

# DUBUS

## 2/2010

Vol.39

2.Quarter

### QRO Directional Couplers



by W1GHZ

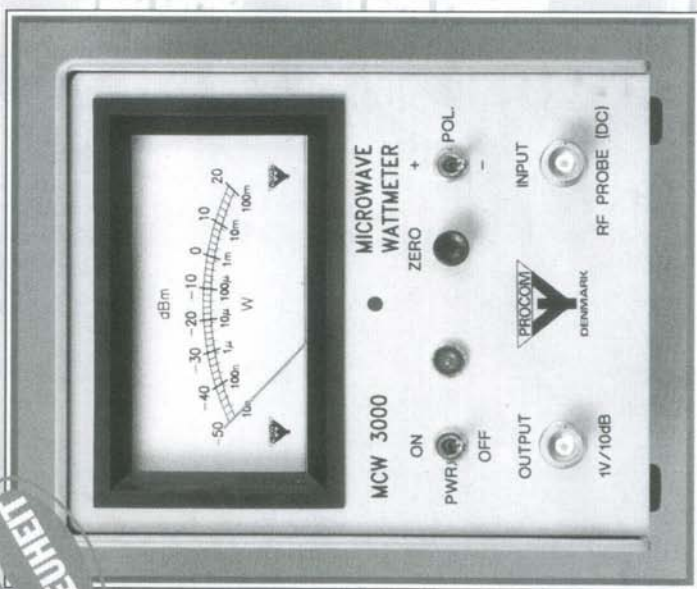


# MCW 3000

Mikrowellen-  
Wattmeter

NEUHEIT

- ★ Einfache, schnelle und genaue Leistungsmessung.
- ★ Extreme Bandbreite.
- ★ Großer Dynamikbereich von 70 dB.
- ★ Hochempfindlich – mißt ab  $\pm 50$  dBm (10 Nanowatt).
- ★ Bereich:  $\pm 50$  dBm bis  $+20$  dBm. (10 Nanowatt bis 100 Milliwatt).
- ★ Frequenzbereich: 100 kHz bis 18 GHz mit Standardmeßkopf PRO-18G und bis 50 GHz mit Zusatzmeßkopf.
- ★ Mit den meisten Typen von Dioden-Meßköpfen einsetzbar.
- ★ Unzählige Einsatzbereiche bei der Leistungsmessung.
- ★ Hohe Genauigkeit:  $< \pm 1$  dB mit PRO-18G Standardmeßkopf ( $\pm 40$  dBm bis  $+20$  dBm) [HP 33330B-, C-, D- oder E-Typ Meßköpfe können ohne Nachstellung verwendet werden].
- ★ Ausgang für Koordinatenschreiber oder Scope. (1 V/10 dB).
- ★ Der Dynamikbereich läßt sich mittels externer Dämpfungsglieder oder Richtkoppler erweitern.
- ★ 9-12 VDC-Versorgung.
- ★ MEßKOPF TYP PRO-18G WIRD MITGELIEFERT.



**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

# 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, 1/02, 2/02, 3/02, 1/04, 4/04, 2/05,  
2/06, 3/06, 4/06, 2/07, 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, Grützmlhlenweg 23, D-22339 Hamburg, Germany**



## Low Noise VHF/UHF Yagis, designed by YU7EF

High performance yagi antennas designed by Ljubisa Popa, YU7EF, optimized for a low noise figure. These antennas are well known among EME enthusiasts. Up to now, all those antennas had to be homebrewed.

But now, YU7EF has signed a contract with WiMo for production and Europe-wide sales!

We will implement the antenna designs one by one, starting with the most-wanted models.

The antennas use folded dipoles with N female socket, the elements are mounted on top of the boom. All 70cm antennas have the mast clamps below the boom to avoid influence on the radiation pattern.

The elements of the 2m yagis are made from 8mm dia. alu tubing, for the 70cm antennas we use 6mm solid aluminium rods. All support struts are V-shaped, resulting in maximal efficiency, even better than a double boom. Support struts can be mounted above of the antenna too, making the construction of yagi arrays much easier.

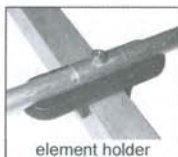
The mounting hardware for the struts are made from laser-cut, stainless steel VA sheet metal. These brackets can also be used as anchors for guying lines above the antenna, in case the struts are too heavy or impossible to use.

To compensate for the weakening of the elements due to the hole, each element is reinforced with a stainless steel shell.

The boom joints are made as high precision laser-cut sheet metal with lowest tolerances.

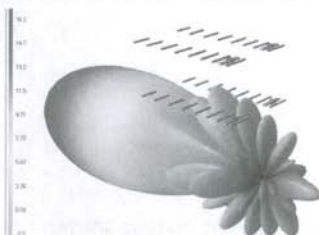
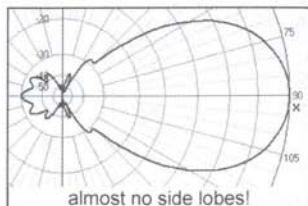
The booms are machine with very low tolerances on a CNC machine. All u-bolts, brackets, nuts and bolts are made from stainless steel, all nuts are self-locking. All other parts are made from stainless steel or aluminium. The larger antennas with strut contain no galvanized parts at all, while some smaller models have a galvanized mast bracket, otherwise are stainless/alu only, too.

The radiators are folded dipoles with teflon cable balun and N connector. The balun is made from 6mm teflon cable and is completely enclosed by the dipole box. The dipole box is cold welded and foam sealed for protection against humidity.



| Model    | Length<br>m | Gain<br>dBi | F/B<br>dB | beamwidth<br>H V |    | noise<br>temp. (K) | G/T   | Frequ. range<br>(MHz) | avail-<br>ability | price<br>(EUR) |
|----------|-------------|-------------|-----------|------------------|----|--------------------|-------|-----------------------|-------------------|----------------|
| EF0208c  | 3,4         | 12,9        | 24        | 43               | 49 | 250                | -11,6 | 143.0-146.0           | june              | 165.-          |
| EF0210   | 5,4         | 14,6        | 23        | 35               | 39 | 230                | -9,0  | 143-145,6             |                   | 199.-          |
| EF0210LT | 5,2         | 14,0        | 29        | 38               | 43 | 223                | -9,5  | 143.5-145.2           | autumn            | 199.-          |
| EF0211B  | 6           | 15,1        | 29        | 34               | 37 | 230                | -8,6  | 143.2-144,9           | tba               | 239.-          |
| EF0212   | 7,3         | 15,9        | 21        | 31               | 33 | 226                | -7,7  | 143.8-144,6           | june              | 268.-          |
| EF0213M  | 8,0         | 16,0        | 27        | 39               | 32 | 225                | -7,5  | 142.8-146             | tba               | 289.-          |
| EF7011N  | 2,2         | 15,3        | 23        | 33               | 36 | 28                 | 0,8   | 430-435,4             |                   | 148.-          |
| EF7015   | 3,4         | 17,1        | 22        | 27               | 29 | 27                 | 2,7   | 431.6-433             | june              | 168.-          |
| EF7015M  | 3,3         | 16,8        | 27        | 28               | 30 | 30                 | 1,9   | 430-439,8             | autumn            | 168.-          |
| EF7027   | 7,3         | 19,5        | 28        | 21               | 22 | 23                 | 5,8   | 431.5-433,1           |                   | 285.-          |

Power rating of all antennas: 1200W (144 MHz) resp. 800W (432 MHz). Suitable mast diameter: up to 60mm.



### WiMo Antennen und Elektronik GmbH

Am Gäxwald 14, D-76863 Herxheim, Germany Tel. (07276) 96680 FAX 9668-11

# Content / Inhalt 2/10

Title: QRO Directional Couplers for VHF/UHF/SHF, by W1GHZ see p. 9

|                                                                                                                                                                                           |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Editorial                                                                                                                                                                                 | 8   |
| High-Power Directional Couplers with Excellent Performance -<br>That You Can Build, by Paul Wade, W1GHZ                                                                                   | 9   |
| A Bistatic Backscatter Chirp Radar for Amateur Radio Use<br>by Andrew Martin, VK3OE                                                                                                       | 24  |
| Applied Conversion of Segmented Wires from NEC2 to 144 MHz Yagi<br>Elements - for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard<br>Insulators - Part 1, by Hartmut Klüver, DG7YBN | 40  |
| Sporadic-E Summary 2009 – 144 MHz<br>by Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE                                                                                                                      | 59  |
| Experimental Mixer Head for 47GHz with Circular WG<br>by Wolfgang Demmer, DD8BD                                                                                                           | 80  |
| Idea for a simple multi-function transverter for X-Band<br>by Konstantinos Giannopoulos, SW3ORA                                                                                           | 91  |
| Comparison of ROS and JT65, by Rex Moncur, VK7MO                                                                                                                                          | 99  |
| VHF Australia & New Zealand                                                                                                                                                               | 104 |
| Microwave Japan - Single-optoelectronic-device transceiver (2)                                                                                                                            | 105 |
| Microwave Europe                                                                                                                                                                          | 105 |
| Microwave U.K.                                                                                                                                                                            | 109 |
| Microwave USA                                                                                                                                                                             | 110 |
| VHF South America                                                                                                                                                                         | 111 |
| 2m EME News                                                                                                                                                                               | 115 |
| DUBUS/REF 2m Digital EME Championship 2010                                                                                                                                                | 117 |
| 70cm + up EME News                                                                                                                                                                        | 118 |
| KP4AO Arecibo EME Report                                                                                                                                                                  | 122 |
| Tropo News                                                                                                                                                                                | 123 |
| 1 <sup>st</sup> Tropo QSO ZS to FR - Report                                                                                                                                               | 124 |
| 4m News                                                                                                                                                                                   | 125 |
| 6m News                                                                                                                                                                                   | 126 |
| 2m TEP News                                                                                                                                                                               | 129 |
| Aurora News                                                                                                                                                                               | 129 |
| News & Comments                                                                                                                                                                           | 129 |
| New Products                                                                                                                                                                              | 131 |

## 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@snaufu.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, Jundiá, 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@darf.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, Grützmlenweg 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:  
14. August 2010**

**Deadline  
for the next issue:  
August 14<sup>th</sup> 2010**

# DUBUS Distributoren

## International DUBUS Representatives

|                        |                                                                                                                                                             |
|------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Austria</b>         | OE1WRS, Werner Roedl, Mappesgasse 2/1/3, 2320 Schwechat, Tel: +43-664-3564584<br>Fax: +43-1-7073181, email: roedl@attglobal.net                             |
| <b>Australia</b>       | Doug McArthur, VK3UM, Tikaluna, 26 Old Murrindindi Rd., Glenburn, Victoria 3717.<br>email: tikaluna@bigpond.com                                             |
| <b>Belgium</b>         | InfoRad c/o Jan Galicia ON6JG, Oude Gendarmeriestraat 62, 2220 Heist-op-den-Berg<br>email: inforad@pandora.be inforad@telenet.be                            |
| <b>Bulgaria</b>        | Christo Mintchev, LZ1DP, UI Boruigrad 8 AP 10, 6004 Stara Zagora<br>email: lz1dp@stz.orbitel.bg                                                             |
| <b>Czech Republik</b>  | GES-ELECTRONICS, OK1FM, Studentska 55a, 32300 Pízen<br>Phone: +420 37 73 73 111, email: ges@ges.cz www.ges.cz                                               |
| <b>Denmark</b>         | Gert Rahbek-Udengaard, OZ1FKZ, Verringvej 60, Verring, 8660 Skanderborg<br>Tel.: 0045 8657 2660, email: oz1fkz@vip.cybercity.dk                             |
| <b>Eire</b>            | Patrick Fitzpatrick, EI2HX, 24 Ascal Do., Bhothair Bhui, Drogheda, County Louth.<br>Phone 041 98 41817, Mobile 0876300110, email patfitzpatrick@hotmail.com |
| <b>France</b>          | Fabienne Ansel, La Grave, 31560 Seyre, Tel.: 05 34 66 10 09, email: dubus.mag@free.fr                                                                       |
| <b>Finland</b>         | Jukka Hietaranta, OH1FF, Kuutie 25, 36110 Ruutana<br>Fax: 03 2619255, email: effe@elisanet.fi                                                               |
| <b>Greece</b>          | R.A.A.G., Manos Darkadakis SV1IW, PO Box 3564, 10210 Athens, raag-hq@raag.org                                                                               |
| <b>Italy</b>           | Tony Fumagalli, I2FUM, Via Masia 34, 22100 Como<br>Tel: 031571537, email: fumagalli.antonio@gmail.com                                                       |
| <b>Japan</b>           | Michaiki Watanabe, JH1KRC, Jingumae 2-2-39-702, Shibuya-ku, Tokyo 150-0001<br>Phone: +81-3-3404-6064 email: jh1krc@syd.odn.ne.jp                            |
| <b>Malta</b>           | Joseph Falzon, 9H1VW, « Babs » 104, Sir William Reid Street, Gzira, GZR02<br>9h1vw@maltanet.net or danielg@maltanet.net                                     |
| <b>Netherlands</b>     | Veron Verkoop Bureau, P.O. Box 1166, 6801 BD Arnhem, veroncb@worldonline.nl                                                                                 |
| <b>Norway</b>          | Kjell Syverud, LA9CY, Liaveien 8, 1450 Nesoddtangen, dubus@la9cy.com<br>Phone: (+47) 66913546, Mob: (+47) 91841784, Homepage: www.la9cy.com                 |
| <b>Portugal</b>        | Luis Cupido, CT1DMK, Rua da Vila Verde 39, 3800-810 Eixo / Aveiro. cupido@mail.ua.pt                                                                        |
| <b>Poland</b>          | Andrzej Walczyk, SP5BTN, ul. Miedzyborska 55 m 1, 04-027 Warsaw. andwal@onet.pl<br>Mobile +48 606-493-423, Home +48 22 870 0353, http://sp5btn.republika.pl |
| <b>Romania</b>         | Augustin Preoteasa, YO7AQF, Banat 13, Bl. B2 Sc. D Ap. 15, 110408 Pitesti<br>Phone +40-788-234-273, email: augustin.preoteasa@soliber.net                   |
| <b>Russia</b>          | Dmitri Dmitriev, RA3AQ, Profsoyuznaya 93-4-411, 117279 Moscow<br>ra3aq@vhfdx.ru www.vhfdx.ru/dubus                                                          |
| <b>R.S.A.</b>          | Ivo Chladek, ZS6AXT, P.O.Box 3093, 1745, Kenmare<br>email: zs6axt@telkomsa.net                                                                              |
| <b>Spain</b>           | Maximo Martin, EA1DDO, Braña, 3 - 5 D, 15160, Sada, La Coruña, +34 981976708<br>Email: EA1DDO@Hotmail.com                                                   |
| <b>Serbia</b>          | Nemethy Istvan, YT3I (ex YU7EW), Branka Radicevica 63, 23217 Aleksandrovo<br>email: yt3i@gimelnet.co.yu                                                     |
| <b>Slovenia</b>        | SLOVHF RADIOKLUB S50VHF, Klavniska 13, 9000 Murska Sabota<br>www.slovhf.net dubus@slovhf.net                                                                |
| <b>Sweden</b>          | Anders Pettersson, SM7ECM, Hökvägen 111, 24562 Hjärup<br>email: SM7ECM@telia.com                                                                            |
| <b>Switzerland</b>     | Ferdinand Stämpfli, HB9MIO, Langsamstig 13, 5600 Lenzburg. Tel.: 079/4734650<br>stagra@bluewin.ch                                                           |
| <b>Ukraine</b>         | Sergej Lysenko, UR5LX, Zolochiv Reg., Iwaschki, Kharkov Obl, Ukr. 62211<br>email: ur5lx@vhf-dx.net                                                          |
| <b>United Kingdom</b>  | Roger Blackwell, GM4PMK, Willowbank, Pennyghael, Isle of Mull, PA70 6HB<br>email: dubus@marsport.org.uk                                                     |
| <b>USA</b>             | Janet and Ed Cole, KL7UW, P.O. Box 8672, Nikiski, AK (Alaska) 99635-8672<br>email: dubususa@hotmail.com                                                     |
| <b>Other Countries</b> | Contact DUBUS Magazine. Subscription Rates: Europe: 25.00 EURO;<br>Overseas Air Mail: 30.00 EURO (USD 35.00), PAYPAL to funktelegramm@t-online.de           |

# Editorial

Dear DUBUS Reader!

Welcome to issue 2/2010. In this issue we made some experiments with full color print and we hope you will like it. This was possible only thanks to our advertisers EISCH, KUHNE and WIMO. WIMO offers now YU7EF Yagis, see page 4.

In this issue we finally have the summary 2m Es report for Europe and USA for the 2009 season, just in time before the new season starts in a few days. The new summer DX season will bring interesting events e.g. a 10GHz Tropo world record attempt, a 70MHz beacon transatlantic propagation experiment and possibly two 144MHz transatlantic expeditions. So it's really time to get antennas up and to be qrv to take advantage of the next opening on Es, Tropo, RS, TEP and yes, even Aurora!

Thanks to the start of the new solar cycle Radio Aurora is back, see reports on page 129.

Activity in the first parts of the EU EME contest was very good: On 9cm at least 22 different stations made QSOs and on 3cm at least 20. On 13cm over 40 stations were active. These numbers are alltime highs and probably there is no other EME contest now with higher activity on these bands. On 2m over 100 stations made QSOs, not bad, if we consider that it was CW only! The 2m Digital EME Championship will take place on August 7/8. See page 117 for full details. We hope for good participation! The recent outstanding Arecibo EME activity on 70cm by K1JT and team brought new life and interest for this mode. As far as we know for the first time ever an EME signal was received on a rubber duck antenna! See report on page 122.

Not less exciting are the results from VK3OE's new backscatter radar that you can built yourself! See page 24. Amazing how you can use this for hop tracing.

Thanks to all authors and contributors of this issue! Keep sending your reports and technical articles. Thank you! See you on the bands!

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

Liebe DUBUS Leser!

Willkommen zur Ausgabe 2/2010. Wir haben in dieser Ausgabe ein wenig mit Farbdruck experimentiert und hoffen, dass es gefällt. Dies war nur möglich dank unserer treuen Anzeigenkunden EISCH, KUHNE und WIMO! WIMO bietet übrigens jetzt YU7EF-Yagis an, siehe Seite 4.

In dieser Ausgabe ist nun endlich der Gesamtbericht über die 2m-Es-Saison 2009 enthalten, gerade noch rechtzeitig, bevor die neue Saison in ein paar Tagen beginnt. Die neue Sommer-DX-Saison wird einige interessante Aktivitäten bringen: einen Tropo-Weltrekordversuch auf 10 GHz, ein 70-MHz-Bakenexperiment über den Atlantik sowie eventuell 2 Transatlantik-Expeditionen auf 2m. Es ist also höchste Zeit, die Antennen hoch zu bringen und qrv zu werden, um die Bedingungen zu nutzen, sei es via Es, Tropo, RS, TEP und ja, auch Aurora! Dank des Beginns des neuen Sonnenfleckenzyklus gibt es die ersten Aurora-Öffnungen, siehe Seite 129.

Die Aktivität im EU EME Contest war sehr gut: Auf 9cm waren mindestens 22 und auf 3cm mindestens 20 Stationen aktiv. Auf 13cm waren über es über 40 Stationen. Das sind neue Allzeithochs und es gibt zur Zeit wohl kaum einen anderen EME-Contest mit mehr Aktivität auf diesen Bändern. Auf 2m haben über 100 Stationen EME-QSOs gemacht, was beachtlich ist angesichts dessen, dass es ja ein reiner CW Contest war. Die 2m Digital-EME-Meisterschaft findet am 7./8. August statt, die Details sind auf Seite 117 zu finden. Die tolle 70cm-EME-Aktivität aus Arecibo von K1JT und seinem Team im April hat neues Leben in diese Betriebsart gebracht und soweit wir wissen, konnte das erste Mal ein EME-Signal mit einer Gummiwurst-Antenne empfangen werden, siehe im Bericht auf Seite 122.

Nicht weniger spannend sind die Ergebnisse von VK3OE und seinem Backscatter-Radar, das man selber aufbauen kann. Siehe Seite 24. Erstaunlich, wie gut man damit die Sprünge bei Ausbreitungsstudien nachweisen kann. Dank an alle Autoren dieser Ausgabe!

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

# High-Power Directional Couplers with Excellent Performance - That You Can Build

by Paul Wade W1GHZ © 2009 - w1ghz@arrl.net

A directional coupler is used to sample the RF energy travelling in a transmission line – useful for measuring power, frequency, and VSWR or impedance. If it is truly directional, then it can separate the power flowing in opposite directions, for instance, forward power transmitted toward an antenna and reflected power returning from the antenna. High-power couplers that are truly directional are rare, but it is quite possible to build one using hand tools that outperforms commercial units.

## Directional Couplers

A directional coupler, shown conceptually in Figure 1, is characterized by coupling and directivity between a main transmission line, Port 1 to Port 2, and a second transmission line, Port 3 to Port 4, coupled to the main line. The coupling is the ratio of transmitted, or forward, power, going in to Port 1 and coming out Port 2, to coupled power at Port 3, measured in dB. A coupling of -30 dB would couple one milliwatt out for each watt travelling through. Reflected power, going in to Port 2 and coming out Port 1, would be coupled to Port 4. Coupling usually varies with frequency.

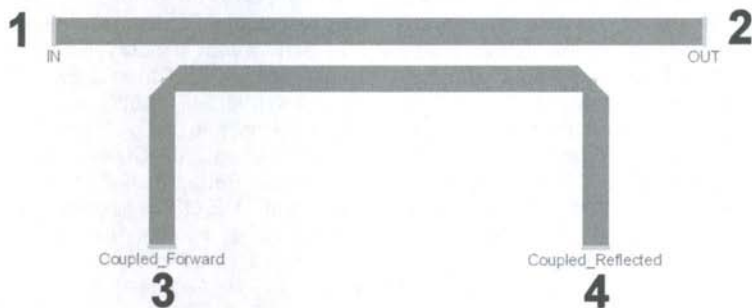


Figure 1 – Directional Coupler

Directivity, a measure of how well the coupler separates the two directions, is the ratio of coupled power out at Port 3 to power out at Port 4 when power on the main transmission line is only flowing in one direction, into a perfect termination at Port 2. This leakage from poor directivity limits the return loss or VSWR that we can measure – for instance, a directional coupler with only 20 dB of directivity would indicate a return loss of 20 dB, or  $VSWR = 1.22$ , for a perfect load. If it were used to measure an antenna with an actual VSWR of 1.22, the unwanted coupled power due to low directivity would add to the coupled reflected power. Depending on the phases of the reflected and leakage power, the total could be twice as much as the reflected power, for an indicated VSWR of 1.5, or zero if the phases cancelled, for an indicated VSWR of 1.0, or anything in between. Higher directivity is needed to measure low VSWR.

Low directivity can also affect power measurement – leakage from reflected power adds to the coupled forward power, again at unknown phase, so that measured power varies with VSWR.

Commercial directional couplers, like those we find in surplus, are often designed for relatively constant coupling over a frequency range. Typically, directivity is not high over the whole range – often as low as 15 to 20 dB. Couplers found in instrumentation such as network analyzers usually have higher directivity, but are not intended for high power. The coupling in these couplers is typically -20 to -25 dB, so that measurements may be made with relatively lower power levels.

## Homebrew Directional Couplers

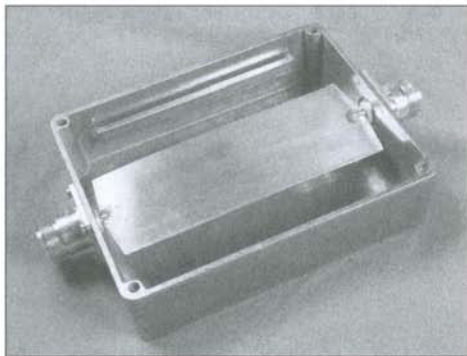
I have been trying to make a good directional coupler for a long time. My goal is one that has high directivity, good power handling, and is robust and easily reproduced with simple hand tools. Some new projects with solid-state amplifiers gave me impetus to make this a reality.

One obvious approach is a printed-circuit board – easily reproduced in any quantity. I built one years ago, and have tried other designs in software, but never with good results. A microstrip coupler, with transmission lines on top of the board and a ground plane on the bottom, has part of the energy in the dielectric and part in air, travelling at different speeds. The two parts arrive at different times, creating a phase difference, so the result is poor directivity. One alternative, a stripline coupler with ground planes on both sides, could be better, but requires multilayer PC boards, which are significantly more expensive, particularly in low-loss dielectric materials.

The preferred dielectric is clearly air. One advantage for hams is that we are looking for weak coupling, so that hundreds of watts couples only milliwatts to the coupled port. This makes the design considerably easier. Textbooks<sup>1</sup> on coupler design describe odd-mode and even-mode impedances where the two lines are coupled, and the necessary impedances and spacing for the desired coupling ratio. For weak coupling, less than -30 dB, the numbers reduce to two lines with impedance very close to 50 ohms, spaced relatively far apart.

For high powers, we want wide lines, to carry high currents, with large air gaps, for high voltages. However, the high power is only on the main line – the coupled line only sees low power, and is spaced a good distance away, so it can be much smaller.

One of my directional couplers is shown in Figure 2. A diecast aluminum box provides a robust enclosure that will not flex, so spacings are consistent and performance is constant. A wide, flat stripline centered between top and bottom makes a nice main transmission line. The width is great enough that a small error has little effect, and any slight offset up or down from the center is inconsequential. The smaller coupled line is along one edge of the box, using the wall as a ground plane. The main line has type-N connectors, while SMA connectors are adequate for the coupled ports.

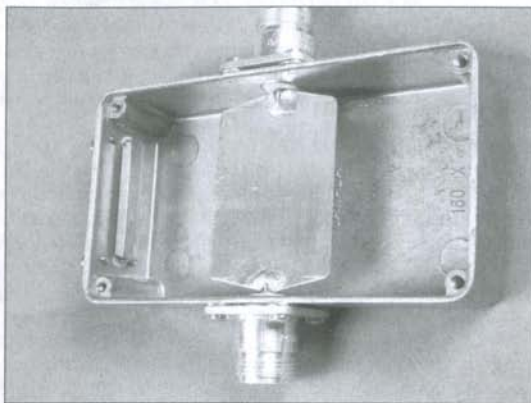


**Figure 2 – Homebrew Directional Coupler (Larger version)**

To achieve accurate 50-ohm lines and an estimate of coupling, I simulated the coupler using Ansoft HFSS software<sup>2</sup>. This 3D electromagnetic simulator is much more accurate than simple programs like AppCAD<sup>3</sup> and graphs in books, particularly for odd shapes that I tried. For the coupled line, I started with a simple round rod over ground but found the spacing above ground to be much less than AppCAD calculated (probably because the equation is not accurate for low impedances). A flat strip would be good, but not rigid enough to maintain constant spacing and impedance. Rectangular hobby brass tubing (or WR-22 waveguide, for the extravagant) makes a rigid line and makes the space large enough to allow for reasonable tolerance. These simple shapes, wide stripline for the main line and microstrip (with air dielectric and a very thick line) for the coupled line, calculate to between 50 and 51 ohms in both HFSS and AppCAD. The frequency range is set by the length of the coupling line – maximum coupling should occur when this length is an electrical quarter-wave. Above and below this center frequency, the coupling decreases, but directivity typically does not decrease at lower frequencies; sometimes it improves. Knowing this also allows us to use surplus directional couplers at frequencies well below the rated frequency. The maximum coupling is set by the separation between the two lines, and falls off predictably at lower frequencies. Thus, we can achieve a desired coupling at a particular frequency by adjusting the spacing or the coupled length, or both.

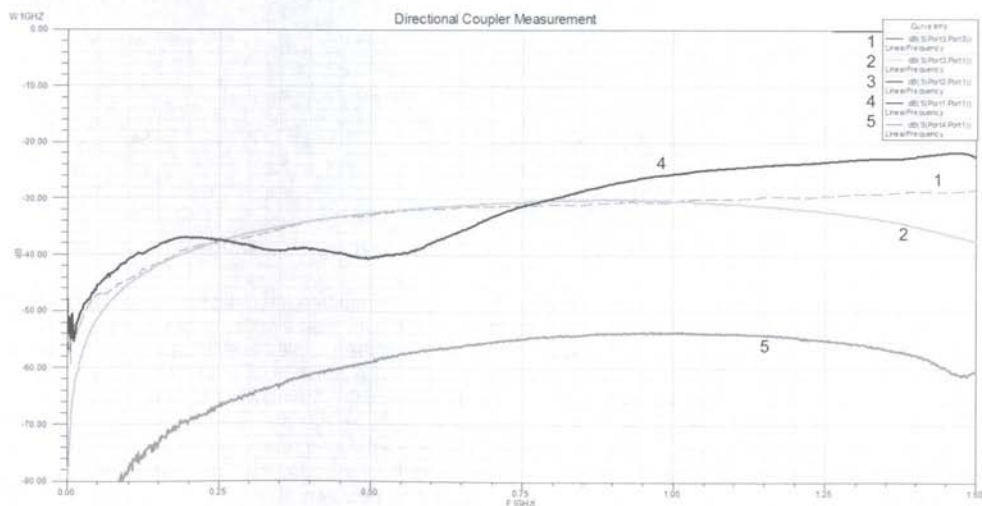
## Results

I built two couplers using this basic design – a large one for 1296 MHz down to VHF, Figure 2, and a smaller one to get up to 2400 MHz, shown in Figure 3. Maximum frequency is limited by resonances in the boxes at roughly 1.7 GHz for the larger box and 3.0 GHz for the smaller. Higher frequencies would require smaller boxes and better transitions from coax to stripline.



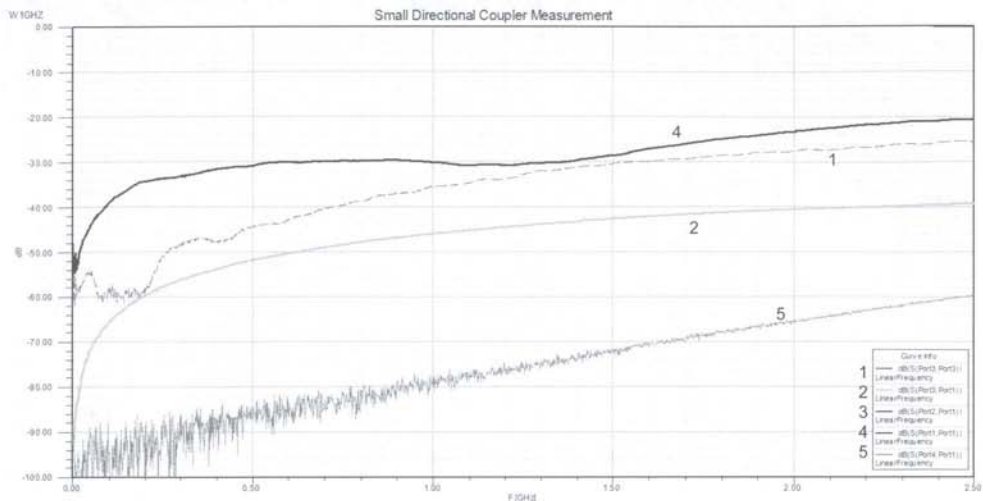
**Figure 3 – Homebrew Directional Coupler (Smaller version)**

Measured S-parameters are shown in Figure 4 for the larger directional coupler, and in Figure 5 for the smaller one. For those who aren't fluent in S-parameters, relevant quantities are shown individually: Coupling in Figure 6, Directivity in Figure 7, Loss in Figure 8, Return Loss in Figure 9, and VSWR in Figure 10. Finally, numerical values for amateur bands are listed in Table 1. Copies will not have these exact values – calibration at the desired frequency is required for exact results.



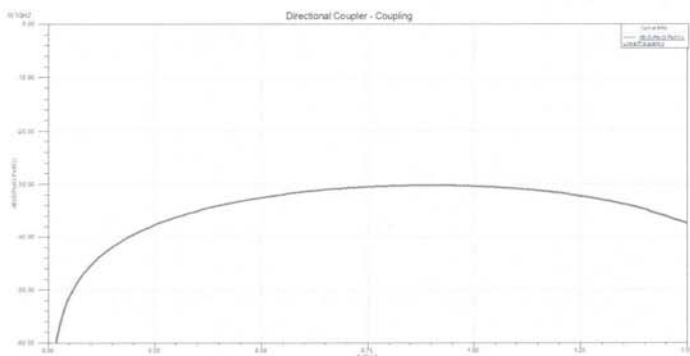
**Figure 4 – Measured S-parameters for Large Directional Coupler**

The larger coupler has excellent directivity up to 432 MHz, and is still good at 1296 MHz. The smaller one has excellent directivity up to 1296 MHz, and is still good at 2400 MHz. Measured directivity in Figure 7 appears noisy because the reflected power is more than 90 dB down, near the noise floor of the VNA. At the VHF frequencies, the smaller version has very weak coupling, so the larger one would be preferable.

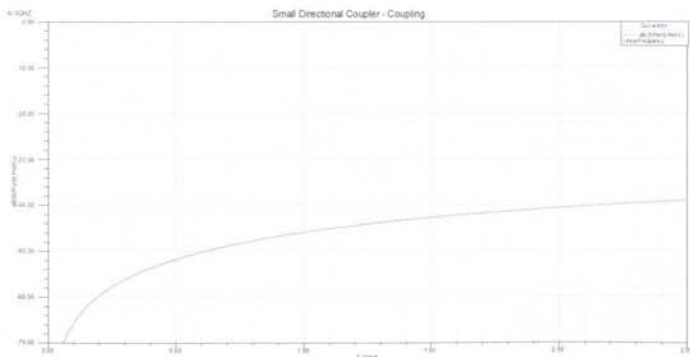


**Figure 5 – Measured S-parameters for Small Directional Coupler**

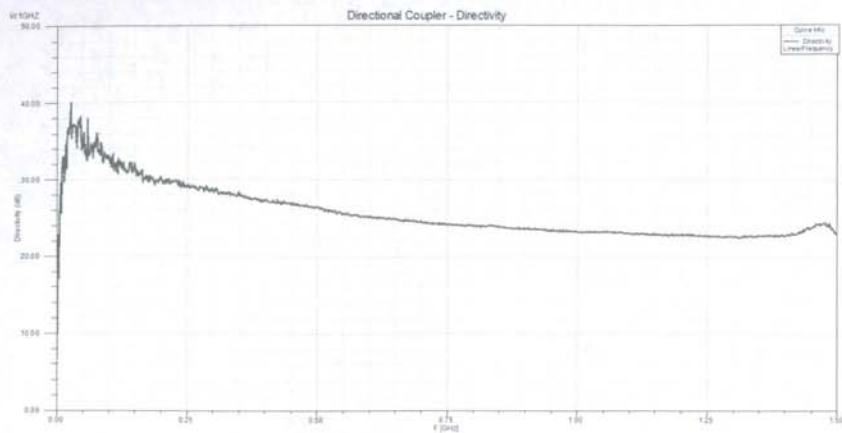
The wide lines have very low loss and should be adequate for high powers. I was only able to test them at 500+ watts at 144 MHz and 100 watts at 903 MHz, but they work fine at these power levels.



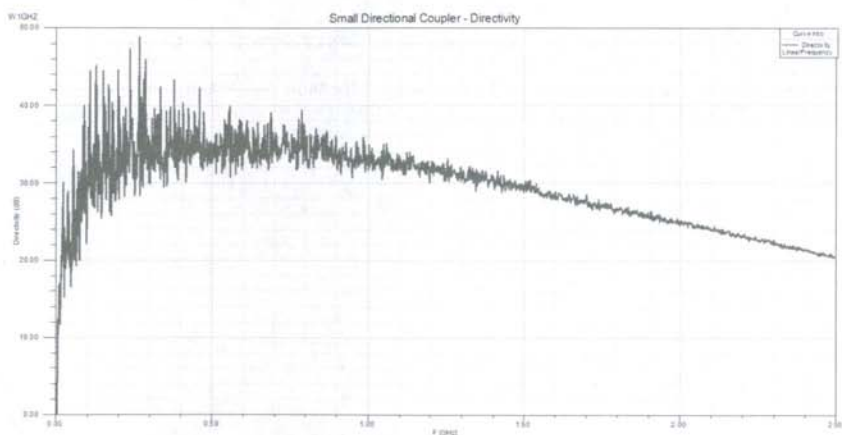
**Fig. 6a – Large Directional Coupler - Coupling**



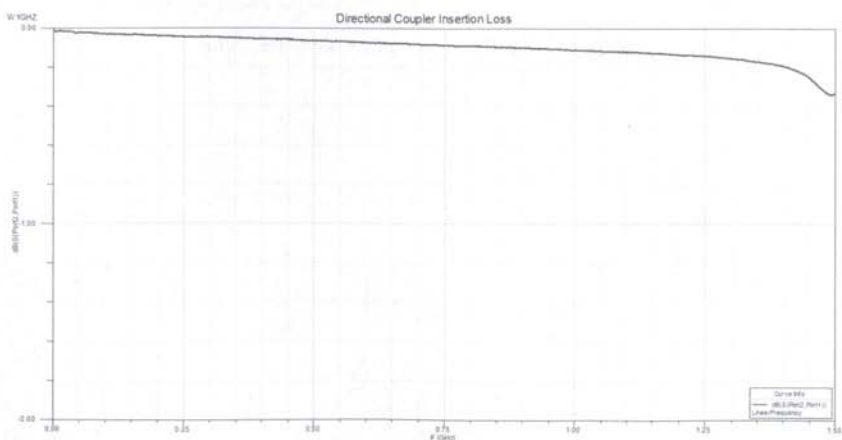
**Fig. 6b - Fig. 6a – Small Directional Coupler - Coupling**



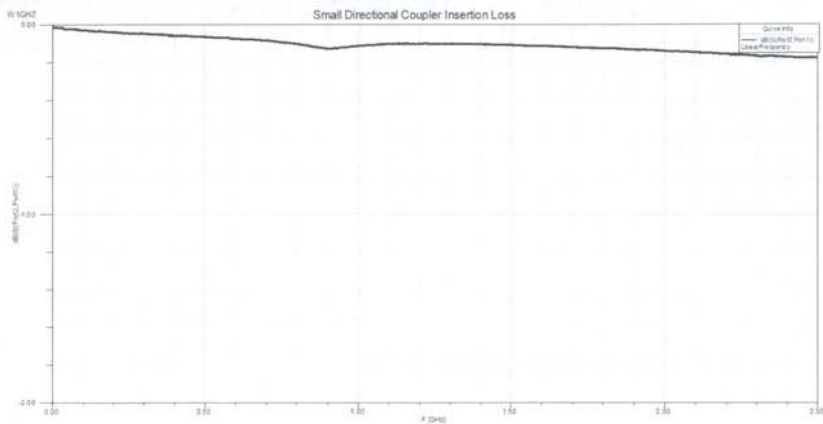
**Fig. 7a – Large Directional Coupler - Directivity**



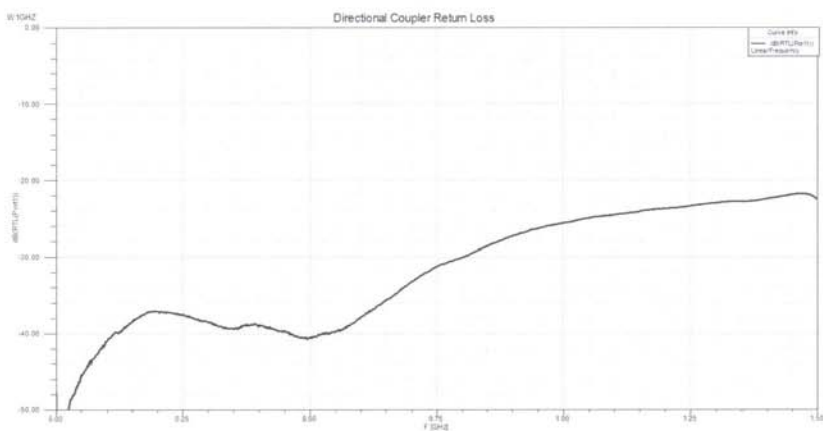
**Fig. 7b – Small Directional Coupler - Directivity**



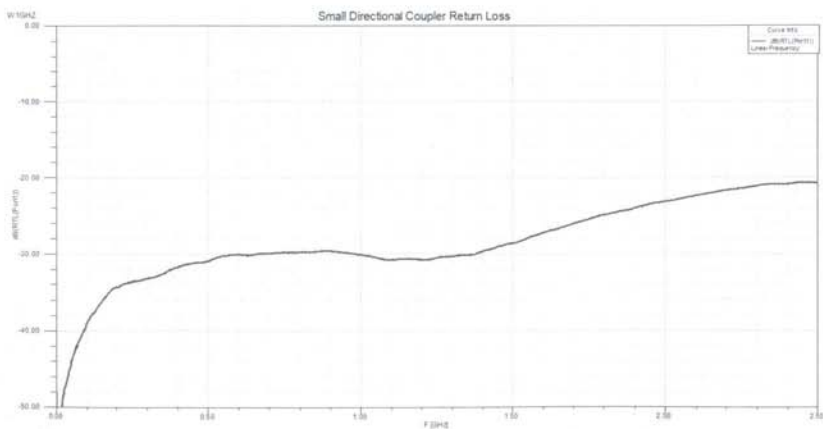
**Fig. 8a – Large Directional Coupler – Insertion Loss**



**Fig. 8b – Small Directional Coupler – Insertion Loss**



**Fig. 9a – Large Directional Coupler – Return Loss**



**Fig. 9b – Small Directional Coupler – Return Loss**

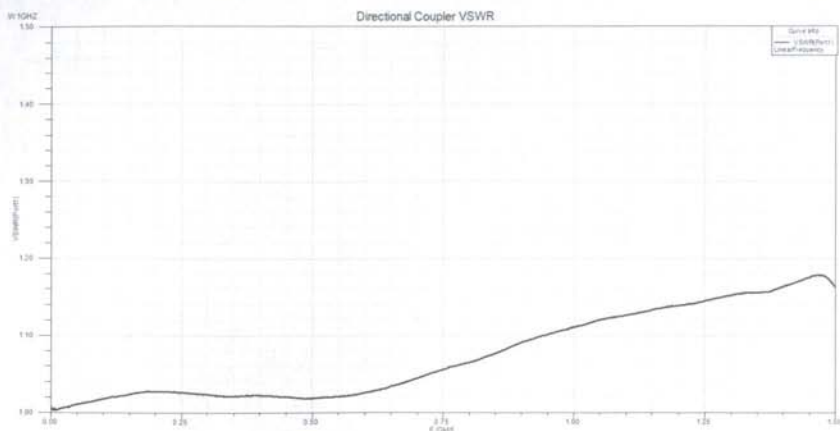


Fig. 10a – Large Directional Coupler – VSWR

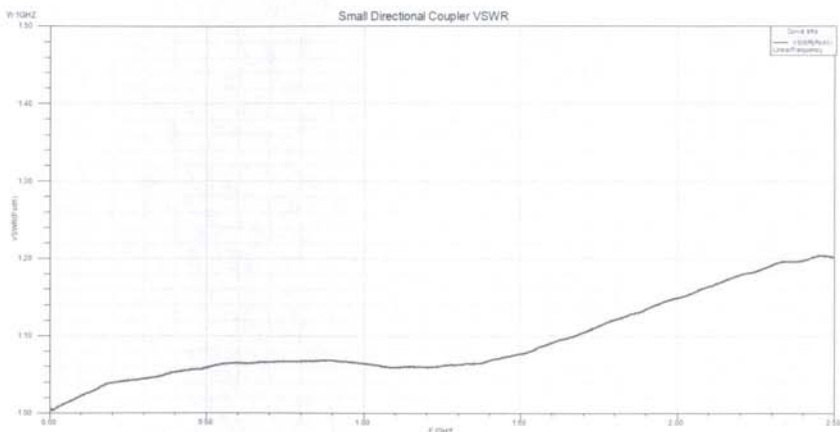


Fig. 10b – Small Directional Coupler – VSWR

| Band           | 50    | 144   | 222   | 432   | 902   | 1296  | 2304  | 2400  | MHz      |
|----------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|----------|
| <b>Large</b>   |       |       |       |       |       |       |       |       |          |
| Coupling       | -51.3 | -42.3 | -38.7 | -33.6 | -30.3 | -32.9 |       |       | dB       |
| Directivity    | 34.9  | 32.3  | 29.7  | 27.0  | 23.6  | 22.5  |       |       | dB       |
| Insertion Loss | 0.03  | 0.04  | 0.04  | 0.06  | 0.10  | 0.15  |       |       | dB       |
| Return Loss    | 45.7  | 38.9  | 37.1  | 39.4  | 27.2  | 23.0  |       |       | dB       |
| VSWR           | 1.01  | 1.02  | 1.03  | 1.02  | 1.09  | 1.15  |       |       |          |
| Power per mw   | 136   | 17.0  | 7.4   | 2.3   | 1.1   | 2.0   |       |       | Watts/mW |
| Coupled @ 1 KW | 7.37  | 58.7  | 135.5 | 441.4 | 933.9 | 511.7 |       |       | mW       |
| <b>Small</b>   |       |       |       |       |       |       |       |       |          |
| Coupling       | -71.3 | -62.7 | -58.6 | -53.1 | -46.8 | -43.8 | -39.6 | -39.4 | dB       |
| Directivity    | 19.7  | 29.4  | 43.2  | 31.7  | 31.5  | 32.1  | 22.2  | 21.4  | dB       |
| Insertion Loss | 0.03  | 0.04  | 0.05  | 0.06  | 0.13  | 0.10  | 0.17  | 0.18  | dB       |
| Return Loss    | 44.0  | 36.7  | 33.9  | 31.3  | 29.6  | 30.3  | 21.2  | 20.9  | dB       |
| VSWR           | 1.01  | 1.03  | 1.04  | 1.06  | 1.07  | 1.06  | 1.19  | 1.20  |          |
| Power per mw   | 13423 | 1847  | 722   | 206   | 47.7  | 24.2  | 9.1   | 8.6   | Watts/mW |
| Coupled @ 1 KW | 0.07  | 0.54  | 1.39  | 4.86  | 21.0  | 41.4  | 109.7 | 115.9 | mW       |

Table 1 – Directional Coupler Performance at Amateur Bands, W1GHZ 2009

## Construction

A sketch with important dimensions indicated is shown in Figure 11, and a cross-sectional view in Figure 12, and a summary of dimensions I used in Table 2. More important than the exact dimensions I used are the factors needed to realize a different coupling ratio, to utilize metric materials, or to make a higher power version using 7/16 DIN connectors, so that a coupler can be customized for individual requirements.

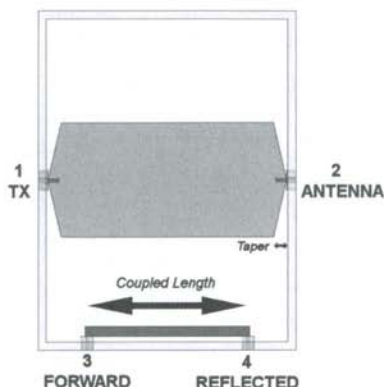


Figure 11 – Homebrew Coupler Dimensions, Top View

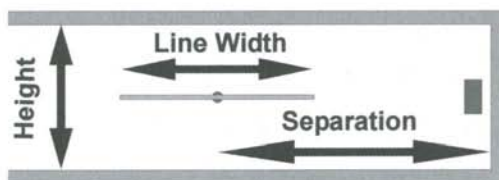


Figure 12 – Homebrew Coupler, Cross-section View

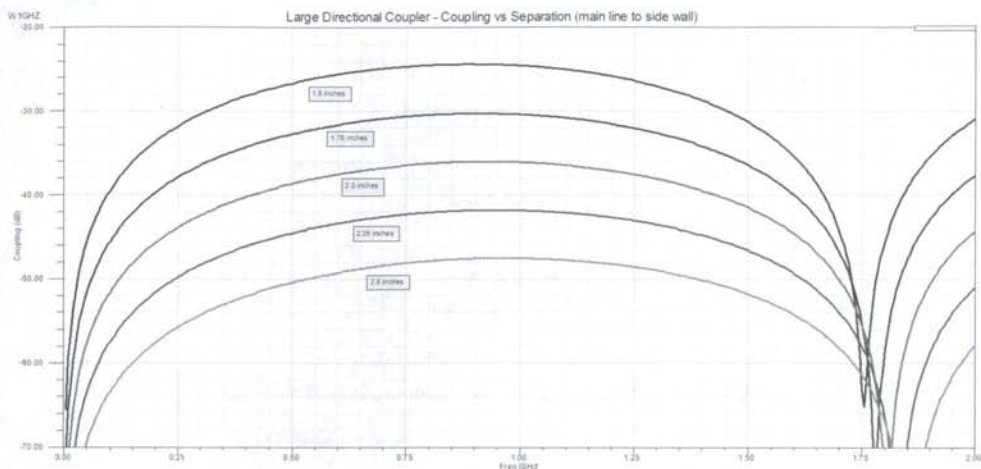
|                 | <u>Design</u>                 | <u>Large</u>    |      | <u>Small</u>   |      |
|-----------------|-------------------------------|-----------------|------|----------------|------|
|                 |                               | inches          | mm   | inches         | mm   |
| Enclosure       |                               | Hammond 1590-BB |      | Hammond 1590-B |      |
| Coupled Length  | $\approx 1/4 \lambda$ or less | 3.4             | 86.4 | 1.36           | 34.5 |
| Height          | enclosure                     | 1.18            | 30.0 | 1.05           | 26.7 |
| Main Line Width | $1.35 \times \text{Height}$   | 1.59            | 40.4 | 1.42           | 36.1 |
| Taper           | best VSWR                     | 0.1             | 2.54 | 0.16           | 4.1  |
| Separation      | for coupling                  | 1.75            | 44.5 | 2.0            | 50.8 |
| Coupled Line    | 50 ohms                       | 0.25 x 0.125    |      | 0.25 x 0.125   |      |
| " above wall    | 50 ohms                       | .065 to .070    |      | .065 to .070   |      |

Table 2: Directional Coupler Dimensions

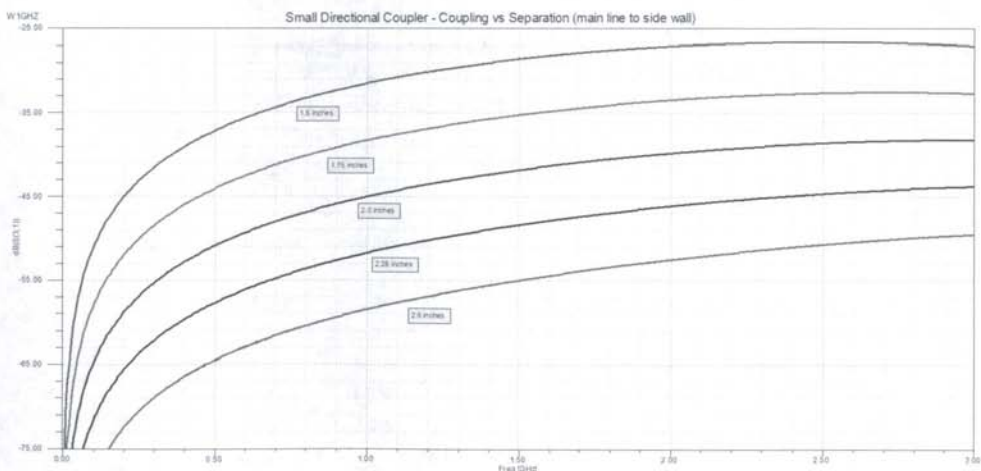
The line dimensions for 50 ohms are most important – the main line, 0.020 inches (0.5mm) thick, has a width of 1.35 times the inside height of the box. The coupled line impedance is set by spacing above ground. For the coupled line, I used rectangular hobby brass, 0.250 x 0.125 inches. For this aspect ratio, the spacing above ground is about 0.27 times the width of the coupled line. Taper at the end of the main line affects VSWR and directivity – 100 mils (2.5mm) for the large version and 160 mils (4.5mm) for the small one seemed to give good results. I also rounded off sharp corners of all the lines with a file.

