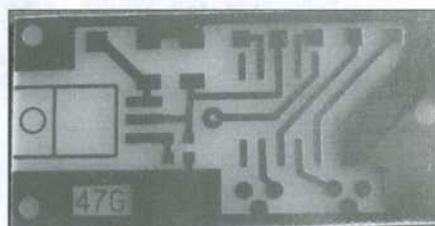
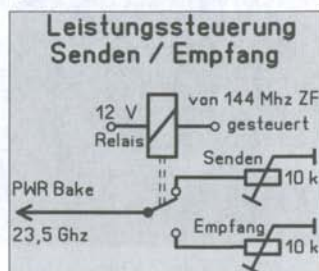


Fig. 13 PCB for TX/RX switching

Fig. 14 Part of the circuit of TX/RX switching



Ein Transverter für 47 GHz - mit Wendeverstärker

von Philipp Prinz, DL2AM

Da der von mir in [1] beschriebene 76 GHz-Transverter in Wendetechnik keine Probleme bereitet hat, wollte ich die gleiche Technik für 47 GHz versuchen (Abb. 1). Anfangs machte ich die ersten Versuche mit vorhandenen Bausteinen. Ein Uni-Gehäuse nach DL2AM für 76 GHz veränderte ich soweit, dass ich auf der Unterseite anstelle des Multipliers einen Übergang für WR 28 anschrauben konnte (Abb. 2). Den Hohlleiter (HL) bohrte ich auf 3,9 mm auf und mit der Reibahle bearbeitete ich dies auf saubere 4 mm Durchmesser. So war es für mich möglich, meinen 23,5-GHz-Verstärker mit SMA-Stecker an den 47-GHz-Mischer anzuschrauben (Abb. 3). Diesen dreistufigen Verstärker habe ich [3] beschrieben. Die ersten zwei FETs sind NE350-184C und der letzte ein LP6836 P70. Aus früheren Versuchen hatte ich noch einen Verdoppler von 12 auf 24 GHz, die PCB (Platine) ist von DB6NT mit der Nr. 2. Den Verdoppler veränderte ich so, dass ich am 24-GHz-Ausgang nach dem ausgefrästen 18-GHz-Hohlleiter eine SMA-Buchse zur Auskopplung eingebaut habe (Abb. 4). Nun fehlte noch die PCB für den Mischer, es ist die von DB6NT mit der Nr. 25 und als Diode versuchte ich es mit der MA46 H146. Nun konnte ich die einzelnen Bausteine testen. In den Verdoppler speiste ich 11,736 GHz mit dem Oszillator MKU-LO 12PLL ein. Ich war erstaunt, dass da am Ausgang 16 mW bei 23,5 GHz anstand (Abb. 5 + 6). Die 11,736 GHz sind um 55 dB unterdrückt (Abb. 7). Es gibt auch von DB6NT eine PCB Nr. 10, die kann selbst aufgebaut werden und hat eine Ausgangsfrequenz von 11,736 GHz. Daraufhin schraubte ich den Verdoppler an den 23,5 GHz-DL2AM-Verstärker, der nun am SMA- auf HL-Übergang vom 47-GHz-Mischer angeschlossen wurde. So hatte ich jetzt einen kompletten 47-GHz-Sender. Ich war wieder erstaunt, als ich am HL-Ausgang nach Abgleich 15 mW HF bei 47 GHz messen konnte. In Abb. 8 ist das 47-GHz-Signal zu sehen, es ist sehr sauber im ganzen Bereich.

Auch habe ich einen Oszillator getestet mit der PCB Nr. 24 von DB6NT, den ich selbst aufgebaut habe. Mit diesem können 4-5 mW bei 23,472 GHz erreicht werden, so könnte der Verdoppler von 12 auf 24 GHz wegfallen.

Jetzt konnte ich mir überlegen, wie ich den Transverter mit Wendemechanik gestalten kann. Michael, DB6NT, lieferte mir einen Verstärker für die Wendemechanik, mit den Daten 180 mW out, Noise 4,7 dB, Gain 27 dB (Abb. 9). Die Wendemechanik fertigte wieder Micro-Mechanik Krause. Nun war zu überlegen, wie ich einen 23,5-GHz-Regelspannung z.B. MKU-PA-244 TX, der einen WR 42 HL am Ausgang und am Eingang eine SMA-Buchse hat, an ein Mischer-Gehäuse anflanschen kann: Da mussten ein neues Gehäuse und PCB gemacht werden (Abb. 10).

Micro-Mechanik fertigte mir ein neues Uni-47-Gehäuse und DB6NT machte mir freundlicherweise eine neue PCB Nr. 48 für diesen neuen Mischer. An dem neuen Mischer-Gehäuse ist der WR 42 ausgefräst und dadurch muss vor dem Einkleben der PCB ein Holz-Adapter oder Ähnliches, das oben plan sein muss, in diesen eingesteckt werden. Dies ist notwendig, damit beim Einpressen nach dem Einkleben der PCB und Erhitzen auf ca. 90° die HF-Öffnung nicht ausgestanzt wird (Abb. 11+12). Nun war aber noch die Aufbereitung von 23,5 GHz zu lösen. Ich sprach mit DB6NT, ob er seinen Baken-Sender MKU-LO 24 mit PLL und auch eine Einrichtung zur Leistungsbegrenzung liefern könnte. Diese Leistungsbegrenzung ist vorteilhaft, um bei Empfang die LO-Ansteuerung begrenzen zu können. Dies wäre dann auch beim Senden möglich. So eine Einrichtung habe ich schon auf 76, 122 und 241 GHz benutzt und festgestellt, dass sie sehr wirkungsvoll ist, da beim Empfang auf besten Signal-Rauschabstand abgeglichen werden kann. Für diese Einrichtung habe ich eine kleine PCB gemacht (Abb. 13). Auf dieser befinden sich ein 9-Volt-Regler, 1 Umschaltkontakt für 2 Potis und 1 Umschaltkontakt für die 9 Volt Regelspannung für den Verstärker (Abb. 14). Mit den 2 Mikro-Schaltern, die von einem Hebel an der Achse des Wendeverstärkers betätigt werden, wird die DC-Spannung von diesen nochmals zu- und abgeschaltet. Somit ist bei der Stellung Empfang ein Senden nicht möglich. DB6NT sagte mir zu, dies bis Jahresende 2009 zu liefern, was auch prompt geschah.

Auch schickte er mir einen Verstärker MKU-PA-244 TX, der bei 8 mW Input 100 mW am Ausgang bei 23,5 GHz erzeugt. Diese Daten von der Frequenz-Aufbereitung plus Verstärker passen gut zueinander. Jetzt muss festgestellt werden, reichen die 100 mW auf 23,5 GHz, um genügend Leistung zu haben für den Mischer beim Verdoppeln auf 47 GHz beim Senden. Das zweistufige Filter für 47 GHz nach OE9PMJ habe ich vermessen und die Werte sind sehr gut. Die Einfügedämpfung bei 47 GHz ist 0,9 dB.

Meine Berechnung lautet: 180 mW PSat bei 47 GHz und ca. 27 dB Gain im Kleinleistungsbereich. Ich rechne aber mit ca. 23 dB Gain im Leistungsbereich vom Wendeverstärker. Wenn ich z.B. 1,4 mW DSB-Signal mit dem Mischer erzeugen könnte und das 47-GHz-Filter, wie ich schon gemessen habe, 0,9 dB Verlust hat, sollte ich doch ca. 600 μ W haben. Das würde bedeuten, dass 600 μ W x 23 dB = 120 mW wären. Das wäre zu wenig. Gesagt getan, ich schraubte alles zusammen.

Nun kam der spannende Moment. Ich testete zuerst den aufgebauten Harmonic-Mischer Nr. 1 mit der Diode MA4E1318. Mit den Tuning-Elementen konnte ich ein Maximum-Out nicht erreichen, so musste ein kleines Fähnchen von 1,5 x 1,5 mm ganz in der Nähe der Diode platziert werden. So waren nach dem Abgleich 1,3 mW DSB zu erreichen (Abb. 15). Die LO-Unterdrückung war 20 dB ohne OE9PMJ-Filter. Das ist doch schon was. Nun testete ich den zweiten Mischer mit der gleichen Diode. Der hat nach dem Abgleich ohne Fähnchen anzubringen gleich 1,5 mW DSB abgegeben (Abb. 16). Der LO war auch 20 dB unterdrückt.

Daraus sieht man wieder, dass bei gleichen Dioden derselben Charge und gleichem Aufbau wieder sehr unterschiedliche Werte zustande gekommen sind. Mit Erstaunen konnte ich feststellen, dass diese Abgleicharbeiten gegenüber den wesentlich höheren Frequenzen für mich einfach waren. Am Mischer 2 schraubte ich über ein HL-Stück das OE9PMJ-47-GHz-Filter an und machte wieder eine Messung. Nach dem Abgleich der beiden Filter-Töpfe mit eingebauten Tuning-Elementen von 1,8 mm Durchmesser war das OSB-Signal noch mit 680 μ W ablesbar. Jetzt war alles klar. Diese Leistung musste reichen, um in die Nähe der vollen Aussteuerung des Wendeverstärkers zu kommen (Abb. 17).

Nachdem dies alles so gut gelungen ist, wollte ich wissen, ob mit einer früher beschriebenen einfachen Methode auch so ein Ergebnis zu erreichen ist. Ich verwendete ein älteres, einfaches Alugehäuse von 30 x 40 x 15 mm, machte eine koaxiale Einspeisung für die PCB Nr. 25, die ich dann ganz zurückgesetzt einklebte. Als Diode wurde wieder die MA4E1318 verwendet. Ich wunderte mich sehr, denn ich konnte bei 100 mW Input bei 23,472 GHz 1,3 mW DSB bei 47 GHz messen. Am Eingang waren 2 kleine Fännchen notwendig, da hier sonst keine andere Abgleichmöglichkeit vorhanden ist. Daran ist zu sehen, dass es viele einfachere Aufbaumöglichkeiten gibt, einen 47-GHz-Transverter zu realisieren (Abb. Nr. 18). Jetzt aber endlich zu dem Transverter, wie ich ihn aufgebaut habe: Das Gehäuse sollte ein Innenmaß von 65 mm Höhe haben und kann von Fa. Schubert, Tel.: 0049(0)9127-1686, bezogen werden, Art. Nr. 218. Diese Höhe des Gehäuses ist notwendig, damit der Verstärker sich drehen kann, denn dieser hat über Eck ein Maß von 63,5 mm. Nun sind die einzelnen Bausteine, MKU-LO-24 plus PA244-TX plus neuem DL2AM-Mischer Uni 47 zusammen geschraubt worden (Abb. 19). Der Aufbau ist schon in [1] (76-GHz-Wendeverstärker) ausführlich beschrieben worden (Abb. 1). Der neue Mischer mit der PCB Nr. 48 läuft sehr gut. Der Kurzschluß-Schieber am Eingang hat eine WR 42 Ausfräsung mit der Tiefe von 5 mm und das Tuning-Element dafür ist gleich wie am Ausgang mit 5,9 mm Durchmesser. Der ZF-Verstärker von 144 MHz mit der PCB Nr. 26 von DB6NT ist in einem separaten Alu-Gehäuse von 79,2 x 12 x 30 mm, von Krause gefertigt, abgesetzt eingebaut. Im Gehäuse ist ein 100-Ohm-Wendel-Poti so angebracht, dass von außen die ZF-Leistung eingestellt werden kann.

Nach dem gesamten Zusammenbau und Verschalten der einzelnen Bausteine kam nun der große Moment. Es hatte sich einige Anspannung angesammelt. Die ersten Messungen waren doch sehr Erfolg versprechend. Es war nur noch ein Endabgleich des 47-GHz-Filters und am Ein- und Ausgang des Mischers nötig. Die Tuning-Elemente vom Mischer sind von außen an der Rückwand gut zugänglich (Abb. 20). Das Leistungs-Diagramm (Abb. 21) zeigt die erreichten Werte. Man sieht daraus die Sättigung der Diode MA4E1318. Eine genaue Rausch-Messung kann ich nicht machen, da ich keine kalibrierte Rauschquelle habe. Ich denke, dass ich bei 5 dB ESB liege. Das Poti für den Empfang auf der neuen PCB kann jetzt auf besten Signal-Rauschabstand durch Abhören mit einer Bake entsprechend verändert werden. Das war's nun.

Messen auf hohen Frequenzen

Das Ermitteln der Ausgangsleistung eines durch Vervielfachung erzeugten CW-Signals mit einem Thermomesskopf ist so eine Sache, besonders wenn USB, LO und OSB als Summe gemessen werden. Bei der Zumischung von 144 MHz ZF auf 75,888 GHz entstehen in der Nähe Mischprodukte, die zu Fehlmessungen führen. Wenn z.B. bei 76 GHz das OSB über einen WR 12 gemessen wird, erscheint am Leistungsmesser die gesamte thermische Leistungsanzeige von 48 bis über 100 GHz. Ein HL wirkt quasi als Hochpass!

Die Anzeige des Anritsu-Leistungsmessers mit Thermokopf wurde mit der dBm-Anzeige des Analyzers HP8563E mit Breitbandmischer von HP ohne Anpassungsabstimmung verglichen. Die Messwerte stimmten nach dem Kalibrieren genau überein. Diese Vergleichsmessung bzw. Kalibrierung ist aber nur mit einem sauberen CW-Signal ohne Nebenträger möglich und mit Isolator für diese Frequenz. Bei 76 GHz sollte die Verdopplung von einem sehr sauberen 40-GHz-Signal ausgehen, was mit dem Multiplier CMA-382400 der Fall ist. Noch besser ist es, wenn ein 76-GHz-Bandpassfilter nach OE9PMJ verwendet wird.

Ich gehe davon aus, dass mein Anritsu-Leistungsmesser stimmt, da ich vier Messköpfe dafür habe, so dass eine gegenseitige Kontrolle möglich ist. Wenn ich z.B. bei 76 GHz die Seitenbänder und den LO mit dem Thermo-Leistungsmesser messen möchte, ist das Ergebnis eine Zufallsmessung und daher ungenau. USB, LO und OSB sowie andere Mischprodukte über der HL-Cutoff-Frequenz, die es zweifelsfrei bei solchen Mischsignalen gibt, summieren sich beim thermischen Leistungsmesser. Mit meinem kalibrierten Analyzer ist die Anzeige niedriger, weil die zusätzlichen Mischprodukte nicht enthalten sind. Daher kann ich damit die Signalstärken genau ermitteln, besonders bei 1 dB/div. Ich wünsche viel Freude bei den Versuchen, ich habe sie empfunden.

Es grüßt recht herzlich: Philipp, DL2AM. (Literatur und Bezugsquellen siehe oben am Ende des engl. Textes)

Bildunterschriften: (Fortsetzung auf Seite...)

Abb. 1 47-GHz-Transverter mit Wendeverstärker

Abb. 2 Modifiziertes 76-GHz-DL2AM-Uni-Gehäuse

Abb. 3 Angeschraubter 23,5-GHz-Verstärker mit 47-GHz-Mischer

Abb. 4 23,5-GHz-Verstärker mit 47-GHz-Mischer und 12/24-GHz-Doppler

Abb. 5 MKU-LO 12 PLL mit Verdoppler 12/24 GHz und Verstärker

Abb. 6 Messanordnung für 47-GHz-CW-Sender

Abb. 7 Spektrogramm vom 23,44-GHz-Signal

Abb. 8 Spektrogramm vom 47-GHz-Signal

Abb. 9 Angebaute Wendeverstärker von DB6NT

Abb. 10 Neue PCB Nr. 48 und neues Uni-47-Gehäuse

Experimental Mixer for 122 GHz with BAT15-099 Diode

- that you can build without a stereo microscope

by Wolfgang Demmer, DD8BD

After my positive experiences with different experimental tuneable home-made mixers for 47GHz [1], [2], I decided to build a new mixer for 76GHz with an LO that is coupled via a circular WG to an aluminium block, the proper way to use the CMA-382400 active multiplier. Although the CMA multiplier has a rectangular WG port, I did not know how to manufacture a suitable rectangular WG inside the aluminium block, so instead a 5mm hole was used as a circular WG. Circular WGs for input and output coupling of the 76GHz signal also need to be made inside this block. These should have adjustable short circuits. The IF coupling should be adjustable by means of a capacitance screw.

I really wanted to discover the next microwave band 122.250 – 122.251GHz, at least experimentally in the shack, but I doubted that the antiparallel BAT15-099 diode would have a high enough transition frequency to be good for use as a mixer on 122GHz.

Although I had been able to make real SSB QSOs with my BAT15-099 mixers on 47 and 76GHz, thanks to the kind support from Dietmar, DL2DR, the increased free space attenuation and noise level of the mixer would be unlikely to grant any success on 122GHz.

Despite this I decided to try a very simple experiment and did not bore the RF input/output guides to 3mm diameter for 76GHz but to just 1.5 to 2.0mm. According to other reports a diameter of 1.6 to 1.75mm would be adequate for 122GHz. I found an advertisement for commercial circular WG giving a size of 1.91mm for the range 115 to 140GHz. So I thought that 2mm diameter should also be suitable.

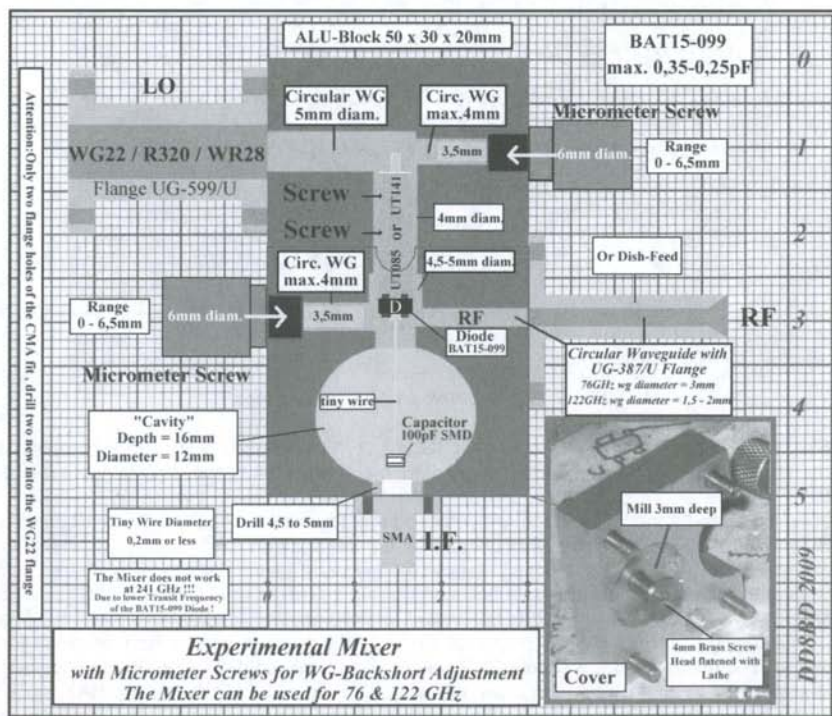


Fig. 1: Sketch of the experimental mixer for 122GHz

Like all my other mixers this one does not use any Teflon board. The 40.72GHz LO signal from the CMA multiplier is fed by a short piece of UT-141 semi rigid cable into the 122GHz WG. The mixer diode is situated at the end of the hole carrying the semi rigid cable. The two tiny pins of the diode are soldered to the inner conductor and protrude into the circular 122GHz WG. The end of the channel where the diode is placed has to be enlarged to 4.5- 5.0mm as otherwise there would not be enough space for the diode. A very thin Litz wire connects the 100pF IF coupling capacitor. See fig. 1.

In the beginning I intended to use UT-085, but later I found that everything works well with UT-141. And it is easier to solder the diode to UT-141. Soldering is done with the help of a third hand tool and a magnifying glass on a stand. First a bit of solder is applied to the rim of the outer shield and to the inner conductor. A toothpick, cut flat on one side, has a small drop of glue applied and when the glue has nearly dried the toothpick is pressed onto the body of the diode and held for a few minutes until set. Now with the help of the toothpick the diode is held in the right position on the UT-141 and soldered with a soldering iron that is isolated from the mains supply by a transformer, e.g. Weller or Ersa Multitip G25, 6V, 25W. One side with 2 pins is soldered to the outer shield, the other side with 2 pins is soldered to the inner conductor of the semi rigid coax.

According to my experience a good ground connection of the semi rigid cable is very important. This was done with two 3mm headless screws. Maybe adding a third one would make sense. I am still thinking about how to make a more effective ground - perhaps gaining another. Wrapping the semi rigid cable in copper foil might be a possible solution.

In order to allow fine tuning of the WG short circuits for 40.7GHz and 122.120GHz, I bought the smallest suitable micrometer heads which were available a reasonable price compared to professional microwave parts and ready-made mixers (see www.mw-import.de). The price of a 0-6.5mm range micrometer head is about 16 Euro. I chose a flat rather than a rounded end version, but I don't think is important. I am sure that ordinary brass screws would work and they have a better conductance. One could tap a thread for them, although it is difficult to find cheap fine thread screws and suitable taps.

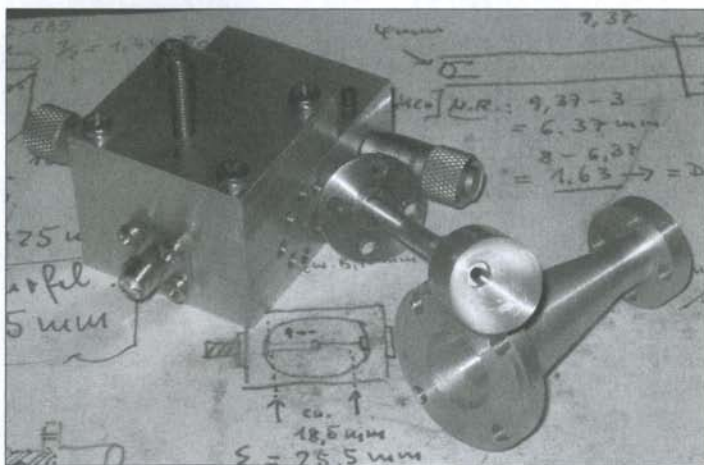


Fig. 2: Mixer block and horn antennas

From DB6NT I bought an MKU LO 13 opt. 01, 13GHz LO (13.56733333GHz) with a compatible OCXO MKU XO 1 PLL - 141.3264MHz that can be connected to a 10MHz reference. This concept is good for an IF of 144MHz.

For a test beacon I used a multiplier that I had designed and that was well built by PE1RKI together with a HP 8671B synthesizer. This multiplier also uses an anti-parallel diode BAT15-099! As I have learned in the meantime that not everything is impossible, even if others say it is totally impossible, I had some small hope that this multiplier would deliver a very tiny signal at least. The drive level on 12.2250GHz was about 24mW when the synthesizer was operating unlevelled, and about 10mW when levelled (if my flea market power meter is telling the truth). At the output of the multiplier a small conical horn antenna for 47GHz was connected. The diameter of the circular WG was 4.5mm in this configuration. By a successful tenfold multiplication with some luck a tiny signal should be audible on 122.250GHz, *if* the BAT diode worked properly in the beacon multiplier and in the RX mixer. At the mixer one half of a 76GHz horn with 3mm circular WG was used as antenna. The test was made without any IF amplifier!

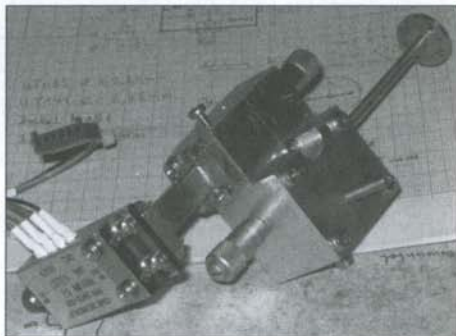


Fig. 3: Mixer block with CMA multiplier and WG attached

Now the test started: Both horn antennas were located just a millimetre apart and the signal was searched for. After some time I found a very weak signal on 144.114MHz, but that could have been a RX birdie. So I turned the horn antenna off the beacon and was surprised to find the level decreasing and increasing. Then I put my hand between the two horns and the signal disappeared. The tuning screws were now adjusted, starting with the one in the IF line. Then all the others were tuned for maximum signal strength. Now I was able to increase the distance of the test beacon by 5cm and then by 10cm and more without losing the signal, just the signal strength got lower. When driving the beacon multiplier with only 10mW the beacon signal was still audible but extremely weak.

It seemed unbelievable to me that despite what the textbooks said it was possible to receive a 122GHz signal with a 'huge' solderable SMD diode. So I changed the beacon frequency by moving the synthesizer frequency by 10kHz. And indeed this resulted in a frequency change of 100kHz at the receiver!

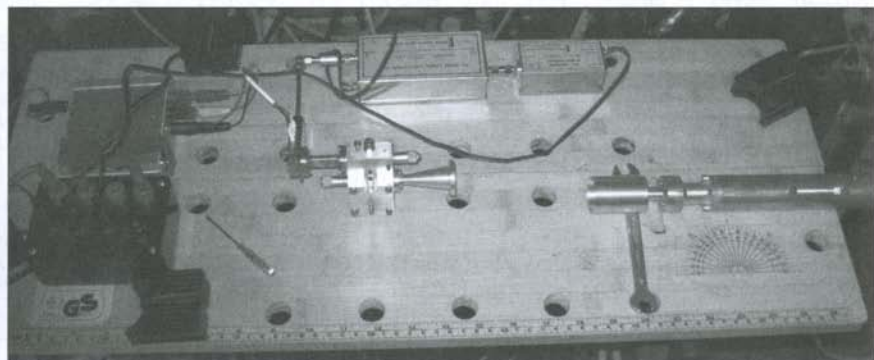


Fig. 4: 122GHz assembly on the table

I phoned Dietmar, DL2DR and told him the details as I was so excited that this set-up was really working on 122 GHz. Because of the distance between us we could not have a drink together, unfortunately.

Two days later I had time for another quick test. A broadband IF amplifier was put in circuit, and I was then able to measure a signal level of 36dB from the test beacon, over a distance of 1m using Spectran. In fact the levels were significantly higher when measured with attenuators. With a distance of 10cm the signal level was about 50dB. I was curious what effect the use of larger horn antennas or dishes would bring.

More tests were made with a horn for 24GHz and also with a Fresnel lens for 76GHz as I had no dish for 122GHz available. Although the Fresnel lens was designed for 76GHz the signal was improved by using it. The lens was placed 7.5cm away from a tiny 76GHz horn that was fixed to the 122GHz mixer. Using just the 2mm circular WG with its conical aperture gave the same result. At 1m distance a signal level of 30dB was measured using a 30dB attenuator. Spectran showed 30 to 35dB. After lowering the drive signal for the beacon multiplier to 10mW it was possible to measure a level of 15 to 20 dB with Spectran.

On the next day I used a conical 76GHz horn as 122GHz antenna feeding the mixer at a distance of 1m. On 76GHz this antenna may have a gain of about 20dBD. The circular WG is 3mm in diameter. The

beacon multiplier was driven with 24mW. The received signal level was 15 to 17dB according to Spectran using 50 dB of IF attenuation. Thus I had a total signal level of about 65 to 67dB! Then the drive level was reduced to 10mW and the IF attenuation set to 40dB. Spectran still showed 8 to 15dB, so the total level was about 48 to 53dB. See fig. 5.

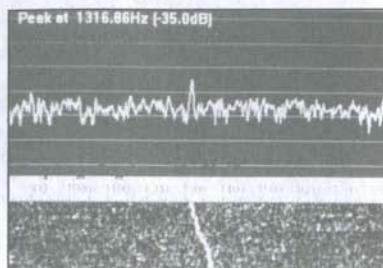


Fig. 5: 122GHz beacon signal on Spectran (1m distance, with 40dB IF attenuator)

Table 1 shows a comparing list of path loss for different frequencies.

Distance cm/m/km	Loss on 144 MHz (dB)	Loss on 47.088 GHz (dB)	plus atmosph. attenuation of about 0.3dB/km	Loss on 76.032 GHz (dB)	plus atmosph. attenuation of about 0.7dB/km	Loss on 122.25 GHz (dB)	plus atmosph. attenuation of about 2.5dB/km
1cm		25.9		30.6		34.2	
10cm		45.9		50.1		54.2	
100cm=1m	15.6	65.9		70.1		74.2	
10m	35.6	85.9		90.1		94.2	
100m	55.6	105.9		110.1		114.2	
1000m=1km	75.6	125.9	-0.3 = 126.2	130.1	-0.7 = 130.8	134.2	-2.5 = 136.7
10km	95.62	145.9	-3 = 148.9	150.1	-7 = 157.1	154.1	-25 = 179.1
50km	109.6	159.9	-15 = 174.9	164.1	-35 = 199.1	168.2	-125 = 293.2
100km	115.6	165.9	-30 = 195.9	170.1	-70 = 240.1	174.2	-250 = 424.2

Table 1

The attenuation by atmospheric absorption on 122GHz at sea level is about 2.5dB/km. Depending on the amount of moisture and rain additional attenuation of up to 50dB/km can occur. With light to heavy rain on the path the attenuation can vary from 1dB up to 10dB/km.

More details regarding the assembly of the experimental mixer can be seen in figures 2, 3, 4 and 12 to 21. I want to emphasize once again that this mixer was built as an experiment. It was not expected that it would work at all on 122GHz, although I hoped it might. Due to its easy adjustment I am sure that the mixer will also work well on 76GHz by using a suitable LO signal and larger circular WG of 3mm diameter. This mixer and LO should be good for extending the range of a spectrum analyser (Note: The IF level should be checked in advance!). You probably know the prices for professional mixers for 76GHz and 122GHz on Ebay, if they are offered at all.

This experimental mixer, built in common GHz 'plumbing style' was not made for contests on 122GHz, but will hopefully motivate amateurs to try own experiments and make own developments. However, it should be possible to achieve QSOs in the km range when using larger parabolic dishes, although a well known microwave expert said once that Microwave enthusiasts make mostly QSOs with themselves ☺.

If we calculate a theoretical link budget from these experiments using the existing antennas (beacon with 47GHz horn and RX with 76GHz horn) there is a link budget of 141.2dB max. Theoretically this should be enough for almost 1km distance. This should motivate rebuilding!

Finally I found the time for another test where a 47GHz mixer head with a 37cm dish with a 47GHz feed was driven with the HP synthesizer on 12.225GHz as beacon for 122.25GHz. The test distance was 6m. Although I had aligned for same polarisation I found no signal. After switching back to the multiplier horn combination I found a very weak signal on Spectran. Changing back to the dish I found the signal and after some adjustment of the tuning screws I got a level of 40 to 42dB max.

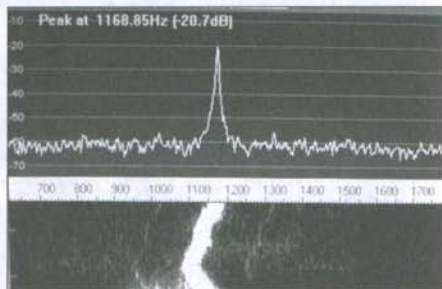


Fig. 6a: 122GHz beacon signal - Fig. 6b: Beacon signal through 1 door (top) and 2 doors (bottom)

For fun I closed a door that was in the path and to my surprise the signal was still audible and visible on the screen, although significantly weaker. After closing a second door in the path a very tiny trace was visible sometimes in the waterfall display. No amplitude was visible any more.

The path loss for 6m without including atmospheric attenuation would be 89.76dB on 122GHz. Thus the total level in this configuration would be 131.76dB. Using the same 37cm dish at the RX mixer, assuming an efficiency of 55% on 122GHz and a theoretical gain of about 49dBD, we could expect an additional gain of 30 to 34dB compared to the horn antenna (for the originally for 76GHz designed horn antenna I assume 5dBD max. on 122GHz). Adding this 34dB to the above level we get 165.76dB. This would be equivalent to a path of 6km assuming an atmospheric absorption of 2.5dB/km.

I could not wait and had to test on the next day what additional improvement a dish on the RX side would really bring. So I mounted the mixer to a 76GHz feed with a slightly bent old 40cm dish. An optimal 40cm dish would have 49.8dBD gain on 122GHz at 0.38 degree -3dB aperture angle. The horizontal and vertical alignment is very critical. Just 3mm movement of the dish and the signal is gone.

After 3 hours of adjusting the feed into the focus and aligning the dish again and again horizontally and vertically and tuning all screws I believed I had found the optimal settings and inserted attenuators into the IF line and watched the FFT on Spectran.

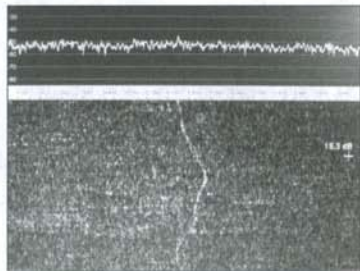
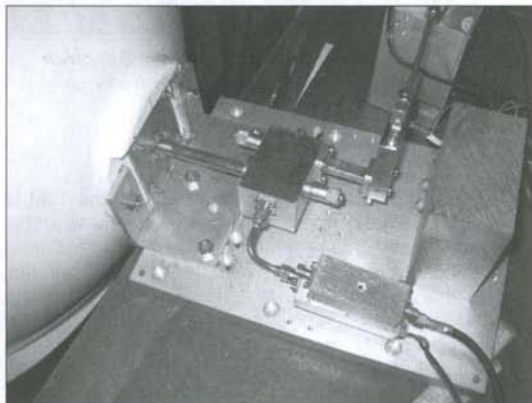


Fig. 8: 122GHz beacon signal after 76 dB attenuation in the IF line

Fig. 7: 122GHz station mounted to a dish

After attenuating the signal by 76dB in the IF line Spectran still showed a level of 3 to 6dB. Thus the RX level for this 6m long path was 79dB at least. Considering that the feed is designed for 76GHz and 3mm circular WG was used, this is a good result is. Probably the use of a precision tripod would improve this result due to the possibility of better alignment. So using a 40cm dish we can calculate a new link budget: 89.76dB path loss for the 6m path plus 80dB beacon level makes a budget of 169.76dB. This would make possible a 6km QSD! And this with a BAT15 diode!

Table 2 gives an overview of data for circular waveguide taken from textbooks. This shows that a 3mm WG (as used for the 76GHz feed at the 122GHz mixer) may be used with losses only up to maximum of 97GHz. In fact the 3mm WG still works on 122GHz, although the loss has already increased dramatically from 76.335GHz to 97.087GHz. Also the short 2mm WG at the 122GHz mixer is outside the range according to the table, it still works but definitely with losses.

Diameter (mm)	Lowest Frequency (GHz)	Highest Frequency (GHz)	Usable up to (GHz) with losses!
18	9.746	12.722	16.181
8	21.929	28.625	36.407
4.5	38.986	50.890	64.724
4	43.859	57.251	72.815
3.5	50.125	65.430	83.217
3	58.616	76.335	97.087
2.5	70.175	91.603	116.504
2	87.719	114.503	145.631

Table 2

In order to be able to use the PLL feature of the DB6NT crystal oscillator (MKU XO 1 PLL), a LPRO-101 Rubidium frequency standard for 10MHz was connected to the reference input. A stability of better than 5×10^{-11} per month should then be possible. See fig. 9.



Fig. 9: LPRO during warm up

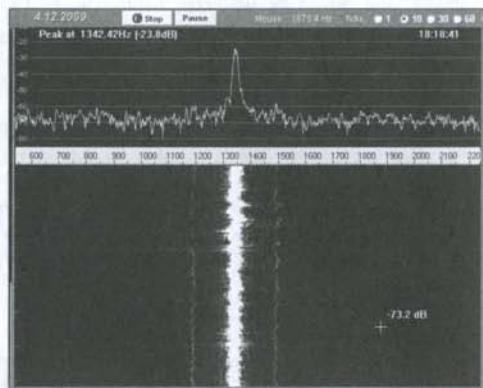


Fig. 10: 122GHz beacon signal on Spectran after locking to the 10MHz reference

After about 4 minutes the Rb standard BITE line TTL level changes from 1 to 0 showing that the 10MHz output is now locked. The MKU XO 1 PLL was locked to this 10MHz reference and the signal was stable on 141.3263889MHz. Without the reference connected the oscillator frequency gradually drifted from 141.326260 to 141.326244MHz. With the reference connected the frequency was stable after 20 minutes at 141.326392MHz, with a positive offset of 12Hz. As the counter was not connected to a frequency reference these values are relative. After about 20 minutes the counter showed 10.00000xMHz when counting the reference. As the oscillator signal multiplied by 864 gives the final frequency for the mixer, the final frequency should be $864 \times 12\text{Hz} = 10.368\text{kHz}$ high. In reality the 122.250GHz beacon signal was on 144.005MHz, thus only 5kHz high. This difference could also be caused by the synthesizer.

Immediately after locking to the reference (BITE TTL level 0) on Spectran an unusually stable signal was visible. See fig. 10. Compare this with the other pictures without the reference which show significant drift. Used LPRO-101 units are offered currently for 80 Euro on Ebay. It can be connected directly without any attenuator to the 10MHz input of the LO. I mounted it on a big heatsink to ensure good cooling. The power supply is 24V DC. Instead of using a DVM for checking the BITE TTL signal (LOCK or not LOCK), a circuit with just one IC driving an LED indicator can be built. This is published on the website of the San Bernardino Microwave Society (SBMS). The connectors for the LPRO module are available, but any necessary connections could also be carefully soldered and the cable secured. In any case a shielded cable should be used for the 10MHz signal.

Later I also tried a 10 MHz reference based on a Jupiter GPS RX. As the small GPS antenna was in the shack the result was not perfect, but it was also possible to lock the signal to GPS. However, the signal was shifting by 1 to 2 Hz causing the PLL to unlock or to produce a meandering signal. See fig 11.

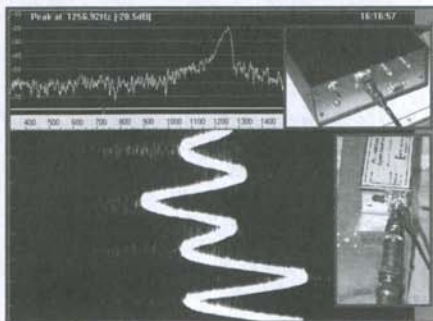


Fig. 11: XO 1 PLL with GPS locked reference but bad GPS reception

When the PLL unlocked the beacon signal jumped up by about 130kHz from 144.105MHz and then moved down slowly to the usual range without PLL lock of between 144.110 and 144.120MHz. In general a crystal heated non PLL locked XO 1 PLL DB6NT oscillator should be preferred to a GPS locked OCXO if there are not several satellites available providing a stable 10MHz signal. Otherwise the PLL stops working again and again. In the field with good GPS reception this should be no problem at all, of course. The following figure 12 shows the block diagram of my experimental RX converter version (10MHz reference is an option).

Aufbau eines 122,250 GHz - Empfangskonverters

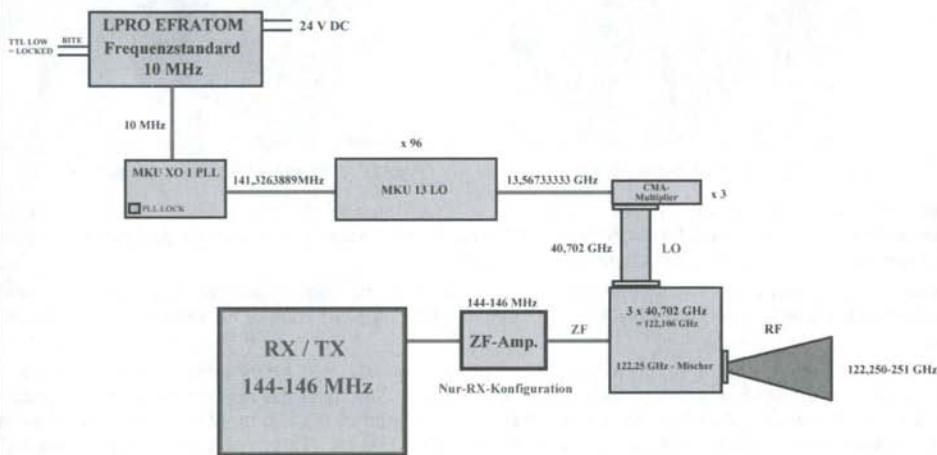


Fig. 12: Block diagram 122GHz RX converter

Table 3 shows alternative LO frequencies for different IF for a 122.25 GHz mixer:

IF	Mixer Frequency	LO-Frequency x 3 output CMA-module	e.g. DB6NT-LO + DB6NT XO
144MHz	122.106GHz	40.702GHz	13.56733333GHz
432MHz	121.818GHz	40.606GHz	13.53533333GHz
1296MHz	120.954GHz	40.318 GHz	13.43933333GHz

Table 3

E.g. for a beacon signal on 122.2505GHz, that will be produced with a CMA multiplier, an LO for 13.58338889GHz is needed. The signal is tripled by the CMA multiplier to 40.75016667GHz. After another tripling in the mixer/multiplier with the BAT15-099 122.2505GHz is obtained.

Often amateurs who are fascinated by microwave technique are afraid to start experiments as they believe that sub-millimetre dimensions must be adhered to exactly and they think that they don't have the necessary mechanical skills, materials and tools. Certainly very high precision is necessary for filters on the microwave bands, but as we can see from the above examples with waveguides and the BAT15-099 diode, which is not specified for these frequencies, some things work better than we might have dreamed.

Note: After I had tightened the screws of the top cover (the IF tuning screw is inside the top cover), it became obvious that this tuning screw needed to be screwed in less deeply for best RX level. Thus perfect ground connections are very important. Additional screws for the top cover would definitely improve this.

After many tests with much retuning of the micrometer heads I discovered that the headless set screws which held the micrometer heads in place became loose. The reason was the milled slot for the screws was slightly too large. A possible solution would be to carefully glue the screws with conductive metal glue and use a second headless screw to lock the first in place. If skill and tools are available, better machining would also be a cure. However, the first version of the mixer still works OK as the set screws can be retightened. Maybe a short thread could be tapped in the milled face that is intended for the micrometer head to obtain a more secure positioning. For a second mixer the slots for the micrometer screws were not milled but drilled out in steps of 0.5mm. With this one the micrometer heads always stayed tightly fixed without any backlash.



Fig. 13: Headless screw



Fig. 14: Milled cut for counter screw

There are also micrometer heads available with a thread on the shaft (e.g. "extra kleine Einbaumessschraube 0-5mm T310-05" from PT Onlineshop). Depending on the dimensions of the screw the mixer block would have to be adapted accordingly.

I found during further experiments that the IF tuning screw (sometimes I used even two of them) was of great importance even without supplying any IF as the TX signal level rose or fell depending on the screw position.

Another mixer with the same principle was built, but the dimensions ($l = 60\text{mm}$, $w = 42\text{mm}$, $h = 25\text{mm}$) were chosen in order to be able to screw the CMA multiplier directly to the box without any WG adapter. See fig. 15. This was planned as a low cost version and instead of the micrometer screws ordinary 4mm brass screws were used for the tuning. The hole for the UT-141 was opened out to 5.5mm diameter where the diode would be fitted as there had been problems because of the solder joint on the outer conductor of the UT-141. Now the insertion of the UT-141 was possible without any problem and without any pre-adjustment of the screws the mixer worked at first go and the beacon signal was immediately audible. All tuning screws were adjusted for maximum signal strength and locked with nuts. Tuning with brass screws is not as elegant and one has to twiddle a bit. However it works without problems and will be about 40 Euro cheaper. One also does not need to find a suitable WG for mounting the CMA multiplier.

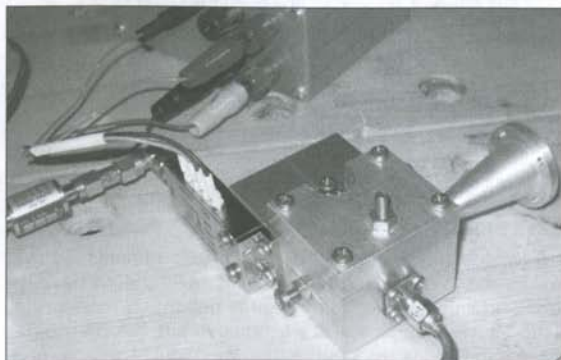


Fig. 15: Low cost version 122GHz mixer head, with multiplier directly mounted and brass screws

Hints for the mechanical construction of the mixer

After marking the drill-holes and the cavity milling the circular WG between LO port (left) and micrometer head (right) is first drilled 4mm. Then additional holes are drilled. (5mm at the multiplier input up to the middle of the AI block, 6mm for the end of the micrometer head, which is about 9mm long).

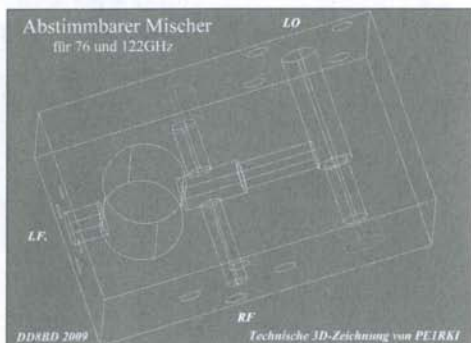


Fig. 16: 3D sketch of the block

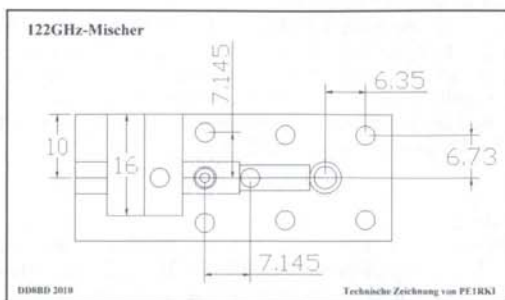


Fig. 17 a and b (right):
2D sketches of the block

A 4mm hole is then drilled to the middle from the IF side (front) up to the circular LO WG. This takes the UT-141 and is opened out to 5mm over a few mm where the UT-141 the circular WG meet in order to gain space for the BAT15-099 diode.

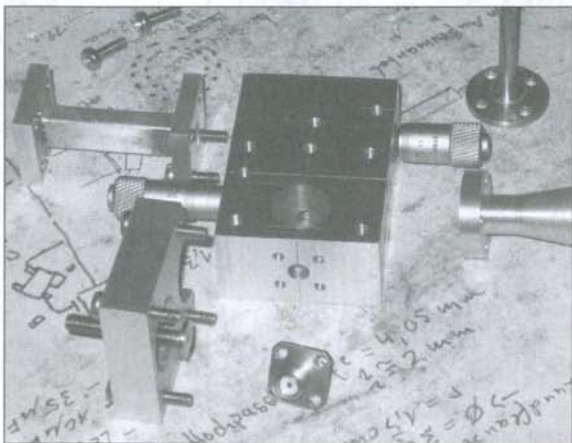
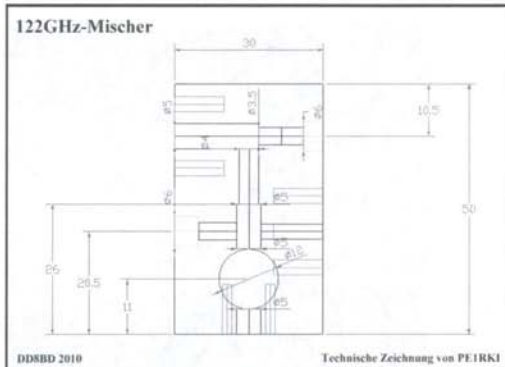
Next the 2mm or 3mm circular WG is drilled on the RF side (right) up to the middle of the Al block.

Then a 4mm hole is drilled from the left side, where the micrometer head for the RF WG short 141 and RF WG. Then a recess for the spindle of depth of about 9mm.

For the single SMA flange jack holes with 2.5mm threads have to be tapped. All other flange mounts (WG flange for LO input from CMA multiplier and WG flange for antenna output) are 3mm threads.

As mentioned above the CMA multiplier can be also mounted directly to the block.

The micrometer head and the piece of UT-141 are fixed with 3mm headless set screws. The necessary threads are drilled and tapped from the top of the block.



Finally a top cover of 10mm thickness is cut to shape and a 4mm thread is made for the tuning screw in the centre and also a 3 to 5mm deep recess is milled. Holes to access the headless screws which fix the UT-141 are also made into the top cover.

The top cover has four 3mm holes in the edges about 4mm away from the edge. Suitable threads are tapped into the block beneath. The inner conductor of the UT-141 is exposed by making concentric cuts with a sharp blade followed by opening the outer copper conductor with a file and stripping it back with side cutters.

Fig. 18: Parts for the 122GHz mixer

Bert, PE1RKI supplied nice 3D and 2D sketches of the mixer block which makes a building quite easy. See figure 16 and figure 17. Bert could also supply ready made blocks on request. Thank you, Bert!

Conclusion

The 122GHz mixer head presented here is an experimental project. One needs no stereo microscope, no tiny diode, no PCB and no silver conductive glue. First results with 40cm dishes over a 6m distance showed – with perfectly aligned antennas – a signal level of 80dB, so even greater distances should be possible, particularly as the feeds used were for 47GHz and 76GHz. The mixer head allows interested amateurs to become qrv experimentally on 122GHz with comparatively simple and manageable means.
73 Wolfgang Demmer, DD8BD

Literature

- [1] Experiments on 47 GHz: Simple sandwich mixer with BAT15-099 and WG port, Wolfgang Demmer, DD8BD, DUBUS 1/2009, page 78-85
- [2] Experiments on 76 GHz: Simple mixer and beacon head with BAT15-099 and WG port, Wolfgang Demmer, DD8BD, DUBUS 2/2009, page 68-77



Fig. 19: The 122GHz experiment

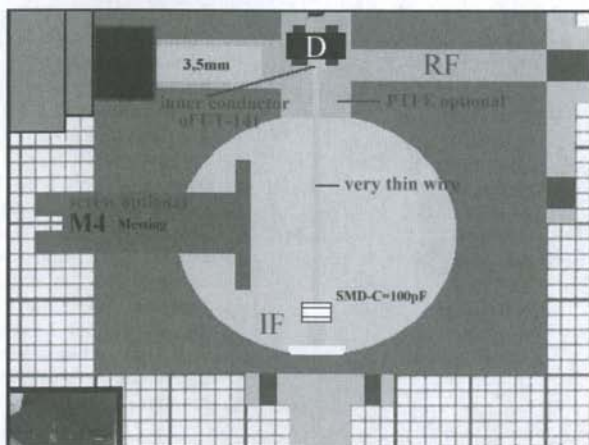


Fig. 20: Details inside the mixer block, the M4 tuning screw is an option

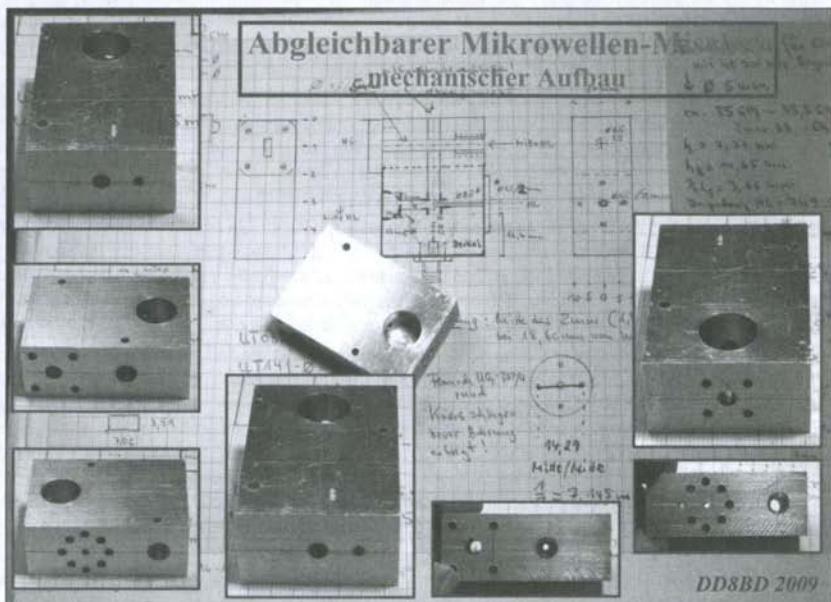


Fig. 21: Drilling the mixer block

Ein experimenteller abgleichbarer 122-GHz-Eigenbau-Mischer mit der SMD-Diode BAT15-099

– nachbaubar ohne Stereo-Mikroskop

von Wolfgang Demmer, DD8BD

Nach den positiven Erfahrungen mit verschiedenen abgleichbaren, experimentellen Eigenbau-Mischern für 47GHz beschloss ich, für 76GHz einen neuen Mischer zu bauen, dessen LO über einen Rundhohlleiter in einem Alu-Block eingekoppelt werden musste, da ein aktiver Vervielfacher vom Typ CMA-382400 verwendet werden sollte. Zwar hat der CMA-Multiplier einen rechteckigen Hohlleiter, doch hätte ich nicht gewusst, wie ich einen solchen Hohlleiter mitten im Alu-Block herstellen könnte. Also wurde eine 5mm-Bohrung anstelle eines passenden rechteckigen Hohlleiters gewählt. In diesem Alu-Block sollte sich auch ein Rundhohlleiter für die Einkopplung bzw. Auskopplung des 76GHz-Signals befinden. Die Hohlleiter sollten über einen abstimmbaren Kurzschluss verfügen. Außerdem sollte die ZF-Auskopplung wieder mit einer Schraube als Kondensator abgleichbar sein.

Wie schon bei vorhergehenden Experimenten reizte es mich, das nächste Mikrowellenband, dieses Mal 122,250 – 122,251 GHz, vielleicht auch zumindest ansatzweise im Rahmen von Shack-Experimenten erobern zu können. Aber nun zweifelte ich wirklich ernsthaft daran, dass eine antiparallele BAT15-099-Diode eine derart hohe Transitfrequenz haben würde, um mit dieser Diode einen Mischer für 122 GHz bauen zu können.

Zwar hatte ich mit kameradschaftlicher Unterstützung von Dietmar, DL2DR, meine BAT-15-099-Mischer erfolgreich in realen SSB-QSOs auf 47 und 76 GHz testen können, aber mit zunehmender Frequenz würden die Freiraumdämpfung und das Eigenrauschen des Mixers einem Erfolg auf 122 GHz keine Chance lassen.

Entgegen all diesen Argumenten beschloss ich, zumindest für einen schlichten Versuch den Rundhohlleiter für den RF-Input/Output nicht sofort für 76 GHz mit 3mm Durchmesser zu bohren, sondern zunächst nur mit 1,5 bis 2mm, je nach meinen technischen Möglichkeiten. Laut Berichten wäre ein Durchmesser von 1,6 bis 1,75mm für 122 GHz geeignet gewesen. Tatsächlich fand ich aber eine kommerzielle Werbung für Rundhohlleiter, in der von einem Durchmesser von ca. 1,91mm für den Bereich 115-140 GHz die Rede war. Da sollten 2mm Durchmesser auch noch möglich sein, dachte ich.

Wie meine anderen Mischer arbeitet auch dieser Mischer ohne Teflonplatte. Das 40,72-GHz-LO-Signal vom CMA-Multiplier wird mit einem kurzen Stückchen UT-141 Semi Rigid zum Hohlleiter für 122 GHz transportiert. Dort befindet sich am Ende des gebohrten Kanals für das Semi Rigid dann die Mischer-Diode, deren beide am Innenleiter angelöteten Beinchen in den 122-GHz-Rundhohlleiter schauen. Das Ende des Kanals, wo sich die Diode befindet, musste auf 4,5 bis 5mm aufgebohrt werden, da sonst die Diode keinen genügenden Platz gehabt hätte. Ein dünnes Litzendrähtchen führt dann zum 100 pF-ZF-Ein-/Auskoppel-C.

Ursprünglich wollte ich UT-085 verwenden und hatte schon ein Stückchen zugeschnitten, aber wie sich später herausstellte, klappt alles auch mit UT-141. Am UT-141 lässt sich die Diode doch leichter anlöten. Das Anlöten geschieht mit Hilfe einer dritten Hand und einer Stand-Lupe. Zunächst wird etwas Lötzinn auf den Rand des Außenleiters und auf den Innenleiter aufgebracht. Ein Zahnstocher, der an einer Seite plan geschnitten wurde, erhält einen kleinen Tropfen UHU o.ä. Man wartet, bis der Kleber angetrocknet ist und drückt dann den Zahnstocher mit der klebrigen Seite auf den „Puckel“ der Diode. Beide lässt man nun ein paar Minuten in Ruhe, bis die Klebeverbindung solide ist. Nun wird die Diode mit Hilfe des Zahnstochers in der einen Hand am UT-141 positioniert und mit einem vom Netz über einen Trafo getrennten, z.B. Weller- oder Ersä-Lötkolben, wie Ersä Multitip G 25, 6V, 25 Watt, angelötet. Die eine Seite mit zwei Beinchen an den Außenmantel und die andere Seite mit zwei Beinchen an den Innenleiter des Semi-Rigid-Koax.

Da nach meinen Erfahrungen eine gute Masseverbindung des Semi-Rigid-Stückchens sehr notwendig ist, wurde die Masseverbindung an zwei Stellen mit 3mm-Madenschrauben verwirklicht. Wahrscheinlich ist eine weitere Schraube sinnvoll. Eine alternative Lösung, eine 100%ige Masseverbindung zu realisieren, wird noch gesucht. Vielleicht ist noch ein dB herauszukitzeln. Ein Umwickeln des Koax-Stückchens mit Cu-Folie, so dass das Koax sich gerade in den gebohrten Alu-Kanal einschieben lässt, würde sich zum Beispiel anbieten.

Um eine feine Abstimmung der Hohlleiterkurzschlüsse für 40,7 und 122,250 GHz realisieren zu können, beschaffte ich die kleinsten gerade noch passenden Einbau-Mikrometerschrauben, die zu einem vergleichsweise günstigen Preis erhältlich waren (Lieferant www.mw-import.de), wenn man die Kosten mit den Preisen für professionelle Millimeterwellen-Bauteile und fertige Mischer vergleicht.

Der Preis für eine Einbaumessschraube liegt bei knapp 16 Euro, der Schraubentyp heißt Einbaumessschraube, Messbereich 0-6,5mm. Ich habe die plane anstatt der balligen Ausführung gewählt, das ist aber m.E. nach unerheblich. Ich bin mir sicher, dass auch handelsübliche Messingschrauben ihren Dienst tun und dabei noch eine bessere Leitfähigkeit haben. Auch kann man einen Teil des Gewindes abdrehen. Allerdings ist es für den Amateur nicht einfach, Feingewindeschrauben und entsprechende Gewindebohrer günstig oder überhaupt aufzutreiben.

Eine Frequenzaufbereitung MKU LO 13 opt. 01, 13GHz LO Baugruppe (13,56733333 GHz) und ein passender OCXO MKU XO 1 PLL – 141,3264 MHz, geeignet für den Anschluss an ein 10-MHz-Frequenzstandard, wurden von DB6NT, Fa. Kuhne electronic GmbH, bezogen. Dieses Konzept gilt für eine ZF von 144 MHz.

Als Testbake wurde ein von mir entworfener Multiplier, den dankenswerterweise Bert, PE1RK1, wunderbar realisiert hatte, zusammen mit einem HP 8671B-Synthesizer verwendet. Auch in diesem Multiplier steckt eine antiparallele BAT15-099! Da ich mittlerweile gelernt hatte, dass nicht alles unmöglich ist, was anderswo als völlig unmöglich beurteilt wird, hi, bestand ein wenig Hoffnung, dass der Multiplier mit der BAT15 zumindest ein ganz winziges Signal liefern könnte. Der Ansteuerpegel auf 12,2250 GHz betrug ca. 24 mW, wenn der Synthesizer in unregelmäßigem Betrieb verwendet wurde (soweit mein Flohmarkt-Milliwattmeter die Wahrheit erzählt). Im geregelten Modus sind es ca. 10 mW. Am Ausgang des Multipliers befand sich eine kleine konische Hornantenne für 47 GHz, der Rundhohlleiter des Multipliers in dieser Konfiguration hatte einen Durchmesser von 4,5mm, so auch das konische Horn. Bei erfolgreicher Verzehnfachung sollte - mit viel Glück - noch ein winziges Bakensignal auf 122,250 GHz zu hören sein, **wenn** die BAT-Diode im Baken-Multiplier und im Mischer mitspielen würde! Am Mischer wurde eine Hälfte eines für 76 GHz konzipierten konischen Horns mit 3mm-Rundhohlleiter verwendet. Der Test erfolgte ohne ZF-Verstärker!

Nun begann der Test: Beide Hornantennen wurden bis auf einen Millimeterabstand zusammengeschoben und ein Signal wurde gesucht. Nach kurzer Zeit fand ich bei 144,114 MHz ein winziges Signal, das aber auch eine Empfängerpeistelle sein konnte. Misstrauisch bewegte ich das Bakenhorn und stellte zu meiner Überraschung fest, dass der Signalpegel je nach Ausrichtung abfiel aber auch anstieg. Dann hielt ich meine Hand zwischen beide Hörner und das Signal verschwand. Nun wurden sämtliche Abgleichschrauben neu eingestellt, wobei ich erfahrungsgemäß die Abstimmungsschraube für die ZF-Leitung zuerst einregelte. Danach wurden alle weiteren Abstimmungsmöglichkeiten auf lautestes Signal eingestellt. Nun konnte ich die Testbake zunächst um 5cm, dann um 10cm und mehr entfernen, wobei das Signal nicht verschwand, sondern nur im Pegel abnahm. Auch bei einer Ansteuerung des Baken-Vervielfachers mit nur 10mW war das Bakensignal noch ganz leise zu hören.

Da es mir ungeheuerlich vorkam, dass entgegen aller Literatur mit einer „großen“ noch lötbaren SMD-Diode BAT15-099 der Empfang eines Signals auf 122 GHz möglich sein könnte, veränderte ich die Bakenfrequenz, indem ich den Synthesizer um 10 kHz verstellte. Und tatsächlich ergab sich eine Frequenzänderung im Empfänger von 100 kHz!

Ich rief Dietmar, DL2DR, an und gab ihm meine Frequenzwerte durch, mit denen ich die Vervielfachungsrate ermittelt hatte und bat ihn um freundlichen seelischen Beistand, da ich es immer noch nicht glauben konnte, dass mein Mischer tatsächlich auf 122 GHz funktionierte. Aufgrund der örtlichen Distanz Neuenhaus – Bergkamen konnten wir leider nicht zusammen auf den Erfolg anstoßen.

Zwei Tage später hatte ich Zeit für einen schnellen Test. Ein breitbandiger ZF-Verstärker wurde dazu angeschlossen. Über eine Distanz von einem Meter konnte ich mit dem Programm Spectran immer noch bis zu 36 dB an Signalpegel von der Testbake messen. Tatsächlich liegen die Pegel, wenn man mit Abschwächern misst, deutlich höher. Bei einer Distanz von 10cm lag der Pegel bei 50 dB. Ich bin gespannt, welche Optimierung durch den Einsatz größerer Hornantennen oder 40cm-Parabolspiegel erzielt werden kann.

Weitere Versuche u.a. mit einer 24-GHz-Hornantenne wie auch mit einer 76-GHz-Fresnell-Linse wurden durchgeführt – in Ermangelung bereitstehender Parabolspiegel für 122 GHz.

Obwohl die Fresnell-Linse für 76 GHz berechnet wurde, ergab sich durch ihren Einsatz eine Signalverbesserung. In einem Abstand von ca. 7,5cm wurde sie vor einem am 122-GHz-Mischer angebrachten Mini-Hörnchen, das für den Erreger eines 76-GHz-Parabols konzipiert war, platziert. Aber auch nur mit dem 2mm-Rundhohlleiter und seiner winzigen konischen Apertur ergab sich der gleiche Pegel! Bei einer Bakendistanz von einem Meter konnte mit einem 30 dB-Abschwächer ein Pegel von deutlich mehr als 30dB ermittelt werden! Spectran zeigte 30 bis 35 dB an Pegel an. Nach Absenkung des Ansteuersignals für den Bakenvervielfacher auf 10 mW konnten mit Spectran immer noch 15 bis max. 20 dB gemessen werden.

Einen Tag später wurde ein weiterer Test, diesmal mit einem konischen Horn, das für 76GHz ausgelegt ist, als 122-GHz-Antenne am Mischer über eine Distanz von einem Meter durchgeführt. Diese kleine Hornantenne kann auf 76 GHz ca. 20 dB Gewinn haben. Ihr Rundhohlleiter hat 3mm Durchmesser. Der Baken-Multiplier wurde mit 24mW angesteuert. Das Empfangssignal wurde in der ZF-Leitung mit insgesamt 50 dB abgeschwächt und mit Spectran konnte immer noch ein Pegel von 15 bis 17 dB ermittelt werden. Also betrug der Gesamtpegel ca. 65 bis 67 dB!

Anschließend wurde der Ansteuerpegel für den Baken-Multiplier auf 10 mW herunter geschaltet. In der ZF-Leitung wurde um 40 dB abgeschwächt. Spectran zeigte immer noch 8 bis 15 dB. Der Gesamtpegel betrug also ca. 48 bis 53 dB!

Hier eine vergleichende Übersicht über die Streckendämpfung auf verschiedenen Amateurbändern (144MHz, 47, 76 + 122GHz):

Distanz in cm/m/km	144 MHz, (dB)	47,088 GHz (dB)	Zusätzliche atmosph. Dämpfung ca. 0,3dB/km	76,032 GHz (dB)	Zusätzliche atmosph. Dämpfung ca. 0,7 dB/km	122,25 GHz (dB)	Zusätzliche atmosph. Dämpfung ca. 2,5dB/km
1cm		25,9		30,6		34,2	
10cm		45,9		50,1		54,2	
100cm=1m	15,6	65,9		70,1		74,2	
10m	35,6	85,9		90,1		94,2	
100m	55,6	105,9		110,1		114,2	
1000m=1km	75,6	125,9	+0,3= 126,2	130,1	+0,7 = 130,8	134,2	+2,5 = 136,7
10km	95,62	145,9	+3 = 148,9	150,1	+7 = 157,1	154,1	+25 = 179,1
50km	109,6	159,9	+15 = 174,9	164,1	+35 = 199,1	168,2	+125= 293,2
100km	115,6	165,9	+30 = 195,9	170,1	+70 = 240,1	174,2	+250= 424,2

Die Dämpfung durch atmosphärische Absorption für 122 GHz beträgt für 0 Meter ü.NN ca. – 2,5dB/km. Je nach Stärke eines Regenschauers kann zusätzlich zur Streckendämpfung eine Dämpfung von bis zu mehr als 50 dB pro Kilometer Funkstrecke auftreten. Bei leichtem bis schwerem Regen kann die Dämpfung mehr als 1 bis mehr als 10 dB/km betragen. Die weiteren Details des Aufbaus meines experimentellen Mischers kann man den Abbildungen entnehmen. Es sei noch einmal darauf hingewiesen, dass dieser Mischer nur für ein Experiment gebaut wurde. Dass er auf 122 GHz überhaupt irgendwie funktionieren könnte, war nicht erwartet worden. Es bestand nur ein winziges Fünkchen Hoffnung, dass so ein Experiment vielleicht doch klappen könnte. Ich bin aber ziemlich sicher, dass der Mischer auf 76 GHz bei Anschluss eines entsprechenden LO-Signals und entsprechender Vergrößerung des RF-Rundhohlleiters auf 3mm aufgrund seiner Abgleichmöglichkeiten prima funktionieren wird. Auch sollte sich dieser Mischer mitamsat LO gut eignen, um den Frequenzbereich eines Spektrum Analyzers zu erweitern (zuvor messen, ob nicht zu viel Pegel am ZF-Anschluss ansteht!). Die Preise für professionelle 76-GHz- und 122-GHz-Mischer, wenn sie überhaupt bei Ebay angeboten werden, dürften bekannt sein.

Dieser experimentelle Mischer in althergebrachter GHz-Klempnerweise wurde nicht für Wettbewerbe auf 122 GHz gebaut, aber er wird hoffentlich alle Freunde der Mikrowellen motivieren, mit eigenen Mitteln und Entwicklungen, soweit möglich, zu experimentieren, und vielleicht bei Einsatz größerer Parabolspiegel durchaus im Kilometerbereich für QSOs nutzbar sein, auch wenn ein bekannter Mikrowellenexperte einmal gesagt hat, dass die Freunde der Millimeterwellen die meiste Zeit QSOs mit sich

selbst führen, hi!

Errechnet man ein theoretisches Pegel-Budget aus den Versuchen, so ergibt sich bei der derzeitigen Antennenkonfiguration (Bake mit 47GHz-Hörnchen, Empfänger mit 76GHz-Hörnchen) ein Budget von maximal 141,2 dB. Theoretisch könnte damit eine Funkstrecke von fast 1 Kilometer überbrückt werden! Das sollte zum Nachbau anspornen!

Schließlich fand ich die Zeit für einen weiteren Test, bei dem ein 47-GHz-Mischkopf an einem 37cm-Parabolspiegel mit einem 47-GHz-Feed mit dem HP-Synthesizer auf 12,225 GHz als Bake für 122,25 GHz angesteuert wurde. Die Testdistanz betrug diesmal 6 Meter. Obwohl ich den Rundhohlleiter mit Feed auf die Polarisationssebene des Mischers einstellte, fand ich kein Signal... Zuvor hatte ich die bereits beschriebene Testkonfiguration mit konischen Hörnern über die Testdistanz von 6m angewendet und hatte Dutzende von Minuten damit verbracht, Bake und Empfänger auszurichten und das Signal zu suchen. Erst nach einem weiteren erfolglosen Versuch mit dem Parabol griff ich erneut zum Multiplier mit Hornantenne. Nur eine absolute Winzigkeit eines Signals, das weit unter 0 dB gelegen haben muss, veranlasste mich, meinen Computer mit der Spectran-FFT anzuwenden, um den vermeintlichen Hauch eines Signals entdecken zu können. Tatsächlich fand ich eine absolut winzige Spur, die völlig verschwand, wenn ich meine Hand vor die Hornantenne am Mischer hielt! Nun wechselte ich zurück zum Parabolspiegel. Nach einigem Hin- und Her gelang es endlich, ein deutliches Signal zu empfangen, das schließlich nach erneutem Abgleich einiger Schrauben mit Spectran gemessen einen Pegel von max. 40 bis 42 dB aufwies!

Aus Jux schloss ich eine der beiden Türen in der Teststrecke und zu meinem Erstaunen war das Bakensignal zwar viel schwächer, aber noch deutlich hörbar und in der FFT sichtbar! Das auf 122 GHz! Schließlich schloss ich die zweite Tür und konnte mit viel Mühe noch eine absolut winzige Spur, die immer wieder verschwand, im Wasserfall der FFT erkennen. In der Amplitudendarstellung war nichts mehr zu erkennen.

Die Streckendämpfung ohne Hinzurechnung atmosphärischer Dämpfung beträgt für eine Testdistanz von 6m auf 122 GHz ca. 89,76 dB. Somit entspricht der gesamte Pegel dieser Testkonfiguration 131,76 dB. Würde der Empfangsmischer mit einem gleichen 37cm-Parabolspiegel ausgerüstet, der bei einem angenommenen Wirkungsgrad von 55 Prozent auf 122 GHz einen (theoretischen) Gewinn von ca. 49 dBD hat, wäre im Vergleich zur konischen Hornantenne ein zusätzlicher Gewinn von wahrscheinlich 30 bis 34 dB zu erwarten (für die eigentlich für 76 GHz entwickelte Hornantenne am 122-GHz-Empfangsmischer werden max. ca. 15 dB theoretisch angenommen). Addiert man 34 dB zu dem Pegel der bisherigen Testkonfiguration, erhält man 165,76 dB. Dieser Wert entspricht einer Funkstrecke von max. ca. 6 km bei 2,5 dB/km Dämpfung durch atmosphärische Absorption.

Da es mir keine Ruhe ließ, welchen zusätzlichen Pegel ein Parabolspiegel am Empfangsmischer ergeben würde, baute ich den Mischer am nächsten Tag an ein 76GHz-Feed mitsamt etwas verbogenem 40cm-Spiegel an. Ein optimal arbeitender 40cm-Parabolspiegel kann auf 122 GHz bei einem 3dB-Öffnungswinkel von 0,38 Grad einen Gewinn von 49,8 dBD haben. Die horizontale wie vertikale Ausrichtung ist so kribbelig, dass schon bei 3 mm Versatz in der Vertikalen oder Horizontalen das Empfangssignal in den Keller geht! Wenn man Pech hat und alle provisorischen Hilfsmittel zur exakten Ausrichtung wie Bleistifte, Aluplättchen usw. beim Ausrichten oder durch einen versehentlichen Stoß gegen den Parabolspiegel weggerutscht sind und aufgrund der Frequenzdrift das Signal im Empfänger weggelaufen ist, hat man sich mehr als minutenlange Arbeit beschafft, alles wieder einzunordnen, hi. Nach ca. drei Stunden Arbeit, das Empfangssystem durch Einstellen des Feeds in den Brennpunkt, durch Einstellen des Subreflektors, durch immer wieder neues Ausrichten des Spiegels in der Vertikalen wie in der Horizontal (es geht dabei wie gesagt um ganz wenige Millimeter!) und durch wiederholten Neuabgleich aller Schrauben zu optimieren, glaube ich, die beste Einstellung erreicht zu haben und setzte nun Abschwächer in die ZF-Leitung, gleichzeitig lief die Spectran FFT.

Beim Einsatz von insgesamt 76 dB durch Abschwächer in der ZF-Leitung zeigte Spectran noch einen Pegel von 3 bis max. 6 dB. Somit betrug der Empfangspegel über die 6m-Teststrecke min. 79 dB. Bedenkt man, dass der Erreger für 76 GHz konzipiert ist und einen 3mm-Rundhohlleiter aufweist, ist das Endergebnis durchaus erfreulich. Wahrscheinlich lässt sich dieser Pegel durch Anwendung eines astronomischen Stativs mit seinen sehr feinen Einstellmöglichkeiten, wie es von den Hobby-Astronomen verwendet wird, noch verbessern. Somit kann nun durch den Einsatz des 40cm-Parabolspiegels ein besseres Pegelbudget errechnet werden: 89,76 dB als Streckendämpfung für die 6m-Teststrecke plus ca. 80 dB an Baken-Pegel ergibt ein Budget von ca. 169,76 dB. Damit könnte eine Funkverbindung über 6 Kilometer überbrückt werden! Das mit einer BAT15-Diode!

Die folgende Tabelle 2 gibt einen Überblick über Rundhohlleiter-Daten, aus denen hervorgeht, dass ein 3mm-Rundhohlleiter (siehe 76-GHz-Erreger am 122-GHz-Mischer) mit Verlusten eigentlich nur gerade noch bis 97 GHz verwendet werden kann.

Durchmesser in mm	Tiefste Frequenz in GHz	Höchste Frequenz in GHz	Noch nutzbar bis ...GHz Achtung, Verluste!
18	9.746	12.722	16.181
8	21.929	28.625	36.407
4,5	38.986	50.890	64.724
4	43.859	57.251	72.815
3,5	50.125	65.430	83.217
3	58.616	76.335	97.087
2,5	70.175	91.603	116.504
2	87.719	114.503	145.631

Tatsächlich aber funktioniert der 3mm-Hohlleiter noch auf 122 GHz, obwohl schon zwischen 76.335 und 97.087 GHz die Verluste stark zunehmen! Auch der kurze 2mm-Hohlleiter im 122-GHz-Mischer liegt schon außerhalb des nach üblicher Berechnung spezifizierten Bereichs und funktioniert grundsätzlich, aber sicher mit gewissen Abstrichen.

Um die PLL-Funktion des Quarzoszillators von DB6NT (MKU XO 1 PLL) nutzen zu können, wurde ein LPRO-101 Rubidium-Frequenzstandard für 10 MHz an den Referenzeingang angeschlossen. Im besten Fall soll damit eine Frequenzgenauigkeit und Stabilität im Bereich von $<5 \times 10^{-11}$ pro Monat erreicht werden. Dieser 10-MHz-RB-Oszillator arbeitet mit einer Rubidium-Lampe, die ein Signal bei 6,8xx GHz erzeugt, das als stabile Referenz dient. Eine komplizierte Schaltung stellt schließlich ein stabiles und genaues 10-MHz-Signal zur Verfügung.

Nach ca. 4 Minuten schaltet der BITE-Anschluss sein TTL-Signal von ca. 4,8 Volt auf ca. 0 Volt um und zeigt damit an, dass das 10-MHz-Signal nun gelockt ist. Der MKU XO 1 PLL verfügt über eine grüne LED, die aufleuchtet, wenn die PLL aufgrund des zugeführten 10-MHz-Signals ebenfalls gelockt ist. Nun stand das Oszillatorsignal quasi felsenfest bei 141,3263889 MHz. Ohne das RB-Frequenzstandard wanderte die Oszillatorfrequenz während der Aufwärmphase um ca. jeweils 1 Hz von 141,32626 bis 141,326244 MHz. Mit dem angeschlossenen Frequenzstandard lag bei meiner Gerätschaft das Signal nach ca. 20 Minuten konstant auf 141,326392 MHz, was einem positiven Versatz von 12 Hz entspricht. Da der Frequenzzähler aber nicht auch an ein Frequenzstandard angebunden war, sind die Frequenzangaben relativ. Nach gut 20 Minuten zeigte der Zähler dann 10,00000x MHz an. Da das Oszillatorsignal $\times 864$ die Endfrequenz für den Mischer darstellt, müsste die Endfrequenz $864 \times 12 \text{ Hz} = 10,368 \text{ KHz}$ zu hoch liegen. Tatsächlich aber lag das 122,250-GHz-Bakensignal bei 144,005 MHz, also nur 5 KHz zu hoch, was auch am Synthesizer liegen kann.

Sofort nach dem Locken des Frequenzstandards (TTL-Pegel an Bite = 0V) zeigte sich in Spectran ein ungewohnt stabiles Bakensignal (vergl. dazu die anderen Spectran-Abbildungen, die ohne Frequenzstandard eine deutliche Frequenzdrift zeigen).

Das LPRO-101 wird zur Zeit der Niederschrift in Ebay für 80 Euro gebraucht gehandelt. Es kann direkt ohne Abschwächer an den 10-MHz-Eingang des Quarzoszillators angeschlossen werden.

Um eine entsprechende Wärmeabfuhr zu garantieren, wurde das LPRO-101 auf einen großen Kühlkörper montiert. Die Spannungsversorgung beträgt 24 Volt DC. Anstelle eines DVM zur Kontrolle von BITE (LOCK oder Nicht-LOCK) kann eine Schaltung (nur ein IC) mit LED-Anzeige gebaut werden, die auf der Internet-Seite der San Bernardino Microwave Society, SBMS, herunter geladen werden kann. Zwar gibt es passende Stecker für den Anschluss des LPRO, man kann jedoch auch sämtliche notwendigen Anschlüsse vorsichtig anlöten und eine Zugentlastung der Leitungen vorsehen. Für die 10-MHz-Leitung sollte auf jeden Fall ein abgeschirmtes Kabel verwendet werden!

Tage später wurde ein durch einen Jupiter-GPS-Empfängerbaustein geregeltes 10-MHz-Frequenznormal probeweise an den XO 1 PLL von DB6NT angeschlossen. Da sich die kleine aktive Antenne (mit meterlangem nicht dämpfungsarmen Koaxkabel) im Shack befand und zahlreiche hohe Bäume den Empfang von GPS-Signalen dämpften, war nicht mit einem besonderen Erfolg zu rechnen. Grundsätzlich funktionierte aber auch diese Möglichkeit, den Grundoszillator zu stabilisieren. Nach einigen Minuten stand ein an das GPS-System gelocktes 10 MHz-Signal zur Verfügung, jedoch schwankte die Frequenz um 1 bis 2 Hz, was dazu führte, dass die PLL-Regelung entweder aussetzte oder aber ein meanderndes Bakensignal zu hören und mit Spectran zu erkennen war.

Setzte die PLL-Regelung aus, sprang das Bakensignal von 144,105 MHz um ca. 130 kHz hoch und sank dann wieder langsam auf den üblichen Bereich um 144,110 bis 144,120 MHz ohne PLL-Lock.

Grundsätzlich ist die Quarzheizung des nicht durch die PLL gelockten Oszillators XO 1 PLL von DB6NT einer Regelung durch einen per GPS gelockten OCXOs vorzuziehen, solange nicht mehrere Satelliten zu einer stabilen 10-MHz-Frequenz führen, da es andernfalls immer wieder dazu kommt, dass die PLL völlig aussetzt. Im freien Gelände bei gutem GPS-Empfang sollte diese Art der Frequenzstabilisierung aber gut funktionieren.

Die folgende Abbildung zeigt den prinzipiellen Aufbau meines Experiments in der Konfiguration als Empfangskonverter (ein 10-MHz-Frequenzstandard ist optional).

Die Tabelle 3 zeigt alternative LO-Frequenzen für verschiedene ZF für einen 122,25 GHz Mischer:

Zwischenfrequenz	Frequenz im Mischer	LO-Frequenz $\times 3$ Output CMA-Modul	z.B. DB6NT-LO + DB6NT XO
144 MHz	122,106 GHz	40,702 GHz	13,56733333 GHz
432 MHz	121,818 GHz	40,606 GHz	13,53533333 GHz
1296 MHz	120,954 GHz	40,318 GHz	13,43933333 GHz

Für ein Bakensignal für z.B. 122,2505 GHz, das mit einem CMA-Multiplier erzeugt werden soll, benötigt man einen LO für 13,58338889 GHz. Das Signal wird vom CMA-Multiplier auf 40,75016667 GHz verdreifacht. Nach einer weiteren Verdreifachung im Mischer/Vervielfacher mit BAT15-099 erhält man 122,2505 GHz.

Ein von der Millimeterwellen-Technik faszinierter Funkamateure scheut sich oft, überhaupt praktisch mit Experimenten in diese Welt einzusteigen, da er glaubt, an jeder Millimeter-Maßangabe kleben zu müssen und das für sich mit seinen mechanischen Fähigkeiten oder Materialien und Werkzeugen nicht realisieren zu können. Sicher gilt eine hohe Genauigkeit bei z.B. Filtern im Millimeterbereich. Doch wie man am Beispiel der Hohlleiter und der eigentlich nicht mehr geeigneten Diode BAT15-099 sieht, geht manches im experimentellen Rahmen mehr, „als sich die Urväter hätten träumen lassen“!

Noch ein Hinweis: Nachdem ich mit Kraft die Deckelschrauben (im Deckel sitzt die „ZF“-Abstimmerschraube) angezogen hatte, ergab sich, dass diese Abstimmerschraube deutlich weniger tief eingeschraubt werden musste, um den besten Empfangspegel zu erzielen. Optimale Masseverbindungen sind also sehr, sehr wichtig! So würden zusätzliche Schrauben zur Halterung des Deckels die Masseverbindung sicherlich verbessern.

Nach den vielen Tests mit vielfältigem Neuabgleich der Mikrometerschrauben stellte sich heraus, dass sich durch die beim vielfältigen Einstellen entstehende mechanische Belastung der Messschrauben die Madenschrauben, mit denen die Einbaumessschrauben in ihrem Sitz gehalten werden, selbstständig etwas lösten. Ein Grund dafür war der zu lange vertikale Arbeitsweg des 6mm-Fräsers, mit dem der Sitz für diese Schrauben ausgefräst wurde. Dabei ruderte der Fräser anscheinend zu stark, so dass die Ausfräsung etwas größer wurde. Als nachträgliche Lösung ist ein vorsichtiges Einkleben mit leitfähigem Metallkleber zuzüglich kontermder Madenschraube zu überlegen oder aber eine exaktere Fräsung bzw. Bohrung vorzunehmen, wenn es das vorhandene Werkzeug und die Geschicklichkeit erlauben. Doch trotz dieser derzeitigen Handicaps funktioniert dieser experimentelle Mischer, denn die Madenschrauben – es können auch übliche Schrauben verwendet werden – kann man schließlich nachjustieren! Eventuell können auch ein planer Sitz oder ein kurzes Innengewinde in den Einspannschaft der Mikrometerschrauben gefräst bzw. geschnitten werden, die eine sicherere Halterung der Schraube ermöglichen.

Beim Bau eines zweiten Mixers wurde der Sitz für die Messschrauben nicht gefräst sondern gebohrt, wobei ich stufenweise in 0,5mm-Schritten voringing. Nun saßen die Messschrauben ohne Spiel fest in der Bohrung.

Im Handel sind auch Einbaumessschrauben erhältlich, deren Einspannschaft ein Gewinde aufweist, wie z.B. die „extra kleine Einbaumessschraube 0-5mm T310-05“ beim PT Onlineshop. Je nach Beschaffenheit solcher Messschrauben muss der Mischerblock entsprechend angepasst werden.

Wie sich bei weiteren Versuchen, bei denen die Testbake (47-GHz-Mischer bzw. Vervielfacher) neu abgeglichen wurde, herausstellte, hat die sogenannte „ZF“-Abstimmerschraube (in manchen meiner Mixer verwende ich auch zwei solcher Schrauben, die in eine ausgefräste Kammer eintauchen) auch bei Nichtanschluss eines ZF-Signales eine ganz bedeutende Funktion: Je nach Einstellung stieg oder fiel der Sendepiegel, obwohl kein Signal auf den ZF-Eingang/Ausgang gegeben wurde!

Es wurde dann ein weiterer Mischkopf nach dem gleichen Prinzip aufgebaut, die Maße (L=60mm, B=42mm, H=25mm) wurden aber so gewählt, dass der CMA-Multiplier direkt, also ohne Hohlleiter-Zwischenstück – angeschraubt werden konnte. Dieser Mischkopf war als Low-Cost-Version geplant und es sollten statt Mikrometerschrauben simple 4mm-Messingschrauben zur Abstimmung verwendet werden. Auch wurde der Kanal für das UT-141 an dem Platz, an der sich die Diode befinden soll, auf 5,5mm Durchmesser aufgebohrt, da zuvor bei einem weiteren Mischkopf wegen einer zu dicken Lötstelle am Außenleiter des UT-141 Platzprobleme aufgetreten waren, das Stück UT-141 ließ sich nur sehr schwer in den Kanal einschieben. Der Einbau des Semi Rigid funktionierte nun problemlos und ohne dass besondere Voreinstellungen bei den Abstimmerschrauben vorgenommen waren, funktionierte der Mischkopf auf Anhieb. Das Bakensignal war sofort zu hören! Alle Abstimmerschrauben wurden auf optimales Signal hin justiert und mit Muttern festgesetzt.

Die Abstimmung mit den Messingschrauben ist zwar nicht so elegant und eher eine Fummelarbeit, dennoch ist sie problemlos und um gut 40 Euro kostengünstiger. Auch muss man wegen des direkten Anschlusses des CMA-Vervielfachers nicht nach einem passenden Hohlleiter suchen!

Hinweise zu den mechanischen Arbeiten am Mischer

Nach Anzeichnen, Markieren und Körnen aller Bohrlöcher wie auch der Cavity-Ausfräsung wird zunächst der Rundhohlleiter zwischen LO-Anschluss (links) und Mikrometerschraube (rechts) mit 4mm vorgebohrt. Dann erfolgen dort die zusätzlichen Bohrungen (5mm bei Multiplier-Einkopplung bis zur Mitte des Alu-Blocks; 6mm für den Schaft der Mikrometerschraube, der ca. 9mm lang ist).

Danach wird mit einem 4mm-Bohrer mittig von der ZF-Seite (vorne) bis zum LO-Rundhohlleiter gebohrt. Später wird dieser Kanal für das UT-141 am Kreuzpunkt von UT-141-Kanal und RF-Rundhohlleiter wenige Millimeter auf 5mm aufgebohrt, um Platz für die am UT-141 angelötete Doppel-Diode BAT15-099 zu gewinnen. Nun wird der 2mm oder 3mm Rundhohlleiter auf der HF-Seite (rechts) bis zur Mitte des Alu-Blocks gebohrt. Danach muss zunächst mit 4mm von der linken Seite, wo die für den HF-Hohlleiter-kurzschluss benötigte Mikrometerschraube sitzt, bis zur Mitte zum Kreuzpunkt UT-141-Kanal/HF-Hohlleiter gebohrt werden. Schließlich wird der Sitz für den Schaft dieser Mikrometerschraube mit 6mm gebohrt, die Tiefe beträgt wieder ca. 9mm. Nur für die SMA-Flanschbuchse müssen 2,5mm-Gewinde vorgesehen werden, alle anderen Flanschbefestigungs-Innengewinde (Hohlleiterflansch für den LO-Eingang (CMA-Multiplier) und Hohlleiterflansch für die Antennenankopplung) erhalten 3mm Innengewinde. Natürlich kann man den CMA-Multiplier auch direkt anschrauben, wie oben erwähnt. Ich verwende jedoch bislang ein kurzes Hohlleiterstück als Übergang.

Sowohl die Mikrometerschrauben als auch das Stückchen UT-141 werden mit 3mm-Madenschrauben gehalten. Die dazu notwendigen Innengewinde werden von der Oberseite des Alublocks gebohrt und geschnitten. Schließlich wird ein Deckel z.B. von 10mm Stärke passend zugeschnitten und sowohl mit einem 4mm-Innengewinde für die mittig sitzende Abstimmerschraube als auch mit einer 3 bis 5mm tiefen Ausfräsung angefertigt.

Für die das Stückchen UT-141 haltenden Madenschrauben werden passende Löcher in den Deckel gebohrt, alternativ kann eine Bucht ausgefräst oder ausgebohrt werden. Der Deckel erhält in den Ecken vier 3mm-Bohrungen bei ca. 4mm Randabstand. Er wird passgenau auf den Block aufgelegt und mit einem 3mm-Bohrer können nun die Markierungen für die vier nötigen 3mm-

Innengewinde angezeichnet werden, die anschließend gekörnt werden.

Die beidseitige Freilegung des Innenleiters des UT-141 erfolgt z.B. durch konzentrisches Anschneiden mit einer scharfen Klinge und anschließendes Aufheilen des Kupfer-Außenleiters und Abziehen des Materials mit einem kleinen Seitenschneider. Bei der Verwendung eines kleinen Rohrschneiders wäre zu beachten, dass dabei der Außenmantel etwas in Richtung Innenleiter eingedrückt wird und somit sich die Impedanz ändert. Allerdings kann man den eingedrückten Teil des Innenleiters vorsichtig wegfeilen.

Bert, PE1RKI, war so freundlich, technische Zeichnungen in 3D und 2D über den inneren Aufbau des Mischers anzufertigen, so dass ein Nachbau leichter fällt. Soweit es seine Zeit zulässt, ist Bert auch bereit, den Alu-Block mechanisch vorzubereiten. Vielen Dank Bert!

Abschließende Bemerkung: Der hier vorgestellte 122-GHz-Mischkopf ist ein rein experimentelles Projekt. Zum Bau dieses Mischers benötigt man kein Stereomikroskop, keine mikroskopisch kleine Diode, keine Platine und keinen Silberleitkleber. Die ersten Testergebnisse mit 40cm-Parabolspiegeln über eine 6m-Distanz ergaben – bei genauester Ausrichtung der Antennen – mit ca. 80dB an Signalpegel, das größere Funkstrecken möglich sein müssen, zumal die verwendeten Feeds von 47- und 76-GHz-Gerätschaften stammten! Der vorgestellte Mischkopf ermöglicht interessierten Amateuren, mit vergleichsweise einfachen und beherrschbaren Mitteln sogar auf 122 GHz experimentell qrv zu werden! Vy 73 Wolfgang Demmer, DD8BD

Bildunterschriften:

Abb. 1: Masszeichnung des experimentellen Mischers für 122 GHz

Abb. 2: Mischerblock und Horn-Antennen

Abb. 3: Mischerblock mit CMA-Verfälfacher und Hohlleiter

Abb. 4: 122-GHz-Aufbau auf dem Tisch

Abb. 5: 122-GHz-Bakensignal in Spectran (1m Abstand, mit 40dB Abschwächer in der ZF)

Abb. 6a: 122-GHz-Bakensignal - Abb. 6b: Bakensignal durch 1 Tür (oben) und 2 Türen (unten)

Abb. 7: 122-GHz-Station am Spiegel angeschlossen

Abb. 8: 122-GHz-Bakensignal nach 76dB Abschwächung in der ZF-Leitung

Abb. 9: LPRO in der Aufwärmphase

Abb. 10: 122-GHz-Bakensignal in Spectran nach dem Rasten auf eine 10-MHz-Referenz

Abb. 11: XO 1 PLL mit GPS-gerasteter Referenz, aber schlechtem GPS-Empfang

Abb. 12: Blockschaltbild des 122-GHz-Empfangskonverters

Abb. 13: Madenschraube

Abb. 14: Ausfräsung für die Konterschraube

Abb. 15: Funktionierende Low-Cost-Version des 122GHz-Mischkopfes mit Messingschrauben

Abb. 16: 3D-Masszeichnung des Blocks

Abb. 17 a und b: 2D-Masszeichnungen des Blocks

Abb. 18: Teile des 122-GHz-Mischkopfes

Abb. 19: Das 122-GHz-Experiment

Abb. 20: Details im Inneren des Mischerblocks, die M4-Abstimmerschraube ist optional

Abb. 21: Bohrungen im Mischerblock

1.3GHz Transverter MKU 13G2B

by Michel Kuhne, DB6NT

Introduction

The new transverter-kit for 23cm represents the current status of amateur radio in the field of microwave technology. Revised by DB6NT, this transverter features excellent technical data and is suited for portable or stationary activities due to its small mechanical dimensions. By the use of additional power amplifiers this transverter module can be upgraded to a high performance transmit / receive system for 23cm. All well-tried functions and features of the previous transverters are included.

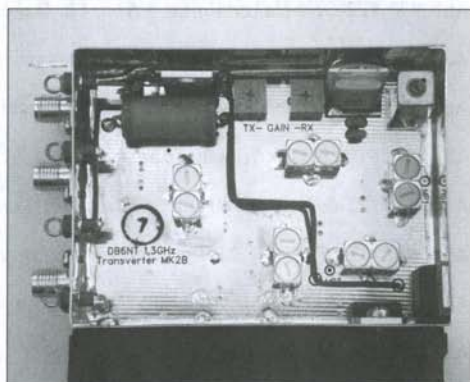
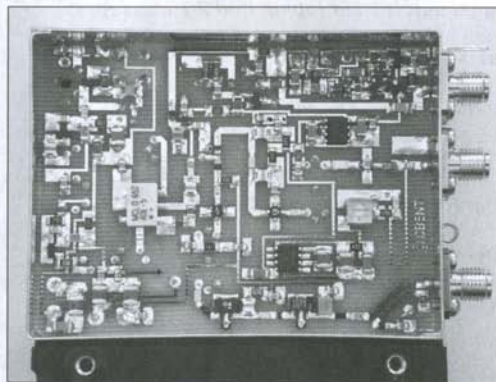
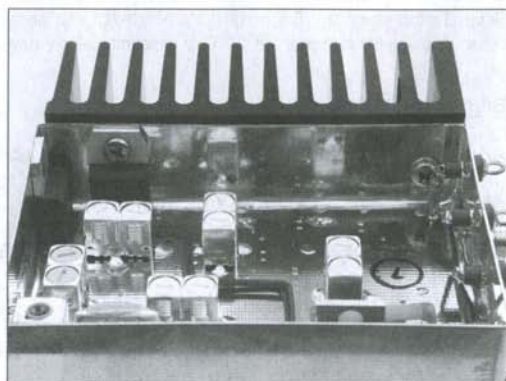
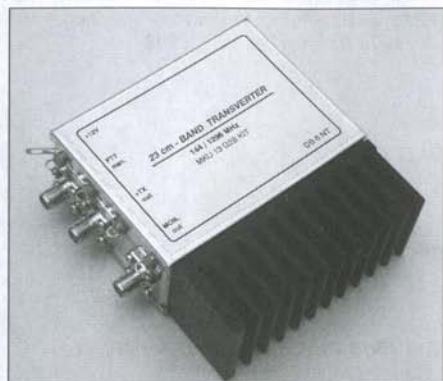


Fig. 1 to 4 show different views of the ready 23cm transverter

These transverter kits are especially made for the 'normal' radio amateur who wants to build high quality microwave equipment by himself. This kit has been assembled many times, so the reproducibility of the design is assured. We wish you good luck in 'homebrewing' the kit - but please read the following instructions very carefully!