The main line connectors may be moved side-to-side to adjust coupling, and need not be centered in the box. In the smaller coupler, I put them slightly off-center to increase the coupling slightly. Calculated

curves of coupling vs frequency are shown for several different separation distances, measured from the end wall (under the coupled line) to the main line connectors, are shown in Figure 13 for the large coupler and Figure 14 for the small coupler. Measurements of coupling on my units are within one dB of the calculated values. The center frequency, where maximum coupling occurs, is slightly higher in Figures 13 and 14 than expected from quarter-wavelength calculation, and the center frequency increases with weaker coupling. By scaling these curves, it should be possible to estimate the dimensions for a desired coupling at any frequency.



**Figure 13 – Calculated Coupling vs Separation and Frequency for Large Coupler**



**Figure 14 – Calculated Coupling vs Separation and Frequency for Large Coupler**

Directivity and VSWR vary a few dB calculated values, since small variations in construction affect these values. Generally, looser coupling tends to have higher directivity, and careful construction improves both VSWR and directivity.

Construction is simply marking and drilling holes, and tapping the threads for the screws. The main line is cut to size, fit in place, and soldered. The coupled line has two holes drilled at the same distance as the connectors, then slid over the connector pins. To control the spacing above ground, I use a pad of Post-It notes. Remove sheets until the pad is the desired thickness (0.065 to 0.070 inches, or 1.65 to 1.77 mm) as measured with a caliper or micrometer, slide the pad under the line as shown in Figure 15, push down, and solder the connector pins. Remove the pad, file the pins flush, and clean up.

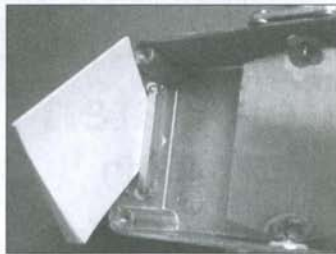


Figure 15 – Setting spacing above ground for Coupled line

## Uses for Directional Coupler

**Power Measurement** – a directional coupler, accurately calibrated, can be used to measure high powers accurately. A chart like Table 1 listing Watts per milliwatt of coupled power at each frequency assists in quick, accurate calculation. Test sessions at many VHF and up meets make a Vector Network Analyzer available for quick calibration; otherwise, comparison to a known power meter may be used.

**VSWR and impedance** – measurement of both forward and reflected power yields Return Loss, which is easily converted to VSWR if preferred. Complex impedance requires a network analyzer connected to the two ports, either a surplus unit or homebrew like my Handheld Network Analyzer<sup>4</sup>.

**Sampling** – a tiny bit of the signal is available to measure frequency, or spectrum, or to use for ALC or other feedback. Spectrum measurements will require correction for the variation in coupling with frequency.

**Amplifier protection** – many solid-state amplifiers are less tolerant of high VSWR than are large triode tubes. Sensing both forward and reflected power with a directional coupler can monitor Return Loss continually, and it can be used to automatically shut down when VSWR is excessive. One simple way to do this would be to put an attenuator on the forward port with value equal to the desired maximum return loss. Then a simple comparator IC can sense when reflected power is greater than attenuated forward power and operate a relay or solid-state switch. For instance, a 10 dB attenuator at the forward port would make the forward and reflected outputs equal for a Return Loss of 10 dB, or a VSWR of 1.92.

Note that any power reflected from the forward port travels along the coupled line and appears at the reflected port as erroneous reflected power, just like poor directivity. So, if the power detector does not have good VSWR, an attenuator will improve matching and allow more accurate measurements.

Accuracy in power measurement also depends on the accuracy of the power meter used to measure coupled power. Surplus power meters like the HP-432 are fairly common, and can be easily calibrated. A simple IC power detector<sup>5</sup> is probably less accurate, but can be adequate for many uses, such as amplifier protection or remote monitoring of power.

The amateur standard for high-power measurements has been the Bird 43 wattmeter. At VHF and UHF frequencies, these are quite accurate when new and have good directivity, but they are rather expensive to leave in the line for constant monitoring. Used units of questionable provenance also have questionable accuracy and are hard to repair.

## Summary

These easy-to-build directional couplers demonstrate that it is possible to homebrew a quality coupler suitable for high power measurements. Curves are included which should make it possible to tailor one to any desired frequency and power level.

## References

1. G. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, McGraw-Hill, 1964.
2. [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com)
3. <http://www.hp.woodshot.com/>
4. Paul Wade, W1GHZ, "Antenna Ratiometry Measurements for the 21<sup>st</sup> Century Using a Homebrew Ratiometer (also a Handheld Network Analyzer)," *Proceedings of Microwave Update 2005*, ARRL, 2005, pp. 40-63. also available at [http://www.w1ghz.org/small\\_proj/hna.zip](http://www.w1ghz.org/small_proj/hna.zip)
5. Paul Wade, W1GHZ, "Microwave Integrated Power Detectors," *DUBUS*, 4/2008, pp. 58-73.

# Richtkoppler für hohe Leistungen mit exzellenten Daten

## - die man selber bauen kann

von Paul Wade W1GHZ © 2009 - w1ghz@arrl.net

Ein Richtkoppler wird verwendet, um HF-Energie von einer Leitung abzutasten (auszukoppeln), was zur Messung von Leistung, Frequenz, VSWR oder Impedanz nützlich ist. Wenn er wirklich gerichtet arbeitet, dann kann er die Leistungen, die in entgegengesetzte Richtungen laufen, unterscheiden, z.B. die Vorwärtsleistung, die zu einer Antenne gesendet wird und die reflektierte Leistung von der Antenne. Hochleistungskoppler, die wirklich gerichtet arbeiten, sind rar. Aber es ist durchaus möglich, einen mit eigenen einfachen Werkzeugen zu bauen, der kommerzielle Versionen in den Daten übertrifft!

### Richtkoppler

Ein Richtkoppler, das Konzept ist in Abb. 1 gezeigt, ist charakterisiert durch Kopplung und Richtschärfe zwischen einer Hauptleitung (Port 1 zu Port 2) und einer zweiten Leitung (Port 3 zu Port 4), die an die Hauptleitung gekoppelt ist. Die Kopplung ist das Verhältnis von gesendeter oder Vorwärts-Leistung, die von Port 1 zu Port 2 läuft, zu ausgekoppelter Leistung am Port 3, gemessen in dB. Eine Kopplung von -30dB würde 1 Milliwatt pro jedem durchgeleiteten Watt auskoppeln. Die reflektierte Leistung, die von Port 2 zu Port 3 übertragen wird, wird auf Port 4 ausgekoppelt. Die Kopplung variiert üblicherweise mit der Frequenz.

**Abb. 6 – Richtkoppler**

Die Richtschärfe ("Directivity"), ein Maß für die Güte der Auftrennung der beiden Richtungen, ist das Verhältnis der ausgekoppelten Leistung am Port 3 zu der am Port 4, wenn auf der Hauptleitung Leistung nur in eine Richtung in einen perfekten Abschluß am Port 2 fließt. Dieser Abfluß durch geringe Richtschärfe limitiert den Returnloss bzw. das VSWR, das wir messen können. Z.B. würde ein Richtkoppler mit einer Richtschärfe von 20 dB einen Returnloss von 20dB, bzw. ein VSWR von 1.22 als perfekte Last anzeigen. Wenn er zur Messung einer Antenne mit einem tatsächlichen VSWR von 1.22 verwendet würde, würde sich die unerwünschte ausgekoppelte Leistung aufgrund der schlechten Richtschärfe zu der ausgekoppelten reflektierten Leistung addieren. In Abhängigkeit der Phasen von reflektierter und abgeflossener Leistung, kann das insgesamt das Doppelte der reflektierten Leistung sein, so dass ein VSWR von 1.5 angezeigt wird, oder Null, wenn sich die Phasen auslöschen, so dass ein VSWR von 1.0 angezeigt wird, oder irgendetwas zwischen diesen beiden Werten. Geringe Richtschärfe kann auch das Messen der Leistung beeinträchtigen, die abgeflossene reflektierte Leistung addiert sich zu der ausgekoppelten Vorwärtsleistung; dies wieder mit unbekannter Phase, so dass die gemessene Leistung mit dem VSWR schwankt.

Kommerzielle Richtkoppler, wie die vom Surplus-Markt, sind oft für eine relativ konstante Kopplung über einen Frequenzbereich konzipiert. Die Richtschärfe ist typischerweise nicht über den ganzen Bereich hoch und oft mit 15 bis 20 dB recht niedrig. Koppler in Messgeräten wie Netzwerkanalysatoren haben gewöhnlich höhere Richtschärfen, sind aber nicht für hohe Leistungen ausgelegt. Die Kopplung in diesen Kopplern beträgt typisch -20 bis -25dB, so dass Messungen nur mit relativ geringen Leistungspegeln durchgeführt werden können.

### Selbstgebaute Richtkoppler

Seit langem habe ich versucht, einen guten Richtkoppler selbst zu bauen. Mein Ziel war ein Koppler mit hoher Richtschärfe für größere Leistungen, der robust ist und leicht mit einfachem Werkzeug nachgebaut werden kann. Einige neue Projekte mit Transistor-Einstufen haben mich motiviert, das nun zu realisieren. Ein naheliegender Ansatz ist eine PCB, die in jeder Menge leicht nachgemacht werden könnte. Ich habe eine vor Jahren entwickelt, und andere Designs per Software versucht, aber nie gute Ergebnisse erhalten. Bei einem Mikrostreifenleitungs-Koppler, mit Leitungen oben auf der Platine und einer Massefläche auf der Unterseite wird ein Teil der Energie im Dielektrikum der Platine und ein Teil in der Luft übertragen, also mit verschiedenen Geschwindigkeiten. Die beiden Anteile kommen zu unterschiedlichen Zeiten an, so dass eine Phasendifferenz entsteht. Das Resultat ist eine schlechte

Richtscharfe. Eine Alternative, ein Stripline-Koppler mit Masseflächen auf beiden Seiten könnte besser sein, erfordert aber PCBs mit mehreren Schichten, die deutlich teurer sind, besonders bei verlustarmen dielektrischen Materialien. Das Dielektrikum ist vorzugsweise ganz klar Luft. Ein Vorteil im Amateurbereich ist, dass wir eine geringe Auskopplung wollen, so dass hunderte von Watt nur einige Milliwatt auf den gekoppelten Port ergeben. Das macht das Design wesentlich leichter. Lehrbücher<sup>1</sup> über Richtkoppler-Design beschreiben gerade und ungerade Impedanzmodi, bei denen die beiden Leitungen gekoppelt werden, sowie die Impedanzen und Abstände für das erwünschte Kopplungsverhältnis. Für geringe Kopplungen mit weniger als -30dB, reduzieren sich die Angaben auf zwei Leitungen mit Impedanzen ganz nahe bei 50 Ohm, die sich relativ weit voneinander entfernt befinden. Für hohe Leistungen wollen wir dicke Leitungen für hohe Ströme mit großen Abständen in der Luft für hohe Spannungen. Die hohe Leistung aber gibt es ja nur auf der Hauptleitung, die Kopplungsleitung sieht nur kleine Leistungen und befindet sich in einiger Entfernung, so dass sie viel dünner sein kann.

Einer meiner Richtkoppler ist in Abb. 2 gezeigt. Ein Alu-Druckguß-Gehäuse stellt eine robuste Umgebung dar, die unbiegsam ist, so dass die Abstände und damit die Leistungsdaten konstant bleiben. Eine breite, flache Streifenleitung, zentriert zwischen oberer und unterer Wand, ergibt eine schöne Haupt-Transmissions-Leitung. Die Breite ist groß genug, so dass ein kleiner Fehler nur einen kleinen Einfluss hat und kleine Abweichungen nach oben oder unten von der Mittenposition keine Folgen haben. Die kleinere Kopplungsleitung befindet sich an einer Seite des Gehäuses und benutzt die Wand als Massefläche. Für die Hauptleitung werden N-Buchsen verwendet, für die Koppelleitung sind SMA-Buchsen angemessen.

### **Abb. 7 – Selbstgebauter Richtkoppler (Größere Version)**

Um akkurate 50-Ohm-Leitungen zu erhalten und einen Anhaltspunkt für die Kopplung, habe ich den Koppler mit der HFSS-Software<sup>2</sup> von Ansoft simuliert. Dieser elektromagnetische 3D-Simulator ist viel genauer als einfache Programme wie AppCAD<sup>3</sup> und als Diagramme aus Büchern, insbesondere für unübliche Designs, die ich ausprobierte.

Für die Kopplungsleitung begann ich mit einem einfachen runden Stab über der Massefläche, aber fand für den Abstand über der Massefläche viel geringere Werte als von AppCAD berechnet (wahrscheinlich, weil die Berechnung für niedrige Impedanzen nicht genau ist). Ein flacher Streifen wäre gut, ist aber nicht stabil genug, um Abstand und Impedanz immer konstant zu halten. Rechteckiges Messingprofil aus dem Bastlerbereich (oder WR-22 Wellenleiter als „extravagante“ Version) ergibt eine steife Leitung und einen ausreichend großen Abstand, um angemessene Toleranzen zu erlauben.

Diese einfachen Formen, eine breite Streifenleitung für die Hauptleitung und die Mikroleitung (mit Luftdielektrikum und sehr dickem Leiter) für die Koppelleitung, ergeben zwischen 50 und 51 Ohm gerechnet mit HFSS und AppCAD.

Der Frequenzbereich wird durch die Länge der Koppelleitung bestimmt, maximale Kopplung sollte dann auftreten, wenn diese Länge einer elektrischen Viertelwelle entspricht. Ober- und unterhalb dieser Mittenfrequenz nimmt die Kopplung ab, die Richtscharfe aber nimmt typischerweise bei niedrigeren Frequenzen nicht ab, manchmal wird sie sogar besser. Mit diesem Wissen sind wir in der Lage Surplus-Koppler auf Frequenzen deutlich unter der spezifizierten Frequenz einzusetzen. Die maximale Kopplung wird durch die Trennung zwischen den beiden Leitungen bestimmt, und sie nimmt vorhersehbar bei niedrigeren Frequenzen ab. Also können wir eine benötigte Kopplung bei einer bestimmten Frequenz erreichen, indem wir den Abstand oder die Länge der Kopplung justieren, oder beides.

## **Ergebnisse**

Ich habe zwei Koppler in diesem Grund-Design aufgebaut, einen großen für 1296 MHz bis hinunter auf VHF, siehe Abb. 2, und einen kleineren, um bis 2400 MHz zu gelangen, siehe Abb. 3. Die maximale Frequenz ist limitiert durch Resonanzen in den Gehäusen, bei dem großen sind es ca. 1.7 GHz und 3.0 GHz bei dem kleinen. Höhere Frequenzen müssten kleinere Gehäuse haben und bessere Übergänge vom Koax auf die Streifenleitung.

### **Abb. 8 – Selbstgebauter Richtkoppler (Kleinere Version)**

Die gemessenen S-Parameter sind in Abb. 4 für den großen Koppler gezeigt und in Abb. 5 für den kleinen Koppler. Für alle, denen S-Parameter nicht so viel sagen, sind die relativen Größen einzeln aufgezeigt: Die Kopplung in Abb. 6, die Richtscharfe in Abb. 7, die Dämpfung in Abb. 8, der Returnloss in Abb. 9 und das VSWR in Abb. 10. Schließlich sind auch die numerischen Werte für die Amateurbänder in Tabelle 1 aufgelistet. Nachbauten werden nicht die exakt gleichen Werte aufweisen, eine Kalibrierung bei der erwünschten Frequenz ist dann für exakte Ergebnisse nötig.

### **Abb. 9 – Gemessene S-Parameter des großen Richtkopplers**

Der große Koppler hat eine exzellente Richtschärfe bis zu 432 MHz und ist immer noch gut auf 1296 MHz. Der kleine Koppler hat eine exzellente Richtschärfe bis zu 1296 MHz und ist immer noch gut auf 2400 MHz. Die gemessene Richtschärfe in Abb. 7 erscheint „verrauscht“, weil die reflektierte Leistung mehr als 90 dB niedriger ist, nahe des Grundrauschens des VNA. Bei den VHF-Frequenzen hat die kleine Version eine sehr geringe Kopplung, so dass hier die große Version vorzuziehen wäre.

#### **Abb. 10 – Gemessene S-Parameter des kleinen Richtkopplers**

Die breiten Leitungen haben einen sehr geringen Verlust und sollten für hohe Leistungen angemessen sein. Ich konnte nur mit gut 500 Watt auf 2m und 100 Watt auf 903 MHz testen, was hervorragend funktionierte.

**Abb. 6a Abb. 6b Abb. 7a Abb. 7b Abb. 8a Abb. 8b Abb. 9a Abb. 9b Abb. 10a Abb. 10b**

**Tabelle 1 – Richtkoppler-Leistungsdaten auf den Amateurbändern, W1GHZ 2009**

## **Konstruktion**

Eine Zeichnung mit den wichtigen Abmessungen ist in Abb. 11 gezeigt und ein Querschnitt in Abb. 12. Ein Zusammenfassung der Abmessungen, die ich verwendet habe, ist in Tabelle 2 aufgelistet. Wichtiger als die exakten Abmessungen, die speziell ich verwendet habe, sind aber die angegebenen Faktoren, um die verschiedenen Kopplungsverhältnisse zu realisieren, um metrisches Material verwenden zu können, oder eine QRO-Version mit 7/16-Buchsen herstellen zu können, so dass der Koppler für individuelle Bedürfnisse zugeschnitten werden kann.

#### **Abb. 11 – Eigenbau-Koppler, Abmessungen, von oben gesehen**

#### **Abb. 12 – Eigenbau-Koppler, Querschnitt**

|                            | <u>Design</u>                | <u>Groß</u>         |      | <u>Klein</u>        |      |
|----------------------------|------------------------------|---------------------|------|---------------------|------|
|                            |                              | Zoll                | mm   | Zoll                | mm   |
| <b>Gehäuse</b>             |                              | Hammond 1590-BB     |      | Hammond 1590-B      |      |
| <b>Kopplungslänge</b>      | $\approx 1/4 \lambda$ oder < | 3.4                 | 86.4 | 1.36                | 34.5 |
| <b>Höhe</b>                | Gehäuse                      | 1.18                | 30.0 | 1.05                | 26.7 |
| <b>Hauptleitung</b>        | $1.35 \cdot \text{Höhe}$     | 1.59                | 40.4 | 1.42                | 36.1 |
| <b>Abschrägung (Taper)</b> | Bestes VSWR                  | 0.1                 | 2.54 | 0.16                | 4.1  |
| <b>Trennung</b>            | für Kopplung                 | 1.75                | 44.5 | 2.0                 | 50.8 |
| <b>Gekoppelte Leitung</b>  | 50 Ohm                       | $0.25 \times 0.125$ |      | $0.25 \times 0.125$ |      |
| <b>" Abstand zur Wand</b>  | 50 Ohm                       | .065 to .070        |      | .065 to .070        |      |

**Tabelle 2: Abmessungen für den Richtkoppler**

Die Leitungs-Dimensionen für 50 Ohm sind am wichtigsten, die Hauptleitung, 0.020 Zoll (0.5mm) dick, hat eine Breite vom 1.35-fachen der Innenhöhe des Gehäuses. Die Impedanz der Koppelleitung ist bestimmt durch ihren Abstand von der Massefläche. Für diese Leitung habe ich rechteckiges Messingprofil von  $0.25 \times 0.125$  Zoll aus dem Modellbaubereich verwendet. Für dieses Maßverhältnis, beträgt der Abstand von der Massefläche etwa das 0.27-fache der Breite der Koppelleitung. Die Abschrägung am Ende der Hauptleitung beeinflusst das VSWR und die Richtschärfe – 100 mils (2.5mm) für die große Version und 160 mils (4.5mm) für die kleine Version scheinen gute Ergebnisse zu erbringen. Auch habe ich alle scharfen Ecken an allen Leitungen mit einer Feile abgerundet.

Die Buchsen für die Hauptleitung können seitlich verschoben werden, um die Kopplung einzustellen, sie brauchen nicht mittig im Gehäuse sitzen. Im kleinen Koppler habe ich sie etwas aus der Mitte verschoben eingesetzt, um die Kopplung ein wenig zu erhöhen. Errechnete Kurven für die Kopplung gegenüber der Frequenz sind für verschiedene Trennungsabstände, gemessen vom Gehäuseende (unter der Koppelleitung) bis zu den Buchsen der Hauptleitung, in Abb. 13 für den großen und Abb. 14 für den kleinen Koppler aufgetragen. Messwerte für die Kopplung bei meinen beiden Kopplern liegen innerhalb von 1 dB Abweichung gegenüber den errechneten Werten.

Die Mittenfrequenz, bei der die maximale Kopplung auftritt, ist etwas höher in Abb. 13 und Abb. 14 als von der Viertelwellen-Berechnung her erwartet und die Mittenfrequenz erhöht sich mit loserer Kopplung. Durch entsprechendes Umrechnen dieser Kurven sollte es möglich sein, die Abmessungen für eine benötigte Kopplung für jede Frequenz berechnen zu können.

### **Abb. 13 – Berechnete Kopplung vs Abstand und Frequenz für den großen Koppler**

### **Abb. 14 – Berechnete Kopplung vs Abstand und Frequenz für den kleinen Koppler**

Richtschärfe und VSWR weichen einige wenige dB von den errechneten Werten ab, da kleine Abweichungen in der Konstruktion diese Werte beeinflussen. Generell tendiert eine losere Kopplung dazu, eine höhere Richtschärfe zu haben. Sorgfältige Konstruktion verbessert VSWR und Richtschärfe. Die Konstruktion besteht einfach aus dem Markieren und Bohren der Löcher und dem Schneiden der Gewinde für die Schrauben. Die Hauptleitung wird auf Maß zugeschnitten, eingesetzt und festgelötet. Die Koppelleitung bekommt zwei Löcher gebohrt im gleichen Abstand wie die SMA-Buchsen und wird über die Anschluß-Pins der Innenleiter geschoben. Um den Abstand von der Gehäusewand zu kontrollieren, benutze ich einen Post-It-Block (die kleinen Klebezettel). Man reißt so viele Blätter ab, bis die gewünschte Dicke erreicht ist (0.065 bis 0.070 Zoll, bzw. 1.65 bis 1.77 mm), was mit einer Schublehre nachgemessen wird. Nun wird der Block unter die Leitung geschoben, wie in Abb. 15 gezeigt, diese wird heruntergedrückt und festgelötet. Dann wird der Block herausgezogen und die Pins glatt gefeilt und gesäubert.

### **Abb. 15 – Einstellung des Abstands der Koppelleitung von der Wand**

## **Verwendung von Richtkopplern**

**Leistungsmessungen** – ein Richtkoppler, genau kalibriert, kann zur genauen Messung von hohen Leistungen verwendet werden. Eine Liste wie Tabelle 1, die Watt gegen ausgekoppelte Milli watt für jede Frequenz auflistet, hilft für eine schnelle und genaue Berechnung. Testmessungen bei VHF-Treffen, wo ein VNA verfügbar ist, ermöglichen eine schnelle Kalibrierung. Ansonsten kann auch gegen ein bekanntes Leistungsmessgerät verglichen werden,

**VSWR und Impedanz** – die Messung von vor- und rücklaufender Leistung ergibt den Returnloss, der leicht in das VSWR umgerechnet werden kann, wenn das bevorzugt ist. Die komplexe Impedanz benötigt einen Netzwerkanalysator, der an die beiden Ports angeschlossen werden muss. Surplus-Geräte oder Selbstbau-Geräte, wie mein Handheld Network Analyzer<sup>®</sup> zum Beispiel.

**Sampling** – ein kleiner Anteil des Signals ist verfügbar für Messung von Frequenz oder Spektrum oder für ALC oder andere Regelschleifen. Spektrummessungen werden eine Korrektur für die Abweichung der Kopplung mit der Frequenz erfordern.

**PA-Schutzschaltungen** – viele Transistor-Verstärker sind weniger tolerant gegenüber hohem VSWR als große Trioden. Das Beobachten von vor- und rücklaufender Leistung mit einem Richtkoppler ermöglicht das kontinuierliche Überwachen des Returnloss und man kann ein automatisches Abschalten realisieren, wenn das VSWR ansteigt. Eine einfache Methode dies zu verwirklichen besteht darin, einen Abschwächer in den Vorwärts-Port einzuschleifen, der den gleichen Wert hat, wie der gewünschte maximale Returnloss. Dann kann ein einfaches Komparator-IC feststellen, wenn die reflektierte Leistung größer als die abgeschwächte Vorwärtsleistung wird, und ein Relais oder einen Transistor schalten. Z.B. würde ein 10 dB Abschwächer im Vorwärts-Port die Vorwärts- und Rückwärts-Leistungsausgänge für einen Returnloss von 10dB gleich machen, was einem VSWR von 1.92 entspricht.

Man beachte, dass jegliche Leistung, die vom Vorwärts-Port reflektiert wird, entlang der Koppelleitung übertragen wird und am Rückwärts-Port irrtümlich als reflektierte Leistung erscheint, so, als ob die Richtschärfe schlecht wäre. Wenn also der Leistungsdetektor kein gutes VSWR aufweist, wird ein Abschwächer die Anpassung verbessern und genauere Messungen erlauben.

Die Genauigkeit bei Leistungsmessungen hängt auch von der Genauigkeit des Leistungsmeßgerätes ab, mit dem man die ausgekoppelte Leistung mißt. Surplus-Geräte wie das HP-432 sind ziemlich gebräuchlich und können leicht kalibriert werden. Ein einfacher Leistungsdetektor mit IC<sup>3</sup> ist wahrscheinlich weniger genau, kann aber für viele Anwendungsfälle angemessen sein, wie PA-Schutzschaltungen oder abgesetzte Leistungsüberwachung.

Der Amateur-Standard für Messung hoher Leistungen ist das Wattmeter Bird 43. Bei VHF- und UHF-Frequenzen ist es ziemlich genau, wenn es neu ist und gute Richtschärfe hat. Um sie aber für dauerhafte Überwachung immer eingeschleift zu lassen, sind sie ziemlich teuer. Gebrauchte Geräte mit fragwürdiger Herkunft haben auch eine fragwürdige Genauigkeit und sind nur schwer zu reparieren.

## **Zusammenfassung**

Die hier vorgestellten leicht nachbaubaren Koppler beweisen, dass es möglich ist, einen Qualitäts-Richtkoppler, der brauchbar für Messung hoher Leistungen ist, selber zubauen. Die mitgelieferten Diagramme sollten es ermöglichen, einen Koppler für jede Frequenz und jeden Leistungsbereich maßzuschneidern.

(Referenzen: siehe am Ende des engl. Textes oben)

# A Bistatic Backscatter Chirp Radar for Amateur Radio Use

by Andrew Martin, VK3OE

It has long been the dream of amateurs to be able to easily find out "where can the propagation take me to today"? This has previously been achieved by monitoring a range of different types of beacons that are available in most amateur bands and various commercial services, such as TV transmissions that have proved especially useful for predicting the propagation in the VHF bands. With these approaches, the investigation of real-time propagation conditions was limited to the location and availability of beacons or commercial services.

It is with this background that I started to think about the possibility of using a radar system to measure propagation characteristics of amateur radio bands, the key requirement being the ability to investigate propagation without the use of any beacons or commercial services. This approach would enable a much wider range of propagation investigations to be carried out, on any amateur radio band, literally, a '1.8MHz to 24GHz' radar.

The bistatic chirp radar described here overcomes the limitations of investigating propagation between points and enables propagation to be probed in any direction, on any amateur band, without the use of remote beacons. The chirp coding of the transmission provides substantial gain and greater resolution over short pulse radar techniques that have been previously tested for amateur use<sup>1</sup>. Where beacons are required, this chirp technique can also be applied to gain the maximum benefits from the use of low power transmitters with GPS stabilisation.

With the upcoming Solar Cycle 24 and the demise of most of the low band TV transmitters, 50MHz operators have been concerned about what alternatives could be available to check propagation. The chirp technique described here has been tested on 50MHz and provides some startling results which show the capability of the system to provide the needed alternative.

Early successful experiments with an amateur radio propagation radar took place at Stanford University in December 1951 on 14MHz<sup>1</sup> and showed that short pulse transmissions could be used as the basis for "scattered sounding". A further interesting finding was that "The sensitivity of the indication was surprisingly great", a finding that is entirely consistent with the findings made using this chirp technique.

This article describes the basic theory and operational characteristics of a Bistatic Chirp Radar (as distinct from the MonoStatic Radar mentioned above<sup>1</sup>) for Amateur Radio use and provides some results from early testing. The radar employs basic sound card technology with software used for signal generation and reception. With this approach, standard amateur radio transceivers can be used to convert a swept frequency audio signal ("chirp") to RF using a transceiver, while the received RF signals are easily converted to audio and processed in a computer. The transmitter and receiver are operated simultaneously at separate locations. The advantage of this approach is that the radar system is engineered to completely comply with all current regulations governing the amateur service. To achieve good results using this system, accurate frequency calibration, stability and timing are required, all of which are easily achieved with off-the-shelf amateur radio equipment, computers and GPS.

The concept of the system is that chirps are sent from one amateur site, propagate out until they are reflected or refracted down to the earth, where a portion of the transmitted signal is reflected back along the propagation path. Receiving at the transmitter site is not feasible because of receiver overload, so a receiver located some distance from the transmitter is required, typically, more than 60km. Because the transmitter and receiver are located at a distance from each other and the receiver operates at the same time as the transmitter, the system is known as a Bistatic Chirp Radar. For amateur operations, transmit and receive antennas are pointed in the same direction.

## Theory

The purpose of using a chirp instead of a pulse system (as in familiar radars) is that the chirp and a receiver with a 'matched filter' implemented in software are able to provide significant gain as well as range information. The chirp also provides sufficient range resolution within a bandwidth that is suitable for use with a standard amateur transceiver. The receiver processing gain available with chirp coding enables a power level to be used that is readily available to amateurs.

There is a very wide variety of information about chirp pulse compression, Bistatic Radars and signal processing readily available, so I will not go into any of the derivations but rather provide a quick outline of the key equations.

A linear frequency chirp signal waveform frequency  $f$  that starts at a frequency of  $f_0$  is described in the time domain  $t$  as

$$f = f_0 + (df/dt)t \quad (1)$$

where

$$df/dt = B/T \quad (2)$$

and where  $T$  is the chirp transmit time and  $B$  is the chirp bandwidth, described by

$$B = f_f - f_0 \quad (3)$$

where  $f_f$  is the final chirp frequency. The transmit signal is then given by

$$s(t) = \sin(2\pi[f_0 + t(df/dt)]t) \quad (4)$$

The received signal  $r(t)$  is a complex mixture of the direct signal, reflections delayed by the propagation time  $\tau$  with added noise  $n$  and is given by:

$$r(t) = \sum_0^{\tau} (\sin(2\pi[f_0 + t(df/dt)]\tau) + n) \quad (5)$$

The phase and amplitude as a function of range from the output of the matched filter receiver  $g(\tau)$  is given by

$$g(t) = \text{IFFT}[S(f)R^*(f)] \quad (6)$$

where  $S(f)$  is the Fourier transform of  $s(t)$  and  $R^*(f)$  is the complex conjugate of the Fourier transform of the received signal. In this case, the property of  $R^*(f) = R(-f)$  for a real received signal  $r(t)$  is used. This means that the lower sideband of the received signal can be multiplied in the frequency domain by a locally generated forward chirp to implement the matched filter of (6), see Figure 1.

The pulse compression gain  $G_p$  is given by

$$G_p = 10 \log(BT) \quad (7)$$

There is also additional gain available by transmitting for a longer period of time  $T_t$  so that the power gain  $P_g$  is given by

$$P_g = 10 \log(T_t) \quad (8)$$

The range resolution of the system  $R_r$  is given by

$$R_r = c/2B \quad (9)$$

where  $c$  is the velocity of radio waves.

The length of each range gate at the output  $R_g$  can be calculated from

$$R_g = c/2S_r \quad (10)$$

where  $S_r$  is the sampling rate at the input to the matched filter. As the Bistatic Radar relies on re-reflections from the surface of the earth, it is useful to calculate what size of reflector or radar cross section is required to give sufficient reflection gain  $G_r$  to provide the measured results and is given by

$$G_r = 20 * \log 10(4 * \pi * A_r / \lambda^2) \quad (11)$$

where  $A_r$  is the reflection area and  $\lambda$  is the wavelength of the signal.

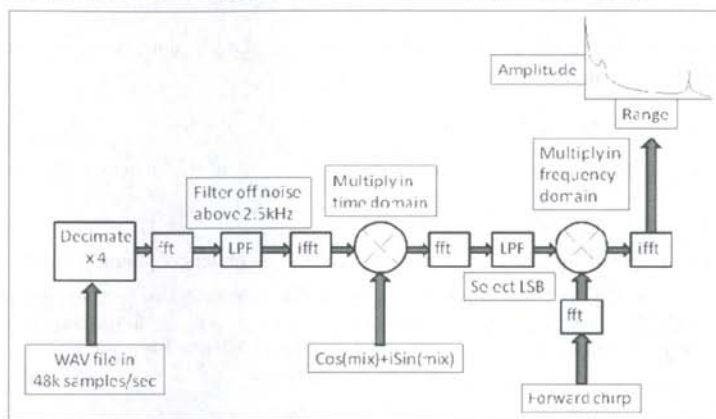
## The System

To put the above equations into context, the linear frequency chirp described by (1) can be easily generated by Spectrum Lab<sup>2</sup> and passed by the sound card to the transmitter. In this system, the parameter values are usually set with an  $f_0$  of 500Hz, an  $f_f$  of 2500Hz with a  $T$  of 1 second. That is, an audio tone is generated, swept from 500Hz to 2500Hz by a linear sawtooth waveform with a repetition rate of 1 Hz.

The matched filter given by (6) is easily implemented in software and is shown in Figure 1. Filtering is used to reduce the amount of noise in the received signal so that a wide receiver bandwidth can be used

without compromising the signal-to-noise at the output of the software receiver. The input signal is in a WAV file format as the recording was done by Spectrum Lab<sup>2</sup>. The input assumes 16-bit samples at 48k samples/second; the input is decimated to 12k samples, increasing the dynamic range to about 18 bits. The receiver is implemented in Matlab<sup>3</sup>.

The output of the receiver is the magnitude of the return signal as a function of delay, which is a measure of distance to the remote point of reflection. The receiver gain for the frequencies and transmit time of one second is given by equation (7) to be 33dB. By the use of a complex software receiver, this gain can be increased to 36dB for a one-second pulse by adding the real and imaginary outputs of the receiver. This gain means that, if the input to the receiver has a 0dB signal to noise ratio then at the output of the receiver the signal to noise ratio will be 36dB. Considering that it takes JT65<sup>4</sup> coded signals one minute to get to 24dB below the noise, obtaining 36dB for one second is clearly a great advantage. Many one second chirp pulses can be transmitted in sequence (without any gaps) so that the received pulses can be added together after the matched filter to further increase the gain by averaging.



**Figure 1. Block diagram of the software receiver.**

For instance, if 60 one-second pulses are transmitted, and then added at the output of the receiver, by equation (8) an additional gain of 18dB is available to get a system gain of 54dB so that the advantage over JT65<sup>4</sup> coded signals is 30dB. However, this comparison is a little unfair as JT65 transfers information while the chirp coding provides distance and signal level information and has a different application.

The range resolution of the system is easily calculated from (9) to be 75km, not enough to detect aircraft or boats, but certainly enough to detect large surfaces of oceans and land masses which provide the principal targets. The maximum range for unambiguous returns is determined by the transmit pulse repeat period of 1 second and is 150,000km for a radar application. The pulse repeat period can be lengthened to gain further range if a further target such as the moon is contemplated. The matched filter receiver of Figure 1 has a further property, that of a spatial filter having a bandwidth defined by distance, so that the direct signal is 30dB down at 1000km. This means that the direct signal from the transmitter does not need to be completely suppressed at the receiver for signal returns to be evident although a lower direct signal is better. The transmitter and receiver operate at the same time to gain the full benefits of the chirp coding.

It is useful to compare the short pulse amateur radar<sup>1</sup> with the new chirp system. Set out in Table 1 are the key system parameters and the relative gains achieved assuming all other aspects of the systems are similar. The use of a one second transmit pulse provides 21dB of gain over the earlier monostatic system as the 1ms pulse reduces the effective transmit power. The chirp signal processing provides 36dB of gain whereas the short pulse system probably achieved 10dB of gain from averaging. Thus, assuming similar antennas, an increase in gain of 47dB over the monostatic radar system is achieved. The resolution is also substantially improved.

In general, the elevated reflecting/refracting areas in the E and F ionospheric regions, and elevated tropospheric ducts, are not able to directly reflect the signal back to its origin so the positions of the atmospheric layers responsible for longer range propagation can only be inferred. The exception is when there are field-aligned or other structures in the ionosphere or lower atmosphere capable of detectable backscatter.

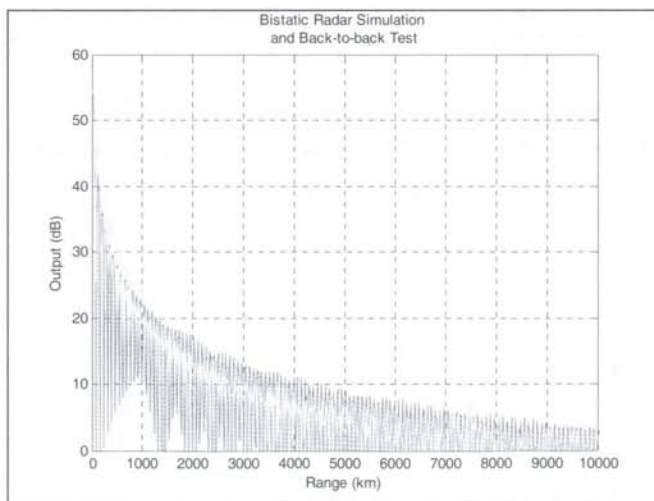
|                          | Monostatic | Bistatic |         |
|--------------------------|------------|----------|---------|
| Transmit power           | 800        | 100      | Watts   |
| Transmit time            | 0.001      | 1        | seconds |
| Effective transmit power | 0.8        | 100      | Watts   |
| Power gain               | -1         | 20       | dB      |
| Processing gain          | 10         | 36       | dB      |
| Total gain               | 9          | 56       | dB      |
| Resolution               | 500        | 75       | km      |

**Table 1. Gain and resolution achieved with a short pulse amateur radar<sup>1</sup> and a bistatic chirp radar.**

## Some Results

The results reported here were all made on the 6m band at a frequency of 50.130 MHz. In early testing, simulation was used to ensure that the calculated gains could be achieved and that the range resolution was also attainable. The next stage was to locally connect separate transceivers using a very low transmit power to ensure that the complete system would work without any major problems. In all of the testing now reported, precision timing was not available, so the start of each record was adjusted to place the direct signal at 0km. In a final system, GPS timing would ensure that this step was not necessary by ensuring that the start of each chirp is placed at the start of a second, having the same timing at the receiver will ensure that the start of the radar return after processing is at 0km. For maximum accuracy, timing and frequency errors should be kept to within 0.25ms or 0.5Hz respectively which equates to one range gate (75km).

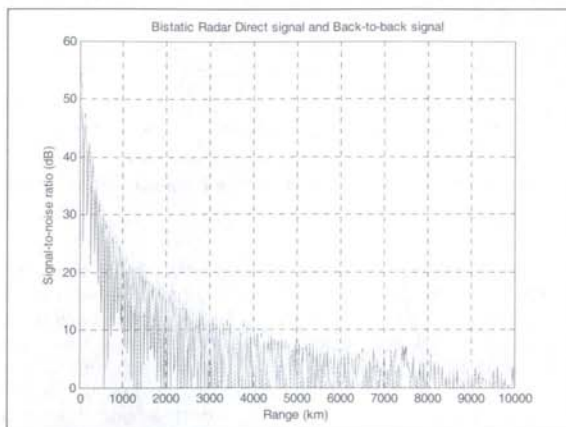
Figure 2 shows the output of the system from simulation and from connection of back-to-back transceivers. The back-to-back test (red) shows some slight deviation from the simulation (blue) in the range under 1000km, which is probably due to the group delay of the transceivers. This is not considered significant enough to include a group delay equaliser at this time. There is also a small artefact at a range of 7500km which seems to be related to the amplitude settings of the software and is clearly evident in some of the on-air results. As the sampling rate for Figure 2 is 12k samples/sec, the range per sample point from (10) is 12.5 km. This is well under the range resolution of the system calculated earlier at 75km, so the sampling rate has no effect on the range resolution.



**Figure 2. Simulation (black) and back-to-back testing (grey) of the chirp radar system using IC 756PIII and IC 7000 transceivers.**

The next stage was to try some on-air tests to see what might be measured. For these tests I transmitted and David VK3AUU, located 60km East of me (see Map 1), acted as a receiver, providing sufficient separation between the transmitter and receiver to ensure the receiver was not overloaded by the direct signal. It is important to keep the direct signal as low as possible to ensure that the sensitivity of the

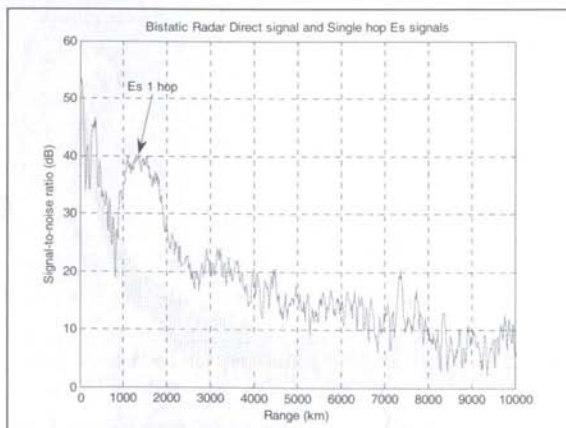
system is not compromised; the lower the direct signal the better. David recorded the WAV files and emailed them to me. I then processed the WAV files in a Matlab3 implementation of Figure 1 to obtain the results reproduced here.



**Figure 3. Back-to-back (black) compared with the on-air direct signal (grey) with no propagation present, showing signal-to-noise ratio, 0dB S/N = -160dBm.**

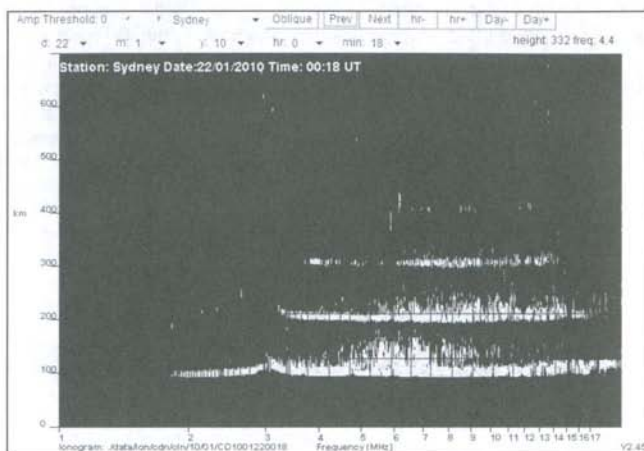
The first on air result, shown in Figure 3, is a test without any propagation present, which I compared to the back-to-back test of Figure 2 to ensure that the system was working as anticipated. The on-air direct signal with no propagation present follows the back-to-back signal within a few dB to 10,000km, there is some divergence as range increases because of reducing signal-to-noise ratio. The spurious signal at 7500km increased in level. The direct signal level was close to -105dBm at a S/N of 55dB so that a S/N of 0dB represents a received level of -160dBm after one second of chirp processing. The system noise with the antenna connected and before chirp processing is about -124dBm so that the chirp signal processing improves the S/N by up to 36dB in one second which is entirely consistent with equation (7). This improvement in S/N could be obtained over all the radar range >1000km if the direct signal is held below about -125dBm. The noise threshold can be further improved by averaging many chirps, averaging for 60 one second chirps will effectively reduce the minimum noise to around -178dBm.

Figure 4 shows the return signal when there was a very strong Es backscatter signal present between VK3 and VK5 at 0020UTC on 22 January 2010. The antennas at VK3OE and VK3AUU were at 60 degrees azimuth. The spurious response evident in Figure 3 at 7500km is still evident in Figure 4.



**Figure 4. Direct signal with no propagation (grey) compared to single hop Es signal (black) when there was very strong Es backscatter propagation between VK5 and VK3 (0020UTC, 22/01/2010). Direct signals have been aligned. 0dB S/N = -160dBm.**

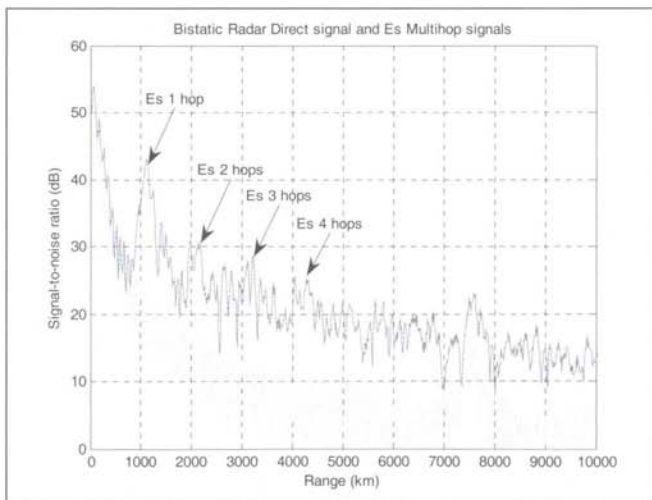
In order to further verify the result obtained in Figure 4, Figure 5 shows the vertical incidence ionogram<sup>5</sup> from Sydney (see Map 1) for the same time as the Figure 4 record.



**Figure 5. Ionogram showing intense Es over Sydney at the same time that the record of Figure 4 was made. The ionospheric reflection area was probably a little south east of Sydney. The spreading of the reflection trace is indicative of off-vertical reflections from structures in the Es patch.**

As the bearing to Sydney from VK3OE is 50 degrees and the antennas were at 60 degrees, then it is reasonable to use the Sydney ionogram to check the characteristics of Es near the region of the ionospheric reflection at the time. Sydney is 686km from VK3OE so that the return between 1000km and 1800km falls within twice the distance to Sydney. From Figure 4 it is probable that the extent of the Es cloud is about 500km or half of the width of the return signal.

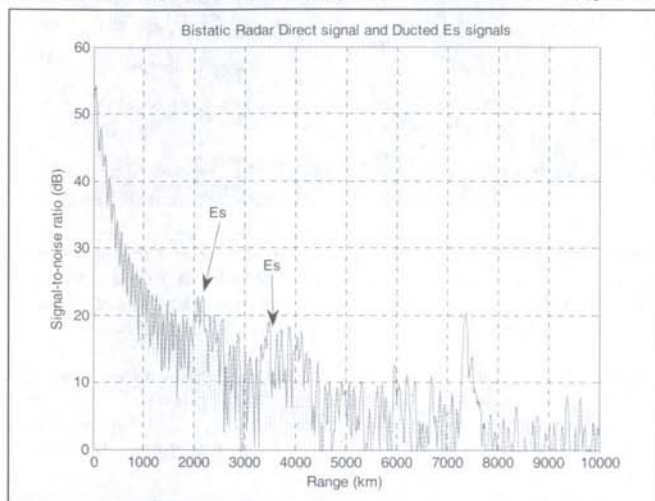
Figure 6 was obtained at 0230 UTC on 22 January 2010 from a direction of 50 degrees, with VK3AUU receiving and VK3OE transmitting. At the same time as this recording was made, CW contacts were being made from VK3 to A35 at a distance of 4200km (see Map 1).



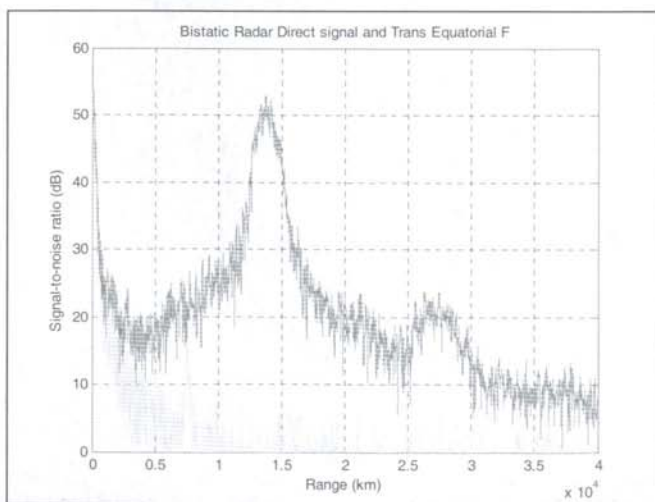
**Figure 6. Direct signal with no propagation (grey) compared with signal received from multi-hop Es (black). The direct signals have been normalised at 0km distance to obtain an estimate of the signal-to-noise ratio. Four one-second records have been averaged to increase the signal-to-noise ratio by 6dB. 0dB S/N = -160dBm. (See also page 72 for a color version of Fig. 6)**

The record shows multiple returns at distances of 1100km (-117dBm), 2200km(-130dBm), 3300km (-132dBm) and 4300km (-135dBm); given the ranges, it seems to be 4-hop Es. The short skip distances are indicative of relatively high electron density at the ionospheric reflection points. The signal returned from 4300km is about 25dB above the system noise. The spurious signal at 7500km remains present.