This transverter is designed for converting the frequency range 144 ... 146MHz up to 1296 ... 1298MHz and vice versa. The circuit is built on gold-plated FR4 substrate, which is fabricated industrially and includes metallized through hole connections (vias). The receiver features a noise figure of typical 0.6dB NF (max. 0.8dB) and a gain of more than 20dB. Therefore an additional LNA is not necessary. If an LNA is used, the receive gain of the transverter can be reduced by the potentiometer 'RX-Gain'. The transmitter achieves an output power of 400mW in the frequency range of 1296 ... 1298MHz @ 144MHz IF. Spurious rejection is better than 60dB, harmonic rejection is better than 40 dB. When using this transverter module without an external power amplifier an external harmonic filter should be used. The output power is adjustable continuously in the range 10 ... 400mW by varying the gain with the

potentiometer 'TX-Gain'. This output power level is sufficient for driving a MOSFET power amplifier or one to four power modules RA18H1213G (Mitsubishi).

The IF power has to be in the range of 0.5 ... 3W and must be customized by the potentiometer 'TX-Gain' (adapting a resistor allows the use of less than 10mW). The applied power shouldn't be too high to avoid unwanted warming effects of the unit due to IF power dissipation. The complete circuit including IF-Switch, T/R-control and LO unit is built on a single board and accommodated in a tin-plate box (55x74x30 mm). See fig 1, 2, 3 and 4. For tuning only a simple DC voltmeter is required. All filters are helical filters with restricted tuning range, so tuning on 'false' resonance impossible.

Description

The proven Colpitts oscillator for 96MHz uses the FET SST310 in a grounded gate circuit. The frequency is adjusted by the ferrite tuning screw of the coil. The precision crystal heater QH40A mounted on the 40° C thermostat crystal stabilizes the crystal's temperature and keeps the frequency drift in limits. Extra pads are provided for fitting additional capacitors which can be selected for temperature compensation. For normal operations in a restricted temperature change environment the stability is sufficient. But for more serious work an external OCXO (1mW) or the PLL-stabilized oscillator MKU XO 1PLL with 96.000MHz is required. This external signal can be fed in at the source of the SST310, as indicated in the circuit diagram. In this case the crystal and the heater have to be replaced by an additional SMA female connector.

The oscillator is followed by a quadrupler to 348MHz which utilises a BFR92P transistor. The fourth harmonic is filtered by a helical filter and drives the tripler with the BFG93A. The output filter selects the harmonic at 1152 MHz. The power at this point is around 5mW (7dBm). The IF signal is conducted from the mixer to the common IF connector via separate adjustable attenuators for RX and TX which are switched by pin diodes BAR64-03W. A voltage of at least +9V (which can be supplied by a FT290R for example) activates the T/R-switching. Other brands of 2m transceivers have to be modified accordingly. Whilst this method of T/R-switching via the IF coaxial cable is quite elegant, also a separate method via the PTT-manual input can be accomplished. An extra output is fitted for TX+, which can be used for external coaxial relays or PAs. This output must be guarded by a 0.63A fuse - it's not safe in case of short circuit! Many coaxial relays have a too low isolation between the ports during the change-over. If the power amplifier (in a transmit-receive system) is switched too early, this may lead to damage or destruction of the input transistor in the preamplifier or converter. With a sequence controller, this trouble can be avoided. The sequence controller provides a control signal for the coaxial relay and it switches the voltage supply for the power amplifier. There is a time delay between the two signals to guarantee safe switching. Fig. 7 and fig. 8 show the block and circuit diagrams.

The RX-chain uses a HEMT-FET amplifier and a MMIC as second stage. This combination provides an overall gain of >30dB, which makes an extra IF-amplifier unnecessary. The received signal enters the MGF4918D via a 8.2pF capacitor. The stages are coupled with the helical filter F4. The second stage is an ERA8-SM which is coupled to the mixer via the PIN-diode switch and the second helical Filter F3. Beyond the PIN-switch and the helical Filter F3, which is used both for receive and transmit, a ERA 3-SM MMIC drives via a second helical filter F5 the preamplifier GAL14 and the power amplifier AH102A. This amplifier delivers 400mW output power. A directional coupler with a BAT15-03W Schottky diode provides a monitor DC voltage of the RF output power.

Construction

To achieve a successful construction of this transverter the builder has to have experiences in the use and handling of SMD-parts. Furthermore experiences with smaller projects in microwave circuits are valuable. In any case the construction of this transverter is not a beginners project. The usual ESD protection provisions should be obeyed.

Construction Steps

- Solder the walls of the tinplate box and trim the PCB for fitting into the tinplate box.
- Mark the holes for the SMA-connectors and feedthrough capacitors
- Drill holes for SMA-connectors and feedthrough capacitors.
- Solder PCB into the box. Use a 10.2mm high piece of wood as a ruler to find the right height adjustment.
- Insert the 7809 (B) regulator into the PCB (remove the middle pin of the regulator!). Drill two holes for the heatsink and one hole for the regulator into the side wall of the box. The heatsink should be in the mid of the PCB. Diameter of the holes is 3 mm.
- Mount the parts onto the PCB. Mount the feedthrough caps. Solder the helix filters. Solder the

regulator 7808 (A) with its heatsinks to the wall of the tinplate box. The FET 08P06P should be fitted to the PCB by holding it tightly down and soldered. Clean the finished PCB with alcohol. The tuning screws of the resonators should be removed. Dry the module in a stove (1h at 80°C) or over night lying on a central heating.

g. At last mount the 7809 (B).

Alignment

The following steps are necessary for the alignment of the transverter:

- Apply 12V. Use a current limited ($<0.5A$) power supply. Check the voltages at the output of the fixed voltage regulators.
- Measure the collector voltage at the BFR92P (Testpoint M1). Turn the tuning screw of the oscillator coil until the decrease of the collector voltage indicates the proper oscillation. The measurement should read around 5.8V.
- Measure voltage at M2. Tune bandfilter F1 (348MHz) to minimum voltage (about 5.5V) at M2.
- Connect a dummy load or antenna to the input connector RX.
- Measure the drain voltage of the MGF4918D and adjust this voltage to 2V by the 1k pot. at the gate.
- Connect a 144MHz receiver at the IF connector. Turn the RX-Gain and TX-Gain pots fully CCW. You will observe an increase in noise level. By tuning the helical filters F3 and F4 you can maximise the noise output. If there is an indication of more than S1 at the 144MHz transceiver you should adjust the RX-Gain pot accordingly.
- Connect a 50 Ohm dummy load to the TX output. Switch the transverter to transmit by grounding the PTT input. Drive the transverter with 0.5 ... 3W on 144MHz. Measure the monitor voltage at MON OUT. It should read 2 ... 3V. Adjust TX-Gain pot to a reading of about 1V. Now the helical filter F5 and the LO-filter F2 can be readjusted to maximum output.
- Reduce the TX-Gain by clockwise rotation of the TX-Gain pot until the TX output starts to decrease. A value 80% of the maximum assures linear operation.
- Connect your antenna to RX input. Adjust the XO until a known beacon reads the correct frequency.
- Take low resistance carbonised foam and glue it into the bottom cover. This damps the resonance of the box. The heatsink should be mounted onto a chassis plate to further reduce the thermal resistance.

A 1.3 GHz coaxial relay must be used for RX/TX switch. Ready!

My special thanks to Friedhold DG0EG who made this transverter ready to go into production by his experience in assembly and many helpful suggestions. Furthermore I thank Lorenz DL6NCI who verified the reproducibility of the design by building this transverter.

Literature

- Transverter for 1.3 GHz by DB6NT, DUBUS 4.92 and Technik IV)
- 1.3 GHz Transverter MKII by DB6NT, DUBUS 2.2000 and Technik VI
- Download of the kit description: <http://www.kuhne-electronic.de>

Ready made modules and kits are available from KUHNE electronic GmbH, Scheibenacker 3, D-95180 Berg, Tel.: 0049 (0) 9293 800 939, Fax: 0049 (0) 9293 800 938, Email: info@kuhne-electronic.de
www.db6nt.de - All rights reserved to the author DB 6 NT Michael Kuhne. For operating the high frequency modules legal instructions have to be considered.

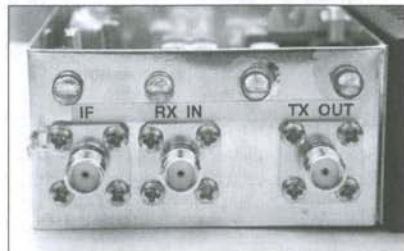
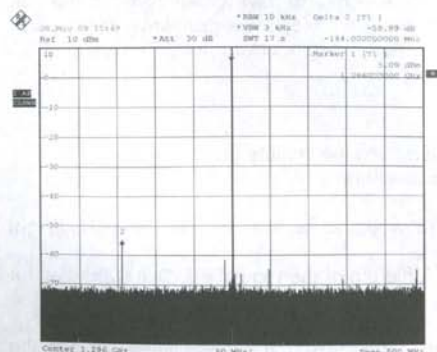


Fig. 5: 3 SMA jacks for IF in and separate RX and TX out

Fig. 6: 1296 MHz signal and LO suppression (2)

1296 / 144 MHz

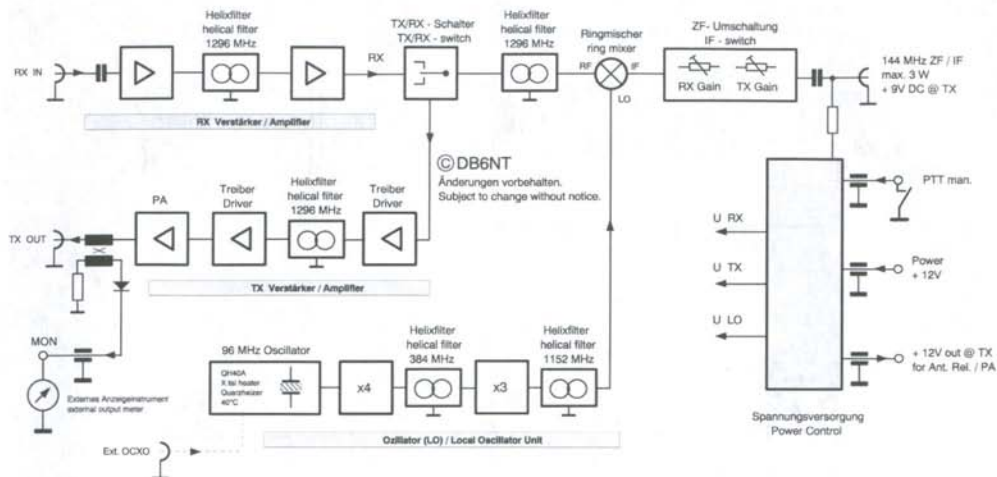
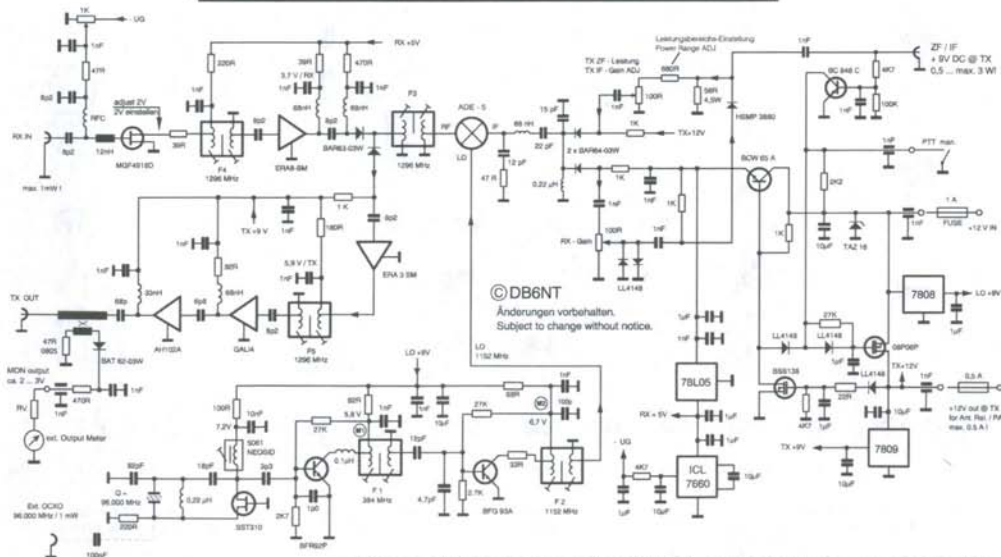


Fig. 7: Block diagram



Die Spannungs- und Leistungsangaben sind Messwerte der Prototypen. Die Angaben können durch Bauteiletoleranzen stark abweichen!
The specified values of voltage and power are measured at prototypes. Variations due to tolerances of parts might be possible!

Fig. 8: Circuit diagram

1,3 GHz Transverter MKU 13G2B DB 6 NT 20.05.2009

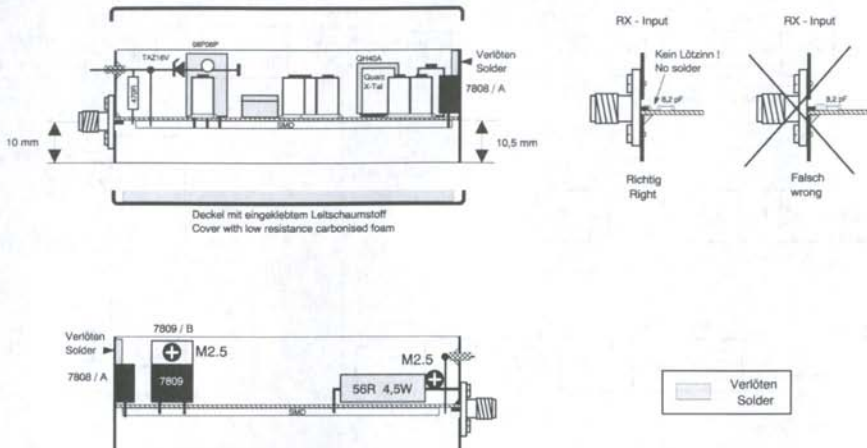
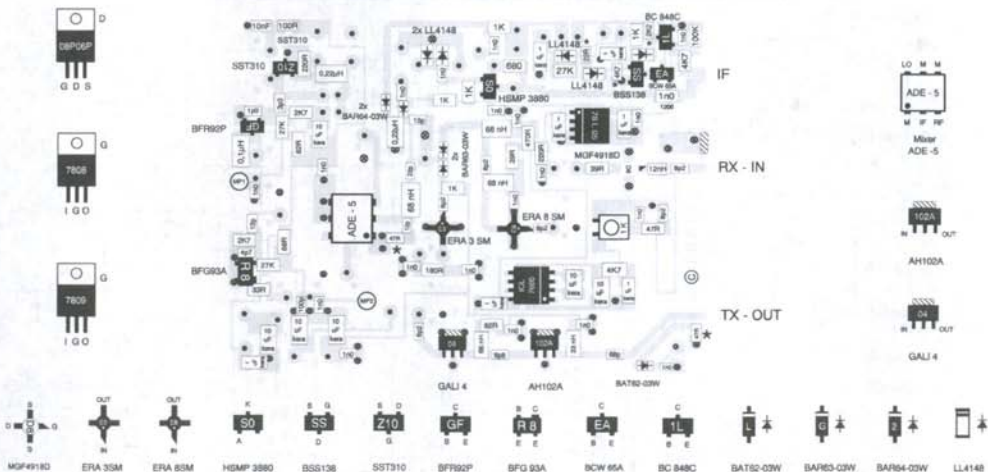


Fig. 9: Soldering instructions

1,3 GHz Transverter MKU 13G2B DB 6 NT 20.05.2009



⊗ Durchkontaktierungen
Through-connection

☼ Mit Gehäuserahmen verlöten
To solder with box

- Widerstand Bauform 0805
Resistor footprint style 0805



Important: only the pins indicate the correct transistor orientation. The orientation of the package marking may vary!
Wichtig: für die Anschlussbelegung sind nur die Pinbreiten relevant. Die Orientierung der Aufdrucke kann variieren!

Fig. 10: PCB with parts

Power Supply and Tuning Circuit Schematic

Power Input: +12 V POWER IN (Fuse 1A)

Voltage Doubler: TAZ16V

Oscillator: 08P06P

Resistors: 56R 4.5W, 100R, 100R, 36.0 MHz, 500R, 470R, 780R

Filters: F4 1200 MHz 5WV125050F 1305, F3 1200 MHz 5WV125050F 1305, F1 384 MHz 5WV125050A 384 A, F2 1152 MHz 5WV125050A 1152, F5 1200 MHz 5WV125050F 1305

Terminals: M2, M2.5

Notes: TX - GAIN - RX Gain max. = turn left

Leiterplatte sowie Festspannungsregler *A* mit Gehäuse verlöten
PCB and voltage regulators 7808 to solder with box

Fig. 12: Wiring and squencing the transverter

1.3-GHz-Transverter MKU 13G2B

von Michel Kuhne, DB6NT

Einführung

Mit dem neuen Transverter-Bausatz für das 23 cm Band präsentiert Kuhne electronic den aktuellen Stand der Mikrowellen-Amateurfunktechnik. Der von DB6NT überarbeitete Transverter bietet überzeugende technische Daten und eignet sich aufgrund der kleinen mechanischen Abmessungen hervorragend für den portablen oder stationären Einsatz. Durch den Einsatz geeigneter Leistungsverstärker lässt sich dieses Transvertermodul zu einem hochwertigen Sende- / Empfangssystem für das 23 cm Band erweitern. Sämtliche bewährten Funktionen der bisherigen Transverter wurden im neuen Design beibehalten.

Der hier beschriebene Transverter ist eine Weiterentwicklung der 1992 und 2000 veröffentlichten Schaltungen. Aufgrund der nicht mehr hergestellten Leistungsmodule der Firma Mitsubishi wurde das Sendeteil überarbeitet.

Die Schaltung ist auf einer vergoldeten FR4-Leiterplatte aufgebaut, welche industriell gefertigt und durchkontaktiert ist. Das Empfangsteil erreicht eine Rauschzahl von typisch 0,6 dB NF (max. 0,8 dB) bei mehr als 20 dB Verstärkung. Somit ist ein externer Empfangsvorverstärker nicht mehr erforderlich. Wenn ein Mastvorverstärker benutzt wird, kann die Durchgangsverstärkung des Empfangsteils durch den Einstellregler „RX-Gain“ verringert werden. Das Sendeteil erzeugt eine Ausgangsleistung von 0,4 W bei typisch 60 dB Neben- und 20 dB Oberwellenunterdrückung. Beim Betrieb ohne nachgeschalteter PA ist ein Oberwellenfilter erforderlich. Die Ausgangsleistung ist über die Durchgangsverstärkung kontinuierlich von ca. 10 mW bis 0,4 W einstellbar (TX-Gain) und reicht für die Ansteuerung von 1 ... 4 Mitsubishi Leistungsmodulen RA18H1213G oder einer MOSFET PA vollkommen aus.

Der Transverter ist für die lineare Umsetzung des 2 m Bandes in das 23 cm Amateurband (Schmalbandbereich 1296 ... 1298 MHz) konstruiert. Die Steuerleistung ist von 0,5 ... 3 Watt einstellbar (TX-Gain), durch Änderung eines Widerstandes sind auch Steuerleistungen <10 mW möglich. Die Steuerleistung sollte nicht zu groß gewählt werden um eine unnötige Erwärmung der Baugruppe durch die ZF-Verlustleistung zu vermeiden.

Der gesamte Transverter mit ZF-Umschaltung, Steuerausgang für Koaxrelais oder PA, Quarzoszillator und LO-Aufbereitung ist in einem Weißblechgehäuse mit den Abmessungen 55x74x30 mm untergebracht; ein Aluminium-Fräsgehäuse ist auf Anfrage erhältlich. Ein Abgleich durch aufwendige HF-Messtechnik entfällt, es ist lediglich ein Voltmeter erforderlich.

Schaltungsbeschreibung

Der bewährte Colpitts-Oszillator mit dem FET SST310 schwingt auf 96 MHz, die Frequenzeinstellung erfolgt durch den Ferritkern in der Oszillatorschleife. Ein auf den 40° C Thermostatenquarz aufgesteckter Präzisionsquarzheizer QH40A stabilisiert die Quarztemperatur und somit die Frequenzdrift. Durch Einbau entsprechender Kondensatoren (TK, im Schaltplan mit * gekennzeichnet) wird im Oszillator eine Temperatur-Kompensation erreicht. Die Stabilität reicht für normalen SSB / CW Betrieb völlig aus. Sollte eine sehr genaue und hochstabile Frequenz benötigt werden, ist an der im Schaltplan eingezeichneten Stelle ein externer „Ofenstabilisierter“ Quarzoszillator (OCXO) mit ca. 1 mW oder der PLL-stabilisierte Festfrequenzoszillator MKU XO 1 PLL für 96,000 MHz einzukoppeln. Dieser Oszillator ermöglicht die Anbindung an ein 10 MHz Frequenznormal. Wird ein externer Oszillator eingekoppelt, so sind Quarz und Präzisionsquarzheizer zu entfernen und eine weitere Buchse einzubauen.

Nach dem Oszillator folgt eine Vervierfacherstufe mit dem BFR92P. Über ein Helixfilter wird die Frequenz 384 MHz selektiert und auf den Verdreifacher mit BFG 93A gekoppelt. Nach einem weiteren Helixfilter, das auf 1152 MHz abgestimmt wird, gelangt das Signal auf den Ringmischer. Die erzeugte LO-Leistung beträgt ca. 5 mW. Das ZF-Signal wird über getrennt einstellbare Dämpfungsglieder für Sender und Empfänger geführt, die durch PIN-Dioden umgeschaltet werden. Die Sende-Empfangs-Umschaltung des gesamten Transverters erfolgt über eine Plusspannung bei TX auf dem ZF-Steuerkabel, wie es beim FT290R bereits eingebaut ist. Bei anderen Transceivern ist ein kleiner Umbau erforderlich (eine beim Senden verwendete +Spannung im 2 m Transceiver über einen 2k2 Widerstand auf die Ausgangsbuchse legen, fertig!). Diese Steuerung benötigt keine weiteren Steuerkabel und hat sich seit Jahren bestens bewährt. Des Weiteren ist aber auch die klassische Umschaltung mit PTT-Kontakt nach Masse möglich.

Die Betriebsspannungsumschaltung im Transverter erfolgt durch Transistoren. Die Schaltspannung des Senders ist herausgeführt und kann zur Steuerung von Koaxrelais sowie PA-Verstärkern verwendet werden (mit max. 0,5 A belastbar!). Dieser Ausgang sollte unbedingt mit einer Feinsicherung geschützt werden. Zur Steuerung von Endstufen und Antennenrelais wird ein Sequenzer dringend empfohlen. Viele Koaxial-Relais haben während des Umschaltvorganges (Sende-Empfangs-Umschaltung) eine zu geringe Entkopplung zwischen Sende- und Empfangskontakt. Wird beim Umschalten von Empfang auf Senden der Leistungsverstärker zu früh eingeschaltet, so kann das zur Zerstörung von Eingangstransistoren in Vorverstärker oder Konverter führen. Mit einer Sequenz-Steuerung kann dies verhindert werden. Die Sequenz-Steuerung liefert ein Steuersignal für das Relais und schaltet die Stromversorgung für den Leistungsverstärker. Die Signale werden zeitverzögert geschaltet, so dass ein sicherer Umschaltvorgang gewährleistet ist.

Das Empfangsteil besitzt eine HEMT-FET Vorstufe und einen weiteren MMIC mit einer Gesamtverstärkung von >30 dB. Dadurch wird kein weiterer ZF-Verstärker benötigt. Das über einen 8,2 pF Kondensator gekoppelte Eingangssignal wird dem rauschangepassten MGF4918D zugeführt. Danach folgt über ein Helixfilter F4 die zweite Stufe mit dem MMIC ERA8-SM. Über die RX-TX PIN-Diodenumschaltung und ein weiteres Helixfilter F3 folgt der Ringmischer. Über das auch für den Sende- und Empfangsteil verwendete Helixfilter F3 (nach dem Mischer) gelangt im Sendefall das TX-Signal auf eine MMIC Verstärkerstufe. Über ein weiteres Helixfilter F5 zur Nebenwellenunterdrückung wird das Treiber- und Endstufen-MMIC angesteuert. Zur Spiegelfrequenz-Selektion werden Helixfilter verwendet.

Am Senderausgang ist ein Richtkoppler mit Schottkydiode BAT62-03W eingebaut. Er ermöglicht über den MON-Pin (Monitoring - Überwachen) die Kontrolle der Ausgangsleistung anhand einer proportionalen Gleichspannung und erleichtert den Abgleich der Schaltung.

Aufbau

Zum Aufbau des Transverters sind Erfahrungen mit SMD-Bauteilen und deren Verarbeitung zwingend notwendig. Es sollte in keinem Fall das „SMD-Erstlingswerk“ werden, da Bauteile sehr kleiner Bauform zu verarbeiten sind. Ferner sollten Grundkenntnisse beim Aufbau von UKW Schaltungen vorhanden sein. Verschiedene Komponenten wie FET's sind statisch sehr empfindlich.

Es wird dringend empfohlen „ESD“ Schutzmaßnahmen beim Aufbau einzuhalten. Dazu gehört eine geerdete und temperaturgeregelter SMD-Lötstation sowie eine leitende und geerdete Arbeitsunterlage.

Aufbaureihenfolge

- Anpassen der Leiterplatten an das Weißblechgehäuse durch Anfeilen der Ecken.
- Anzeichnen der Löcher am Blechgehäuse für die SMA-Koaxbuchsen.
- Bohren der Löcher für Buchsen und Durchführungskondensatoren. M2 Gewinde für SMA-Buchsen. Kürzen des Innenleiters der SMA-Buchsen auf eine Länge von ca. 2,3 mm. Montage der SMA-Buchsen.
- Einlöten der Leiterplatte in das Gehäuse (siehe Zeichnung). Rundherum verlöten! Um einen gleichmäßigen Abstand der Leiterplatte beim Einlöten zu erreichen, hat sich ein 10,2 mm starkes Holzstück als Unterlage bewährt.
- Einstecken des Festspannungsreglers 7809 (B) in die Leiterplatte (vorher mittleres Beinchen des Spannungsreglers abbrechen). Anhand des Kühlkörpers und des Spannungsreglers das Blechgehäuse für die Bohrungen anzeichnen. Dabei sollte der Kühlkörper „mittig“ auf dem Gehäuse aufliegen, danach folgt das Bohren der zwei Löcher mit einem 3mm Bohrer. Die Spannungsregler bleiben zunächst unbestückt.
- Bestücken der Leiterplatte und Durchführungskondensatoren. Verlöten der Helixfilter, siehe Bestückplan. Der Festspannungsregler 7808 (A) wird mit dem Kühlflansch am Weißblechgehäuse verlötet. Dabei ist das mittlere Masseanschlussbeinchen abzubringen. Der FET 08P06P wird voll auf die Leiterplatte gedrückt und dann an den Beinchen verlötet, da sonst der Kühlflansch den Deckel berühren würde (Kurzschlussgefahr). Für die SMD-Bauteile sollte 0,5mm Lötzinn verwendet werden. Danach wird die Baugruppe in Alkohol (Spiritus) gewaschen. Sollte ein Ultraschall-Waschbad verwendet werden, so sind Quarz und Mischer erst danach einzulöten! Quarze sowie Mischer werden durch starken Ultraschall beschädigt. Trocknen bei ca. 80°C im Ofen (1 Std.) oder über Nacht auf einem warmen Heizkörper.
- Einbau des Festspannungsreglers 7809 (B).

Abgleich

- a. Anlegen der Betriebsspannung (+12 V) durch ein Netzgerät mit Strombegrenzung 0,5 A. Kontrolle der Betriebsspannungen an den Festspannungsreglern.
- b. Messen der Kollektorspannung des Vervielfachers BFR92P am Messpunkt 1. Eindrehen des Ferritkerns in die Oszillatorschule. Beim Anschwingen des Oszillators geht die Spannung auf ca. 5,8 V zurück. Zur Abstimmung ist unbedingt ein Schraubenzieher mit passender Schlitzgröße zu verwenden, da sonst Bruchgefahr für den Ferrit- bzw. die Keramikkerne besteht!
- c. Messen der Spannung am Messpunkt 2. Durch wechselseitiges Abstimmen des 384 MHz Bandfilters F1 wird auf minimale Spannung abgeglichen, ca. 6,7 V (maximaler Strom = optimale Ansteuerung). Die Keramikschrauben verursachen bei sehr häufiger Betätigung Metallabrieb auf ihrer Oberfläche. Erkennbar durch „ruppiges“ Abstimmverhalten. Der Belag kann mit Glasfaserstift entfernt werden.
- d. Anschließen einer geeigneten Antenne oder eines Abschlusswiderstandes an die Antennenbuchse des Empfangsteils. Messen der Spannung am Drainanschluss des MGF4918D Vorstufentransistors und Einstellen von ca. 2 V durch das 1 k Potentiometer am Gate des FET's.
- e. Anschließen eines 2 m Empfängers am ZF-Ausgang in Stellung SSB. RX- und TX-Gain-Potentiometer sind dabei auf Linksanschlag zu drehen (max. Verstärkung). Jetzt muss ein deutlicher Rauschanstieg im Empfänger zu hören sein. Durch wechselseitiges Abstimmen der Helixfilter F3 und F4 sollte auf maximales Rauschen und somit Empfangsverstärkung abgeglichen werden. Ist am Empfänger ein S-Meterausschlag von mehr als S1 zu erkennen, sollte die Verstärkung des Transverters mit dem RX-Gain Poti entsprechend angepasst werden. Damit ist der Abgleich des Empfangsteils abgeschlossen.
- f. Anschließen des Senderausgangs an eine geeignete Antenne oder einen Abschlusswiderstand. Transverter auf Stellung „Senden“ schalten. Ansteuerung durch ein 2 m Sendesignal mit 0,5 ... 3 W. Messen der Monitorspannung am Richtkoppler, es sollte eine Gleichspannung von 2 ... 3 V gemessen werden. Das entspricht bereits der vollen Ausgangsleistung. Diese Spannung ist der Ausgangsleistung entsprechend proportional. Zurückregeln der Monitorspannung auf ca. 1 Volt durch das Rechtsdrehen des TX-Gain Potentiometers. Jetzt erfolgt der Feinabgleich des Helixkreises F5 (1296 MHz) und des LO-Filters F2 (1152 MHz) auf maximale Ausgangsleistung.
- g. Einpegeln der Sendeleistung durch Drehen des TX-Gain Potis. Dabei ist die Monitorspannung zu messen. Es empfiehlt sich die Ausgangsleistung auf ca. 80% des Maximalwertes einzustellen, um somit im linearen Bereich des Transverters zu bleiben.
- h. Anschließen einer Empfangsantenne. Einstellen der Oszillatorfrequenz mittels einer Bake mit bekannter Sendefrequenz.
- i. Einkleben von niederohmigen Leitschaumstoff in den unteren Deckel des Gehäuses (dadurch werden Gehäuseresonanzen und somit Schwingneigungen verhindert). Einbau der Baugruppe in ein Gehäuse, wobei der Transverter zur besseren Kühlung auf das Chassisblech montiert werden sollte. Dafür sind im Kühlkörper entsprechende Gewindebohrungen vorgesehen. Eine gute Kühlung verhindert auch eine Frequenzdrift des Quarzoszillators. Ein geeignetes Koaxrelais dient zur Sendempfangsumschaltung. Fertig! QSO fahren!

Mein besonderer Dank gilt Friedhold DG0EG der durch seine „Aufbau“-Erfahrung und zahlreichen Anregungen entscheidend zur Serienreife des Transverters beitrug. Ferner bedanke ich mich bei Lorenz DL6NCI der durch „Nachbauten“ die 100% Reproduzierbarkeit der Schaltung bestätigte.

Literatur

- 1.) Transverter für 1,3 GHz by DB6NT, DUBUS 4.92 und DUBUS Buch IV)
- 1.3 GHz Transverter MKII by DB6NT, DUBUS 2.2000 und DUBUS Buch VI
- 3.) Download dieser Beschreibung: <http://www.kuhne-electronic.de>

Bausätze: KUHNE electronic GmbH, Scheibenacker 3, D-95180 Berg, Tel.: 0049 (0) 9293 800 939, Fax: 0049 (0) 9293 800 938, Email: info@kuhne-electronic.de, www.db6nt.de

Alle Rechte beim Autor DB6NT Michael Kuhne. Für den Betrieb von Send- und Empfangsanlagen sind die gesetzlichen Vorschriften zu beachten.

Abbildungen: Abb. 1 bis 4 zeigen den Transverter aus verschiedenen Richtungen. Abb. 5 zeigt die drei SMA-Buchsen für ZF und getrennten RX und TX-Ausgang. Abb. 6 zeigt das Ausgangssignal auf 1296 MHz und das LO-Signal (2). Abb. 7 zeigt das Blockschaltbild, Abb. 8 das Schaltbild. Abb. 9 gibt Anweisungen zum Einlöten. Abb. 10 zeigt die Platine mit der Bestückung, Abb. 11 wieder die Platine von oben mit Hinweisen zur Verdrahtung. Abb. 12 gibt Informationen zur Beschaltung mit Sequenzer und PA.

Wideband Power Detector to Control Microwave Stations

by Philippe Borghini, F5JWF

Introduction

Everyone knows the famous logarithmic detectors from Analog Devices. So many designs have been done with the well known AD8307. These kinds of circuits provide a DC voltage proportional to the RF signal expressed in dB. Analog Devices have recently expanded this detector family with the ADL5519 dual channel detector which is still usable at 10GHz [1]. Its enhanced linearity makes it also valuable as a good alternative to the old HP432 RF power probe to any Ham microwave labs.

The assembly presented below is a dual channel power probe using the ADL5519 with a digital control unit to measure the output power of microwave radio station.

Block Diagram

The particular interest of the ADL5519 is its wide bandwidth which is specified up to 8GHz, but still usable at 10GHz with reduced dynamic range. With two channels, it is possible to measure the power transmitted to the antenna and the reflected wave, to calculate the return loss and block the PTT when problems arise. As I originally designed it for my EME 13cm station, the module is installed at the antenna 30m away the shack and is controlled remotely by a serial interface (RS232 and RS485). The software is completely embedded so a simple VT100-compatible RS232 terminal allows the full control of the assembly. The unit also includes some additional features such as measuring the temperature of the PA using KTY silicon sensors and also measuring the power supply voltages.

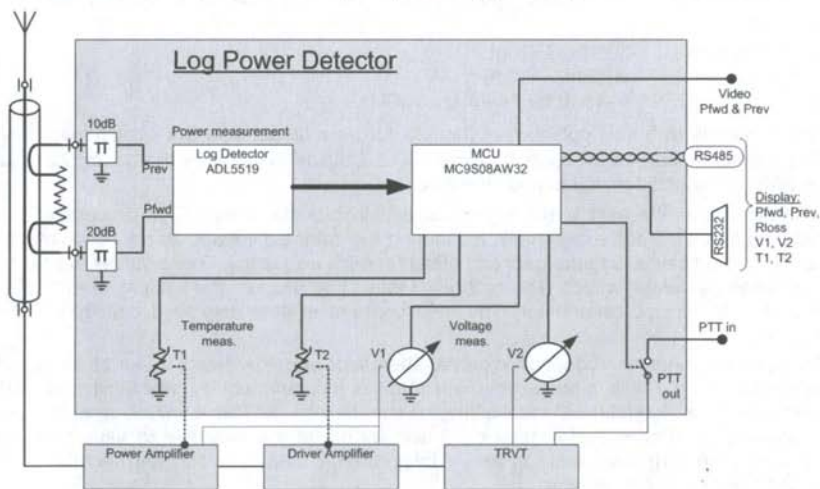


Figure 1: Block diagram with Logarithmic detector and Micro Controller Unit (MCU)

The RF coupler is external to the detector and can be made either with semi rigid coaxial cable or using a commercial device. The coupling factor is taken into account by the software and can also be included in the calibration process.

Linearity and dynamic range

Without calibration, the linearity of the ADL5519 is already excellent. The frequency behaviour is also fairly flat but a calibration specific to each frequency can improve the linearity a little bit. The dynamic range is about 50dB for an accuracy of ± 0.5 dB. Isolation between two channels is better than 40dB.

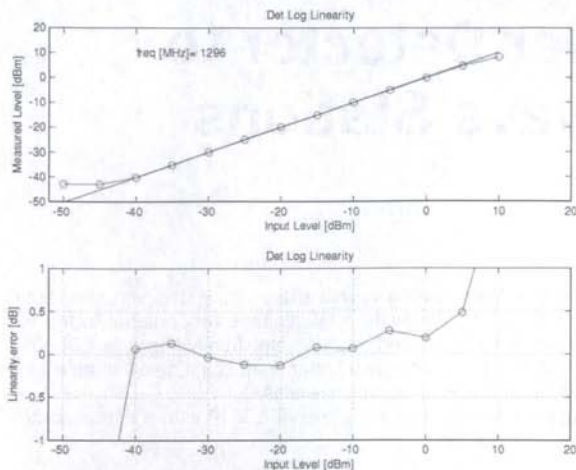


Figure 2 shows an accuracy of $\pm 0.1\text{dB}$ obtained at 1296MHz over a nearly 40dB range. The curves for other frequencies are quite similar and are available in the full article published in the excellent web site of F1TJJ [2].

Up to 8GHz, the dynamic range of 50dB is guaranteed; at higher frequencies the sensitivity decreases and more power is needed for the same detected voltage. The linearity is also a little bit degraded but the detector is still usable as PA controller. The input impedance of the chip is equivalent to a 2k Ω load in parallel with 0.6pF. Loaded with a resistance of 50 Ω on the input, we obtain an acceptable impedance match up to 2GHz but it degrades rapidly at higher frequencies.

Figure 2: Linearity at 1296MHz

The input attenuation pad can significantly improve the return loss and the broadband performance, so each input port has the option to install either one or two 10dB π -section attenuator pads, using 0402 SMD resistors for high frequency performance. These pads can shift the dynamic range upward by 10 or 20dB, increasing the compression point respectively to +10dBm or +20dBm. Obviously this comes at the expense of sensitivity. It is advisable to have at least 10dB to ensure good matching of the input. The maximum power rating of an attenuator with 0402 SMD resistors is around 100mW, and for higher input power there should be an external attenuator.

An optimum configuration in terms of dynamic range and sensitivity for return loss measurement is 20dB attenuation on the forward channel and 10dB on the reverse channel. This option gives the following dynamics:

Channel forward	-30dBm...+20dBm
Channel reverse	-40dBm...+10dBm
S11	< -15dB for 144MHz...10GHz

Note that 10dB seems to be an optimum of flatness for an attenuator in a π configuration using 0402 resistors; the resistor values are close to 70 Ω and 100 Ω . Outside these limits the behaviour of capacitive or inductive SMD packages dominates and introduces resonances.

A setup calibration finds the best linear regression to minimize the errors. This process is done by an external test bench outside of the assembly, measuring the detected voltage as a function of input power at about 50 points, and calculating the gain and offset for each frequency. These values are then stored in ROM and are used as default values. The calibration takes into account the linearity error of the detector and the imperfection of input attenuator. The measurement is then displayed directly in dBm on the terminal display.

For specific purposes (another frequency, external attenuator etc), the detector can be recalibrated from the VT100 terminal using a built-in procedure. This requires measuring only a few additional power points (max. 8 points) and the algorithm will recalculate the linearization fit. These values can also be saved in ROM and reloaded for further use. A total of 7 memory banks are available to save calibration data. A simple offset to the displayed value is also configurable to take into account such as a directional coupler factor or an external attenuator.

VT100 User Interface

Measurements of power, temperature and voltage are displayed directly on the terminal screen (VT100 emulation commonly available under any OS). The different functions are handled by the terminal and are summarized in the on-line Help. The Return Loss limit for example is configured with the terminal. Above this configured level (lower return loss, higher VSWR) the module opens a relay to block the PTT.

Two analogue outputs (one for each channel) giving an exact replica of the measured power are available as DC signals varying from 0 ... 5V over the total detector dynamic range. They can drive analogue meters or an external XY plotter. The RS232 port can also be used for an automatic measurement bench and the data can be transferred into third-party software.

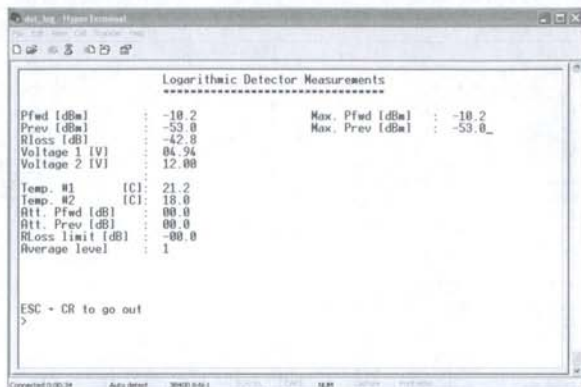


Figure 3: Main page on the RS232 terminal. Current and "max. hold" power is displayed in dBm. Station voltages and temperatures are displayed. The display is refreshed every 100ms.

Design and Layout

The schematic of the module is shown in Figures 4, 5 and 6. It is a very standard application of the detector and the MCU device and nothing special has to be said. Only a few additional circuits are needed to allow interfacing with outside world through a standard DB15 connector. External components can be seen to the right of the DB15 connector in Figure 6. These include the inputs for measuring two power supply voltages (the +12V DC rail which also powers the module itself, and also another independent input), the PTT interlock/alarm, the two temperature probes (NXP/Philips KTY series) and a control output for a cooling fan.

The layout is done on a double sided FR4 printed circuit board with plated holes of 0.8mm. The PCB can be soldered in a standard 74x74mm Schubert box as shown in Figure 7. Most components are SMD 0805 or 0603, and 0402 for the input attenuators.

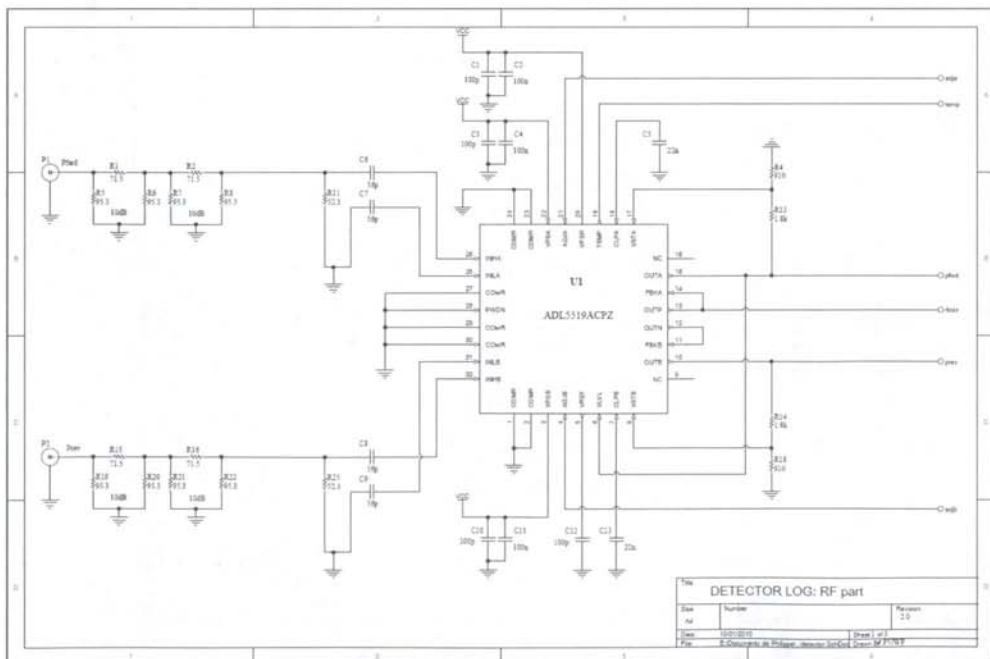


Figure 4: Schematic part 1: Detector with 10dB attenuator pads

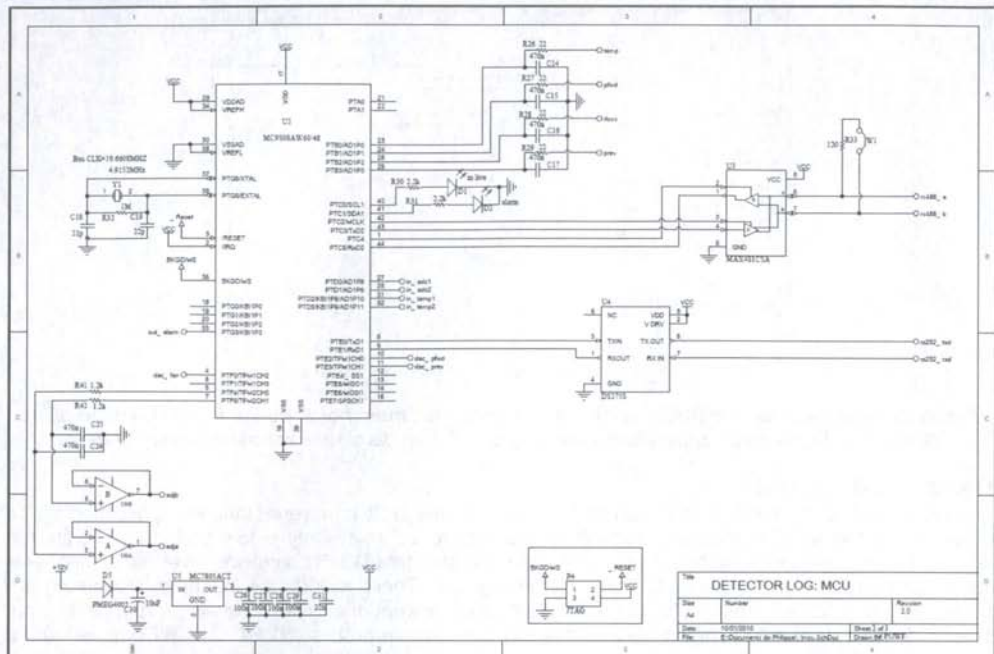


Figure 5: Schematic part 2: MCU with serial interfaces RS232 and RS485

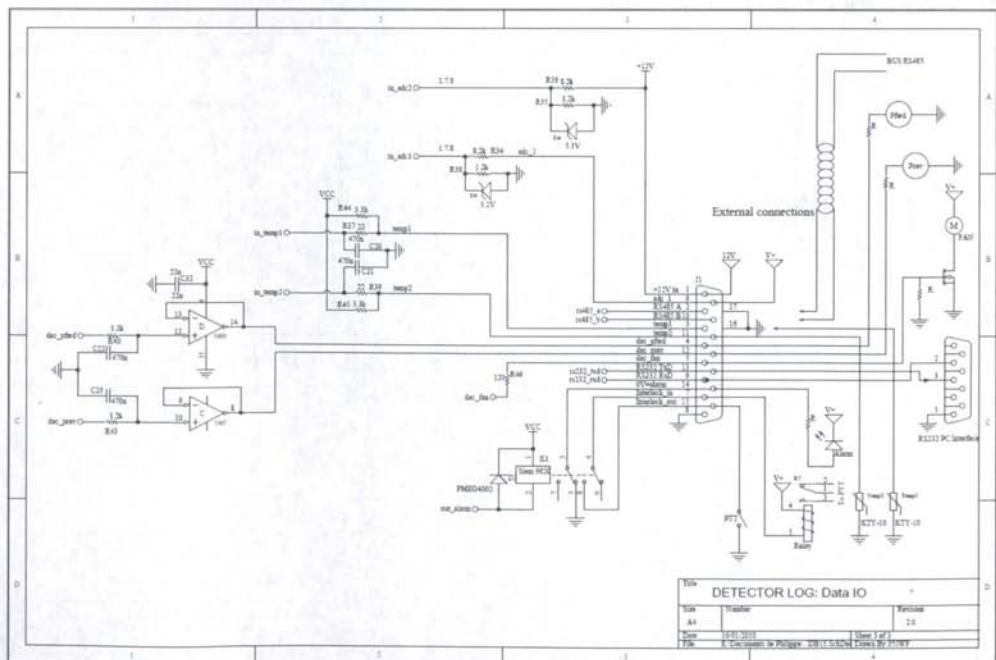
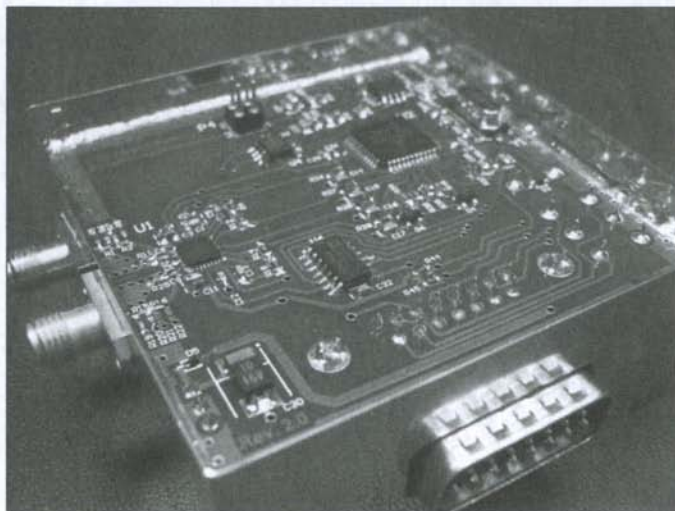


Figure 6: Schematic part 3: Interface components
Standard DB15 connector is used for control signals.



Conclusion

In terms of dynamics and accuracy, this detector is a good alternative at affordable price (similar to most sensors available at flea markets).

The PCB and the microprocessor programmed are available on request. A complete kit (possibly with some critical components already soldered) is under study depending on the interest. A great thanks to Stéphane F1TJJ for his efficient support during software design. The full description is available at:

<http://www.ham-hyper.com>. For more info: f5jwf@wanadoo.fr

Figure 7: Assembled PCB mounted in a 74x74mm Schubert box. The ADL5519 detector chip is located close to the SMA connectors and the MCU is in the upper right corner.

References

- [1] ADL5519 Data sheet and application notes (40 pages, 3MB):
http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADL5519.pdf
- [2] <http://www.ham-hyper.com>

Addendum

FEATURES

- Wide bandwidth: 1 MHz to 10 GHz
- Dual-channel and channel difference output ports
- Integrated accurate scaled temperature sensor
- 62 dB dynamic range (± 3 dB)
- > 50 dB with ± 1 dB up to 8 GHz
- Stability over temperature: ± 0.5 dB (-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$)
- Low noise detector/controller outputs
- Pulse response time: 6 ns/8 ns (fall time/rise time)
- Supply operation: 3.3 V to 5.5 V @ 60 mA
- Fabricated using high speed SiGe process
- Small footprint, 5 mm $\times$ 5 mm, 32-lead LFCSP
- Operating temperature range: -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$

APPLICATIONS

- RF transmitter power amplifier linearization and gain/power control
- Power monitoring in radio link transmitters
- Dual-channel wireless infrastructure radios
- Antenna VSWR monitor
- RSSI measurement in base stations, WLAN, WIMAX, radar

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

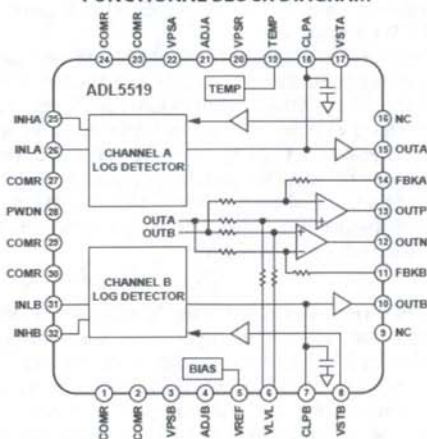


Figure 1.

Figure 8: ADL5519 data sheet extract

Breitband-Leistungsdetektor zur Überwachung der μ W-Station

von Philippe Borghini, F5JWF

Einleitung

Jeder kennt die berühmten logarithmischen Detektoren von Analog Device. Es gibt ja so viele Schaltungen mit dem bekannten AD8307. Diese liefern eine Gleichspannung, die dem HF-Signal in dB ausgedrückt proportional ist. Analog Device hat kürzlich seine Detektor-Familie durch den ADL5519 erweitert, der auch noch auf 10GHz einsetzbar ist. Die hier vorgestellte Schaltung beinhaltet eine 2-Kanal-Leistungssonde, die den ADL5519 verwendet. Damit wird eine Kontrollmöglichkeit für die Leistung einer Mikrowellenstation geliefert. Durch die verbesserte Linearität ist sie eine Alternative für den alten HP432-Leistungsmeßkopf in einem jeden Amateurlabor.

Blockschaltbild

Unser spezielles Interesse beim ADL5519 gilt der Bandbreite, die bis 8GHz spezifiziert ist. Der Chip kann aber bei reduziertem Dynamikumfang bis 10GHz verwendet werden. Mit 2 Kanälen kann die zur Antenne gesendete und die rücklaufende Leistung gemessen werden, um den Returnloss zu errechnen und die PTT zu sperren, wenn es Probleme geben sollte. Da ich die Schaltung ursprünglich für meine 13cm-EME-Station bestimmt hatte, wird das Modul mittels seriellem Interface (RS232 und RS485) ferngesteuert. Es befindet sich 30m vom Shack entfernt in der Antenne. Ein einfaches VT100-Terminal ermöglicht die komplette Kontrolle des Gerätes, da die ganze Software bereits eingebettet ist. Es gibt außerdem einige Zusatzfunktionen, wie die PA-Temperaturmessung mit KTY-Sonden und die Messung der Versorgungsspannung.

Abb. 1: Blockschaltbild - Logarithmischer Detektor und Micro Controller Unit (MCU)

Der Richtkoppler befindet sich abgesetzt von Detektor und kann aus Semirigid-Kabel gebaut werden oder es wird ein kommerzielles Produkt verwendet. Der Richtfaktor wird von der Software berücksichtigt und kann auch während des Kalibrierungsprozesses eingegeben werden.

Linearität und Dynamik

Bereits ohne Kalibrierung ist die Linearität des ADL5519 hervorragend. Der Frequenzgang ist ebenfalls ziemlich flach, eine spezifische Kalibrierung für jede Frequenz kann die Linearität aber etwas verbessern. Der Dynamikbereich beträgt etwa 50dB bei einer Genauigkeit von ± 0.5 dB. Die Isolation zwischen den 2 Kanälen beträgt mehr als 40dB. Abb. 2 zeigt eine Genauigkeit von ± 0.1 dB, die bei 1296MHz über fast 40dB erhalten wird.

Die Kurven für andere Frequenzen sehen ganz ähnlich aus und sind in der Langversion dieses Artikels veröffentlicht, die sich auf der exzellenten Webseite von F1TJJ befindet (<http://www.ham-hyper.com>). Bis 8 GHz ist ein Dynamikbereich von 50dB garantiert. Darüber nimmt die Empfindlichkeit ab und mehr Leistung wird für dieselbe Detektionsspannung benötigt. Die Linearität ist auch ein wenig schlechter, aber der Detektor ist immer noch gut zur PA-Überwachung verwendbar. Die Eingangsimpedanz des Chips ist äquivalent zu einer 2KOhm-Last parallel mit 0.6pF. Belastet mit einem Widerstand von 50 Ohm am Eingang, erhalten wir eine akzeptable Impedanz bis zu 2GHz, darüber aber tritt eine schnelle Verschlechterung ein. Der Eingangsabschwächer kann hier den Returnloss und die Breitbandigkeit entscheidend verbessern.

Abb. 2: Linearität bei 1296MHz

Das Layout beinhaltet zwei 10dB Dämpfungsglieder, die aus 0402-SMD-Widerständen bestehen. Diese Abschwächer können den Dynamikbereich um 10 oder 20dB erhöhen, bzw. den Kompressionspunkt um 10 oder 20dBm erhöhen. Das wird natürlich mit einer Einbuße an Empfindlichkeit erkauft. Es ist ratsam, wenigstens 10dB abzuschwächen, um eine gute Eingangsanpassung sicherzustellen. Die maximal zulässige Leistung des 10dB-Abschwächers aus den 0402-SMD-Widerständen beträgt etwa 100mW, darüber hinaus sollte ein externer Abschwächer verwendet werden.

Eine optimale Konfiguration bezüglich Dynamikbereich und Empfindlichkeit für die Returnloss-Messung besteht aus 20dB Abschwächung im Vorwärts-Kanal und 10dB im Rückwärts-Kanal. Dies ergibt folgende Dynamikbereiche:

Vorwärts-Kanal:	-30dBm...+20dBm
Rückwärts-Kanal	-40dBm...+10dBm
S11	< -15dB für f 144MHz...10GHz

Angemerkt sei, dass der Wert 10dB ein Optimum bezüglich der Flachheit eines Pi-Abschwächers zu sein scheint. Dieser Wert korrespondiert mit Widerstandswerten zwischen 70 und 100 Ohm. Außerhalb dieser Grenzen dominiert das kapazitive oder induktive Verhalten des SMD-Bauteils und führt zu Resonanzen.

Eine "Werks"-Kalibrierung findet die beste lineare Regression, um den Fehler zu minimieren. Dieser Prozess wird mittels externer Testbank außerhalb des Gerätes vorgenommen, wobei etwa 50 Meßpunkte genommen werden ($V_{detected} = f(Pin)$) und für jede Frequenz Verstärkung und Abweichung berechnet werden. Diese Werte werden ins ROM gespeichert und stellen die Standardwerte dar. Die Kalibrierung berücksichtigt den Linearitätsfehler des Detektors sowie die Unzulänglichkeiten des Eingangsabschwächers. Die Messung wird direkt in dBm im Terminal-Display angezeigt.

Für spezielle Zwecke (andere Frequenz, externer Abschwächer...) kann der Detektor durch den Nutzer durch eine im VT100 eingebaute Prozedur rekaliert werden. Das beinhaltet das Messen einiger Leistungspunkte (max. 8 Punkte) und ein Algorithmus wird die Linearisierung neu berechnen. Diese Werte können dann im ROM abgespeichert werden und für die weitere Verwendung neu geladen werden. Es stehen insgesamt 7 Speicherbänke zur Sicherung von Kalibrierungen zur Verfügung.

Ein einfacher Offset-Wert kann für den angezeigten Wert ebenfalls einprogrammiert werden, um Faktoren eines Richtkopplers oder externen Abschwächers berücksichtigen zu können.

VT100 User Interface

Die Messungen der Leistung, Temperatur und Spannung werden direkt auf dem Terminalschild angezeigt (VT100-Emulation, unter jedem Betriebssystem gebräuchlich). Die verschiedenen Funktionen werden mittels des Terminals bedient und in einer online Hilfe zusammengefasst. Die Grenze für den Returnloss z.B. wird mittels des Terminals eingestellt. Wird diese überschritten, wird ein Relais geschaltet, um die PTT zu blockieren.

Abb. 3: Hauptseite des RS232-Terminals. Aktuelle und "max. hold" Leistung werden in dBm angezeigt. Man sieht Stationsspannungen und Temperaturen. Alle 100ms wird aktualisiert.

Zwei analoge Ausgänge (einen für jeden Kanal), die eine exakte Abbild der gemessenen Leistung darstellen, sind mit DC-Signal zwischen 0 und 5V entsprechend des Dynamikbereiches verfügbar. Sie können ein analoges Instrument ansteuern oder einen externen XY-Plotter. Die RS232-Schnittstelle kann auch für automatische Messungen verwendet werden, Grenzen und Leistungspunkte können auch in externe Software überspielt werden.

Design und Layout

Die Schaltung der Module ist in Abb. 4 bis 6 gezeigt. Es handelt sich um eine Standardapplikation des Detektors und der MCU, wozu es nichts besonderes anzumerken gibt. Einige wenige Schaltungsteile ermöglichen das Interface zur Außenwelt. Das ganze Gerät braucht nur eine einzige 12V-Gleichspannungsquelle.

Abb. 4: Schaltbild, Teil 1: Detektor mit 10dB-Abschwächer

Abb. 5: Schaltbild, Teil 2: MCU mit seriellen Interfaces RS232 und RS485

Abb. 6: Schaltbild, Teil 3: Interface-Komponenten.

Ein Standard-DB15-Stecker wird für die Steuersignale verwendet. Rechts neben dem DB15 sieht man die externen Komponenten (KTY Temp.-Sonde, PTT-Relais...).

Die Schaltung ist auf einer gedruckten, doppelseitigen Platine (PCB) aus FR4-Material mit 0.8mm Löchern aufgebaut. Die Platine passt in ein Standard-Schubert-Gehäuse mit den Abmessungen 74x74mm. Die meisten Bauteile sind SMD 0805 und 0603 sowie 0402 für die Eingangsabschwächer. Hinsichtlich Dynamikbereich und Genauigkeit stellt dieser Detektor eine gute Alternative zu einem günstigen Preis im Vergleich zu den auf Flohmärkten erhältlichen Messköpfen dar.

Die Platine und der programmierte Prozessor sind auf Anfrage beim Autor erhältlich. Ein kompletter Bausatz (ggf. mit einigen kritischen Bauteilen bereits bestückt) könnte bei genügend Nachfrage angeboten werden. Bedanken möchte ich mich bei Stéphane, F1TJJ für seine effektive Hilfe beim Design der Software. Die komplette Beschreibung mit weiteren Diagrammen gibt es unter: www.ham-hyper.com. Kontakt und Anfragen an den Autor via Email: f5jwf@wanadoo.fr

Abb. 7: Die fertige PCB im Schubert-Gehäuse. Der Detektor-Chip ist nahe der SMA-Buchsen und die MCU sieht man in der oberen rechten Ecke.

432MHz EME with a small antenna

by Andreas Haefner, DJ3JJ

A lot of people would like to do EME but think they need a big antenna for this. In this article I show how to build up a small but competitive EME antenna, and what is important for success with a small station.

I chose:

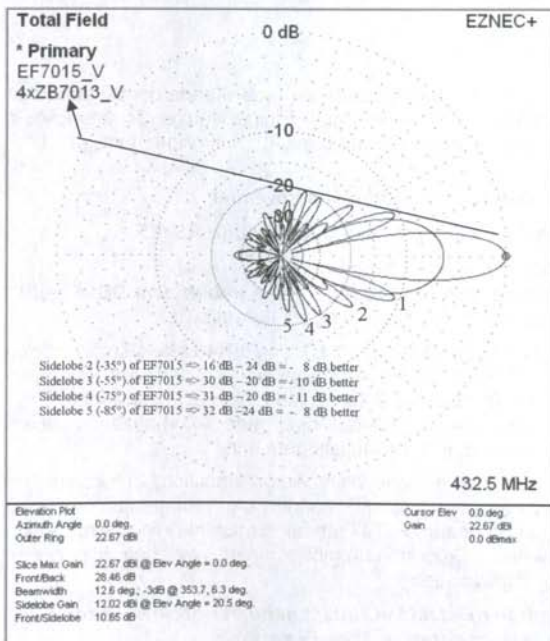
1. The maximum possible boom length without mechanical support which I decided 3.4m (4.9λ) with a 20 mm x 20 mm x 1.5mm boom.
2. Solid aluminium elements of 6mm diameter to reduce the wind load and allow easy screw fixing.
3. Elements mounted on top of the boom with commercial element holders.
4. Z = 50 Ohm to use an easy to build straight dipole.
5. Symmetrical dipole made from 1/2" cellflex cable.

Which antenna design was my first choice?

I started with a well known design from Martin DK7ZB. I built 4 x 13 element ZB7013 yagis with a boom 3m (4.32λ) long and about 20.5dBD gain. Stacking distances were 1.45m horizontally and 1.2m vertically. I could work some big guns like DL9KR, VK3UM and HB9Q but was not able to copy stations using 8 yagis or less or my own echoes.

Checking RX performance by sun noise

I started to check my RX performance by measuring sun noise. With my 4 x ZB7013 yagis and very short cables to the 4-way splitter I could measure 4.5dB sun noise at a solar flux index (SFI) of 68 and elevations > 30°. This is a very low figure for a 4 yagi system on 70cm. If you use the VK3UM EME Calculator and select a 4 yagi group with a gain of 20dBD and a preamp of 0.5dB NF you will get a result of about 8dB sun noise. So what is the reason for losing 3.5dB of RX performance?



How to find the reason for poor Rx performance

I was looking for the reason for this low sun noise and ran a simulation of my 4 x ZB7013 compared to a single EF7015 yagi. In fig. 1 you can see the vertical diagram of the 4 x ZB7013 compared to 1 x EF7015. As you can see the 1 x EF7015 has 5.5dB less gain but on the other hand it has a 8 to 11dB better side lobe suppression for side lobes above 30°. This is the reason, why the single yagi has a much lower antenna temperature. There is much lower ground noise pickup with this antenna. This means that with one EF 7015 you can copy EME signals with nearly the same signal strength as with the 4 x ZB7013 just because its cleaner pattern.

Fig. 1: Elevation pattern of 4 x ZB7013 with less suppressed sidelobes no. 1 to no. 5 vs. 1 x EF7015

I built up a single EF7015 (Fig. 2) and could measure a sun noise of 4dB at SFI 70 with the same preamp I used before (DJ9BV MGF1302, 0.5dB NF, 19dB gain). After that, I was listening to OH2PO via the moon and got a very nice CW audio copy with very low audio noise and much lower QRM from cable TV than before. See fig. 3.



Fig. 2: Single EF7015 for EME

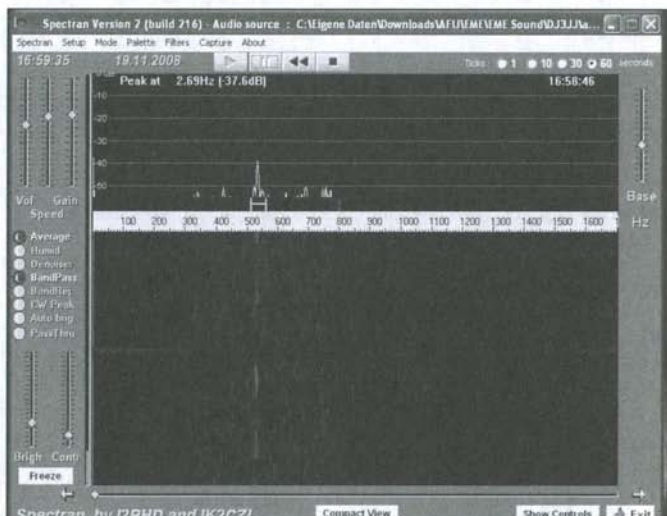


Fig. 3: 70cm EME signal from OH2PO on Spectran received with a single EF7015 yagi

Further increasing the RX performance

After this good result I built 3 more yagis to form a group of 4 x EF 7015 antennas. The vertical stacking distance was 1.4m and the horizontal was 1.45m. As you can see in fig. 4 this increases the gain by 5.81dB from 17.13dBi (15dBD) to 22.94dBi (20.8dBD). The suppression for sidelobes 3 to 5 reduces from -30dB to -25dB which is not an issue as long as the sidelobes are below -25dB. If you reduce vertical stacking from 1.4m to 1.2m you will have only 0.24dB lower gain but the first sidelobe will be reduced from -11.5dB to -16dB and sidelobes 3 to 5 will be again at the -30dB level. This is interesting if you have QRM from below (PC, WLAN etc.) and need better QRM suppression.

If you check your Rx performance with 4 of these yagis you should end up with a sun noise of 10dB with an SFI of 70. This is really a very good result for such a small antenna group and gives you the possibility of copying your own CW echoes with about 500W at the antenna under fair conditions at moon perigee. More details of this antenna can be found at: <http://www.yu7ef.com/ef7015.htm>

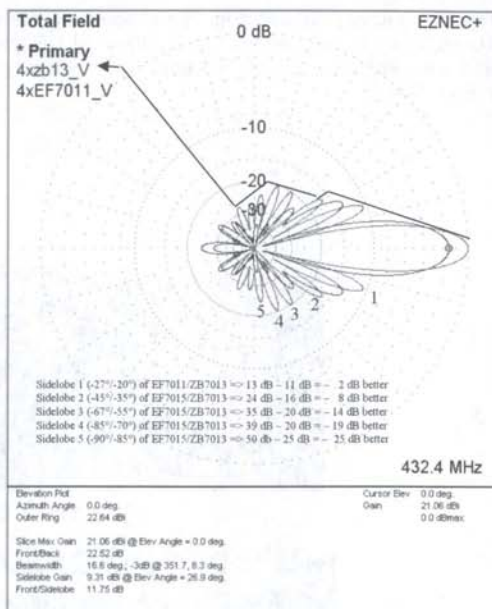
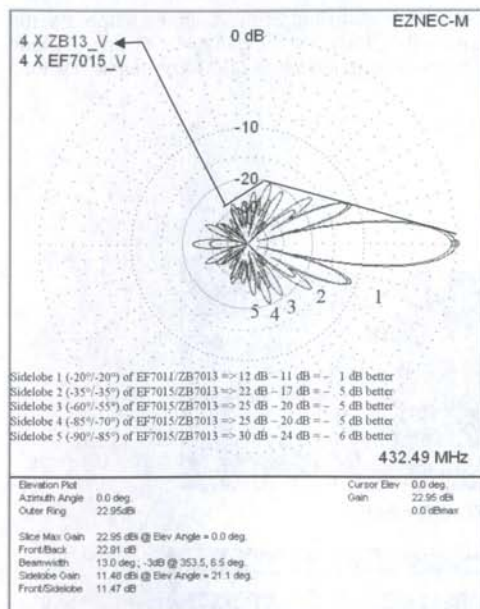


Fig. 4 (left): Elevation pattern of 4 x ZB7013 with larger sidelobes no. 1 to no. 5 vs. 4 x EF7015

Fig. 5: Elevation pattern of 4 x ZB7013 with larger sidelobes no. 1 to no. 5 vs. 4 x EF7011

A 1.4m x 1.45m x 3.4m EME array still too big?

If this antenna is still too big for your own situation there is another smaller design available. This has the dimensions 1.18m x 1.12m x 2.17m and is a group of 4 x EF7011 yagis with an antenna gain of 21.07dBi (18.92dBD). This group delivers about 8dB of sun noise at SFI 70 and because of the short boom the antennas can be mounted from the rear. To copy your own CW echoes you will need about 1kW at the antenna. Fig. 5 shows the difference in the elevation pattern between 4 x ZB7013 and 4 x EF7011. Again you can see the very good sidelobe suppression of the EF7011 in the vertical plane.

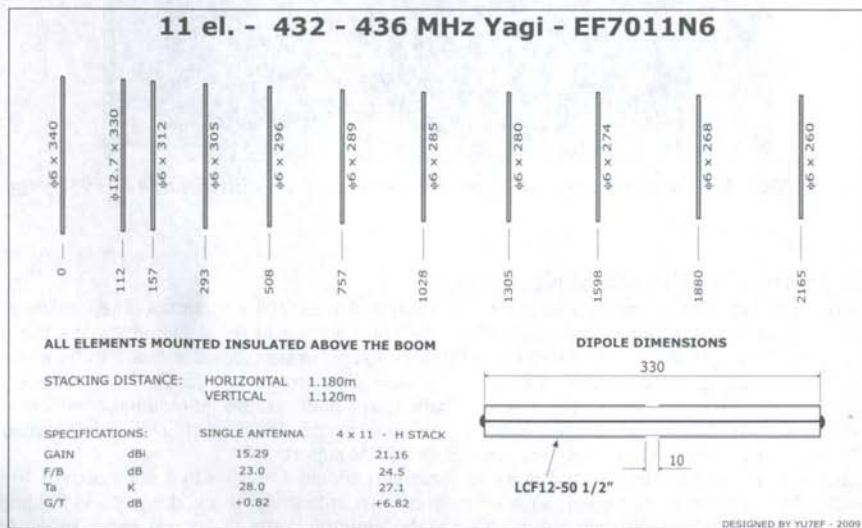


Fig. 6: EF7011 Yagi - details of construction

How to assemble the EF7011 Yagi

In fig. 6 you can see the dimensions of the EF7011 yagi. All elements are made of 6mm solid aluminium. A 2.5mm hole is drilled in the centre of the element, which is then tapped to suit the M3 fixing screw. To fix the elements on the boom I use polyamide element holders from Konni antennas. See www.konni-antennen.de/html/ersatzteile.html (Elementhalter-Polyamid, nur Unterteil 15er oder 20er Boom, 0,45 €). You can see a 6mm element on a polyamide holder in fig. 7.

Fig. 7: Polyamide element holder with 6mm element



The dipole is made of 1/2 inch cellflex cable like LCF12-50. As you can see in fig. 6, fig. 8 and fig. 9 you only have to cut the coax cable to 330mm. Then you connect the inner and outer of the coax at each end with a copper wire and tin the whole area between inner and outer line. The next step is to mark the centre of the dipole and cut the through outer copper sheath 5mm either side down to the foam. Now you will have a 10mm gap between the left and right side of the dipole (see lower part of fig. 6). After fitting this dipole into a housing you can directly connect one end of the coax cable to the dipole (see fig. 9) and the other end with a N male connector to the 4-way power splitter (fig. 11). It is very important that the coax runs across the reflector to the power splitter (fig. 10).

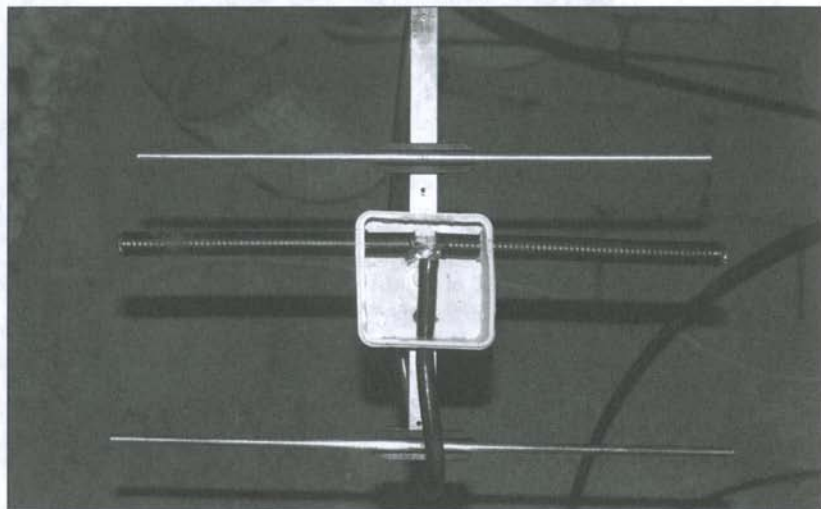


Fig. 8: Dipole made from 1/2" coaxial cable

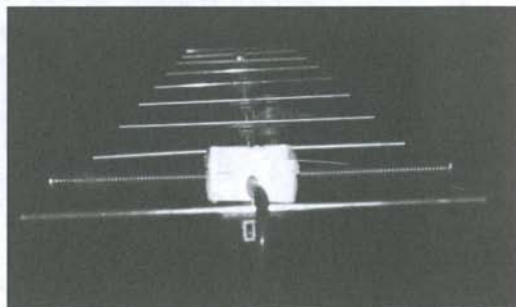
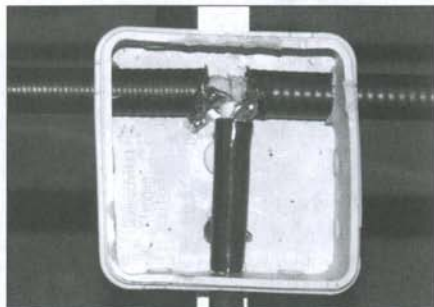


Fig. 9: Close up view of the connections **Fig. 10: Finished antenna with feeder above the reflector**

How to reduce losses between the antennas and preamp (LNA)

To for optimum Rx performance the coax relay should be connected directly to the power splitter. This is possible by using a male N connector at the input of the splitter. See fig. 11. You should not use coax cable inferior to Ecoflex 10 (8.9dB loss per 100m at 432MHz) If you use Ecoflex 10 or 15 there is a solderless N connector available. If you use a male N connector at the input of your preamp you can reduce input losses by another 0.05dB compared to a male/male adapter. A very good but expensive coax relay is the HF-400. It only has about 0.03dB insertion loss compared to the CX520D or CZD3500Z with 0.2dB loss. An interesting surplus alternative is the RelCom RDL-2N1D4, which has an insertion loss of about 0.05dB on 432MHz and about 80dB isolation. Preamps like the SP7000 from SSB Electronics with built-in CX120 relays have a NF of about 1.2dB. Compared to a 0.5dB NF preamp with an external relay you lose $1.2\text{dB} - 0.5\text{dB} = 0.7\text{dB} \times 3 = 2.1\text{dB}$ of RX performance! If you don't believe it, measure the sun noise with both setups and you will see the difference.



Fig. 11: 4 port splitter directly connected to HF 400 coaxial relay

When you have assembled the 4 yagis on an H frame you should test your RX performance by sun noise measurement. Download the software NoiseMeter from G8KBB from the following link:

<http://g8kbb.roberts-family-home.co.uk/NoiseMeter.zip>

After installing on your PC and setting up your soundcard click on "Measure Noise". See fig. 12. Next tick the enable box under Averaging and set the number to 10. Connect the audio out of your transceiver to your soundcard and set the audio to a low level so that there will be no distortion generated in the soundcard (< -50dB). Then switch off the AGC of your transceiver or if this is not possible reduce the RF gain by about 10dB. Use the Averaged Reading display when doing this.

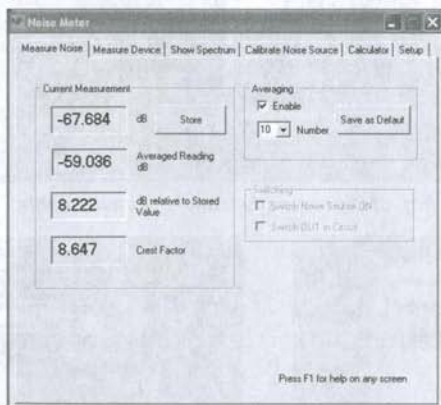


Fig. 12: Screenshot NoiseMeter software

Now elevate your antenna to $>30^\circ$ into the sky and look for the point with the lowest noise you can find using the NoiseMeter display. When have found it press "Store". Finally turn the antenna into the sun. The antenna is pointing at the sun when see an increase in noise reading on the display. Now you can see your sun noise at "dB relative to Stored Value". It is very important that the sun is also $>30^\circ$ up in the sky

to be sure you are not including any noise from the ground. From fig. 5 you can see that the second vertical sidelobe is at 35°, so you should have an elevation greater than 35° to overcome the noise from this sidelobe. If the sun is shining and you have some warm roofs you will also have an increase in noise if your antenna is pointing into this direction.

To check the influence of losses in front of your preamp you can try coax relays with different losses or an adapter cable between splitter and preamp. With every increase of 0.1dB loss you will see a reduction in sun noise of about 0.3dB! So the sun noise test always gives you a quick check that your system is working correctly even if there are no other stations available. You do not need a clear blue sky to measure sun noise. Not even large clouds will change the measurement significantly.

432-MHz-EME mit einer kleinen Antenne

von *Andreas Haefner, DJ3JJ*

Viele Leute würden gerne EME arbeiten aber denken, dass dies nur mit großen Antennen möglich sei. In diesem Artikel möchte ich aufzeigen, wie man eine kleine, aber wettbewerbsfähige EME-Antennenanlage aufbaut und was wichtig ist, um mit einer kleinen Station erfolgreich zu sein.

Folgende Prämissen wurden ausgewählt:

1. Die max. mögliche Antennenlänge, die ohne mechanische Unterstützung auskommt, was zu einer Länge von 3.4m (4.9 wl) bei einem Boom-Durchmesser von 20 x 20 x 1.5 mm führte.
2. Vollaluminium Elemente mit 6mm Durchmesser für geringe Windlast und einfache Montage.
3. Mittige Montage auf der Oberseite des Antennenträgers, mit kommerziellen Kunststoffhaltern.
4. $Z = 50 \text{ Ohm}$ damit ein einfach aufzubauender gestreckter Dipol verwendet werden kann.
5. Selbst symmetrierender Dipol aus $\frac{1}{2}$ " Cellflexkabel.

Welches Antennendesign ist erste Wahl?

Zuerst begann ich mit dem bestens bekannten Design von Martin, DK7ZB. Ich baute 4 x 13 Element mit 3m Länge (4.32 wl) und etwa 20.5 dBD Gewinn. Der horizontale Stockungsabstand betrug 1.45 m, der vertikale 1.2 m. Damit konnte ich einige große Stationen wie DL9KR, VK3UM und HB9Q arbeiten, war aber nicht in der Lage, Stationen mit 8 Yagis oder weniger sowie eigene Echos zu hören.

Prüfen der Empfangsleistung mit Sonnenrauschen

Ich began meine Empfangsleistung mit Sonnenrauschen zu prüfen. Mit meinen 4 x ZB7013 Yagis und sehr kurzen Kabeln zum 4-fach Anpasstopf konnte ich 4.5 dB Sonnenrauschen bei einem solar flux index SFI von 68 und einer Elevation > 30° messen. Dies ist ein sehr niedriger Wert für ein 4-Yagi-System auf 70cm. Wenn man im VK3UM-EME-Calculator eine 4-Yagi-Gruppe mit einem Gewinn von 20 dBD sowie einen Vorverstärker mit 0.5 dD NF eingibt, erhält man etwa 8 dB Sonnenrauschen. Was ist also der Grund für den Verlust von etwa 3.5 dB Empfangsleistung?

Wie findet man den Grund für die niedrige Empfangsleistung heraus?

Um den Grund für das geringe Sonnenrauschen herauszufinden, machte ich eine Simulation meiner 4 x ZB7013 im Vergleich mit 1 x EF7015 Yagi von YU7EF.

Abb. 1: Elevationsdiagramm von 4 x ZB7013 mit schlechterer Unterdrückung der Nebenzipfel Nr. 1 bis Nr. 5 gegenüber 1 x EF7015

In Abb. 1 sieht man das vertikale Diagramm der 4 x ZB7013 im Vergleich mit 1 x EF7015. Wie man dort sieht, hat die 1 x EF7015 5.5 dB weniger Gewinn, aber auf der anderen Seite unterdrückt diese Antenne alle vertikalen Nebenzipfel über 30° um 8 bis 11 dB besser. Dies ist der Grund, warum die einzelne Yagi

eine deutlich niedrigere Antennentemperatur hat. Das Rauschen vom Boden wird bei dieser Antenne deutlich besser unterdrückt. Dies bedeutet, dass man mit 1 x EF7015 EME Signale mit fast der gleichen Signalstärke wie mit 4 x ZB7013 empfangen kann, nur wegen des saubereren Diagramms.

Ich baute eine einzelne EF7015 (Abb. 2) auf und konnte mit dem selben Vorverstärker, den ich zuvor benutzt hatte (DJ9BV MGF1302, 0,5 dB NF bei 19 dB Verstärkung), ein Sonnenrauschen von 4 dB bei SFI 70 messen. Als nächstes belauschte ich OH2PO über den Mond und hatte ein sehr schönes CW Audiosignal mit deutlich weniger Grundrauschen sowie geringerem QRM vom Kabel Fernsehen als vorher. Siehe Abb. 3.

Abb. 2: Einzelne EF7015 für EME

Abb. 3: 70-cm-EME-Signal von OH2PO in Spectran, empfangen mit einer EF7015-Yagi

Weitere Verbesserung der Empfangsleistung

Nach diesem positiven Ergebnis baute ich mit 3 weiteren Antennen eine Gruppe von 4 x EF 7015. Der vertikale Stockungsabstand beträgt 1.4 m, der horizontale 1.45 m. In Abb. 4 sieht man eine Erhöhung des Gewinns um 5,81 dB von 17.13 dBi (15 dBD) auf 22.94 dBi (20.8 dBD). Die Nebenzipfelunterdrückung der Nebenzipfel 3 bis 5 verschlechtert sich von -30 dB auf -25 dB, was aber nicht ins Gewicht fällt, solange die Nebenzipfel unter -25 dB bleiben. Durch Reduzierung des vertikalen Stockungsabstandes von 1.4 m auf 1.2 m reduziert sich der Gewinn nur um 0.24 dB, aber der 1. Nebenzipfel reduziert sich von -11.5 dB auf -16 dB und die Nebenzipfel 3 bis 5 liegen wieder bei -30 dB. Diese Massnahme ist immer bei QRM von unten (PC, WLAN etc.) interessant und man eine bessere QRM-Unterdrückung benötigt.

Wenn man die Empfangsleistung mit 4 dieser Yagis überprüft, sollte am Ende ein Sonnenrauschen von 10 dB bei SFI 70 erreicht werden. Dies ist für so eine kleine Antennengruppe ein sehr guter Wert und ermöglicht es einem, unter ordentlichen Bedingungen, mit dem Mond im Perigäum, eigene CW-Echos mit etwa 500 Watt an der Antenne zu hören. Mehr Details über diese Antenne finden sich unter: <http://www.yu7ef.com/ef7015.htm>.

Abb. 4: Elevationsdiagramm 4 x ZB7013 mit weniger unterdrückten Nebenzipfeln Nr. 1 bis 5 gegenüber 4 x EF7015, Abb. 5: Dito gegenüber 4 x EF7011

1.4 m x 1.45 m x 3.4 m EME-Antennengruppe ist noch zu groß?

Wem diese Antenne für seine persönlichen Verhältnisse noch zu groß ist, für den gibt es noch eine kleinere Alternative. Die Abmessungen sind 1.18 m x 1.12 m x 2.17 m. Es handelt sich um eine Gruppe von 4 x EF7011 Yagis mit einem Antennengewinn von 21.07 dBi (18.92 dBD). Diese Gruppe liefert etwa 8 dB Sonnenrauschen bei SFI 70 und wegen des kurzen Elementträgers kann diese Antenne an der Rückseite montiert werden. Um seine eigenen CW Echos zu hören, wird etwa 1 kW an der Antenne benötigt. Abb. 5 zeigt den Unterschied zwischen 4 x ZB7013 und 4 x EF7011. Auch hier zeigt sich wieder die sehr gute Unterdrückung der Nebenzipfel im vertikalen Diagramm.

Wie wird die EF7011 aufgebaut?

In Abb. 6 sind die Abmessungen der EF7011 zu sehen. Alle Elemente bestehen aus 6mm Vollaluminium. In die Mitte der Elemente wird ein 2.5mm Loch gebohrt. Danach wird in dieses 2.5mm Loch, mit einem Gewindeschneider, ein M3 Gewinde geschnitten.

Abb. 6: EF7011 Yagi – Details für die Konstruktion

Um die Elemente auf dem Elementträger zu befestigen, verwende ich Polyamidhalter der Fa. Konni-Antennen. Siehe: <http://www.konni-antennen.de/html/ersatzteile.html> (Elementhalter-Polyamid, nur Unterteil 15er oder 20er Boom, 0,45 €). In Abb. 7 ist ein 6mm-Element auf einem Polyamidhalter abgebildet.

Abb. 7: Elementhalter aus Polyamid mit 6mm-Element

Der Dipol wird aus ½ Zoll Cellflex Kabel z.B. LCF12-50 hergestellt. Wie man in den fig. 6 und fig. 8/9 sieht wird das Koaxkabel auf eine Länge von 330 mm abgesägt. Danach werden an den beiden äußeren Enden des Dipols der Innen- und Außenleiter mit einem Kupferdraht verbunden und danach vollflächig verzinkt.

Als nächster Schritt wird die Mitte des Dipols markiert und der äußere Kupfermantel um jeweils 5mm nach links und rechts bis zum Schaumdielektrikum entfernt. Nach diesem Schritt verfügt man über einen 10mm Abstand zwischen der rechten und linken Hälfte des Dipols (Siehe fig. 6 Dipol unten rechts). Nachdem der

Dipol in ein Gehäuse eingebaut wurde, kann das eine Ende des Koaxkabels direkt mit dem Dipol (Siehe fig. 9) und das andere Ende mit einem N-Stecker mit dem 4-fach Anpasstopf verbunden werden. (Fig. 11) Es ist sehr wichtig, daß das Koaxkabel über den Reflektor zum Anpasstopf läuft! (Fig. 10)

Abb. 8: Dipol aus Halbzoll-Koaxkabel

Abb. 9: Nahaufnahme der Verbindungen

Abb. 10: Die fertige Antenne mit dem Kabel um den Reflektor herum

Abb. 11: 4-fach-Anpasstopf direkt am HF400-Koaxrelais

Abb. 12: Screenshot NoiseMeter software

Wie werden die Verluste zwischen Antenne und Vorverstärker (LNA) reduziert?

Um die Empfangsleistung zu optimieren, sollte das Koaxrelais direkt mit dem Anpasstopf verbunden werden. Die Lösung ist ein N-Flanschstecker am Eingang des Anpasstopfes, siehe Abb. 11. Es sollte kein schlechteres Koaxkabel als Ecoflex 10 (8.9 dB Dämpfung / 100m bei 432 MHz). Für die Verwendung von Ecoflex 10 oder 15 gibt es lötfreie N-Stecker. Durch die Verwendung eines N-Flanschsteckers am Eingang des Vorverstärkers können die Eingangsverluste um weitere 0.05 dB im Vergleich zu einem N-Stecker/N-Stecker-Adapter. Ein sehr gutes Koaxrelais ist das HF-400. Die Einfügedämpfung liegt bei nur 0.03 dB im Vergleich zu 0.2 dB eines CX520D oder CZD3500Z. Eine interessante Surplus Alternative ist das RelCom RDL-2N1D4. Die Einfügedämpfung liegt bei 0.05 dB bei 432 MHz, die Isolation bei 80 dB. Vorverstärker wie der SP7000 von SSB-Elektronik mit eingebauten CX120-Relais haben ein Eigenrauschen von etwa 1.2 dB. Verglichen mit einem 0.5-dB-Vorverstärker mit externen Relais verliert man $1.2 \text{ dB} - 0.5 \text{ dB} = 0.7 \text{ dB} \times 3 = 2.1 \text{ dB}$ Empfangsleistung! Wer das nicht glaubt, braucht nur das Sonnenrauschen beider Varianten zu messen und wird dann den Unterschied sehen.

Sobald 4 Yagis an einem H montiert sind, sollte man die Empfangsleistung mit Hilfe des Sonnenrauschens überprüfen. Dazu das Programm NoiseMeter von G8KBB über folgenden Link herunterladen:

<http://g8kbb.roberts-family-home.co.uk/NoiseMeter.zip>

Nach der Installation auf dem Rechner und dem Setup der Soundcard auf "Measure Noise" klicken, siehe Abb. 12. Danach auf enable (aktivieren) unter dem Punkt "Averaging" (Durchschnitt) klicken und bei Number 10 auswählen. Den NF-Ausgang des Transceivers mit dem Eingang der Soundkarte verbinden und dann den Lautstärkeregler auf einen niedrigen Pegel einstellen, damit die Soundkarte keine Verzerrungen erzeugt (< -50 dB). Danach die AGC am Transceiver abschalten, oder falls dies nicht möglich ist, die HF-Regelung am Transceiver um 10 dB reduzieren. Dazu den Durchschnittswert auf der Anzeige von NoiseMeter ablesen und dann die Verstärkung um 10 dB reduzieren.

Jetzt die Antenne auf >30° Elevation in den Himmel drehen und den Punkt mit dem geringsten Rauschen über die Anzeige von NoiseMeter suchen. Dann zum Speichern des Wertes auf "Store" klicken. Jetzt die Antenne in die Sonne drehen. Die Antenne zeigt dann auf die Sonne, wenn man auf der Anzeige einen Anstieg des Rauschens sehen kann. Jetzt kann man unter "dB relative to stored Value" das Sonnenrauschen ablesen. Es ist sehr wichtig, dass die Sonne >30° am Himmel steht, um sicher zu sein, dass bei der Messung kein Bodenrauschen aufgenommen wird. In Abb. 5 sieht man, dass der 2. vertikale Nebenzipfel bei 35° liegt, weshalb man über 35° elevieren muß, um das Grundrauschen aus diesem Nebenzipfel auszublenden. Wenn die Sonne scheint und es deshalb warme Hausdächer gibt, kommt es zu einem Anstieg des Rauschens, wenn die Antenne in diese Richtung zeigt.

Um den Einfluß von Verlusten vor dem Vorverstärker zu prüfen, kann man Koaxrelais mit verschiedenen Einfügedämpfungen oder ein Adapterkabel zwischen Anpasstopf und Vorverstärker einfügen. Bei jeder Erhöhung der Dämpfung um 0.1 dB sieht man eine Reduzierung des Sonnenrauschens um etwa 0.3 dB! Deswegen gibt einem der Test des Sonnenrauschens eine schnelle Antwort, ob das System korrekt arbeitet, auch wenn keine andere Station zur Verfügung steht. Es bedarf auch keines klaren, blauen Himmels, um das Sonnenrauschen zu messen. Auch größere Wolken verändern die Messung nur unwesentlich.

The Optimized Wideband Low Impedance (OWL) Yagi

by Justin Johnson, G0KSC

For as long as I can remember it has been widely believed that the lower the feedpoint impedance of a Yagi is made, the more 'narrow band' the antenna becomes. But people use the term 'narrow band' to mean many different things – most of which cannot be easily measured, and some of which may not actually be true. The most obvious meaning is a narrow VSWR bandwidth; and that is something we can easily measure. Another possible meaning is that the desired gain and pattern are only obtained within a very narrow bandwidth. This in turn may mean that a 'narrow band' antenna will not work unless it is constructed to precisely the correct dimensions; or that the antenna will become unusable when loaded with rain, snow or ice. So if low impedance Yagis are believed to have all these bad properties, why are we thinking any more about them?

In this article I intend to prove that 'low impedance means narrow band' does *not* have to be true. With modern design and optimization techniques, it is possible to create low-impedance Yagis with excellent wideband performance. And furthermore, some of these Optimized Wideband Low Impedance (OWL) Yagis can achieve *even higher performance* than more conventional designs with a feed impedance closer to 50Ω. Designers such as DK7ZB have explored a 'compromise' feedpoint impedance around 28Ω, and these antennas have proved quite popular and successful. However, I believe that better performance can be obtained from Yagis with even lower feedpoint impedances.

Why has this not been done before?

The old days of 'cut and try' produced large numbers of badly performing Yagis, with all the bad features listed in the opening paragraph. Many of these had a low feedpoint impedance, and this obvious characteristic was unfairly blamed for all the other problems. As a result, amateurs have been scared away from this whole area of possible Yagi designs.

Historically, the next big step was the work of DL6WU, one of the legendary figures in the field of modern Yagi design. His design charts and formulas for long Yagis have assisted many a ham in perfecting their ideal Yagi and multi-element array, and have influenced not only a whole generation of Yagi designers but also – and more subtly – a whole generation of Yagi optimization software.

In the mid 1990s K6STI introduced a number of very sophisticated antenna optimization tools, the most successful being YO (Yagi Optimizer). YO is very much a special-purpose tool, only applicable to Yagis but highly optimized for speed, which was very important with the slow PCs of that time. With only a small amount of user setup and guide parameters, YO can create an optimized high-gain Yagi in just a few minutes. Although the program is DOS-based and is no longer available for purchase, most of the well-known antenna companies and amateur designers use YO even today. They may then switch to NEC-based programs for detailed optimization; but the basic conformation of the Yagi was created by YO, and 15 years later we have come to accept the output from YO as 'the shape of a good Yagi'. The problem with YO is that the user and the algorithms tend to focus too much on gain, and YO uses proprietary algorithms that users cannot fully control.