Figure 7 was obtained at 0450UTC on 22 January 2010 from a direction of 320 degrees, with VK3OE transmitting and VK3AUU receiving. Now, the first return is at 2200km followed by further returns out at 3400-4200km. That first return would have occurred at quite low elevation angles. The returns at 3400-4200km are likely to be via 2-hop propagation involving an Es patch of relatively higher electron content than the 1st hop and having 'structures' in the vicinity ("crinkles" in the electron/ion sheet, as Prof. David Whitehead once put it<sup>6</sup>). The higher electron content will shorten the skip distance of that 2nd hop, while the structures will provide additional reflection points, thus spreading the signal return.



**Figure 7. Direct signal with no propagation present (grey) and return signal (black) showing two areas of reflections at 2200km (-137dBm) and 3400km to 4200km (-143dBm). Four measurements were averaged. 0dB S/N = -160dBm.**



**Figure 8. Direct signal (bottom) and return signal (top) showing transequatorial F propagation (TEP) at 13,500km (-107dBm). Note the return at 25,000-30,000km (-137dBm). Four measurements were averaged. 0dB S/N = -160dBm.**

Figure 8 was obtained at 0610UTC on 21 January 2010 from 60 degrees azimuth, with VK3OE transmitting and VK3AUU receiving and the return record extended to a range of 40,000km. The result was a surprise, especially given the magnitude of the return signals. At the time of the recording, VK4WTN (QG64, Nth Queensland) reported hearing a station in Texas calling towards South Africa. Further, there was some strong solar activity around that date<sup>7</sup>, so it is unlikely that this record is a spurious result.

Beyond 5000km, the return signal amplitude departs significantly from the signal when no propagation is present. The large return at 13,500km, which peaks at least 50dB above the noise, corresponds to the short path to the west coast of North America propagated via afternoon-type transequatorial propagation (TEP)<sup>8</sup>. The return between 25,000–30,000km correspond to a long path return from South Africa. Returns past 30,000km are probably limited by noise from the ionosphere.

As there is a good record of the system settings at the time this record was made, then it is possible to make some estimates of path loss. The level of the direct signal received by VK3AUU from VK3OE (transmitting at 100W) with antennas directed at 60 degrees is close to -105dBm. The free-space 50MHz path loss for the 60km distance is 102dB<sup>8</sup>, so after considering that the antennas at VK3OE and VK3AUU are side on to each other, the measured result is reasonable, see Table 2. The 13,500km return signal level is about -107dBm and the antennas now have gain so that the total path loss out to and back from the North American west coast reflection region adds up to 186dB, see Table 2.

|                 | Direct<br>60km | Reflected<br>13,500km |      |
|-----------------|----------------|-----------------------|------|
| Transmit level  | 50             | 50                    | dBm  |
| Ant gain VK3OE  | -26            | 13                    | dBi  |
| Ant gain VK3AUU | -27            | 16                    | dBi  |
| Received level  | 105            | 107                   | -dBm |
| Path loss       | 102            | 186                   | dB   |

**Table 2. Estimating the system parameters and path loss.**

The radar equation applies for a two way return path so that the actual one way path loss in each direction is just 186/2 or 93dB. The one-way free-space path loss at 50MHz for a distance of 13,500km is 149dB<sup>9</sup>, clearly there's additional 'gain' somewhere. This can come from two sources: reflection gain at the path terminal and gain from signal ray-path focusing by the ionosphere – a characteristic of afternoon-type TEP<sup>8</sup>. Estimating the gain from ray-path focusing, in this instance, is a bit of a challenge. However, past experience<sup>8</sup> indicates that 20dB or more gain is possible under good conditions. Given that we're just emerging from solar minimum, and this record was a serendipitous event, the gain from ray-path focusing is probably only minimal to modest, say, 4–6dB for the purpose of this exercise. Subtracting 6dB from the one way path loss, yields 143dB. Thus, the reflection gain at the far end of the path is, basically, the difference between the two path losses: 143 – 93 = 50dB. This amount of gain can only be obtained by the far end reflection having gain or in radar terms, having a sizeable radar-cross-section.

In order to estimate the radar-cross-section required to provide this much gain from a ground reflection, the calculation employed for large passive reflectors at microwave frequencies is used (11). A radar-cross-section of about 1000 square metres will provide the required 50dB of gain. Assuming that each point of the reflection in the returned signal trace is about 75km deep (minimum range resolution), and if we assume a width of 100km is involved in the reflection, then an area of 7500 square km is illuminated for each point in the trace. The cross section of the illuminated area required for the estimated reflection gain is just 0.00002% and assumes that the reflected signal is correlated which for most land surfaces is probably reasonable.

In Figure 8, the signal between 25,000–30,000km is twice as far and 30dB lower in level than the signal at 13,500km. Given that a similar area could be illuminated in South Africa (via the long path) then it is probable that a similar explanation to that above would explain the longer path result, although with more path and/or ionospheric reflection losses.

## Conclusions

A Bistatic Backscatter Chirp Radar has been developed for amateur use to open up a new area for extended experimentation and investigation. The chirp signal employed enables the use of standard amateur transceivers, the only constraint being that good frequency accuracy and stability are required together with good time reference. The available signal processing gain which together with the radar cross section gain of typical reflectors results in substantial signal levels being returned from remote targets. This enables the results achieved with this system to be extremely useful.

The potential of this system to provide an indication of propagation conditions on 50MHz is clearly demonstrated. A number of different propagation modes have been described, even an indication of 50MHz long path propagation to South Africa that was seen when the solar cycle had just left its minimum. This shows the potential of the system for investigation propagation conditions using any amateur band, even the ability to shed light on long held beliefs about the nature of Es propagation on 50MHz and probably 144MHz. The nature of propagation can be easily investigated in any direction on any amateur band, breaking the limitation of having to use a limited number distant point beacon sources. Checking the VHF tropospheric propagation predicted by the Hepburn Charts<sup>10</sup> to see how far the propagation really goes in any direction on each VHF band is now a real possibility. This will enable further checking of the theory and practice of ducted propagation<sup>11</sup> especially on long paths over the ocean. Further development of the system could now be easily undertaken with the potential for simultaneously controlling a rotator to give a Plan Position Indicator (PPI) display of propagation to a distance of 40,000km with a resolution of 75km.

There is substantial potential for the technique to be applied to beacons where continuous monitoring will afford substantial signal processing gains, enabling the use of very low power beacons. Then, with accurate timing, the range to such beacons can be readily obtained enabling simple identification of beacons from location (direction and distance) without ever actually having to decode any other information. Several beacons could be operated on the same frequency so that the development of propagation could be monitored in a given direction without having to change frequency. The system could also be applied for moonbounce experiments, if accurate frequency and time stability are available so that averaging can be effective to obtain the required gain. Testing on other frequencies now needs to be conducted. It is proposed that a standalone application for this system will be made available for general use and experimentation. An application covering this technique has been made available for testing by Wolfgang Büscher in his Spectrum Laboratory<sup>12</sup>.

## Acknowledgements

I wish to acknowledge the following substantial contributions to the development of this paper. Mr. David Tanner, VK3AUU for being "on-the-receiving-end" of the tests and for working through the process of validation. Mr. Roger Harrison, VK2ZRH for critical review of the text and for providing an accurate description of the propagation modes shown by the measurements. Mr. Don Graham, VK6HK for a critical review of the text and for many helpful suggestions.

## References

- <sup>1</sup> Oswald G. Villard and Allen M. Peterson, "Instantaneous Prediction of Radio Transmission Paths", QST, March 1952, pp 11-20. Made available courtesy of Bill Smith, W0W0I
- <sup>2</sup> <http://freenet-homepage.de/dl4yh/spectra1.html>
- <sup>3</sup> <http://www.mathworks.com.au/products/matlab/tryit.html>
- <sup>4</sup> <http://www.physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/>
- <sup>5</sup> [http://www.ips.gov.au/HF\\_Systems/1/3](http://www.ips.gov.au/HF_Systems/1/3)
- <sup>6</sup> W.R. From and J.D. Whitehead, "Es Structure Using an HF Radar", URSI-IPS Conference on the Ionosphere and Radio Wave Propagation, 1985. courtesy of Roger Harrison, VK2ZRH
- <sup>7</sup> <http://spaceweather.com/archive.php?view=1&day=21&month=01&year=2010>
- <sup>8</sup> <http://home.iprimus.com.au/toddemslie/aTEP-Harrison.htm>
- <sup>9</sup> [http://www.isghq.com/calc/path\\_lossmain.php](http://www.isghq.com/calc/path_lossmain.php)
- <sup>10</sup> <http://www.dxinfocentre.com/tropo.html>
- <sup>11</sup> "Propagation Characteristics of Ducts" International Microwave Handbook, 2nd edition, Published by RSGB and ARRL, 2008, Chapter 2, pp 37-47.
- <sup>12</sup> <http://www.qsl.net/dl4yh/spectra1.html>, with preliminary documentation available at [http://dl4yh.f7.com/speciab/chirp\\_filter.htm#chirp\\_radar](http://dl4yh.f7.com/speciab/chirp_filter.htm#chirp_radar)

**Map 1. General view of the Australia-Oceania region showing locations of the Bistatic Backscatter Chirp Radar Tx and Rx locations (VK3OE and VK3AUU) and regional call areas discussed in the text. (Check end of the German text below for the map!)**

**After deadline:** DL4YHF is developing the system in Spectrum Lab and we have three modes, Bistatic, as described and two Monostatic modes, one for terrestrial propagation and one for moonbounce. The Terrestrial mode relies on the transceiver switching rapidly to see the return signal. A 20ms chirp is used, with a transceiver that has a 30ms transmit - receive switching time, radar returns can start from about 5000km. Your own radar, great for 6m and HF propagation testing, but no good for VHF.

# Ein bistatisches Rückstreuungs-Puls-Radar für Amateurfunkzwecke

von Andrew Martin, VK3OE

Lange träumen Funkamateure schon davon auf einfache Weise herauszufinden, in welche Richtung die tagesaktuellen Ausbreitungsbedingungen wohl gehen werden. In der Vergangenheit wurde das durch Beobachten von verschiedenen Baken im Amateurbereich und von verschiedenen kommerziellen Diensten, wie TV-Sendern erreicht, was speziell für die Vorhersagen auf den VHF-Bändern gut funktionierte. Mit diesen Ansätzen ist die Untersuchung der Ausbreitungsbedingungen in Echtzeit geografisch begrenzt auf die jeweils verfügbaren Baken oder kommerziellen Sender.

Dies ist der Hintergrund, vor dem ich begann, über die Möglichkeit der Verwendung eines Radarsystems nachzudenken, um die Ausbreitungsbedingungen auf den Amateurbändern zu untersuchen, ohne auf Baken oder kommerzielle Sender angewiesen zu sein. Dieser Ansatz würde eine viel breiter gefächerte Untersuchung von Ausbreitungsbedingungen auf jedem möglichen Amateurband erlauben, also quasi ein Radar für 1.8 MHz bis 24 GHz.

Das hier beschriebene bistatische Pulsradar weist keine Limitierungen bei der Ausbreitungsuntersuchung auf Strecken zwischen bestimmten Punkten auf und ermöglicht Untersuchungen in jede Himmelsrichtung auf jedem Band, ohne dass Baken verwendet werden. Die Art des ausgesendeten Pulses liefert wesentlich mehr Gewinn und höhere Auflösung gegenüber Radar-Techniken mit kurzen Impulsen, wie sie schon zuvor im Amateurbereich getestet wurden<sup>1</sup>. Wo Baken benötigt werden, kann diese Puls-Technik aber auch verwendet werden, um das Maximum an Vorteilen aus Sendern kleiner Leistung mit GPS-Stabilisierung herauszuholen.

Mit dem nun beginnenden neuen Sonnenfleckenzyklus 24 und dem Verschwinden der meisten TV-Sender auf den niedrigen VHF-Bändern, sind die 6m-DXer besorgt darüber, wie man zukünftig alternativ die Funk-Bedingungen feststellen kann. Die hier beschriebene Puls-Technik wurde auf 50 MHz getestet und liefert einige verblüffende Ergebnisse, die die Möglichkeiten dieses Systems aufzeigen, die gesuchte Alternative zu liefern.

Frühe erfolgreiche Experimente mit einem Amateurfunk-Radar fanden im Dezember 1951 an der Universität von Stanford auf 14 MHz statt<sup>1</sup> und zeigten, dass Aussendungen mit kurzen Impulsen als Basis für „Streuungsrichtung“ geeignet sind. Eine weitere interessante Erkenntnis war damals, „dass die Empfindlichkeit der Ortungsanzeige überraschend groß war“, eine Erkenntnis, die völlig mit dem übereinstimmt, was hier jetzt mit der Puls-Technik herausgefunden wurde.

Dieser Artikel beschreibt die grundlegende Theorie und die Eigenschaften eines bistatischen Pulsradars (im Unterschied zu dem oben erwähnten monostatischen Radar<sup>1</sup>) für den Amateurgebrauch und liefert einige Ergebnisse der ersten Tests in der Praxis.

Das Radar verwendet normale Soundkarten-Technik mit Software zur Signalerzeugung und zum Empfang. Mittels dieses Ansatzes können normale Amateurtransceiver verwendet werden, um ein Audiowobbelsignal (Puls, „Chirp“) in HF umzuwandeln. Das empfangene HF-Signal kann dann leicht wieder in ein Audio-Signal umgewandelt und mittels Computer ausgewertet werden. Der Sender und der Empfänger werden gleichzeitig an unterschiedlichen Orten betrieben. Der Vorteil dieser Lösung ist, dass das Radarsystem dann ganz den gültigen Vorschriften im Amateurfunk entspricht. Um gute Ergebnisse mit diesem System zu erhalten, werden genaue Frequenzeinstellung, Stabilität und genaue Zeiteinhaltung benötigt, was alles leicht mit handelsüblichen Amateurfunkgeräten, Computern und GPS erreicht werden kann.

Das Konzept des Systems besteht darin, das Impulse von einem Amateurfunksender ausgesendet werden, die sich ausbreiten bis sie zur Erde reflektiert oder gebrochen werden, von wo ein Anteil der gesendeten Signalenergie entlang des Ausbreitungswegs zurückreflektiert wird. Ein Empfang am Standort des Senders ist wegen der Übersteuerung des Empfängers nicht machbar, so dass ein Empfänger in einiger Entfernung vom Sender benötigt wird, typischerweise in mehr als 60km Entfernung. Weil der Sender und Empfänger in einiger Entfernung voneinander stehen und der Empfänger gleichzeitig mit dem Sender arbeitet, ist das System als „Bistatisches Pulsradar“ bekannt. Im Amateurbereich werden die Antennen für Sender und Empfänger in die gleiche Richtung gestellt.

## Theorie

Der Sinn der Verwendung eines Chirp-Impulses anstatt eines Impulses wie beim gewöhnlichen Radar liegt darin, dass der Chirp-Impuls und ein Empfänger mit einem "angepassten Filter", der in der Software implementiert ist, einen bedeutenden Gewinn liefern können, ebenso wie Informationen über den Bereich. Der Chirp-Impuls liefert auch ausreichend Auflösung des Bereichs innerhalb einer Bandbreite, die angemessen ist für die Verwendung mit normalen Amateurtransseivern. Der im Empfänger durch die Form des Chirp-Tones verfügbare Rechengewinn ermöglicht es, Leistungen zu verwenden, die leicht für Amateure verfügbar sind. Es ist eine große Breite an Informationen über Chirp-Impulse, Bistatische Radare und Signalverarbeitung leicht zugänglich, so dass ich hier nicht weiter auf die Herleitungen der Formeln eingehen will, sondern nur die wichtigsten Gleichungen kurz erwähnen werde.

Ein lineares wellenförmiges Chirp-Frequenzsignal  $f$ , das mit der Frequenz von  $f_0$  startet, wird in der Zeit-Domäne  $t$  beschrieben als:

$$f = f_0 + (df/dt)t \quad (1),$$

wobei

$$df/dt = B/T \quad (2)$$

und mit  $T$  als der Aussendezeit des Chirp und  $B$  der Bandbreite des Chirp, die beschrieben wird durch

$$B = f_f - f_0 \quad (3),$$

wobei  $f_f$  die Endfrequenz des Chirptones ist. Das gesendete Signal ist dann gegeben durch

$$s(t) = \sin(2\pi[f_0 + t(df/dt)]t) \quad (4).$$

Das empfangene Signal  $r(t)$  ist eine komplexe Mischung aus dem direkten Signal, Reflektionen verzögert durch die Ausbreitungszeit  $\tau$  plus Rauschen  $n$  und wird beschrieben durch:

$$r(t) = \sum_0^t (\sin(2\pi[f_0 + t(df/dt)]\tau) + n) \quad (5).$$

Die Phase und Amplitude als eine Funktion des Bereichs vom Ausgang des angepassten Empfängerfilters  $g(\tau)$  ist gegeben durch:

$$g(t) = \text{IFFT}[S(f)R^*(f)] \quad (6),$$

wobei  $S(f)$  die Fourier-Transformation von  $s(t)$  ist und  $R^*(f)$  das komplexe Konjugat der Fourier-Transformation des empfangenen Signals. Für diesen Fall wird  $R^*(f) = R(-f)$  für ein real empfangenes Signal  $r(t)$  verwendet. Dies bedeutet, dass das untere Seitenband des empfangenen Signals in der Frequenz-Domäne mit einem lokal erzeugten Vorwärts-Chirpton multipliziert werden kann, um das passende Filter von (6) zu realisieren, siehe Abb. 1.

Der Puls-Kompressions-Gewinn  $G_p$  ist gegeben durch:

$$G_p = 10 \log(BT) \quad (7).$$

Es ist auch zusätzlicher Gewinn verfügbar durch Senden für eine längere Zeitperiode  $T_i$ , so dass der Leistungsgewinn  $P_g$  gegeben ist durch:

$$P_g = 10 \log(T_i) \quad (8).$$

Die Bereichsauflösung  $R_r$  des Systems ist gegeben durch:

$$R_r = c/2B \quad (9),$$

mit  $c$  für die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Radiowellen.

Die Länge eines jeden Bereichsanschnitts am Ausgang  $R_g$  kann berechnet werden durch:

$$R_g = c/2S_r \quad (10),$$

mit  $S_r$  für die Samplingrate am Eingang des angepassten Filters. Da das bistatische Radar auf der Reflektion an der Erdoberfläche beruht, ist es nützlich zu berechnen, welche Größe für die Reflektorfläche (der Radarquerschnitt) nötig ist, um ausreichend Reflektionsgewinn  $G_r$  zu ergeben, um die gemessenen Resultate zu liefern. Er ist gegeben durch:

$$G_r = 20 * \log(4 * \pi * A_r / \lambda^2) \quad (11),$$

mit  $A_r$  für die Reflektorfläche und  $\lambda$  für die Wellenlänge des Signals.

## Das System

Um die obigen Gleichungen in einen Zusammenhang zu setzen: Der in Gleichung (1) beschriebene lineare Frequenz-Impuls kann leicht mittels der Software Spectrum Lab<sup>2</sup> generiert werden und von der Soundkarte an den Transceiver geschickt werden. Bei diesem System werden die Parameter normalerweise gesetzt als  $f_0 = 500\text{Hz}$ ,  $f_f = 2500\text{Hz}$  mit einem  $T$  von 1 Sekunde. Das heißt, dass ein Audioton erzeugt wird, der von 500 Hz bis 2500 Hz in einer linearen Sägezahn-Form verläuft und eine Wiederholungsrate von 1 Hz hat.

Das angepasste Filter aus Gleichung (6) wird leicht mittels Software realisiert und ist in Abb. 1 gezeigt. Das Filter wird verwendet, um das Rauschen beim empfangenen Signal zu reduzieren, so dass eine große Bandbreite beim Empfänger verwendet werden kann, ohne dass das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) am Ausgang des Softwareempfängers beeinträchtigt wird. Das Eingangssignal liegt im WAV-Format vor, da die Aufnahme mit Spectrum Lab<sup>2</sup> gemacht wurde. Der Eingang geht von 16 bit Samples aus, wobei mit 48k Sample/Sek. abgetastet wird. Der Eingang wird auf 12k Samples herabgesetzt, was den Dynamikbereich auf etwa 18 bit erhöht. Der Empfänger wurde in Matlab<sup>3</sup> implementiert.

Der Ausgang des Empfängers stellt die Größe des zurückkommenden Signals als Funktion der Verzögerung dar, was ein Maß für die Entfernung zum entfernten Punkt der Reflektion darstellt. Der Empfänger-Gewinn für die Frequenzen und eine Sendezeit von 1 Sekunde ist nach Gleichung (7) 33 dB. Durch Verwendung eines komplexen Software-Empfängers kann dieser Gewinn auf 36dB für einen 1-Sekunden-Impuls gesteigert werden, indem realer und imaginärer Ausgang des Empfängers addiert werden. Dieser Gewinn bedeutet, dass, wenn der Eingang des Empfängers ein 0 dB SNR anliegen hat, dann am Ausgang des Empfängers das SNR 36dB betragen wird. Wenn man bedenkt, dass ein mit JT65<sup>4</sup> codiertes Signal eine Minute braucht, um 24dB unter dem Rauschen übertragen zu werden, ist 36 dB bei einer Sekunde klar ein großer Vorteil. Viele Ein-Sekunden-Chirp-Impulse können in einer Sequenz (ohne Lücken dazwischen) gesendet werden, so dass die empfangenen Impulse nach dem angepassten Filter zusammenaddiert werden können, um den Gewinn mittels Mittelung weiter zu erhöhen.

### **Abb. 1: Blockschaltbild des Software-Empfängers**

Wenn z.B. 60 1-Sekunden-Impulse gesendet werden und dann am Ausgang des Empfängers addiert werden, ergibt sich nach Gleichung (8), dass ein zusätzlicher Gewinn von 18 dB zur Verfügung steht, so dass ein Systemgewinn von insgesamt 54 dB vorliegt, was den Vorteil gegenüber JT65<sup>4</sup>-Signalen auf 30dB erhöht. Natürlich ist der Vergleich unfair, da JT65 Information überträgt, während der Chirp ja nur die Information des Signalpegels liefern soll und mit der Entfernungsbestimmung einem ganz anderen Zweck dient.

Die Bereichs-Auflösung des Systems kann leicht mittels Gleichung (9) mit 75km berechnet werden, was nicht genug ist, um ein Flugzeug oder Boote zu detektieren, aber sicherlich genug für große Oberflächen, wie Ozeane oder Landmassen, die die Hauptziele darstellen.

Die maximale Reichweite für eindeutige Reflektion wird bestimmt durch die Wiederholperiode des Sendepulses von 1 Sekunde und liegt für die Radar-Anwendung bei 150.000km. Die Impulswiederholperiode kann verlängert werden, falls weiter entfernte Ziele, wie der Mond, in Betracht gezogen werden.

Das angepasste Filter in Abb. 1 hat eine weitere Eigenschaft, es dient als räumliches Filter, dessen Bandbreite durch die Entfernung bestimmt wird, so dass ein direktes Signal bei 1000km um 30dB niedriger ist. Das bedeutet, dass das direkte Signal vom Sender nicht vollständig beim Empfänger unterdrückt sein muss, um reflektierte Signale sehen zu können. Ein schwaches direktes Signal ist aber natürlich besser. Der Sender und Empfänger arbeiten gleichzeitig, um sämtliche Vorteile der Chirp-Kodierung nutzen zu können.

Es ist von Nutzen, das Amateurradar mit den kurzen Impulsen<sup>1</sup> mit dem neuen Chirp-System zu vergleichen. In Tabelle 1 sind die Schlüsselparameter der Systeme und die relativen Gewinne dargestellt, unter Annahme, dass alle anderen Daten gleich sind. Die Verwendung eines 1-Sekunden-Impulses liefert 21dB Gewinn gegenüber dem monostatischen System, da die 1-Millisekunden-Impulse die effektive Sendeleistung reduzieren. Die Signalverarbeitung beim Chirp liefert 36 dB Gewinn, während das Kurzimpuls-System wahrscheinlich ca. 10 dB Gewinn durch Mittelung aufweisen kann. Folglich sind 47 dB mehr Gewinn gegenüber dem monostatischen System erreicht worden, sofern beide Systeme ähnliche Antennen verwenden. Die Auflösung wurde auch deutlich verbessert.

Generell können die hohen reflektierenden/brechenden Gebiete in der E- und F-Schicht der Ionosphäre, sowie Tropo-Ducts, nicht direkt ein Signal zu seinem Ursprung zurück reflektieren, so dass die Positionen der Schichten, die für DX-Ausbreitung verantwortlich sind, nur abgeleitet werden können. Ausnahme ist, wenn feld-ausgerichtete (z.B. bei FAI, Aurora) oder andere Strukturen in der Ionosphäre oder unteren

Athmosphäre vorhanden sind, die eine messbare Rückstreuung aufweisen.

|                                | Monostatisch | Bistatisch |          |
|--------------------------------|--------------|------------|----------|
| <b>Sendeleistung</b>           | 800          | 100        | Watt     |
| <b>Impuls-Sendezeit</b>        | 0.001        | 1          | Sekunden |
| <b>Effektive Sendeleistung</b> | 0.8          | 100        | Watt     |
| <b>Leistungsgewinn</b>         | -1           | 20         | dB       |
| <b>Rechengewinn</b>            | 10           | 36         | dB       |
| <b>Gewinn gesamt</b>           | 9            | 56         | dB       |
| <b>Auflösung</b>               | 500          | 75         | km       |

**Tab. 1: Gewinn und Auflösung mit Kurzimpuls-Amateurradar<sup>1</sup> und einem bistatischen Chirp-Radar**

## Einige Ergebnisse

Die hier vorgestellten Ergebnisse wurden alle auf dem 6m-Band auf der Frequenz 50.130 MHz erreicht. Beim frühen Testen wurden Simulationen verwendet, um sicherzustellen, dass die berechneten Gewinne und die Auflösung erreicht werden konnten. Der nächste Schritt war, getrennte Transceiver lokal zu verbinden und bei sehr kleiner Sendeleistung sicherzustellen, dass das komplette System ohne Probleme arbeitet. Bei allen hier aufgezählten Tests wurde keine Präzisions-Zeitbestimmung verwendet, so dass am Beginn jeder Aufzeichnung das direkte Signal auf 0 km eingestellt wurde. In einem fertigen System würde GPS-Timing sicherstellen, dass dieser Schritt nicht nötig ist, indem der Beginn eines jeden Chirp-Impulses am Beginn einer Sekunde platziert wird. Mit der selben Zeit beim Empfänger wird sichergestellt, dass der Beginn der Radaraufzeichnung nach dem Rechnen bei 0 km ist. Für maximale Genauigkeit sollten die Abweichungen bei Zeit und Frequenz innerhalb 0.25 ms bzw. 0.5 Hz liegen, was einer Einheit der Bereichsauflösung (75km) entspricht.

Abb. 2 zeigt das Ausgangssignal des Systems nach der Simulation und von den direkt verbundenen Transceivern. Der Test der direkt verbundenen Transceiver (grau) zeigt eine leichte Abweichung von der Simulation (schwarz) im Bereich unter 1000 km, was wahrscheinlich durch die Gruppenlaufzeitverzögerung der Transceiver bedingt ist. Dies ist zur Zeit nicht signifikant genug, um einem Ausgleich der Gruppenlaufzeit vorzunehmen. Es gibt auch einen kleinen Artefakt im Bereich von 7500km, der anscheinend mit den Amplitudeneinstellungen in der Software zusammen hängt und auch in einigen der Praxistests klar zu sehen ist. Da die Sampling-Rate in Abb. 2 12k Samples/Sek. ist, ist nach Gleichung (10) der Bereich pro Sample-Punkt 12.5 km. Dies ist deutlich unter der zuvor mit 75 km berechneten Bereichsauflösung des Systems, so dass die Sampling-Rate keinen Effekt auf die Systemauflösung hat.

Der nächste Schritt war, einige Praxistests zu machen, um zu sehen, was gemessen werden könnte. Für diese Tests habe ich gesendet und David, VK3AAUU, der sich 60km östlich von mir befindet (siehe Karte 1), diente als Empfangsstation, was eine ausreichende Entfernung zwischen Sender und Empfänger sicherstellte, so dass der Empfänger nicht durch das direkte Signal übersteuert werden konnte. Es ist wichtig, das direkte Signal so niedrig wie nötig zu halten, um die Empfindlichkeit des Systems nicht herabzusetzen. David nahm WAV-Dateien auf und schickte sie per Email zu mir. Ich habe sie dann durch die Matlab-Implementierung (siehe Abb. 1) laufen lassen, um die hier gezeigten Resultate zu erhalten.

**Abb. 2: Simulation (schwarz) und Test des Chirp-Radarsystems mit direkt verbundenen Transceivern (grau) mit IC 756PIII und IC 7000**

Das Ergebnis des ersten On-Air-Tests zeigt Abb. 3: Es sind keine Bedingungen vorhanden, was ich mit dem Test der direkt verbundenen Transceiver in Abb. 2 verglich, um sicherzustellen, dass das System wie erwartet arbeitet. Das direkte On-Air-Signal ohne vorhandene Bedingungen folgt dem Signal der direkt verbundenen Transceiver innerhalb von wenigen dB bis zu 10.000 km. Dort gibt es eine Abweichung, weil der Bereich größer wird durch herabgesetztes SNR. Das falsche Signal bei 7500km hat an Stärke gewonnen. Der direkte Signalpegel war nahe -105dBm bei 55 dB SNR, so dass ein SNR von 0dB nach der 1-Sekunden-Chirp Signalverarbeitung einem Empfangspegel von -160 dBm entspricht. Das Systemrauschen mit angeschlossener Antenne und vor der Weiterverarbeitung des Chirps beträgt ca. -124 dBm, so dass die Signalverarbeitung des Chirps das SNR um bis zu 36 dB in 1 Sekunde verbessert, was total mit der Gleichung (7) übereinstimmt.

**Abb. 3: Das Signal der direkt verbundenen Transceiver (schwarz) im Vergleich zum direkten Off-Air-Signal (grau) ohne Bedingungen zeigt ein SNR von 0 dB = -160dBm**

Die Verbesserung des SNR kann über den ganzen Radarbereich >1000km erhalten werden, wenn das

direkte Signal unter ca. -125dBm liegt. Die Rauschgrenze kann weiter verbessert werden, in dem viele Chirps gemittelt werden. Ein Mitteln und Auswerten von 60 1-Sekunden-Chirps wird das Rauschminimum wirksam auf bis zu -178dBm reduzieren.

Abb. 4 zeigt das zurückempfangene Signal in Anwesenheit eines sehr starken Es-Backscatter-Signals zwischen VK3 und VK5 um 0020 UTC am 22.1.2010. Die Antennen von VK3OE und VK3AUU zeigten dabei in Richtung 60 Grad Azimut.

**Abb. 4: Direktes Signal ohne Bedingungen (grau) verglichen mit einem Einfach-Hop-Es-Signal (schwarz), während sehr starker Es-Backscatter-Ausbreitung zwischen VK5 und VK3 (0020UTC, 22.01.2010). Die direkten Signale wurden abgeglichen. 0dB S/N = -160dBm.**

Das falsche Signal, das in Abb. 3 bei 7500km sichtbar ist, ist in Abb. 4 immer noch vorhanden. Um das in Abb. 4 erhaltene Ergebnis weiter zu verifizieren, zeigt Abb. 5 das Vertikal-Ionogramm<sup>5</sup> von Sydney (siehe Karte 1) für die gleiche Zeit als die Abb. 4 aufgenommen wurde.

**Abb 5: Das Ionogramm zeigt intensive Es-Aktivität über Sydney zur gleichen Zeit als die Abb. 4 aufgenommen wurde. Das Reflektionsgebiet in der Ionosphäre befand sich wahrscheinlich etwas südlich von Sydney. Die Aufweitung der Reflektionsspur ist ein Hinweis für nicht-vertikale Reflektionen von Strukturen im Es-Gebiet.**

Da die Antennenrichtung nach Sydney von VK3OE aus 50 Grad beträgt und die Antennen in Richtung 60 Grad standen, ist es angemessen, das Sydney-Ionogramm zu verwenden, um die Charakteristik der Es in der Nähe der Region der ionosphärischen Reflektion zu dieser Zeit zu überprüfen. Sydney ist 686km von VK3OE entfernt, so dass das Echo in den Bereich zwischen 1000km und 1800km fällt, der zweifachen Distanz nach Sydney. Nach Abb. 4 ist es es wahrscheinlich, dass die Ausdehnung der Es-Wolke etwa 500km beträgt, oder die Hälfte der Breite des Echos.

Abb. 6 wurde um 0230 UTC am 22. Januar 2010 aus Richtung 50 Grad erhalten, VK3AUU empfing wieder und VK3OE sendete. Zur selben Zeit der Aufnahme, gab es CW-Verbindungen auf 6m von VK3 nach A3 über 4200km Entfernung (Siehe Karte 1). Die Abb. zeigt viele Echos bei Entfernungen von 1100km (-117dBm), 2200km(-130dBm), 3300km (-132dBm) und 4300km (-135dBm). Bei Betrachtung dieser Entfernungen scheint es sich um 4-Hop-Es zu handeln. Die kurzen Skip-Entfernungen zeigen eine relativ hohe Elektronendichte an den ionosphärischen Reflektionspunkten an. Das Signal, was aus 4300km Entfernung zurück kommt, liegt 25 dB über dem Systemrauschen. Das falsche Signal bei 7500km ist nach wie vor sichtbar.

**Abb. 6. Direktes Signal ohne Bedingungen (grau) verglichen mit einem bei Multihop-Es empfangenen Signal (schwarz). Die direkten Signale wurden bei 0km normalisiert, um eine bessere Abschätzung des SNR zu ermöglichen. Vier 1-Sekunden-Aufnahmen wurden gemittelt, um das SNR um 6 dB zu verbessern. (Diese Abb. ist auf Seite 72 auch farbig wiedergegeben).**

Abb. 7 wurde um 0450UTC am 22. Januar 2010 aus Richtung 320 Grad erhalten, wieder sendete VK3OE und VK3AUU empfing. Nun liegt das erste Echo bei 2200km, gefolgt von weiteren Echos zwischen 3400 und 4200km. Die Echos zwischen 3400 und 4200 km rühren sehr wahrscheinlich von Doppelhop-Es her, wobei der Elektronengehalt relativ höher ist als der beim 1. Hop und „Strukturen“ in der Nachbarschaft aufweist. („Kräuselungen“ in der Elektronen/Ionen-Schicht, wie sie Prof. David Whitehead einst nannte<sup>6</sup>). Der höhere Elektronengehalt wird die Skip-Distanz dieses 2. Sprungs verkürzen, während die „Strukturen“ zusätzliche Reflektionspunkte liefern, so dass das Echo aufgepreizt wird.

Abb. 8 wurde um 0610UTC am 21. Januar 2010 aus Richtung 60 Grad erhalten, VK3OE sendete, VK3AUU empfing. Das empfangene Echo erstreckte sich bis in einen Bereich von 40.000 km. Dieses Ergebnis war eine Überraschung, besonders hinsichtlich der Stärke der zurückreflektierten Signale. Zur Zeit der Aufnahme berichtete VK4WTN (QG64, Nördl. Queensland), dass er eine Station aus Texas gehört hätte, die in Richtung Südafrika rief. Außerdem gab es in diesen Tagen stärkere Aktivität auf der Sonne<sup>7</sup>, so dass es unwahrscheinlich ist, dass dieses Ergebnis fehlerhaft ist.

Über 5000km weicht die Amplitude des returnierten Signals deutlich vom Signal ab, bei dem keine Bedingungen vorhanden sind. Das starke Echo bei 13.500km, das mindestens 50dB über dem Rauschen liegt, entspricht der Strecke (short path) zur Westküste Nordamerikas, die via Nachmittags-TEP (transäquatoriale Propagation)<sup>8</sup> erreicht wird. Das Echo aus 25.000 bis 30.000km entspricht einer Strecke über den langen Weg nach Südafrika. Echos von weiter als 30.000km werden wahrscheinlich durch Rauschen aus der Ionosphäre eingeschränkt.

**Abb. 7: Direktes Signal ohne Bedingungen (grau) und zurückempfangenes Signal (schwarz), das zwei Reflektionsgebiete bei 2200km (-137dBm) bzw. 3400km bis 4200km (-143dBm) zeigt. Vier Messungen wurden gemittelt. 0dB S/N = -160dBm.**

**Abb. 8: Direktes Signal (unten) und reflektiertes Signal (oben), das transäquatoriale F-Ausbreitung (TEP) bei 13500km (-107dBm) zeigt. Man beachte das Echo bei 25000-30000km (-137dBm). Vier Messungen wurden gemittelt. 0dB S/N = -160dBm.**

Da die System-Einstellungen zur Zeit der Aufzeichnungen gut dokumentiert wurden, ist es möglich einige Berechnungen über den Streckenverlust anzustellen. Der Pegel des direkt von VK3OE mit 100 Watt gesendeten und bei VK3AUU empfangenen Signals betrug dort mit den Antennen in Richtung 60 Grad nahezu -105dBm. Der Freiraumstreckenverlust auf 50 MHz beträgt für 60km 102dB<sup>9</sup>, so daß unter Berücksichtigung, dass die Antennen bei VK3OE und VK3AUU parallel in eine Richtung stehen, das gemessene Ergebnis angemessen ist, siehe Tabelle 2. Der Pegel des aus 13.500km returnierten Signals liegt bei -107dBm und nun haben die Antennen Gewinn, so dass der gesamte Streckenverlust hin und zurück von der nordamerikanischen Westküste sich auf 186dB summiert, siehe Tabelle 2.

|                       | direkt<br>60km | reflektiert<br>13500km |      |
|-----------------------|----------------|------------------------|------|
| TX Pegel              | 50             | 50                     | dBm  |
| Antennengewinn VK3OE  | -26            | 13                     | dBi  |
| Antennengewinn VK3AUU | -27            | 16                     | dBi  |
| Empfangspegel         | 105            | 107                    | -dBm |
| Streckenverlust       | 102            | 186                    | dB   |

**Tabelle 2: Berechnung von Systemparametern und Streckenverlust**

Die Radargleichung gilt für einen Zweiweg-Pfad, so dass der tatsächliche Einweg-Streckenverlust in jede Richtung nur  $186/2 = 93\text{dB}$  beträgt. Der Einweg-Streckenverlust auf 50 MHz beträgt für eine Entfernung von 13500km 149dB<sup>9</sup>, es gibt also ganz klar irgendwo zusätzlichen „Gewinn“. Dieser kann aus zwei Quellen kommen: Reflektionsgewinn an den Pfadenden und Gewinn durch Strahlfokussierung in der Ionosphäre, eine Eigenschaft von TEP des Nachmittagstyps<sup>8</sup>. Die Berechnung des Gewinns durch Strahlfokussierung in diesem Fall ist eine kleine Herausforderung. Erfahrungen der Vergangenheit<sup>8</sup> jedoch zeigen, dass 20dB oder mehr Gewinn unter guten Voraussetzungen möglich sind.

Dadurch, dass wir gerade erst aus dem solaren Minimum herauskommen und diese Aufzeichnung ein glückliches Ereignis war, ist der Gewinn durch Strahlfokussierung wahrscheinlich nur minimal bis bescheiden, sagen wir 4 bis 6 dB für unsere Rechnung. Abzüglich 6 dB für die Einwegstreckendämpfung ergeben 143 dB. Folglich ist der Reflektionsgewinn am fernen Ende der Strecke im Grunde die Differenz zwischen den beiden Streckenverlusten:  $143 - 93 = 50\text{dB}$ . Diese Menge von Gewinn kann nur am entfernten Ende der Reflektion erreicht werden oder radarmäßig ausgedrückt, wenn ein beträchtlicher Radar-Querschnitt vorhanden ist.

Um den Radar-Querschnitt berechnen zu können, der nötig ist, um diesen hohen Gewinn durch eine Reflektion am Grund liefern zu können, wird die Berechnung von großen, passiven Reflektoren bei Mikrowellenfrequenzen (11) verwendet. Ein Radar-Querschnitt von circa 1000 Quadratmetern wird die benötigten 50dB Gewinn liefern. Unter Annahme, dass jeder Punkt der Reflektion in dem returnierten Signalpfad etwa 75 km tief ist (minimale Bereichsauflösung) und, wenn wir annehmen, dass eine Breite von 100km bei der Reflektion beteiligt ist, dann ist eine Fläche von 7500 Quadratkilometern ausgeleuchtet für jeden Punkt des Pfades. Die Querschnittsfläche der ausgeleuchteten Fläche, die für den berechneten Reflektionsgewinn nötig ist, beträgt nur 0.00002% unter Annahme, dass das reflektierte Signal korreliert ist, was für die meisten Landoberflächen wahrscheinlich annehmbar ist.

In Abb. 8 ist das Signal zwischen 25.000 und 30.000km doppelt so weit und 30dB niedriger im Pegel als das Signal bei 13.500 km. Unter Annahme, dass eine ähnliche Fläche in Südafrika (über den langen Weg) ausgeleuchtet werden könnte, ist es dann wahrscheinlich, dass eine ähnliche Erklärung wie die obige, das Ergebnis für die längere Strecke erklären kann, allerdings mit mehr Strecken- und/oder Reflektionsverlust in der Ionosphäre.

## Schlussfolgerungen

Ein bistatisches Rückstreungs-Puls-Radar für Amateurzwecke wurde entwickelt, um einen neuen Bereich zum Experimentieren und Erforschen zu eröffnen. Das verwendete (1m-)Puls-Signal (Chirp) erlaubt die Verwendung normaler Amateurtransceiver, einzige Bedingung ist, dass gute Frequenzgenauigkeit und Stabilität zusammen mit einer guten Zeit-Referenz benötigt werden.

Der verfügbare Gewinn durch die Signalverarbeitung resultiert zusammen mit dem Gewinn des Radarquerschnitts typischer Reflektoren in beachtlichen Signalpegeln, die von entfernten Zielen reflektiert werden. Dies stellt sicher, dass die mit diesem System erreichten Ergebnisse so extrem nützlich sind.

Das Potential dieses Systems Ausbreitungsbedingungen auf 50 MHz anzuzeigen, ist klar bewiesen worden. Eine Anzahl verschiedener Ausbreitungsarten konnte aufgezeigt werden, sogar eine Indikation für eine 50-MHz-Strecke über den langen Weg nach Südafrika lag vor, und das als der Sonnenfleckenzyklus gerade erst aus dem Minimum heraus kam. Dies zeigt das Potential des Systems für die Untersuchung von Ausbreitungsbedingungen auf jedem beliebigen Amateurband, und es macht Schluß damit, darauf angewiesen zu sein, nur eine begrenzte Anzahl von weit entfernten Bakenpunkten zu haben.

Ein Austesten der Tropo-Bedingungen auf VHF, wie sie in den Hepburn-Karten<sup>10</sup> vorhergesagt werden, ist nun möglich, und man kann sehen, wie weit es wirklich in eine Richtung geht. Das wird ermöglichen, weiter die Theorie und Praxis von Duct-Ausbreitung<sup>11</sup> speziell bei langen Strecken über den Ozeanen zu untersuchen.

Eine weitere Entwicklung des Systems könnte nun leicht vorgenommen werden, wobei dann eine simultane Kontrolle des Rotors für ein Rundsichtanzeigergerät (PPI) für die Darstellung der Ausbreitungsbedingungen bis zu einer Entfernung von 40.000 km und einer Auflösung von 75 km möglich wäre. Es gibt echtes Potential diese Technik auch bei Baken einzusetzen, wobei eine kontinuierliche Beobachtung erheblichen Gewinn durch die Signalverarbeitung erbringt, was den Einsatz von Baken mit sehr geringer Leistung ermöglicht. Mit einem genauen Timing kann eine solche Bake leicht durch ihre Position (Richtung und Entfernung) identifiziert werden, ohne dass irgendwelche andere Information dekodiert werden müsste. Mehrere Baken könnten auf der selben Frequenz arbeiten, so dass die Entwicklung der Ausbreitungsbedingungen in eine gegebene Richtung beobachtet werden kann, ohne dass die Frequenz gewechselt werden muss. Das System könnte auch für EME-Experimente eingesetzt werden, wenn Frequenz und Zeit ausreichend genau eingehalten werden, so dass die Signalverarbeitung den benötigten Gewinn liefern kann. Man sollte erwarten, dass bald eine eigenständige Applikation dieses Systems für die generelle Anwendung und Experimente verfügbar sein wird. Tests auf anderen Bändern müssen nun durchgeführt werden. Eine Applikation, die diese Technik verwendet, wurde jetzt für Testzwecke von Wolfgang Büscher in seiner Software Spectrum Laboratory<sup>12</sup> verfügbar gemacht.

## Danksagung

Ich möchte mich bei folgenden Personen für wichtige Beiträge bei der Erstellung dieses Artikels bedanken: David Tanner, VK3AUU, für das Arbeiten als Empfangsstation während der Tests und für den Prozess der Validierung; Roger Harrison, VK2ZRH, für sein kritisches Begutachten des Textes und für das Liefern der genauen Beschreibung der Ausbreitungsmodi, die durch die Messungen angezeigt wurden; Don Graham, VK6HK, für Korrekturlesen des Textes und viele hilfreiche Vorschläge.

## Referenzen

Siehe am Ende des englischen Textes.



**Karte 1: Übersicht der Region Australien-Ozeanien mit den Standorten des TX und RX des bistatischen Rückstreuungs-Pulsradars (VK3OE und VK3AUU) und der im Text erwähnten regionalen Rufzeichendistrikte.**

**Nachtrag:** DL4YHF implementiert das System zur Zeit in Spectrum Lab und es gibt 3 Modes: Bistatisch, wie beschrieben, sowie zwei monostatische Modes, einen für terrestrisch und einen für EME. Dabei muss der TRX schnell geschaltet werden, um das Echo sehen zu können. Ein 20ms Chirp und ein TRX mit 30ms TX-RX-Zeit werden verwendet, so dass Echos bis 5000km erfasst werden können. Man hat dann ein eigenes Radar für 6m + KW.

# Parabolic Antenna Calculations

by John Jaminet, W3HMS and Curt Wann, K4ITO

The charts in the ARRL Handbook, the ARRL Antenna Handbook, and the F4DAY Website have the calculations for common size dishes and the formulas. The modern EXCEL spreadsheet just cries out to be used so that a microwaver or EME operator can determine gain and ERP for various dish sizes and ERP power levels. This is very helpful for planning your station. It could also be helpful, after some modification, to permit economic analysis of the best tradeoffs/costs in additional dish size and/or power. We did not do the economic analysis here but we mention the idea as food for thought for downstream use by someone, please. The following explains how to use the spreadsheet.

Use 1: Print completely and use as a printed document.

Use 2: Bring up this EXCEL and change the frequency, dish size in feet, or value of RF power at the feed. You can also change  $k$  for different feed efficiencies to see what the effect is with a different dish-feed. These actions may answer the question of what will be the ERP with say 250 watts and a dish increase of 1 foot/meter?

The informal conclusion that one-half foot increase equals  $\frac{1}{2}$  dB increase is a simple "rule of thumb", at least on 23 cm. We note, as all will recognize, that a power increase does not increase the gain on receive so a dish size increase may have more value than a power increase. Please note that we have addressed only round dish sizes often used by a ham. Others are invited to do the same for offset dishes, please! The EXCEL is based on the dish size in feet but this can be adjusted on any line by "cut and try" to yield a desired metric size, example 3.8 meters. This EXCEL was developed using the following formulas obtained from the Paul Wade, W1GHZ, Online Microwave Antenna Book, Section 4. The authors would like to express their appreciation to Paul, W1GHZ and to Rex, VK7MO, for their helpful suggestions for both this article and the Excel which have been incorporated. The referenced EXCEL is obtainable by an EMAIL to W3HMS@aol.com asking that it be attached.

Assumptions used:

1. Antenna efficiency,  $k$ , is the standard 55%.
2. Frequency is 1296.050 MHz.
3. Dish in meters is feet times 12 inches divided by 39.37 inches/meter, rounded to one decimal place.
4. Wavelength in meters is 300 divided by the frequency in MHz.
5. ERP is CW key down with stated watts at feed.
6. SWR and reflected power loss occurs before the stated power, e.g. 100 watts at the antenna feed point.
7. That all round dishes should be 10 Lambda (wavelengths) or more for the calculations to be valid. Paul nicely added a column to the Excel to show that anything less than this will show in red in both the printed and the on screen versions. Note, for example, that 7.5 ft is 9.7 Lambda.
8. That this Excel shows only the far-field ERP. Rex, VK7MO kindly observed that it should therefore not be used for near-field calculations to meet EMR requirements.