What initially led me away from YO was its inability to model the Loop Fed Arrays that I wanted to explore. This led me towards 4nec2 which uses the more accurate NEC2 and NEC4 calculation engine and also has an optimizer. The important difference from YO is that 4nec2 is a general-purpose antenna modelling program with a general-purpose optimizer, so it is not limited by any assumptions about 'the shape of a Yagi' that may be inherent in YO. It is this difference in the optimization engine that helped me to create some different conformations of Yagis that can achieve good levels of gain, clean patterns and – and much wider bandwidth, all at the same time. One of the different parameters was the boom length, for a given forward gain and/or number of elements, and I have explored outside the range of 'ideal' boom lengths to which we have become accustomed.

It took me some months to master the setup and running of the very powerful automatic optimization tools

in 4nec2, but in the end I achieved my objectives of making wideband Yagis with good gain and superior all-round performance. In doing this, I discovered that far too much historical emphasis has been given to forward gain; if the pattern and bandwidth of a Yagi are optimized, gain will take care of itself and the overall result will be at least as good as any other Yagi designs available today.

From LFA to OWL

One of the features of the Loop Fed Array (LFA) Yagis presented in previous DUBUS articles is that the loop provides impedance matching to 50Ω. It is not accurate to describe the loop as a 'folded dipole' because the spacing is much wider, but in some configurations the loop behaves like a dipole with a close-spaced first director (which is also a well known impedance matching device). While re-reading my last article (DUBUS 4/2009) I started to wonder what the feed impedance of the optimized LFA Yagis would be if the loop feed could be changed back to a traditional dipole driven element. A direct replacement is impossible, of course, because the loop occupies additional length along the boom, but it is still an interesting question. The loop by itself would have a feed impedance nearing 300Ω so it is clearly being heavily loaded by the parasitic elements to bring the final feed impedance down to 50Ω. This led me to wonder if the excellent pattern and bandwidth of the LFA could also be achieved in a conventionally fed Yagi, if we set aside the traditional taboos about very low feedpoint impedances.

One of the difficulties for any amateur wishing to build a low impedance Yagi is that of matching to 50Ω. Although all optimization programs model the changes in feedpoint impedance, none of them (that I have come across, including YO) can accurately model the physical matching devices themselves, and their detailed effects of the upon the antenna's performance. Thanks to 4nec2, and especially when using the NEC4 calculation engine, I have been able to model the effects of possible matching arrangements, their physical positioning and the huge impact that they can (and do) have upon the antenna. Some examples and a conclusion on these findings will be discussed a little later, but first we need to return to the findings from the LFA development.

If you have followed these articles about LFAs, and especially if you have downloaded and run the models on my website, you will be well aware of the characteristic double-dip in VSWR. The VSWR curve shows a dip in two places within the operating bandwidth, and in most cases it also remains below 1.1:1 from end to end. This curve is almost identical for each of the many LFA designs I have presented... but how is this achieved?

As stated above, the loop feed functions as the impedance matching device as well as being the driven element. The software optimization is able to adjust the length and width of the loop at the same time as the reflector and director spacing while observing the resulting changes in gain and F/B. This large number of adjustable parameters creates additional degrees of freedom to optimize several aspects of performance at the same time. The double dip in VSWR is achieved through maintaining the resistive part of the antenna's input impedance almost constant over a wide frequency range while only varying the reactance. This reactance variation is derived from the interactions between the reflector, driven element and the first director, and if carefully tuned, a small positive-negative variation in reactance can be achieved while maintaining the resistive part of the impedance essentially constant, producing the observed double-dip variation in VSWR.

When adjusting a Yagi for best VSWR, we need to make the feed impedance as close as possible to the chosen value, over as much of the band as possible. While the length of the driven element is a major player in the 'tuning' of the antenna by adjusting the reactance at the feedpoint, it does not play the biggest role in defining the resistive part of the antenna's feedpoint impedance. This is undertaken by the first director and in some cases, the reflector or both. In fact, several of the early directors may also have an effect at some point within our antenna's bandwidth.

As stated above, in most Yagis the length of the driven dipole will affect the feedpoint reactance which ideally we would like to keep as close as possible to zero. For example, if we take an antenna that was originally matched for 50.250MHz, we are likely to see a negative reactance as we move downward to 50MHz, because the dipole is now a little short, and a positive reactance as we move to 50.5MHz where the dipole is now a little long. This is normally the main factor that determines the VSWR bandwidth. However, the length of the first director also plays a role in determining the reactance at the feedpoint, and while experimenting with my wideband designs I found that when an antenna has a feedpoint impedance of 15Ω or less, the reflector quite often plays an impedance matching role as well. In these lower impedance antennas, there is a transition of control from first director towards the reflector, and this seems to result in the slightly higher performance of the lower impedance designs.

With the help of accurate computer modelling and modern optimization tools, we can play all of these effects against each other to create a wide performance (gain and pattern) bandwidth and a double-dip VSWR response.

Element spacing is key

Looking back at some of my LFA designs, you may note that my early designs were not so wideband as the current generation. The element layout of 'old and new' shows an important difference. The older designs had a relatively close spacing between the rectangular loop and either the reflector or the first director, with the other element being quite far away. The newer, more wideband designs have both the first director and reflector quite close to the loop, with very close spacing on the same side of the loop as the feedpoint.

If this close spacing is a controlling feature for wideband performance for Yagis in general, why have we so often seen low-impedance antennas with *wide* spacings? I believe this is because most historical low-impedance designs have been a very long way from optimum! In the early days of cut-and-try, the obsession with maximum gain created some highly frequency-sensitive designs that are very difficult to live with – and computer optimization engines can still be misused to create such bad designs today. The DL6WU designs were the first successful breakaway from this trap, followed by the Optimized Wideband Array (OWA) Yagis, both being designed for direct 50 Ω feed. But as I said earlier, these successful design guidelines have perhaps been followed too often and too closely, with the designer and/or the computer program lengthening the boom as much as possible to achieve maximum gain while only aiming for a single VSWR dip. While this has produced antennas with far superior gain figures and a lower element density than older designs, and also quite reasonable directive patterns, it has also led to many modern designs looking very similar. More 'open minded' methods of optimization, with fewer preconceptions, are revealing some quite different-looking possibilities such as the LFA and the OWL.

How to model an OWL Yagi

There are a number of points to consider before modelling an OWL Yagi, the most important being the feed impedance we wish to use, with a view to convenient matching to 50 Ω . First I would like to discuss the interactions between feedpoint impedance and current distribution. Looking at a conventional 8 element 144MHz OWA Yagi, designed for 50 Ω direct feed (Figure 1), we can see the arcs over the top of each element which represent the current magnitude. The largest element current is in the second director, about 1/3 of the way along the boom. Figure 2 shows a 9 element OWL Yagi of almost identical boom length, but with a feedpoint impedance of only 12.5 Ω , and in this antenna we can see two different properties from the OWA. The most obvious is that the first three elements (reflector, driven and first director) are close together at the rear of the boom, and this is very characteristic of OWL designs. The second difference is that the largest element current is now in the 1st director, with a high current also in the driven element (which obviously means that the feedpoint impedance will be low). It is this combination of element spacings and currents that I believe contributes to the higher gain of the OWL Yagis compared with the 50 Ω OWA designs, without sacrificing the highly desirable wideband properties.

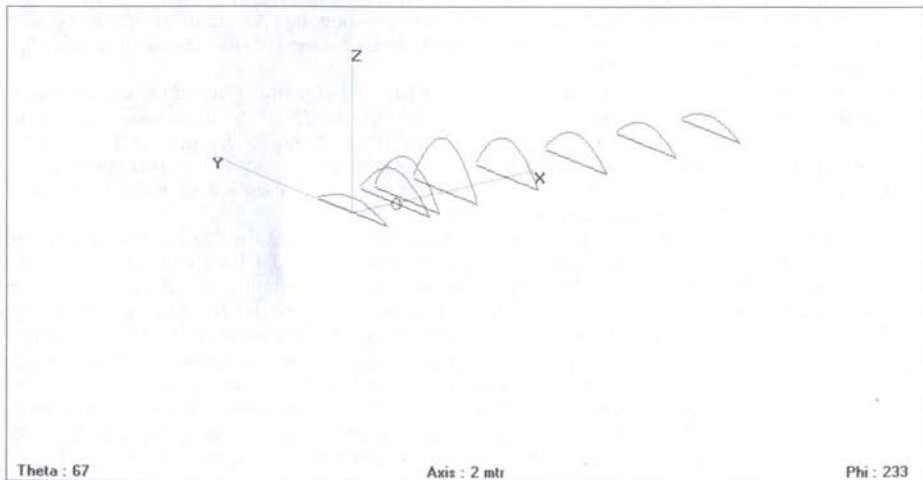


Fig. 1: Conventional 8el 144MHz OWA Yagi (YUTEF).
Maximum element current occurs around 1/3 of the way along the boom.

The 8 element OWA Yagi is being compared with a 9 element OWL because the two designs have almost identical boom length. The OWL has a closer spacing of the reflector, driven element and first director, but the subsequent parasitic spacing is similar to that of other Yagis. That means that the OWL will be shorter than a higher impedance design for a given number of elements; or alternatively there may be one additional director for the same (or very similar) boom length, and in that case the improved performance is well worth the small additional wind load.

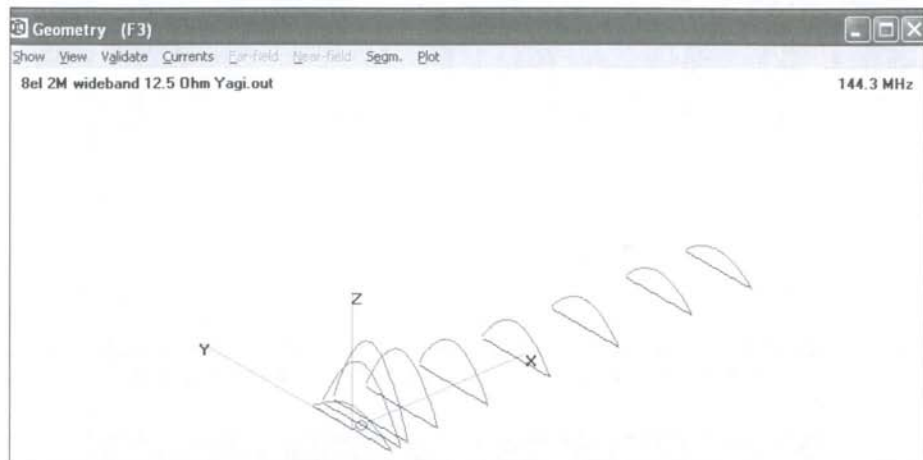


Fig. 2: 9el G0KSC OWL Yagi
Maximum element current occurs within the first 10% of the boom length, leading to better overall performance.

But, if the low impedance Yagi is also made wideband, does this involve any sacrifice of gain or F/B? The following example hopefully answers this question.

Antenna	Boom Length	Gain	F/B	Max VSWR (50-50.5MHz)
DK7ZB 5el 50MHz	5.970m	11.73dBi	34dB	2.57:1
G0KSC 6el 50MHz	5.975m	11.86dBi	24dB	1.1:1
OWL				

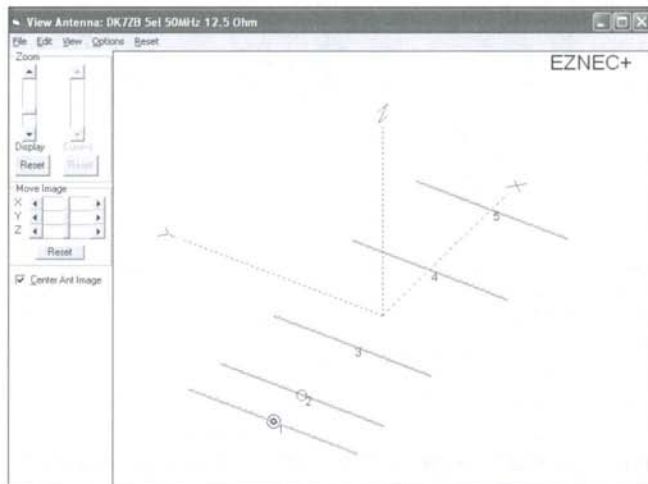


Fig. 3: The element spacing of the DK7ZB design

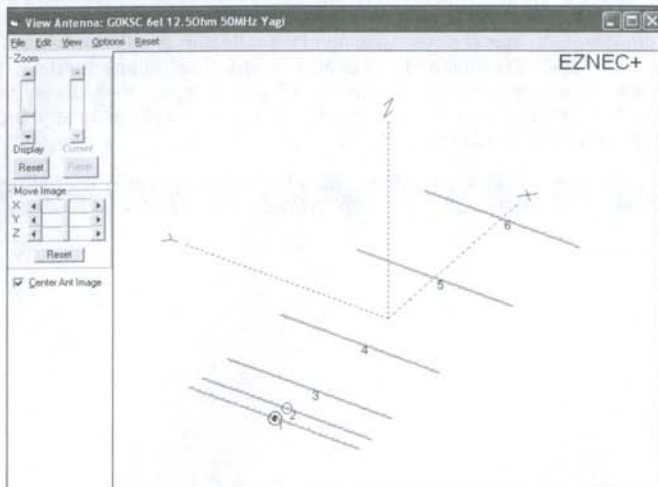


Fig. 4: The G0KSC OWL design has the first 3 elements closely spaced, while the spacing of the remaining 3 directors is very similar to the DK7ZB Yagi in Figure 3

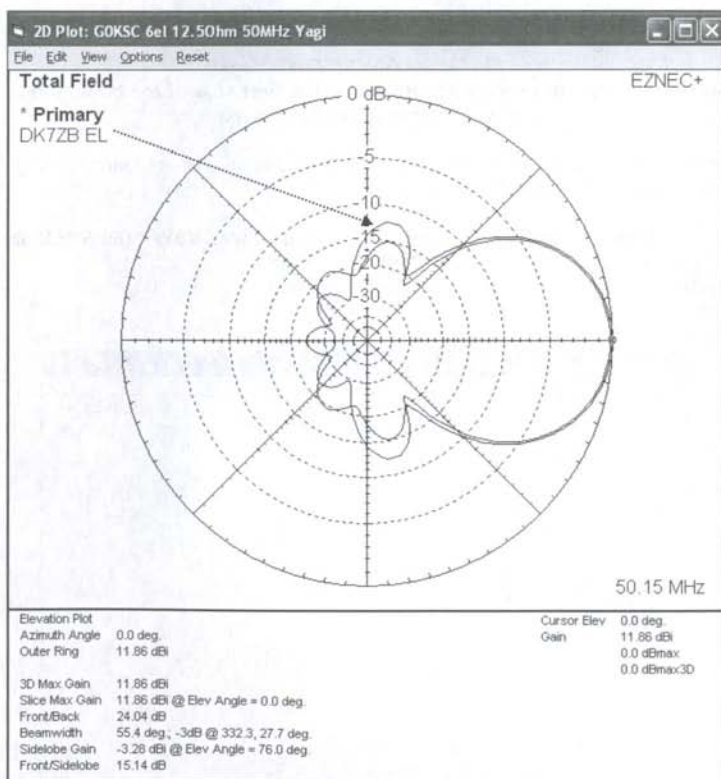


Fig. 5: The elevation patterns of the OWL and DK7ZB Yagis show that the OWL has better suppression of the main elevation sidelobe, which will result in less unwanted noise pickup from below the antenna

The two antennas have almost identical boom length, and as expected from above, the OWL has one more director. The two Yagis also have very similar predicted gain, which is also to be expected. The 6 element OWL has 0.13dB more gain than the DK7ZB antenna (both at 50.150MHz) and I believe this is due to the driven element being set further back on the boom leaving more space for directors (95% of the total boom length is ahead of the dipole compared with 87% in the DK7ZB design). The differences are in the patterns and the VSWR bandwidth. The F/B ratio of the OWL is worse than the DK7ZB but Figure 5 shows that the overall pattern on the OWL is cleaner, with much smaller elevation sidelobes. This clean pattern is also maintained over a wider bandwidth in the OWL. The VSWR bandwidth is where the OWL scores particularly heavily, because it is *much* wider than that of the DK7ZB Yagi. This comparison shows that the OWL concept can be a successful way to achieve high gain, clean pattern and a wide bandwidth, all simultaneously and without compromises.

Matching an OWL to 50Ω

I build and test many antennas, but always aim for feed systems that require no additional adjustments. The problem with variable matching devices such as the T match, gamma and hairpin is that major errors in construction can be completely masked by the ability to obtain a perfect 1:1 VSWR. The builder believes that all is well but is actually accepting mediocre performance. With a fixed impedance matching system (either direct 50Ω feed or a fixed impedance transformer) any major errors in construction are revealed immediately and the problems can be corrected.

What type of match is best and where to insert it? The gamma match was never a consideration because it is fundamentally asymmetrical and therefore unbalanced. Although favoured by some manufacturers for reasons of low cost, the gamma match actually promotes pattern distortion because it allows unwanted RF currents to flow along the boom and/or the outside of the coax feedline. A balanced T match would also be undesirable because in most cases the VSWR bandwidth of the T match itself is narrower than it strictly needs to be (and in many traditional designs the T match transforms from a low impedance up to 200Ω which makes the VSWR bandwidth even worse!).

A fixed hairpin match would be quite easy to construct and to model so I decided to try this first. Typically, the hairpin is used for feedpoint impedances between 20 and 30Ω but I wanted to push the boundaries towards lower impedances. Also I wanted to model the detailed physical structure of the hairpin using NEC4, in order to see the possible effects on the pattern. Experience with modelling the VSWR curves of LFAs suggested that EZNEC Pro/4 should be able to get very close to reality. Like the stepped radius loop in an LFA (see previous article) a hairpin match can only be modelled successfully by NEC4 because the hairpin has very tight corners and has a much smaller wire diameter than the dipole element.

My chosen test subject was a 7 element 144MHz OWL antenna of 15Ω impedance (Figure 6) which exhibited good gain and excellent F/B within the computer model before the hairpin match was inserted.

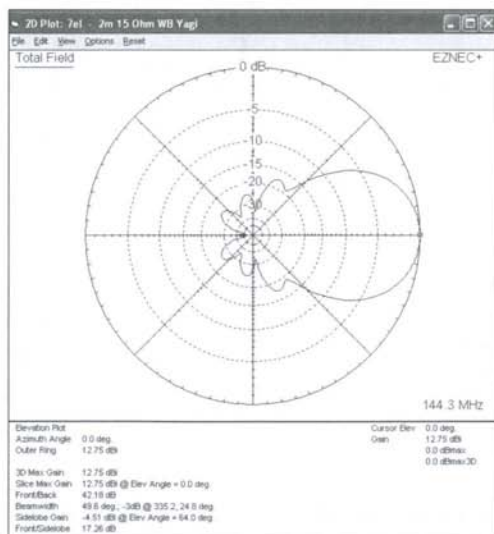


Fig. 6: The 7el 144MHz 15Ω Yagi before the hairpin matching is installed.

The findings of this experiment are that any matching device which extends away from the dipole centre in any direction has a direct impact on the performance of the entire antenna, in respect of both VSWR and overall pattern/symmetry. The optimum orientation and configuration of the added components (such as a hairpin) is likely to be different from one antenna design to another. Although I did not continue the experiments further, I believe that the hairpin would need to be angled away from the most critical parasitic element, but without modelling by NEC4 there is no way to know in advance whether this will be the reflector or the first director. For best final results an antenna a matching device like a hairpin *must* be modelled as part of the Yagi design, and not added afterwards.

Another important finding was the decrease in current in the straight part of the driven element, due to the current maximum being 'folded' into the hairpin. The short segment of high current across the end of the hairpin then appears in a different place along the boom, and this is probably responsible for the differences in performance. Figure 9 shows an EZNEC current distribution map displaying these effects.

These findings also discouraged me from investigating the T match due to the same physical interference with the current distribution along the driven element. The effect will be different from the hairpin, but without question some changes in gain and pattern will occur. However, the on-air results from this 7 element OWL (Figure 10) were excellent, and encouraged me to investigate other matching methods that would not affect the predicted performance.

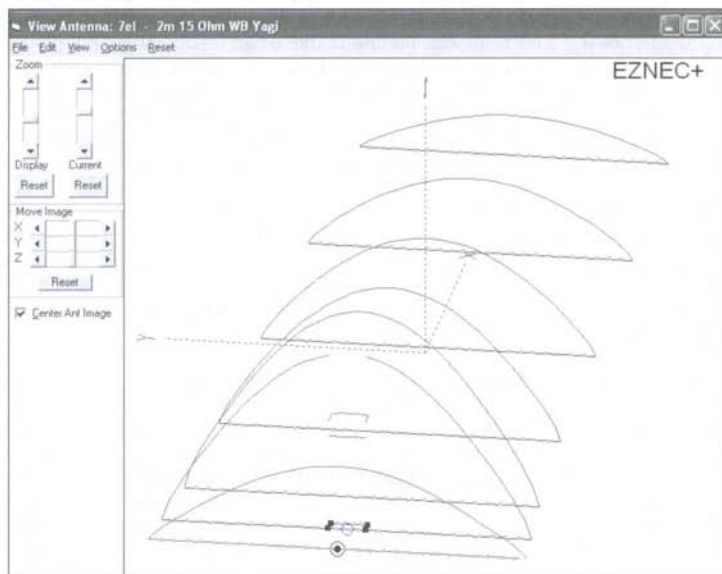


Fig. 9: As with any load, current drops drastically within the hairpin which ultimately has a detrimental effect on the antenna's overall performance



Fig. 10: The finished antenna before installation on the tower. Note the very close spacing of the first three elements, the visible characteristic of the OWL antenna

Westflex is very rigid with a thick centre core so a quarter-wave section for 70MHz can support its own weight if needed. I was conscious of the effects of matching arrangements upon the elements lengths and also of the effects of insulators. Although the effects of insulators are not so great as metallic mounting methods, experience has shown that it is desirable to minimize the length of insulation along the element. The same would also be true of a thick matching section such as the doubled Westflex stub. Based on experience with a 2m antenna, I ran the matching section directly forward towards the supporting mast, to an N connector mounted on the boom as shown in Figure 12. According to the VSWR curve, no further balun arrangement would be needed at the feed point, and another area of potential loss has been removed.

With the practical antenna, I needed to trim the dipole slightly due to the insulator and feed arrangement I am using. I chose to use just one insulator in the centre of the boom to hold and support the dipole, which meant that 2 stainless steel bolts which run through each element need to extend above the insulator in order to connect the coax. These bolts are likely to have a small effect on the pattern, but probably smaller than any other method I could have used at this critical part of the antenna.

The practical results (Figure 13) are excellent. The measured return loss is better than 30dB from 70.0 to 70.3MHz – off the bottom of the scale for my miniVNA analyzer. In VSWR terms, this is better than 1.1:1 from 69.9MHz to beyond 70.5MHz.

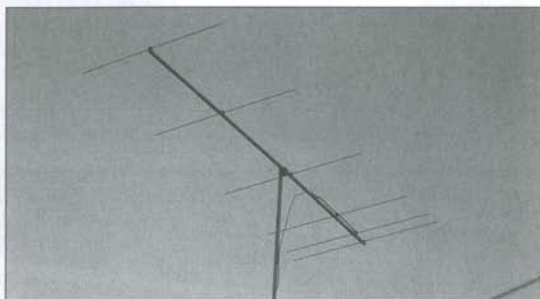


Fig. 14: The DK7ZB style stub match can be clearly seen, suspended in a straight line above the boom.

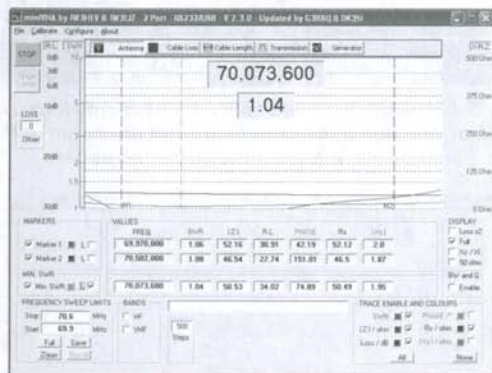


Fig. 15: The results of the 6el 70MHz OWL are impressive, with highest VSWR across the band being 1.08:1. A first time achievement for a 12.5Ω Yagi?

Further developments

I have created many more OWL designs for 50MHz to 432MHz with some exceptional results in all areas. I am focusing my efforts on the 12.5Ω variant due to the performance advantages of the lower impedance antennas and being able to use good quality 50Ω transmitting coax for matching. However, OWL Yagis with a 28Ω feedpoint that I have modelled have also been producing very wide VSWR bandwidths while holding very tight patterns over greater bandwidths than OWA designs with a direct 50Ω feed.

When modelling OWA (50 Ω) Yagis, minor lobe suppression is quickly lost when the bandwidth is increased. Comparing some well-known models for 144MHz antennas, the 50 Ω designs tend to lose both forward gain and sidelobe suppression outside a bandwidth of about 600kHz. If the model is 'optimized' to maintain a clean pattern, forward gain drops drastically. Re-optimizing the whole antenna for a feedpoint impedance of even 40 Ω sees the tight patterns return over a wider bandwidth, but the real rewards come from reducing the feedpoint impedance even more. This finding proves that the 'optimum' wideband Yagi does not come with a 50 Ω impedance, but with a much lower feedpoint impedance. And contrary to popular belief, these low impedance antennas can then be matched to a 50 Ω feedline without significantly affecting the VSWR bandwidth.

As the OWL gets longer and adds more elements, so too do the bandwidth capabilities and performance advantages over traditional OWA Yagis expand. The example in Figure 16 shows the elevation pattern of an 11 element 28 Ω OWL for 144MHz. Note the clean pattern and the excellent gain for its compact 6.15m boom length. The pattern remains stable over a very wide bandwidth, and the 1.1:1 VSWR bandwidth is wider still – a staggering 5.25MHz (Figure 17). These attributes show how 'special' this antenna and the OWL concept really are.

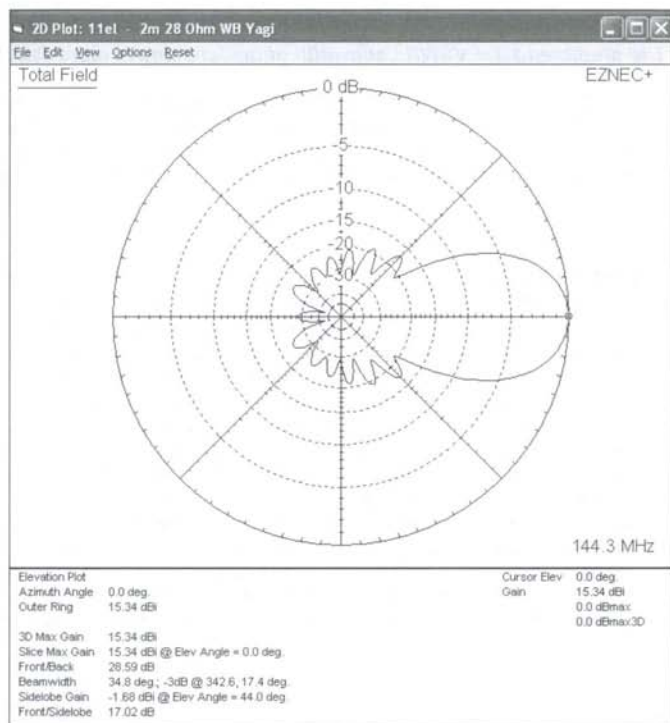


Fig. 16: This 28 Ω 11el OWL for 144MHz combines a very clean pattern with high gain for a 6.5m boom length and very wide pattern and VSWR bandwidth.

As impressive as the above examples are, the OWL does not need to have a 12.5 Ω or 28 Ω feed impedance. As we have discovered already, as impedance drops below 50 Ω , all performance parameters can be improved if the antenna is optimized in the right way, this includes bandwidth. However, the simple construction of the DK7ZB quarter-wave using readily available coax cable is a good practical advantage for home construction with limited tools and facilities. It needs a little more construction work in the form of the twin coaxial series section but the results are well worthwhile. Feedpoint impedances other than 12.5 Ω or 28 Ω would require a home-constructed coaxial line with the correct inner and outer conductor diameters. For example, a 6mm OD centre conductor inside a 12mm brass tube (10.4mm ID) provides an impedance match for a 22 Ω OWL, while a 5mm OD inside a 10mm brass tube (8.4mm ID) provides the matching for a 19.5 Ω variant.

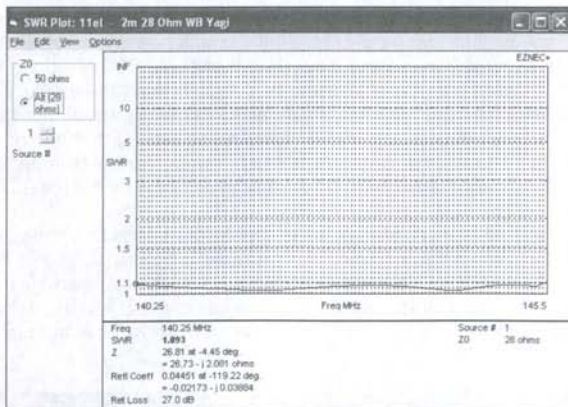


Fig. 17: The predicted 1.1:1 VSWR bandwidth of this antenna is more than 5MHz!

The performance (particularly gain) of the 12.5Ω OWL is exceptional – especially considering its wideband properties. I believe this is due to the driven element being further towards the back of the antenna than any other type of Yagi, leaving more space for optimized director structures. The close spacing of the reflector does not prevent the OWL from achieving a very clean rearward pattern like other highly optimized Yagis.

Optimum feedpoint impedance

Although I have been able to achieve VSWR bandwidths of 500kHz (at 1.1:1 or better) on both 50MHz and 70MHz, with high gain and predicted patterns remaining stable across the same bandwidths, the optimization has been stretched to the limits of a 12.5Ω OWL. Gain and F/B are better with the lower feedpoint impedance but the impedance transformation from 12.5Ω to 50Ω has an unavoidable effect on the VSWR bandwidth. This effect can be minimized by a careful choice of impedance, but it cannot be eliminated completely. E.g. if we have a 1 Ω shift in a 50Ω Yagi (due to ice, snow etc.) the SWR will change very little. However, if the same issue would present a 1Ω shift within our 12.5Ω antenna, once transformed to 50Ω, our new impedance is 54Ωs. This means the antenna impedance has to be much closer to its target impedance, for a much wider bandwidth than in higher impedance antennas in order to achieve the same goal. This is one of the reasons the slightly higher feedpoint impedance of 18 to 22Ω Yagi may be the optimum for an OWL Yagi, as the additional advantages in reducing the impedance to 10–12.5Ω are not substantial. Even so, I believe the 12.5Ω OWL designs will prove the most popular because most users do not require a very wide VSWR bandwidth, and the desired part of any given VUSHF band can easily be covered by a DK7ZB-style quarter-wave transformer made from twin sections of 50Ω coax.

Final thoughts

For me, the OWL is another step in Yagi development. In this article we have proved that bandwidth, gain, F/B and a clean pattern can all be achieved with feedpoint impedances as low as 12.5Ω, but only by using 'open minded' methods of optimization that do not bias the design towards other types of antennas. The potential to design successful low impedance Yagis has always existed, but many antenna designers have been discouraged by some bad examples from the past, so have not explored these possibilities. Matching devices are the Achilles' heel of low impedance antennas and it is important to avoid using techniques that unnecessarily restrict the VSWR bandwidth. However, the simple quarter-wave transformer proves to be more than adequate, when used with a suitable choke or balun to prevent feedline radiation.

I will continue my development of the OWL along with the LFA variants and will publish the results, both on my website and saving some 'special' models for DUBUS readers only.

Optimierte Breitband-Niedrigimpedanz-Yagi (OWL)

Ist das die dipolgespeiste Yagi der Zukunft?

von Justin Johnson, G0KSC

Solange ich mich erinnern kann, hieß es schon immer, dass je niedriger die Impedanz einer Yagi ist, desto schmalbandiger wird diese Antenne. Verbunden mit dieser Eigenschaft der Schmalbandigkeit sind einige weitere andere unerwünschte Nebeneffekte. Einer ist, dass Niedrigimpedanz-Antennen absolut korrekt hinsichtlich der Abmessungen gebaut werden müssen. Einer weiterer ist die Instabilität, sobald Regen, Schnee oder Eis kommen, verschiebt sich die Resonanz der Antenne. Aufgrund ihrer Schmalbandigkeit kann es dann sein, dass sie unter diesen Bedingungen unbrauchbar wird. Also, warum eine niedrig impedante Antenne verwenden? Es ist möglich, von einer solchen Antenne eine bessere Leistung (Gewinn) zu erhalten, als von einer höher impedanten Version und für einige Amateure ist dies das Opfer wert.

Antennen-Designer wie DK7ZB produzieren den Kompromiß einer mittleren Impedanz, der bei rund 28 Ohm angesiedelt ist, um eine Balance zwischen Bandbreite und Leistung zu finden, sozusagen einen „Tausendsassa“, der sich als sehr populär erwies. Was ich mittels dieses Artikels zeigen möchte, ist, dass diese seit langem geglaubte Theorie, dass niedrige Impedanz schmale Bandbreite bedeutet, ohne Grundlage ist, und warum es zu diesem Glauben kam. In der Tat ist mein Ziel nicht nur zu beweisen, dass niedrig impedante Yagis breitbandig und stabil im Design sein können, sondern die Eigenschaften der Bandbreite einer herkömmlichen 50-Ohm-Breitband-Yagi (OWA) bei weitem übertreffen können, bei gleichzeitig saubererem, rauschärmerem Diagramm und Erhalt der Hochgewinn-Eigenschaften, wegen denen sie populär wurden.

Warum wurde dies nicht bereits entdeckt?

Als ich meine ersten Ergebnisse zu Joachim, CT1HZE und Ian, GM3SEK schickte, bestätigte sie mir, dass sie noch nie etwas derartiges zuvor gesehen hatten und ich stellte mir obige Frage. Ich glaube, dass die Antwort in den Software-Paketen liegt, die für Modellierung und Optimierung von Antennen zur Verfügung stehen, in der Art, wie diese Anleiten (durch Algorithmen, die in die Software eingebettet sind), für beste Leistung zu suchen und die Benutzerkonfiguration der Leitparameter der Software. Es ist mir klar, dass diese Programme immer darauf fokussiert waren, nur und nur auf Gewinn zu optimieren, wobei wenig Rücksicht auf die Bandbreite genommen wurde. In diesem Artikel werden wir beweisen, dass, wenn alle anderen Eigenschaften innerhalb einer Antenne geregelt sind, sich der Gewinn von selbst ergibt. DL6WU ist eine der legendären Personen beim modernen Design von Yagis. Seine Arbeit, die in Formeln für Langyagis, Stockung usw. resultierte, war vielen Amateuren behilflich ihre ideale Yagi und Multi-Element-Gruppen zu perfektionieren. Es liegt jedoch an dieser DL6WU-Formel, dass unsere Probleme hinsichtlich niedrig impedanter Yagis in Kombination mit großer Bandbreite beginnen. Dazu später mehr.

Mitte der 1990er Jahre hat K6STI eine Anzahl sehr durchdachter Software-Werkzeuge für die Antennen-Optimierung veröffentlicht, das erfolgreichste ist YO (Yagi Optimiser). Dieses DOS-Programm hat eine Anzahl von Setup- und Leitparametern, die der Nutzer eingeben kann, um innerhalb weniger Minuten von Beginn an eine Yagi mit optimalem Gewinn zu erhalten. Das Problem mit dem ganzen Setup besteht darin, dass dies auf den Gewinn ausgerichtet ist.

Die meisten Antennen-Hersteller, die wir kennen, benutzen, wie auch der bekannteste Amateurantennenentwickler, dieses YO-Programm auch heutzutage noch und so haben wir nach 15 Jahren die Form der YO-Yagi als „die Form der Yagi“ akzeptiert, Punkt Ende Aus.

Aber, YO kann man nicht mehr kaufen und außerdem kann dieses Programm nicht für die Entwicklung von LFA (Loop gespeiste Antennen) benutzt werden. Deshalb musste ich nach anderen Methoden suchen, um in der Lage zu sein, meine LFA-Designs zu optimieren. Darüberhinaus war es auch nicht möglich mit Programmen, die auf NEC2 oder MININEC basieren, akkurat zu modellieren, so dass als einzige Option 4nec2 mit der NEC-Rechenmaschine blieb.

Es hat mich mehrere Monate gekostet, das Setup einzustellen und das sehr leistungsfähige automatische Optimierungswerkzeug laufen lassen zu können, das in 4nec2 eingebettet ist. Am Ende erreichte ich mein Entwurfsziel, breitbandige Antennen mit gutem Gewinn und überlegener Rundumleistung zu erreichen, die ebenbürtig und manchmal besser sind, als irgendetwas anderes, das heutzutage verfügbar ist.

Es ist diese Variante in der Optimierungsmaschine und die Art, in der sie arbeitet, was mich dazu gebracht hat, andere Methoden auszuprobieren, um gute Gewinnwerte zu erhalten und auch die Bandbreite beizubehalten. Einer dieser abgeänderten Parameter war das Wegbewegen von der „idealen“ Boomlänge, an die wir gewöhnt waren.

Die Angelegenheit der Anpassung

Einer der Nachteile beim Nachbau einer niedrig impedanten Yagi liegt in der Anpassung und das ist wirklich ein potentielltes Minenfeld. Die erste Tatsache ist, dass während einige Programme (inkl. YO) die Effekte der Impedanzänderung bei einer Yagi durch ein angeschlossenes Anpassglied simulieren können, keines (von denen, die mir unter gekommen sind) das wirkliche Ergebnis berechnet hinsichtlich Diagramm und Leistung unter Berücksichtigung der physikalischen Einfügung des Anpassgliedes. Durch die Möglichkeiten (und Genauigkeit), die bei NEC4 zur Verfügung steht, war ich in der Lage die Einflüsse bestimmter Anpassglieder zu modellieren, ihre Anordnung, und den großen Einfluß, den sie auf die Antenne haben können (und den haben sie). Einige Beispiele und ein Fazit dieser Erkenntnisse werden etwas später diskutiert.

Von der LFA- zur OWL

Während ich meinen letzten Artikel in DUBUS 4/2009 nochmals las, überlegte ich, wie wohl die wirkliche Impedanz der LFA sein würde. Es ist schwierig, die exakte Impedanz zu messen, da ein Entfernen der Loop und Ersetzen durch einen Dipol keine genaue Darstellung der Impedanz ergeben kann, weil der Reflektor und erste Direktor nun viel weiter vom gespeisten Element entfernt sind, als mit der Loop. Der andere Punkt hier ist, dass eine der einzigartigen Eigenschaften der LFA darin besteht, dass das Anpassglied und das Speiseelement ein und das selbe sind. Deshalb gibt es hier keine Veränderung des Diagramms oder Verminderung der Leistung, so wie es bei einer niedrig impedanten Yagi auftreten würde, wo das Anpassglied angefügt wird NACHDEM das Software-Modell fertig gestellt wurde. Aber wie weit nur ist ist der mögliche Impedanzbereich, den die LFA anpasst? Es muss weit sein, weil das LFA-Design extrem flexibel ist und eine Vielzahl von verschiedenen Boomlängen zulässt bei einer sehr großen Bandbreite. Gleichzeitig muss die LFA eine viel niedrigere wirkliche Impedanz als 50 Ohm aufweisen, wobei eine Schleife mit nahezu 300 Ohm im Freiraum für das Speise-/Anpassungssystem innerhalb der Yagi verwendet wird. Wenn gute Leistung und Bandbreite mit einer herkömmlichen niedrig impedanten Yagi in gleicher Weise erreicht wird, dann muß ein Anpassungssystem gefunden werden, das nur einen begrenzten Einfluß auf die vorhergesagten Leistungsdaten dieser Antenne aufweist,

Was wäre, wenn meine LFA-Modellierungstechniken bei einer herkömmlichen dipolgespeisten Yagi angewendet werden?

Jeder, der meine Artikel verfolgt und die Informationen über das LFA-Modell gesehen hat, ist sich der SWR-Charakteristik der LFA bewusst. Die SWR-Kurve zeigt ein doppeltes Minimum an den beiden Enden der erwünschten Bandbreite, was in den meisten Fällen in einem verbleibenden SWR unter 1.1:1 für jede Antenne resultiert. Manch einer mag überrascht sein, dass diese Kurve bei jeder Antenne fast identisch ist. Wie wird das erreicht?

Die LFA-Schleife ist, wie oben gesagt, das Anpassglied, wobei es gleichzeitig das Speiseelement darstellt. Die Optimierungsfunktion der Software ist in der Lage, die Länge und Breite der Schleife gleichzeitig mit dem Abstand zum Reflektor und 1. Direktor so zu justieren, dass Gewinn und F/B-Änderungen sehr leistungsstarke veränderbare Parameter ergeben, die zum weltbesten Ergebnis führen.

Also, was hat es mit dem doppelten Minimum auf sich? Das wird durch fast konstante Aufrechterhaltung des Widerstandsanteils der Eingangsimpedanz der Antenne über einen weiten Frequenzbereich erreicht, wobei nur die Reaktanz variiert wird. Diese Variierung der Reaktanz wird durch gegenseitigen Einfluß von Reflektor, Speiseelement und 1. Direktor aufeinander erreicht und sofern sorgfältig abgestimmt, kann eine kleine positive oder negative Variation der Reaktanz erreicht werden, während der resistive Anteil der Impedanz im Wesentlichen erhalten bleibt und das beobachtete doppelte VSWR-Minimum hervorruft.

Wenn die Yagi auf bestes SWR abgestimmt wird, müssen wir die Speiseimpedanz über einen größtmöglichen Teil des Bandes so nahe wie möglich zur gewählten Impedanz haben. Während der Dipol ein wichtigen Teil bei der Abstimmung der Antenne darstellt, spielt er für die Impedanz der Antenne nicht die größte Rolle. Das wird vom 1. Direktor übernommen und in einigen Fällen vom Reflektor oder beiden.

Tatsächlich spielen mehrere der Direktoren am Anfang der Antenne (z.B. D2, D3, D4) eine Rolle beim Zustandekommen der Antennenimpedanz, und jeder trägt einen verschiedenen Teil zur Bandbreite der Antenne bei.

Bei den meisten Yagis wird der Dipol die Reaktanz beeinflussen, die wir idealerweise bei Null sehen würden. Wenn wir aber eine Antenne nehmen, die auf 50.250 MHz abgestimmt ist, wo die Reaktanz Null ist und das SWR 1:1, werden wir wahrscheinlich eine negative Reaktanz sehen, wenn wir uns in Richtung 50.0 MHz bewegen, weil der Dipol nun ein wenig zu kurz ist, und eine positive Reaktanz, wenn wir uns in Richtung 50.5 MHz bewegen, wo der Dipol etwas zu lang ist. In der Wirklichkeit ist es nicht ganz so einfach. Die Länge des ersten Direktors spielt eine größere Rolle für die Fußpunktimpedanz der Antenne. In den meisten Fällen (nicht allen) bewirkt ein Verlängern des 1. Direktors ein Absinken der Impedanz und umgekehrt. Das Justieren dieses Direktors hat jedoch auch einen kleinen Einfluß auf den Einfluß des Dipols, so dass, wenn man eine Antenne fertig stellt, ein sorgfältiges Abstimmen dieser beiden Elemente vorgenommen werden muss, um das best mögliche Endergebnis hinsichtlich des SWR sicherzustellen.

Was macht der Reflektor?

Als ich meine Experimente durchgeführt habe, fand ich heraus, dass, sobald eine Antenne eine Impedanz von 15 Ohm oder weniger aufwies, der Reflektor die Hauptrolle für die Impedanzanpassung spielt (bei meinen Breitbanddesigns). Tatsächlich gibt es einen Übergang bei der Kontrolle, wenn die Impedanz bei einer Antenne abfällt, ebenso bei der Stromverteilung. Es ist dieses Verschieben vom ersten Direktor zum Reflektor, das anscheinend die etwas besseren Leistungsdaten zur Folge hat, die man bei niedrig impedanten Yagis sieht. Dies und die Tatsache, dass der Speisepunkt auf dem Boom weiter nach hinten liegt, führt zu mehr Boom- und Direktorenlänge vor dem Dipol. Mehr zur Stromverteilung und den Elementabständen weiter unten.

Zurück zur LFA und bei einem Blick auf die Anordnung der Elemente wird man bemerken, dass meine frühen Designs nicht so breitbandig wie die jetzige Generation sind. Die Anordnungen von alt und neu zeigen wichtige Charakteristiken auf. Die älteren Designs, hatten einen relativ engen Elementabstand (zur Schleife) des Reflektors bzw. 1. Direktors, während die anderen Elemente relativ weit entfernt waren. Keine Elemente waren sehr eng zusammen. Die neuen, breitbandigen Designs zeigen eine komplett andere Antenne, erster Direktor und Reflektor befinden sich sehr nahe an der Schleife. Dasjenige parasitäre Element sitzt am dichtesten an der Seite der Schleife, wo sich der Speisepunkt befindet.

Elementabstände als Schlüssel

Falls dies der Kontrollmechanismus für Breitbandigkeit bei allen Antennen, nicht nur den niedrig impedanten, sein sollte, warum sehen wir dann niedrig impedante Antennen mit so großen Elementabständen? Ich glaube, dass dies das Ergebnis der falschen Anwendung von Programmen wie YO ist, sowie dem zu strikten Folgen der Richtlinien nach der Art von DL6WU, die in die meisten Optimierungs-Pakete hineinkopiert wurden. Falsche Anwendung von YO deshalb, weil die Antenne nicht nur auf maximalen Gewinn hin optimiert wurde, sondern auch, weil dem Programm erlaubt wurde mit der Boomlänge hochzugehen, wobei zuviel Gewicht auf den Vorwärtsgewinn gelegt wurde. Das führte im Programm zu einer Verlängerung des Booms so weit wie möglich, um dieses Ergebnis zu erhalten, wobei das SWR-Minimum noch immer erhalten bleibt, wenn auch in geringerem Umfang. Auch wenn dies Antennen mit weit überlegenen Gewinnraten und weniger Elementdichte als bei höher impedanten Yagis hervorgebracht hat, so entstanden unruhige, schwer abgestimmt zu haltende Monster, mit denen man im Alltag nur schwer leben kann!

Wie modelliert man eine breitbandige, niedrig impedante Yagi?

Es gibt einige Punkte zu berücksichtigen bevor man eine OWL-Yagi modellieren kann, der wichtigste ist die Fußpunktimpedanz, die man für die Antenne haben möchte. Der andere Bereich, den man genau betrachten sollte, ist die Anpassung. Zuerst möchte ich die Impedanz und meine Ergebnisse bezüglich der Stromverteilung diskutieren. Schaut man zuerst auf ein OWA-Yagi-Design von YU7EF (Abb. 1), sieht man die Bögen über jedem Element dieser 8-Element-Antenne für 2m, die für den Strom innerhalb jeden betreffenden Elements stehen. Genaueres Hinsehen verdeutlicht, dass das Strom-Maximum nicht vor dem zweiten Direktor, also dem vierten Element auftritt. Abb. 2 zeigt eine Breitband-9-Element-12.5-Ohm-Yagi. Bei dieser Antenne können wir zwei verschiedene Eigenschaften sehen: Die erste ist, dass der maximale Strom im ersten Direktor auftritt, wobei auch noch ein recht hoher Strom im Dipol fließt. Die zweite ist die Konzentration der ersten 3 Elements eng am hinteren Ende der Yagi, was eine hohe Stromverteilung über einen viel größeren Bereich der Antenne sicher stellt. Das ist es, wovon ich glaube, dass es zu den besseren Gewinneigenschaften von niedrig impedanten, breitbandigen Yagis im Vergleich zu den höher impedanten, breitbandigen Versionen beiträgt. Also, warum der Vergleich von 8-Element

und 9-Element-Yagi? Weil beide nahezu die selbe Boomlänge aufweisen. Aber warum ist das so?

**Abb. 1: YUTEF 8-Element-144-MHz-OWA-Yagi –
Das Strommaximum bei den Elementen tritt nicht vor 1/3 der Boomlänge auf**

Diese engstehende Anordnung von Reflektor, Dipol und 1. Direktor ist es, was unserer niedrig impedanten Antenne Bandbreite verleiht. Wenn man bedenkt, dass der nachfolgende Abstand der parasitären Elemente ähnlich dem von anderen Yagis ist, ist der Schluß, dass die niedrig impedante Yagi kürzer sein wird, als eine höher impedante Yagi mit der selben Elementanzahl, wenn die Bandbreite erhalten bleiben soll. OK, dies wird zu einer höheren Zahl von Elementen pro Boommeter führen, aber wären sie es nicht wert, wenn wir damit in der Lage sein würden, all die guten Eigenschaften von niedrig und höher impedanten Antennen in einer Antenne zu vereinen?

**Abb. 2: Die 9-Element-G0KSC-Breitband-OWL-Yagi –
Das Strommaximum innerhalb der ersten 10% der Antenne führt zu besserer Leistung.**

Für mich ist es das definitiv wert, speziell, wenn Experimente beweisen, dass eine Anordnung mit einer engeren parasitären Elementstruktur ein engeres, saubereres Diagramm aufweist. Aber, wenn die niedrig impedante Antenne breitbandig gemacht wird, wird die dann nicht schlechter hinsichtlich der Leistungsdaten wie Gewinn und F/B? Das folgende Beispiel beantwortet diese Frage hoffentlich:

Antenne	Boomlänge	Gewinn	F/B	SWR-Bandbreite (50-50.5MHz)
DK7ZB 5el 50MHz	5.970M	11.73dBi	34dB	2.57:1
G0KSC 6el 50MHz	5.975M	11.86dBi	24dB	1.1:1

Anmerkung: Ich habe meine bewährten 29 Segmente pro halber Wellenlänge verwendet, als ich die DK7ZB-Antenne mit EZNEC nachsimuliert habe. Allerdings musste ich den Dipol um 36mm verkürzen, um ein SWR-Minimum bei 50.150 MHz zu erreichen. Mit den publizierten Abmessungen liegt das SWR-Minimum zwischen 48 und 49 MHz.

Als erstes zu bemerken ist die Zahl der Elemente: 6 zu 5, aber beide Antennen haben fast die selbe Boomlänge, mit nur 5mm Unterschied. Die nächste Abweichung ist das F/B mit 34dB bei DK7ZB gegenüber viel geringeren 24dB bei der 6 Ele. von G0KSC. Diese Eigenschaft ist kein Fehler des OWL-Designs, dieses geringere F/B wurde der G0KSC-Antenne bewusst gegeben. Es ist ein Nebeneffekt durch das Reduzieren der im DK7ZB-Beispiel vorhandenen ausgeprägten vertikalen Nebenzipfel, eine charakteristische Eigenschaft, die niedrig impedante Antennen zu produzieren scheinen. Das kann man in Abb. 5 sehen, wo beide vertikalen Antennendiagramme übereinander gelegt sind.

Abb. 3: Der Elementabstand beim DK7ZB-Design

Abb. 4: Das G0KSC-OWL-Design zeigt die ersten 3 Elemente eng zusammen angeordnet, während die verbleibenden 3 Elemente in beiden Antennen ähnliche Abstände aufweisen

Der nächste Punkt ist der Gewinn: Während die 6-Element-OWL nur 5mm länger ist, hat sie bei 50.150 MHz doch 0.13dB mehr Gewinn als die DK7ZB-Antenne. Nicht dramatisch, aber es beweist doch schön, dass es möglich ist, eine sehr breitbandige, niedrig impedante Antenne zu schaffen und die Leistung dabei zu erhalten. Dies gesagt (und schwierig zu beweisen), glaube ich, dass der leichte Gewinnvorteil ein Ergebnis der viel rückwärtigeren Position des Dipols (bei allen OWL-Yagis, nicht nur bei dieser hier) ist, was mehr Boomlänge für die parasitären Elemente vor dem Dipol bedeutet und zu mehr Gewinn führt. Bei der obigen DK7ZB-12.5Ω-Yagi befinden sich 87.27% der Boomlänge vor dem Dipol, bei der obigen G0KSC-12.5Ω-Yagi sind es 94.86%. Diese Eigenschaft spielt sicher eine Rolle dabei, dass die OWL Bandbreite und Leistung gleichzeitig aufweist.

Abb. 5: Das Elevationsdiagramm zeigt deutlich eine starke Unterdrückung bei der G0KSC-Antenne, was zu einer besseren Symmetrie und weniger Rauschaufnahme von unten führt

Was ist die beste Anpassung für die OWL an 50Ω?

Ich baue und teste viele Antennen und bei der Entwicklung der OWL gab es hier keine Ausnahme. Es ist kein Zufall beim obigen Design, dass es die selbe Impedanz hat wie das DK7ZB-Design, beide liegen bei 12.5 Ohm. Der Grund dafür wird weiter unten erläutert.

Man könnte sagen, dass verschiedene Anpassmethoden (wie T-Anpassung, Gamm-Match und Haarnadel) verwendet werden können, um die Antenne feinabzustimmen. Das Problem hierbei ist, dass diese Beispiele sehr effektiv dafür sind, eine Antenne über einen sehr weiten Bereich (Imedanzbereich)

anzupassen. Dies bedeutet, dass, sollte der Konstrukteur etwas drastisch falsch machen beim Zusammenbau, dieses Problem dadurch maskiert wird, dass eine gute Anpassung am Fußpunkt gesehen wird, nachdem die Abstimmung mittels des Anpassgliedes gemacht wurde, was dazu führt, dass der Erbauer glaubt, dass alles gut ist und sich an die mittelmäßige Leistung gewöhnt. Sollte im Gegensatz dazu eine Transformator für eine bestimmte Impedanz verwendet werden, und es tritt ein ähnlicher Fehler beim Zusammenbau auf, wird die Antenne keine gute Anpassung zeigen, und der Erbauer weiss, dass er alle Abmessungen noch mal kontrollieren muß.

Welche Art von Anpassung ist nun die beste und wo montiert man sie? Die Gamma-Anpassung kam nie in Betracht. Dies ist eine unbalancierte Anpassung und während sie von einigen kommerziellen Herstellern aufgrund der Kosteneffektivität für die Antenne (die Elemente direkt auf und durch den Boom befestigt) favorisiert wird, kann die durch das Gamma-Match resultierende massive Verzerrung im Diagramm für mich nicht toleriert werden. Also, wie ist es mit T-Match und Haarnadel?

Die Haarnadel-Anpassung war die für mich zuhause am einfachsten konstruierbare Variante (im Modell und in der Antenne), so dass ich entschied, diese zuerst auszuprobieren. Typischerweise wird die Haarnadel für Antennen mit Impedanzen zwischen 20 und 30 Ohm verwendet, aber ich wollte an die Grenzen gehen bzw. diese etwas erweitern. Wenn ich eine niedrig impedante, breitbandige Antenne modelliere, wollte ich ermitteln, ob diese Eigenschaften außerhalb der normalen Leistungsgrenzen auf verschiedene Art beibehalten werden können. Außerdem wollte ich die Effekte der Haarnadel mit NEC4 simulieren, um den 50-Ohm-Fußpunkt, Diagramm und SWR-Verhalten im Ergebnis nach deren Einfügung zu sehen.

Wie die im Durchmesser abgestufte Schleife der LFA, kann eine Haarnadel-Anpassung nicht akkurat mit etwas anderem als auf NEC4 basierender Software modelliert werden. Dies liegt darin begründet, dass die Haarnadel-Schleife scharfe Ecken und einen viel kleineren Durchmesser als das Dipolelement hat. Mit EZNEC Pro/4 sollte ich eine Simulation schaffen.

Mein gewähltes Testobjekt war eine 7-Element-OWL-Antenne für 2m mit einer Impedanz von 150 Ohm (Abb. 6), die guten Gewinn und exzellentes F/B in der Simulation aufweist, BEVOR die Haarnadel-Anpassung eingefügt wurde.

Abb. 6: Die 7-Element-144-MHz-15-Ω-Yagi vor Einfügung der Haarnadelanpassung

Ich fügte die Haarnadel ins Modell ein und verminderte die Dipollänge, um an die Anforderungen der Haarnadel anzupassen. Die Haarnadel wurde zum Reflektor hin ausgerichtet, so wie man es bei vielen Designs sieht, und Justierungen mussten bei D1, Dipol, Haarnadel und Reflektor (wenn auch gering) gemacht werden, um ein akzeptierbares SWR zu erreichen. Allerdings war das Diagramm nicht mehr gut. Das F/B war um 10dB abgefallen und der Gewinn um 0.5dB. Um diese Effekte durch die Haarnadel hoffentlich zu reduzieren, veränderte ich ihre Form so, dass die länger entlang des Dipols wurde, parallel zu den Elementen, und weniger Platz entlang des Booms benötigte. Aber das Diagramm war noch immer sehr in Mitleidenschaft gezogen. Eine Änderung der Position der Haarnadel, so dass sie gerade nach oben oder unten zeigte, veränderte abermals die Eigenschaften der Antenne, diesmal wurde das Elevationsdiagramm gestört. Der Platz an dem die Einfügung der Haarnadel am wenigsten störte war in einer nach vorne ausgerichteten Position, wobei aber so wenig Boomlänge (vom Dipol weg) wie möglich benutzt wird. Abb. 7 zeigt eine Nahaufnahme der endgültigen Anpassanordnung.

Das endgültige Resultat mit der kompakten Haarnadel sah (durch mehr Glück als Verstand) besser aus als das ursprüngliche Diagramm. Das, jedoch, wird kaum immer so sein. Sinn der Übung war, zu demonstrieren, wie die Leistungsfähigkeit sich ändert bei einem Modell ohne Anpassung im Vergleich zu einem fertigen Aufbau mit Anpassglied, das Größe und Form zum gespeisten Element hinzufügt. Darüberhinausgehend habe ich die Haarnadel so in ihrer Form modifiziert, dass sie geringstmöglich beeinflusst. Die herkömmlich geformte Haarnadel-Anpassung führt zu einer Antenne mit einem Diagramm, das weit entfernt von dem des mit der Software simulierten ist. Abb. 8 zeigt das endgültige Diagramm mit der eingebauten Haarnadel.

Abb. 7: Im Test – die kompaktere Version der Haarnadelanpassung in der Antenne

Abb. 8: Höherer Gewinn, aber weniger F/B. Die Endergebnisse weichen vom Modell ab, wenn ein Anpassglied, das Größe und Form zum Dipol hinzufügt, eingefügt wird. Verbesserungen werden bei dieser OWL-Yagi mit nur 2.7m Boomlänge gesehen im Vergleich zu Abb. 6.

Die Ergebnisse dieses Experiments sind nicht nur, dass sich die Leistung der Antenne verändert, sondern, dass das Positionieren eines jeglichen Anpassgliedes, das vom Dipolmittelpunkt in irgendeine Richtung zeigt, direkten Einfluß auf die Leistung der Antenne hat in Bezug auf SWR und das Gesamtdiagramm und Symmetrie. Die beste Orientierung und Positionierung eines solchen

Anpassungsglied wird sicherlich von Antenne zu Antenne verschieden sein, und obwohl ich die Experimente nicht weiter fortgesetzt habe, glaube ich, dass die Haarnadel von dem kritischsten parasitären Element einer jeden Antenne wegzeigen muss. Das kann bei einer Antenne der Reflektor sein, bei einer anderen Antenne der erste Direktor. Auf jeden Fall müssen, um beste Ergebnisse zu erhalten, die Antenne und die Anpassung als eine Einheit modelliert werden, um genaue Resultate zu sehen.

Darüberhinaus war eine der wichtigsten Erkenntnisse für mich nicht der Winkel und Einfluß der Haarnadel, sondern es war der massive Abfall beim Strom innerhalb des Dipols, dem kritischsten Teil der Antenne. Abb. 9 zeigt eine Stromverteilungssimulation mittels EZNEC, die ein großes „Loch“ im Strom, dort, wo sich die Haarnadel sitzt, erkennen lässt.

Diese Ergebnisse haben mich auch davon abgehalten, das T-Match zu untersuchen, da dies die selbe physikalische Störung für den Dipol darstellt. Ohne Frage wird die selbe Störung im Diagramm auftreten.

Test in der Praxis jedoch zeigten exzellente Resultat. Ich konnte die ON- und PA-Baken auf 2m die meiste Zeit hören und GB3VHF ist 20 über 9 und mit der Rückseite S6. Man stelle sich vor, wie gut die Leistung wohl wäre, wenn das gespeiste Element nicht durch eine Anpasseinheit gestört würde?

Abb. 9: Wie bei jeder Last, fällt der Strom innerhalb der Haarnadel drastisch ab, was letztlich einen nachteiligen Effekt auf die Gesamtleistung der Antenne hat

Abb. 10: Die fertige Antenne vor der Installation auf dem Mast. Man beachte den engen Abstand zwischen den ersten drei Elementen, das sichtbare Charakteristikum der OWL-Antenne

Bevor wir dieses Beispiel mit der 7-Element wieder verlassen, noch eine Sache, die durch das Testen ans Licht kam. Bevor ich den gewickelten Pawsey-Balun installierte, versuchte ich eine einfache Drossel in der Speiseleitung, d.h. ein paar enge Windungen des Kabels. Zuerst war die Antenne nicht ganz dort, wo sie frequenzmäßig sein sollte, was die Frage aufwarf, ob das Kabel strahlte. Ich habe zwei Klappferrite hinter der Drossel eingefügt, und zu meiner Überraschung wanderte die Antennenfrequenz näher in die Richtung, wo sie sein sollte (nach oben von 143 MHz) und wurde breitbandiger. Ich musste 5 dieser Ferrite nehmen, bis sich keine weitere Veränderung mehr ergab. Für mich war damit klar, dass HF durch die Drossel kam und entlang des Kabels abgestrahlt wurde. Die Dipollänge wurde also elektrisch vergrößert, was letztlich in der selben Weise nachteilig auf das Strahlungsdiagramm und die Leistung wirkt, wie das obige Anpassglied. Nach Einsatz des Pawsey-Stubs waren alle derartigen Probleme beseitigt und die Antenne saß dort, wo sie sein sollte. Sicherlich sollte ein „ideales“ Anpassglied so sein, dass es die Eigenschaften einer Drossel/Baluns aufweist zusammen mit der gleichzeitigen Anpassung der Antenne und hoffentlich so, dass es keinen Einfluß oder eine physikalische Anwesenheit entlang irgendeiner Elementlänge hat und somit nicht das selbe Maß an Verstimmungseffekten (wenn überhaupt welche) hat, die andere Methoden ganz klar haben.

Die Anpassung

Die Anpassung muss betrachtet werden: Sie verwendet eine Viertelwellenlänge eines Koaxkabels einer gegebenen Impedanz, was die Antennenimpedanz auf die 50 Ohm der Speiseleitung umsetzt. Dies ist nichts Unbekanntes in der Welt des UKW-Funks, weil die Anpassung von DK7ZB eine Variante dieser Anpassung darstellt. Martin hat jedoch geschickt konventionelles und leicht erhältliches Koaxkabel verwendet, um seine Anpassung zu realisieren und damit seine Designs zu speisen. Er macht eine umgekehrte Entwicklung der Fußpunktimpedanz, die ein doppeltes 75-Ohm-Kabel (50 auf 28 Ohm Transformation) und ein doppeltes 50-Ohm-Kabel (50 auf 12,5 Ohm Transformation) ergeben und modelliert die Antennen so, dass diese Endimpedanzen passen.

Für mich wäre das doppelte 50-Ohm-Kabel vorzuziehen. Einfach deshalb, weil dieses Kabel übliches Hochleistungskabel für Sendezwecke sein kann, anstatt des unstabileren 75-Ohm-Sat-TV-Kabels, das Probleme bezüglich der verträglichen Leistung, Isolation und variierender Dämpfungswerte aufweist. Es gibt natürlich auch gutes 75-Ohm Kabel, wie z.B. RG 11, was aber nicht so gängig ist und meist extra beschafft werden muss. Die stabileren Designs der 28-Ohm-Antennen haben sich für die meisten Amateure im täglichen Leben jedoch als praktikabler erwiesen, so dass mehr 28-Ohm-Varianten gebaut wurden, trotz der besseren Leistungseigenschaften der Antennen mit noch niedrigerer Impedanz. Ganz offensichtlich hat die schmalbandige Charakteristik der 12,5-Ohm-Designs verhindert, dass die populärer wurden.

Ich entschied mich dafür, eine 12,5- Ω -OWL-Yagi auszuprobieren und wollte sie nach dieser bewährten Art mittels zwei Viertelwellenlängen aus verlustarmem Westflex 103 50- Ω -Koaxkabel anpassen. Man muss den Verkürzungsfaktor von 0,88 hierbei berücksichtigen (wenn RG213 verwendet wird, beträgt der Faktor 0,66). Ich wählte eine 6-Element-Antenne für 4m, weil ich die eine Zeit lang für meine Station verwenden wollte. Das gewählte Design hat eine Boomlänge von 4,5m und weist einen beeindruckenden

Gewinn von 11.98dBi und mehr als 21dB F/B auf. Abb. 11 zeigt das horizontale Diagramm dieser Antenne.

Eines meiner Ziele bei dieser Antenne war, hoffentlich die Verluste zu reduzieren, die durch die Anpassung entstehen. Martin bemerkt richtig auf seiner Webseite, dass, „wenn man eine gewickelte Koaxdrossel in seiner 50-Ohm-Yagi verwendet, die Verluste ähnlich sein werden, wie die bei der DK7ZB-Anpassung“. Das stimmt speziell aus oben gesagten Gründen, wenn man normale doppelte 50-Ohm-Kabel verwendet und nicht die 75-Ohm-Sat-Kabel.

Nun wollte ich doch die 28-Ohm-Anpassung in gerader Ausführung ausprobieren, so dass die Anpassung ein Teil der Speiseleitung sein würde und (theoretisch) zu weniger Verlusten führen müsste, als die gewickelte Alternative, weil die Leitung zum Shack ja kürzer wird. Der primäre Grund für das Aufwickeln des Stubs liegt darin, Abstrahlungen von der Leitung zu verhindern. Wenn man das dieses Design studiert, sollte man keine solchen Abstrahlungen nach dem Speisepunkt mehr erwarten und das wollte ich austesten, sobald die Antenne installiert wäre. Zuerst aber wollte ich eine kleine 28-Ohm-OWL-Antenne für 2m bauen mit der populären DK7ZB-Anpassmethode und auf Abstrahlungen vom Koaxkabel hin untersuchen. Zumindest wäre es wahrscheinlicher, dass dies dort auftritt, wo weniger gutes Koaxkabel für den Transformator verwendet wird als dort, wo gutes, dickeres Sendekabel benutzt wird.

Ich baute eine Antenne, die ich auf dem Mast aufbauen und ggf. für lokale Relais-QSOs verwenden könnte. Ich wollte die Breitbandeigenschaften der 28-Ohm-Yagi testen, wenn sie speziell breitbandig modelliert wurde. Mit dieser 5-Element-Antenne wurden Ausnahme-Ergebnisse gesehen: Ein flaches SWR über 5 MHz und überall besser als 1.26:1. Noch wichtiger war, dass das Anbringen von Klappferriten auf der Speiseleitung keine Veränderungen ergab und die Antenne dort saß, wo sie von Anfang an sein sollte, was bedeutete, dass keine HF auf dem Mantel des Kabels ist. Auch zeigte die DK7ZB-Anpassung exzellente Balun-Eigenschaften. Die einzige Justierung, die ich machen musste, war das leichte Kürzen des Dipols, aufgrund der stehenden Art der Speisepunktanordnung, die ich installiert hatte. Ich habe auch den Anpassungsstub in einer Weise angeordnet, dass er dem Boom nicht nahe kommt, damit sicher gestellt ist, dass es nicht zu Überschlängen an den Spannungsmaxima entlang des Stubs kommt. Das ist eine Lösung, wenn man höhere Leistung bei einem aus 75-Ohm-SAT-TV-Kabel aufgebauten Stub verwenden will.

Wie man in Abb. 12 sieht, ist der Anpassungs-Stub eine Teil der Speiseleitung geworden, so dass weniger Länge an Speiseleitungs-koaxkabel gebraucht wird und Verluste reduziert werden. Mit den Auswirkungen herkömmlicher Anpassmethoden auf Diagramm und Leistung im Hinterkopf, war ich mit dieser Anordnung des Stubs (um den Boom herum gebogen und unterhalb des Booms) nicht so glücklich, wie ich sein wollte, und entschied mich andere, weniger das Diagramm beeinflussende Optionen für das nächste Projekt zu suchen.

Abb. 11: Die 6-Element 12.5Ω-OWL für 4m mit einem kurzen 4.5m-Boom

Abb. 12: Eine 5-Element-Vormast-28Ω-OWL für 2m mit 5MHz-1.26:1-Bandbreite und der DK7ZB-Anpassung mit doppeltem 75Ω-Koaxkabel. Koaxkabel in dieser Weise um den Boom herum geführt, kann das Antennendiagramm negativ beeinflussen.

Abb. 13: Eine beeindruckende Abdeckung des 2-m-Bandes mit einem SWR von nur 1.04:1 an den Bandenden. Dies zusätzlich zu 10.88dBi Gewinn und über 20dB F/B

6-Element-4-m-OWL-Yagi

Bei dem 4-m-Antennenprojekt würde der Anpassungsstub viel ausgedehnter sein, auch aufgrund der Dicke der beiden Längen des Westflex-103-Kabels. Auch ist dieses Kabel sehr steif mit einem dicken Innenleiter (er passt nicht in Standard-N-Verbinder!), so dass es bei Bedarf selbsttragend wäre.

Ich war mir der Effekte der Anpassungsanordnung entlang der Elementlängen bewusst, und auch der Effekte auf die Antenne, die ich von Isolatoren gesehen habe. Die Erfahrung hat gezeigt, dass, wenn Isolatoren, nur einen sehr kleinen Raum in der Mitte des Booms einnehmen, keine Boom-Korrektur nötig ist. Wenn sich die Isolatoren vom Boom weg erstrecken in Richtung der Enden des Elements, gibt es Beeinflussungen. Je länger die Isolatoren sind, desto ausgeprägter diese Effekte. Wenn ich also nun den Stub oberhalb (oder unterhalb) der Elemente laufen lassen könnte und die Position innerhalb der genauen Mitte der Elemente erhalten werden kann, müsste nach der Theorie der geringste Einfluss auf die Antenne auftreten. Wenn sich dieser Stub in Richtung Tragrohr oder Mast ausdehnen würde, würden die Verluste gemindert, weil der Stub wieder ein Teil der Speiseleitung einspart. Auch ist, wie bereits bewiesen, kein weiterer Balun am Fußpunkt nötig, so dass eine weitere mögliche Quelle für Verluste wegfällt. Ich verwendete am Boom den selben Alu-Winkel mit N-Buchse, der auch in Abb. 12 zu sehen ist, aber jetzt verließ die ganze Anordnung auf der Oberseite des Booms mit einem Einspeisepunkt, der sich viel dichter in Richtung Mast befindet, als er es sonst wäre.

Abb. 14: Die Anpassung nach Art von DK7ZB ist über dem Boom sichtbar. Anstatt ihn aufzuwickeln, trägt der Stub zusätzlich zur wichtigen Impedanzanpassung nun zur Einsparung von Speiseleitung bei.

Also, was gab es für ein Ergebnis in der Praxis? Wieder musste der Dipol wegen der Anordnung der Speisung leicht gekürzt werden. Ich habe nur einen Isolator in der Mitte des Booms verwendet, um den Dipol zu befestigen. Das bedeutet, dass zwei V2A-Schrauben, die durch jedes Element laufen, nach oben hin über den Isolator überstehen müssen, damit das Koaxkabel angeschlossen werden kann. Das dürfte einen kleinen Effekt auf das Diagramm haben, aber in der Praxis und beim Testen sind diese „möglichen“ Effekte sehr gering. Ich hätte auch zwei Isolatoren auf jede Seite des Booms nehmen können, aber ich wollte die Antenne symmetrisch haben und bezogen auf meine obigen Anmerkungen zu Isolatoren, glaubte ich, dass dies die weniger schlechte Methode an diesem kritischen Punkt der Antenne war.

Abb. 15: Die Ergebnisse der 6-Element-OWL für 4m sind beeindruckend. Das höchste SWR im ganzen Band beträgt 1.08:1. Eine erstmalig erreichte Leistung bei einer 12.5 Ω -Yagi?

Folgerungen für den Nachbau

Ich glaube, dass man die obigen Ergebnisse (Abb. 15) als das I-Tüpfelchen bezeichnen kann. Der Returnloss ist besser als 30dB von 70 bis 70.3 MHz. Er ist so niedrig, dass der miniVNA ihn in seiner Grafikanzeige nicht mehr zeigen kann. Das SWR ist besser als 1.1:1 von 69.900 bis (und über) 70.500 MHz, was bedeutet, dass die meiste der Leistung, die an der Antenne ankommt, auch abgestrahlt wird. Der gestreckte Stub bewirkt, dass wir weniger Verluste aufgrund eingesparter Speiseleitung haben und unser Stub nach Art von DK7ZB liefert exzellente Impedanzanpassung und Balun-Eigenschaften, genauso wie weniger physikalischen Einfluss auf die Antennenleistung, als die meisten anderen Arten von Antennenanpassungen.

Ich habe viele weitere OWL-Designs für 6m bis 70cm entwickelt, die einige Ausnahme-Ergebnisse in allen Bereichen aufweisen. Ich fokussiere meine Anstrengungen auf die 12.5-Ohm-Variante, aufgrund der Lesitungs-Vorteile der niedrig impedanteren Antennen und, weil gutes 50-Ohm-Kabel verwendet werden kann im Gegensatz zum problematischen 75-Ohm-SAT-TV-Kabel bei den 28-Ohm-Varianten. Ich habe jedoch OWL-Yagis mit 28-Ohm-Fußpunkt widerstand modelliert, die eine erstaunliche Bandbreite bei Erhalt von sehr schmalen Diagrammen über weitere Bereiche aufweisen, als herkömmliche OWA-Designs. Das Beschaffen von gutem 75-Ohm-Kabel kann hier also Sinn machen.

Wenn man eine herkömmliche OWA-(50 Ohm)-Yagi modelliert, geht das schmale Diagramm schnell verloren, wenn die Bandbreite erhöht wird. Wenn man Modelle eines bekannten Designers vergleicht, zeigt sich, dass, sobald die Bandbreite auf mehr als 600kHz bei 2m und einer 50-Ohm-Antenne erhöht wird, das Diagramm breiter wird und das F/B schlechter wird. Wenn das Modell „gezwungen“ wird, das saubere Diagramm beizubehalten, fällt aber der Gewinn drastisch ab. Senkt man die Impedanz auf 40 Ohm ab, kehrt das schmale Diagramm zurück, zusammen mit einer etwas größeren Bandbreite. Weiteres Absenken der Impedanz verbessert diese Bandbreiten/Diagramm-Kombination noch weiter. Diese Erkenntnis beweist, dass die ideale Breitband-Yagi nicht von oder mit einer 50-Ohm-Impedanz kommt, sondern einer viel niedrig impedanteren Yagi.

Wenn die OWL länger wird und mehr Elemente hat, verstärken sich die Möglichkeiten bei Bandbreite und die Leistungsvorteile gegenüber herkömmlichen OWA-Yagis. Das folgende Beispiel in Abb. 16 zeigt ein vertikales Diagramm einer 11-Element-28-Ohm-OWL für 2m mit symmetrischer Keule und exzellentem Gewinn für die kompakte Boomlänge von 6.15m.

Abb. 16: Die kompakte 28 Ω 11-Element-OWL für 2m zeigt keine Beeinträchtigung hinsichtlich Leistung oder Diagrammsymmetrie bei 15.34dB Gewinn und fast 29dB F/B

Noch eindrucksvoller als das Diagramm ist die unglaubliche Bandbreite, die diese OWL-Yagi erreicht. Das Diagramm bleibt stabil über eine sehr große Bandbreite. Diese Eigenschaft wird nur in den Schatten gestellt durch die erstaunliche 1.1:1-Bandbreite über 5.25 MHz. Abb. 17 zeigt, wie „speziell“ diese Antenne und das OWL-Konzept wirklich sind.

Abb. 17: Mit engem, rauscharmem Diagramm und unglaublich weiter Bandbreite ist die OWL bereit, neue Maßstäbe bei der Yagi-Entwicklung zu setzen

So beeindruckend wie die obigen Beispiele sind, die OWL muss nicht unbedingt 12.5 oder 28 Ohm Fußpunktimpedanz haben. Wie wir bereits gesehen haben, können alle Leistungsparameter verbessert werden, wenn die Impedanz unter 50Ohm absinkt, sofern die Antenne auf die richtige Weise modelliert wird. Dies schließt die Bandbreite ein. Die einfache Art der DK7ZB-Anpassung mittels fertig verfügbarer

Koaxkabel ist gut und praktisch nachbaubar für den Durchschnittsamateur, der mit wenig Werkzeug und nur zuhause konstruiert. Dies zusätzlich zu den vielen vorzüglichen Eigenschaften, die diese Art von Anpassung gegenüber anderen heutzutage verwendeten Optionen aufweist. Die alternative Stub-Anpassung (wovon die DK7ZB-Anpassung eine Variante darstellt), kann jedoch noch mehr Verbesserungen bringen gegenüber dem, was wir bisher gesehen haben, erfordert aber etwas mehr Konstruktionsarbeit, um die endgültige Anordnung von Antenne und Speisung zu erhalten. Diese Arbeit umfasst die Konstruktion eines koaxialen Stubs ohne flexibles vorgefertigtes Koaxkabels.

Die Bazook-Stub-Anpassung benötigt 2 Rohre, wobei sich eines in dem anderen befindet, um eine koaxiale Länge (aus einem Material wie Messing) von einer Viertel-Wellenlänge zu bilden, die unsere Anpassung liefert. Durch Verändern der Rohrdurchmesser können viele verschiedene Impedanzen auf die für Koaxkabel nötigen 50 Ohm transformiert werden. Ich habe mit verschiedenen impedanten OWL-Designs experimentiert. Für die beste Balance zwischen Leistung und Bandbreite sind Impedanzen zwischen 18 und 22 Ohm nötig. 6mm Messingrohr in einem 12mm Messingrohr (10.4mm Innendurchmesser) bei $\lambda/4$ -Länge (hier gibt es keinen Verkürzungsfaktor), liefern eine Anpassung für eine 22 Ohm OWL, während 5mm Messingrohr in einem 10mm Messingrohr (8.4mm Innendurchmesser) eine Anpassung für eine 19.5-Ohm-Variante liefert.

Optimale Fußpunkt-Impedanz

Während ich in der Lage war, flache, stabile Antennen zu erhalten, die 500KHz mit 1.1:1 oder besser bei 6m und 4m abzudecken und über 1 MHz bei 2m, befinden sich derartige Antennen bezüglich der Bandbreite bei einer 12.5-Ohm-OWL am absoluten Limit. Gewinn und F/B sind besser bei einer niedrig impedanteren OWL-Antenne, aber die Schwankung der Impedanz hat einen größeren Einfluß, sobald sie auf 50 Ohm transformiert wurde. Wenn man 1 Ohm Verschiebung bei einer 50-Ohm-Yagi hat (aufgrund von Eis oder Schnee, usw.), wird das SWR sich kaum verändern. Aber, wenn die selbe Verschiebung um 1 Ohm bei unserer 12.5-Ohm-Antenne auftritt, ist die neue Impedanz, nachdem sie transformiert wurde, 54 Ohm. Das bedeutet, dass die Antennenimpedanz über eine viel größere Bandbreite viel näher an ihrer Zielimpedanz liegen muss, als höher impedante Antennen, um das selbe Ziel zu erreichen. Das ist einer der Gründe, warum die etwas höhere 18- bis 22-Ohm OWL-Yagi von mir als die „ideale“ OWL-Yagi angesehen wird, weil die Gewinnvorteile von hier an bis 12.5 Ohm hinunter nicht bedeutend sind.

Der 12.5Ω-OWL-Unterschied?

Die Leistung (speziell der Gewinn) der 12.5-Ohm-OWL ist aussergewöhnlich, wenn man die gleichzeitigen Breitbandeigenschaften sieht. Dies wird erreicht durch das weiter nach hinten Setzen des Dipols (zusammen mit der Stromverteilung), als es bei irgendeiner anderen Yagi der Fall ist, so dass mehr Kombinationen parasitärer Elemente auf dem vorderen Teil des Booms möglich sind und helfen, mehr Gewinn bei gleicher Gesamt-Boomlänge zu erhalten.

Der enge Abstand des Reflektors hat keineswegs die Leistung hinsichtlich des F/B behindert, die OWL behält ihre F/B-Eigenschaften wie von allen niedrig impedanten Yagi-Antennen gewohnt.

Obwohl die optimale OWL-Impedanz bei 18 bis 22 Ohm liegt, glaube ich, dass die 12.5Ohm populärer sein werden, weil der koaxiale Stub (DK7ZB-Version) leicht realisiert werden kann und, weil der am meisten benötigte Teil eines jeden V/U/SHF-Bandes (wenn nicht sogar das ganze Band) mit der 12.5-Ohm-OWL abgedeckt werden kann.

Schluß

Für mich ist die OWL ein weiterer Schritt in der Yagi-Entwicklung. In diesem Artikel haben wir bewiesen, dass Bandbreite, Gewinn und Diagramm-Symmetrie in einer Antenne vereint werden können, aber Modellierung und Optimierungsmethoden geändert werden müssen, um solche Antennen entstehen zu lassen. Die Anpassglieder bei niedrig impedanten Antennen sind deren Achilles-Fersen. Mit der Verwendung der Stub-Anpassung jedoch und der Einfachheit, mit der die DK7ZB-Variante realisiert werden kann, können Probleme mit modernen Yagi-Anpassungsmethoden gelöst werden, um eine Anpassung zu erhalten, die nicht mehr Einfluß auf die Leistung der Antenne hat, als die Speiseleitung selbst. Viele Antennenentwickler denken in ihren festgelegten Bahnen und wollen die niedrig impedante OWL mit ihren kompakten ersten 3 Elementen nicht untersuchen. Das ist traurig, weil die Beteiligung vieler eine viel schnellere Entwicklung dieser Yagi-Variante ermöglichen würde und mehr Möglichkeiten für den Zugang zur OWL schaffen würde, die ganz klar viel effektiver ist, als jegliche herkömmliche Yagi, die bis dato gebaut wurde. Ich werde meine Entwicklung der OWL parallel mit der LFA fortsetzen und darüber auf meiner Webseite berichten, wobei einige „spezielle“ Modelle für DUBUS-Leser reserviert bleiben werden.

Bis zum nächsten Mal. Justin G0KSC justin@g0ksc.co.uk www.g0ksc.co.uk

70cm LFA Yagis with very high gain

by Justin Johnson, G0KSC - justin@g0ksc.co.uk

The LFA (Loop fed array) concept was transferred to 70cm as already announced in last issue [1]. In the meantime a series of 70cm LFA Yagis with extremely good performance data was published on the web [2]. There one can find all necessary construction details for 18, 20, 22, 24, 26 and 28 el LFA Yagis for 70cm, covering a boomlength range of 4.25m to 7.52m and gain from 17.94 to 20.09dBi. These new antennas show more gain (per meter boomlength) than any other of the well known high gain yagi designs.

The latest version that was completed on February 5th 2010 is a 29 element LFA with a boomlength of 7.82m and a gain of 20.26dBi, F/B is >37dB and 3dB angles are 19.2 deg az and 19.6 deg el. The SWR is <1.1:1 from 432 to 433 MHz.

If you compare this one with a state of art conventional low noise 32 element Yagi which is 8,67m long and has about 19.9dBi one can see very well the achieved step forward. Whilst the 29 el LFA is 85cm shorter it provides about 0.35dB more gain!

Even just a single 29 ele LFA would make an interesting antenna for 70cm EME experiments, not to talk about a 4 bay stack that is calculated with almost 26dBi and F/B >40dB.

Note that latest calculations and simulations have shown that the first sidelobe is not the most important factor for a very good G/T, but the other lobes at the side and back. See [3] for more details.

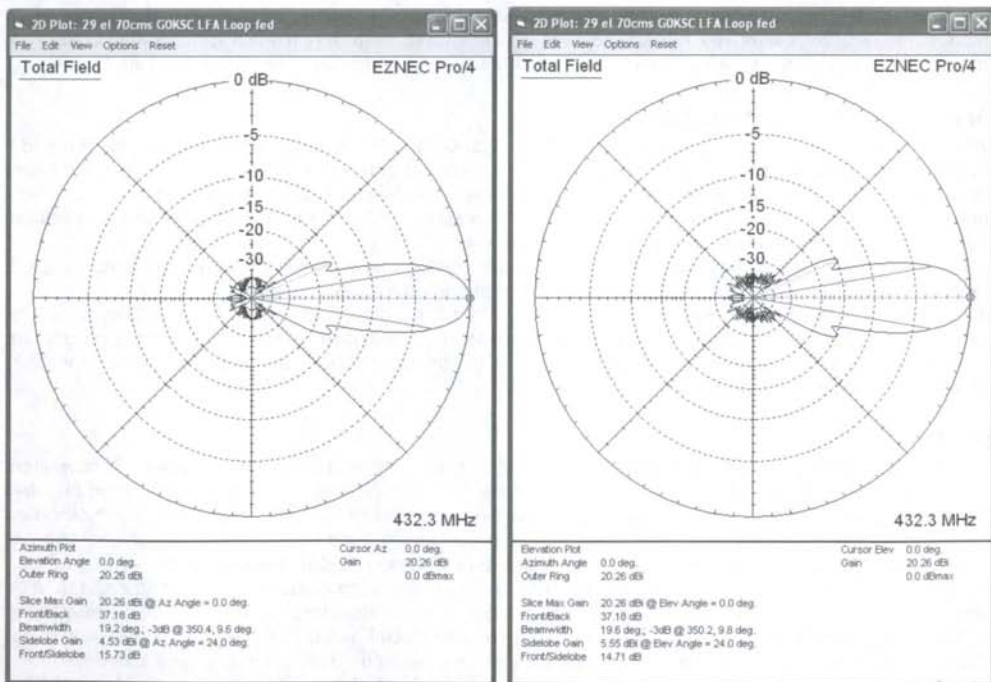


Fig. 1: Simulated azimuth (left) and elevation plots of the 29 el LFA for 70cm

[1] Justin Johnson, G0KSC: First LFA Yagi for 70cm, DUBUS 4/2009, p. 81-82

[2] <http://www.g0ksc.co.uk>

[3] Justin Johnson, G0KSC: High Gain LFA Yagi for 144MHz..., DUBUS 4/2009, p. 74-81

Dimensions 29 Element LFA Yagi for 70cm

Element	Position	1/2 element length	Element	Position	1/2 element length
Re	0	.167	D13	3.356	.135
DE	.086	.147	D14	3.671	.135
DE2	.158	.147 (feedpoint)	D15	3.988	.1345
D1	.215	.158	D16	4.308	.134
D2	.356	.152	D17	4.625	.1335
D3	.519	.147	D18	4.946	.1325
D4	.700	.146	D19	5.269	.1315
D5	.919	.1445	D20	5.594	.130
D6	1.183	.1425	D21	5.919	.128
D7	1.467	.1405	D22	6.244	.126
D8	1.768	.1385	D23	6.569	.123
D9	2.076	.137	D24	6.897	.119
D10	2.395	.136	D25	7.234	.1135
D11	2.715	.1355	D26	7.572	.1105
D12	3.032	.135	D27	7.854	.1165

Note: These are free space dimensions. 2mm MUST be added to each element when built and small insulators used. Any insulator is large at this frequency and will have an effect. It is recommended that a wide square boom is used and the coax is fed directly through the boom then routed along underneath it (pawsey stub, coax balun etc).

D1 as always plays an important role in impedance matching and proximity of the feeding coax, quality of insulator material, sizes of insulator (etc) will have a much bigger effect on this element than any other. If adjusting the loop does not show a perfect SWR at the design frequency (impedance above of below 50 Ohm) then adjust D1 length up or down by 0.5mm and tune the loop again.

Adjusting this element has little effect on the performance or pattern but for the best results as far as SWR matching, this is a must. We adjust D1 in the software model for best impedance and in the real world, need to do this on a frequency where small measurements make a big difference.

All parasitics are 1/4 inch rod. Loop is 1/2 with 3/8 inch ends.

Stacking is 1.875m for the azimuth plane and 1.895m for the elevation plane for the 29 el. LFA.

Longer versions with 30 el., 32el and may be 34 el. are currently under development.

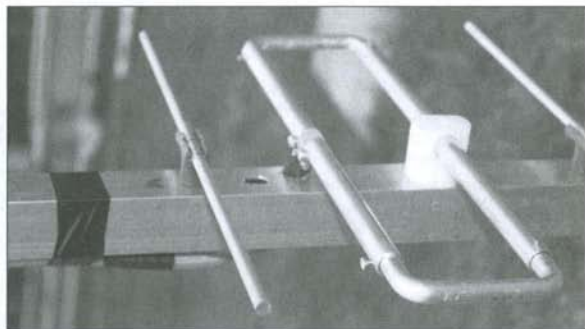
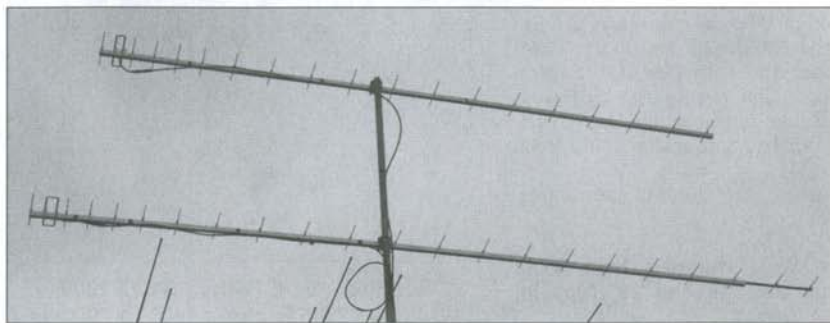


Fig. 2: 70cm Loop feed close view, photo courtesy G8FJG

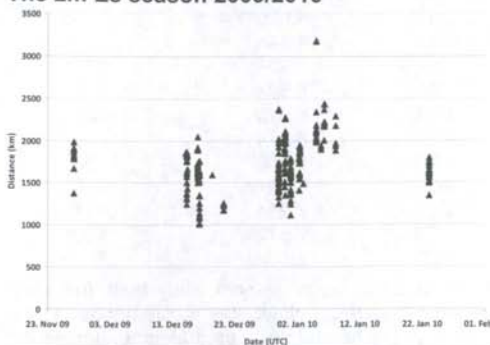


**Fig. 3:
19 el and
22 el LFA
during
on air tests
at G8FJG**

VHF News

Australia & New Zealand

The 2m Es season 2009/2010



2m Es openings VK/ZL summer 2009/2010

The first 2 m E's contact of the season occurred on at 0250Z on November 27th between John VK4FNQ and Brian VK5BC over 1780km.

Next 2m Es openings took place on 15.12. from VK2 to VK4 and from VK2ZT to FK8DD

17.12. from VK2 to VK5 and VK4, and from VK4 to VK3, VK5 and VK7. Highest observed MUF of the season with **195MHz**.

19.12. from VK4 to VK5

21.12. from VK2 to VK5, MUF >**180MHz**

29.12. from VK4 to VK5

30.12. from VK4 to VK3, 5 and 7

31.12. from VK4 to VK2, 3 and 5.

1.1. from VK4 to VK3 and

VK2 to VK5, MUF >**180 MHz**

2.1. from VK4 to VK3 and 5, from VK2 to VK5

3.1. from VK4 to VK9NA

5.1. from ZL to VK2, 3 and 5 with ODX of the season from ZL1IU to VK5AKK and VK5GF over 3181 and 3179km. VK9NA to ZL.

6.1. from ZL to VK2 and 3

8.1. from ZL to VK2

23.1. from VK4 to VK 3 and 5, VK5 to VK2

In total on 15 different UTC calendar days 2m Es was observed in the 2009/2010 season vs. 18 in 2008/2009, so about 15% less now. On 3 days (Dec. 17, Dec. 21 and Jan 1) very high MUF was observed. In the other openings the MUF was mostly just about 145MHz and reaching 160 MHz at times.

Many thanks to Rex, VK7MO for the above information!

(Note that there were reported high MUF (>90MHz) days on Dec. 18 and 29, 2009 in Brazil, see VHF SA below)

ZL-VK 2m and above DX report

The ZL to VK path, over the South Pacific ocean, spans approximately, 1950 to 2400 km coastal to coastal. Tropospheric ducting propagation and 2 m Es occur most years, coinciding with Summer season.

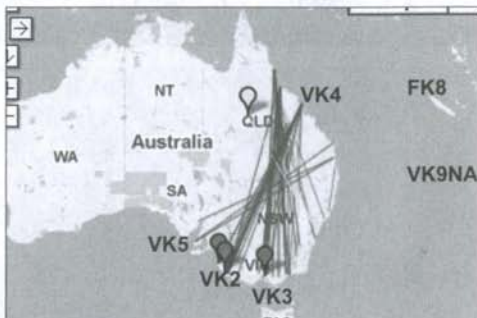
Thursday the 18th of November reports the Sydney VK2RSY 144.24 MHz beacon 529 into ZL1 along with channel 5A TV but not strong. This was the lead up to another good tropospheric opening on the Friday, Saturday and Sunday following. Known station active with contacts to VK on 2 m were, ZL3TY, ZL2TAL, ZL1BCJ, ZL1SWW, ZL1IU, ZL1TBG, ZL1TPH, ZL1BK to VK2 and VK4. Stations on 70 cm were ZL1TBG, ZL1SWW and ZL1IU to VK2. Contacts on 23 cm, ZL1IU to VK2DVZ at 2007 km and ZL1TPH to VK2DVZ 2096 km and VK2AMS at 2100 km. VK2ZT was heard on 23 cm but not worked.

The 30 and 31st of December 2009, another tropospheric opening. Best 2 m DX recorded was ZL1IU to VK3AKK at 2633 km. Nick also worked David VK3AUU at 2505 km and on 70 cm to VK3BBB at 2447 km.

The 5th January saw 2 m Es to VK with stations from ZL1 and ZL2 working into VK2 at around 2100 km. Best DX recorded was ZL1IU to VK5AKK and VK5GF at 3180 km. The first reports of Es that day was evident when VK9NA from Norfolk Island logged a 144 MHz, 2m band contact with ZL2AO in RF80 at 1430km. More surprise 2 m Es again on the 8th, with Terry ZL4TAE/P working VK2AMS, VK2DVZ, VK2ZTV, VK2ZQX, VK2TS as reported.

The VK9NA VHF/ UHF/ Microwave DXexpedition to Norfolk Island stimulated high interest from ZL, with approximately 32 stations in the log from bands 6 m to 23 cm. See separate VK9NA report below. This gives only a brief report of the activity, between VK and ZL on 2 metre and above - this summer DX season. Steve, ZL1TPH

Many thanks to Steve, ZL1TPH for this report!



2m Sporadic-E Paths - 31/12/2009
VK4 to VK2,3,5 is about 1600 to 2000km

VK9NA 2010



NORFOLK ISLAND
SOUTH PACIFIC

VK9NA Norfolk Island VHF and MICROWAVE DX Expedition - RG30XX, 3 to 13 January 2010

The first two weeks of January 2010 saw the success of our VHF and Microwave DX Expedition to Norfolk Island, a small Island in the Pacific Ocean with a resident population of 1500 which can cater for an additional 1000 Visitors. The three-man team of Kevin VK4UH, Alan VK3XPD and Michael VK3KH were operational for 13 wonderful days on all bands from 6 metres through to 10GHz.