Formula to calculate dbi gain, Gdbi:

$$G_{dbi} = 10 \log_{10} \left( \frac{k (2\pi r)^2}{\lambda^2} \right) \quad (1)$$

where:  $k$  = efficiency  
 $r$  = parabola dish radius in meters

$$\lambda = \frac{\text{speed of light in meters}}{\text{frequency in Hz}} = \frac{3 \times 10^8}{F_{Hz}} = \frac{300}{F_{MHz}}$$

Formula to calculate dBd gain, GdBd:

$$G_{dBd} = G_{dbi} - 2.1 \quad (2)$$

Formula to calculate power gain factor, P:

$$P = 10^{\frac{G_{dBd}}{10}} \quad (3)$$

Formula to calculate ERP:

$$ERP = kW P \quad (4)$$

where:  $k$  = efficiency  
 $w$  = power in watts  
 $P$  = power gain factor

Example: Parabola dish is 10 feet in diameter (radius  $r = 1.5$  meters), power is 100 w at the feed, and frequency is 1296.05 MHz:

$$G_{dBi} = 10 \log_{10} \left( \frac{k (2\pi r)^2}{\lambda^2} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{0.55 \times (2 \times 3.14 \times 1.5)^2}{\left( \frac{300}{1296.05} \right)^2} \right) = 29.6 dBi$$

$$G_{dBd} = G_{dBi} - 2.1 = 27.5 dBd$$

$$ERP = kW P = 0.55 \times 100 \times 10^{27.5+10} = 55 \times 10^{-2.75} = 30890.7 \text{ watts}$$

#### Sources for formulas

<http://www.sengpielaudio.com/calculatorVoltagePower.htm>

- site provides a calculator to convert DB to watts

<http://www.mogami.com/e/cad/db.html>

- site shows formulas to convert DB back to watts

**Table 1 (next page): W3HMS/K4ITO Table for Round Parabolic Antennas**  
**Efficiency (55%) 0.55 - Frequency 1296.05 MHz - Wave length 0.23m**

**NOTE: efficiency will be lower when Dish diameter less than 10 lambda (italic figures)**

## Berechnungen mit Parabolantennen

von John Jaminet, W3HMS und Curt Wann, K4ITO

Die Diagramme im ARRL Handbuch, ARRL Antennenhandbuch und auf der Webseite von F4DAY beinhalten die Berechnungen für Spiegel normaler Größe und die zugehörigen Formeln. Eine zeitgemäße Excel-Tabelle schreibt geradezu danach dafür verwendet zu werden, so dass ein Mikrowellen- oder EME-OP den Gewinn und die ERP für verschiedene Spiegel-Größen und Leistungsstufen bestimmen kann. Das ist sehr nützlich bei der Planung der Station. Nach einigen Modifizierungen kann es auch helfen, eine Analyse bezüglich der Wirtschaftlichkeit vorzunehmen hinsichtlich der besten Kompromisse und Kosten für zusätzliche Spiegelgröße und/oder Leistung. Wir haben hier keine solche Analyse vorgestellt, aber wir wollten die Idee wenigstens erwähnen, damit jemand das einmal machen kann. Wie wird nun die Excel-Tabelle benutzt?

1: Die Tabelle ausdrucken (oder aus dem Heft kopieren, siehe Tab. 1 nächste Seite) und als gedrucktes Dokument anwenden.

2: Die Tabelle in Excel öffnen und Frequenz, Spiegelgröße und Leistung am Feed eingeben bzw. wechseln. Man kann auch k für verschiedene Feed-Effektivitäten ändern, um zu sehen, was es für einen Effekt mit einem anderen Feed gibt. Diese Möglichkeiten erlauben Antworten auf Fragen wie: Was ist die ERP mit 250 Watt Leistung und nach einer Vergrößerung des Spiegels um 1 Meter (oder 1 Fuß)?

Der informelle Schluß, dass eine Vergrößerung um einen halben Fuß einem Zuwachs von einem ½ dB entspricht ist eine einfache Faustregel, die wenigstens für 23cm gilt. Wir notieren, da wir uns alle bewusst sind, dass eine Leistungserhöhung nicht den Empfangsgewinn erhöht, dass eine Vergrößerung des Spiegels wertvoller als eine Leistungserhöhung ist. Man beachte bitte, dass wir hier nur runde Parabolspiegel erfasst haben, die ja oft von Funkamateuren benutzt werden. Andere OM mögen bitte eine Tabelle für Offset-Spiegel erstellen. Die Datei basiert auf der Spiegelgröße in Fuß, aber das kann in jeder Zeile durch Versuchen in eine erwünschte metrische Größe, z.B. 3.8m umgewandelt werden. Die vorliegende Excel-Datei wurde mittels der folgenden aus dem Online Mikrowellen-Antennenbuch von Paul Wade, W1GHZ, stammenden Formeln entwickelt. Wir danken Paul, W1GHZ, und Rex, VK7MO, für ihre hilfreichen Vorschläge, die für diesen Artikel und die Excel-Tabelle berücksichtigt wurden.

Die erwähnte Excel-Datei gibt es per Email von: W3HMS@aol.com

Verwendete Annahmen:

1. Die Antenneneffektivität k beträgt standardmäßig 55%
2. Die Frequenz ist 1296.050 MHz.
3. Spiegel in m ist feet x 12 Zoll geteilt durch 39.37 Zoll/m, gerundet auf eine Kommastelle.
4. Wellenlänge in m ist 300 geteilt durch die Frequenz in MHz.
5. ERP in Watt ist CW key down am Feed.
6. SWR und Leistungsverlust durch Reflektion tritt vor der angegebenen Leistung auf, z.B. 100W am Fußpunkt.
7. Alle runden Spiegel haben 10 Lambda (oder mehr) Durchmesser, damit die Berechnungen gültig sind. Paul hat eine Spalte hinzugefügt, die alles kleinere in ROT anzeigt. 7.5ft z.B. sind 9.7 Lambda auf 23cm
8. Diese Excel-Tabelle zeigt nur die Fernfeld-ERP. Deshalb kann die Tabelle nicht, wie von VK7MO freundlicherweise bemerkt, für Nahfeldberechnungen und z.B. BEMFV-Grenzwertproblematiken verwendet werden.

Formeln und Formelquellen: Siehe englischer Text auf der vorigen Seite.

| Dish in<br>ft | Spiegel in<br>m | lambda | Gain<br>dBi | Gain<br>dBd | 100w<br>ERP (KW) | 200w<br>ERP (KW) | 500w<br>ERP (KW) | 800w Input<br>ERP (KW) |
|---------------|-----------------|--------|-------------|-------------|------------------|------------------|------------------|------------------------|
| 1             | 0,3             | 1,3    | 9,7         | 7,6         | 0,3              | 0,6              | 1,6              | 2,6                    |
| 1,5           | 0,5             | 1,9    | 13,1        | 11,0        | 0,7              | 1,4              | 3,5              | 5,6                    |
| 2             | 0,6             | 2,6    | 15,6        | 13,5        | 1,2              | 2,5              | 6,2              | 9,9                    |
| 2,5           | 0,8             | 3,2    | 17,6        | 15,5        | 1,9              | 3,9              | 9,7              | 15,4                   |
| 3             | 0,9             | 3,9    | 19,1        | 17,0        | 2,8              | 5,6              | 13,9             | 22,2                   |
| 3,5           | 1,1             | 4,5    | 20,5        | 18,4        | 3,8              | 7,6              | 18,9             | 30,3                   |
| 4             | 1,2             | 5,2    | 21,6        | 19,5        | 4,9              | 9,9              | 24,7             | 39,5                   |
| 4,5           | 1,4             | 5,8    | 22,7        | 20,6        | 6,3              | 12,5             | 31,3             | 50,0                   |
| 6             | 1,8             | 7,8    | 25,2        | 23,1        | 11,1             | 22,2             | 55,6             | 89,0                   |
| 6,5           | 2,0             | 8,4    | 25,9        | 23,8        | 13,1             | 26,1             | 65,3             | 104,4                  |
| 7             | 2,1             | 9,1    | 26,5        | 24,4        | 15,1             | 30,3             | 75,7             | 121,1                  |
| 7,5           | 2,3             | 9,7    | 27,1        | 25,0        | 17,4             | 34,8             | 86,9             | 139,0                  |
| 8             | 2,4             | 10,4   | 27,7        | 25,6        | 19,8             | 39,5             | 98,9             | 158,2                  |
| 8,5           | 2,6             | 11,0   | 28,2        | 26,1        | 22,3             | 44,6             | 111,6            | 178,5                  |
| 9             | 2,7             | 11,7   | 28,7        | 26,6        | 25,0             | 50,0             | 125,1            | 200,2                  |
| 9,5           | 2,9             | 12,3   | 29,1        | 27,0        | 27,9             | 55,8             | 139,4            | 223,0                  |
| 10            | 3,0             | 13,0   | 29,6        | 27,5        | 30,9             | 61,8             | 154,5            | 247,1                  |
| 10,5          | 3,2             | 13,6   | 30,0        | 27,9        | 34,1             | 68,1             | 170,3            | 272,5                  |
| 11            | 3,3             | 14,3   | 30,4        | 28,3        | 37,4             | 74,8             | 186,9            | 299,0                  |
| 11,5          | 3,5             | 14,9   | 30,8        | 28,7        | 40,9             | 81,7             | 204,3            | 326,8                  |
| 12            | 3,6             | 15,6   | 31,2        | 29,1        | 44,5             | 89,0             | 222,4            | 355,9                  |
| 12,5          | 3,8             | 16,2   | 31,5        | 29,4        | 48,3             | 96,5             | 241,3            | 386,1                  |
| 13            | 3,9             | 16,8   | 31,9        | 29,8        | 52,2             | 104,4            | 261,0            | 417,6                  |
| 13,5          | 4,1             | 17,5   | 32,2        | 30,1        | 56,3             | 112,6            | 281,5            | 450,4                  |
| 14            | 4,2             | 18,1   | 32,5        | 30,4        | 60,5             | 121,1            | 302,7            | 484,4                  |
| 14,5          | 4,4             | 18,8   | 32,8        | 30,7        | 64,9             | 129,9            | 324,7            | 519,6                  |
| 15            | 4,5             | 19,4   | 33,1        | 31,0        | 69,5             | 139,0            | 347,5            | 556,0                  |
| 15,5          | 4,7             | 20,1   | 33,4        | 31,3        | 74,2             | 148,4            | 371,1            | 593,7                  |
| 16            | 4,8             | 20,7   | 33,7        | 31,6        | 79,1             | 158,2            | 395,4            | 632,6                  |
| 16,5          | 5,0             | 21,4   | 33,9        | 31,8        | 84,1             | 168,2            | 420,5            | 672,8                  |
| 17            | 5,1             | 22,0   | 34,2        | 32,1        | 89,3             | 178,5            | 446,4            | 714,2                  |
| 17,5          | 5,3             | 22,7   | 34,5        | 32,4        | 94,6             | 189,2            | 473,0            | 756,8                  |
| 18            | 5,4             | 23,3   | 34,7        | 32,6        | 100,1            | 200,2            | 500,4            | 800,7                  |
| 18,5          | 5,6             | 24,0   | 34,9        | 32,8        | 105,7            | 211,4            | 528,6            | 845,8                  |
| 19            | 5,7             | 24,6   | 35,2        | 33,1        | 111,5            | 223,0            | 557,6            | 892,1                  |
| 19,5          | 5,9             | 25,3   | 35,4        | 33,3        | 117,5            | 234,9            | 587,3            | 939,7                  |
| 20            | 6,0             | 25,9   | 35,6        | 33,5        | 123,6            | 247,1            | 617,8            | 988,5                  |
| 20,5          | 6,2             | 26,6   | 35,8        | 33,7        | 129,8            | 259,6            | 649,1            | 1038,5                 |
| 21            | 6,3             | 27,2   | 36,0        | 33,9        | 136,2            | 272,5            | 681,1            | 1089,8                 |
| 21,5          | 6,5             | 27,9   | 36,2        | 34,1        | 142,8            | 285,6            | 714,0            | 1142,3                 |
| 22            | 6,6             | 28,5   | 36,4        | 34,3        | 149,5            | 299,0            | 747,6            | 1196,1                 |
| 22,5          | 6,8             | 29,2   | 36,6        | 34,5        | 156,4            | 312,8            | 781,9            | 1251,1                 |
| 23            | 6,9             | 29,8   | 36,8        | 34,7        | 163,4            | 326,8            | 817,1            | 1307,3                 |
| 23,5          | 7,1             | 30,5   | 37,0        | 34,9        | 170,6            | 341,2            | 853,0            | 1364,8                 |
| 24            | 7,2             | 31,1   | 37,2        | 35,1        | 177,9            | 355,9            | 889,7            | 1423,4                 |
| 25            | 7,5             | 32,4   | 37,6        | 35,5        | 193,1            | 386,1            | 965,3            | 1544,5                 |
| 26            | 7,8             | 33,7   | 37,9        | 35,8        | 208,8            | 417,6            | 1044,1           | 1670,6                 |
| 27            | 8,1             | 35,0   | 38,2        | 36,1        | 225,2            | 450,4            | 1126,0           | 1801,5                 |
| 28            | 8,4             | 36,3   | 38,5        | 36,4        | 242,2            | 484,4            | 1210,9           | 1937,5                 |
| 29            | 8,7             | 37,6   | 38,8        | 36,7        | 259,8            | 519,6            | 1299,0           | 2078,3                 |
| 30            | 9,0             | 38,9   | 39,1        | 37,0        | 278,0            | 556,0            | 1390,1           | 2224,1                 |
| 31            | 9,3             | 40,2   | 39,4        | 37,3        | 296,9            | 593,7            | 1484,3           | 2374,9                 |
| 32            | 9,6             | 41,5   | 39,7        | 37,6        | 316,3            | 632,6            | 1581,6           | 2530,6                 |
| 33            | 9,9             | 42,8   | 40,0        | 37,9        | 336,4            | 672,8            | 1682,0           | 2691,2                 |
| 34            | 10,2            | 44,1   | 40,2        | 38,1        | 357,1            | 714,2            | 1785,5           | 2856,8                 |
| 50            | 15,0            | 64,8   | 43,6        | 41,5        | 772,3            | 1544,5           | 3861,3           | 6178,1                 |
| 85            | 25,5            | 110,2  | 48,2        | 46,1        | 2231,9           | 4463,7           | 11159,3          | 17854,8                |
| 150           | 45,0            | 194,4  | 53,1        | 51,0        | 6950,4           | 13900,8          | 34752,1          | 55603,3                |

# Angewandte Umsetzung von segmentierten Drähten aus NEC2 in 144 MHz Yagi Elemente - für semi-isolierte Montage auf dem Boom mit Standardhaltern - Teil 1

von Hartmut Klüver, DG7YBN

An immer besser optimierten Yagi-Designs vergleichen wir heute Rauschtemperaturen, G/T-Verhältnis und Gewinn bis ins kleinste. Aber sind unserer Yagis wirklich auf Frequenz?

Der NEC2-Kern hat eine außergewöhnliche Verlässlichkeit in der Voraussage von Gewinn und Strahlungsdiagramm gezeigt. Neben anderen haben die Arbeiten von DL6WU und DJ9BV und die Messungen während der Nordic-VHF-Treffen dies bewiesen. Daher veröffentlichen die meisten Entwickler reine Simulationsergebnisse. Mit den DL6WU-Boom-Korrekturfaktoren [BC] angewandt auf durch den Boom montierte Elemente kann jeder diese Yagis mit guten Ergebnissen direkt nachbauen. Ist das auch möglich für die isolierte Montage über dem Boom ohne dass ein BC Faktor aufgesetzt wird?

Die gängigste Abhandlung zum Thema Elementlängenkorrektur mit gemessenen Werten ist die von Günter Hoch, DL6WU, und der daraus entwickelte Formelsatz von Ian White, G3SEK. Sie beschränkt sich auf durch die Mitte des Booms angebrachte Elemente. Daraus haben viele Amateure den Schluss gezogen, dass eine Korrektur für isoliert auf dem Boom montierte Elemente nicht nötig sei. DL6WU hat nie behauptet, dass es keinen Korrekturfaktor für über dem Boom liegende Elemente brauchen würde.

Messdiagramme der Rückflussdämpfung (engl. Return Loss [R.L.]) an realen Yagis zeigen eine leichte Verschiebung des Frequenzgangs. In der Praxis sind die Abweichungen im 2-m-Band meist klein. Aufmerksam wurde ich durch viel deutlichere Abweichungen auf 70 cm. Bei Designs mit hohem Q-Faktor ist die Abweichung besser messbar: „Die bisher nur im Selbstbau verfügbaren hoch optimierten Yagis nach YUTEF werden nun auch kommerziell gefertigt. Im Rahmen der Fertigungseinführung beim Hersteller zeigte sich, dass auch bei isolierter Montage der Elemente auf dem Boom die aus NEC gewonnenen Abmessungen nicht ohne Korrektur verwendbar waren“ (Volkmar, DF2SS).

Zum Aufspüren der Abweichungen reicht in der Regel ein SWR-Meter bei weitem nicht aus. Interessant wird es ab einem R.L. besser 30 dB. Der hier eingesetzte Analysator Typ miniVNA mit IG miniVNA Software (F4CLB) war ein hinreichendes Instrument dazu. Zusätzlich zeigen die NEC-Simulationen eine Verschiebung im maximalen R.L. um einige 100 kHz in Abhängigkeit der gewählten Anzahl von Segmenten pro Draht. Wo liegt also die wahre Resonanzfrequenz unseres Designs?

Dieses Papier zeigt eine Methode der Elementlängenkorrektur für isoliert auf dem Boom montierte Elemente. Sie ermöglicht es Yagis mit besseren Ergebnissen direkt aus der NEC-Geometrie zu bauen.

## Bauweise der Yagis und verwendete Elementhalter

Alle Messungen, Simulationen und angeführten Werte basieren auf einem Bauschema mit 8 mm Elementen, geradem gestreckten Dipol aus 10 mm Aluminiumrohr mit 10 mm isoliertem Freiraum und einem geerdeten Viertelwellen-Koaxialsymmetrieglied. Dieses Arrangement erreicht die notwendige Tiefe in der Rückflussdämpfung, um daraus die Resonanzfrequenz auf die letzten 100 kHz zu bestimmen. Die Befestigung der Elemente ist mit einem Plastikhalter und M3-Schrauben aus Edelstahl durch Element und Boom realisiert (s. Bild 1). Die Plastikhalter in der jeweiligen Dimension von WiMo und Konni-Antennen erscheinen identisch.

Es werden drei Typen von Plastikhaltern benutzt. Sie bestehen aus Polyamid mit einer nicht spezifizierten Beimischung aus Ruß, um sie UV-resistent zu machen. So ist davon aus zu gehen, dass sie eine Dielektrizitätszahl haben, welche potentiell einen Verkürzungsfaktor über die das Element begleitende Länge nötig macht. Daher müssen eine Isolatorkorrektur [IC] und sukzessive eine Kompensation für die Schraube [SC] in den hier gezeigten Formalismus aufgenommen werden.

Da für alle Messungen inklusive der Basisreihe an einer Yagi mit Holz-Boom diese Halter und M3 Schraube benutzt wurden, sind der potentielle Verkürzungsfaktor bzw. der IC und SC in das Konzept mit

eingeschlossen, aber nicht von den angegebenen BC-Werten isoliert. Dies kann erklären, warum die hier angegebenen Zahlenwerte größer sind als die Angaben, die wir in gängigen BC-Tabellen nach DL6WUs Messungen für Montage durch den Boom finden. Betreffs des Sachverhaltes der Auftrennung in IC und BC als wahren und eigenständigen Einfluss bei der Anwesenheit eines metallischen Boom möchte ich Justin, GÖKSC für die fruchtbare Diskussion, die Anregungen in diese Richtung und die Vorstellung der IC-Theorie danken. Um diesen Artikel im Hinblick auf das allgemeine Verständnis der meisten Leser bzgl. eines BC auf den Punkt zu bringen, werde ich hier den Begriff BC als Superposition aller Effekte einschließlich der Befestigungsschraube beibehalten.

|                                  |            |            |            |
|----------------------------------|------------|------------|------------|
| <b>Boom</b>                      | 15 x 15 mm | 20 x 20 mm | 25 x 25 mm |
| <b>Elementhalter Nr. (WiMo)</b>  | 23040.15   | 23040.20   | 23040.25   |
| <b>Freiraum Boom zu Element</b>  | 3,7 mm     | 3,0 mm     | 1,7 mm     |
| <b>Element begleitende Länge</b> | 57 mm      | 59 mm      | 70 mm      |

**Tabelle 1: Abmessungen der Elementhalter**

Für 25 mm Boom wird ein Elementhalter mit nur 1,7 mm Freiraum benutzt. Durch die Verwendung dieses Halters wird die Abhängigkeit der Längenkorrektur der Elemente in Abhängigkeit von Freiraum und begleitender Länge gegen dickere Halter für kleinere Boom Abmessungen gezeigt.

Achtung: Die im Folgenden gezeigte Methode ist allgemein gültig; die ermittelten Faktoren dagegen sind absolut spezifisch. Sie bedingen die oben angegebenen Elementhalter, einen eckigen Boom und die semi-isolierte Montage mittels M3 Schraube. Die BC-Faktoren sind natürlich auch bandspezifisch. Insbesondere die Höhe über Boom ist von entscheidendem Einfluss. Als Daumenregel kann erwartet werden, dass der BC mit doppeltem Abstand deutlich kleiner wird. Ich habe aber weder andere Isolatoren noch andere Elementdurchmesser ausgemessen. Wer andere Elementhalter oder Elemente benutzen möchte, der muss diese selber durchmessen und die Faktoren dazu nach der gezeigten Methode entwickeln. Alle Messungen sind mit ebenfalls mit dem BC verlängerten DE entstanden. Der D1 wurde niemals verschoben, um diese Anpassungen zu erreichen. Die NEC-Geometrien sind also 1:1 ohne irgendwelche anderen Aufschläge als dem beschriebenen BC übernommen. Wer mit einem zu langen DE und ohne BC in die Messungen startet, der wird unter Umständen ein Gemisch aus zu hoher Struktur und zu tiefem DE als echte Resonanz verkennen.

**Bild 1: Ausführung der 8 mm Element-Montage**

## Finite (Element) Methoden und Frequenzgenauigkeit von NEC-Simulationen

Das erwartungsgemäße Verhalten dieser Rechenkerne ist: je feiner die Elementstruktur bzw. die Anzahl der Segmente, desto genauer ist der Simulationsausgang. Verallgemeinert ist diese Aussage zutreffend. Ich arbeite als Maschinenbauingenieur und kenne das aus Simulationen von mechanischen Aufgabenstellungen mit NASTRAN mit ANSYS Gleichungslöser oder COSMOS WORKS. Aber trotz allem bleibt es eine Simulation und die letzten 10% Annäherung zwischen Modell, Netz, Knoten, Elementen und der realen Welt hin zu bekommen ist ein hartes Stück Arbeit, das Erfahrung und manchmal auch Modifikationen am Modell benötigt. Die letztendliche Adaption an die reale Welt hängt bei allen FEM-Simulationen von Korrekturen ab, die auf Erfahrungswerten basieren. NEC basiert auf einer Momenten-Methode [MoM, Method of Moments], da hier jedoch ebenfalls von finiten Drahtstückchen, eben den Segmenten ausgegangen wird, sollte das Vorgesagte auch hier gelten.

Hier sind wir sowieso schon sehr dicht dran. Mit anderen Worten: Offensichtlich ist der NEC2-Kern so genau, wie wir es überhaupt von einer FEM-Methode erwarten können. In der Frage der Frequenzgenauigkeit von NEC-Simulationen im VHF-Bereich möchte ich hier Rainer Bertelsmeier, DJ9BV und Günter Hoch, DL6WU anführen:

„Das Programm wurde einer Reihe von Tests unterzogen ... der Frequenzversatz war kleiner 0.5%.“

Dubus 4/1991, Yagi Simulation: CAD-Software for Evaluation and Development, Part 2, Seite 11

Da Rainer und Günter auf einem professionellen Messplatz Vergleichstests zwischen Modell und der realen Welt gemacht haben, ist ihre Aussage eine willkommene Validierung der Genauigkeit der hier gemachten Messungen: Kleiner 0,5% ist mehr als man von einer FEM-Methode verlangen kann. In Zahlenwerten ist das  $144.000 \text{ MHz} \cdot 0,005 = 0,720 \text{ MHz}$ . Im Folgenden werde ich zeigen, dass der grundsätzliche Frequenzversatz 0,42 MHz beträgt, wenn 11 Segmente pro Draht verwendet werden und bis zu etwa maximal 0,75 MHz beträgt bei höherer Segmentierung.

Die Frage nach der besten Segmentierungsdichte für die Entwicklungsarbeit ist nur kontrovers zu beantworten. Entweder folgen wir dem Weg des minimalen Frequenz-Offsets, dies bedeutet niedrige Segmentierung – das EZNEC 5+ Manual schlägt die Nutzung des „Auto-Seg“-Modus vor; dieser ergibt weniger als 11 Segm./Draht bei 144 MHz – oder wir verfolgen den Weg der besten Genauigkeit des Strahlungsdiagramms, indem wir 30+ Segmente pro Draht einsetzen, was zu höherem Frequenz-Offset führt. Beide Wege werden hier behandelt und haben sich als geeignet erwiesen, gute Yagis hervor zu bringen, wenn sie richtig gehandhabt werden.

## **Die Theorie zur folgenden Methode - Anfitten der Simulation an die Messergebnisse**

Fitten ist ein englischer Begriff für das Anpassen einer Kurve. Mit dieser Technik wird ein aus einer mathematischen Funktion generierte Kurve oder Linie an Datenpunkte angepasst.

### **Basis-BC**

Im Folgenden wird hier mit Messungen auf einem Holzboom belegt, dass bei einer Segmentzahl von 11 pro Draht die tatsächliche Impedanz der Simulation am besten entspricht. Das Ergebnis des Holz-Boom-Tests soll keinesfalls suggerieren, dass 11 Segmente pro Draht ohne „Stepped Segmentation“ für das Designen von neuen Entwürfen die bessere Wahl wäre. Diese Segmentierung entspricht lediglich dem Basiswert zum Anfitten an die spezifische Bauart.

Es ist in der Regel üblich, mit einer wesentlich höheren Segmentierung zu arbeiten. Der Hauptgrund dafür besteht darin, dass das NEC-Modell bei 11 Segmenten bezüglich des „Average Gain“ schon recht gut konvergent ist, während die Impedanz erst ab ca. 21 Segmenten weitgehend konvergent ist. So entspricht der Frequenzversatz zwischen 11 Segmenten und dem Wert auf den die Resonanzfrequenz zu konvergiert ca. 400 kHz. Bei 29 Segmenten sind es noch ca. 70 kHz zum Grenzwert, der sich ab etwa 39 Segmenten einstellt. Angesichts der Tatsache, dass alleine die M3-Schraube mit ca. 200 kHz Frequenzversatz zu messen ist, sind 11 Segmente ein Wert, der meines Erachtens eine nachvollziehbare Größe darstellt.

### **Segmentierung-BC**

Zu dieser 11-Segment-Basis werden nun im Folgenden der ausgemessene BC und eine Korrektur für höhere Segmentierungsdichten addiert. Dieser Wert wird über eine weitere Simulation mit der vom Designer vorgesehenen Segmentierungsdichte dann praktisch aus dem Verlauf der Konvergenz der Impedanz des betrachteten Designs gewonnen (s. Entwicklung der allgemeinen Elementlängen – Korrekturfaktor Berechnung). Dies ergibt in seiner Auswirkung einen exponentiellen Fittingprozess mit Offset durch Basiswert und - BC.

Der Segmentierung-BC reflektiert auf die spezifischen Eigenschaften des Modells. Er ist das Bindeglied zwischen dem Basis-BC und jeder denkbaren Segmentdichte.

Schmalbandige Modelle besitzen oft einen positiven Segmentierung-BC. Sein Wert hängt von der Feinheit der Segmentierung und den Eigenarten des Modells ab. Für schmalbandige Designs ist die Methode verifiziert.

Designs mit großer Bandbreite können unter Umständen einen negativen Wert annehmen. Das bedeutet in konkreten Zahlenwerten einen Abzug vom Basis-BC. Das liegt daran, dass der Basis-BC mit einer schmalbandigen Yagi ermittelt wurde. Je breitbandiger die Antenne, desto größer wird die Schwierigkeit, den richtigen Punkt der R.L.-Kurve für das Anfitten zu finden. Breitbandigkeit wird für gewöhnlich erzeugt, indem eine Erregerzelle oder DE designed wird, deren Resonanz gegen die der Wellenleitstruktur verschoben ist. In Konsequenz erscheint es sinnvoll, hier zwei Segmentierung-BCs zu benutzen; einen für jedes der beiden superpositionierten Systeme. Die Übergangssektion, also D1 bis D3 könnten interpolierte Werte zwischen diesen beiden BC erfahren. Basis-BC und Segmentierung-BC fassen wir zusammen als Full-NEC-BC.

## **Die Test - Antenne**

Zuerst stelle ich einige R.L.-Diagramme von der gleichen Yagi vor. Alle sind mit 4nec2 erzeugt und mit EZNEC 5+ überprüft, allerdings besitzen sie verschiedene Segmentierungen. Der Testgegenstand ist eine 5-Element-Yagi in „Direct Feed“ 50-Ohm-Technik mit relativ hoher Rück- und Seitenzipfelunterdrückung.

## Variation der Anzahl der Segmente pro Draht

Was erhalten wir aus NEC-Simulationen mit einem festen Satz an Drähten bzw. Elementen und Distanzen, wenn wir die Anzahl der Segmente pro Draht variieren? Diagramm 1 zeigt, dass eine höhere Segmentierung pro Draht zu einer niedrigeren Resonanzfrequenz führt, und das nicht nur bei unserem Testgegenstand, der 5-Element-Yagi, sondern auch bei anderen Designs. Die Daten für das folgende Diagramm wurden mit Hilfe der GNU-Plot-Datentabelle aus 4nec2 extrahiert. Gleiche Ergebnisse werden beim Einsatz von EZNEC beobachtet.

*Diagr. 1: R.L. bei variierter Segmentanzahl pro Draht, 5-Element-Yagi*

## Test auf Holz-Boom

Um die am besten an die reale Welt angepasste Drahtsegmentierung zu bestimmen, werden die Yagi-Elemente mit 1:1-Längen aus der Simulation auf einem hölzernen Boom befestigt und mit einem miniVNA gemessen. Danach werden verlängerte Elemente montiert und gemessen, um ein Messdiagramm zu gewinnen, aus dem akkurate BC-Faktoren für die gesuchte Resonanzfrequenz gelesen werden können. Die Holzboom-Yagi wurde durch Einsetzen eines Holzbrettes zwischen den originalen Aluminium-Boom (welcher in dem Konzept belassen wurde, um das  $\frac{1}{4}$  Lambda Koaxial Symmetrierglied zu erden) und die Elementhalter hergestellt. Die Distanz zwischen der Unterseite der Elementhalter und dem Aluminium-Boom beträgt 76 mm.

*Bild 4: Messungen an der Holzboom-Version mit Haltern #23040.20 und M3 Schrauben*

*Diagr. 2: Messdiagramm der Holzboom-Yagi ohne BC*

Fres = 144,617 MHz; SWR = 1,03; Ret. Loss = -37,7 dB; Z = 49,83 Ohm;

Der simulierte Verlauf (Diagr. 3) unter Verwendung von 11 Segmenten für alle Elemente einschließlich DE und Setzen der EK-Card (Extended Thin Wire Kernel) in 4nec2 zeigt eine gute Übereinstimmung mit dem in EZNEC 5+ ermittelten Verlauf. Die Resonanz befindet sich bei ca. 144,220 MHz gegen 144,200 in EZNEC. Da eine höhere Segmentierung die Resonanz weiter nach unten verschiebt, bleiben wir bei 11 Segmenten pro Draht für alle Testmessungen.

Das Messdiagramm der Holzboom-Yagi ohne BC zeigt, dass diese Version etwa 420 kHz zu hoch liegt, aber die Charakteristik des Linienverlaufs sieht sehr ähnlich aus, wenn von der mehr oder weniger theoretischen -45 dB Rücklaufdämpfung einmal abgesehen wird.

*Diagr. 3: Diagramm von SWR und Rücklaufdämpfung mit 11 Segmenten in 4nec2*

## Aluminium-Boom-Tests

*Bild 5: Mit BC von  $2 \times 5 = 10$  mm auf  $20 \times 20$  mm Aluminium-Boom und Haltern #23040.20*

*Bild 6: Elemente mit null BC auf  $25 \times 25$  mm Aluminium-Boom und Haltern #23040.25*

Um das im Folgenden gezeigte Diagramm 5 zusammen zu stellen, habe ich zahllose Messungen mit 10 verschiedenen Elementsätzen auf 4 verschiedenen Booms unter Variation der Speisung des DE und DE-Länge vielmals wiederholt. Dies schloss absolut direkte Kabelzuführung, Speisedrosseln aus RG-174 U und Längenvariationen des Viertelwellenstücks aus RG 58 mit und ohne Ferritringen ein. Letztendlich wurde das sorgfältig mit dem Dipmeter ausgemessene Viertelwellenstück bei original DE-Länge benutzt. Da eine explizite Ausführung zu all dieser Arbeit kaum Nutzen für den Leser birgt, werde ich nur ein Beispiel des erzielten Erfolges auf einem  $25 \times 25$  mm Boom geben.

*Diagr. 4: Gemessenes Diagramm der  $25 \times 25$  mm Al-Boom-Yagi mit  $2 \times 3,8 = 7,6$  mm BC*

Fres = 144,225 MHz; SWR = 1,03; Ret. Loss = -37,96 dB; Z = 49,73 Ohm

## Entwicklung des Korrekturfaktors für die Elementlänge

Alle verwertbaren Messergebnisse sind im folgenden Diagramm zusammengefasst. Für jede Paarung von Boom / Elementhalter gibt eine Diagrammlinie die Variation von Längenkorrektur des Elementes über

der gemessenen  $f_{res}$  an. Null Längenkorrektur ist gleichbedeutend mit der Geometrie der NEC-Input Datei. Die Test-Yagi sollte bei 144,200 MHz resonant sein. Also suchen wir die korrespondierende Längenkorrektur für diese Frequenz. Das Experiment mit der Holz-Boom-Yagi gibt uns Auskunft über den Anteil des NEC-Offset bei 11 Segmenten pro Draht. Der Rest ist reiner Boom und bauartbedingte Korrektur. Weiter können wir aus der Steilheit der Kurvenverläufe einen mittleren Wert bilden, welcher uns hilft, den bei anderen Segmentierungen variierenden NEC-Offset zu handhaben.

#### Diagr. 5

Die mittlere Steilheit über alle Kurven: (-) 0,171 MHz / mm

|                    |                                                             |                   |
|--------------------|-------------------------------------------------------------|-------------------|
| Hellblaue Linie:   | Halter mit 3,7 mm Freiraum zum Element für 15 x 15 mm Boom. | 3. Linie von oben |
| Dunkelblaue Linie: | Halter mit 3,0 mm Freiraum zum Element für 20 x 20 mm Boom. | 2. Linie von oben |
| Hellrote Linie:    | Halter mit 1,7 mm Freiraum zum Element für 25 x 25 mm Boom. | Oberste Linie     |
| Braune Linie:      | Holzboom 20 x 48 mm mit Halter und M3 Schraube              | Unterste Linie    |

Beachtenswert: Die Kurve für 25 x 25 mm wurde mit den flachsten Haltern gemessen. Diese besitzen nur 46% bzw. 57% des Abstands zwischen Element und Boom gegen die kleineren Halter. In Konsequenz verläuft diese Linie ein gutes Stück höher, als es eine lineare Progression über die Dicke des Boom erwarten lassen würde.

### Überprüfung der Faktoren an der EF0210LF

Das Originaldesign von Ljubisa Popa ist recht bekannt und die Daten sowohl in Dubus 4/2006 als auch auf dessen Website ([www.YU7EF.com](http://www.YU7EF.com)) veröffentlicht. Es muss mit 30 oder mehr Segmenten pro Draht gemacht sein, denn die Simulation trifft das veröffentlichte SWR-Diagramm erst bei über 30 Segmenten pro Draht. Die vorgegebene  $f_{res}$  ist 144,500 MHz.

#### Diagr. 6: R.L. der EF0210LT mit 11, 17 und 31 Segmenten pro Draht

Das Ergebnis für 11 Segmente pro Draht ist oben dargestellt. Mit dieser niedrigen Segmentierung steigt die Resonanzfrequenz von 144,5 auf 144,82 MHz. Das ist ein Extra von 0,32 MHz gegen die geplante Resonanzfrequenz und 0,62 MHz gegen eine Resonanz bei 144,20 MHz.

### Entwicklung der allgemeinen Elementlängen – Korrekturfaktor Berechnung

Die Yagi ist auf einem 20 x 20 mm Boom mit 8-mm-Elementen aufgebaut. Wir haben einen Basis-BC von dem auf 11 Segmenten pro Draht basierten 5-Element-Design. Es stellt die Summe von NEC-Korrekturfaktor [NBC] und echtem Boom-Korrektur-Faktor [BC] dar. Zusätzlich haben wir eine Verschiebung in der simulierten Resonanzfrequenz zwischen 11 Segmenten und 31 Segmenten pro Draht als Segmentierung-BC [SBC]. Hier benötigen wir einen extra Segmentierungs-Korrektur-Faktor [SBC]. Diesen können wir aus der Frequenzdifferenz zwischen der Segmentierung von 11 pro Draht und der Segmentierung, welche das Diagramm des Originaldesigns trifft, berechnen. Die Frequenzdifferenz muss dazu durch den Gradient, gewonnen aus der Variation der Elementlängen über Frequenz aus Diagr. 5, geteilt werden. Der komplette NEC-BC (Full NEC BC [FNBC]) schließt beide ein:

$$FNBC = (NBC + BC) + SBC.$$

$(NBC + BC) = 3,9$  mm; diese können aus Diagr. 5 ausgelesen werden

$$SBC = 0,32 \text{ MHz} / 0,171 \text{ MHz/mm} = 1,88 \text{ mm}$$

So finden wir einen „Full NEC BC“ von  $FNBC = 3,9 \text{ mm} + 1,88 \text{ mm} = 5,78 \text{ mm}$ .

Gewählte Korrektur der Elementlänge: +6,0 mm.

### Messung der Yagi ohne BC

*Bild 7: EF0210LT mit gestrecktem DE während der Messungen*

*Diagr. 7: Gemessenes SWR und R.L. der EF0210LT ohne BC*

Beachte: Die rechte Seite nach dem besten Wert des R.L. zu höherer Frequenz hin ist tiefer als auf der Seite zu tieferen Frequenzen hin. Das darf als Hinweis darauf interpretiert werden, dass die den Strahl formende Struktur insgesamt in ihrer Resonanz höher liegt, als es auf den ersten Blick den Anschein hat, wenn man nur die  $f_{res} = 144,912$  MHz betrachtet.

**Diagr. 8: Gemessenes SWR und R.L. der EF0210LT mit BC 3 + 3 = 6.0 mm. Hier ist im Vergleich zu Diagr. 7 nun mit BC wieder der erwartungsgemäße steilere Aufschwung nach dem Resonanz-Dip sichtbar. Das entspricht dem typischen Verhalten einer optimierten Yagi.**

Fres = 144,505 MHz; SWR = 1,03; Ret. Loss = -36,14 dB; Z = 50,16 Ohm

**Diagr. 9: SWR und R.L. der EF0210LT nach Vorgabe (mit 31 Segmenten pro Draht)**

## **Anhang**

### **Welche Arten von DE und Symmetrierglied sind für exakte Messungen brauchbar?**

Da wir den Punkt der besten Rückdämpfung finden wollen, benötigen wir ein Bauteil hoher Güte, um den „Balanciert zu Unbalanciert“-Job zu verrichten. Der gerade, gestreckte DE macht es uns leicht, Längenänderungen vorzunehmen und ist dichter am NEC-Modell als der Faltdipol. Ausführungen einer Speisedrossel mit 5...7 Windungen RG-174 U an geraden gestreckten DE lieferte nur maximal R.L. = -30 dB. Der echte Viertelwellensperstopf würde im Weg sein und Einfluss auf die Yagi-Struktur haben. So habe ich beschlossen, eine vereinfachte Viertelwellensperre, wie sie DK7ZB für seine 28-Ohm-Yagis vorführt, zu benutzen. Für die Verwendung einer solchen an einer 50-Ohm-Yagi und 50-Ohm-Speiseleitung bedarf es keiner Impedanztransformation. So brauchen wir hier anstatt zweier paralleler Stücke 75-Ohm-Koaxkabel nur ein Stück von 50 Ohm. Zusätzlich habe ich das Kabel mit einigen Ferritringen versehen, um es davon abzuhalten, eine aktive Rolle in DE- oder Yagi-Struktur zu übernehmen. Messungen zeigen einen R.L.-Verlauf bis besser -38 dB ohne nachträgliche Justierarbeiten. Da nun die Resonanzspitze klarer zu erkennen ist, kann die Resonanz ein gutes Stück genauer bestimmt werden. An dem oben skizzierten Ansatz findet sich nichts Neues oder Exotisches; eine mit Ferriten versehene Viertelwellenleitung findet sich in vielen Push-Pull-FET-Verstärkern, wo sie die Aufgabe der Symmetrierung des koaxialen Eingangs auf die zwei gleichen FET-Eingänge und anders herum die symmetrischen Ausgänge der beiden FETs auf koaxial übernimmt.

### **Konzept der vereinfachten Viertelwellensperre**

Das geerdete Viertelwellenstück aus Koaxkabel fungiert als eine abgestimmte Speiseleitung wie sie für den Gebrauch auf Kurzwelle bekannt ist.

#### **Bild 8**

(i) Auf der Viertelwellenleitung findet die übliche Impedanztransformation statt:  $z = \sqrt{Z_{in} \times Z_{out}}$

(ii) Am Punkt (a) sind die Ströme gleich Null. In unserer koaxialen Version sollten wir das hinten liegende Teil des Mantels des Koaxkabel hier erden und nur wenig Strom auf der Außenseite des Koaxkabel von hier an bis herunter zum TX finden.

Die Leitung zwischen (a) und (b) stellt eine Einheit mit der Antenne dar. Sie ist eine nicht strahlende, aber Reaktanz kompensierende Erweiterung der Antenne.

### **DG7YBN – Viertelwellensperre**

„[Viertelwellen-]Speiseleitung und Antenne müssen als Ganzes resonant sein. [...] Deshalb kann man z.B. bei einem zu kurz oder zu lang bemessenen Strahler die daraus resultierenden Blindanteile durch Verlängern oder Verkürzen der [Viertelwellen-] Speiseleitung[...]“

Zitat aus: Karl Rothammel, Antennenbuch, 5.3.2 Die abgestimmte Speiseleitung

Sicherlich wollen wir keinen verstimmten DE als Resultat einer verlängerten oder verkürzten Viertelwellenleitung, also stimmen Sie die Leitung sorgfältig mit einem Grid-Dipmeter ab. Machen Sie den Kontakt zum Boom breitflächig und bitte keine Umwegschleifen an der DE-Seite.

#### **Bild 9: Viertelwellensperre**

Die Auswahl der Ferritringe ist nicht kritisch, denn sie bewerkstelligen hier nicht den eigentlichen Teil der Symmetrierung. Sie beugen nur einer Störung des Feldes des DE durch den Mantel des Koaxkabel vor. Für permanente Aufbauten nehme ich eine N-Kabelflanschbuchse. Dann ist das Kabelende gleich witterungsbeständig eingepackt. Allerdings muss dann die Länge von Beginn der Kabeleinführung bis Flansch mit berücksichtigt werden.

#### **Bild 10: Foto der Viertelwellensperre aus RG58 im Messaufbau**

# Applied Conversion of Segmented Wires from NEC2 to 144 MHz Yagi Elements - for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators - Part 1

by Hartmut Klüver, DG7YBN

With more and more optimised Yagi designs we compare noise temperatures, G/T ratio and gain to the utmost today. But are our Yagis exactly on frequency?

The NEC2 engine has shown outstanding reliability in predicting gain and pattern. Amongst others the work by DL6WU and DJ9BV and the Nordic VHF Meeting measurements have shown that. So the majority of designers of VHF Yagis release pure simulation results. With DL6WU Boom Correction factors [BC] applied on through boom mounted elements everyone can build these with good results right away. Is that also true for mounting them with insulators above the boom and with no BC applied?

The best known paper according element length correction with measured values is by Günter Hoch, DL6WU and the derived formulas by Ian White, G3SEK. It is restricted to elements mounted through the middle of the boom. Various amateurs may have concluded from this that a correction would not be needed for insulated on boom mounted elements. DL6WU never affirmed that no correction factor would be needed for elements located above the boom.

Real Yagi plots of the Return Loss [RL] show a slight frequency deviation. In practice on the 2 m band these are of minor magnitude. What attracted attention was the more obvious deviations on 70 cm. On designs with a high Q factor the deviation easier to measure: "Up to now the highly optimised Yagis by YU7EF had to be self made. Now they are commercially available. During the prototyping phase at the manufacturer it became evident, that for using insulated mounting of the elements on the boom the NEC evolved geometry was not suitable without a correction" (Volkmar, DF2SS).

To follow these deviations an SWR meter is not generally sufficient. It begins to get interesting below an RL of -30 dB. The miniVNA analyser employed here, with IG miniVNA Software (F4CLB), is an adequate instrument to do that. In addition, the NEC simulation shows a shift in RL peak by some 100 kHz depending on the number of segments per wire chosen. So what is the actual resonance frequency of our design?

This paper shows a method of element length correction for insulated mounting on the boom that allows building Yagis from NEC design geometry with better results.

## Yagi Building Style and Insulators used

All measurements, simulations and figures given are based on a building scheme that employs 8 mm elements, a straight split DE made from 10 mm aluminium tube with 10 mm insulator gap and a grounded quarter-wave coaxial balun. This arrangement gives the necessary depth of RL dip to allow measurement of the resonance frequency to a few 100 kHz. Element fixing is done with a stainless M3 screw through element and boom (see picture 1). The plastic insulators by WiMo and Konni-Antennen seem to be identical.

Three types of plastic element insulators are used. The material is polyamide with an unspecified amount of carbon black incorporated to make them UV resistant. So it should be understood that they have a dielectric constant that potentially affects velocity factor over the length that supports the element. Hence an insulator correction [IC] value followed by a compensation factor for the screw [SC] must be included in the method shown here. Since all measurements including the baseline tests on a wooden boom Yagi were made using these insulators and M3 screw the potential velocity factor correction i.e. the IC and SC are included in the concept but not isolated from the given BC values. That does explain why the figures given later on are larger than what we find in common charts for BC according DL6WU's measurements for through boom. As to the identification of IC and BC as true and independent influences in the presence of a metal boom, I would like to thank Justin, G0KSC for a fruitful discussion, suggestions in this

direction, and the idea of IC theory. However I will stick to the definition of what most readers will understand as BC, which includes all the effects including that of the fixing screw.

|                           |            |            |            |
|---------------------------|------------|------------|------------|
| Boom                      | 15 x 15 mm | 20 x 20 mm | 25 x 25 mm |
| Insulator No. (WiMo)      | 23040.15   | 23040.20   | 23040.25   |
| Space Boom to Element     | 3.7 mm     | 3.0 mm     | 1.7 mm     |
| Length Supporting Element | 57 mm      | 59 mm      | 70 mm      |

**Table 1: Main geometry data of insulators used**

For a 25 mm boom an insulator with just a 1.7 mm boom to element separation is used. By using this, the dependence of element length correction versus the separation and adjoining length between boom and element against the thicker insulators for smaller boom dimensions is shown.

Note: The following method is of generic validity; however the results are absolutely specific, depending on the insulators specified above, a square boom and the semi insulated mount employing the M3 screw. The BC factors are of course band specific, too. In particular the height above boom is of major influence. As a rule of thumb it can be expected that the BC will be significantly less when the clearance is doubled. But I neither measured other insulators nor different element diameters. If you want to employ other insulators or elements, you will need to do the measurements yourself to develop corrections following the method shown here.

All measurements have been made with BC applied to the DE. The D1 was never shifted in position to achieve the shown reflection coefficients. Thus the NEC geometries were adopted without any lengthening factors except the aforementioned BC. Who starts making measurements with a too long DE and without BC will eventually mistakenly find a result that is blend of a too high structure resonant frequency and a too low DE resonance instead of the true resonance.



### **Finite (Element) Methods and Frequency Accuracy of NEC Simulations**

The predicted behaviour of these calculation engines is: the finer the element structure i.e. larger number segments per wire, the more accurate is the outcome of the simulation. In general that is true. I work as a mechanical engineer by profession and see this in simulations of mechanical designs employing NASTRAN with ANSYS solver or COSMOS WORKS. But after all it is just a simulation and getting the last 10% of agreement between models, mesh, knots, elements and the real world is a tough thing that needs expertise and sometimes modifications to the model, too. The final adaptation to the real world depends on corrections based on expertise, as with all FEM simulations.

#### **Pc. 1: Semi insulated 8 mm element mounting style (shown on 20 x 20 boom)**

NEC is based on Method of Moments [MoM], but because finite wire pieces are used here as well i.e. the segments, the above will be valid here too. Here we are pretty close anyway. In other words the NEC2 engine is as accurate as one can expect for an FEM method. On the issue of frequency accuracy of NEC simulations on VHF bands I may cite Rainer Bertelsmeier, DJ9BV and Günter Hoch, DL6WU:

"The program was put through as series of tests ... frequency offset was less than 0.5%."

Dubus 4/1991, Yagi Simulation: CAD-Software for Evaluation and Development, Part 2, p. 11

As Rainer and Günter did cross checks between model and real world on a professional measurement site, their statement is a welcome validation of the accuracy of the present measurements: Less than 0.5% is all you can expect when using a Finite Element Method. In figures that is  $144.000 \text{ MHz} \cdot 0.005 = 0.720 \text{ MHz}$ . In the following I will show, that basic frequency shift is 0.42 MHz when employing 11 segments per wire and up to about 0.75 MHz maximum with higher segmentations.

The quest for best segmentation density for design work can only be answered in a controversial way. Either we follow the route of minimal frequency offset to the real world, which is low segmentation - the EZNEC 5+ manual suggests to use 'Auto Seg' mode which delivers less than 11 seg/wire on 144 MHz - or we go for best pattern accuracy by employing up to 30+ segments per wire, which leads to a larger frequency offset. Both ways are shown here and have proven to be suitable to produce fine Yagis when handled correctly.

## The Theory of the following Method – Fitting the Simulation onto the Measurement Results

Fitting is the adaptation of a curve. With this technique a curve generated by a mathematical function is matched to a line of data points.

### Basic-BC

In the following it is shown that on a wooden boom with 11 segments per wire the real and measured impedance suits the simulation best. The results gained from the wooden boom test in no way suggest that 11 segments per wire without a stepped segmentation would be the best choice for doing new designs. This segmentation merely represents the base value for the fitting process for the specified building style.