Australia (VK) was typically 1600 Kilometres away to the West and New Zealand (ZL) was 800 Kilometres to our South East. Propagation varied over the two weeks of our operation, starting with Sporadic E on 6 Metres in the early few days followed by excellent Tropo conditions for the last few days. We worked some 408 QSO's with 5 new Distance Records to 5 Countries on the Bands 6, 2, 70, 23 and 2.4 Ghz. VHF and Microwave Contacts over these longer distances are of great significance so we are very pleased with our achievements. Unfortunately the Propagation did not work in our favour for the higher Bands above 2.4 Ghz.

Logistics - We Air Freight some 94 Kilos of equipment from Melbourne, Australia to the Island in advance of our departure. Additionally we carried about the same Kilo's of Check In and Carry On Luggage for our flight over. As you would expect - all the Microwave gear was "homebrew" and fed our beautifully painted 1.2 metre dish which is still on Norfolk Island!! The gear included: FT-817ND as the 2 Metre and 70 cm PA Driver, running DIGI, SSB and CW modes, KENWOOD TS-2000, Alternate/Backup TRX FT-817ND as the Transverter Driver, LAPTOP Computer for monitoring VK LOGGER and running ECHOLINK, Tokyo Hy-Power HL-180V PA for 2 Metres delivered 180 Watts, TE Systems Model 1454 PA for 2 Metres delivered circa 380 Watts, Mirage D1010 PA for 70 cm delivered 120 Watts, 1200 mm Prime Focus Microwave Dish with various Microwave Feeds, 1296 MHz, VK5EME based Transverter, 85 Watt integrated PA, GPS Lockable, 2304 MHz, Transverter, 20 Watts Internal PA or 100 Watts with an external PA, 3400 MHz, Transverter, DB6NT based, IONICA PA delivers 20 Watts, 5760 MHz, Transverter, DB6NT based, CODAN

PA delivers 15 Watts, 10368 MHz, Transverter, MITEQ based, modified Ku NEC PA - 5 Watts, GPS Lockable, GPS Module for a 10 MHz derived Reference, 10 Element, long Yagi on 2 Metres, No Preamp, 23 Element (later 17 element post wind damage), long Yagi on 70 cm, No Preamp, 6 Metre, 3 section guyed Mast, Power was via multiple 12-Volt Car Batteries configured for 24 Volts, DC-DC Inverter 24 Volts to 13.8 Volts, DC-AC Inverter for Laptop Power.

Our sincere thanks to all Stations who made an effort to work us. Thank you also to our wonderful sponsors YAESU, the Wireless Institute of Australia, The Ballarat Amateur Radio Group, The VK LOGGER, Norfolk Air and many other valued Amateurs who helped support our adventure.

The VK9NA Team, VK3XPD, VK4UH, VK3KH

VK9NA 2010 Results:

261 6m QSOs, ODX on Es to VK6JJ, 4922km
119 2m QSOs, ODX on Tropo to VK7MO, 2404km
16 70cm QSOs, ODX on T to VK2BXT, 1725kkm
10 23cm QSOs, ODX on T to VK2AMS, 1518km
1 QSO on 2403 MHz to VK4OX over 1502km.
Including first 2m QSO to ZL, first 70cm QSO to ZL, first 23cm QSO to ZL, first 2m QSOs to VK2, 4, & 7, first 70cm QSO to VK2, first 23cm QSO to VK2, first 13cm QSO to VK4.



Everything well packed and labeled...



Take off from VK9



VK9NA Shack



A feed for all seasons



VK9NA Team (from left: Alan VK3XPD, Michael VK3KH and Kevin VK4UH)



Michael, Alan & Kevin with the Sponsors

Microwave USA

Editor: Kent Britain, WA5VJB
WA5VJB@flash.net

14th International EME Conference Announcement

It is with great pleasure that W5LUA, VE4MA, WA8RJF and the North Texas Microwave Society officially announce the 14th International EME Conference. We cordially invite you and your family to Dallas, Texas on the 12th, 13th and 14th of August 2010 for the premier technical and social EME event of the year. Whether you are an experienced EMEer or new to the lunatic fringe, the conference will offer a wide range of technical, social and site-seeing activities for everyone.

The Conference Hotel is The Westin at the Dallas Fort Worth Airport which is just a short shuttle ride from DFW Airport and offers first class conference amenities at an excellent conference price of \$89 USD per night plus taxes. Their address is 4545 West John Carpenter Freeway, Irving, TX 75063. We have guest rooms booked for Wednesday night through Saturday night. The conference rate



Another Day in paradise

is only good for Wednesday through Saturday for either a single bed or double beds. Please book your room directly with this hotel as it helps the conference organizers meet our hotel commitment and help offset the price of conference meeting rooms and other amenities. We expect a large turnout and strongly recommend that you book early to avoid disappointment. The hotel block will be held until July 12, 2010. After July 12th, it will be difficult to get the same conference rate. Hotel registration is now available online at

<http://www.starwoodmeeting.com/StarGroupsWeb/res?id=0902108016&key=7BF3D>.

If you have any difficulties in using the on-line Westin hotel registration, please call reservations at 888-627-8617 and reference the "EME Conference" to get the conference rate. If all else fails please drop Al a note at w5lua@sbcglobal.net.

The Dallas-Fort Worth area offers a wide range of holiday/vacation activities. Plan on arriving at the conference hotel Wednesday afternoon or evening. We will have a hospitality suite and registration on Wednesday evening so we can get acquainted and prepare for a full day of family activities on Thursday. The Thursday family activities will include air conditioned bus tours in the Dallas Ft. Worth area. Yes it will be hot in the Texas in August but we do have well air conditioned buses, hotels and buildings! We are working with two local tour companies at present to find the best activities and best deal for our group. Once the details are known (which should be within a few weeks) we will go forth with the conference registration and fees. While the technical sessions are going on during the day on both Friday and Saturday, we plan two full days of family activities. On Friday evening we have planned a fun filled evening in Ft. Worth. We will have a Saturday night banquet at the hotel with a special guest speaker planned. We will have a short session on Sunday morning to wrap things up and then you are free to continue your travels. We hope that you can make the Dallas Ft. Worth area the center of your 2010 vacation or just a stopping point as you tour other parts of North America. The Dallas Fort Worth area is served by DFW International Airport making international travel easy while still a convenient jumping off point to other destinations within the U.S.A. or Canada.

The hallmark of past EME conferences has been the excellent technical presentations and the 14th EME Conference promises to live up to everyone's expectations with an outstanding technical program. To date presentations on the following topics by an international cast of EMERs include:

- Low Noise Amplifiers
- Tracking Moon and other celestial bodies
- SSPAs/Tube Power Amp/TWT Workshop
- Receiving with Software Defined Radios
- Big Dish EME
- Highlights from several DXpeditions.
- Getting started with a small dish on 1296
- Feed design and construction
- EME Propagation
- Software
- Live EME demo on 1296 MHz by WA5WCP/5

Of course no technical portion of a Conference is complete without the Technical Proceedings and the 14th EME Conference Proceedings will be second to none. If you would like to present or submit a technical article for inclusion in the Proceedings please contact a committee member as soon as possible.

We also have several electronic vendors signed up to showcase their goodies. The vendor rooms will be open all day Friday and Saturday. If you are interested in obtaining a vendor table, please contact us as soon as possible before the start of the conference.

We will also have noise figure measurement equipment on hand to showcase your newest low noise amplifier or to help you troubleshoot a troubled LNA.

A special request: Most EMERs would argue that EME is the most interesting, challenging and rewarding aspect of Amateur Radio. The EME Conference presents not only an opportunity to swap lies with old friends or make new friends but it also presents each of us with an opportunity to share our passion for that unique aspect of Amateur Radio called EME with others. We encourage you to invite any and all who may have an interest in EME. Whether you are a seasoned EMER or just someone wishing to see what all the fun is about on the higher frequencies, this conference is for you.

Whether this will be your 1st EME Conference or your 14th we are looking forward to seeing you in Dallas in August 2010.

73 and GUD DX (via the Moon)

Al Ward W5LUA - Barry Malowanchuk VE4MA
Tony Emanuele WA8RJF

Microwave Update 2010

Microwave Update will be returning to Cerritos, California for 2010 and will be sponsored by the San Bernardino Microwave Society. Conference dates are October 21st through October 24th and the conference will be held at The Sheraton Cerritos Hotel, 12725 Center Court Drive, Cerritos, CA 90703. Info: www.microwaveupdate.org

Microwave Japan

Seiji Fukushima, Ph.D, JH6RTO
jh6rto@m.ieice.org

Single-optoelectronic-device transceiver for free-space optical communication

by Seiji Fukushima, JH6RTO
and Masatake Hemmi, JA1ATI

Abstract

We developed a novel optical transceiver that employs only one optoelectronic device. It is found an LED functions as a photodiode as well. Our new transceiver can reduce a number of focusing systems from two to one. Two-way QSO was demonstrated up to 11.5 km.

Introduction

First we should go back to ham radio examination textbooks that we read several or several ten years ago. Probably we learned some diodes can convert electric current into light and some can convert light signal into current. The former and latter are called a light emitting diode (LED) and a photodiode (PD), respectively. Are they different from conventional diodes we use daily? How do they change energy style?

Principle

This is a classroom of semiconductor physics; however, the authors will try to describe everything very simply and easily, making the long story short. So the descriptions are not as exact as physics textbooks.

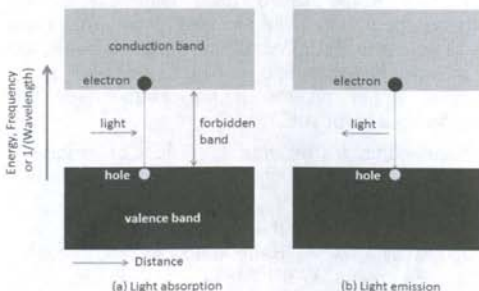


Fig. 1 Light absorption in a semiconductor and emission from it

Figures 1 (a) and (b) are energy band diagram of a semiconductor material. There are two types of electrons. The first ones stay in the valence band and do not contribute to electric conduction at all. The other ones are moving in the conduction band and contribute to conduction if the semiconductor

is electrically biased. Between the valence and conduction band, you see a forbidden band, where both electrons and holes cannot stay basically. Now a photon—a single unit of light—is incident into the semiconductor, as shown in Fig. 1 (a). If photon energy is larger than the forbidden band, a pair of electron and hole is generated. In other words, an electron is excited from the valence to conduction band. It could be current flow. When a diode is designed and fabricated to have a junction with high conversion efficiency, this is the PD. In contrast, the pair of excited electron and hole is recombined and, then, they return to the previous bands to emit a single photon. This one is the LED.

We have to note there are two types of semiconductors called direct-transition and indirect-transition semiconductor. The direct-transition semiconductor can emit light and its representatives are GaAs and InP. On the other hand, the indirect semiconductors such as Si and Ge do not emit light in general. But both types of semiconductors can function as PDs.

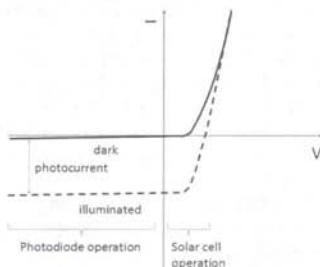


Fig. 2 V-I curve of a photodiode

Let us explain a little more about semiconductor devices. A solid line in Fig. 2 is a typical V-I curve of a diode. When light strikes its junction, a photocurrent flows under a reverse-biased condition. A typical curve is drawn with a dashed line. The photocurrent is proportional to the light intensity. Now you recognize what is the difference between PDs and solar cells. Basically or principally both are the same. The PD is designed for fast response and high current conversion efficiency and the solar cell for high energy conversion efficiency. A junction area of a PD is usually small to have a minimum capacitance or RC time constant while that of a solar cell is very large to fully receive solar energy.

Diagram of Transceiver

We believe that most amateurs are using a pair of independent transmitter and receiver, as shown in Fig. 3. The beam alignment is hard job to achieve optical communication as well as the millimeter-wave QSO. The two operators have to align the four focusing systems in total. Our novel scheme of optical free-space communication is an optical

transceiver that consists of TX and RX circuits and a single LED, as shown in Fig. 4. Note that only one focusing system is needed.

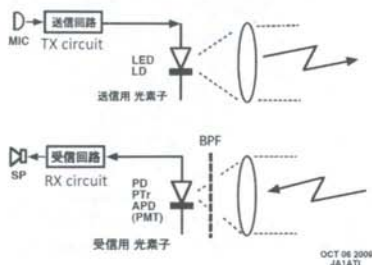


Fig. 3 Conventional setup of a free-space optical station

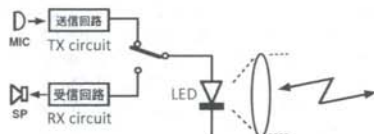


Fig. 4 Our novel optical transceiver employing a single optoelectronic device

Experiments

We tested our idea as follows. A pair of red LEDs, CT-3LAR [1], was placed with a 50-cm distance. A lens, CT-L10B, was placed in front of each LED. Specifications of the LED are a flux of 65 lumens at 700 mA, a center wavelength of 625 nm, and a price of about 5 Euros. Details have not been described in [1] and, then, we have to measure their characteristics by ourselves. The LED must be directly connected to a heat sink. A voltage, 5Vdc+6Vpp sinusoidal wave, was applied to a TX LED through a 160-ohm resistor. An RX LED was negatively biased with a load resistor.

Conversion efficiency has not been measured quantitatively although a small-signal frequency response was measured, as shown in Fig. 5, and it was good enough. When a load resistor is 10 kohms, a 3-dB bandwidth was 30 kHz, which indicates this pair of LEDs can transmit and receive light signal on direct modulation of analog voice or CW.

Then, we made field tests. The developed homebrew transceiver is shown in Fig. 6. On a tripod there is a transceiver with a square Fresnel lens. An aperture and a focus length of the Fresnel lens are 300x300 mm and 420 mm, respectively. Using two sets, we succeed in two-way 11.5-km QSO as follows:

On 07.09.2009, JA1ATI and JF1PYE worked JA2JL and JA1ELV on 625 nm or 480 THz, AM.

We sent voice signals on amplitude modulation to RXs. At the radio society this modulation should be referred as AM; however, this is called IM/DD in

the optical fiber communication society. IM/DD stands for intensity modulation/direct detection.

Summary

We succeeded in developing a single-optoelectronic-device transceiver for free-space optical communication. To extend the communication range, we would like to employ SSB or FM subcarrier multiplexing. We will report some tips about the experiments in the next issue. We thank JA1ELV, JA1FS, JA2JL, JF1PYE, and JH1JXY for their assistance.

Reference

[1] <http://www.temkon.com/led/led-3/led-3.htm>

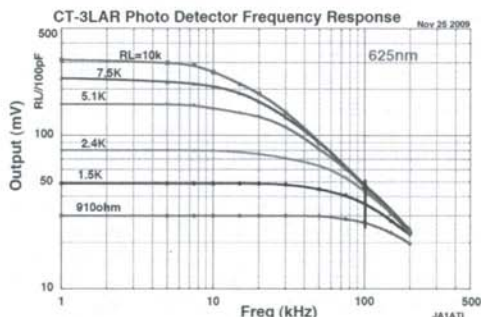


Fig. 5 Frequency characteristics of a pair of LEDs, one of them functioning as a PD.



Fig. 6 Transceiver and Fresnel lens

Errata from Editor

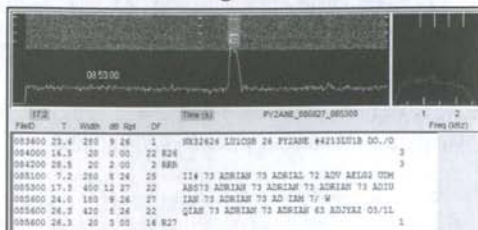
Two big errors have been found in the previous issue.

1. Shichiro's callsign is JA6CZD, not JA6CDX.
2. JA4BLC worked OK1KIR, not OK1DIR.

VHF South America

by Flávio Archangelo, PY2ZX
py2zx.ham@gmail.com

Meteor Scatter between Argentina and Brazil



WSJT screen with PY2ANE and LU1CGB QSO

After 15 minutes of tests, LU1CGB, Adrian Sinclair (Buenos Aires, GF050m) and PY2ANE, Orlando Luis Costa Neto (Ribeirão Pires, GG66sh) made their 2nd MS QSO on Dec 14th 2009 over a QR of 697 km. The best burst was 8 seconds of a loud signal thanks to the Geminids meteor shower. PY2ANE worked also LU7FA, Ricardo (Arteaga, FF96bw) in a 90 mins QSO covering 1829 km during the 2nd Capricornids Meteor Shower. All QSOs were in FSK441 on 144,182 MHz. PY2ANE used a single horizontal Yagi (1 WL), 110 Watts and IC-756PRO, while LU7FA used a single K1FO horizontal Yagi with 12 elements and 100w. LU1CGB worked with his EME setup: IC-275H driving 4cx1500B PA (600 w), 4 x DJ9BV Yagi (3 WL) and home made splitter with 1/2" Andrew Superflex to ARR preamplifier with 0.55 NF in two split TX/RX coaxial lines. For schedules: LU1CGB: adrian.sinclair@multiradio.com.ar PY2ANE: py2ane@yahoo.com.br



LU1CGB Yaqi system for 144 MHz on Jan 30th

Sporadic E on the FM BC band



Link between Rondonópolis (PY9) and Recife (PY7) by Es. Goiânia is just around the PP2 mark on the map.

Adriano Rossoni (Rondonópolis, Brazil, GH23qm) and Gustavo Maia (Goiânia, Brazil, GH53ig) received strong Es from Central and Northeast Brazil on December 29th, 2009. Adriano found 11 different stations on the dial by Es. He identified at least two: Bahiana FM (89.3 MHz) and Radio Jornal (90.5 MHz), both from State of Pernambuco (PY7) around 1600z.

Gustavo identified another pair: Bahia FM (88,7 MHz) and Itaparica FM (91,3 MHz), both from State of Bahia (PY6). He also saw a mix carrier scenario on 61,250 MHz (ChA3) during the opening and PR8ZIX beacon listening on 50,018 MHz. Distances covered are around 1200 km and 2200 km.

Some days before (on December 18th 2009) Ivan Dias (Sorocaba, Brazil, GG66gm) heard his first Es. He described the moment: "For a moment I thought that I was having some kind of hallucination!" Ivan identified two Northeast stations: Sao Miguel FM (Alagoas) and Eldorado FM (Bahia) covering 1930 km on same frequency 99,5 MHz. Es is quite an unexplored field within South American ham radio on 144 MHz and these information provide correlated propagation insights.

Check the DX recordings on the following sites:
 Adriano Rossoni: <http://www.youtube.com/adryan0>
 Gustavo Maia: <http://fmtvdx.wordpress.com>
 Ivan Dias: <http://ivandias.wordpress.com/>

TRANSEQUATORIAL PROPAGATION

From Jan 20 - 24 2009 several SWLs – including the author - traveled to the Garopaba DX Camp (Garopaba, Brazil, GG51). Carrying HD Radio Sangean HDT-1X and Aquario LUVU-14 VHF/UHF Log Periodic more than 100 FM broadcasting stations were heard. 18 of them came from the Caribbean by Transequatorial Propagation and/or associated FAI. The openings were unstable but a Log Periodic gave us some extra-minutes of opening and new frequencies for monitoring. 95.5 MHz Fame Jamaica was our stronger reference, while for other areas of Brazil different Caribbean

broadcast stations act as very valuable beacons almost. We detected TEP even on a higher frequency of 107.9 MHz from Dominica Island. In 2007 I was on the same city and found less than a half of Caribbean stations than heard now in 2010, but I had much better Tropo and Es to Argentina (DUBUS 3/2007). On the following tables one can see the TEP frequencies and opening periods compared with past TE operations in the PP5 area.

DD/MM/YY	Garopaba GG51	Itapoá GG53	Period TE	M
10/feb/06		0134 - 0246	1h 21m	
11/feb/06		0026 - 0304	2h 37m	
		2320 - 2359	3h	
12/feb/06		0000 - 0230		
13/feb/06		0020 - 0436	4h 16m	
14/feb/06		0132 - 0245	1h 12m	
15/feb/06		0001 - 0200	1h 59m	
16/feb/06		0118 - 0348	2h 30m	
		2351 - 2359	3h 34m	
17/feb/06		0000 - 0325		
18/feb/06		0136, 0150	peaks, MT	
			20h 30m	2h 56m
20/jan/07	0114 - 0130 1500 - 1550 Es		16m	
21/jan/07				
22/jan/07	2340 - 2359		1h 30m	
23/jan/07	0001 - 0111			
24/jan/07		0005 - 0134 1640	1h 29m	
25/jan/07		0007 - 0035	28m	
26/jan/07		0003 - 0027	24m	
			4h 7m	35m
20/jan/10				
21/jan/10				
22/jan/10	0028 - 0038 2351 - 2359		10m 1h	
23/jan/10	0000 - 0051 2253 - 2359		2h 14m	
24/jan/10	0000 - 0208		segments 3h 24m	1h 8m

Table: Santa Catarina (PP5) TE expeditions and UTC time frame of the openings. (DUBUS 01/2006 for details)

One week before the DX Camp, Alain FG5GP made several 2m TEP QSOs with Brazil via the Morro dos Perdidos repeater on 146,640 MHz (near Curitiba, Brazil, GG54).

On Jan 14th 0102z FG5GP wkd PY5QW on 144.2 In the end of November 2009 additionally to the 2m TEP report in DUBUS 4/2009 on page 118 the following QSOs were made:

Nov. 23 0018z LW2DKF wkd YV4AKK in FM 5/3
Nov. 26 0042z LW2DKF wkd YV4AKK/M in FM 5/1
Nov. 26 0043z LU7DLY wkd YV4AKK/M in FM 5/3
Nov. 28 0021z LU7DLY wkd YV4AKK/M in FM
Nov. 28 0100z LW2DKF wkd YV4AKK in FM 5/1
All above QSO took place on 146.520 MHz.

88,1	TEP SS (Revelacion Puerto Rico)
88,3	TEP mx
88,5	TEP SS
88,7	TEP Joy/Kairi Dominica // 107,9
88,9	TEP rlg
90,1	TEP weak
91,1	TEP FF talks (RCI 91,2 Martinique)
91,3	TEP mx
91,5	TEP mx EE
92,7	TEP 92.7 FM Fame Jamaica
93,1	TEP
94,3	TEP mx (RFO Martinique)
95,5	TEP ZJB Montserrat
96,7	TEP EE (Nice St Vincent)
97,1	TEP rlg EE (ZDK Antigua)
97,3	TEP Sta Lucia
97,7	TEP rlg EE
99,5	TEP
99,7	TEP mx black
99,9	TEP rgg (Wefm St Vinc)
100,7	TEP EE talk (QFM Barb)
102,7	TEP (ZJF Antigua)
107,5	TEP (NBC St Vinc)
107,9	TEP Joy/Kairi Dominica

Table: TEP Frequencies heard during Garopaba DX Camp 2010.

Beacon Notes

Rafael Marques PU3TZY informed about the return of **PU3SIX/B on 50,050 MHz** with 5 Watts and horizontal dipole from GF49jw. Reports to: pu3tzy@hotmail.com

Greg YV5OK informed that his beacon in FK60 is running on **50,077 MHz** with 10 Watts and GP. This beacon is using the original equipments of Jose Valdez YV5LIX (SK), a TS-600 with MFJ-587 keyer.

PY2XW is the callsign devoted to a 10 and 6 meters beacon project located in Campinas and operated by Durval PY2DUN, Haroldo PY2OZF, Bony PU2UDX and friends. The first test was made in December 2009 on **50,072 MHz** with 3 watts and dipole. The message is <PY2XW GG67LF>. Info: www.qrz.com/callsign/py2xw

Argentinean 10m CW HF beacons were heard in Sao Paulo, Brazil during the same time as Es openings on VHF and they could be valuable propagation indicators. The frequencies are:

kHz	Call
28169	LU3DBJ
28190	LU3HFA
28192	LU8EML
28197	LU5FB
28212	LU7DQP

Microwave Europe

Editors:

Guy Gervais, F2CT F2CT@wanadoo.fr
Sam Jewell, G4DDK jewell@btinternet.com

UK microwave meetings in 2010

RAL 2010

The Round Table meeting will take place at the Rutherford Appleton Laboratories at Didcot Oxon on Sunday 18th April. The fun starts on Saturday 17th April with an antenna test session at G4NNS, QTHR near Andover Hants. The test session will be followed by a dinner to be held at a local pub.

SOUTH YORKSHIRE uW ROUNDTABLE

Dates: 10-11th July 2010, Venue: Finningley A. R.
.S HQ, near Doncaster. Programme:
Saturday – Beginners Workshop
Sunday – Lectures and antenna test range.

Crawley RT 2010

CARC will take place on Sunday 12th September.

GB3CSB on 23cm

Thanks to David, GM6BIG and Mark, GM4ISM in the end of December 2009 the first of the Central Scotland microwave beacons became QRV on 1296.985000MHz, running JT4G on even minutes, carrier odd minutes, callsign in CW at 10 sec to each minute. The mark tone is the middle of the JT4G tone group. The space tone is placed at approx 865 Hz on the waterfall and is easy to spot. The beacon is located in IO75XX, it is GPS locked in frequency and timing. They hope to have the 13cm and 9cm beacons active in early 2010.

GB3MCB: Cornwall 10GHz beacon

GB3MCB/B is on air since Dec. 8th 2009 also on 3cm on 10368.980 MHz. The sector horn is covering all UK, ON, PA and northern France.

F1XA* call change to F1ZA*

The IN88HL beacons, F1XAO on 5.7GHz, F1XAP on 10GHz and F1XAQ on 24GHz went temporarily QRT on 8th December, 2009, to enable the team to change the callsign in the keys to conform to new French licence requirements. All French beacons are in the course of changing to calls with Z as the first letter of the suffix. (F1GHB)

EA/F2CT/P on 10GHz

Guy, F2CT crossed the border into Spain on Sunday 20th Dec in order to do some 10GHz tests with Maurice F6DKW in JN18CS, at a distance of 677 km. A contact was made on SSB at 53 both ways. The temperature at Guy's end was around minus 3°C! The photo shows EA/F2CT/p operating from IN93GF at an altitude of 1100m.



EA/F2CT/p operating from IN93GF on 3cm

W1GHZ Slot antennas - Update

The waveguide slot antenna spreadsheet in the W1GHZ Microwave Antenna Book – Online has been used to successfully calculate dimensions by a number of hams. Some of them have reported having to trim but few of them were made with enough precision to be sure. Sometime in 2005, Petr Kauler (kauler@volny.cz) suggested that I had made an error in the spreadsheet calculations, in the slot offset in cell G36. The formula used is $= (WG_a/PI()) * SQRT(ASIN(New_Y))$

While the correct form based on the equation should be: $= (WG_a/PI()) * ASIN(SQRT(New_Y))$

The difference in results is pretty small and, furthermore, previous versions of slot antenna spreadsheets by others had used the same form, so I figured it was close enough. Remember that some of the other numbers in the spreadsheet were found by eyeballing graphs in old papers, so they aren't accurate to six decimal places.

Earlier this year, Dan Welch, W6DFW, reported that he had built some 24-slot versions for 10 GHz using a precision CNC machine. These accurately machined antennas, calculated for 10.368 GHz, were centered at about 10.220 GHz. I changed the formula in the spreadsheet, and Dan made an antenna with the new, slightly different, dimensions. Dan measured this one as centered at 10.331 GHz, with about 20 dB return loss and about 200 MHz bandwidth, so it is good with no tuning. The corrected spreadsheet is now at: www.w1ghz.org/antbook/slotantenna.xls and www.qsl.net/w1ghz/antbook/slotantenna.xls

The small difference in dimensions should not affect the antenna performance, only the return loss, so you don't have to throw away your old slot antenna. For those who made them with a drill and a file, there shouldn't be any difference. W1GHZ

New 76GHz IARU Region 1 Record

On January 16th 2010 at 0955z DL2AM worked DL2GWZ and DJ5AP on 76GHz over a distance of 159.5km for a new IARU Region 1 record. The former record was held by Austrian amateurs over

a 26km shorter distance. The signal strengths were extremely strong and stable and after the SSB QSOs also FM-QSOs were made. On FM this distance is probably a world record! DL2AM/p was located in JN57AL, the Hochgrat near Oberstaufen, 1708m a.s.l. DL2GWZ and DJ5AP/p were located in JN47AU, the Feldberg in the Black Forest, 1450m a.s.l. There was an inversion layer visible with a fog borderline at about 1000m a.s.l. which may have played a roll. More details in the next issue. 73, Philipp, DL2AM



Alex, DL2GWZ/p, on the Feldberg, JN47AU



DL2AM/p on 76GHz on the Hochgrat, JN57AL



DJ5AP/p on the Feldberg on Jan. 16th

Heelweg 2010 report

Stepping outside the UK, Sam G4DDK reports on the Heelweg Microwave Meeting held on the 23rd January.

Heelweg is a small town in the Eastern Netherlands, close to the border with Germany, where each year a group of about 150 amateur microwave enthusiasts from all over Europe gather for the annual microwave meeting. In fact the meeting venue moved to a nearby village at least three years ago because the original venue was no longer available. The new meeting place is the Café Vos, Westendorp, which is run by a fellow radio amateur.

One of the great joys of staging the meeting in a café is that food and drink is always available, especially the great Dutch coffee!

Café Vos is a moderate size café with a large meeting hall, bar area and small conservatory-type annex. It is easily large enough for the current event size. I think if it were much larger the great atmosphere of the event might be destroyed.

The Heelweg meeting is unusual in that it does not include a talks programme. It is, instead, about measurements, a flea market and the all-important social gathering.

Inside the cafe tables are laid out in the main hall for test equipment. I do not believe I have seen so much test equipment in one small area before. This test equipment is the property of the various radio amateurs and (I suspect) some employers who have loaned equipment out for the day. With this mix of equipment it is possible to do most common measurements that you would expect on amateur radio equipment, including noise figure measurement, network analysis, spectrum analysis and frequency measurement using, in many cases, some very sophisticated, modern, equipment. An impression of the hall can be seen in photo 1 below. The concentration on some of the faces says a great deal about the value of these meetings.



Over the last few years the 'flea market' area has grown in size and it now occupies the whole of the

area along the walls of the main hall. This has become a truly international flea market with sellers from The Netherlands, Germany, Belgium and the UK all present. It would be difficult to describe the full range of items on offer, but it included those all-important coaxial accessories we all look for like attenuators, adapters, line stretchers, plus, sockets, cables and couplers. There were also a many surplus amplifiers and sources on sale. Some of the flea market stall can be seen in photo 2 below.



In addition to the surplus items on sale, there were several tables specialising in selling kits for various designs such as frequency sources, preamplifiers, power amplifiers and test equipment.

During the day, Bram, PB0AOK, was awarded with a trophy, recognising the efforts he has put into setting up and running the Mepel ARC antenna measurements sessions. These are regarded as very professional measurements and clearly appreciated by fellow amateurs. Well done Bram!

Many items of home-built equipment and antennas were on show including the interesting 13cm band EME feed from Harke, PA0HRK. The feed is a skeletal version of the RA3AQ feed on a septum polariser horn. Harke is holding up the feed in photo 3 below.



PA0HRK with his skeletal 13cm feed

With the meeting finishing about 3pm, a small group of us went off to the nearby town of Varsseveld (best known as the home town of Guus Hiddink, that great Dutch football manager) for the now traditional 'after-meeting' Chinese meal. The attendees were in good spirits after a busy day. The Dutch beer went down very well.

The long drive back to Alkmaar with our hosts Hans, PH0V, and Ruud, PE1BTV, was interesting because of the heavy snow that began to fall as we travelled further west. Fortunately the snow did not delay us and the following morning the picture card scenery, as we drove to the airport, was excellent. I would like to thank both Hans and Ruud (and their XYs) for their kindness and hospitality and G4HUP and G4BAO as most amiable traveling companions.

I plan to return to Heelweg again in 2011. G4DDK

Heelweg Mikrowellen-Treffen 2010

Auch in diesem Jahr fand in der gemütlichen Gaststätte CAFE ZAAL "DE VOS" in Westendorp unter der Leitung von PA3CEG, PA0BAT, PA7JB, PE1FOT wieder das Heelweg Microwave Meeting statt. Besucher aus verschiedenen europäischen Ländern wie u.a. Niederlande, Belgien, Schweiz, Deutschland, Polen, England und Frankreich konnten sich austauschen, an einer Reihe von Tischen Bauteile und Baugruppen erwerben und zur Stärkung leckerste Spiegeleier auf Schinken und Käse in der Gaststätte zu sich nehmen.

Die Hauptattraktion stellten die unzähligen kostbaren Messplätze dar, die z.B. Rauschzahlmessungen bis 47GHz, Spektrumanalyse bis 325 GHz oder Leistungsmessungen bis 76 GHz ermöglichten. Die Messplätze wurden von Funkamateuren bedient und so wurden vielen Besuchern Messungen ermöglicht, die über den eigenen Hobby-Etat nur in seltenen Fällen zu realisieren gewesen wären.

Ein Video der Veranstaltung, das live über mehrere ATV-Relais übertragen wurde, kann unter <http://www.ch73.net/player.php?id=319&table=1&n=nl> (siehe Rubrik „Video on demand“) angeschaut werden. Bei www.PE1FJP.com fand man bereits einen Tag später über 100 interessanter Fotos des Treffens.

Die erfolgreiche Messung meines mit einfachsten Mitteln selbst gebauten SMA-Hohlleiterübergangs für den Bereich von 26 bis 40 GHz an einem Vectoriellen Network Analyzer von Rhode & Schwarz war ein Erlebnis für sich! Danke OM Bram! Allein der Antransport, die Aufstellung und der Anschluss der unzähligen Mikrowellenmessgeräte stellt für sich schon eine Meisterleistung dar! Die OM PE1BMC, PE1FOD, PA0EHG, PA7JB, PA3EXV, PA3CEG, PE1NFE, PE1FYB, PB0AOK, PE0SSB, PA1KR und PA3ACJ standen den Besuchern an den Messplätzen für die Messungen zur Verfügung und versuchten zu

helfen, wo es möglich war.

Wie berichtet wurde, soll im nächsten Jahr das ohnehin wundervolle Meeting durch einen technischen Vortrag weiter ausgebaut werden. Wolfgang Demmer, DD8BD



Norman Fitch, G3FPK, SK

It is with deep sadness that I have to report the passing of Norman Fitch, G3FPK, on Friday 29th January. Norman was a well-known VHF columnist, having edited the RSGB Radcom VHF/UHF column from 1989 until 2010.

Norman started his VHF column with the now-defunct Short Wave Magazine, moving on to write the popular VHF column in Practical Wireless in 1987. He moved to Radcom in 1989.

Norman was a very private man, who was recognized for his courteous manner, both on the radio and face to face. RIP Norman (G4DDK)

ATV News

Bernd Beckmann, DJ9PE / OE5BDO

e-mail: Bernd.beckmann@gmx.net

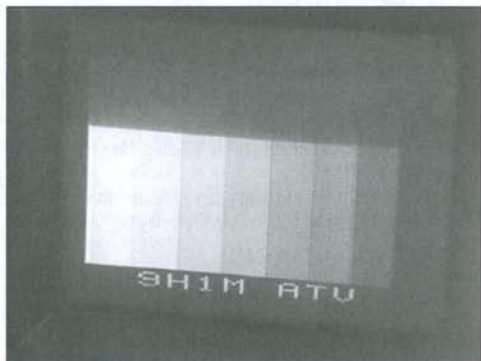
23cm-ATV-Rekord Korfu (SV8) – Malta (9H)

Angeregt durch die Reichweitenerfolge über offene Meeresoberflächen beim jährlich stattfindenden Grande Bleue (SSB/ATV-Wettbewerb der Anliegerstaaten des westlichen Mittelmeeres) nutzte Mike, OE3MZC seinen Urlaub im Juli 2009 auf der griechischen Insel Korfu (SV8), um einen 23cm-ATV-Versuch mit Malta (9H) zu unternehmen. Dabei standen ihm eine Sendeleistung von 35W und eine 35-Element-Yagi-Antenne zur Verfügung; das QTH lag 150m über NN. Nach vorheriger Absprache mit Dominic, 9H1M mußte erst einmal auf eine stabile Wetterlage gewartet werden, denn erst dann können sich die sog. „evaporation ducts“ aufbauen. Nach einigen vergeblichen Versuchen wegen stürmischen Wetters gelang am 1. August

die FM-ATV-Verbindung über eine Entfernung von 650 km mit Rapporten bis B5. Ein weiterer Versuch mit Mans, 9H1GB gelang am Tage darauf. Hier war das Signal etwas schwächer, da ihm nur 11W zur Verfügung standen. Mans konnte SV8/OE3MZC rauschfrei empfangen. Das Empfangs-Video ist im Web zu sehen unter: <http://www.youtube.com/watch?v=L5ODXLTCsgo> (nach OE3MZC)



35 el. Yagi for 23cm ATV on Korfu



9H1M's ATV picture at SV8/OE3MZC



Dominic, 9H1M, receiving ATV on 23cm from Korfu, SV8, over 650km on Aug. 1st 2009

2m EME News

Upcoming Expeditions

3A Monaco: 3A/DL8YHR will be qrv from Feb. 27 to March 1 on 2m via FSK-MS and EME in JT65B. Grid: JN33RR. 2 x 9 ele. XP. EME on 144.100 3A 1st, MS on 144.375 3A 1st.

3B8 Mauritius: PE1L, PA3CEE + PE9DX will be qrv as 3B8EME from May 15 to 26 from LG89QT on 2m EME in JT65. QRG: 144.124 MHz. 2 x 10 el xpol + 400w. May be also 70cm with small rig.

8Q Maldives: HB9QQ, HB9CRQ and DL2NUD will be qrv on EME as 8Q7QQ from March 24 to 31 on 6m, 2m and 23cm with good equipment. Loc. MJ64JE.

C9 Mocambique: ZS5Y plans to be qrv on 2m and 6m EME in JT65 in the beginning of April as C91GN qrv.

FY French Guyana: FY/DL2NUD is qrv on 2m and 70cm in T65 until March 1st. 2m with 18 Ele. Yagi and 1KW, 70cm EME with 1 9m long Yagi and 400W. Main QTH GJ35sa and may be also GJ34tv.

GJ Jersey: MJ/DH7FB + DF2ZC will be qrv from April 20-23 from IN89XF on 2m via EME in JT65B. 2 x 9 Ele + 1.5KW.

HS Thailand: DL2LAH will be arv again from March 12 to May 6 as HS0ZIL. He will built up more antennas this time. Loc. OK16BQ.

JT Mongolia: W7EME has announced to go back to JT for another 2m EME operation in September. JT1CJ made a 2m EME QSO with W7EME recently using the antenna that was left from the JT1UN team in 2009 and low power.

OA Peru: OA4TT, Jack plans to be qrv on 2m EME this year with a good setup. Currently he is building 12m long DJ9BV yagis. Grid is FH16.

ZA Albania: OK1DFC etc plan a big EME and MS expedition on 2m, 70cm, 23cm and up in July. Call may be ZA1EME.

OZ5IQ back on 2m EME

Kim OZ5IQ (former member of the OZ1EME group) will be back soon on 2m EME after several years of QRT.

VE1KG on 2m EME

VE1KG, Serge is active from FN84 on 2m EME in CW and JT65 with 4 long Yagis and 1.2KW. He will be in his summer QTH in Florida now but back to VE1 from about mid May.



VE1KG: 2m EME from Nova Scotia



Serge, VE1KG

2m CW EME Activity Contest 2009 Result

For the 2m EME stations who have participated in 2009 DUBUS 2m CW EME Activity Contest as described in DUBUS magazine and at www.sm2cew.com/aw_rules.html and who, as such, have sent logs to www.sm2cew.com/aw_logs.html Below are the winners and awards. Those are based on the best score for 6 weekends out of 9 in the 2m cw eme activity events, as calculated for January - November 2009:

CLASS A: PA4EME and SM7WSJ both with 10 points

(total antenna gain up to 15dbd)

CLASS B: IK1FJI with 9890 points

(total antenna gain above 15 and until 18.5dbd)

CLASS C: SM2CEW with 10760 points

(total antenna gain above 18.5 and until 22dbd)

CLASS D: OZ1HNE with 17280 points

(total antenna gain above 22 and up to 25.5dbd)

CLASS E: LA8YB with 16480 points

(total antenna gain above 25.5dbd)

Certificates to commemorate the achievement for first 3 stations in each section:

CLASS A: PA4EME, SM7WSJ

CLASS B: IK1FJI, DL5MAE, DL7HR,

CLASS C: SM2CEW, YO2AMU, IK2DDR

CLASS D: OZ1HNE, OK1MS, SP7DCS

CLASS E: LA8YB

Pse check for 2010 contest dates on the web at: <http://www.sm2cew.com/dubus-aw.html>

Reminder

EUROPEAN EME CONTEST 2010 – 2m

The CW/SSB 2m EU EME contest will take place on March 27/28, 2010 from 00-24UTC, both days. We hope for good participation!

Also "small" logs are welcome.

Pse send to

funk-telegramm@t-online.de

Anyone want to take care of this 2m EME column? We look for a new editor as DM2BHG has resigned.

EME News

70cm & up

Editor: Bernd Wilde, DL7APV

Intro

Condx where mostly good, Faraday woke up due to the slightly growing sun activity.

ARRL contest produced a lot of activity, but numbers on 432 are way down compared to the old times. Even with mixed mode 100 qso were not possible. μ wave activity increased very much, also 23cm was very populated.

2009 is over and the new year started with the 432 **ssb contest** which was not very populated. We should give it a try in 2011 again with a limited time slot and more propagation in front.

DUBUS contest will start the spring contest season 2010.

ARRL dates 2010 are fixed: Sept. 4/5 μ wave

ARRL I oct 2/3 ARRL II oct 30/31

Pse look for an updated EME-calendar on my homepage:

www.mydarc.de/dl7apv/moon2010/moon2010.htm

Expeditions

DL2NUD was in FY during february 144&432MHz.

8Q HB9CRQ & crew will be qrv March 23-31 on 144, 432 and 1296. Loc MJ64.

3B8 PE1L and others will be qrv May 15-26 on 2m and maybe also on 432 with a small rig.

ZA Ok1DFC will be qrv from ZA in July on several bands.

Next Dates

March 20/21 432 ATP & REF/Dubus 3,4GHz

March 27/28 REF/DUBUS 2m & 10GHz contest

April 17/18 REF/DUBUS 2,3GHz contest

April 24/25 REF/DUBUS 432 & 5,7GHz

May 15/16 432 ATP

May 22/23 REF/DUBUS 23cm & ARI digital

432 MHz

Several new stations showed up:

In November

VK7JG 250w 9w

F6HTJ 19el. 50w

WA3QPX 4x13wl first EME QSO

OE3REC 2x19el. 80w

ARRL II contest

W5RZ 2x7wl 5w, see report

SM6FHZ 5,5m dish & gs23 CW

DL2NUD 4x13wl & qro

In December

DF3RL 8 x 21el, 1kw

SM7GVF 28el. 50w preamp in shack

I1PIK 4xyagi good power

IT9CJC 9el. / 40W IC706

In January 2010

VK2ZT 2x19 400w

KC9ELU 1. EME 40el. yagi circ pol. 75w

EA8/G4RGK 1yagi 85w

BD4SY 1. EME

W4RBO 2x12 V 100w first EME

9A2TK 2x19el. 300w no el.

VE6ZT 2x21 800w

SM5DIC 1. EME 18el. 100w

SW6IED 21el. 70w

EA5SR 1. EME 21el. 40w

432 ATP

Dec was not bad, over a dozen Stations were active, in Jan activity was not too high. Please show up next months.

EA8/G4RGK: Dave made good use of his holiday with some 70 cm EME. I found some space to take some gear down to EA8 for 432. I have a fairly well established 2 m station down there, so I only needed to make up an antenna from the bits I had down there and some welding rods. The antenna finished up around 7 wl long. After a bit of a fight with the az/el support I was able to elevate it up to 65 degs. I was only able to be operational for one Moon pass and worked on JT K2UYH, UA3PTW, I1NDP and DL7APV. All these were very easy QSOs in a minimum time period. Bernd's CW ID was fully copyable. So maybe I will try and get my K2RIW down there next time, so I am no longer limited to 85 W. My grid is IL38BQ.

FR5DN I'm sorry to report that FR5DN is QRT on EME for unknown period: I had 70cms array destroyed this morning. While was lowering the array, the winch broke, and all array went down the tower. Antennas broken, Hframe bent, coax and rotators cable cut, flexible low loss coax between divider and relay cut, etc. Big loss for me. This is a very bad situation for me. I wonder if I will be able to put up something again for 70cm. Sorry for stations that I had skeds with. Phil

K7XC is qrt lost all antennas and will not be back soon. At this time, I am in no way QRV for EME on any band. My long boom terrestrial antennas came down 2 weeks ago as high winds toppled my free standing 8M crankup tower trailer, destroying all my antennas and rendering the tower bent and useless. Plans to activate 432 were shelved when I lost my job last year and as I am still w/o work, becoming QRV EME isnt likely anytime soon.

9H1TX I did have the chance to work Lars SM4IVE at the 2nd leg. I also tried very hard with NC1I which he cannot take out my call from my

weak signal but he was close. Signals here were very strong also heard stations for the first time like K0RZ and some others which I forget. On the 30th Dec I worked DG1JKG and DL7APV cw sched from HB9Q logger. It is frustrating when you can hear that nice signals but you cant be heard due your qrp, I am looking for an sspa maybe 500w in future as the GS35 PA project is stoped. Also thinking to upgrade for 8 times antenna maybe this year not sure but it is a bug in my mind for now. 73's David 4*8.5wl, 100W

432 EME with 5W only!

I have made only one QSO before on 432, and that was with HB9Q. I knew that Bernd, DL7APV, needed Arkansas on 432 so I decided to see what I could do with low power and a portable antenna. I used two Cushcraft 424B antennas (about 8 wl) and set them up vertically polarized on a tripod. My FT-897D put out about 15 watts and I knew I was losing several dB in the feedline. With no preamp, I doubted I would even hear anything. I was surprised to hear Bernd calling CQ on Dec 5th and we managed to make a QSO. Later that evening I worked HB9Q. The next day, I took a better reading of power at the antenna and it was only **5 watts!** I found a small amplifier with a receive preamp and put it at the antenna feedpoint. My power output was still only 12 watts but the preamp made a tremendous difference on receive. On December 6th, I heard Bernd calling CQ again with a -14 signal. I asked my wife (N5HX) if she wanted to make her first EME QSO and she worked Bernd easily. I copied him on CW later in the evening. I wish there had been more big stations on the band to test with, but I was very happy to make QSOs with these low power levels. Terrestrial noise is a problem for me on 2 meters and 432 seems like an ideal band for EME.

Dennis W5RZ



W5RZ setup from Dennis for 432MHz EME Test

WB2BYP: is building a big dish, its coming along. more welding to do. He will be on 432 and 1296 later this year.