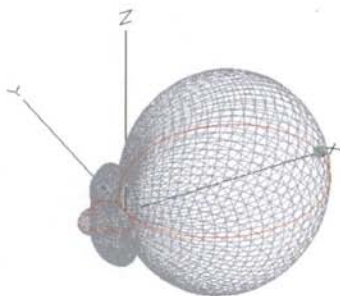
It is common practice to use a significantly higher segmentation. The main reason for proceeding in this way is that the NEC model converges for average gain relatively well using 11 segments, whereas the impedance mostly converges using no less than approximately 21 segments. The frequency difference between 11 segments and the value the resonance frequency converges towards is approximately 400 kHz. With 29 segments it is only approximately 70 kHz to the limit value reached with approximately 39 segments. Facing the fact that the M3 screw alone results in about 200 kHz of frequency shift the 11 segment approach is a reasonable one.

### Segmentation-BC

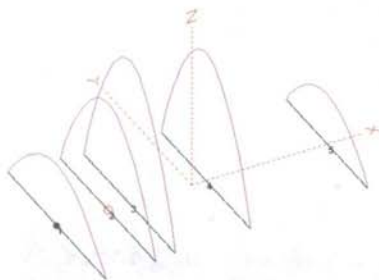
This basic 11 segment data will be refined by adding measured BC and a correction for higher segmentation densities. This value is obtained by running a simulation using the original segmentation density as designed. Practically this value is linked to the convergence of the impedance of the design under consideration (See development of the general element lengths - correction factor calculation). This consequently results in an exponential fitting process with offset by basic value and - BC. The Segmentation-BC reflects on the specific properties of the model. It is the link between the Basic-BC and any possible segmentation density.

Narrow bandwidth models often feature a positive Segmentation-BC. Its magnitude depends on the refinement of the segmentation and the properties of the model. For narrow band designs this method has been verified.

Designs with large bandwidth may reach negative magnitudes. In concrete values that means a subtraction from the Basic-BC. That is because the Basic-BC has been derived using a narrow band Yagi. The more broadband an antenna, the more difficult it will be to find the right point on the RL plot for the fitting procedure. Broadband behaviour usually is generated by designing a driver cell or DE with a resonance shifted from the wave guiding structures resonance. Consequently it sounds reasonable to use two Segmentation BCs here; one for each of the two superimposed systems. The transition section i.e. D1 up to D3 may use interpolated values between the two. Base-BC and Segmentation-BC are added to the Full NEC BC.



Pc. 2: EZNEC 5+ 3D plot



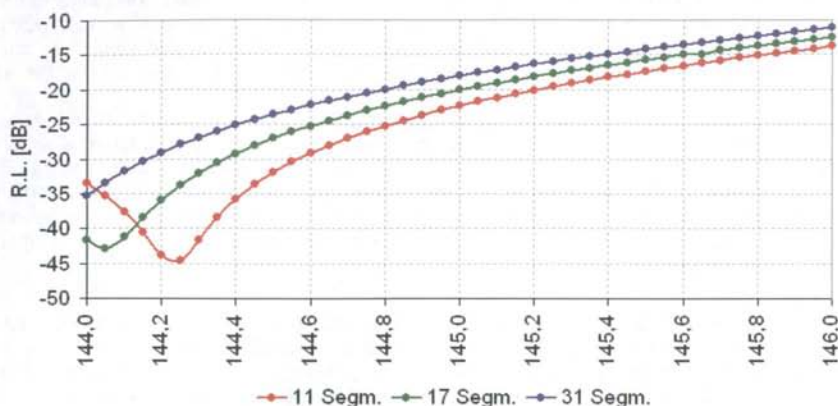
Pc. 3: EZNEC 5+ antenna currents

### Device under Test

First I introduce a variety of simulated RL plots of the same Yagi. All are generated with 4nec2 and cross checked with EZNEC 5+ but using different segmentations. The Device under Test [DUT] is a 5 element Yagi using a direct feed 50 Ohm technique with relatively high back- and side lobe suppression.

## Varying the number of segments per wire

What do we get from NEC simulations with a fixed set of wires i.e. elements and distances when varying the number of segments per wire? Chart 1 does show that higher segmentation per wire leads to a lower resonance frequency, not only with our DUT - 5 elem. Yagi but with other designs, too. The data for the following chart have been extracted from 4nec2 by the use of GNUplot's data table. Similar results are found when using EZNEC.



**Chart 1: RL plots of various segmentations, 5 elem. Yagi**  
top 31, middle 17 and bottom 11 segments.

## Wooden Boom Test

To determine the best fitting i.e. corresponding to the real world wire segmentation, Yagi elements with lengths exactly as the simulation are mounted on a wooden boom and measurement made using the miniVNA. Then lengthened elements are fitted and measured to generate a graph from which accurate BC factors for the wanted resonance frequency may be read.

The wooden boom Yagi is made by adding a wooden bar between the original aluminium boom (which is kept for grounding the  $\frac{1}{4}$  lambda coaxial balun) and the element clamps. The distance between the element clamps underside and the aluminium boom is 76 mm.



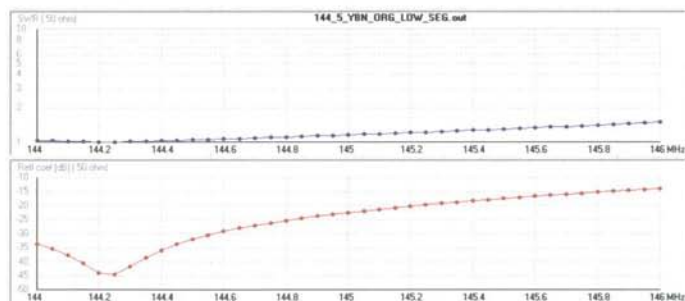
**Pc. 4: Measuring the wooden boom version with**  
insulators #23040.20 and M3 screws



**Chart 2: Measured plot of the wooden boom Yagi with zero BC**

The simulated plot (chart 3) employing 11 segments for all elements including DE and setting the EK card (Extended Thin Wire Kernel) in 4nec2 shows good conformity with the EZNEC 5+ plot. Resonance is at approx 144.220 MHz as opposed to 144.200 MHz in EZNEC. As higher segmentations drive the resonance even lower, we stick to 11 segments per wire for all test measurements.

The measured plot of the wooden boom version with zero BC shows that this version is approx. 420 kHz too high, whereas the line characteristics look familiar allowing for the more or less theoretical -45 dB return loss.



**Chart 3: Plot of SWR and return loss with 11 segments in 4nec2**

## Aluminium Boom Tests



**Pc. 5: With BC of 2 x 5 = 10 mm on 20 x 20 mm aluminium boom and insulators #23040.20**

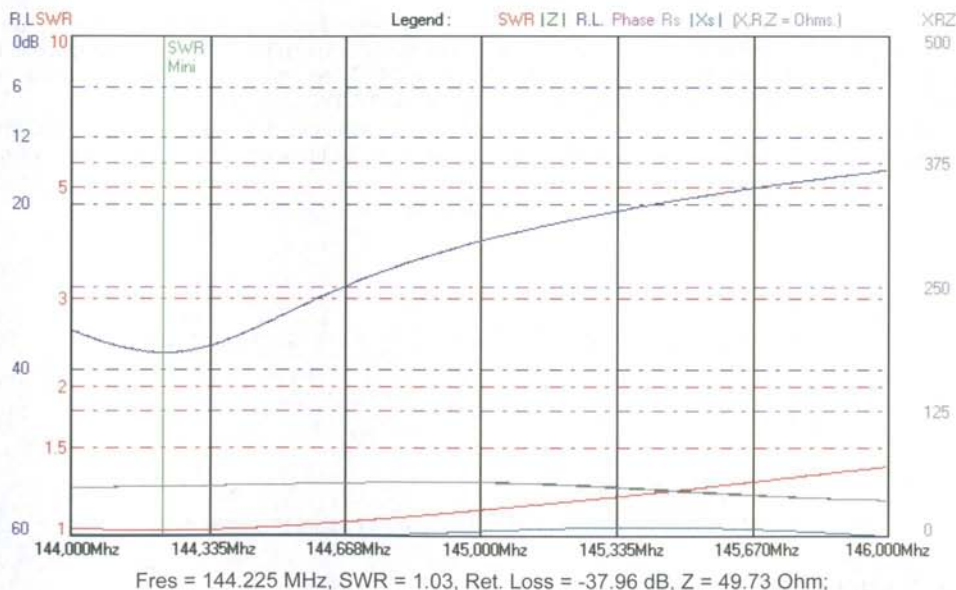
**Pc. 6: Elements with zero BC on 25 x 25 mm aluminium boom and insulators #23040.25**

In order to get the following chart 5 I made numerous measurements with 10 different element sets on four different booms varying the DE feed and DE lengths many times. This included direct feed, coiled chokes from RG 174/U and length variations using quarter wave pieces of RG 58 with and without ferrite beads on. In the end, the carefully dip meter tested quarter wave piece and original DE length was used. As a detailed description of all that work is of little use to the reader I will just show an example result on a 25 x 25 mm boom.

## Developing the Element Length Correction Factors

All valid measurement results are summed up in the following chart. For each type of boom / insulator a plotted line gives the variation of element length correction against the measured  $f_{res}$ . Zero length correction is equal to the geometry in the NEC input file.

The DUT Yagi should have resonance at 144.200 MHz. So we seek the corresponding length correction for this frequency. The wooden boom experiment tells us about the fraction of NEC offset when using a segmentation of 11 per wire. The rest is true boom- and style-of-building correction. Further we can calculate an overall slope of all plot lines that will help us to handle the varying NEC offset when using other segmentations.



**Chart 4: Measured plot of the 25 x 25 mm Al boom Yagi with 2 x 3.8 = 7.6 mm BC**

### Chart 5 (see next page) explanation:

Average Gradient over all lines: (-) 0.171 MHz / mm

Light blue line: Insulators giving 3.7 mm spacing to Element for 15 x 15 mm Boom. (3<sup>rd</sup> line from top)

Dark blue line: Insulators giving 3.0 mm spacing to Element for 20 x 20 mm Boom. (2<sup>nd</sup> line from top)

Light red line: Insulators giving 1.7 mm spacing to Element for 25 x 25 mm Boom. (top line)

Brown line: Wooden Boom 20 x 48 mm with insulators and M3 screw (bottom line)

Note: The 25 x 25 mm boom used the thinnest insulators giving only 46% of the element spacing and 57% boom spacing than the Konni insulators and the element support is 13mm longer. Consequently the line is a good bit higher than one would expect from a linear progression on boom thickness only.

### 144 MHz Element Length Correction on NEC with 11 Segm. per wire

8 x 1 mm Elements, Insulator Clamps & M3 Screw

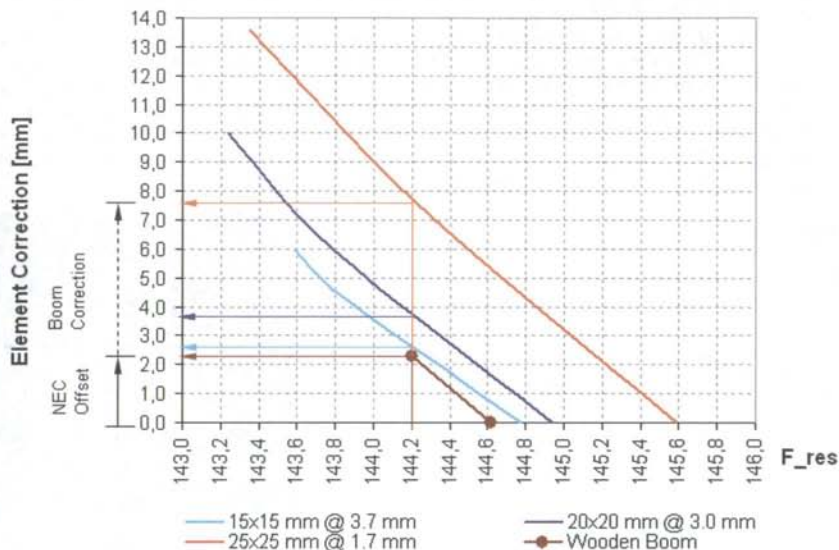


Chart 5

### Proving the factors on the EF0210LF

The original design by Ljubisa Popa is well known and data are published in Dubus 4/2006 as well as on his website ([www.YU7EF.com](http://www.YU7EF.com)). It must have been made with about 30 or more segments per wire as the simulation meets the published SWR chart at no less than 30+ segments per wire. In order to keep segmentation data figures simple here, I did not apply a stepped segmentation. The designated  $f_{res}$  is 144.500 MHz.

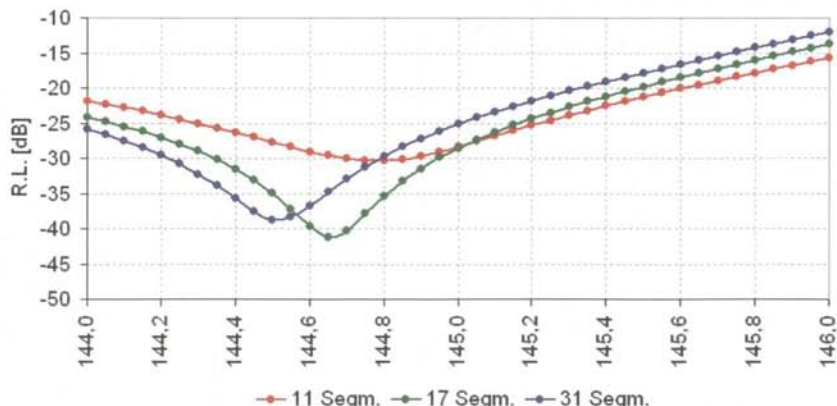


Chart 6: RL of EF0210LT with 11, 17 and 31 segments per wire  
Top right 31, middle 17 and bottom right 11 segments.

The result with 11 segments per wire can be seen above. The resonance frequency goes up from 144.5 to 144.82 MHz with that low segmentation. That is an extra 0.32 MHz above the original resonance frequency and 0.62 MHz above a resonance at 144.20 MHz.

## Engineering the generic Element Length Correction Factor Calculation Applied Example for Base-BC plus Segmentation-BC

The Yagi is built on 20 x 20 mm boom with 8 mm elements.

We have a baseline BC from the 11 segments per wire based 5 element design. It is a sum of NEC Correction Factor [NBC] and true Boom Correction Factor [BC]. Additionally we have a shift in simulated resonance frequency between the 11 and 31 segments per wire simulations as the Segmentation-BC. Here we need an extra Segmentation Boom Correction Factor [SBC]. We can calculate it from the frequency difference between a segmentation of 11 per wire against the segmentation that meets the original design curve. The frequency difference is to be divided by the element length correction over frequency gradient derived from chart 5. The Full NEC BC [FNBC] includes both:

$$\text{FNBC} = (\text{NBC} + \text{BC}) + \text{SBC}.$$

$(\text{NBC} + \text{BC}) = 3.9 \text{ mm}$ ; this can be read from chart 5

$\text{SBC} = 0.32 \text{ MHz} / 0.171 \text{ MHz/mm} = 1.88 \text{ mm}$

So we find a Full NEC BC of

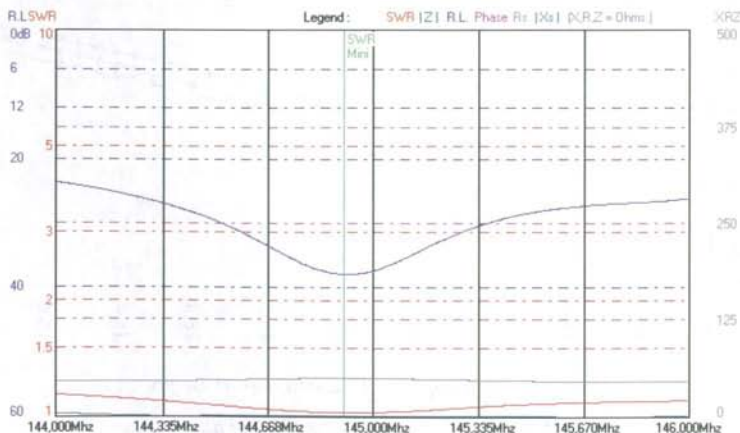
$\text{FNBC} = 3.9 \text{ mm} + 1.88 \text{ mm} = 5.78 \text{ mm}$

Chosen Element Length Correction: +6.0 mm

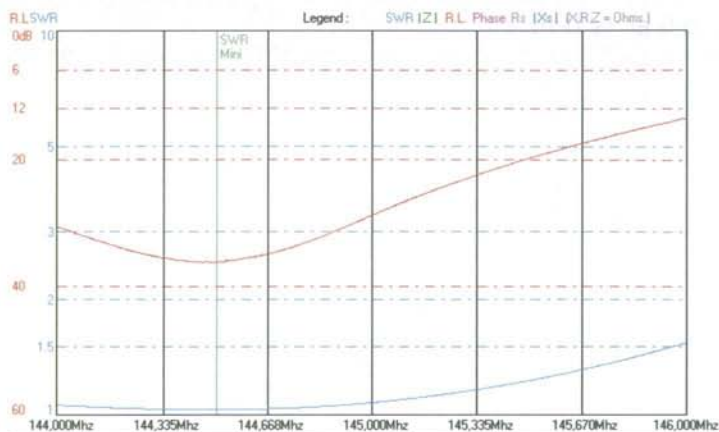


Pc. 7: EF0210LT with straight split DE during measurements

## Measuring the Yagi without BC

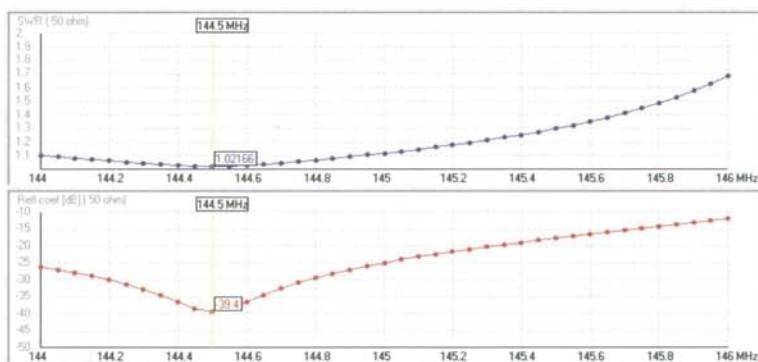


Note: the right side from RL peak up in frequency is deeper, than on the lower frequency side. That may indicate a generally higher resonance of the beam forming structure than it might seem at first glance i.e. if considering the  $f_{\text{res}} = 144.912 \text{ MHz}$  only.



Fres = 144.505 MHz, SWR = 1.03, Ret. Loss = -36.14 dB, Z = 50.16 Ohm;

**Chart 8: Measured SWR and RL of EF0210LT with BC = 6.0 mm. Compared with chart 7 with BC applied the expected increase above the resonance dip should be noted. That equates with the typical behaviour of an optimised Yagi.**



**Chart 9: SWR and RL of EF0210LT as designed (with 31 segments per wire)**

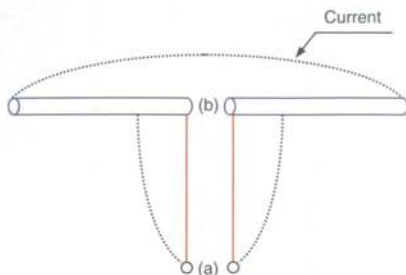
## Appendix

### What DE and balun to use for precise measurements?

As we want to find the point of best return loss we need a high Q device to do the 'Balanced to Unbalanced' job. The straight split DE will make it easier to changing the length of the DE and is closer to the NEC model than the folded DE. Using a choke balun employing 5...7 turns of RG 174/U on the straight split DE did not do better than a RL of -30 dB. The true quarter wave sleeve will be in the way and influence the Yagis structure. So I decided to use a simplified quarter wave sleeve as used by DK7ZB in his 28 Ohm Yagis. Using that device for a 50 Ohm Yagi to 50 Ohm feed line does not need the impedance transformation. So instead of using two 75 Ohm coax cables in parallel we need just one piece of 50 Ohm coax. In addition I provide that coax with some ferrite beads to prevent it from being an active part of the DE or Yagi structure. Measurements show an RL better than -38 dB without fine tuning. As the peak is now sharper the determination of the resonance is a good deal better. There is nothing new or exotic about the approach above; a quarter wave coax line fitted with some ferrites can be found in many push pull FET amplifiers where it converts the coaxial input to the twin balanced FET input circuits and vice versa shifts from the balanced outputs of both FETs to coaxial again.

## Quarter Wave Sleeve Concept

The grounded quarter wave piece of coax will act as a tuned feed line as used on short wave antennas.



Pc. 8

(i) On a quarter wave line the usual impedance transformation is in action:  $z = \sqrt{Z_{in} \times Z_{out}}$

(ii) Currents at point (a) are zero. In our coaxial version we may connect the outer part of the coax cable braid to ground here and find little currents on the coax cable outside from here on down to the TX.

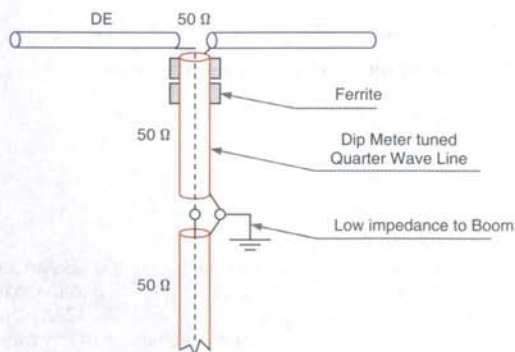
The line between (a) and (b) forms part of the antenna. It is a non radiating, but reactance compensating extension of the antenna:

## DG7YBN - Quarter Wave Sleeve Concept

"[Quarter Wave -] Feed line and Antenna must be in resonance as a whole. [...] Therefore one for instance can eliminate the resulting reactance of a too long or short measured radiator by extending or shortening the [Quarter Wave -] feeding line [...]."

Karl Rothammel, Antennennbuch, 5.3.2 Tuned transmission line

For sure we do not want a detuned DE as a result of having a line longer or shorter than a quarter wave line length – so please trim the line carefully with a grid dip meter. Make a good and broad connection to the boom and no 'pigtails' at the DE side please.



Pc. 9



Pc. 10: Photo of quarter wave sleeve of RG58 as used in measurements

The choice of the ferrite beads is not critical, since they don't do the actual balancing job here. They only prevent the coax cable braid from disturbing the DE field. For permanent builds I use an N cable flange socket. So the cable end is covered and weatherproof. Admittedly its length from beginning of the coax to the flange must be considered.

# Sporadic-E Summary 2009 – 144 MHz

by DL8HCZ/CT1HZE

## a.) EUROPE

Note: With "spot" the approximate main reflection area(s) is meant. With (best) MUF the highest Maximum Usable Frequency of the opening is meant. MUF was calculated from real 2m Es spots only. Many wrong spots (announcements, 2m instead of 6m QRG spotted) were removed from the maps. All times in UTC.

Green maps: TNX to LiveMUF by G7RAU, blue maps: TNX to MMonVHF!



### 17. May – 1510 IK7UXY JN90 to F5MLY

JN05: 1<sup>st</sup> 2m Es QSO in 2009

1718-1821z F/G/PA/ON/W-DL to

YO/LZ/YU, N-DL to SV2, OZ to I7

Spot: JN77, Best MUF 173 MHz over JN65 and 231 MHz over JN46 (F to I)

ODX 2335km from GW to LZ

On 1144z RX1AS, KO59FX, wkd PA4PS, JO33GH with 59+, the opening was reported to be several mins. If this was really Es or a very big MS burn is the question.

Probably the real first 2m Es QSO of the 2009 season was IK7UXY JN90 to F5MLY JN05 at 1510z.



### 25. May – 1607-1625z

F/HB9/S-DL/G to LZ,

2007z N-DL to EA

Spot: JN75, Best MUF 162 over JN95,

ODX 2318km G to LZ (hrd)

Probably some of the other paths on this map (DL to HA and DL to I) were caused by MS.

28. May (no map) – 1402-1423 CT1HZE to CU2VHF and CU8DUB/B



### 1. June 1536-1555z

F/G to YO/YU/LZ, F to SP6,

PA/ON/W-DL to 9A/I7, N-DL to I8

Spot: JN57/66, Best MUF 170 MHz over JN57, ODX 2318km from G to LZ

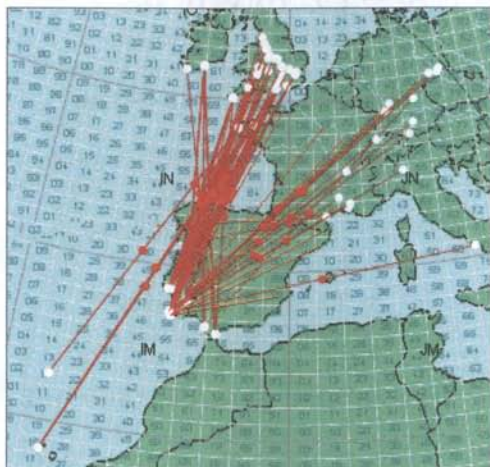
2. June (no map) 1054-1105z CT1HZE to I5 (JN52+54), EA7 (IM66) to I1 (JN34)

Spot: JN01, Best MUF 158 MHz over JN01, ODX 1760km

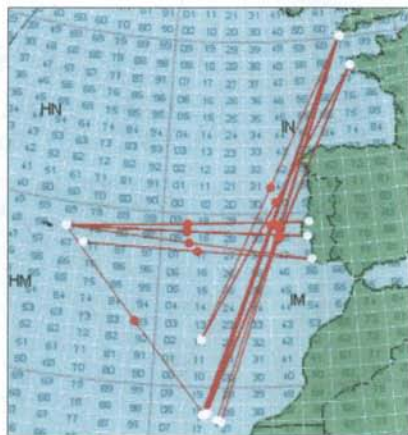
3. June (no map) 0911z G4FUF (JO01) to CS3BTM (IM12) 2520km (probably Sea Tropo involved)



**4. June 1206-1208z**  
**CT1HZE (IM57) to I1DMP (JN34) MUF 153 MHz**  
 1512-1626 short openings: TA2ZAF (KM69) to DL/SP, TA7KA (KN90) to DL, UA6 to HA/9A/IV3 - Spots: IN91, KN05, KN36, ODX 2419km PA to TA2 (RX only)



**6. June 1118-1430 CT to F/DL/G/GW/EA3/EA5/HB9, EA7 to G/EI, ZB3 to EI, EA8 to G/F, F to CT3, (1430-1447 FAI from CT to DL/OE/S5) (CT7/DL8LAQ and CT1HZE both IM57NH made about 80 QSOs in this opening)**  
 Spots IN64/74, IN92/93, MUF 191 MHz over IM89 and 256 MHz over IM77  
 ODX 2800km G to EA8 and 2361km DL to CT



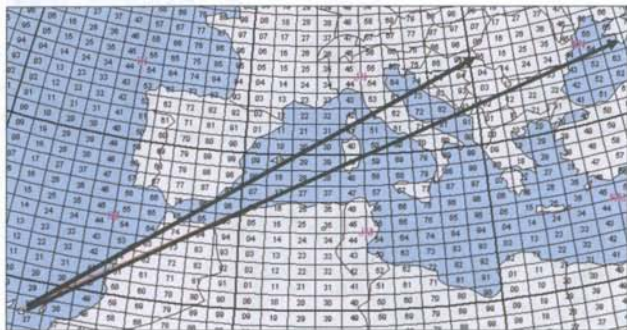
**7. June 1008-1217z CT/EA7 to F/DL/I1/I2/I8/9A/G/EA6/EA2/EA3/EA1, CN to F/G, EA9 to G, ZB3B to G/F/EA1, EA8 to F (all on left map)**  
 Spot: wide areas over central end northern EA  
 ODX 2972km EA8 to I2, **MUF 250 MHz (!)** EA1 to EA7 over IN60

CT1HZE wkd from 1041-1154 for his 1<sup>st</sup> time via Es to EA1 and EA2, QRB down to 751km. Best MUF for him was 241 MHz over IM79. MUF was >200 MHz for > 1 hour. CT1HZE has not observed a comparable event in the last 30 years in Europe with MUF so long above 200 MHz. 175 QSOs were wkd within 118 minutes.

At 1043 EA1CCM (IN52PG) wkd EA7DUD (IM76SR) over only 714km. MUF 250 MHz.

Then the wave went west:

**1221-1354 EA8 to G, CT to CU, CT3 to F/G, CU to EA8 (right map above on the previous page)**



**8. June 1130z EA8AVI (IL28) and UT5JCW (KN64) hrd each other but did not make a complete QSO, QRB 4680km ! At 1746z YT3I (KN05) wkd EB8BRZ (IL27) over 3717km. YT3I had strong FM BC from EA at the same time.**



**9. June 1137-1453z with breaks CT to EI, CN to G/F, EA8 to F/G, CT3 to F/G, CU8DUB to F6DRO (2750km = ODX) (left map)**

Spots: IN61, IN54. MUF 167 MHz EA7 to F

Right map:

1218-1224 4X to UA4 (LN29), MUF 146 MHz over KN91

1230-1241z 4X to UR (KN78) MUF 150 MHz over KN70

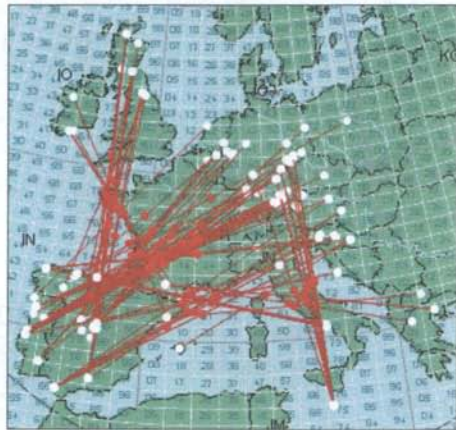
1512-1530z 4X to LZ/YO/YU, MUF 168 MHz over KM57

Spots: KM48, KN70, KN91

Qrv from Israel were 4Z5LY, 4X1IF and 4X1GA all from KM72. Without their activity the right map would have been empty as normally no stations from JY, OD and YK are qrv on 2m.



1



2



4

3

### 11. June 0851-1401z

Map 1: First spot JN38: 0851-0856 G to YU, DL to F, SP to F, G to I3  
 Second spot: JN62/63: 0958-1013 9H to DL, F to SV4, EA6 to 9A  
 then Spot JN22 1014-1100 EA3 to Z3, EA4/7 to 9A, HA, S5, I4, EA1/CT to I8  
 MUF 170 MHz over JN22  
 0853z DH8BQA JO73 hrd EA8AVI IL28 3697km

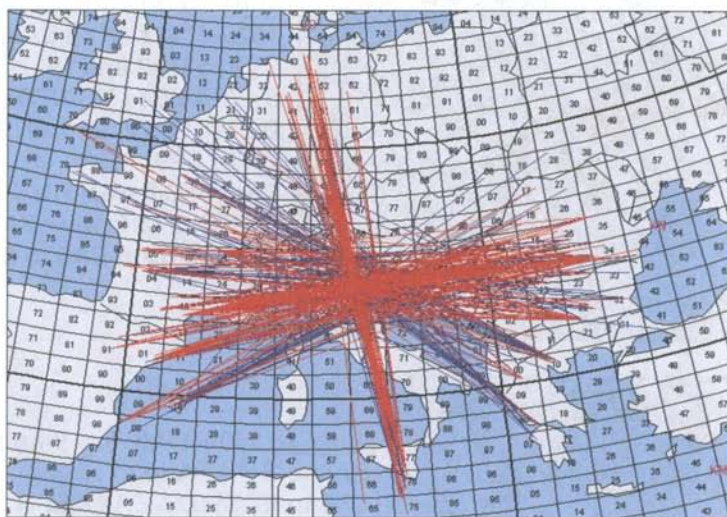
Map 2: Broad spot SW France: 1100-1200 CT/EA4 to S-DL, ON, OE, OK

Map 3: Broad spot Normandy: 1200-1401  
 EA1, N-CT to PA, ON, N-DL, OZ, E-DL, EA4/5 to G, S-F to EI, GM to EA5/1  
 MUF 215 MHz over IN96 and 205 MHz over JN05, ODX CT to OZ 2333km

Map 4: 1516-1552z 4X1UN to 9A and I3, 5B4AIF to 9A, I1, I3, I4, I5  
 Spot KM19/29, MUF 151 MHz, ODX 2511km I1 to 4X



**12. June 1217-1328z 4X to ER1SS, UR5, UA3, UA4**  
**MUF 167 MHz over KM79**  
 (at 0928z there was already one 4X to UA3 QSO)

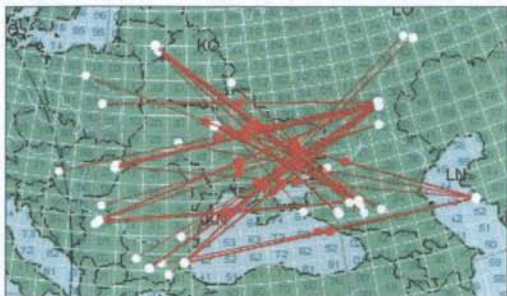


**14. June 1045-1222z DL to 9H/IT9, EA2/3/5 and F to LZ, YO, YU, HA, G/F/ON to SV, Spot: JN64/74, MUF 170 MHz over JN64, ODX 2498 km from G to SV3**

**June 14, afternoon: several scattered spots**

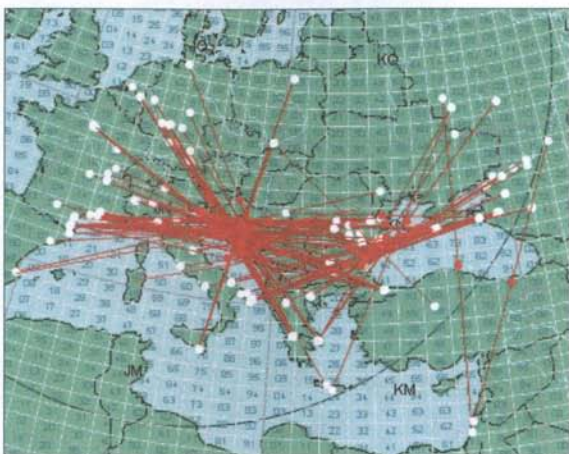


**1538-1554z**  
**UA6 to 9A/HA/DL**  
**1619-1621**  
**EA3/7 to I0/8**  
**1622-1652**  
**UN7AX (LN53) to UR/YU**  
**1741-1827**  
**DL to SV9, LZ to F and**  
**YU to EA**



#### June 15 (a)

0526-0708z and 0818-0934z early opening in the east  
 UA6 to LY; UN7AX to LZ, HA, UR;  
 UA4 to SP, HA, LZ.  
 MUF 191 MHz over KN87,  
 ODX 2378km LZ to UA4



#### June 15 (b)

1529-1741z 4X to UA4/3,  
 SV9 to UA3 and DL,  
 S-F/EA3/5 to YO/UR5,  
 DL/PA to SV, SP to IT9,  
 TA to SP9;  
 Spot JN84 area, KN33/43,  
 MUF 183 MHz over KN32,  
 ODX 2507km EA5 to ER1SA



June 16 1406-1505 few single spots:  
 EA5 to SV1, TA to I5/1,  
 UT5 to I8, SV9 to EA6 and I1.  
 MUF 153 MHz over KN12



June 17 1128-32 EI to EA9  
 for 5 mins – Spot IN74  
 1429-1653z TA to HA/I/F, SV9  
 to DL/I/HB9, 9H to YO/UR/YU,  
 EA7 to DL/HB9/I2, CT to I/9A,  
 I2/5 to SV1/3/9/LZ, TK to  
 SV1/9, EA6 to SV1/3/LZ,  
 EA3 to SV1/3/8/9  
 ODX 2300km: DL to SV9  
 Spots: JN02/12, JN82, JN60,  
 JN71 –

MUF 201 MHz over JN12 from TK to EA2 (967km)



**June 18 1440-1533z**

TA2ZAF to DL, I, S9, 9A, HA, OK (G and F hrd the TA2),

LZ to I3/S5/9A, UA6 to HA / I, 4X to I4

Spots: KN46, KM28, KN23, KN04  
MUF 185 MHz over KN04 from S5 to LZ,

ODX 2756km G to TA (hrd only)



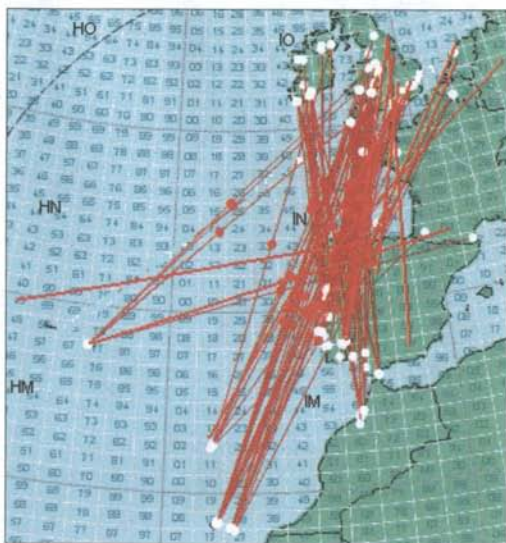
**June 19 1648-2010z**

EA8 to EA1/2/3/5 + SW-F, F to CT3/B, EA7 to CU2VHF/B,

CU3 to CN/EA7CT/EA1, CU1 to EA1/7

MUF 150 MHz EA1 to CU1 over IM29,

ODX 2530km EA8 to F



**June 20 1631-2013z**

EA8 to G/GW/GU/F/ON,

CT to G/GW/GI/EI/F/PA/DL,

EA7 to G/GW/EI/F, CT3 to F/ON/G, CU2VHF/B to F/G/GW, CU8AO to

EA1, CN to G/GW,

ZB3B to G/EI, EA1/4 to G/EI

MUF 194 MHz over IN65 from CT to G, ODX 3141km EA8 to G (IO94)

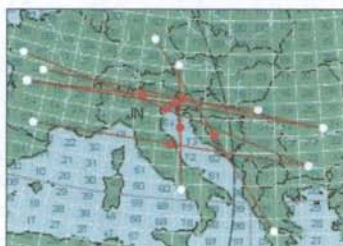


June 21, Map 1 0811-0914z

**June 21** 0811-1048z CT to I0/1/2/3/4/5/7/8/IT9/9A/F/G/GW/TK  
 EA8 to I1/2/S5/9A/HB9/DL/ON, EA7/EA9/CN to DL/F/G/I0/I2/HB9/ON/PA/S5/OE  
 EA4 to I0/7, IT9 to EA1/2/4/5/7/CT, SV1 to EA5, 9H to EA1/4/CT/F  
 ZB3B to I1/2/F/G, YU1 to EA7, CT to E7, SM7GVF hrd CT and EA9 (2777km)  
 Spot JN12 wide area  
 ODX 3381km EA8 to S5  
 MUF 0916z 185 MHz JN04 to IM85, 0922z 195 MHz JN12 to IM67, 0938z 231  
 MHz JN23 to IM98, 1029z 201 MHz JN29 to IN83.



June 21, Map 2 0915-1048



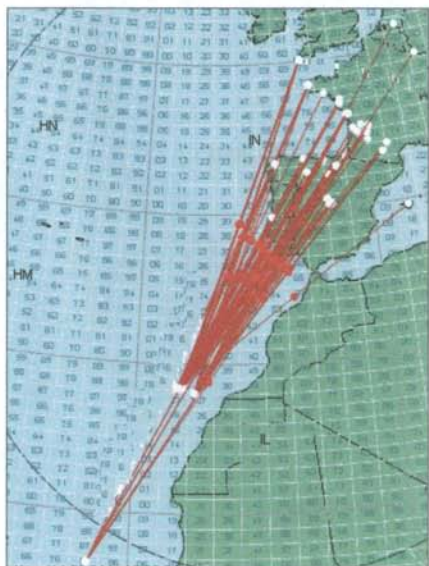
Right: 1835-1853 I8 to OE, F to LZ/YO, DL to SV3, MUF 221 MHz I8 to OE over JN74

June 22 0751-1028z (left map) CT to I0/8/TK/EI/G/F, EA7 to I2/3/G/EI/FS5/9A, EA1 to I3/8/YU7, EA4 to I0. Spot: IN54, JN11  
MUF 173 MHz over IN63 from CT to F, ODX 2083km EA1 to YU7

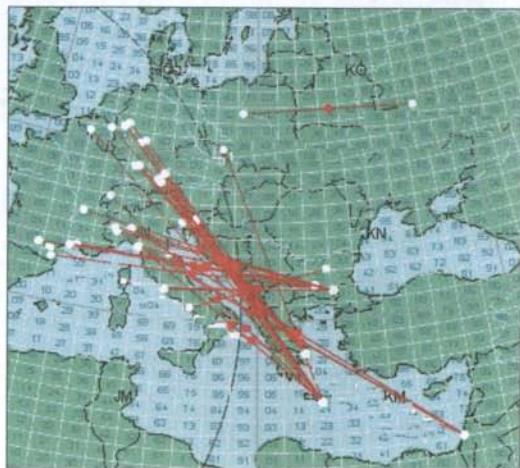


June 24 1444-1554z F to YU, SP, OK2, HA, LY, DL - EI to HA, YU7, OK1, 9A, DL, OM - EA3 to SP, LY, DL, OZ - I8/I0/I5 to G - SM7 to EA1, F - 9A to G - DL to GI, EI, G, GJ - YO5 to W-F, EA6 to SP, EA4 to OZ - LA hrd EA3  
Spots: JN57, JN29, JO21/30 area  
ODX 2321km LY to EA3  
MUF 200 MHz over JN57 from JN87 to JN17

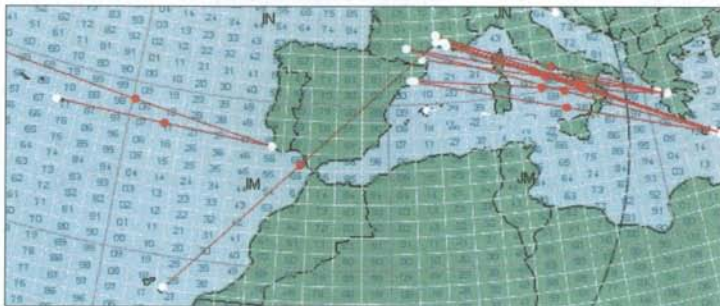
Note: The QSOs from G0KWP JO02 to DL (JN68, JN48, JO43 "resulting" in MUFs of 223, 260 and 312 MHz) were NOT Es but Tropo. (EI to TA was on 6m)



June 28 1446-1700z  
EA8 to EA1, EA2, EA4, F, G, DL (JN39)  
ODX: PA hrd EA8 (3133km) and D44TD to EA4 (IN80) and F5GHP IN96 3850km (first ever Es QSO from D4 to F!)  
Spot IM45/IM56 area,  
MUF 150MHz EA4 to EA8



June 29 1620z SP2 to UA3  
 1746-1902 SV1 to DL, PA, S5  
 LZ to I1, I0, I8, F 4X to I1, I2 -  
 SV9 to DL, S5, I3/4/5, SP, HB9, ON  
 ODX 2715km 4X to I1  
 Spot: JN83  
 MUF 202 MHz over KN02  
 from LZ to I8



June 30  
 1336 EA8 to F -  
 1718-1809 F/EA3 to  
 SV9/SV3 - CT to  
 CU2/CU8. Spots:  
 JM79, IM66, IM08  
 MUF 160 MHz F to  
 SV3 and CT to CU2  
 ODX 2463km EA8  
 to F



July 1 1246-1300z CT to W-F and G -  
 1537-1559z EA8 to EA5/EA3/F  
 Spots IM55, IN63 -  
 ODX 2335 EA8 to F,  
 MUF 170 MHz CT to F

July 2 1845-1856z CT to CU8/B and CU2/B (no map)



**July 3 1444-1604z**

IH9 to EI/G/DL/OE/OK -

EI to SV9/SV3/9A -

G to I0/I7/I8/SV3/SV9 -

GJ to 9A - W-F to

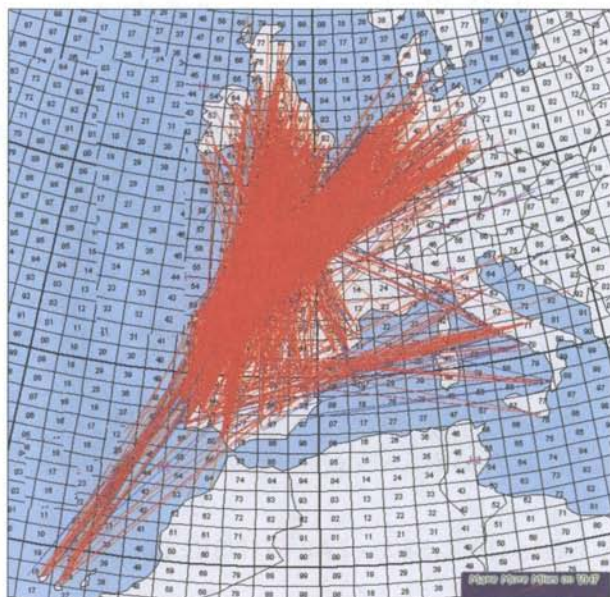
9A/S5/YU7/OE/I3/I4/I7/I8/SV1/HA

DL to EA1, CT to I8

Spot: JN27 wide area - MUF 172

MHz over JN37 from 9A to GJ

ODX 3250km EI to SV9



**July 4 1513-1958z** CT to

G/GM/GW/GJ/EI/F/DL/PA/ON

/OK/OZ/40/TK/I/IT9

DL to EA1/2/4/7/8/CT -

GM/GI/EI to EA2/3/4/5/F -

EA7/3/5 to I - CN to G

G to ZB3B -

EA6 to GM/EI/GI/G/GW -

W-F to I1/0/5 - EA7 to 9A

EA1 to

HA/UR/OE/DL/G/OZ/OM -

EA8 to DL/EA3/ON/PA/G/F -

EA5 to GD

Contest! Spot: wide area over Biscaya and around

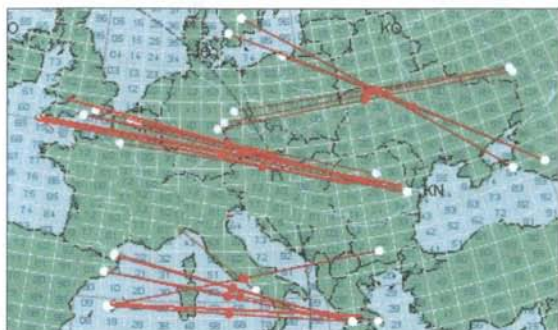
IN99 - ODX 3474km N-DL to

EA8, MUF 198 MHz over

IN97 from ON to EA1 and

over IN85 from G to EA1

**July 5 1140z** EA8 to EA3 (no map)



**July 6 1647-1707z** SM7 to UA6 -

DL to UA3, SP2 hrd UA6

1716-1729 F/EA3 to SV3/1,

EA6 to LZ/SV3

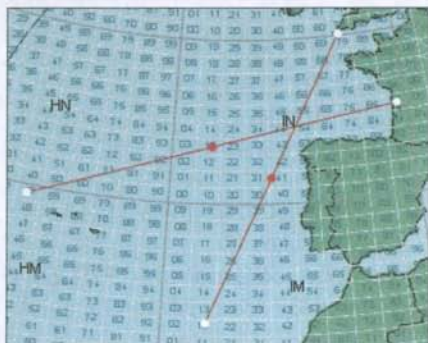
1816-1835 G to YO4/6/7

F/ON to YO4

Spots: KO31, JN68, JN60, MUF

160 MHz over KO50 from SP2 to

UA6



**July 8 0938z F hrd CU8/B**  
**1202 G hrd CT3/B (maybe Tropo?)**

(July 9, no map: CT to EA8 was Tropo, and F to CU2/B most likely as well.)



**July 10 1133-1215z CT to CU2/CU3/CU8**  
**1149 + 1415 G to CT3**  
**MUF 160 MHz over IM17 from CT to CU2**



**July 12 1642-1838 CT to**  
**I8/0/7/6/3/4/5/1/9A/YU1/TK**  
**EA1 to 9H/I7/9/I8/7**  
**EA4/7 to I0/8/7/SV2/HA**

**9H to CT/F/EA1**

**EA6 to YU1/9A**

**EA5 to 9A/I5/YU1/S5/I3/I1/I8/HA - F to I7/9/I8/SV3 - EA3 to I7/SV2/I8**

**EA8 to I5 (and S5 hrd)**

**MUF 193 MHz over JN41 from I8 to EA3, (EA6 to I0 MUF 222 MHz over JN30, but may be Tropo) - ODX 3044km EA8 to I5 and one way 3309km S5 to EA8 (IK7UXW is calculated with wrong Loc on G7RAU and EA6VQ maps giving wrong MUFs >200 MHz!)**



**July 13 1651-1848z**  
**CT/EA7/EA1/EA2 to 9H**  
**CT to EA5**  
**EA7 to I8/I7, EA5 to I0/8,**  
**EA3 to SV9,**  
**EA6 to SV1/SV3/SV8**  
**1928z F to I7 (MUF 184 MHz**  
**over JN41, but may be Tropo)**

**ODX 2081km CT to 9H**

**MUF 229 MHz over IM78 from CT to EA5 (compare map with MMonVHF map on web)**



**July 15 1658-1728z CT to CU2/CU3/CU8**  
**1950 G to CT3**  
 (a day not covered on the web)

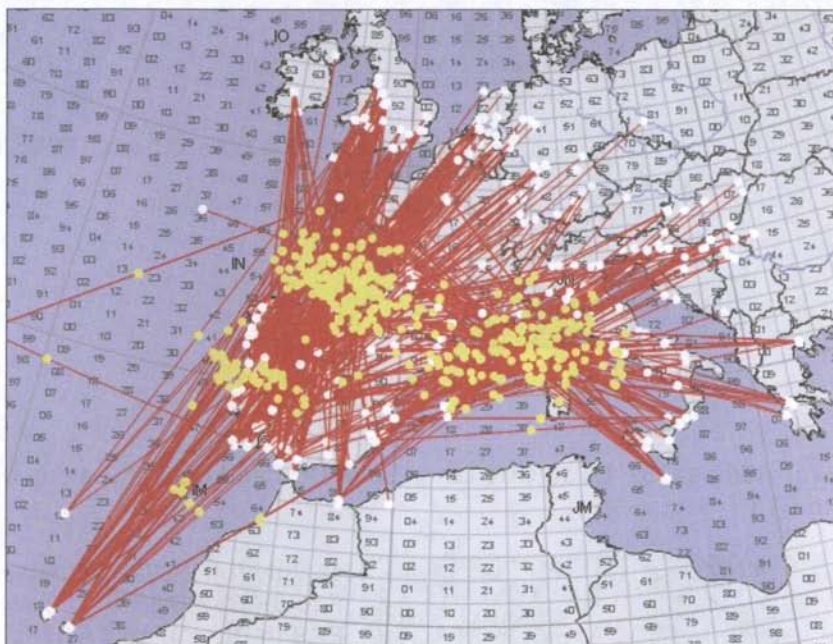
**July 16 (a) 1300-1335z CT to CU8 (and FAI to CU2 and CU3 at the same time)**  
**and G to CT3**



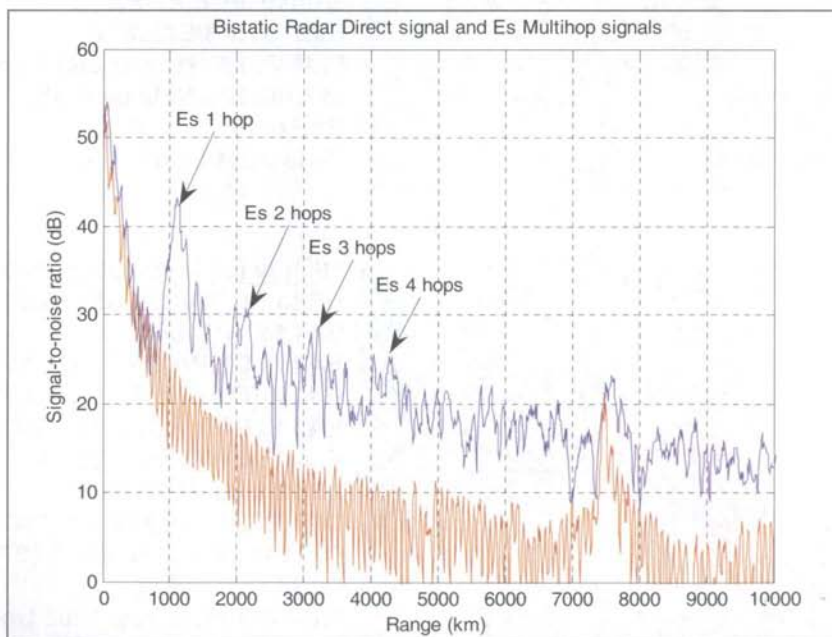
**16 July (b) 1528-1708z map 1**  
 F to 9H/SV3/I7/I8/I0 – CT to I0/9A  
 EA9 to DL - I7 to EA1/2/3/4/5/6/7  
 EA6 to DL/HA- E7 to EA5/7 –  
 EA1 to YU1/9A - EA5/7 to  
 9A/I0/5/3/OE/E7/S5/YU  
 SV2 to EA3/EA2/F  
 MUF 251 MHz over JN21 from I1  
 to EA6, 235 MHz over JN31 from  
 EA6 to I5  
 Wide Spot over TK area



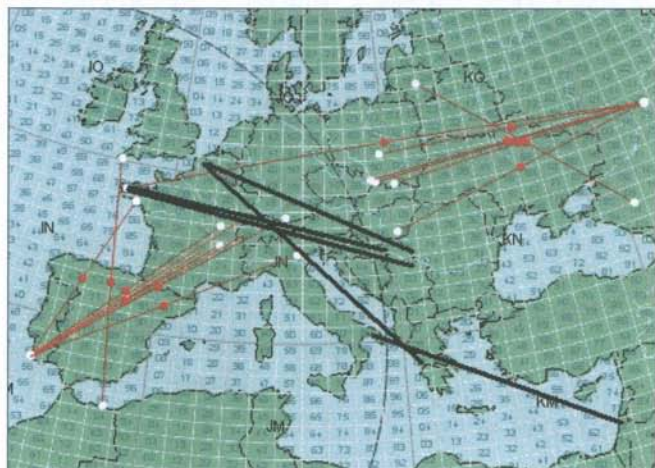
**16 July (c) 1709-1923z map 2**  
 CT to DL/PA/ON/HB9/F/G/GI/GW  
 EA1 to YU7/I5/I3/F  
 EA8 to DL/PA/ON/EA6/EA1/F/G/  
 GJ/LX (OK and SP hrd EA8)  
 EA9 to G/EI - CT3/B to G/DL  
 EI to EA9/4/5/7/CT/ZB3B  
 ZB3B to G/GW/F/GI/EI  
 ODX 3524 and 3699km EA8 to  
 OK and SP6 (hrd) and 3297km  
 EA8 to DL (wkd)  
 MUF 217 MHz over IN83 from  
 EA1 (IN53) to F (JN13)  
 Spots: IN84, IN65  
 1956-2024z F to CU2



**Map 3: All 450 2m Es spots from July 16<sup>th</sup> 2009, from 1300-1923z  
tnx to G7RAU for this map!**



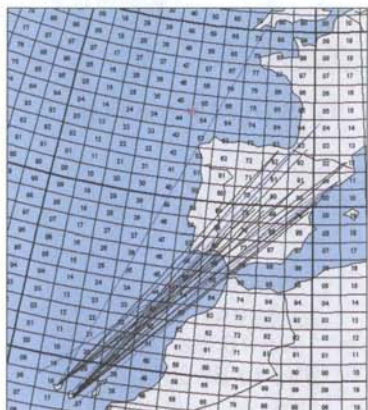
**Tracking Es hops with your own Chirp Radar –  
Andrew VK3OE tells you how! See page 24**



**17 July 0827-0916z**  
**G to EA9 - CT to F/DL/I3 -**  
**UA4 to OK/SP/HA -**  
**UA6 to SP2**  
**MUF 172 MHz over IN62**  
**from CT to F - ODX**  
**1918km CT to I3**  
 At 0916 F0EJW heard RU4AN  
 LO20 with 53 over 3539km

Bold black lines on map:

**17 July 1507-1511z F to**  
**YO2/SV3 - 4X to I7 -**  
**1940-1944z F to YU7**



**26 July 1051-1155z EA1/2/3/4/F/G to EA8**  
**ODX 2709km G to EA8, MUF 151 MHz over IM54**  
**from EA4 to EA8**



**1 August 1441-1554z LZ to**  
**F/I4/I5/0/EA3/4/6/TK/ISO - DL to SV1/3/8/9**  
**EA6 to UT5/YO9 - SV2 to HB9/I1/2/3/F -**  
**IT9 to HA/SP/OK - I1 to SV7**  
**UT5 to EA4/5/6/TK/I0 - 9A to SV1 - S5 to**  
**SV3/SV9 - ON/PA to SV9**  
**9H to OK2/HA/9A - I5 to YU1**

**ODX 2836km EA5 to UT5**  
**MUF 230 MHz over JN83 from I0/5 to LZ**  
 (MMMnVHF map not covering LZ to F paths)

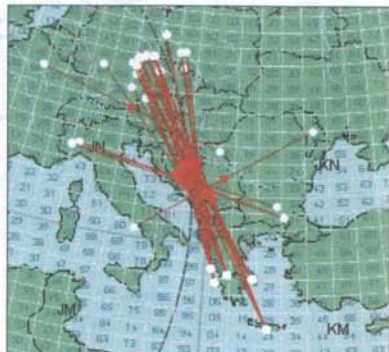
**3 August 2008-2012z CT to CU8/B (no map)**



**6 August** 1244-1310z EA8 to F/EA  
1438-1501 CT to CU8/B and CU3/B  
ODX 2313km from EA8 to F,  
MUF 151 MHz from EA4 to EA8

**7 August** 1238-1343z DL/OK1 to SV3/SV8/SV9  
I8 to ER – SP6 to SV1/8 – I1 to LZ – OE to SV3  
– YU7 to F

MUF 168MHz over JN93 from OE5 to SV3 –  
ODX 2014km from DL to SV9  
Spot: JN94



**9 August** 1509-1511z CT1HZE to CU8/B + CT8/DL3GCS (HM58) (no map)

**10 August** 0020-0022z CT1HZE to CT to CU8/B + CU2/B  
(2220 local time = latest 2m Es ever for him!)



**18 August**  
1655-1658z  
SV9 to EA6/F  
and  
1727-1740z  
EA8 to 9A  
and  
1914-1920z  
CT to CU8/B



**22 August**  
1635-1716z  
EA8 to I5/4 –  
EA7 to I4/5/8/9A/YU1 –  
CT to I8/0 – SV3 to EA5  
Spot: JN10. MUF 163MHz over  
JN20 from EA7 to I5.  
ODX 2997km EA8 to I4

## b.) North America

### 1 June

2326-2346z FN10 to EN12 and FM06 to EN37

### 9/10 June

2349z EN92 to EL96

2353-0045 EM00 to DM03/DM04/DM13 and 0028-0036z EL09 to DM33

### 14 June

1338-1347z EN41 to FN21/31/42/43 and 1554-1604z DM69 to EN32/52/61

### 15 June

0253z EN53 to EM10

### 16 June

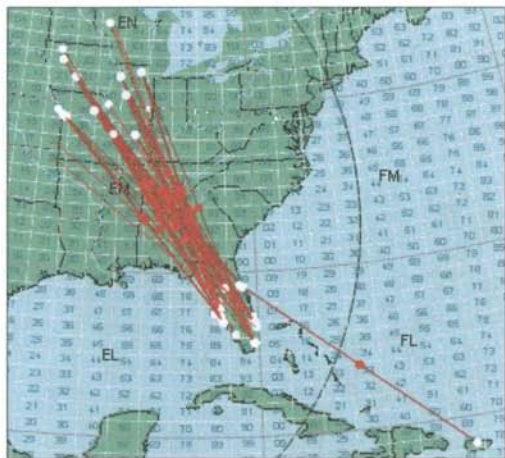
1803-1850z EL86 to EN90/40

### 17 June

1229-1253z EL87 to EM12/EM13, EL86 to EM12

### 21 June

0021-0048z DN70 to EN82/EN83/EN92/EN52/EN73/FN03 and EN04 to EN80



### 22 June

2029-2036z KP4EIT (FK68) to EL99

2149-2313z EL86 to

EM29/EM39/EN22/EN23/EN31/EN41/EN44/EN52

EL87 to EM39/EN31/EN41/EN50/EN52

EL88 to EN52

EL89 to EN31

EL95 to EM29/EM58/EN31/EN41/EN50/EN52

EL96 to EM39/EM58/EN31/EN50

EL97 to EN31/EN40/EM58

EL99 to EM29/EM39

(EL96 to EM26 and EL97 to EM27 added manually, info from QST 9/09)



### 26/27 June

2217z EN82 to FN76

2234-2357z EN92 to EM12/EM13/EM32,

EL86 to EM29, EN52 to FN76, EN31 to FN43

0000-0043z DM98 to EM81/EL89, EN42 to FN43, EN52 to FN65/FN66, EM39 to FN76, EN40 to FN43,

EN41 to FN35/FN43/FN76, EN56 to FN42/FN76, EN82 to EM40

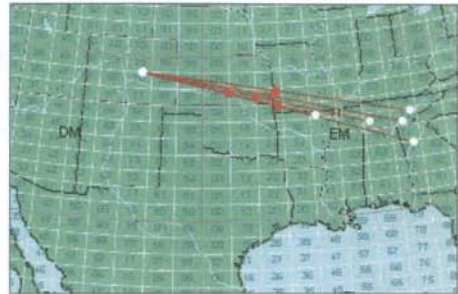
MUF 161 MHz over FN05

**Note:** On June 26 FM BC was received on 90 MHz from 21-22z in EI from W4 (EM62) over a distance of 6456km! See DUBUS 3/2009, page 128 for details.



### 30 June / 1 July (map left)

2320-2352z FN76 to  
EN40/EN82/EM69/EM78/EM89, FN66 to  
EN40/EN82/EM69/EM89  
0003-0021z EN40 to FN34/FN54/FN76  
MUF 166 MHz above FN34  
(2245z CM97 to DO21)



### 2 July (map right)

1602-1607z DM78 to EM46/EM65/EM74/EM75  
MUF 176 MHz over EM07



### 6 July (map left)

2300-2337z FN25 to EM55/EM65/EL86, FN43 to  
EM13/EM32/EM46, FN20 to EM46/EM55  
FN35 to EM63, EM51 to FN76/FN03 FN03 to EM63/EM73  
MUF 191 MHz over EM89

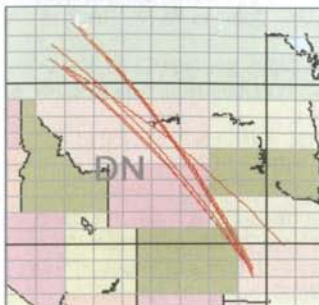


### July 7 (map right for July 7/8)

1829-1832z VP9GE FM72PI to  
EL87/EL96/EL97

### July 8

0000-0141z EL86 to  
EN21/EN33/EN34/EN42/EN50/EM29  
EN40 to EL97/EL96, EL96 to EM29/EN21,  
EL99 to EM27, DM98 to EM81



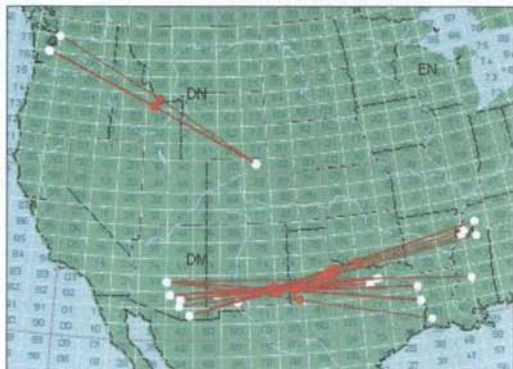
EN92 to EM51, EM39 to EL96/EL99, EN41 to EL88/EL97/EM51,  
EM95 to EM12, EM26 to EM81

(1741z DM41 to CM97 1175km, MUF 178 MHz, may be Tropo?)

### 9 July (map left)

0245-0303z DM98 to DO33/DO21/DO22, DM97 to DO33, EM09 to  
DO21

MUF 151 MHz over DN66

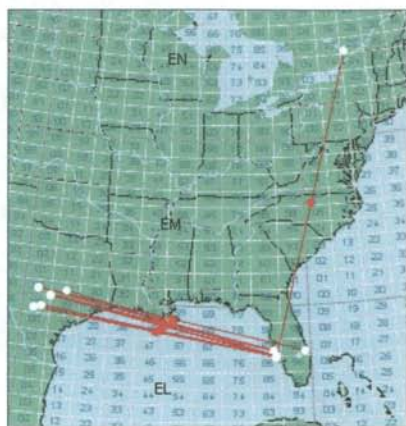


### **10 July (map left for July 10/11)**

2202-2245z DM41 to EM44/EM54/EM55, DM42 to EM12/EM13/EM32, DM43 to EM30/EM31/EM52  
DM52 to EM13, DM62 to EM55

### **11 July**

0251z and 0328-0334 CN87 to DN70



### **15 July (map right)**

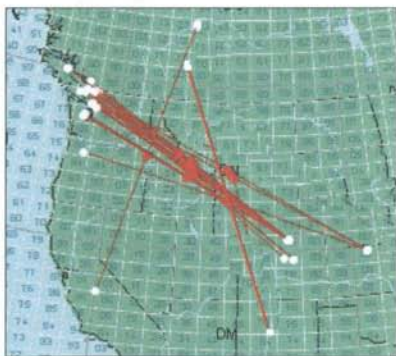
1718-1838z EL86 to EL09/EM00/EM10 EM00 to EL87/EL89/EL97  
2043z EL86 to FN25

### **17 July (no map)**

2049z EL86 to EN91

### **23 July (no map)**

0042-0047z EL98 to FM29/FN20, EL99 to FN20  
0156-0159z EL87 to FN33



### **24 July (map left)**

0141-0154z DN70 to CN87/CN88/CN89/CO70, DM79 to CN88, DM07 to DO33, DM65 to DO21  
CN88 to EM09  
MUF 155 MHz over DN34



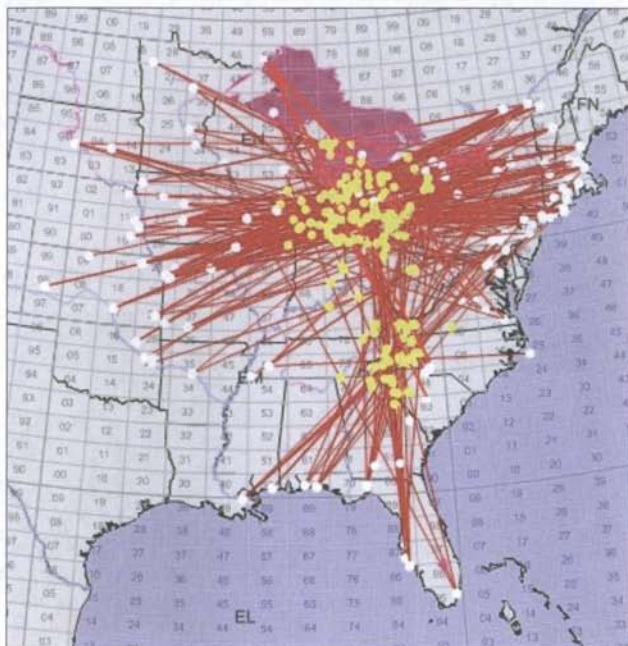
### **Map left: July 28 and 1<sup>st</sup> opening on July 29**

#### **28 July**

2048-2212z EL86 to EM09/EM27/EM28/EM29/EM37/EN11  
EL87 to EM09/EM29  
EL89 to EM27 EL95 to EM29  
EL96 to EM37 EL49 to EN22  
EM12 to EM74/EM84/EM94 EM31 to FM07  
MUF 186 MHz over EM43

#### **29 July**

0111-0114z EM29 to FN20/FN30 – MUF 151MHz over EN71  
1522-1600z EL86 to EN80/EN90/EN91/FN03



## 29 July

2158-2359z

|                                            |                   |                                       |
|--------------------------------------------|-------------------|---------------------------------------|
| DM98 to FN42                               | EN91 to EM29      | EN04 to FM17/FM18/FM19                |
| EL49 to FN20/FN30/FN41/FM18                |                   | EM91 to EN81                          |
| EN32 to FN30/FM18                          |                   | EN82 to EL95                          |
| EM95 to EN56                               | EM26 to FN35      | EN32 to FN20                          |
| EL89 to EN82                               | EN34 to FN30      | EN53 to FM19                          |
| EN52 to FN42/FN34/FN32                     |                   | EN39 to FN25                          |
| EL86 to EN93/EN81/EN80/EN82/EN84/EM89/FN03 |                   |                                       |
| EN37 to FM07/FM17                          |                   | EN31 to FN35/FN31/FN30/FN32           |
| EL87 to FN03/EN82/EN84                     |                   | EM55 to FM25/FN35/FN32                |
| EM70 to FN03/FN02/EN93/EN91/EN82           |                   | EN22 to FN30                          |
| EN31 to FN20                               | EM27 to FN23      | EM17 to FN23/FN43/FN14                |
| EN35 to FN23/FN20                          |                   | EM25 to FN25                          |
| EN40 to FN25/FN20/FN35/FN41/FN32/FN31      |                   |                                       |
| EN11 to FN43                               | EM39 to FN32/FN35 | EM29 to FN30/FN35/FN25/FN42/FN41/FN23 |
| EM37 to FN20/FN32/FN43/FN41                |                   | EN18 to FN20                          |
| EM60 to FN32/FN23/FN20/FN10/FN03           |                   | EM35 to FN20/FN30                     |
| EN10 to FN20/FN23                          |                   | EN41 to EN93/FN20/FN30                |
| EN13 to FN35/FN32                          |                   | EN31 to FN30/FN23/FM16                |
| EN50 to FN32/FN41                          |                   | EN12 to FN30                          |
| EN11 to FN20/FN30/FN23                     |                   | EM09 to FN43                          |

MUF 2313z **247 MHz** over EN62 from EN41 to 93, calculated from 2m QSO  
 2231-2233 **222 MHz QSOs** from W9RPM EN43 to EM94+EM95 = MUF >**254 MHz** over EM69

## 30 July

|                                   |                        |
|-----------------------------------|------------------------|
| 0000-0024z DN94 to FN43/FN10/FM19 | EN56 to EM93/EM94/EM95 |
| EM50 to FN20/FN10                 | EN53 to EL95           |

## 9 August

1356z EL86 to FN41

**Comments:** Thanks to G7RAU and his LiveMUF software for 90% of the maps and also to MMonVHF and EA6VQ DX Sherlock for another few maps. About 100 hours were spent for careful checking and redrawing where necessary to produce this 2009 Es summary. There are far too many mistakes in the reports and maps on the web which often cause false ODX and false max. MUF results for an opening. On most of the web maps there are also false lines, caused by 6m QSOs which were spotted by mistake on 2m or by other "smart" spots. During major openings it is normal that only about 10 to 20% of the QSOs are spotted on the cluster. Thus many lines are missing on maps that are published real time. Maps that are drawn automatically from unchecked logs often contain nonsense lines (e.g. into water or wrong areas) due to typos in the locators or because home locators are used although someone is operating portable. Thus it still makes sense to spend time and reedit and recalculate everything in case one has serious interest in Es propagation analysis.

**Results:** NA total 2009: 28 calendar days (UTC days) with 2m Es openings. Would be about 2 days less if local time days would be taken. EU total 2009: 48 calendar days (UTC days) with 2m Es openings.

|    | May   | June   | July   | August | TOTAL   |                                           |
|----|-------|--------|--------|--------|---------|-------------------------------------------|
| NA | 0 (0) | 12 (0) | 15 (1) | 1 (0)  | 28 days | HUGE opening on July 29                   |
| EU | 3 (1) | 23 (7) | 14 (2) | 8 (1)  | 48 days | HUGE openings on June 21, July 4, July 16 |

In brackets the number of days with MUF >200MHz.

The 2009 numbers confirm impressively the long term observations and trends which have been shown and discussed in (1). Reasons for the differences between EU and NA have been discussed also in (2). It is characteristic that EU has more openings in any month from May to August than NA and it is typical that the 2m Es maximum in Europe is in June and NA in July.

It is also interesting to check Es hot spots on consecutive days. For Europe there are 15 pairs of consecutive days where a perfect or very good geographical correlation can be found:

June: 6 to 7, 7 to 8, 14 to 15, 15 to 16, 16 to 17, 19 to 20, 21 to 22, 29 to 30, 30 to 1 (July). (9)

July: 3 to 4, 4 to 5, 12 to 13, 15 to 16, 16 to 17. (5)

August: 9 to 10 (1)

For North America there are 3 of such pairs:

July: 6 to 7, 9 to 10 and 28 to 29.

Due to the relatively high number of days with very high MUF openings (>180 MHz) in 2009 in Europe it was possible to compare the location of the reflection point (spot) for the max. MUF QSO with the spot on which the most QSOs took place ("centre hot spot of the opening"). It was interesting to see that almost never the hot spot of the max. MUF QSO was at the same place were the "centre hot spot" was.

In most cases the opposite was the case: the max. MUF hot spots were located significantly away from the centre of the opening. In several cases the max. MUF hot spots were even quite at the edge of the happening.

## 2m Es Season VK/ZL 2009/2010

Openings were observed on the following 15 days:

27.11.

15.12., 17.12., 19.12., 21.12., 29.12., 30.12., 31.12.

1.1., 2.1., 3.1., 5.1., 6.1. 8.1. (ZL4 to VK2), 23.1.

(18 days were counted in the season 2008/2009)

The counts from VK/ZL are well in line with the forecast according to (1). We expect less days with 2m Es in the coming years.

**Proposal:** In connection with Sporadic-E openings it is common for radio amateurs to talk about "moving clouds". Instead I want to suggest to consider to think about a (gravity) wave that is moving through the atmosphere and lower ionosphere from East to West. Imagine that the amplitude is changing up and down and triggering the MUF together with the amount of locally available metal ions and their according electrons which have origin from sporadic meteors. Additionally we still have all the factors of the wind shear equation acting in this process, of course.

(1) Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE: Midlatitude Sporadic E on VHF in correlation to the 22-year Magnetic Cycle of the Sun, DUBUS 1/2009, p9-23.

(2) Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE: Midlatitude Sporadic E in Correlation to Meteor Mass Input, DUBUS 3/2008, p9-22.

# Experimental Mixer Head for 47GHz with Circular WG

by Wolfgang Demmer, DD8BD

After the first successful experiments with my simple RX mixer head for 47GHz with the BAT15-099 diode I considered how to make it even simpler and how to connect it directly to a parabolic dish feed with circular WG. The material for the circular WG comes from the modelling and is a brass tube with 8mm outer and 4mm inner diameter and a length of about 25cm. In order to realise an adjustable WG short circuit the tube got a tap at the inner side of one of the ends that enables to insert a 5mm tuning screw. By this the distance between the SMA inner conductor and the end of the WG can be perfectly adjusted. Also in previous experiments with SMA to WG transitions I have found that a 5mm brass screw can make a very good adjustable WG short circuit. For a 5mm tap a 4.2mm drill must be used. At the end of the screw the tap is milled away a few mm.



Fig. 1

The mixer head was realised as small as possible, the milling for the chamber in the aluminium block was made with a 20mm milling head. The new mixer head was built similar to the previously in DUBUS described 47 GHz Sandwich mixer. But this time the mixer head was connected directly to a circular WG with 4mm inner diameter. From the WG was cut a little but in order to be able to mount a plate that would carry the mixer head. This mixer needs even less material now and no flange is needed. My first impression was that this version works with even less losses. The LO is coupled without any capacitor via an SMA cable flange jack into a piece of UT 141 semi rigid cable.

It is very important to take care of the centring of all the drilling holes through which the LO SMA connection and the UT141 and finally it's inner conductor are fed. For centring I use a piece of the Teflon of the UT141 that is inserted into the drilling that leads out to the circular WG. My concerns that this could influence the RX level negatively were not confirmed. Much more important was here the distance from the casing enclosure to the tiny IF wire, the diode and the the inner conductor of the UT141. The BAT15-099 diode was soldered between inner and outer conductor at the end of the UT141 just before the entrance into the WG drilling. This was described also already in my article in DUBUS 1/2009. The tiny wire that leads to the 100pF IF output coupling capacitor was soldered on the RF side, this is into the direction of the WG, to the free inner conductor of the UT141.

After some tests I realised that the small enclosure had to be lifted by about 2mm on the side of the IF output coupling with the IF SMA jack in order to get a much better RX signal level. Obviously the thin wire reacts very sensitively to the bulk of the enclosure that may act as a capacitor here. On one of the pictures one can see how I use a piece of toothpick to keep the distance. A better solution is a thicker enclosure with an accordingly milled section, of course. Tests with a conical horn as beacon antenna showed that despite the relatively short WG a beginning circulation of the polarisation could happen.

## Dimensions

The small aluminium block for the mixer casing was made from a piece of a 15mm thick aluminium bar and length x width is 28mm x 28mm. The chamber is milled with a 20mm miller and has a depth of 11.45mm. Of course, these dimensions are not a law, but just what I got and used.

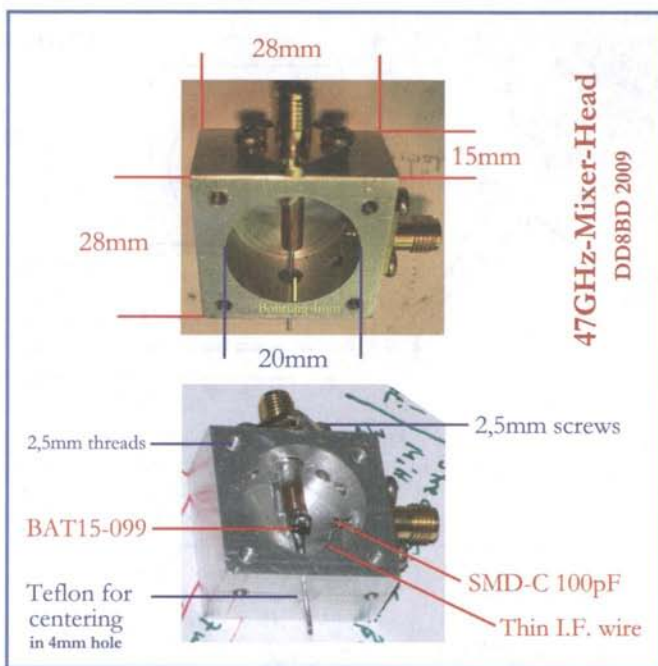


Fig. 2

The drillings for the SMA jacks are made centred in relation to the milled chamber. The base of the chamber is 3.55mm thick. Thus the center of the chamber is at 5.725mm when seen from the front side. Don't be scared because of these numbers. I just used a cheap DIY box column drill... Take it easy and just try to keep the dimensions as exactly as possible.

As I was not able to solder the milled aluminium block to the circular WG, I used a piece of a 20mm wide 3mm thick and about 30mm long copper strip (according to the dimensions of the casing). This strip got a 4mm drilling in the centre and as well the circular WG. Another two 2.5mm drillings were made into the strip in order to fix it with screws to the block which got suiting 2.5mm threads. Finally 4 drillings and threads were made in the edges on the top of the block for mounting the enclosure of e.g. 1mm aluminium sheet.



Fig. 3

The lengths of the semi rigid cable has to be at least as long that the free inner conductor reaches the middle of the circular WG. A 4cm long piece of UT141 will do.

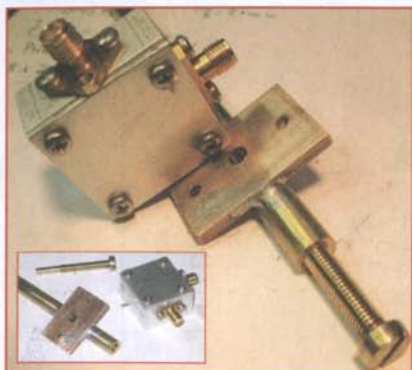


Fig. 4

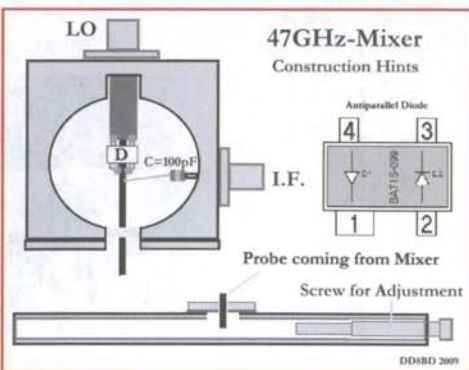


Fig. 5

Connecting the semi rigid cable the the SMA flange jack was difficult as usual. I sewed an SMA connector to the flange jack. This prevented that the Teflon of the flange jack would move out when the semi rigid cable is pressed in and soldered. About 7mm of the UT141 dissappears in the SMA jack wherefrom 2mm need to be with free inner conductor which is soldered to the inner connector of the jack.

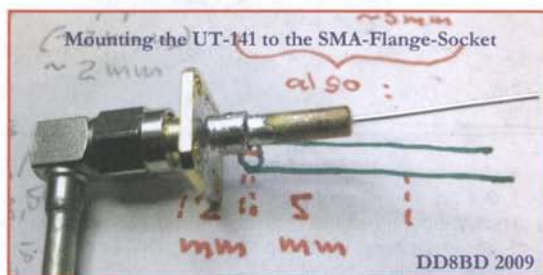


Fig. 6

Finally everything was assembled. The feed was attached into a small parabolic dish together with a subreflector. The LO with active 12/24GHz doubler (2 x MGF1302, DB6NT-PCB) and high pass filter were connected. For IF amplification a surplus Cougar amplifier was used.



Fig. 7: Test assembly



**Fig. 8: Assembled combination of mixer, circular WG and feed**



**Fig. 9: Combination of circular WG, dish feed and mixer on test in dish feed trough. The 25cm aluminium tube (WG for 23.5GHz) was shortened later on.**



**Fig. 10: Beacon with Flann lens horn antenna**

For a beacon I used a DB6NT LO with a 25cm FLANN lens horn without any additional amplifier and without any multiplier directly connected to the SMA jack of the feed. The GaAs FETs of this LO produce

sufficient harmonics already and no multiplying diode is needed! The 4mm circular WG acts as high pass filter. The 25cm FLANN lens horn was originally designed for 23.5GHz use, but should have in this simple configuration about the same gain on 47GHz as an optimised 25cm parabolic dish! The beacon signal was audible over a test distance of 6m with S9 in FM. In order to get rid of the toothpick a new enclosure was built now with the dimensions 15mm x 30mm x 30mm. The inner side was milled circularly by 2mm. For further experiments the milling could be made even deeper and threads for one or two M4 tuning screws could be tapped.



Fig. 11



Fig. 12

Of course, be carefull! The tuning screw must never touch the diode or the lines. The head of the screws is filed or milled in order to get a thin plane disk likewise in tunable filters.



Fig. 13

The enclosure is fixed with 4 screws to the block. If you have only too short screws you could lower the drillings accordingly.

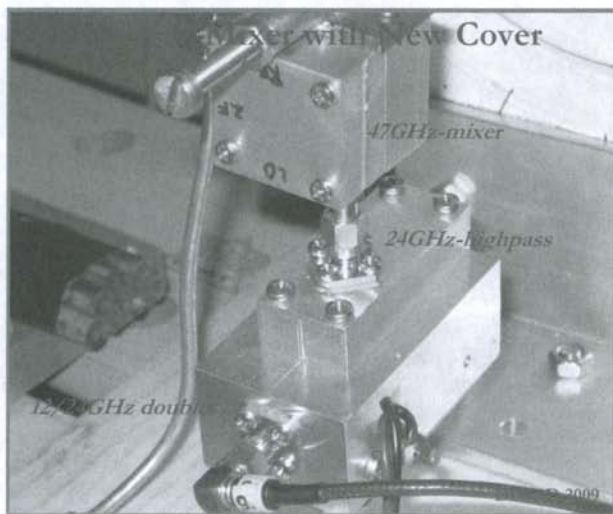


Fig. 14

I want to emphasize that the size of the milled chambers of my mixers and the distance of the enclosure play a significant role for the performance of these experimental mixers. To find the optimal dimensions is subject to continuous experimentation.

The mixer with the new milled enclosure worked, but still a few dB were missing to the optimum. Thus the two tuning screws were inserted as suggested above. Their position was determined by a copper wire that was moved along under the slightly lifted enclosure. The position of the wire where the best RX level was observed was used also for the screws.

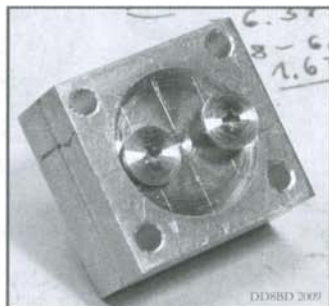


Fig. 15

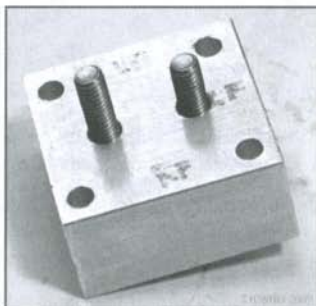


Fig. 16

A first test showed that the screws had to be turned only a little bit into the cavity for the best signal level. Probably a better tuning range can be achieved if the milling of the enclosure is a bit deeper. But also the heads of the screws could be made smaller or the screws could be turned around with the heads outside. Now I measured a level of 45 to 50dB on USB with Spectran. My TX showed S9 + 5dB on USB. The distance was 8m. Beacon antenna was a 40cm parabolic dish this time. My FT 736R showed a clean S9+60dB signal in FM (including the noise caused by the mixer and IF amplifier) and this was already attenuated by 6dB.

The sensitivity of the new mixer was tested carefully over the distance of 8m. Even when attenuated by 70dB by SMA attenuators the signal of the beacon was still well audible. Finally it was found that a level of 75dB (sometimes even up to 85dB) was safely detectable on USB.

The path loss for a distance of 8m is about 84dB. This gives a total budget of 75dB + 84dB = 159dB. This would make possible a path of 23km, theoretically. Thus I hope that this mixer / converter has enough power to make real QSOs in the field over several kilometers.

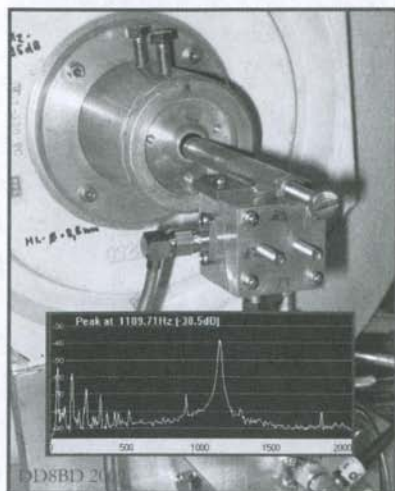


Fig. 17

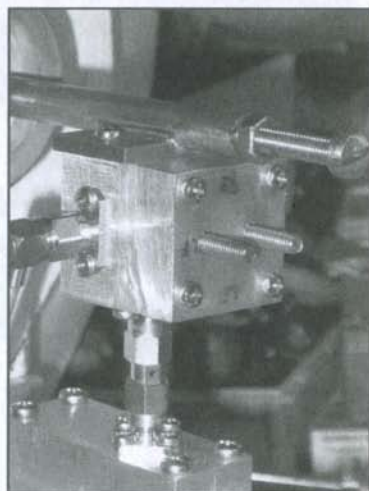


Fig. 18



Fig. 19: 47GHz beacon



Fig. 20: 47GHz beacon

As a result we can say that this mixer concept with the BAT15-099 diode can be optimised by common mechanical means. In any case the proper adjustment of the short circuit screw at the WG is very important.

Finally all combinations of tuning screws were tested. The best result was obtained with a smaller plate on the IF side and a screw of original size at the other side. The smaller plate has a diameter of 6.7mm whilst the other has still 8mm.



Fig. 21



Fig. 22

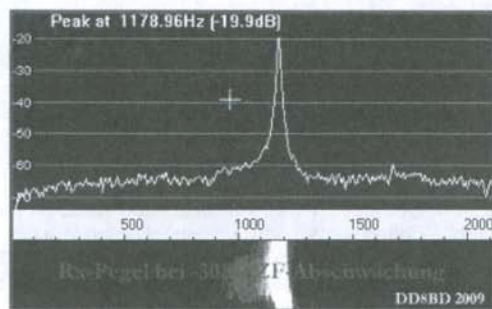


Fig. 23

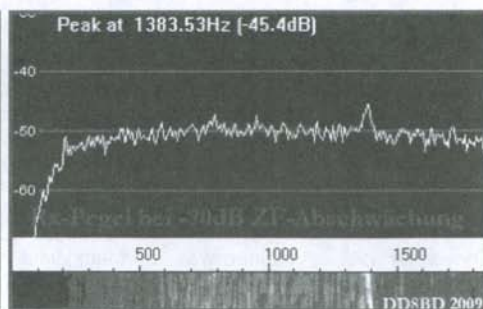


Fig. 24

## Hints for required oscillators

Here some examples for oscillators which could make a test beacon or a subharmonic mixer for 47GHz for experimental purposes. As a test beacon an oscillator on 11,772225 GHz (e.g. LO from DB6NT, see MKU12 oscillators) could be used. Its 4<sup>th</sup> harmonic appears on 47,088900 GHz. This works without any further multiplier stage. The output signal of the LO is fed to a high pass filter that lets 23,54445 GHz coming through or directly into a WG that is suiting for 47GHz. If more effort is possible, an active doubler could follow the LO followed by a high pass filter (see 12/24 GHz doubler from DB6NT).

Such a beacon signal can easily have an offset of 200 or 300 kHz due too small changed of the LO frequency, due to crystal ageing or vibrations. And we have two of these kind of oscillators the beacon and the mixer which both have to be tuned to the same frequency. And normally both are not disciplined by a 10MHz OCXO, GPS or Rubidium source. However in the meantime oscillators are available from DB6NT that can be coupled to a frequency standard.

I have used a 12 to 24GHz doubler for my mixer including high pass filter from DB6NT together with my own designed casing. The LO frequency for the TX/RX mixer depends on the used IF. For 144MHz IF the LO must be on 11,736GHz, for 432MHz IF it must be 11,664GHz and for 1296MHz IF it must be 11,448GHz. Such LOs are available from DB6NT.

If a broadband transceiver or receiver is used also the so called Brick oscillators could be used in case that the frequencies suit somehow. I made my first tests on 47GHz with DMC PLL oscillators from scrap, which work successfully. In some models even the crystal could be changed to a new one.

I wish you success with your own experiments! 73 de Wolfgang DD8BD, DOK I33, Loc. JO32LL

# Experimenteller Mischkopf an Rundhohlleiter für 47GHz

von Wolfgang Demmer, DD8BD

Nach dem ersten erfolgreichen Experiment mit meinem einfachen Empfangs-Mischkopf für 47GHz mit der eigentlich für diese Frequenz nicht mehr geeigneten Diode BAT15-099 überlegte ich, wie man das Ganze weiter vereinfachen und direkt an einen Parabolspiegel-Erreger aus Rundhohlleiter anbauen könnte. Das Material für den Rundhohlleiter stammt aus dem Modellbau und ist ein Messingrohr mit 8mm äußerem und 4mm innerem Durchmesser von einer Länge von ca. 25cm. Um einen abgleichtbaren Hohlleiter-Kurzschluss zu realisieren, wurde das Messingrohr zur Aufnahme einer 5mm-Abstimmungsschraube am Ende mit einem 5mm-Innengewinde versehen. So konnte dann der Abstand zwischen dem SMA-Innenleiter und dem Hohlleiterende optimal eingestellt werden. Zuvor hatte ich bei Experimenten mit einem SMA-Rundhohlleiter-Übergang festgestellt, dass mit einer 5mm-Messingschraube prima ein abstimmbarer Hohlleiter-Kurzschluss gebildet werden kann.

### Abb. 1

Der Mischkopf wurde so klein wie möglich gehalten, die Ausfräsung für die Kammer im kleinen Alu-Block wurde mit einem 20mm-Fräskopf vorgenommen. Der neue Mischkopf wurde ähnlich wie der 47GHz-„Butterbrot“-Mischer aufgebaut. Diesmal jedoch wurde der Mischkopf direkt auf einen Rundhohlleiter mit 4mm innerem Durchmesser aufgebracht. Dazu wurde ein wenig des Rundhohlleiters abgefräst, um einen Sitz für eine den Mischkopf tragende Platte zu erhalten. Mit einer 5mm-Messingschraube, von der am Ende einige Millimeter des Gewindes abgedreht worden waren, wurde ein verstellbarer Hohlleiterkurzschluss gebildet. Dazu war zuvor ein 5mm-Gewinde in das Hohlleiterende geschnitten worden. Für ein 5mm-Gewinde muss mit einem 4,2mm – Bohrer vorgebohrt werden. Dieser Mischer-Entwurf ist noch sparsamer, was den Materialaufwand anbelangt. Auch muss kein Flansch gebaut und verwendet werden. Mein erster Eindruck ist, dass dieser Mischer mit weniger Verlusten arbeitet, als mein Vorgängermodell.

Der LO wird ohne Kondensator über eine SMA-Kabelflanschbuchse in ein Stückchen Semi Rigid Typ UT141 eingekoppelt. Bei den mechanischen Arbeiten ist es sehr wichtig, bei jedem Arbeitsschritt auf eine Zentrierung aller Bohrungen zu achten, durch die der LO-SMA-Anschluss und das UT-141 bzw. schließlich sein Innenleiter geführt werden, damit der Innenleiter mittig in die Bohrung im Rundhohlleiter geführt werden kann. Zur Zentrierung setze ich ein Stückchen des übriggebliebenen Teflon-Dielektrikums des UT-141 in die zum Rundhohlleiter hinausführende Bohrung im Alu-Block ein. Meine Befürchtung, dass dadurch der Empfangspegel negativ beeinflusst werden könnte, bestätigte sich nicht, vielmehr spielte hier der Abstand des Gehäusedeckels vom ZF-Drähtchen, von der Diode und vom UT-141-Innenleiter eine ganz wichtige Rolle. Bei diesem Mischer-Entwurf wurde die BAT15-099-Diode wie bereits beschrieben am Ende kurz vor Eintritt des freigelegten UT141-Innenleiters in die Rundhohlleiter-bohrung zwischen Innenleiter und Außenleiter angelötet. Vgl. meinen Bericht in DUBUS 1/2009 „...Simple sandwich mixer...“. Das zum 100pF-ZF-Auskoppel-Kondensator führende Drähtchen wurde auf der RF-Seite, also in Richtung Hohlleiter, am freigelegten Innenleiter des UT141 angelötet.

Nach einer Reihe von Versuchen stellte sich heraus, dass der kleine Gehäusedeckel auf der Seite der ZF-Auskoppelung, wo sich der ZF-SMA-Anschluss befindet, um ca. 2mm angehoben werden musste, um den Empfangspegel heftig zu optimieren. Offensichtlich reagiert besonders die dünne ZF-Leitung ganz empfindlich auf die Deckelmasse, die wie eine Kondensatorplatte zu wirken scheint. In einem der Bilder sieht man, wie ein Stückchen eines Zahnstochers verwendet wird, um den Abstand zu halten. Als elegantere Lösung bietet sich ein dickerer Gehäusedeckel mit entsprechender Ausfräsung an. Bei den Versuchen mit einem konischen Horn als Bakenantenne zeigte sich, dass trotz relativ kurzer Rundhohlleiter ansatzweise eine Verdrehung der Polarisation nicht ausgeschlossen werden kann.

### Abmessungen

Der kleine Alu-Block, der das Mischgeräthaus bildet, wurde aus einem Stück von einer 15mm starken Aluminium-Flachstange hergestellt, das Material ist also 15mm dick. Der Block hat eine quadratische Form von ca. 28 x 28 mm. Die mit einem 20mm-Fräser hergestellte Kammer hat eine Tiefe von 11,45mm. Natürlich sind diese Maße kein Naturgesetz, aber das war halt das Ergebnis meiner Fräselei. Wie sich ja später bei der Optimierung durch Anheben des Deckels zeigte, spielen solche Maße eine deutliche Rolle.

### Abb. 2

Die Bohrungen für die SMA-Anschlüsse werden mittig in Bezug auf die ausgefräste Kammer vorgenommen. Der Boden der Kammer hat eine Stärke von 3,55 mm, so dass die Mitte der Kammer bei 5,725 mm von der Frontseite aus gesehen liegt. Dass ich mit meinen einfachen Mitteln wie mit meinem großen Ständerbohrmaschinen-Schnäppchen vom Discounter nicht exakt auf die Kommastelle genau gebohrt habe, dürfte klar sein!!! Also beim Nachbau locker an die Sache gehen und die angegebenen Maße nicht fürchten, jedoch versuchen, sie so gut wie möglich einzuhalten, denn ich kann nur von einer erfolgreichen Realisierung des Mixers mit diesen Maßen berichten.

Da ich den ausgefrästen Alu-Block nicht an dem Rundhohlleiter anlöten konnte, half ich mir mit einem 20mm breiten Stück Kupfer-Flachmaterial von 3mm Dicke und ca. 3cm Länge (entsprechend dem Alu-Gehäuse-Maß). Dieser Kupferstreifen erhielt mittig eine 4mm-Bohrung, so auch der Rundhohlleiter. Weiter wurden zwei Bohrungen von 2,5mm vorgenommen, um den Alu-Block mit Schrauben am Kupferstreifen befestigen zu können. Dazu wurden an den passenden Stellen im Alu-Block 2,5mm-Gewinde vorgesehen. Schließlich wurden vier Bohrungen und Gewinde in den Ecken des Alu-Blocks realisiert, um einen Deckel aus z.B. 1mm-Alu-Blech befestigen zu können, der natürlich in seinen Ecken vier Bohrungen erhielt.

### Abb. 3

Die Länge des verwendeten Semi Rigid wurde so bemessen, dass auf jeden Fall der offen gelegte Innen-

leiter bis zur Mitte des Rundhohlleiters ragt. Dazu schnitt ich ein gut 4cm langes Stück UT-141 zurecht.

#### **Abb. 4**

#### **Abb. 5**

Das Anbringen des Semi Rigid an der SMA-Flanschdose war wie immer nervtötend, bis ich darauf kam, einen SMA-Stecker auf die Flanschdose zu schrauben, um zu verhindern, dass beim Eindrücken des Semi Rigid und Festlöten das Teflonteil der Flanschdose vorn herauswandert! Eine Länge von ca. 7mm des UT-141 verschwindet im SMA-Anschluss, davon sind ca. 2mm des Innenleiters freizulegen, die im Innenleiter des SMA-Teils eingelötet werden.

#### **Abb. 6**

Schließlich war alles zusammengebaut, der Erreger wurde mitsamt dem Subreflektor in einen kleinen Parabolspiegel eingesetzt und der LO mit dem aktiven 12/24GHz-Verdoppler (2 x MGF1302; DB6NT-Platine) mitsamt dem Hochpass angeschlossen. Als ZF-Verstärker diente ein Cougar-Verstärker aus dem Surplus.

#### **Abb. 7: Testaufbau**

#### **Abb. 8: Die Kombination Mischer/Rundhohlleiter/Feed ist eingebaut**

**Abb. 9: Die Kombination von Rundhohlleiter, Dish-Feed und Mischer testweise in der Pegeldurchführung. Das Aluminiumrohr (Hohlleiter für 23,5GHz) der Durchführung wurde später verkürzt.**

#### **Abb. 10: Bake mit FLANN-Linsen-Horn-Antenne**

Als Bake diente ein DB6NT-LO an einem FLANN-Linsen-Horn ohne zusätzlichen Verstärker und ohne weiteren Vervielfacher direkt an den Erreger mit SMA-Übergang angeschlossen. Die GaAs-Fets in diesem LO produzieren von sich aus Oberwellen, so dass gar keine Vervielfachungsdiode verwendet werden muss! Der 4mm-Rundhohlleiter wirkt als Hochpass. Die Antenne war ein 25cm FLANN-Linsen-Horn, das ursprünglich mal im kommerziellen Bereich auf 23,5GHz seinen Dienst tat. Es hat - bei meiner simplen Art es anzuschließen - auf 47GHz mindestens noch so einen Gewinn wie ein optimierter 25cm-Parabolspiegel! Das Bakensignal konnte über eine Testdistanz von 6m in FM mit S9 rauschfrei aufgenommen werden. Um den Zahnstocher, der zur Einhaltung des Mischer-Deckelabstands verwendet wurde, loszuwerden, wurde ein neuer Deckel gebastelt. Dieser hat die Maße von 15mm x 30mm x 30mm.