ARRL contest news

DL9KR Again, this contest was fun with the usual ingredients of condx ranging from extraordinary to mediocre, op's sleepiness, phases of very adverse WX, and increasing tree blockage. The yield was about 50 pct as compared with the nineties but proves that 70cm still is up & running. Many thanks to my QSO/CWNR partners! IMHO, ARRL's revised contest rules are quite acceptable and I've submitted my log. Jan

SV1BTR: In last leg I operated only on 2m & 70cm. Being away from the eme qth for a month, it is highly likely to come up with problems when one shows up. This time the motor of azimuth rotor was dead prior to contest, and thus dish could not move. As such I could not be qrv on 23cm where i missed a lot of fun. 70cm rx was degraded by 2db since it had been raining non-stop for 2 days. Sunday night wx was at last good and signals were much better. To warm up the shack Murphy decided to assist! Thus, Saturday afternoon onwards I had 40+C fever, which made operation quite challenging. I lost big part of my moonrise session on Saturday as my body could not cooperate. The ears were working in the red, to copy callsigns & reports. Total QSO count on CW is 208 + 6 dups. All QSOs on random, except 2 which were skeds with vy fast and ufb signals. QSO breakdown: 70cm: 48, 23cm (qrv 1st leg only): 57, 13cm: 43. Jimmy

ES5PC This was my first EME contest to operate on 6 bands EME. It has been somewhat difficult to share the operating time between different bands. As the weather was not good during the microwave weekend I had to limit my band changes to almost minimum and lost several possible QSO-s because of that. A separate weekend for MW bands above 2.3 GHz would be very welcome in the future. As the activity on 13 cm has increased significantly and will increase likely even more it may be worth to consider. On 13cm I was able to transmit also on 2424 MHz but this feature only resulted in one(!) QSO with OE9ERC. I called JA8IAD on his 2424 frequency and received no reply. Then switched TX to 2320 and worked him immediately.

On 23cm a new RA3AQ feed and G4DDK preamp was installed. Most of the time it felt like my echoes and stations on the band were a bit stronger than with my old feed/preamp.

I operated both CW and digital. During the last weekend I noticed that the number of stations calling CQ has been increased compared to the first weekend. Most of the time it was possible to find a new station calling CQ immediately after completing a QSO with previous one. Only at the very end of the contest it was difficult to find more stations to work. I called CQ in JT sometimes too

but during the last weekend it resulted no QSO. As my 2m & 70cm elevation is limited by 35 degrees my operating time on these bands was limited as well. SDR-s and MAP65 are great tools to be able to find stations during unassisted operation.

Total number of QSO-s was 221 with multi of 132.

432 MHz: 30x20 CW/10 JT, mult.=21

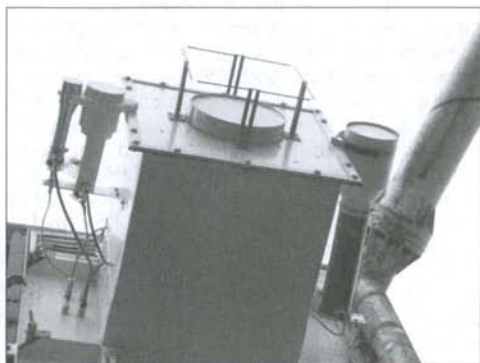
1296 MHz: 76x70 CW/6 JT, mult.=42

2300 MHz: 39x37 CW/2 SSB, mult.=24

5760 MHz: 5x all CW, Mult.= 5

10368 MHz: 4x all CW, mult.=4

Many thanks for all the QSO-s. 73, Viljo



PI9CAM feeds for the big dish

EA3XU Sleeping only 3 hours on Saturday and Sunday, only HB9Q in 23cm and 70cm hrd. Congrats to HB9Q team. My activity only in JT65 mode:

23cm HB9Q very stronge all time, I copy: K8EB, PY2BS try but NO QSO.

70cm HB9Q, DL7APV, HB9Q, DK3WG, LZ1DX, DL7UDA (new), UA3PTW, DL2NUD and K3MF.

Copy: W5RZ, K1JT, W7MEM try but NO QSO.

The conditions very good in Saturday I copy my 70cm echo in speaker, during 60° elevation. I think in JT65 mode, outside chat support, the small stations can not enjoy the contest. 70cm: 2x21 750W, 23cm: 8x35 & 90W Benjamin, ea3xu.es

OK1TEH I took part in last week contest only on 432 MHz with my 5,7m long yagi and with power of 360W in JT65 and 530W in CW at my antenna feed (coax attenuation = -1,34dB). I was QRV without any connection to internet and worked in JT65 (without SDR): DL7APV and LZ1DX, and in CW SM4IVE. I heard in CW I1NDP + LZ1DX, but signals were only about "T/M" copy so I didn't call them, sri guys. SM4IVE produced "beacon" signal during whole weekend and on Saturday I heard DL9KR 559fb. Except mentioned stations I saw on Spectran several CW signals (not birdies I-) which were too weak for my brain decoder. 73 Matej,

OK1KIR Our total score on 432 MHz is 26 QSOs x 19 multipliers. Our total count on 1296 MHz is 81

QSO x 38 multipliers. 2300 MHz 31 QSOs x 25 multipliers, on 3400 MHz 6 QSOs x 5 multipliers, on 5760 MHz 10 QSOs x 7 multipliers and on 10368 MHz 10 QSO x 9 multipliers. Total score is 164 QSOs x 103 multipliers.

We are very happy that in ARRL EME Contest we worked on all bands new initials and some new DXCC as well. We think that all MW bands in a single weekend are not the best solution. We would prefer similar split like in European EME Contest. Vy 73 Tonda, Vladimir and Jan

PI9CAM With our EME team we decided to use the ARRL November edition of the EME contest to activate PI9CAM for 13cm, 9cm and 6cm. The required equipment was arranged by PA0HRK, PA0JCA, PA3CEG, while the antennas and the 6cm SSPA was lend to us by ON7UN en ON4BCB. The antennas were mounted off-set to the existing antennas of 23cm and 70cm. This requires a modification of the tracking software, kindly implemented by PE1RXQ. Operators: PA3FXB, PA2V, PA3HHE, PC4M, ON7UN, ON4BCB, PA0PLY. The first moonpass mostly 13cm was activated, with a lot of SSB contacts. Echo's were marvelous with S9+ signals from time to time. Nice contacts were with Gerard PA0BAT in SSB with 54/53 signals. Jacq PA3DZL, claimed we generated the strongest signals while we qso'd him in SSB with 54 signales. PY2BS was worked with 576 in SSB. After connecting another TS-2000 we were able to listen for US stations on 2304Mhz; Qso's with: WA6PY, K8EB, WA8RJF.

We remarked the very narrow beamwidth, due to the size of the dish, and it required constant optimizing. Also during the second moonpass on 6 and 9cm this effect were very noticeable.

Op 9cm mainly european station were contacted such as: PA0BAT, G3LTF, OK1KIR, but also VE6TA en W5LUA. Petros SV3AAF was contacted foor the first ever PA-SV on 6cm with 559 signals. Additional to this success: ES5PC, PA0EHG, F2TU and OE9ERC. The final results of this nice weekend: 6 cm 6 QSOs SV3AAF First! PA-SV 13 cm 43 QSOs, 17 in SSB - 9 cm 8 QSO's 73 PA0PLY



PI9CAM μ wave multiband feedbox

5.7GHz

Activity WE will take place on July 10/11.

10GHz

ON5TA and G3WDG are new stations qrv on 3cm EME and made first QSOs.

EME Music

Some time ago I was asked (along with 11 other CW EME operators) to participate in decoding CW off the Moon. Well this was a little different to the average QSO. The concept was developed by Katie Paterson who is not the run of the mill musician or anything else as you can see from:

http://entertainment.timesonline.co.uk/tol/arts_and_entertainment/visual_arts/article3628387.ece

"For this work, Beethoven's Moonlight Sonata has been translated into Morse code and sent to the moon via E.M.E. Returning to earth 'fragmented' by the moon's surface, it has been re-translated into a new score, the gaps and absences becoming intervals and rests. In the exhibition space the new 'moon-altered' score plays on a Disklavier grand piano. "Well we all copied the CW and sent our "score" (in plain text) back to the "coordinator for transmissions" Peter G3LTF who then on-forwarded our "messages" back to Katie who then put them together and the resultant music can be heard on

www.katiepaterson.org/EME/listen.html

On this link you will hear a sample of the CW we were asked to decode and the resultant end product music as well as the other facets of her experiment. I have no idea of the encoding method she used as you will find when you decode the CW. I certainly have no ear for music but we all must have copied the CW pretty well the end product "sounds ok" ? There are a couple of minor "holes" I will take the blame for those (maybe)? Enjoy regards Doug and Bev VK3UM

More Interesting links

F1EHN I am pleased to inform you that a new package of the Photos database of EME antennas and its documentation are now available on my web site (download page). You can browse the database directly to Picasa with this link

<http://picasaweb.google.com/papatoux>

Of course you can also browse it with Google Earth or EME System (with downloading this new package).

OH0/DL1YMK fotos and more you find on:

<http://www.ok1dfc.com/Peditions/oh0/oh0.html>
73 de Michael, DL1YMK

Last

Due to a bad flu the technical part will continue in next issue. 73 Bernd DL7APV

EME-DXpeditioner's Wish List by DL1YMK

The following lines may amuse you somewhat on the first sight (and this is of course, what they are written for), but when reading a bit 'between the lines', they may give you some hints when planning and setting out for i.e. your own DXpedition in the future.

First of all you will plan to operate from one of those never-activated-before much-sought-after spots on the globe to give others the opportunity to work a new DXCC entity. When you check the license conditions at the destination, you may soon realize that the often quoted CEPT regulations, even within Europe, do not cover automatically the bands above 144 MHz. You will at any rate have to comply with the local license conditions, which most likely will not allow (by far) serious EME power levels, at least not for CW...you won't get far with some 25 W on 1296 MHz. So you will have to get in touch soon enough with the local authorities in order to apply for a special moonbounce permit. In this context the www is an invaluable source, when searching for local telecom authorities and their contact data. Also the well-organized webpage of OH2MCN about worldwide licensing is very helpful and recommended tool.

Now to our wish list: at the destination you will prefer a nice holiday home (at least when you are in my age...), preferably with unobstructed sea view, in order to spend a nice relaxing holiday with your loved ones – and just play a little on the radio every now and then, when there are no other social activities in due course. For this you need a clear moon access from East over South to West, self-understanding no trees in the antenna aperture or any other obsolete noisy vegetation. And you won't need any neighbours,...because their plasma TV set cannot be switched off with your infrared remote control over some 200 m distance – to get rid of a dozen birdies and other grumbling sounds.

Time warp to reality: when you booked the holiday home via internet, the photos were promising a clear take-off to the most prominent antenna headings, as you could doubtlessly judge from the shadows the house cast on the shiny colour pictures, with nice flowers in the garden around the house....on the site you will be surprised, how fast some species of trees are able to grow, absolutely no window to JA, and exactly beaming to W6 there is neighbour's TV sat antenna, less than 20 m away. Now you can...control his TV consumption, you've got your very own kind of remote control.

Hopefully he will tolerate your moonbounce ambitions at prime time. Better talk to him gently...

Next wishful thinking: when installing your antenna at the DXpedition site, you want to find a plain even ground, in order to erect your antenna mast, tripod support etc. exactly perpendicular – come on, can't be that difficult!. Just soft enough a ground to drive anchors into, but strong enough to give hold to your antenna in high winds (which you almost certainly won't never ever have at this particular location, as you checked repeatedly at home with www.windguru.cz). Be prepared that real life will catch up with you like this: after moving your mast support back and forth for endless minutes, always having a stiff eye on the inclinometer, you can't feel your tired arms any more and spontaneously you decide the best place is on your landlord's concrete wastewater tank...only problem is: he won't like you drilling holes in the lid for your guy wire anchors, hmmm! So you will go for the second best place next to the cess pit, which is anything but plain, but you manage to compensate the slight slope with some wooden panels you wisely have brought along with you to lay under your tripod's legs; everything is aligned now phantastically. And good ground for the anchors, too, if it wasn't for those massive concrete lumps underground, you couldn't see, but feel, when the hammer jumps back right into your face. When the antenna is mounted and you are going to calibrate its heading with sun noise, you suddenly realize that planet Earth must have been kicked off its orbit due to a sudden cosmic event, resulting in an elevation offset of several degrees, which your tracking system unfortunately just cannot compensate by numbers any more. Game tilt, try again...

We all know a short as possible run of hardline coax to the antenna is minimising the losses, especially on the GHz bands...unfortunately almost for sure the only window of your dream home next to your antenna will be that of the bathroom and there is absolutely no power plug in that room you would trust to carry the current you need for your HPA – although you easily could have arranged with the idea of sitting in the bath tub while brass pounding. So, be grateful and learn to appreciate, if you end up with the kitchen or the sleeping room as the location of your DXpedition shack – believe me: you will have little opportunity to eat during operation times, anyway, so forget about regular cooking, eating, and other normally joyful aspects of holiday life, not to mention any sleep...you will have enough opportunity for a minute's nap, when your automatic keyer is calling CQ between 0330 and 0332 UTC...and you will be sooo relaxed after your adventure holiday, no kidding!

If all goes smooth til now and you managed to

overcome all adverse factors so far, it will be time for your first CQ off the rock. It is just an overwhelming experience to witness the white noise getting weaker after 2 seconds delay, being substituted by a massive wall of sounds: some 20 (or even more?) stations calling you at a time, right on pitch with your own echo. After your first heart attack you will start to sort call signs out of the whistling concert, most likely the louder ones may have the best chances to work you pretty soon – and the clever ones, who may be weakies compared to the big guns, but still they are clever: they don't call you on your echo frequency, but deliberately some kHz up or down. So easy to work those clever guys....Sometimes, for whatever reason, you can't pull a call out of the mud and you start giving YYY? (as VK3UM proposed many times), expecting a row of the other station's call sign, but what you get is 3 times your own call and one, maybe two times the call you strain your ears for, just during another severe libration fading attack. Be clever...it is a good idea to give each letter of your call sign several times, as Zdenek, OK1DFC, promoted repeatedly.

You will get kind of immune against unforeseen incidents; although having run down the check lists at home for countless times, you suddenly come across that you can't make a simple wave file recording of some nice moonbounce signals, because that lousy AF computer cable was not missing, no, not at all, you just had to rip the plugs off the day before, because it changed job and is now your PPT line to the HPA for 23 cm...why?...because you forgot that *#@=# PTT cable on your workbench at home.

Well, don't get scared in any way by those inevitable discrepancies between your wishful thinking and what you get from real life during a moonbounce DXpedition; just see it as what it is: the ultimate challenge for your ability to improvise on the spot, for your technical and operational skills and the reliability of your equipment – it just needs very thorough planning in advance (and checklist are valuable tool). No better fun than DXpeditioning – try it out yourself in order to keep the bands active! And be honest - regular periods of sleep during a conventional holiday are so incredibly boring against the excitement of moonbouncing after 0300UTC in the morning, stumbling over your neighbour's cat in the dark, when optically checking the antenna heading to the moon...come on, when do you go out for a DXpedition?

DUBUS 70cm SSB Contest Jan 2/3, 2010

We got logs from 11NDP and LZ1DX (winner, both 8x8), and VE6TA (3rd, 3x3). TNX to all who participated, in total 11 different stations were active, not bad for SSB and 1st ever contest!

Tropo Reports

2m, 70cm and up

Editor: Michael M. Dienel, DG7SFL
dubustropo@mmdienel.de

2m

Nov 23, 2009:

UA3ARC (KO85SO) wkd 1648z UT5JCW (KN64SN) 1259km and 1718z RZ6BU (KN84PV) 1190km.

Dec 2, 2009:

0942 UT5JCW (KN64SN) wkd RV3IG (KO87) 1494km
2158 RU4AN (LO20QG) wkd YO3DDZ (KN34) 1580km
2310 RU4AN (LO20QG) wkd YO3FOU (KN34) 1567km
Dec 3, 2009:

1624 US8ZAL (KN66AU) wkd RW4HW (LO43) 1433km
1744 UT5JCW (KN64SN) wkd: RZ4HF (LO43) 1523km
1745 he wkd RW4HW (LO43) 1518km and 1754 he
wkd UA4UT (LO14WO) 1338km.

2048 RZ4HF (LO43TJ) wkd ER1AU (KN46JX) 1637km
with 599

2053 RW4HW (LO43QM) wkd ER1AU (KN46) 1625km
and 2219 RW4HW wkd UR5YGC (KN38KM) 1660km
2219 UT5ST (KN28IW) wkd RU4AN (LO20) 1491km
2352 UA4API (LO20QC) wkd UX2SB (KN28) 1491km

Dec 4, 2009:

1850 UA4API (LO20QC) wkd RA3OW (KN84) 1519km



2m Tropo QSOs on Dec 2 and 3, 2009 >1000km
thanks to a huge H pressure system

70cm

Dec 3, 2009:

1526 UA4API (LO20QC) wkd: UT3NW (KN48IW) 1207km with 599 and 1612 UA4API wkd RX3QFN (KO84) 1509km and 1830 UA4API wkd ER1AU (KN46JX) 1265km.

1828 RU4AN (LO20QG) wkd ER1AU (KN46JX) 1269km; 2037 UT5ST (KN28IW) wkd UA4API (LO20QC) 1492km

23cm

DK7QX in JO42KH wkd on 1296 MHz > 500 km:

Date: 21 Nov 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
21:35	SM6VTZ	JO58WI	698km	AR

Date: 15 Dec 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
19:36	SM6VTZ	JO58WI	698km	AR
19:40	SM6AFV	JO67GQ	642km	AR
21:36	G3XDY	JO02OB	523km	SSB

Date: 19 Jan 2010

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
19:42	SM7GEP	JO77IP	700km	AR
20:41	G3XDY	JO02OB	523km	
21:44	G4EAT	JO01HR	568km	
21:54	G4DDK	JO02PA	518km	

TR: Tropo

AR: Airplane Reflection

RIG: 180W, MGF1302, 44 Ele Yagi

TNX FOR REPORT ECKHARD!

OZ1FF in JO45BO wkd on 1296 MHz > 600 km

Date: 17 Nov 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:23	SM0FZH	JO99HI	752km	CW
18:43	DF9IC	JN48IW	742km	CW
20:03	GM4CXM	IO75TW	781km	CW
20:19	G3XDY	JO02OB	600km	CW
20:37	DL6NAA	JO50VF	646km	CW

Date: 15 Dec 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:20	DF9IC	JN48IW	742km	CW
20:42	G3XDY	JO02OB	600km	CW

Date: 19 Jan 2010

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:42	DF9IC	JN48IW	742km	CW
20:34	SM0ERR	JO89WJ	718km	CW
21:05	G3XDY	JO02OB	600km	CW

RIG: 1,5 m dish, 145 W, TNX FOR REPORT KJELD!

13cm

OZ1FF in JO45BO wkd on 2320 MHz > 500 km

Date: 24 Nov 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:01	SA4Z	JO79OF	584km	CW
19:44	DF9IC	JN48IW	742km	CW
20:28	DL6NAA	JO50VF	646km	CW

RIG: 1,5 m dish, 200 W, TNX FOR REPORT KJELD!

6cm

OZ1FF in JO45BO wkd on 5760 MHz > 400 km

Date: 24 Nov 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
20:51	SM7GEP	JO77IP	462km	CW

RIG: 1,5 m dish, 7 W, TNX FOR REPORT KJELD!

3cm

OZ1FF in JO45BO wkd on 10368 MHz > 300 km

Date: 24 Nov 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:10	SM6HYG	JO58RG	359km	CW
19:19	DJ1LP	JO64CB	313km	CW
20:36	SM7ECM	JO65NQ	314km	CW
21:27	SM6AFV	JO67GQ	356km	CW

RIG: 0,65 m dish, 4 W, TNX FOR REPORT KJELD!

4m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

USA: 4m petition

A petition to release the 4m band (70.0-70.5MHz) to amateur radio has been filed to the FCC by K9STH on January 27th 2010.



6m-QSOS with MUF >60 MHz and 4m-QSOs on January 19th 2010, 1134-1915z

4m Es in January 2010

On 19 January at about 1645z OH2MFE from KP20JE worked Es on 4m to LX1FX in JN29WT over 1660km (MUF 74MHz), on 1657z also ON5QRP from JN29 was worked.

On 6m Es was open from DL (JO50) to SM7 (JO87) at about the same time over a QRB of 829km indicating a MUF of 78MHz over JO63.

FT-847 RX improvement

Keith Naylor, G4FUF writes: "I was somewhat appalled once more to find reference to this so called "preamp" from CT1FFU. Lets put this in perspective:

(i) An unmodified FT-847 has a noise figure on 70MHz of typically 15.5dB. This is because there is some 1.5-1.7dB lost in the PA filter and some 3dB in the HPF on the daughter board.

(ii) Putting a so called preamp, even if it had a ideal 0dB noise figure on the RF board would still give you a noise figure of typically 4.5dB.

(iii) The CT1FFU "preamp" has a device with a claimed noise figure of typically 3dB, so when installed on an FT-847 that has had ALL the BPF mods done we still see a noise figure of typically 8dB at the RF input.

(iv) His own claims are 0.1uV, for how many dB S/N ????, correspondence indicates this is a measurement actually outside the FT-847 environment.

(v) I have measured his preamp alone, let alone in an FT-847 and it is more like 4.2dB.

(vi) An independent measurement by G10GDP showed the sensitivity was increased to -111dBm from -120dBm for 12dB SINAD.

A simple bit of maths (or use APCAD) show this is going from 15dB to around 7dB noise figure.

(vii) I have attempted to discuss this with FFU but his fundamental understanding of RF is somewhat lacking.

And yes, I do produce a preamp kit and it does do what I claim. So please stop this advertising nonsense because a few people have been parting with good money for a crap product.

73, Keith G4FUF"

Beacons

OE5QL/B 70.045 MHz, JN78CJ, went on air again on December 6th, now around the clock, but still only for 2 mins every full 15 mins with 1/5W.

WA1ZMS has applied for an experimental 4m beacon licence for summer 2010 for his TA beacon QTH in FM07.

6m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

Multihop Es season

in the southern hemisphere

On 12th December at 2348z Scott VK4CZ, QRG62LP, worked Jack OA4TT, FH16TW, in Peru over a distance of approx 13108 km and 419 to 519 reports. Jack was also heard/worked by Neil ZL3ADC and Duncan ZL3JT.

On 26th December at 2340z Bob ZL1RS, RE66HO, worked Jack OA4TT, FH16TW, over 10949 km on CW and SSB (5/5)

VK5BC reports that South American FM stations have been heard in ZL and VK at the same time of the above QSOs.

On 31st December from 2226-2235z K6QXY, CM88QL, was hrd/wkd by ZL3NW, RE66HO and ZL1RS, RF64VS, over 10458km with up to 559.

K6QXY was also hrd by E51CG, BG08CT with 529 over 7662km.

On Jan 5th at 2235-45 ZL4LV RE54EC reports CW/SSB QSOs with CE3SX, FF46RN, with max. 33 reports over 9305km.

From Raratonga in the south Cook Islands Victor E51CG has had a major impact on the VK/ZL summer season. Victor has been heard and worked by stations in all states of VK except VK6 (were he was hrd) on many days during November, December and January. On 18th December he worked VK8MS and VK8RR in Darwin over a distance of approx 7400 km.

Warwick E51WL located on the island of

Tongareva (Penrhyn) in the North Cook Islands has also been worked from VK/ZL.

Paul A35A (ex A35RK) in Tonga has also been regularly heard and worked from VK/ZL on Es but propagation to Paul has not been as consistent as last season. Paul also managed to work into VK6 again this season on the 19th and 23rd December, working John VK6JJ, a distance of approx. 7000 km.

The FK8 beacon from Noumea has again been regularly heard in all VK states but again very little activity from FK8 this season: FK1TK was wkd just on Dec 4, Dec 29 and Jan 4 from VK2 and VK4.

VK 6m columnist VK5BC, Brian comments:

Meanwhile the local VK/ZL summer E's continued on most days but probably not as intense or as regular as the past couple of seasons, perhaps a good indication of this being far fewer opening extending to 2m.

EME: On 6th December Gary VK4ABW (18m long yagi and 1kw) worked Mick W1JJ on CW via EME over 15.653km and broke the existing 6m CW EME world record.

Winter Es in Europe

On Jan. 4th from 10 to 13z there was a strong 6m Es opening over SE Europe. For sure triggered by the Quadrantid shower that had the maximum on the same day. On 6m QSOs were wkd down to 656km from HA (KN06) to I7 (JN81) indicating a MUF of >92MHz over JN93. From Italy (JN61, JN55) QSOs over about 700km were wkd to YU1 (JN95, KN05) with MUF of 85 and 88MHz. However only 1 observation was made on 4m when OE5MPL hrd the SV1FOUR beacon at 1156z, where the path center is also JN93.



6m QSOs, with MUF >60 to over 92 MHz on 4.1.

No 6m band for India

Recently when the 30m band was released to Indian amateurs the Indian authorities declared that it is not possible to allocate the 6m band to amateur usage as it is in use by other services.

Expeditions and DX

CY9 St. Paul: VE3IKV and W3CMP plan a 6m expedition from June 21 to July 12. Due to the high transportation costs donations are really necessary to make the trip happen. Pse contact ve3ikv@cogeco.ca if you can help.

E4 Eritrea: EA5RM etc. will be active as E4X in summer 2010 also on 6m. QRG is 50.103. Vote on <http://www.dxfriends.com/e4x/> for 6m!

FP St. Pierre & Miquelin: FP/K9OT and FP/KB9LIE will be qrv in July also on 6m. Loc.: GN17.

J8 St. Vincent: J8/W9DR + W8IF will be qrv from June 28 to July 5 from FK93JA with perfect takeoff to EU. Rig: 1500W and 2 Lamda Yagi! QSL via KB3RHR.

SV5 Kos: SV5/DJ7RJ will be qrv February 24 to March 17 on 6m.

VP8 Antarctica: VP8DMH was expected to be qrv on 6m (EME) this spring from FC52wk with 1 KW and 8 ele.

Bacons

I0KNQ/B 50.016 MHz, JN61FU, 2W ERP, GP, new since end of December 2009.

I0ICR/B 50.062 MHz, JN62BH, new beacon since end of December 2009.

MAY BE (?) ENOUGH 6m beacons on air from Italy now ☺

News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ
info@DUBUS.de

Expeditions and DX

Microwave activity - Atlantic Ocean 2010 Update

After the Grand Bleu teams from France and Switzerland got a first taste of the Microwave propagation possibilities between CT and EA8/D4 in June 2009, the groups have decided to come back from July 3 to 15 in 2010. Main target for the teams is again to make a new 10 GHz Tropo world record between CT and D4 (2680km) or CN and D4 (2100km). The chance for a QSO on the latter path is extremely high.

So far the plans include the following teams:

1. Portugal (CT) in IM57NH fixed at CT1HZE
2. Portugal (CT) portable in IM57 by F6DPH + group
3. Cabo Verde (D4) in HK86 at D44TD by HB9RXV + group
4. Canary Islands (EA8) in IL38 by EA8BFC (DJ9PC)
5. Morocco (CN) in IM52 by F2CT + group
6. Canary Islands (EA8) in IL28 by F5BUU and team.

Hopefully stations from EI and G (Cornwall area!) will be available in the first 2 weeks of July for test as well.

Regardless the 2010 results it is most unlikely that such a

coordinated Microwave activity will ever take place again in this region. If you want to join, please let me now.
73, Joe, CT1HZE

VO1/DM8MM 2010: EI wanted for tests!

Friedhelm, DM8MM would like to go back to VO1 (GN37) again in June/July for possible transatlantic tests on 2m. However he asks, if someone would like to make an effort from the Irish west coast at the same time. If there is no interest, he will probably not go as well. Pse contact Fred at flichtenthaeler@gmx.de

8Q – Maldives on EME in March

HB9QQ, HB9CRQ and DL2NUD will be qrv on EME as 8Q7QQ from March 24 to 31 on 6m, 2m and 23cm with good equipment. Loc. MJ64JE.

Expedition preview summer 2010

IO44/42 M0JEC plans to be active in June or July on 2m+6m.
IO44/55 ON5GS etc will be qrv 8.-15. Aug. as EI/ON5LL on 2m and 70cm via FSK-MS with 4 x Yagis groups each.
JN24 F/DD0VF will be qrv July 3.-9. from JN24PE on 2m FSK-MS and Tropo from 1400m asl with 100w and 1 yagi.
JO34WE DG7TG will be qrv as DR3E on 70cm with 500w and 2x21el. on May 1+2 in the contest. Next is 2m on July 3+4.
JO46 OZ/DG3XA will be qrv on 6m from June 19 to 26 on 6m incl. IARU Region 1 Contest. 1kw + 3 Ele. Loc.: JO46BG
JO47 OZ/DG3XA will be qrv on May 1/2 from JO47MD on 2m in the contest qrv. On May 4 he will be qrv in the NAC as OZ/DC0NAC. Tropo only! Rig: 2 x 17 Ele and 1 KW. Skeds via dg3xa@freenet.de

JO85, JO95 OH5SB/mm (DL2SB) will be qrv on July 4 and July 29 on 144.288 / 144.300 MHz and may be also on 6m.
KP31 DL2SB, Gerd, will be qrv on 6m July 5 to 28 as OH5SB from KP31mc.

KO35, 36, 46 DG5CST plans to activate these squares in the summer on 2m FSK-MS.

KQ10, KQ20 LA/OH6ZZ + OH9GDT will be qrv during Perseids in mid August on 2m via FSK-MS and EME in JT65.

3A Monaco: 3A/DL8YHR will be qrv from Feb. 27 to March 1 on 2m via FSK-MS and EME in JT65B. Grid: JN33RR. 2 x 9 Ele. XP. EME on 144.100 3A 1st, MS on 144.375 3A st.

HB0 / JN47TC Liechtenstein: HB0/DG3XA plans to be qrv on July 3/4 in the contest on 2m/70cm from 2359m asl.

ZA Albania: OK1DFC etc plan a big EME and MS expedition on 2m, 70cm, 23cm and up in July. Call may be ZA1EME.

Beacons

DL0UB, JO62KK, 1296.850, 2320.850, 5760.850 + 10368.850 MHz will change the call to **DM0UB**.

DM0HVL JO62KI, 75m asl is qrv on 3400.007 MHz and also (new) on 24048.850 MHz with 14dBW ERP currently beaming to Berlin with 120 deg beam width.

ED4ZAR 144.432 MHz, IN80KN, 2W, 2 x H-Loop, omni, is a new beacon on air since September 2009.

F1ZAO, F1ZAP and F1ZAQ are the new callsigns of ex F1XAO, F1XAP and F1XAQ in IN88HL on 5760.060, 10368.108 and 24048.252 MHz.

F5ZRB/B 144.405 MHz, IN87KW, new call, is ex F5XAR/B

F1ZAK/B 1296.860 MHz, JN23MM is ex F1XAK/B

IQ0AH/B 1296.854 MHz, JN40QW, 732m asl, 1W, 23 el Yagi to Rome, qrv since the end of January 2010. (IS0JMA)
LZ2CMB/B, KN13NE, 144.420 MHz is qrv again from 1550m asl with 500mW and a horizontal antenna since Dec. 9th.

SR3LHD/B 1296.970 MHz, JO82KL, 1W, is new since Nov 09
SR8LHL/B 1296.895 MHz, KO11HF, 0.5W, E-W, qrv since spring 2009.

SV3GKE/B 1296.830 MHz, KM08HQ, 4w, 10 el. qrv since August 2009.

SV3GKE/B 144.407 MHz, KM08HQ, 1200m asl, qrv since Nov. 2009.

News

IARU Region 1 Interim Meeting 2010

On the 3rd WE of February 2010 the IARU Region 1 VHF managers met in Vienna in order to discuss proposals for the next IARU Region 1 conference.

-G4ASR proposes that the 6m beacon band should be shifted up to 50.300-50.400 MHz in order to gain space for a wider CW band. May be problematic as the beacons from other IARU regions will not change QRG and with the upcoming F2 propagation on 6m conflicts will be sure.

- OE5MPL proposes to use the letter "R" when working rainscatter QSOs as appendix to the report, i.e. 57R.

- 13cm: At least a small range around 2320 MHz should be protected and secured for amateur radio use as commercial usage will most probably take away most of the range from 2300 to 2400 MHz.

GM6LNM SK

John Dunlop GM0WDF/GM6LNM became a silent key on 22nd January 2010. Believed due to a heart attack. He was mainly active on 6m, 2m and 70cm DX from his elevated farm in IO75PW during the 1980/90's. John was particularly well known on for his MS, E's and Auroral activity.

G3FPK SK

Norman Fitch, G3FPK, well known as Radcom VHF columnist and VHF DXer became a SK on 29th January 2010.

DB8KJ SK

Nico Schreiber, DB8KJ, a well known 2m and 6m DXer became a SK on December 10th 2009 at the age of 54.

'Bawdsey Research Station'

Commemorations 2010

In recognition of the historic events that took place in 1935 and 1940 which played a significant part in Britain's war effort, Bawdsey Manor will be activated on three separate occasions during 2010. During its time as a radar research centre and as an operational station for Chain Home radar, it was known by the acronym BRS – Bawdsey Research Station. Special event callsigns with BRS as the suffix have been applied for to recognise this: GB75BRS Feb 26 to 28 and GB70BRS June 5/6 and Sept 18/19. A special QSL card will be issued to those making contact with either of the stations, and a parchment certificate will be available on request to stations who make contact with both callsigns – information about the stations, operation and QSL can be found on <http://www.bawdseyresearchstation.org.uk> Contact: Dave Powis, G4HUP, g4hup@btinternet.com

Inhalt / Contents 2009

Reports (Technique, Operation Technique, Propagation, Software)

Over-The-Horizon Optical Communication, Part 2:	
Theory: Physics & Engineering Analysis	Paul Edwards, VK7ZAS and Rex Moncur, VK7MO I/9
Digital Weak Signal Communication for Minimal QSOs	Klaus v. d. Heide, DJ5HG I/36
Concept for Building a 241 GHz Transverter	Philipp Prinz, DL2AM I/54
The DISTAW VHF Crystal Oscillator	Chris Bartram, GW4DGU I/63
Experiments on 47 GHz: Simple sandwich mixer with BAT15-099	Wolfgang Demmer, DD8BD I/78
Conical Horn Antenna for 76 GHz	Wolfgang Demmer, DD8BD I/86
More about Oblongs (V) – improved 70cm models	Slobodan Bukvic, YU7XL I/88
A Tale of 2 (6m) Aerials – Part 2	Ken Osborne, G4IGO I/93
Mid-latitude Sporadic E on 50 MHz – long distance propagation in the solar cycle minimum	
Over-The-Horizon Optical Communication, Part 3: Transmitters	Joachim Kraft, CT1HZE II/9
Frequency Synthesizer for 22.0 – 27.5GHz	Rex Moncur, VK7MO et al. II/22
Simple Measurement Aid for Adjustment on the 122 GHz Band	Léon Audergon, HB9TXV II/40
8 to 12 GHz Image-Reject Mixer	Jürgen Dahms, DCØDA II/56
Experiments on 76 GHz: Simple mixer & beacon head with BAT15-099	Paolo Antoniazzi, IW2ACD II/60
An Alternative to Glueing Microwave Diodes	Wolfgang Demmer, DD8BD II/68
Revolutionary 'Loop Fed Array' Yagi Antenna Feed System	Philipp Prinz, DL2AM II/78
A 76GHz Transverter – with mechanical changeover	Justin Johnson, G0KSC II/82
Further development of the LFA Yagi	Philipp Prinz, DL2AM III/9
Antenna Noise Temperature - Software Tools	Justin Johnson, G0KSC III/18
Optimized Dual-mode Feedhorns	R. Galuscak, OM6AA, et al. III/32
Over-The-Horizon Optical Communication, Part 4: Receivers	Paul Wade, W1GHZ III/46
241 GHz Mixer Head for direct offset dish mount	J. Giles-Clark, VK7TW et al III/70
A Broadband Preamplifier - construction and hints	Jürgen Dahms, DCØDA III/86
VNA for 5 – 30GHz (Part 1)	Philipp Prinz, DL2AM III/91
Transverter Concept for 134GHz	Léon Audergon, HB9TXV IV/9
HD43: a new digital mode for very weak signals	Jürgen Dahms, DCØDA IV/30
A "different" Xtal Oscillator - Revival and Improvements	Klaus v. d. Heide, DJ5HG IV/47
More about the LFA	Goliardo Tomasetti, I4BER IV/67
High Gain LFA Yagi for 144MHz – NEC 4 makes a difference	Slobodan Bukvic, YU7XL IV/69
First LFA Yagi for 70cm	Justin Johnson, G0KSC IV/74
	Justin Johnson, G0KSC IV/81

Microwave Parts

OCXOs	Henning Weddig, DK5LV II/101
OCXOs, 23cm Tvtr, 9cm PAs	Henning Weddig, DK5LV III/95
GPS Guided Oscillator, TCXO RS-GGO	Henning Weddig, DK5LV IV/90

News, Activity Reports, Expedition Reports, Contests etc.

2m-EME News	DM2BHG I/107, II/116, III/107, IV/102
70cm + up - EME News	DL7APV I/113, II/121, III/115, IV/103
ATV News	DJ9PE I/121, II/108, III/74, IV/117
Microwave Europe	G4DDK/F2CT I/100, II/105, III/97, IV/96
Microwave USA	WA5VJB I/104, II/108, III/102, IV/101
Microwave Japan	JH6RTO I/98, II/108, III/101, IV/93
VHF South America	PY2ZX I/86, II/86, III/104, IV/94
VHF Australia & New Zealand	DL8HCZ I/95, II/103, III/100, IV/91
6m News	CT1HZE/DL8HCZ I/126, II/125, III/127, IV/128
4m News	DL8HCZ I/127, II/126, III/127, IV/128
FAI News	F6DRO I/105, II/111, III/123, IV/119
2m Es News	CT1HZE IV/122
Tropo News	DG7SFL I/122, II/114, III/122, IV/114
News & Comments	DL8HCZ I/128, II/127, III/129, IV/129

Meteor Scatter News	CT1HZE	I/118
DUBUS 2m CW EME Activity Contest 2008 Result	CT1HZE	I/113
EA1DFI Tropo Report	EA1FDI	I/125
2m PA BEKO HLV-750 also for 115V 60Hz, The VO/DM8MM –	DM8MM	II/109
Newfoundland 2m Transatlantic Experiment 2009	DM8MM	II/111
The unusual 2m Sporadic E Event on June 5th 2007 revisited	CT1HZE	II/112
The 2009 144 MHz Digital EME Championship	DL8HCZ	II/120
European EME Contest 2009, CW Results	CT1HZE	III/112
MI/DL1YMK EME Expedition Report	DL1YMK	III/120
CN2GHZ Microwave Expedition Report	F2CT	III/125
The Sporadic E Event on June 26th 2009	DL8HCZ	III/128
Lunar Weekend Calendar 2010	DL7APV	IV/108
European EME CW Contest 2010, Rules	DL8HCZ	IV/109
OH0/DL1YMK EME Expedition Report	DL1YMK	IV/111
2m TEP News 2009	DL8HCZ	IV/114
D44TD Microwave Expedition Report	HB9AZN	IV/124

More News

1965 Scottish 432 MHz moonbounce

A video of the first Scottish 432 MHz Moonbounce recorded in 1965 using 8mm cine film is now on YouTube. Search for 1965 moonbounce. The YouTube description reads: 8mm cine film of the Scottish Radio Amateurs mainly from Dunfermline who attempted to contact Arecibo in Puerto Rico via the Moon on 70cm in 1965. Callsign used was that of Harry GM3FYB, other amateurs in this clip include GM3ENJ, GM3EGW, GM3CIG. Their morse code was recorded on tape at Arecibo. Location was a remote site in the East Neuk of Fife called Cassingray, a former RAF beacon station.

The film starts with a meeting of the group in Dunfermline at the QTH of Harry GM3FYB, with we believe Peter G3LTF who was there for the 1965 VHF Convention. Also present was G3FZL RSGB VHF Manager. We then see the drive through the roads of 1960's Fife, including Kirkcaldy and arrive at Cassingray with a look over the landscape down to the River Forth. The erection of the homemade polar mounted, 15 foot diameter parabolic dish antenna then takes place. Frustratingly, that is all of the footage that we have of this event. No sound track either. Thanks to GM3CIG for transferring the 8mm film to video tape a few years ago. (GM4JJJ)

New bands in Bahrain (A9)

The Telecommunications Regulatory Authority (TRA) - Bahrain has published a new National Frequency Plan (NFP) in December 2009. In the NFP the band 50 - 50.5 MHz is allocated nationally to the amateur service on a primary and exclusive basis and 50.5 - 52 MHz on a secondary basis. Additional spectrum is also provided for the amateur service at 430 MHz and higher bands.

Dates

Nordic VHF meeting 2010 in Danmark

The Nordic VHF meeting will take place from 28th - 30th May 2010 on the island of Møn (JO64GX). Info: <http://nordic.vushf.dk>

EUMW - European Microwave Week 2010

takes place at CNIT / Paris from Sept. 26 to Oct. 1. www.eumweek.com

UKW-Tagung Weinheim 2010



The next 55th Weinheim VHF-Meeting will take place in Bensheim/Weinheim on **September 11/12**. For more info see www.UKW-Tagung.com

Photo: DUBUS stand Bensheim Sept. 2009

**Deadline for reports etc. for DUBUS 2/2010 is
April 30th 2010. Pse send any info to
funk-telegramm@t-online.de**

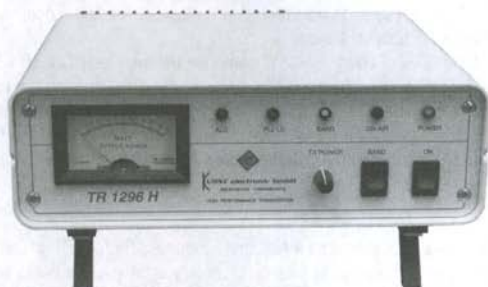
Neue Produkte

Neuer 23cm-Transverter von DB6NT

Aktuelle Technik im gewohnten Outfit - die neue Generation des TR 1296 H

Im neuen Design des TR 1296 H wurden viele Wünsche unserer Kunden verwirklicht. Wie alle Transverter aus jüngster Entwicklung von Kuhne electronic ist nun auch der TR 1296 H mit einem Eingang für ein externes 10 MHz - Frequenznormal ausgestattet, wobei der vollständig überarbeitete Oszillator auch ohne Referenzfrequenz bereits eine hervorragende Frequenzstabilität von $\pm 0,1$ ppm bietet. Damit sind die besten Voraussetzungen für erfolgreichen EME- bzw. WSJT-Betrieb geschaffen. Die ZF-Schnittstelle des TR 1296 H - 28 wurde universell ausgeführt, wodurch die meisten Kurzwellentransceiver ohne weiteren Umbau verwendet werden können.

Engl.: In the new generation of the TR 1296 H the wishes of many customers were implemented. The frequency stability of the new designed oscillator is ± 0.1 ppm without the external reference frequency and gives the user best performance for EME and WSJT. The TR 1296 H includes an input for an external reference frequency (10 MHz) like all transverters of Kuhne electronic's latest generation. The universal design of the TR 1296 H - 28 IF interface allows the use of almost all HF-transceivers with transverter interface.



Features:

- Leistungsregler an der Frontplatte
- Integriertes Satellitenband (1268 ... 1270 MHz)
- Neben-/Oberwellenunterdrückung besser 60 dBc
- Großsignalfestes RX Konverterteil
- Eingang für externe 10 MHz Referenzfrequenz
- ZF-Buchsen über Schalter konfigurierbar (getrennt / kombiniert) - TR 1296 H - 28
- ZF-Eingangsbereich über Schalter konfigurierbar - TR 1296 H - 28
- Eingebauter VCOCXO garantiert beste Performance für EME und WSJT

Typ	TR 1296 H
SHF Frequenzbereich	1296 ... 1298 MHz, 1268 ... 1270 MHz
ZF Frequenzbereich	28 ... 30 MHz (TR 1296 H - 28)
ZF Frequenzbereich	144 ... 146 MHz (TR 1296 H - 144)
RX Verstärkung	min. 20 dB
Rauschzahl @18°C	typ. 1,2 dB NF
TX Ausgangsleistung	20 W
LO-Frequenzstabilität	typ. $\pm 0,1$ ppm (ohne 10 MHz Referenz)
Versorgungsspannung	13,8 V DC (12...14 V)
Stromaufnahme	typ. 8 A (TX)

MOSFET-ENDSTUFEN DER EXTRAKLASSE

ROBUST • ZUVERLÄSSIG • LANGLEBIG



144-146 MHz

HLV 400*	1620,-
HLV 750*	2250,-
HLV 1500*	3990,-
HLV 3000*	a. A.

430-440 MHz

HLV 250*	1620,-
HLV 550*	2250,-
HLV 1100*	3960,-
HLV 2000*	a. A.

1240-1300 MHz

HLV 500*	3580,-
HLV 1000*	a. A.

* = P_{out} in Watt

Preise inkl. 19 % MWST. zuzügl. Versandkosten

IM-Verhalten einer
HLV 1500 bei
1000 W PEP



Spektral sauberes Ausgangssignal, kompakte Bauweise und geringes Gewicht.

Ideal für DXpeditionen, Conteste, EME, digitale Betriebsarten und die vielen anderen Gelegenheiten, bei denen es ein paar Watt mehr sein müssen.

www.beko-elektronik.de

BEKO ELEKTRONIK
Bernhard Korte
Am Längenmoosgraben 1a
85221 Dachau
Tel. 0 8131-27 6 7-0 • Fax -2
mail@beko-elektronik.de

The Ultimate High End Transverter

TR 1296 H



In the new generation of the TR 1296 H the wishes of many customers were implemented. The frequency stability of the new designed oscillator is ± 0.1 ppm without the external reference frequency and gives the user best performance for EME and WSJT. The TR 1296 H includes an input for an external reference frequency (10 MHz) like all transverters of Kuhne electronic's latest generation. The universal design of the TR 1296 H – 28 IF interface allows the use of almost all HF-transceivers with transverter interface.

New features

- additional input for 10 MHz reference frequency
- automatic activation of PLL if external 10 MHz signal is supplied
- switchable IF-port configuration (one common RX/TX port or two separate ports for RX and TX)
- switchable IF input power ranges (1 ... 50 mW or 60 ... 1000 μ W)
- TX power control on the front panel

Technical data

UHF frequency range:	1296 ... 1298 MHz, 1268 ... 1270 MHz
IF frequency range:	28 ... 30 MHz (TR 1296 H – 28)
IF frequency range:	144 ... 146 MHz (TR 1296 H – 144)
RX gain:	min. 20 dB
Noise figure @ 18 °C:	typ. 1.2 dB
TX output power:	20 W
LO frequency stability:	typ. ± 0.1 ppm (without 10 MHz reference frequency)
Supply voltage:	13.8 V DC (12...14 V)

More information
on our website:
www.DB6NT.de

KUHNE electronic
MICROWAVE COMPONENTS

Kuhne electronic GmbH | Scheibenacker 3 | D-95180 Berg | Germany
Tel. +49 (0)9293-800 939 | info@kuhne-electronic.de



See report on page 115 - photo courtesy of Wolfgang, DD8BD

NEW! NEW! NEW!

DUBUS Book TECHNIK IX

The new DUBUS Technik book 9 is ready from the printer. Size is the same as the previous books. On 386 pages you find the technical articles from DUBUS Magazine from the years 2008 and 2009. Some corrections and additions have been made.

The price for the book is again 25.00 Euro incl. shipment for DL and EU.

Price for overseas airmail is also 25 € or 30.00 USD.

You can find the contents page on the DUBUS website at www.DUBUS.org

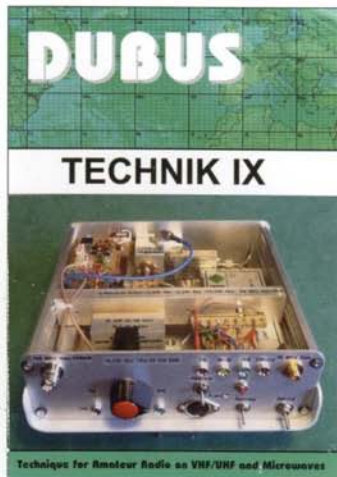
You may order directly from DUBUS DL or via your local distributor. See also order form on page 3 in this issue.

You can pay by money transfer to our bank account or sending cash via mail.

You can pay also 25€ with PAYPAL to funk-telegramm@t-online.de

Requests and orders please to funk-telegramm@t-online.de or

DUBUS, Grützmlenweg 23, 22339 Hamburg



Technique for Remote Radio on VHF/UHF and Microwaves