#### **Abb. 11**

Auf der Innenseite wurde der neue Deckel mittig um 2mm ausgefräst. Wer weiter experimentieren will, kann den Deckel etwas tiefer ausfräsen und Innengewinde für ein oder zwei M4-Abstimmsschrauben anfertigen.

#### **Abb. 12**

Natürlich ist Vorsicht geboten, die Abstimmsschrauben dürfen nicht die Diode oder die Leitungen berühren. Der Kopf der Schrauben wird weitgehend abgefeilt oder abgedreht, so dass eine dünne plane Scheibe entsteht, wie man sie auch von abstimmbaren Filtern oder Abstimmkondensatoren in Röhren-Leistungsverstärkern kennt.

#### **Abb. 13**

Der Deckel wird mit vier Schrauben am Mischergehäuse befestigt. Hat man nur zu kurze Schrauben in der Bastelkiste, werden die vier Bohrungen deutlich angesenkt, so dass die Schraubenlänge ausreicht.

#### **Abb. 14**

Ich möchte deutlich darauf hinweisen, dass die Größe der ausgebohrten oder ausgefrästen Kammern für meine Mischer wie auch der jeweilige Deckelabstand eine wichtige Rolle hinsichtlich der Leistungsfähigkeit dieser experimentellen Mischer spielen! Die optimalen Maße zu finden, ist eine Sache des fortlaufenden Experimentierens. Da der Mischer zwar mit dem neuen ausgefrästen Deckel funktionierte, aber immer noch einige dB fehlten, wurden in den Deckel zwei Gewinde für M4 - Schrauben geschnitten. Die Schraubenköpfe wurde weitgehend abgedreht. Vor dem Umbau des Deckels für die Abstimmsschrauben hatte ich einen Kupferdraht unter dem leicht gelösten Deckel über die ganze Gehäusebreite hin und her wandern lassen; dort wo jetzt die Schrauben sitzen, hatte sich ein optimaler Empfangspegel ergeben!

#### **Abb. 15    Abb. 16**

Wie sich beim ersten Test herausstellte, durften die Schrauben nur ganz wenig in den Hohlraum eingedreht werden, um das beste Empfangsergebnis zu erzielen. Wahrscheinlich ergibt sich ein größerer Abstimmspielraum, wenn der Deckel etwas tiefer ausgefräst wird.

#### **Abb. 17    Abb. 18**

Doch auch ohne ein tieferes Ausfräsen des Deckels kann der Abstimmbereich verbessert werden: Man kann den Durchmesser des zu einer Platte abgedrehten Schraubenkopfes verkleinern, ihn gar ganz

entfernen (Schraube umdrehen) und nur die Schraubenachse zur Abstimmung verwenden oder diese sogar teilweise im Durchmesser verringern. Der nun erzielte USB-Signalpegel lag bei ca. 45 bis 50 dB, wenn mit Spectran gemessen wurde. Der Rx zeigte S 9+5dB bei USB an. Die Messdistanz betrug dabei 8 Meter. Als Bakenantenne diente ein 40cm-Parabolspiegel. In FM ergab sich am FT-736R ein wunderschönes rauschfreies Signal mit S 9 +60 dB (inklusive des Grundrauschpegels von Mischer und ZF-Verstärker), dessen Pegel bereits um - 6dB mit einem Dämpfungsglied abgeschwächt wurde.

#### **Abb. 19: Die Abbildungen zeigen zwei verschiedene Bakenversionen für 47GHz**

Das Ergebnis zeigt, dass mit althergebrachten mechanischen Mitteln bei diesem Mischerentwurf mit einer BAT15-099-Diode eine Optimierung möglich ist. Zu beachten ist auf jeden Fall auch die Einstellung der Schraube für den Hohlleiterkurzschluss.

Schließlich wurden alle oben bereits aufgezeigten Variationen von Abstimmungsschrauben getestet. Als beste Variante stellten sich ein verkleinerte Abstimmplatte auf der ZF-Seite und die Beibehaltung der Abstimmplatte auf der gegenüberliegenden Seite heraus. Die verkleinerte Scheibe hat nun einen Durchmesser von 6,7 mm (ZF-Seite), die andere Scheibe hat einen Durchmesser von 8mm wie zuvor.

#### **Abb. 19      Abb. 20**

Erneut wurde die Empfindlichkeit des neuen Mischers über die bisherige Distanz von 8 Metern ausführlich getestet. Trotz Einsetzen von SMA-Dämpfungsgliedern mit insgesamt 70dB Dämpfung, war das Signal der Bake noch wahrnehmbar. Insgesamt ergab sich, dass der Baken-Signalpegel mit diesem neuen Mischer im Bereich von sicher 75 dB (teilweise sogar bis max. 85 dB) in USB nachweisbar war.

#### **Abb. 21      Abb. 22**

Die Streckendämpfung der 8m-Testdistanz beträgt ca. 84 dB. Da bis über 75 dB an Signalpegel gemessen werden konnte, liegt das Gesamtbudget bei ca. 159 dB, was rein theoretisch (!) einer Strecke von 23 Km entspräche. Demnach, so hoffe ich, bietet dieser Mischer bzw. Konverter genügend Reserven für Amateurfunkverbindungen im freien Gelände im Kilometerbereich.

### **Hinweise auf benötigte Oszillatoren**

Im Folgenden sind mögliche Beispiele für Oszillatoren aufgeführt, mit denen eine Testbake bzw. ein subharmonischer Mischer für 47GHz für experimentelle Zwecke betrieben werden können:

Als Testbake lässt sich gut ein Oszillator auf 11,772225 GHz (z.B. ein Local Oscillator von DB6NT, siehe MKU12-Oszillatoren) verwenden, dessen vervierfachte Signal als Oberwelle auf 47,088900 GHz erscheint. Das funktioniert selbst ohne weitere Vervielfacherstufe. Das Ausgangssignal des LO wird auf einen Hochpass gegeben, der 23,54445 GHz passieren lässt, oder aber direkt in einen für 47GHz geeigneten Hohlleiter eingespeist. Ist ein größerer Aufwand möglich, kann man nach dem LO einen aktiven Verdoppler, gefolgt von einem Hochpass, einsetzen (siehe 12/24 Verdoppler von DB6NT).

Aufgrund kleiner Abweichungen des Grundoszillators solcher Frequenzaufbereitungen z.B. durch Erschütterungen oder Alterung des Quarzes und der mannigfachen Vervielfachung kann so ein Bakensignal schnell 200 oder 300 KHz daneben liegen, denn es sind ja zwei Oszillatoren, der Bakenoszillator und der Mischer-Oszillator, die exakt auf die gewünschten Frequenzen getrimmt werden müssen und meist nicht durch ein PLL-Verfahren an ein Frequenznormal wie ein 10 MHz-GPS-Frequenzstandard, ein 10 MHz-Rubidium-Frequenzstandard oder an einen guten 10 MHz-OCXO angebunden sind. Allerdings sind mittlerweile Frequenzaufbereitungen mit Anbindungsmöglichkeit an ein Frequenznormal bei DB6NT erhältlich. Für meinen Mischer habe ich einen Verdoppler von 12 auf 24 GHz mit Hochpass nach DB6NT gebaut und dazu einen eigenen Gehäuseentwurf verwendet. Die LO-Frequenz für den Sende-/Empfangs-Mischer hängt von der zu verwendenden ZF ab.

Für eine ZF von 144 MHz nimmt man z.B. einen LO von 11,736 GHz,

für eine ZF von 432 MHz nimmt man z.B. einen LO von 11,664 GHz und

für eine ZF von 1296 MHz nimmt man z.B. einen LO von 11,448 GHz.

Derartige LOs sind bei DB6NT erhältlich.

#### **Abb. 23      Abb. 24**

Wird ein breitbandiger Sendeempfänger oder Empfänger verwendet, kann man auch die sogenannten Brick-Oszillatoren verwenden, sofern die Frequenzen irgendwie passen. Meine ersten Versuche auf 47 GHz unternahm ich mit DMC-PLL-Oszillatoren aus dem Elektronik-Schrott, die sich erfolgreich nutzen lassen (manche Modelle dieser DMC-PLL-Oszillatoren sollen sich gut mit einem neuen Quarz umrüsten lassen).

Viel Erfolg beim Experimentieren! Vy73 de Wolfgang, DD8BD, I33, JO32LL

# Idea for a simple multi-function transverter for X-Band

by Konstantinos Giannopoulos, SW3ORA

## A little bit about the author

This article has been written by Konstantinos Giannopoulos (SW3ORA). He graduated from the University of Portsmouth, UK and has a BSc degree in Computer Technology and an MSc degree in Communication Networks Planning and Management. He is a founder member of the Greek Microwave Group ([www.microwave.gr](http://www.microwave.gr)) and he currently lives in Greece near the city of Patras.

## General description of the project

The idea for this project was born a few years ago, during my MSc degree in telecoms at the University of Portsmouth. Fascinated by microwaves I wanted to design and construct a complete microwave telecommunications system from scratch. The difficult part was the construction of the PCBs at X-Band frequencies, so another method had to be used. A microwave project is usually an expensive project, so it took me some years to complete the circuit.

The result was an idea for a general purpose, easy to build, full duplex transverter for X-Band. This project has been designed with simplicity in mind. Few radio amateurs can afford expensive pcb materials and specialised components and even fewer have access to expensive test equipment required to design their own PCB circuits at high frequencies.

The transverter is based on coaxial technology, making easy to upgrade, change or switch between components. By following the basic block diagram one can easily reproduce the transverter. The components you can use are not very critical and provided that you use components with the right specs you can have a fully working system.

Based on your own requirements, specifications and budget, you can modify the design to suit your taste. For example you could use a very low noise balanced amplifier for the receiving section, you could use the VCO in a PLL configuration or you could add more oscillators and mixers for double or triple conversion. In this article, I present you the basic design as a starting point for a larger project.

Despite its simple design, the transverter offers a set of multiple functions that can be very useful and can be switched on or off on demand from the front panel. It offers optional internal FM/FSK baseband modulation, simultaneous TX/RX operation and an external antenna/amplifier option. It can be also used as simplex, half duplex or full duplex transverter.

## The block diagram of the transverter

The main block diagram of the transverter is shown in figure 1:

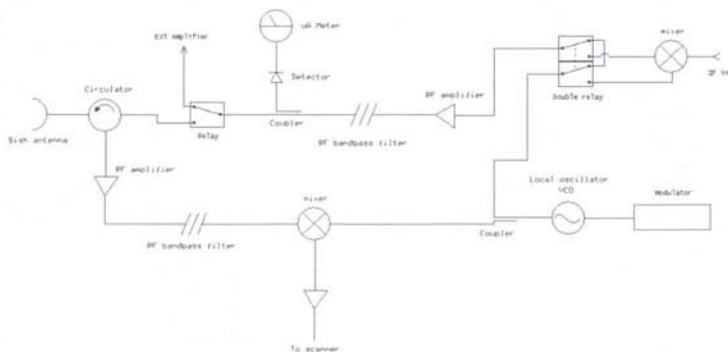


Fig. 1: The block diagram of the transverter

The block diagram elements starting from the signal generator towards the antenna will be first described. Just one local oscillator for both receive and transmit was used to minimize cost. Good signal generators on the X-Band are generally expensive. The operation of the transverter is much like the operation of gunplexers, which use the same oscillator for both receive and transmit. By the addition of a circulator, the transverter can also be used in simplex, half duplex or full duplex modes. The signal from the local oscillator is split 2 ways by a coupler. One portion of the signal drives the receiver mixer and the other the RF amplifier and/or the transmitter mixer. On the receiver side, the RF signal comes from a short focal length dish antenna to a circulator. The

circulator passes it to the receiver RF amplifier, which is followed by a band pass filter to reject unwanted signals. Then the RX signal is fed into the receiver mixer where it is mixed with the local oscillator to produce the IF signal. The IF signal is then amplified and fed into a scanning receiver.

On the transmit side, the local oscillator signal from the coupler is fed to an amplifier and then to a band pass filter to reject unwanted harmonics. Next a coupler, combined with a detector and a current meter, provides an indication of the operational state and the output power of the transmitter. Finally the signal from the coupler is fed into the circulator which passes most of it to the antenna and not to the receiver side. The cost of filters at these high frequencies may be quite high, so only one filter is used in the output of the final amplifier. The problem is that this may lead to very inefficient use of the power amplifier as it is driven by both the wanted and the image signal when used in the heterodyne transmitter mode. To overcome this problem you may want to insert the filter before the power amplifier and not after it.

## More options

If someone makes the transverter as described above, they can have a simple fully operational system. Furthermore, they could add some very useful facilities by just adding three coaxial relays to alter the signal paths. Controlling these relays is easily done using front panel switches.

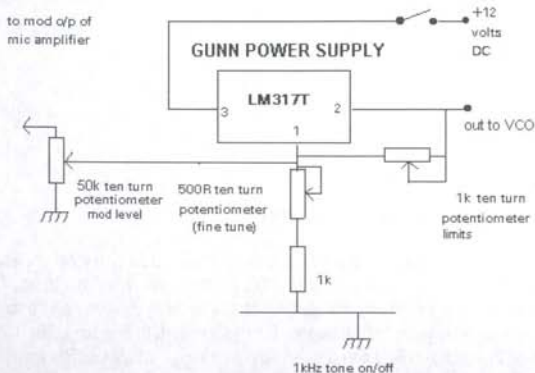
The first relay is inserted between the transmitter coupler and the circulator and it allows the optional use of an external transmitter amplifier. This is mandatory if you want to make some long distance contacts. By using this option, one has to use two separate antennas, one for transmit and one for receive. It is always a good idea to use two antennas if your transmitter has high power, in order to better isolate the receiver from the transmitter. Circulators cannot handle high powers and do not have perfect isolation (i.e. a small amount of signal passes to the unwanted port). The second and third optional relays are inserted between the local oscillator coupler and the TX RF amplifier as shown in figure 1. These have to be switched simultaneously to allow the diversion of the signal path. A single double relay could be used instead. In conjunction with a second mixer, the local oscillator signal can be used to up-convert a low frequency IF signal to the X-band.

Single conversion is not generally recommended because it is more difficult to filter the image signal but because of simplicity and cost could be acceptable here. If double or triple conversion is desired though, you can use more local oscillators and mixers to drive the IF port of the TX mixer. You could for example use a combination of UHF oscillator and mixer, which are non-microwave and easier to make, to up convert the source signal to a higher frequency to drive the microwave TX mixer. In fact, because of the RF filtering used, there is a restriction on this (especially if your filters are too sharp), which will be discussed later on. If do not use filtering, you may have as many conversions as you like, but this is generally not recommended. The transverter can be used in simplex, duplex or half duplex mode by switching the appropriate blocks on or off using the front panel switches. The default mode is full duplex. By switching the internal transmitter amplifier off, only the receiver operates whereas by switching the internal receiver amplifier off, only the transmitter operates. In full duplex mode, two channels are used for communication, one for receive and one for transmit. The frequency separation is defined by the IF frequency and the TX and RX tuning of the filters.

## Modulation schemes

Another option for the transverter is the addition of an internal modulator. This can be used to modulate the transverter oscillator from an external audio source. This avoids the extra cost of the transmitter mixer and external transmitter equipment if only FM or FSK modulation is needed. If this option is desired, a VCO must be used as a local oscillator. Below you can see the simple circuit of the internal modulator.

The LM317 variable supply is borrowed from the gunn diode modulator era and allows an audio voltage to modulate the output voltage. The 50k potentiometer is used to set the modulation depth. The 1k potentiometer is used to set the voltage limits of the modulator and the 500R one to fine tune the modulator. You can also bypass pins 2 and 3 with 1uF capacitors. If the input signal



is in microphone levels, it needs to be preamplified in order to drive the modulator. When the equipment is used as a transverter or in receive mode only, then the internal modulator must be disabled, to avoid unwanted frequency deviation. If transmitter (not transverter) and full duplex mode are enabled simultaneously, this frequency deviation is unavoidable, because a single local oscillator is used. It is pretty much like Gunnplexer operation in this case.

Fig. 2: The VCO modulator

By driving a VCO with this type of modulator, FM modulation can be achieved and the modulation depth can be adjusted for your communication needs. You can also use sound card programs to transmit FSK baseband in all modes (FSK, CW, SSTV etc). The equipment does not offer the option to directly SSB modulate the X-Band signal. It has to be switched into transverter mode and an IF SSB signal fed into the transverter input port for upconversion. However, the uncontrolled VCO means it is incapable of effective SSB operation. The lack of stability, and probable high phase noise, of the VCO would make it nearly useless for SSB or CW.

## Filtering

The use of filters in this simple transverter is not absolutely mandatory and for cost reasons you could decide not to use them. If you do not use filters you can easily set different TX and RX frequencies by choosing the appropriate IF frequency. On the other hand, filtering will provide better isolation between the transmitter and the receiver, better selectivity in receiver side and lower harmonics and spurious signals suppression in transmitter side.

The transverter uses only two filters, one for the RX and one for the TX. Easily tuned variable X-Band filters are expensive, so simple four-cavity tuned filters were used. This has the disadvantage that one cannot easily switch between different desired frequencies because the filters would need retuning each time. This is a more complicated procedure than turning a single knob. The result of using these fixed tuned filters is that one can transmit and receive only on a predefined range of frequencies, defined basically by the sharpness of the filters. When using filters, choose or tune them not to be very sharp because in transverter mode you will need this feature in order to separate as far as possible your TX from your RX signal during the upconversion. For example, if you have a TX RF bandpass filter of about 2MHz@3dB bandwidth and if your oscillator runs at 10GHz, then your IF input must be about 1MHz. Then your TX output will be 10GHz, 10GHz-1MHz and 10GHz+1MHz. This is too difficult to further filter and your local oscillator signal will be too close to your wanted output. Now imagine your TX RF bandpass filter has a bandwidth of 10MHz@3dB. Then your IF input can be at 10MHz, so the output signal from the mixer will be 10GHz, 10GHz-10MHz and 10GHz+10MHz. The local oscillator signal and the unwanted image can be more easily filtered further and in even if not, at least it does not interfere with the wanted signal. In conclusion, one has to decide between the use of filters or not, bearing in mind that most professional equipment use filters extensively.

## Receiving

To minimize cost, no IF filter is used on the receive side. All the filtering is done by the RX filters. A digital HF receiver is used as a receiver back end, as there is no cheaper and easier solution than this. If SSB needs to be received, an SSB capable receiver must be used or constructed. For FM reception, an FM demodulator can be constructed or you may use a wideband scanner with FM capability at HF. Instead of using an IF filter, you can let the back end receiver do the job. The downconversion of the back-end receiver means that on receive the transverter will be a double or triple conversion receiver. A broadband IF preamplifier is placed between the receiver mixer and the HF receiver. The broad bandwidth feature is only needed if reception is needed over a wide frequency range and the RX filter omitted. If you decide to use the transverter with a single RX frequency, then you can use a narrow bandwidth amplifier in conjunction with an IF filter, to eliminate any unwanted mixer products.

## The power supply

The power supply unit used in the transverter is very simple as there is no need for a high performance PSU. If the external amplifier option is chosen, an external PSU is needed. The PSU voltage and current capability is based on the components that will be used. In my configuration, apart from the LM317 modulator, three more voltages were needed, 5V, 12V and 15V. I got all these by using separate regulators (LM7805, LM7812, LM7815) for better isolation and higher current capability. The schematic of the PSU is shown in figure 3. Connect each LM78xx input at point + of the bridge, to get the desired voltage. It is always a good idea to use a power line filter (not shown) at the 220v side of the transformer to filter unwanted noise from the power line.

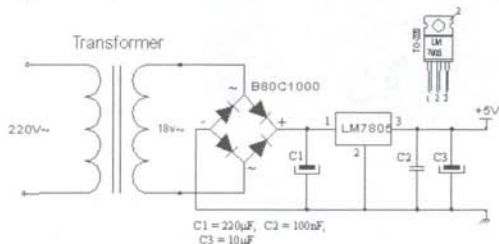


Fig. 3: The PSU

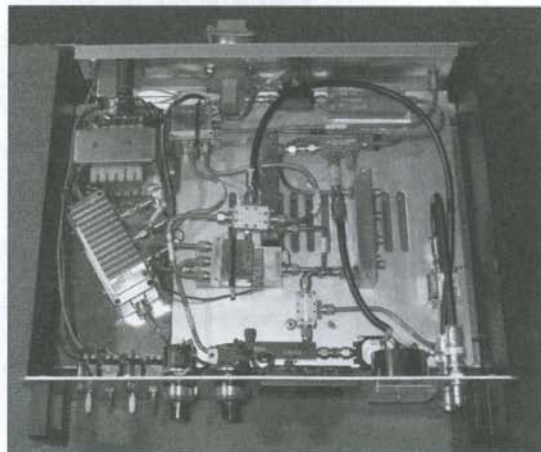
## The completed transverter

The completed transverter is shown in figure 4. A standard box case was used and mounting holes were made to suit the switches, tuning potentiometers, indicators and connectors.



**Fig. 4: The completed transverter**

Precision multi-turn potentiometers (with turns counting dials) were used to set the VCO voltage and the FM deviation. For increased precision of frequency setting, a digital voltmeter was used to continuously monitor the VCO voltage. Ameter was fitted to monitor the power level of the transmitter with the internal detector. The connectors used are bulkhead types, for lower losses and greater isolation between adjacent ports. Finally, a bank of four switches was used to select between different modes and options on the circuit, as described previously.



**Fig. 5: The back of the box**

**Fig. 6: Another view of the transverter**

In figure 5, the back of the transverter can be seen. There is a WG-16/WR-90 waveguide port for the RF I/O for to minimize losses between the antenna and the transverter. The SMA external amplifier port is fitted with a termination to avoid damage from accidentally switching into external amplifier mode when no external amplifier (or second antenna) is connected to the transverter. The following pictures show some close ups of the different parts used in the transverter.

Using this setup you can have a fully operational simple FM transverter for X-Band at low cost. Most important than the cost is the ease of building such a system, as no expensive lab equipment is needed. This transverter system can be built for any frequency, not just for 10GHz. You can build a transceiver for any amateur microwave band as long as you change the component specifications to meet the specific band requirements. Happy DXing! de SW3ORA

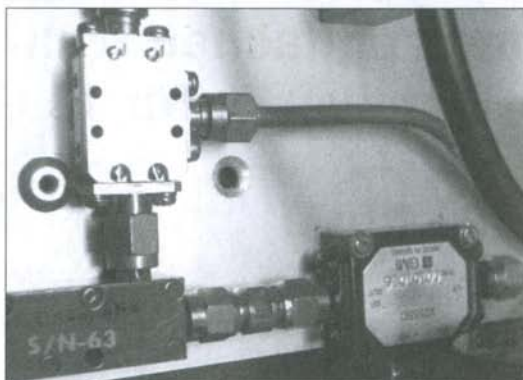


Fig. 7: Close up of the VCO, coupler and downconversion mixer configuration



Fig. 8: Close up of the circulator/transition output network



Fig. 9: Close up of the Cougar 5-1000MHz broadband IF amplifier

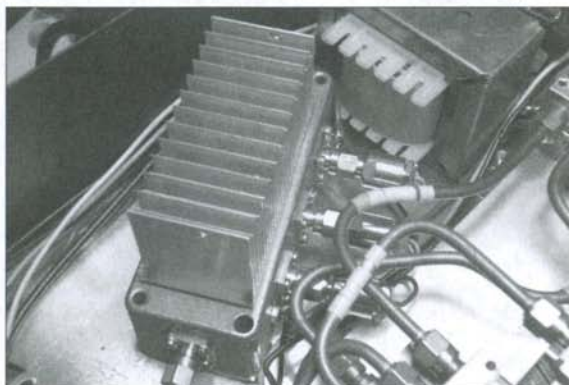


Fig. 10: Close up of the PSU and FSK modulator enclosure

# Idee für einen einfachen Multifunktions-Transverter für 10 GHz

von Konstantinos Giannopoulos, SW3ORA

## Über den Autor

Dieser Artikel wurde von Konstantinos Giannopoulos (SW3ORA) verfasst. Her hat an der Universität Portsmouth (UK) studiert und einen BSc in Computertechnik und MSc in Netzwerkplanung. Er ist Gründer der Griechischen Mikrowellengruppe ([www.microwave.gr](http://www.microwave.gr)) und lebt zur Zeit in Griechenland in der Nähe der Stadt Patras.

## Allgemeine Beschreibung des Projekts

Die Idee für dieses Projekt entstand vor einigen Jahren während meiner Studienzeit in England. Fasziniert von den Mikrowellen, wollte ich eine komplettes Mikrowellenkommunikationssystem von Grund auf konstruieren. Der schwierige Teil war die Erstellung von Platinen für die 10-GHz-Frequenzen, so dass eine andere Methode gewählt wurde. Ein Mikrowellenprojekt ist üblicherweise teuer, so dass es einige Zeit gedauert hat, das System fertigzustellen.

Das Ergebnis war ein einfach zu bauender universeller Voll duplex-Transverter für das X-Band. Dieses Projekt wurde unter dem Aspekt der Einfachheit und leichten Nachbaubarkeit durch Jedermann verwirklicht. Nur wenige Funkamateure können sich teure Platinen und Spezialbauteile leisten und noch weniger haben Zugang zu teuren Programmen, um eigene Platinen für hohe Frequenzen zu entwerfen.

Der Transverter basiert auf koaxialer Technik, was ein leichtes Upgraden durch Austauschen von Komponenten ermöglicht. Mittels des folgenden einfachen Blockdiagramms kann man den Transverter leicht nachbauen. Die Komponenten, die man verwenden kann, sind nicht sehr kritisch und vorausgesetzt, dass man Komponenten mit den richtigen Spezifikationen verwendet, kann man ein richtig arbeitendes System erhalten. Je nach persönlichen Erfordernissen, den Spezifikationen und dem vorhandenen Budget, kann man seine eigenen Vorstellungen in den Aufbau einbringen. Z.B. Könnte man einen sehr rauscharmen Verstärker für den RX verwenden, man kann den VCO in PLL-Konfiguration verwenden, oder man kann mehr Oszillatoren und Mischer für zwei- oder dreifache Umsetzung hinzufügen. In diesem Artikel wird die Grundversion als Ausgangspunkt für ein mögliches größeres Projekt vorgestellt. Trotz der einfachen Technik, bietet der Transverter eine Anzahl von diversen Funktionen, die sehr nützlich sein können und nach Bedarf von der Frontseite aus an- und abgeschaltet werden können. Optional gibt es interne FM/FSK-Basisbandmodulation und simultanes Senden und Empfangen und Arbeiten mit externem (Antennen-)Verstärker. Man kann simplex, halbduplex und voll duplex arbeiten.

## Das Blockschaltbild des Transverters

Das Blockschaltbild des Transverters ist in Abb. 1 gezeigt.

**Abb. 1: Das Blockschaltbild des Transverters**

Die Elemente im Blockschaltbild werden zuerst ausgehend vom Signalgenerator in Richtung Antenne beschrieben. Es wird nur ein LO für RX und TX verwendet, um Kosten zu minimieren. Gute Signalgeneratoren für das X-Band sind im Allgemeinen teuer. Die Funktion ist sehr ähnlich wie bei Gunnplexern, die auch den selben Oszillator für RX und TX benutzen. Durch Hinzufügen eines Zirkulators kann der Transverter in den Modus Simplex, Halbduplex und Voll duplex verwendet werden. Das Signal des LO wird mittels eines Kopplers in 2 Teile aufgeteilt. Der eine Signalteil treibt den Mischer des RX und der andere den HF-Verstärker und /oder den TX-Mischer.

Beim RX kommt das Signal von einem Parabolspiegel auf einen Zirkulator. Dieser leitet es nur in den RX-Verstärker weiter, dem ein Bandpassfilter folgt, um die unerwünschten Signale zu unterdrücken. Dann kommt das RX-Signal in den RX-Mischer und wird mit dem LO-Signal überlagert, um das ZF-Signal zu erzeugen. Das ZF-Signal wird dann verstärkt und einem Nachsetzer (z.B. Scanner) zugeführt.

Auf der TX-Seite wird das LO-Signal, das aus dem Splitter kommt, einem Verstärker und dann einem Bandpassfilter zugeführt, um unerwünschte Harmonische zu unterdrücken. Danach folgt ein Koppler, der in Kombination mit einem Detektor und Strommessinstrument dieses Signal und seine Stärke detektiert, um einen Anhalt für den Arbeitszustand und die Ausgangsleistung des TX zu haben. Schließlich wird das Signal vom Koppler in den Zirkulator geführt, der das Signal überwiegend zur Antenne und nicht zum RX führt. Die Kosten für Filter auf diesen Frequenzen können recht hoch sein, so dass nur ein einziges Filter am Ausgang des letzten Verstärkers verwendet wird. Das Problem ist dann, dass dies zu einer ineffektiven Arbeitsweise der PA führt, da diese von erwünschtem Signal und unerwünschtem Spiegelsignal angesteuert wird, wenn im Überlagerungs-TX-Mode gearbeitet wird. Um dies zu vermeiden, kann man das Filter ggf. vor der PA einsetzen und nicht danach.

## Weitere Optionen

Wenn man den Transverter wie oben beschrieben verwendet, hat man ein einfaches komplett arbeitendes System. Darüberhinausgehend kann man sehr nützliche Funktionen hinzufügen, indem man nur drei Koax-Relais hinzufügt, um den Signalpfad umzulenken. Die Steuerung dieser Relais wird einfach mittels externer Schalter durchgeführt. Das erste Relais wird zwischen dem TX-Koppler und dem Zirkulator eingefügt und ermöglicht optional die Verwendung einer externen TX-PA. Das ist nötig, wenn man über weite Entfernungen arbeiten will. Wenn man so arbeitet, braucht man zwei getrennte Antennen, eine für TX, eine für RX. Es ist immer eine gute Idee, zwei Antennen zu verwenden, wenn der TX viel Leistung hat, um den RX besser vom TX zu isolieren. Zirkulatoren können keine hohe Leistung ab und haben oft Isolationsprobleme (d.h. ein kleiner Anteil des Signals gelangt in die unerwünschte Richtung).

Das zweite und dritte optionale Relais werden zwischen LO-Koppler und TX-HF-Verstärker eingefügt, wie in Abb. 1 zu sehen. Diese Relais müssen gleichzeitig geschaltet werden, um den Signalpfad umzuschalten. Eine einzelnes Doppelrelais kann hier auch verwendet werden. Zusammen mit einem zweiten Mischer kann das LO-Signal dafür verwendet werden, um eine niedrige ZF-Frequenz auf das X-Band umzusetzen. Einfachumsetzung ist generell nicht zu empfehlen, da es schwieriger ist, das Spiegelfrequenzsignal herauszufiltern. Aber aufgrund der Einfachheit und wegen der Kosten kann das hier akzeptiert werden. Wenn aber Zwei- oder Dreifachumsetzung erforderlich ist, kann man weitere LOs und Mischer verwenden, um den ZF-Eingang des TX-Mischers anzusteuern. Man könnte z.B. eine Kombination von UHF-Oszillator und Mischer verwenden, die als nicht-mikrowellen Komponenten leichter herzustellen sind, um das Quellsignal auf eine höhere Frequenz zu mischen, um den Mikrowellen-TX-Mischer zu treiben. Tatsächlich gibt es aufgrund des verwendeten RX-Filters hierbei Beschränkungen (besonders, wenn die Filter zu scharf sind), was weiter unten diskutiert werden wird. Wenn man die Filter komplett weg lässt, kann man so viele Umsetzungen haben, wie man möchte, was aber generell so nicht empfehlenswert ist.

Der Transverter kann im Simplex-, Duplex- oder Halbduplex-Betrieb arbeiten, indem die jeweiligen Blöcke mittels Schaltern auf der Frontplatte an- oder ausgeschaltet werden. Der Grundmodus ist Duplex. Nach Ausschalten des internen TX-Verstärkers arbeitet nur noch der RX, nach Ausschalten des internen RX-Verstärkers arbeitet nur noch der TX. Im Vollduplex-Betrieb werden zwei Kanäle für die Kommunikation verwendet, einer für RX und einer für TX. Der Frequenzabstand ist definiert durch die ZF und die RX- und TX-Abstimmung der Filter.

## Modulationsschemata

Eine andere Option für den Transverter ist das Hinzufügen eines internen Modulators. Dies kann dafür benutzt werden, den Transverter mit einer externen NF-Quelle zu modulieren. Dies vermeidet die extra Kosten für den TX-Mischer und den externen Steuersender, wenn nur FM oder FSK-Modulation benötigt wird. Wenn diese Option gewählt wird, muß als LO ein VCO verwendet werden. Abb. 2 zeigt die einfache Schaltung des internen Modulators. Die variable Speisung mit LM317 ist der Erä der Gunn-Modulatoren entlehnt und ermöglicht Spannungsschwankungen durch die Anwesenheit eines Audiosignals. Das 50K Poti wird für das Einstellen der Modulationstiefe verwendet. Das 1K Poti wird verwendet, um die Spannungsgrenzen des Modulators einzustellen, und das 500 Ohm Poti, um den Modulator feinabzustimmen. Man kann die Pins 2 und 3 auch mit 1 uF Kondensatoren umgehen. Wenn das Eingangssignal Mikrofonpegel hat, muß es vorverstärkt werden, um den Modulator ansteuern zu können. Wenn die Anlage als Transverter oder nur im RX-Mode verwendet wird, dann muß der interne Modulator abgeschaltet werden, um unerwünschte Frequenzabweichungen zu vermeiden. Wenn Sender (nicht Transverter) und Vollduplex-Betrieb gleichzeitig aktiviert sind, ist diese Frequenzabweichung unvermeidlich, weil ein einzelner LO verwendet wird. Dies ist in diesem Fall sehr ähnlich dem Gunn-Betrieb.

**Abb. 2: Der VCO-Modulator**

Durch Ansteuern eines VCO mit dieser Art von Modulator kann FM erhalten werden und die Modulationstiefe kann für die Bedürfnisse der Übertragung eingestellt werden. Man kann auch Soundkarten-Programme, um FSK-Modulation (FSK, CW, SSTV etc.) auszusenden. Die Anlage bietet nicht die Möglichkeit, direkt SSB-Modulation auf 10 GHz zu erzeugen. Man muß in den Transverter-Modus umschalten und man muß ein bereits SSB-moduliertes Treibersignal in den Transvertereingang zur Umsetzung einspeisen.

## Filterung

Die Verwendung von Filtern in diesem einfachen Transverter ist nicht absolut zwingend erforderlich und man könnte sich aus Kostengründen entscheiden, diese wegzulassen. Wenn man keine Filter verwendet, kann man leicht verschiedene TX- und RX-Frequenzen einstellen, indem man eine geeignete ZF-Frequenz für den Empfang auswählt. Auf der anderen Seite liefert die Filterung eine bessere Isolation zwischen TX und RX, bessere Selektivität beim RX und bessere Unterdrückung von Harmonischen und Nebenaussendungen beim TX.

Der Transverter verwendet nur zwei Filter, eins für den RX und eins für den TX. Leicht abstimmbare Filter für das X-Band sind teuer, weshalb einfache abgestimmte 4-stufige Filter verwendet wurden. Das hat den Nachteil, dass man nicht einfach zwischen verschiedenen benötigten Frequenzen hin- und herschalten kann, weil man die Filter jedes Mal nachabstimmen müsste. Das ist ein komplizierter Vorgang als nur an einem Knopf zu drehen. Im Ergebnis bedeutet das, dass man nur auf einem vordefinierten Paar von Frequenzen senden und empfangen kann, das im Prinzip durch die Schärfe der Filter bestimmt wird.

Wenn man Filter verwendet, sollte man sie so wählen bzw. abstimmen, dass sie nicht sehr schmal sind, weil man dies im

Transverter-Betrieb benötigt, um das TX- und RX-Signal bei der Umsetzung soweit wie möglich voneinander entfernt zu haben. Wenn man z.B. ein TX-Bandpassfilter mit einer 3-dB-Bandbreite von 2MHz hat, und der Oszillator bei 10GHz arbeitet, dann muss das ZF-Signal bei etwa 1MHz liegen. Das TX-Ausgangssignal wird dann sein auf 10GHz, 10GHz-1MHz und 10GHz+1MHz. Das ist zu schwierig weiter zu filtern und das LO-Signal wird zu dicht am erwünschten Ausgangssignal sein. Nun stelle man sich eine Bandbreite von 10MHz (bei 3 dB) für den TX-Bandpass vor. Dann kann das ZF-Eingangssignal bei 10MHz liegen, so dass das Ausgangssignal bei 10GHz, 10GHz-10MHz und 10GHz+10MHz sein wird. Das LO-Signal und die Spiegelfrequenz können leichter weiter weggefiltert werden, und, falls nicht, dann werden sie wenigstens das erwünschte Signal nicht stören. Man muß sich also schließlich entscheiden, ob man Filter verwenden will oder nicht, sollte aber im Hinterkopf haben, dass professionelle Geräte reichlich Filter verwenden.

## **Empfang**

Um Kosten zu minimieren, wurde beim RX kein ZF-Filter verwendet. Die gesamte Filterung wird durch die RX-Filter vorgenommen. Ein digitaler KW-RX wird als Nachsetzer verwendet, weil es keine billigere und einfachere Lösung dafür gibt. Wenn SSB benötigt wird, muß der RX SSB können. Für FM-Empfang, kann ein FM-Demodulator gebaut werden oder man verwendet einen Breitband-Scanner mit FM auf Kurzwellen-QRGs. Anstatt ein ZF-Filter zu verwenden, kann man das Ende des RX das Filtern erledigen lassen, indem dessen internes Filter zur Frequenzfeinselektierung benutzt wird. Genauso werden die internen Mischer und LOs des Empfängers mitbenutzt. Das resultiert in Doppel- oder Dreifachumsetzung für den RX des ganzen Transvertersystems. Zwischen RX-Mischer und KW-RX ist ein Breitband-ZF-Verstärker eingeschleift. Die große Bandbreite ist nur nötig ohne RX-Filter-Verwendung, wenn Empfang über einen weiten Bereich benötigt wird. Wenn man den Transverter nur auf einer einzelnen Frequenz betreiben will, dann kann man einen schmalbandigen Verstärker in Verbindung mit einem ZF-Filter verwenden, um alle unerwünschten Mischer-Produkte zu eliminieren.

## **Das Netzteil**

Das Netzteil für diesen Transverter ist sehr einfach, da nichts Anspruchsvolles benötigt wird. Wenn eine externe PA verwendet wird, braucht man dafür noch ein externes Netzteil. Die Spannung und nötige Leistung des Netzteils wird durch die verwendeten Komponenten bestimmt. In meiner Konfiguration, werden, außer dem LM317-Modulator, drei weitere Spannungen benötigt: 5V, 12V und 15V. Diese wurden alle mit separaten Regulatoren (LM7805, LM7812 und LM7815) erzeugt, um bessere Isolation und Leistung zu erhalten. Die Schaltung des Netzteils ist in Abb. 3 gezeigt. Der Eingang jedes LM78xx wird mit dem Pluspunkt der Brücke verbunden, um die benötigten Spannungen zu erhalten. Es ist immer eine gute Idee ein Netzfilter auf der 230V-Seite des Trafos zu verwenden (hier nicht eingezeichnet), um unerwünschte Störungen aus dem Netz abzublocken.

**Abb. 3: Das Netzteil**

## **Der fertige Transverter**

Der fertige Transverter ist in Abb. 4 gezeigt. Ein Standard-Gehäuse mit entsprechend angefertigten Bohrungen und Löchern wurde verwendet.

**Abb. 4: Der fertige Transverter**

Präzisions-Potis wurden für die VCO-Spannung und den FM-Hub verwendet. Um die Frequenzeinstellung präzise machen zu können, wurde ein Digitalvoltmeter verwendet, um die VCO-Spannung kontinuierlich überwachen zu können. Auch wurde ein Strommessinstrument eingebaut, um die HF-Ausgangsleistung überwachen zu können. Für die Verbindungen wurden Durchführungstypen verwendet, um niedrige Verluste und gute Isolation zwischen den Ports zu gewährleisten. Eine Reihe von vier Schaltern wurde eingebaut, um zwischen den verschiedenen Optionen und Modes wählen zu können, wie oben beschrieben.

**Abb. 5: Die Rückseite des Gehäuses**

Abb. 5 zeigt die Rückseite des Transverters. Man sieht einen Wellenleiter-Anschluß (WG-16/WR-90) für den Ein- und Ausgang auf 10GHz, um die Verluste zwischen Antenne und Transverter zu minimieren. Der SMA-Anschluß für den externen Verstärker ist zur Sicherheit mit 50Ohm abgeschlossen, wenn dort kein Verstärker oder keine zweite Antenne angeschlossen ist. Abb. 6 bis 10 zeigen weitere Details des Transverters.

**Abb. 6: Weitere Ansicht des Transverters**

**Abb. 7: Nahaufnahme von VCO, Koppler und Mischer**

**Abb. 8: Nahaufnahme von Zirkulator und Ausgangsbereich**

**Abb. 9: Nahaufnahme eines Cougar 5-1000MHz Breitband-ZF-Verstärkers**

**Abb. 10: Nahaufnahme des Gehäuses des Netzteils und FSK-Modulators**

Mit der hier beschriebenen Konstruktion kann man einen voll funktionierenden Transverter für das 10-GHz-Band zu einem niedrigen Preis erhalten. Fast noch wichtiger als die Kosten ist die Einfachheit des Nachbaus eines solchen Systems, da keine teure Laborausstattung nötig ist. Neben 10 GHz kann dieses Prinzip für jede andere Frequenz angewendet werden. Man kann damit Transverter für jedes andere Amateur-Mikrowellenband aufbauen, wenn man die Spezifikationen der einzelnen Komponenten entsprechend auswählt. Happy DXing! de SW3ORA

# Comparison of ROS and JT65

by Rex Moncur, VK7MO

A new Digital Mode called ROS was recently produced by Jose Alberto Neito Ros. The mode is available for download at:

<http://rosmodem.wordpress.com/2010/01/30/ros/#comments>

The mode appears to have potential for weak signal VHF with a specific EME mode included. A feature of ROS is that it does not constrain messages and can handle any random text in a similar way to PSK31. It is claimed to work to -35 dB but it is found that this is equivalent to around -26 dB on the WSJT scale. This report is based on both Signal Generator tests against white noise and practical tests on tropo-scatter at 144 MHz and EME at 1296 MHz. ROS is still in beta version and could well be improved in its final release. Based on beta version 3.3.1 it is concluded that while its performance is comparable with JT65a for tropo-scatter it is significantly worse than JT65c for EME at 1296 MHz.

## Signal Generator Tests

In order to compare the signal to noise ratio performance of ROS and JT65 a test was set up with a Signal Generator. The computer audio running either ROS or JT65 is applied to the Signal Generator in AM mode, relying on the receiver SSB filters to remove the carrier and unwanted sideband. A 50 ohm dummy load combined with the transceiver noise was used as a noise source and the signal applied through a 20 dB "T" between the 50 ohm load and the transceiver. Both the transceiver and Signal Generator were locked to GPS to avoid frequency drift. As there is no absolute reference the average JT65a reported Signal to Noise was used to establish a Signal to Noise ratio reference and the Signal Generator attenuator used to provide relative levels and compare modes. This test arrangement has been used previously and gives very similar results to those reported by K1JT for JT65 in his computer simulations.

The results of the Signal Generator tests are shown in Figure 1 below. The nature of JT65 is that it generally decodes a full message correctly or nothing, whereas ROS degrades more slowly and will give garbled decodes before complete failure. For most purposes we are interested in a fully correct decoded message although in some cases a partial message from separate garbled decodes can be useful and thus the ROS results are plotted for both correct characters and messages. If we take fully correct decodes ROS is around 2 dB better than WSJT's Koetter-Vardy decoder and about 2 dB worse than the Deep Search decoder. The improvement over the Koetter-Vardy decoder arises largely because ROS spends about twice as long to send a similar message.

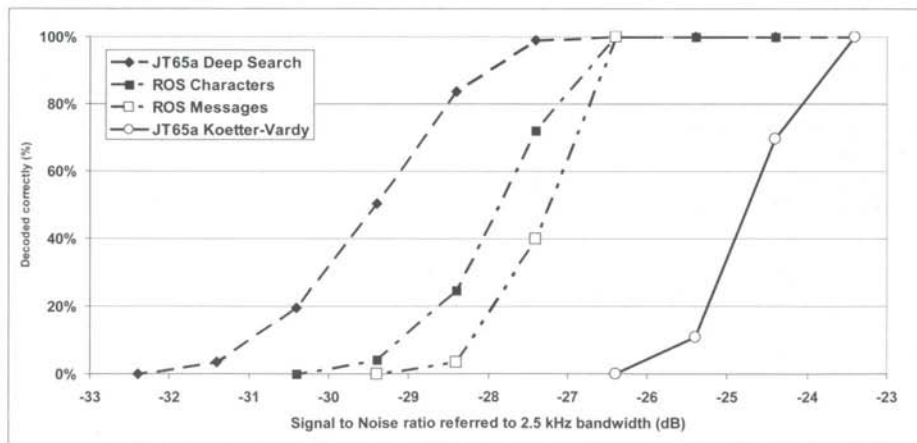


Figure 1: Comparison of ROS and JT65a in Signal Generator test

## ROS Signal to Noise Measurements

Like WSJT ROS provides a Signal to Noise measurement with each received message. Users who are familiar with JT65 will recognize that a signal report of -28 dB is around the limit and might think that ROS works to a much lower level as it sometimes gives correct decodes with reported dB levels of -34 to -36 dB. The following shows a typical ROS output when receiving the message VK7MO VK3II QF21 at a marginal level. This was produced with the Signal Generator test arrangement described above.

RX1: <11:32 UTC> <0.0 Hz> /X82# VK3II QF21 <STOP> <-36 dB>  
 RX1: <11:34 UTC> <0.0 Hz> [K7MO VLGII QF21 <STOP> <-34 dB>  
 11:36 message missed due to no frame acquisition  
 RX1: <11:39 UTC> <0.0 Hz> "[7MM%F:.I QF2Q>A/#]"-[UFF\_PR8+ <CANCEL> <-36 dB>  
 RX1: <11:42 UTC> <0.0 Hz> VK7MO VK3II QF21 <STOP> <-36 dB>

Using the Signal Generator set to the same level and the same level of audio input JT65a gave the following:

115600 0 -28 -0.1 -8 3\*  
 115800 1 -27 0.1 -8 3\* VK7MO VK3II QF21 ? 0 1  
 120000 0 -29 0.0 -8 23\*  
 120200 1 -27 0.1 -8 3\*  
 120400 0 -26 0.2 -8 3\* VK7MO VK3II QF21 ? 0 1

It is seen that for the same signal level both modes are working at the margin but JT65 reports a median level of -27 dB while ROS reports a median level of -36 dB. Thus while, as in the case of the above test, ROS did produce one correct decoded message at -36 dB this is in fact equivalent to around -27 dB on the WSJT scale which is referenced to the noise in a 2.5 kHz passband. From such Signal Generator comparisons one can as a guide add 9 dB to the ROS reported signal levels to make them equivalent to JT65 reported levels.

### 144 MHz Tropo-scatter Tests

VK3II and VK7MO conducted on-air testing to compare both modes on 144 MHz over a 520 km troposcatter path over mountainous terrain. A 4x10 element yagi was used at one end and a single 14 element yagi at the other. Both stations are GPS locked so that frequency variations are not a factor. The power was adjusted to 1.5 watts so that signals were at the margin. The tests were based on sending four messages via each mode and alternating in attempt to even out propagation variations.

#### ROS

RX: <21:39 UTC> <0.0 Hz> VK?II "?:2:3QE37 O<@XH <STOP>  
 Nil Frame lock  
 RX: <21:43 UTC> <0.0 Hz> VK3II VK7MO QE37<D6? JD))V5&5)/A <CANCEL>  
 Nil Frame lock

#### JT65a

214800 1 -28 -0.1 0 3# VK3II VK7MO QE37 OOO 0 10  
 214900 0 -33 6.8 100 46  
 215000 0 -27 -0.1 0 29  
 215100 2 -28 -0.1 0 3#

#### ROS

RX: <21:56 UTC> <0.5 Hz> VK3II VK7MO QE37 OOO <STOP>  
 RX: <21:58 UTC> <0.5 Hz> VK3II VK7MO QE37 OOO <STOP>  
 RX: <22:00 UTC> <1.5 Hz> VK3II VK7MO QE37 OOO <STOP>  
 RX: <22:02 UTC> <0.5 Hz> VK3II VK7MO QE>6HKI/> <STOP>

#### JT65a

220800 0 -27 0.1 0 4  
 220900 1 -27 0.1 0 3\* VK3II VK7MO QE37 0 8  
 221000 2 -27 0.1 0 2\* VK3II VK7MO QE37 0 10  
 221100 0 -33 -1.9 -81 26

#### ROS

Nil Frame lock  
 Nil Frame lock  
 RX: <22:17 UTC> <2.9 Hz> VK3II VK7MO QE37 OOO <STOP>  
 RX: <22:19 UTC> <2.0 Hz> VK3II VK7MO QE37 O>O <STOP>

#### JT65a

222500 4 -23 -0.2 0 3\* VK3II VK7MO QE37 1 10  
 222700 1 -23 0.1 0 1\* VK3II VK7MO QE37 1 10  
 222800 4 -21 -0.2 0 3\* VK3II VK7MO QE37 1 10  
 222900 3 -24 -0.2 0 3\* VK3II VK7MO QE37 0 10

## ROS

RX: <22:31 UTC> <0.0 Hz> VK\*\*\*-VK7MO QE37 I\_O <STOP>  
RX: <22:33 UTC> <1.0 Hz> VK3II VK7MO QE37 OOO <STOP>  
RX: <22:35 UTC> <0.5 Hz> VK3II VK7MO QE37 OOO <STOP>  
RX: <22:37 UTC> <1.0 Hz> VK3II VK7MO QE37 OOO <STOP>

## JT65a

224200 1 -28 0.2 0 3 \* VK3II VK7MO QE37 0 10  
224300 0 -33 8.8 43 3  
224400 0 -26 0.3 0 3  
224500 0 -28 0.1 0 3

While the transmitted message was not always consistent in that it sometimes included "OOO" if we take correct reception based on the callsigns and grid locator as the test criteria then ROS gave nine correct decodes compared to eight for JT65a and three on the Koetter-Vardy decoder. We can, reasonably conclude that ROS does perform to a similar level as JT65a's Deep Search Decoder on tropo-scatter and somewhat better than JT65a's Koetter-Vardy decoder if one applies a "no prior knowledge" test. Given the variability of tropo-scatter these results are consistent with the Signal Generator tests above.

## 1296 MHz EME Test

VK2JDS (4.6 metre dish, 120 watts), VK4CDI (3.7 metre dish, 65 watts) and VK7MO (2.3 metre dish, 120 watts) conducted tests on 1296 MHz EME. Signal levels were quite strong with 100% copy on JT65c with some variation in signal level due to manual alignment of the dish by VK2JDS. On changing to ROS nothing but gibberish could be decoded and framelocks were rarely achieved even though the signal could usually be heard in the speaker. It was considered that there were two possible reasons. Firstly, libration frequency spreading which is typically around 4 Hz on 1296 MHz might be too great for a mode that uses only one Hz tone spacing. Secondly, the Doppler shift which was around 12 Hz/min might be too fast for ROS to track.

In order to test if Doppler was the issue a test was arranged with the Doppler being tracked by continuously tuning the VK7MO IC-910-H transceiver with a program produced by Glen English, VK1XX. This program provides output on the computer RS232 port to an ICOM CT-17 Cl-V interface to control the frequency of the IC-910 based on the Doppler shift calculated by WSJT. Immediately, Doppler correction was applied VK7MO and VK2JDS started getting framelocks and some useful ROS decodes as below. VK4CDI did not achieve framelock despite being able to hear the signals. This could be the result of lower frequency stability as VK7MO is GPS locked and VK2JDS has a very high stability oscillator or it could be the smaller antenna used by VK4CDI.

## ROS received by VK7MO

RX1: <01:33 UTC> <38.6 Hz> 0%L##7VK2JL3 QF6AYX4@R8^4 <STOP> <-33 dB>  
RX1: <01:37 UTC> <40.5 Hz> VK7MO VK2JDS QF46PV OOO <STOP> <-30 dB>  
RX1: <01:40 UTC> <43.0 Hz> A FIRST FOR ROS .EME 23CM <STOP> <-31 dB>  
RX1: <01:43 UTC> <45.4 Hz> A FIRST FE1^ROS <CANCEL> <-31 dB>  
RX1: <01:46 UTC> <47.9 Hz> 1296.068\$EME ROS 100WATTS 4.6M DISH <STOP> <-32 dB>  
RX1: <01:49 UTC> <48.8 Hz> 1296.065 ENE ROS 1>@)G(#EK2RI<ISH#P <STOP> <-33 dB>  
RX1: <01:55 UTC> <53.2 Hz> \_96N065 EME ROS 100WATTC 4.6M <CANCEL> <-32 dB>

## JT65c received by VK7MO

031700 5 -23 4.3 105 6 \* VK7MO VK2JDS -15 0 10  
031900 5 -22 4.3 103 3 \* VK7MO VK2JDS -14 1 10  
032100 8 -20 4.3 102 2 \* VK7MO VK2JDS -15 1 10  
032300 3 -19 4.3 102 6 \* GOTO NORMAL 1 0  
032500 3 -22 4.4 530 8 \* VK7MO VK2JDS QF46 1 10  
032700 4 -20 4.2 506 10 \* VK7MO VK2JDS -17 1 10  
032900 4 -20 4.2 487 8 \* VK7MO VK2JDS -17 1 10

## ROS received by VK2JDS

RX1: <02:45 UTC> <-14.2 Hz> VK2JDS VK7MO QE37PC <STOP> <-27 dB>  
RX1: <02:48 UTC> <-16.1 Hz> VK2JDS VIJ<(KC-O <CANCEL> <-31 dB>  
RX1: <02:51 UTC> <-17.6 Hz> ROS EME O"/N9:R@<VTV <CANCEL> <-29 dB>  
RX1: <02:54 UTC> <-20.0 Hz> RCTEME ON 1296 MHZ FROM VK7MO TO #TLT <STOP> <-27 dB>  
RX1: <02:58 UTC> <-21.0 Hz> ROS EME\$AN 1296 MHZ FROM VK7MO TO VK2JDS <STOP> <-30 dB>  
RX1: <03:02 UTC> <-22.0 Hz> ROS EME ON 13j6 MHZ GM VK7MOO VK2JDS! <STOP> <-33 dB>  
RX1: <03:06 UTC> <-23.9 Hz> ROS>=ME L90?YN <CANCEL> <-32 dB>

### JT65c received by VK2JDS

|        |   |     |     |      |      |                   |   |    |
|--------|---|-----|-----|------|------|-------------------|---|----|
| 031200 | 4 | -15 | 0.6 | -102 | 7 *  | VK2JDS VK7MO QE37 | 1 | 10 |
| 031400 | 7 | -15 | 0.7 | -105 | 7 *  | VK2JDS VK7MO QE37 | 1 | 10 |
| 031600 | 4 | -16 | 0.6 | -102 | 7 *  | VK2JDS VK7MO QE37 | 1 | 10 |
| 031800 | 5 | -20 | 0.7 | -100 | 7 *  | VK2JDS VK7MO R-23 | 1 | 10 |
| 032000 | 4 | -17 | 0.6 | -100 | 7 *  | VK2JDS VK7MO RRR  | 1 | 10 |
| 032200 | 3 | -16 | 0.8 | -100 | 6 *  | VK2JDS VK7MO RRR  | 1 | 10 |
| 032400 | 1 | -23 | 0.7 | -100 | 7 *  | VK2JDS VK7MO RRR  | 0 | 10 |
| 032600 | 5 | -17 | 0.8 | 396  | 10 * | VK2JDS VK7MO -22  | 1 | 10 |
| 032800 | 4 | -16 | 0.7 | 377  | 10 * | VK2JDS VK7MO -20  | 1 | 10 |
| 033000 | 4 | -17 | 0.6 | 355  | 9 *  | VK2JDS VK7MO -20  | 1 | 10 |

The instruction above "GOTO NORMAL" in JT65c was advice to remove the Doppler correction which is evident from the rapid change in Difference Frequency (DF) from a constant of around -100 Hz to around 380 Hz with around 20 Hz variations between transmissions - equivalent to 10 Hz/min. Even so JT65c with its AFC function coped with the Doppler and gave fully correct decodes.

From the reception by VK7MO it is seen that ROS was reporting median signal levels of -30 dB compared to JT65c under similar conditions reporting a median of -16 dB or a difference of 14 dB under what would be similar conditions. This is beyond the 9 dB suggested earlier and probably explained by the fact that much of the energy is lost due to libration spreading outside the narrow 1 Hz binwidth used by ROS.

While in the above test ROS is at the margin and giving some garbled information separate lower power 1296 MHz EME tests show that JT65c gives good copy at -23 to -24 dB on the Koetter-Vardy decoder and -27 to -28 dB on the Deep Search decoder. As the median signal level for these tests is 16.5 dB on the WSJT scale it is concluded that even with Doppler correction the Koetter-Vardy decoder has an advantage of around 7 dB over ROS and the Deep Search Decoder around 11 dB.

### Effect of Frequency Drift or Doppler on ROS

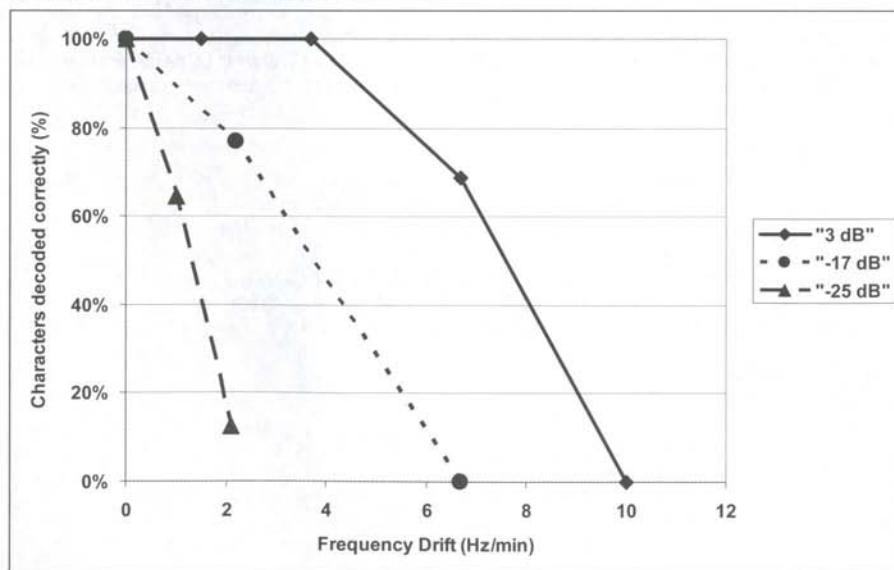


Figure 2: ROS Performance with Frequency Drift and Signal to Noise Ratio

Given the experience above in decoding ROS on EME at 1296 MHz an experiment was designed to measure the effects of Frequency drift or Doppler frequency variation on the performance of ROS. The way this experiment was arranged was to use VK1XX's Doppler correction program to adjust the frequency while using a Signal Generator on a fixed frequency. The results as shown in Figure 2 show a dramatic reduction in performance with rates of frequency change of just a few Hz/min. Even if both the transmitter and receiver are very stable the change of Doppler shift on EME can reach a maximum of around 1.4 Hz/min at 144 MHz rising to 12 Hz/min at 1296 MHz and thus seriously degrade performance. At 144 MHz many rigs show drifts of more than a

few Hz/min when transmitting at full power and as shown above just a few Hz drift significantly degrades the performance of ROS at weak signal levels such as -25 dB.

## ROS on 144 MHz EME

The author has been unable at this stage to undertake tests of ROS on 144 MHz EME and there have been very few reports of successful ROS QSOs on 144 MHz EME on which an assessment can be based. One report of a successful 144 MHz EME contact between DL8EBW and SV8CS is documented on the ROS comments page as follows:

```
TX <2101 UTC> DL8EBW SV8CS 000 <STOP>
TX <2103 UTC> DL8EBW SV8CS 000 <STOP>
RX <2106 UTC> <647 Hz> SV8CS DL8EBW RO <STOP>
TX <2108 UTC> RRR <STOP>
RX <2110 UTC> <635 Hz> 73 73 73 ZOW-WT-#271Q%?EZ-FJE <CANCEL>
TX <2112 UTC> 73 <STOP>
RX <2114 UTC> <640 Hz> FB SPIROS 738*1 S2 LKH926?=-2TVUOE=YOR&N>L3@X?=[M&KILT&Z>YN#D/MDSAZC P 22KT9FMRA
RX <2119 UTC> <674 Hz> TNX NICE 1ST 2L(S)E ROS QSO7NXDWO'EO <STOP>
RX <2123 UTC> <72.3 Hz> @NX NICE 1ST 2M EME>+OS QSO(@&
```

The station's involved were running 100 watts and using a four and two yagi array and would thus be near the margin on JT65. While the essential elements of a QSO are evident it is seen that on most decodes the message becomes garbled after the first 10 or so characters. This is possibly evidence that ROS is not accurately tracking the Doppler variation which in this case is less than one Hz/min. More comparative results are required before one can come to a conclusion about the how ROS compares with JT65 on 2 meters EME.

## Time for QSO

For the typical messages that are used in EME such as two callsigns and a report ROS takes about 90 seconds compared to 48 seconds for WSJT. Thus ROS takes about twice as long representing about 3 dB of the performance it achieves.

## Operational Considerations

ROS is designed for a conversation style of communication like PSK31 where overs are not of a fixed length and they start and stop with a specific set of tones. While this will work well with signals consistently above the noise the nature of many marginal QSOs on EME, particularly on 144 MHz, is that signals drop in and out due to Faraday rotation and ground gain and there is also non-reciprocal propagation. In such a situation it is highly likely that both stations will find themselves out of sync and transmitting at the same time and thus missing the ROS frame acquisition.

A useful attribute of JT65 is that one can see the synchronization tone at levels below what one can receive. This provides useful information to continue looking for a station. In the case of ROS there is a 3 second carrier identifier at the start but as this is not in time sync and is present for a much shorter period, it is much harder to find. JT65 messages for RO, RRR and 73 can also be decoded visually at levels below that at which they will decode to allow completion of a marginal QSO – these are particularly useful at 144 MHz and 50 MHz where marginal signals can rise briefly as a result of Faraday rotation and ground gain.

## Conclusion

This report is based on ROS version 3.3.1 and in some cases earlier versions which are all beta versions. Given that ROS has been around for a very short period and is still under development one should be open to looking at improvements that might be included in later versions.

However, in relation to Version 3.3.1 it is concluded that:

- ROS gives comparable weak signal performance to JT65a on 144 MHz tropo-scatter but takes longer to complete a QSO.
- ROS has possible application as a weak signal chatting mode on VHF tropo-scatter where signals are consistently above the noise.
- ROS is not useful for 1296 MHz EME. While it can be made to work, by using a separate Doppler correction program to directly control the transceiver frequency via a hardware CI-V interface, the performance is still at least 7 to 11 dB worse than JT65c.
- Further comparative testing is needed before a conclusion can be made about the performance of ROS on 50 and 144 MHz EME.
- Operational features of JT65 such as time sequencing and short-hand messages give it a significant advantage over ROS in completing a marginal QSO.
- Around 9 dB should be added to ROS signal reports to make them comparable to JT65 reports.

# VHF News

## Australia & New Zealand

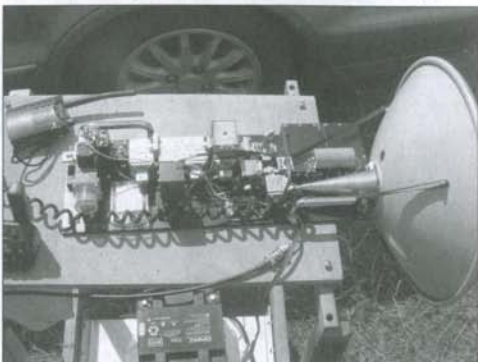
### 122 GHz activity in ZL Feb 2010

Equipment was assembled to establish contacts on the relatively new allocation at 2.5 mm in ZL in 2002. With the low power and small horn antennas this equipment yielded 32 metres range on NBFM mode. At this time stable oscillators and suitable mixers were not commonly available for transverter construction and the simpler technique of duplex operation was used. A Gunn oscillator and Gunn amplifier at 20 GHz are varactor multiplied by six times and transmit via a circulator to a 100 mm conical horn. A X coupler supplies a portion of this outgoing signal to the RX detector diode which is connected to the circulator RX port, this arrangement gave better results than using a circulator alone as the LO injection device.



**ZL1TPH/p on 122GHz**

In February 2010 some 30 cm Cassagrain dishes were added to the horn antennas and the RX IFs improved in an effort to obtain more distance. 300 metres was the result on February 7<sup>th</sup> between ZL1TPH/p and ZL1TBG/p using NBFM and presence of the fast varying carrier was also detected using SSB mode at 400 metres range.



**ZL1TBG 122 GHz setup – close view**

Operators of earlier style microwave stations will appreciate the effects of wind temperature shifts on the equipment and the difficulty of tracking free running oscillators with narrow bandwidth receivers, we were as well having difficulty aligning on side lobes of the very narrow beam width antennas. In the best of tradition, some patience and perseverance, good DX did come on this third trial. Ralph Sanson ZL1TBG (tnx to ZL1TPH for submitting this report!)

### GippsTech 2010

GippsTech, Australia's annual VHF and above conference will be held at Churchill, Gippsland, Victoria on the weekend 10 and 11 July 2010.

### 144 MHz Tropo-ducting

Colin, VK5DK reports that on 19 February he completed SSB contacts with Wayne, VK6JR (2365 km) and Alex, VK6APK (2325 km).

### 1296 MHz SSB EME

Chris VK5MC with his large dish (around 10 metres) reports that on he was tuning around the band and heard 8J1AXA (18 metre dish) in contact with Dave VK2JDS (4.6 metre dish) on SSB. Chris then completed an SSB contact with 8J1AXA 5x5 and 5x6 on SSB.

### 1296 MHz QRP EME

Dave VK2JDS (4.6 metre dish), Phil VK4CDI (3.7 metre dish) and Rex VK7MO (2.3 metre dish) are all regulars on 1296 MHz EME. Skeds can be arranged on the HB9Q logger at <http://hb9q.ch>. All three stations completed 1 watt QRP contacts with the 25 metre Dwingeloo dish, PI9CAM, in the Netherlands on 19 April 2010 using JT65c. Subsequent tests between VK4CDI and VK7MO have shown that it is possible to gain a 2 to 3 dB improvement in JT65c performance on 1296 MHz by using Glen VK1XX's automatic Doppler correction program to tune the transceiver. QRPP (0.5 watts or less) is the next goal.

### Small Station 144 MHz EME with JT65b

Wayne VK5APN reports on the joy of his first EME contact with ES6RQ using a single yagi and 100w.

### FSK441

FSK441 activity sessions on 144.230 in VK and 144.330 between VK and ZL continue to be popular with around 10 stations participating each weekend. Welcome to John VK4TJ who is now operational on FSK441 and completed his first contact to Hobart.

### 1296 MHz Tropo-scatter

Rhett VK3VHF has his 1296 MHz station GPS locked and is regularly working into Hobart over 540 km using JT65a.

(thanks to VK7MO for the above information!)

# Microwave Japan

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

## Single-optoelectronic-device transceiver for free-space optical communication (2),

by Masatake Hemmi, JA1ATI

Here is a useful tip for alignment in the light-communication reported in the previous issue. The LED unit, CT3-LAR, contains independently drivable 5 LEDs, as can be seen in Fig. 1. We measured a far-field pattern at an 8-m distance and obtained results of Fig. 2. The strongest beam from the centre LED (M) is on the central axis, which we referred as a main beam. Around the central beam, somewhat weaker beams appear at 3 degrees and they are from the peripheral 4 LEDs (G). We use them as guide beams. The operation is as follows.

During the alignment before successful QSO, we applied 1-kHz voltage to the M LED and 800-Hz voltage to the G LEDs. Imagine what you will hear at the alignment. Initially you will not hear anything from your receiver. When you come across to the guide beams, the lower tone of 800Hz is audible. Now you recognize you are nearby bingo. Tune the direction very carefully at this moment and you will hear the higher and stronger tone of 1kHz.

Switch the input signal from the 1-kHz tone to a microphone circuit. Now the QSO is established. Using this tip, we carried out our experiments quite easily. This is really worth trying.

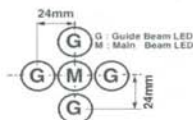
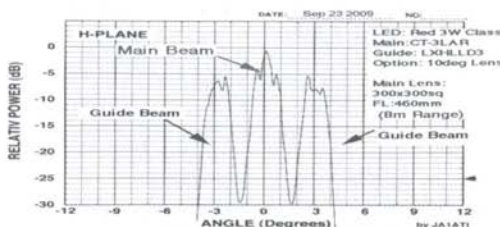


Fig. 1 Photo and schematic of LED, CT3-LAR



Multi Guide Beam Antenna

Fig. 2: Far field pattern of the LED

## 8J1AXA finished operations

by Masaaki Miyamoto, JE1BNZ

We closed 8J1AXA on March 31. The following table shows the operation results. Thank you for the QSOs. Sayonara and 73.

| Band       | 144 MHz |     |     | 432 MHz |     |    |
|------------|---------|-----|-----|---------|-----|----|
| No. QSO    | 171     |     |     | 50      |     |    |
| Initial    | 129     |     |     | 25      |     |    |
| Mode       | CW      | SSB | JT  | CW      | SSB | JT |
| break down | 12      | 0   | 159 | 43      | 5   | 2  |

| Band       | 1296 MHz |     |    |
|------------|----------|-----|----|
| No. QSO    | 87       |     |    |
| Initial    | 59       |     |    |
| Mode       | CW       | SSB | JT |
| break down | 36       | 27  | 24 |

## Microwave Europe

Editors:

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

### April 2010 - Report from France:

RS season is starting very early this year with fine qsos on 24 GHz between F6DWG and F1BZG over 173 km.

#### 5,7 GHz:

F2CT/P/IN92, wkd on March 6, 2010:

F5HRY/91/JN18EQ 529/529 685 km

#### 10 GHz:

F2CT/P/IN92 wkd on March 6, 2010:

F5HRY/91/JN18EQ 529/529 qrb: 685 km

F6DKW/78/JN18CS 529/529

F2CT/P/79 IN96NF wkd on April 9, 2010:

F6AJW/P/64/U93EK 59/59 SSB, 315 km

F6DRO/31/JN03TJ 53/58 SSB, 371 km

F1VL/82/JN03TX 55/55 SSB, 309 km

F6APE/49/IN97QI 59/59 SSB, 126 km

F6DKW/78/JN18CS 52/53 SSB, 365 km

F5NXU/49/IN97MR 59/59 SSB, 166 km

F5BUU/31/JN03PO 56/58, 337 km

F6CBC/33/IN94QV 59/59 SSB, 149km

beacons heard:

F5ZPS/33/IN94QT 599 qsb, 158 km

F5ZWM/19/JN05WE 519, 242 km



**F2CT/p**

**F6DWG/P/60 JN19AJ wkd on April 5, 2010:**  
F2CT/P/IN93 559/559 730 km

**F5EJZ/P/35 IN98BP wkd on March 29, 2010:**  
F6DKW/JN18 58/59; F1RJ/JN18; 58/58;  
F1PYR/JN19 57/57.

**F1NPX/P/51 JN18 wkd on March 28, 2010:**  
F6DKW 59+ JN18CS 122km  
F1RJ/55 JN18AT 134km  
F5BUU/51 JN03PO 608km (aircraft scatter)

**F1NPX/P JN29FF wkd on April 10, 2010:**  
ON5TA JO20ET 176km  
F5HRY JN18EQ 163km  
F5DQK JN18GR 150km  
F6DKW JN18CS 172km

**F1NPX/P/55 JN29PH 370m asl wkd:**  
F6DKW JN18CS 232km  
F5ZBB/B 579 192km  
F5ZTR/B 559 205km  
73 de Dominique F1NPX

## 24 GHz RS

**F6DWG/P JN19AJ wkd on March 29, 2010:**  
F1BZG JN07 539/519S 173 km



**G4ALY IO70VL on 24 GHz**

Hope that during 2010 RS season 1000 km range qsos on 10 Gigs and 800 km on 24 GHz will be reached !!!

## DX pedition to CN2 confirmation

From July 2nd to 13<sup>th</sup> F2CT and F6AJW will operate from Safi, Morocco, IM52IH from 144 MHz to 24 GHz. Info via [F2CT@wanadoo.fr](mailto:F2CT@wanadoo.fr) or KST cluster.

Good luck, good DX to everybody on SHF!  
73 Guy, F2CT

## Neue IARU Region 1

### Entfernungsrekorde auf 76 GHz

**von Philipp Prinz, DL2AM**

Zwischen dem 13. und dem 16.01.2010 führten Philipp Prinz (DL2AM) und Alexander Wetzel (DL2GWZ) diverse Versuche auf den Mikrowellenbändern 76, 122 und 24 GHz durch. Der Fokus lag dabei auf der Realisierung einer Zweiweg Verbindung zwischen dem Hochgrat im Allgäu (JN57al, 1708 m ü. NN) und dem Feldberg im Schwarzwald (JN47au, 1450 m ü. NN) über eine Strecke von 159 km. Damit sollte der bestehende Europarekord von OE3WOG und OE5VRL um 16 km überboten werden. Diese Verbindung kam am 16.01.2010 unter Beteiligung von Gerhard Schmitt (DJ5AP) zustande.

Vielversprechende Wettervorhersagen waren für DL2GWZ der Anlass, sich am 12.01. auf den Weg in das Allgäu zu begeben. Vorausgesetzt waren Hochnebel mit einer Obergrenze bei 800 bis 1000 m ü. NN, darüber Sonnenschein. Die Nachttemperaturen sollten bei 10 °C liegen, Tagesmaxima bei 4 °C. Durch niedrige Werte für die relative Luftfeuchte, sollte auch die für Mikrowellenversuche wichtige Taupunkttemperatur sehr niedrig sein. Diese Taupunkttemperatur ist ein wichtiges Maß dafür, wie viel Wasserdampf in der Luft enthalten ist. Je weniger Wasserdampf enthalten ist, desto geringer ist die Strecken Dämpfung.

Doch bereits am 13.01. stellte sich heraus, dass diese Vorhersagen nicht zutrafen: Die Nebelobergrenze lag bei ca. 1400 m. Unsere für die ersten Tage geplanten Standorte befanden sich alle unterhalb von 1100 m. Dennoch wagten wir einige Versuche. Sehr mager war die Ausbeute auf 241 GHz. Eine Strecke von 0,5 km konnte trotz der auf ca. 5 km begrenzten Sicht mühelos überbrückt. Beim Weitertransport der Ausrüstung zum nächsten Standort kam es jedoch zu einem Transportschaden (Foto 1). Dabei wurde der sehr dünne Hohlleiter WR5 samt Reflektor verbogen, was das Aus für die Versuche dieses Tages bedeutete.

Auch am 14.01. war die Wetterlage nicht viel besser. Von der Hoffnung auf ein Absinken der Hochnebelgrenze getrieben, bauten wir unsere Stationen auf den jeweils etwa 1050 m hoch gelegenen Standorten Blender (JN57cr) und Auerberg (JN57ir) auf. Die Entfernung zwischen den beiden Standorten beträgt 41 km. Ziel war es, diese Strecke auf 76 und 122 GHz zu überbrücken. Jeweils für ein paar Minuten, konnten wir den blauen Himmel sehen, leider sank der Nebel aber nicht soweit ab, dass wir freie Sicht gehabt hätten, im Gegenteil: Kurz unterhalb der Hochnebelgrenze war der Nebel am dicksten (Fotos 2 und 3). Größtenteils betrug die Sichtweite unter 50 m, die Temperatur lag bei 0 °C. Nach mehreren Stunden des

Wartens starteten wir unseren Versuch auf 76 GHz. An ein optisches Ausrichten der Antennen war nicht zu denken, die Richtungen mussten wir abschätzen. Trotz der widrigen Bedingungen kam innerhalb weniger Minuten eine laute Verbindung zustande. Die Signale lagen jeweils ca. 30 dB über dem Rauschen. Ein FM QSO war problemlos möglich. Um auf 122 GHz realistische Chancen zu haben, wäre aber auf 76 GHz ein wesentlich stärkeres Signal nötig gewesen. Versuche auf 122 GHz erbrügten sich also leider. Dieser Tag war für uns dennoch aus zwei Gründen wichtig: Zum einen wussten wir, dass unsere Technik einschließlich GPS-Anbindung einwandfrei funktionierte. Zum anderen erkannten wir, dass selbst bei widrigen Bedingungen auf 76 GHz respektable Entfernungen überbrückt werden können.

Da sich auch am 15.01. an der Wetterlage nichts änderte, verzichteten wir auf weitere Versuche. Ursprünglich war für diesen Tag eine 76 GHz Verbindung zwischen dem Allgäu und der Schwäbischen Alb über eine Entfernung von 98 km geplant. Schließlich hatten wir vor der anvisierten Entfernung von 159 km zwischen dem Feldberg im Schwarzwald und dem Hochgrat im Allgäu doch sehr viel Respekt.

Dennoch waren wir am letzten Tag (16.01.) gezwungen, die Rekordstrecke aus dem Stand zu versuchen, was in unseren Augen ein großes Risiko bedeutete. Die Wettervorhersagen für diesen Tag hatten sich aber wesentlich gebessert: Die Hochnebelgrenze sollte bis auf etwa 1000 m absinken, die Temperaturen nachts bei 15°C und tags bei 5°C liegen. So machte sich DL2GWZ am Nachmittag des 15.01. auf den Weg vom Allgäu nach Villingen zu DJ5AP. Dieser zeigte Ham Spirit und hatte sich nicht nur zur Mithilfe bei den 76 GHz Versuchen bereit erklärt. Zusammen mit seiner Frau nahm er zusätzlich DL2GWZ für eine Nacht bei sich auf. Noch am Abend des 15.01. wurde in der Küche, die 24 GHz Station von DJ5AP auf dieselbe Plattform wie die 76 GHz Anlage montiert. DJ5AP hatte eigens dafür eine Halterung gebaut. Mit diesem Vorgehen sollte die Auffindbarkeit des 76 GHz Signals vereinfacht werden: Beide Spiegel sollten parallel zueinander ausgerichtet sein. Dann sollte zunächst das wesentlich stärkere 24 GHz Signal gesucht und danach die Antennen auf beiden Seiten auf 24 GHz optimal ausgerichtet werden. Mit dieser Maßnahme sollte das 76 GHz Signal einfacher zu finden sein, so die Kalkulation. Ebenfalls noch an diesem Abend wurden alle schweren Teile der Ausrüstung auf einem Schlitten verstaut, sodass diese nicht getragen, sondern nur gezogen werden mussten. Die gesamte Ausrüstung wog etwas mehr als 30 kg.

Am 16.01. hieß es für alle Beteiligten: Früh aufstehen! Denn je niedriger die Taupunkttemperatur, desto größer waren unsere Chancen auf Erfolg. Gegen 6:00 UTC brachen DJ5AP sowie DL2GWZ zum Feldberg auf. Die Wetterlage im Schwarzwald stellte sich zunächst kritisch dar: Der mittlerweile bekannte Hochnebel war bei der Anfahrt selbst auf 1000 m noch vorhanden. Erst kurz vor dem Feldberg, riss die Nebelschicht in einem Hochtal auf und der Feldberg lag wenige Kilometer vor uns, in strahlendem Sonnenschein. Die Temperatur fiel von 10°C im Nebel auf 16 °C in der klaren Luft ab, die Sonne war ja gerade erst aufgegangen.

DL2AM und seine XYL fuhren mit ihren Gerätschaften mit der Seilbahn zum Hochgrat. Die zu transportierende Ausrüstung

war 34 kg schwer, sodass DL2AM auf die Mithilfe seiner XYL angewiesen war. Er war bereits um 8:00 UTC betriebsbereit. Bei DJ5AP und DL2GWZ dauerte es etwas länger: Nicht nur die Parkplatztuche bereitete Probleme, auch der Fußmarsch mit Schlittens dauerte etwa eine Stunde. Es mussten ca. 250 m Höhenunterschied überwunden werden. Gegen 9:00 UTC erreichten aber auch sie den Gipfel.

Die Ausrüstung war innerhalb von 15 min aufgebaut, die 2 m Querverbindung lief unkonventionell per Handfunkgerät. Die 24 GHz Verbindung kam innerhalb weniger Sekunden zustande. Das Signal von DL2AM war auf dem Feldberg mit über S 9 zu hören. DL2AM konnte in diesem Moment den Feldberg auch eindeutig als alleinstehenden schneebedeckten Gipfel am Ende des Horizonts sehen.

Danach begann auf dem Feldberg die Suche nach dem 76 GHz Signal von DL2AM. Als nach fast 5 min immer noch kein Signal aufzunehmen war, stieg die Spannung. Uns war durchaus bewusst, dass die Suche einige Zeit in Anspruch nehmen wird, beträgt der 3 dB Öffnungswinkel der verwendeten Parabolantennen auf beiden Seiten doch nur rund 0,6°. Am Ende der endlos erscheinenden Suche, konnten DL2GWZ und DJ5AP um 9:52 UTC eindeutig das Signal von DL2AM mit S 1 identifizieren. Die angestaute Anspannung wich der Freude. Das Signal lag nur 0,5 kHz neben der erwarteten Frequenz und war dank GPS-Anbindung sehr frequenzstabil. Eine weitere Optimierung der Antennenausrichtung auf dem Feldberg ließ das Signal ansteigen, das S Meter des FT 290 zeigte etwa S 8. Danach gingen DL2GWZ und DJ5AP mit dem CW Sender auf 76 GHz auf Sendung. DL2AM optimierte die Ausrichtung seiner Antenne. Was danach folgte, hatte niemand von uns in seinen kühnsten Träumen erwartet: Die S Meter zeigten beidseitig weit über S 9 an. Nach dem Auswechseln des CW Senders gegen den 76 GHz Transverter tauschten in SSB zuerst DL2AM und DL2GWZ, drei Minuten später auch DL2AM und DJ5AP jeweils 59 Rapporte aus. Danach gingen wir zum FM Betrieb über. Dieser war völlig rausch- und schwankungsfrei und glich einem Orts QSO. DJ5AP bemerkte scherzhaft, er habe den Eindruck, dass das QSO gar nicht auf 76 GHz stattfinde, sondern dass eine 2 m Verbindung laufe. Ein Zuhalten des Hohlleiters ließ das Signal aber im Rauschen verschwinden, womit auch diese „Zweifel“ ausgeräumt waren (Foto 7). In der Betriebsart FM stellt diese Verbindung sogar einen Weltrekord dar.

Die meteorologischen Bedingungen waren wie folgt:

Hochgrat im Allgäu:

- Bewölkung: wolkenlos, Nebelobergrenze bei ca. 1000 m
- Temperatur: ca. 5°C
- Taupunkttemperatur: ca. 10°C

Feldberg im Schwarzwald:

- Bewölkung: wolkenlos, Nebelobergrenze bei etwa 1000 m
- Temperatur: 2°C
- Taupunkttemperatur: ca. 5°C

Die 76 GHz Stationen, alle von DL2AM gebaut, entsprachen dem letzten Stand der Technik und wiesen die folgenden technischen Merkmale auf:

Hochgrat im Allgäu:

- Ausgangsleistung: Transverter mit Wendeverstärker (GPS gesteuert): max. 40 mW in SSB + CW, 10 dB Noise, FT 290R

• Antennen: 25 cm und 50 cm Parabolspiegel von Procom, problemlos austauschbar

Feldberg im Schwarzwald:

• Ausgangsleistung: Transverter: max. 800  $\mu$ W in SSB (GPS-gesteuert), 15,5 dB Noise, FT 290R / CW Sender: max. 15 mW (stufenlos regelbar)

• Antennen: 25 cm und 50 cm-Parabolspiegel von Procom (zwischen CW Sender und Transverter austauschbar)

Der von DL2AM benutzte Transverter ist unter [1] und [2] detailliert beschrieben. Details zu dem von DL2GWZ und DJ5AP benutzten Transverter sind unter [3] und [4] zu finden. Es folgten diverse Experimente, von denen zwei besonders interessant waren: Zum einen die Überprüfung der Strahlungscharakteristik der 50 cm Parabolantenne, zum anderen die Reduzierung der Sendeleistung bis an die Hörbarkeitsgrenze.

Bei der Parabolantenne konnten auf beiden Seiten des Hauptmaximums jeweils sechs kleinere Nebenmaxima ausfindig gemacht werden.

Anschließend wurde bei Tastung eines CW Trägers die Sendeleistung auf dem Feldberg soweit reduziert, dass DL2AM das Signal auf dem Hochgrat gerade noch aufnehmen konnte. Das war bei rund 80  $\mu$ W der Fall. Daraus kann man schlussfolgern, dass der Signal Rauschabstand mit maximaler Leistung ca. 23 dB betrug. Das scheint einerseits realistischer als die Anzeige des FT 290 S Meters, andererseits ist dies auch noch stark genug, um ein rauschfreies FM-Signal zu erhalten. Selbst um 12:00 UTC hatte das Signal noch nicht an Stärke verloren, sondern war genau noch so stark wie um 10:00 UTC, obwohl es mittlerweile einige °C wärmer war.

An diesem Tag herrschte eine starke Inversion: Sowohl DL2AM auf dem Hochgrat als auch DJ5AP und DL2GWZ auf dem Feldberg wollten noch Versuche mit Claus Neie (DL7QY) in JN59bd durchführen. Zwischen DL2AM und DL7QY (185 km) kam lediglich die 2 m Querverbindung mit relativ schwachem Signal zustande, auf 24 GHz war nichts zu hören. Zu einem anderen Zeitpunkt hingegen konnte von denselben Standorten mit derselben Ausrüstung bereits eine Verbindung realisiert werden. Auf Versuche im 76 GHz Band wurde am 16.01. verzichtet.

Zwischen DJ5AP und DL2GWZ auf dem Feldberg und DL7QY (210 km) kam nicht einmal die 2 m Querverbindung zustande, obwohl diese nicht nur mit dem Handfunkgerät, sondern auch mit einer 2 Element Yagi und 10 W in SSB versucht wurde. Da DJ5AP sehr oft vom Feldberg arbeitet und es noch nie vorkam, dass von dort DL7QY auf 2 m nicht aufzunehmen war, glaubten wir zunächst an einen Gerätedefekt. Folglich wurde der FT 290 mit Endstufe durch den IC 202 ersetzt. Doch auch damit war nichts zu hören. DL7QY befand sich in rund 550 m ü. NN unterhalb der Hochnebeldecke und somit im kalten Teil der Inversion. Offensichtlich war diese Inversionsschicht extrem HF dicht. Es ist anzunehmen, dass die Inversion bei der 76 GHz Verbindung sehr vorteilhaft gewesen ist, denn hier befanden sich beide Stationen über dem Hochnebel und damit im warmen Teil der Inversion. Zusätzlich befand sich diese auch in der exakt richtigen Höhe, wie folgende geometrisch topografische Überlegung verdeutlicht. Aufgrund der Erdkrümmung liegt der Tangenten-Punkt des

Funkstrahls an die Erdoberfläche stets in einer noch geringeren Höhe über NN als der niedrigere der beiden Stationsstandorte. Im vorliegenden Fall kann man eine minimale Höhe des Funkstrahls von 1075 m ü. NN errechnen. An diesem Punkt verläuft der Funkstrahl tangential zur Erdoberfläche. Dieser Punkt lag bei der Strecke Feldberg Hochgrat am Westufer des Bodensees. Die Nebelobergrenze lag bei ca. 1000 m, sodass der Funkstrahl nur etwa 75 m oberhalb verlief. Es ist anzunehmen, dass es dabei zu Beugungseffekten kam, die einige dB Gewinn brachten. Günstig war darüber hinaus auch die Tatsache, dass der Funkstrahl im kritischsten Teil der Strecke (im mittleren Abschnitt) diagonal über den Bodensee hinweg führte. Die Wasseroberfläche des Bodensees liegt nur 395 m ü. NN hoch. Eventuelle Wasserdampfkonvektionen durch das im Vergleich zur Umgebungsluft wärmere Wasser waren durch die Inversionsschicht ausgeschlossen.

Die Versuche haben allen Beteiligten riesigen Spaß gemacht und waren sehr erkenntnisreich. Der Erfolg war nur durch echte Teamarbeit und viel Ham Spirit realisierbar: DL2AM stellte für beide Seiten mit seinen Geräten den neuesten Stand der Technik zur Verfügung. Für den Bau hat er ungezählte Arbeitsstunden investiert. Außerdem verfügt er über Jahrzehnte lange Erfahrung auf den Mikrowellenbändern. Letzteres trifft auch auf DJ5AP zu. Darüber hinaus kennt er sich auf dem Feldberg bestens aus, was für alle von unschätzbarem Vorteil war. Ganz großer Dank gebührt ihm, zusammen mit seiner Frau, auch für die gastfreundliche Aufnahme von DL2GWZ. DL2GWZ ist im Team verantwortlich für die digitalen Vor- und Nachbereitungen am PC (u. a. Streckenberechnung), für Logistik und zeitliche Organisation. Auch er bringt langjährige Erfahrungen als Mikrowellen OP mit.

Der spezielle Dank von DL2AM geht auch an Dieter Kekeisen, DG7MHR, der bei Vorversuchen sehr wertvolle Arbeit geleistet hat, des weiteren an Michael Kuhne (DB6NT), Ewald Göbel (DB2DB), an die Firma Axtal (DK1AG) und an die Firma Procom für die Parabolspiegel.

73, Philipp Prinz (DL2AM) und Alexander Wetzel (DL2GWZ)



**DL2AM on 76 GHz**

Weitere Bilder siehe DUBUS 1/2010, Seite 115.

Literaturliste:

[1] „76 GHz Transverter mit Wendeverstärker“, DUBUS, 3/2009

[2] „76 GHz Transverter“, DUBUS, 2/2008

## Microwave UK

by Sam Jewell, G4DDK

There are four major microwave meetings in the UK. We call our meetings Round Tables because the original format was to use these events as information exchanges, with new ideas etc being discussed, equipment being demonstrated and lots of pieces of paper being passed around!

The RAL (Rutherford Appleton Laboratories) Microwave Round Table is held in a spectacular setting on the edge of the rolling Chiltern chalk hills near Oxford. As part of this two-day meeting there is a 'pre-meeting', on the Saturday, at the QTH of Brian, G4NNS.

Around 20 amateurs attended this year's meeting at Brian's large country QTH, where an antenna test range was set up, together with demonstrations of EME on 10GHz and the attendees also listened to the fantastic signals from the Arecibo dish on 432MHz. An evening dinner was held in a nearby country 'pub'.



Photo 1 shows UKuG Chairman John, G4BAO, testing his 2.3GHz feed with pie dish choke. He was watched by, from left to right, Roger G8CUB, Neil G4LDR, Peter M0XPA/PE1CHD, Graham G4FSG, Ralph G4ALY, Christian F1DLT and Robin G8APZ in the background. Photo, G4NNS.



During the evening 15 amateurs got together in a local pub for an informal 'microwave dinner'. Photo 2 shows some of the group enjoying a cool drink outside the Hatchet pub. Photo G4ALY.

80 or so amateurs attended the main Sunday meeting at RAL. The weather was very kind for the RAL RT. It was probably the warmest day of the year, so far, in that part of the UK.

Following the usual format that has been established for these

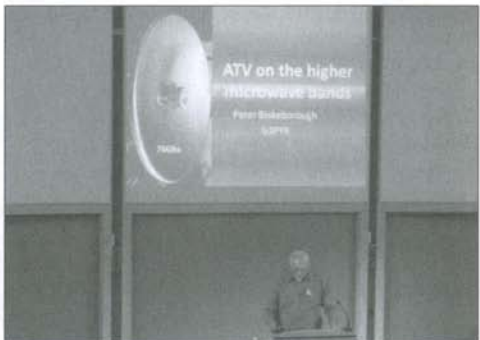
events, a flea market was set up in the Sports and Social club and lots of microwave goodies were on sale. At these events it is rare to see computer and cheap commercial tat, which has so overtaken many of the radio rallies/flea markets! You are always advised to get to the RT as soon as the gates open as much of the flea market closes down in the afternoon so that everyone can attend the excellent talks and presentation programme.

Among the trophy presentations made this year were the G3BNL trophy to Robin, G8APZ, for his work on the Beacon spot web page ([www.beaconspot.eu](http://www.beaconspot.eu)) and the Fraser Shepard trophy to Joe Taylor, K1JT, for his ongoing work on the digital modes. This award was announced at the RSGB AGM, held the previous day, and it will be presented to Joe, in person, at the 14th International EME Conference in Dallas, in August.



A very special award was made by Dianne, widow of the late G0RRJ. The award was made to Roger, G8CUB, for his winning entry in the 24GHz Cumulative contest. Dave, G0RRJ, was particularly keen on this band and the new award is in recognition of his work on 24GHz. Roger is seen accepting the trophy from Dianne in photo 3. Photo, G4DDK.

John, G4BAO, presented a talk on S parameters. His 'A bodgers guide to S Parameters' talk was given in John's inimitable style and was a fitting follow-up to last year's talk on 'A bodgers guide to LDMOS power amplifiers', where he gave a very enlightening talk on using S parameters to re-calculate matching networks to convert 900MHz GSM power amplifiers to 1296MHz.



Peter, G3PYB, Chairman of the British Amateur Television Club (BATC) talked about ATV on the higher bands and played a short video of a 9cm band digital ATV contact from central southern England to north of London. Photo 4 shows G3PYB and his title slide. Photo G4PYB.

The RAL site organizer was unavoidably delayed in Amsterdam as a result of the volcanic ash problem. He was unable to get home for the Sunday. Brian, G4NNS stepped into the gap left in the programme by Mike's non-appearance and gave a talk on the Reverse DDS project. This is a very interesting design by Andy, G4JNT, which turns the DDS on its head in order to generate clean locking facilities for beacons, LOs and other signal sources at almost any odd offset frequency. Many of the UK microwave beacons are now being upgraded using the RDDS unit. More details about the RSSD and kits are available from John, G8ACE.

### Mike Dixon, G3PFR. SK

Once again it is my sad duty to pass on the news that one of the best known UK microwavers has passed away. Mike was a long-time friend and the person responsible for getting me involved in amateur microwave operation.



**G3PFR - SK**

Mike was, at one time, RSGB Microwave Manger, Chairman of the RSGB Microwave Committee and the RadCom Microwave columnist. In addition, he edited the three volumes of the RSGB Microwave Handbook. He was a fine gentleman, a great educator and a good friend. Vale Mike

### Next UK microwave meetings:

#### **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.

## **Microwave USA**

**Editor: Kent Britain, WA5VJB**

**WA5VJB@flash.net**

This time we have many reports of spring Tropo openings to Florida and the Caribbean.

From Ron, WZ1V we have reports of a 4th of April QSO with N4TUT in Florida on 23 cm. Both sides were small stations for this 1650 km contact. Also this same week were hundreds of

VHF and UHF QSO's between Central Texas and Florida some extending into the Caribbean islands. Thus Florida had Tropo both North along the US coast and West across the Gulf of Mexico into Texas. While 23, 13, and even a few 9 cm QSO's are common, I am not aware of any 3 cm QSO's over these paths. The main problem is the Geography of Florida. Most of the state of Florida is only a few meters above sea level, and most of the state is covered with 20-25 meter high trees. Very few places for a portable station to operate with a clean line into the New York area, or back to the West and into Texas. There simply are no hills or mountains to operate from in the state and trees block the 3 cm signals. We are now coming up on three very good conferences in the US.

First is the Central States VHF Society conference the 22th to the 24th of July in St. Louis. See [www.CSVHFS.org](http://www.CSVHFS.org) for more details.

Next is the 14th International EME Conference to be held near the Dallas DFW airport the 12th to the 14th of August. This is the world premier EME conference and a broad slate of international speakers will put on a world class program. See [www.ntms.org/eme](http://www.ntms.org/eme) for more details.

Microwave Update will be returning to Cerritos, California for 2010 and will be sponsored by the San Bernardino Microwave Society. Conference. Dates are 21st through the 24th of October and the conference will be held at the Sheraton Cerritos Hotel. Again a premier technical Microwave conference with an international selection of speakers. See [www.microwaveupdate.org](http://www.microwaveupdate.org) for more details.

I hope to see you at one, if not all three of these conferences. Kent, WA5VJB/2E0VAA

## **ARRL EME Contest 2009**

### **Category Winners**

Single Operator, CW Only, All Band SV1BTR

Single Operator, All Mode, All Band UA3PTW

Single Operator, All Mode, 50 MHz K2ZD

Single Operator, CW Only, 144 MHz LA8YB

Single Operator, All Mode, 144 MHz W3SZ

Single Operator, CW Only, 432 MHz DL7APV

Single Operator, All Mode, 432 MHz K3MF

Single Operator, CW Only, 1.2 GHz K5JL

Single Operator, All Mode, 1.2 GHz RD3YA

Multi-Operator, CW Only, All Band OK1KIR

Multi-Operator, All Mode, All Band K1JT

Multi-Operator, All Mode, 144 MHz RU1AA

Multi-Operator, CW Only, 1.2 GHz W6YX

Multi-Operator, All Mode, 2.4 GHz SP6OPN

Detailed results of ARRL eme competition 2009 are available at the following links:

<http://aptos.arrl.org/contests/2009-EME-LineScores.pdf>

<http://aptos.arrl.org/contests/2009-EME-QST.pdf>

In total there were 132 entries in the ARRL EME contest 2009.

# VHF South America

by Flávio Archangelo, PY2ZX

## FIRST NATIONAL BRAZILIAN EARTH-MOON-EARTH CONTACT



After several tests with new DF7KF yagi antenna system 4 x (9H+9V), Willian Schauff (PY2GN) made 44 new EME QSOs on 2 meters trough Feb 2009. One of them is quite interesting: the first ever national moonbounce QSO made with both stations located inside Brazil: PY2GN GG56tv and PY2SRB, drove by Silvio Barbosa at GG48bc, both on the State of Sao Paulo (PY2).

"I would like to say that the contact with PY2SRB gave me a terrific happiness. We made some hundred of kilometers on the most difficult way" declared Willian on EME-BR.

Among the contacts of the period, WA3QPX was the best signal -12 dB while N1DPM was the weakest -23 dB, but the majority of the receptions was higher than -20 dB.

PY2GN is operating with 500WattsPA, ARR-Pre 0.5NF, SDR-IQ, MAP65-IQ, LINRAD and 144/28 MHz transverter, visually covering all the EME segment on panadapter.

**Fig. 1: PY2GN new antennas**

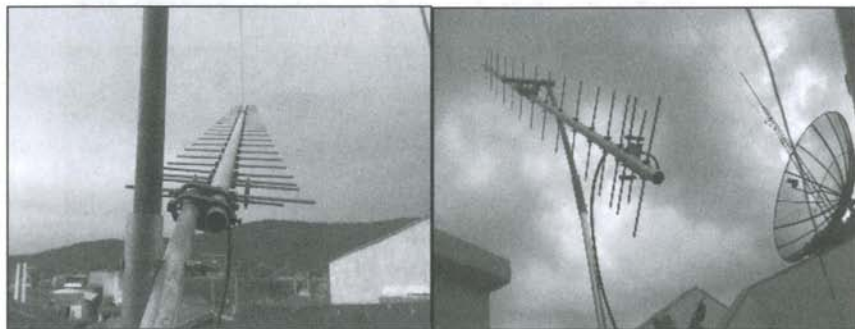
## ARECIBO OBSERVATORY RECEPTIONS ON UHF



The South American hams followed the EME activities promoted by Echoes of Apollo on April 2010, mainly by the Arecibo Radio Observatory KP4AO. During the first tests did on March, the author received the signals with simple 15 elements Yagi, 8 meters of RGC-213 and IC-706MKIIG. Tentative were made also with IC-R-7000 and an old Quad, but not successful. At these times KP4AO was barefoot with IC-2000. On Echoes of Apollo period, many hams were ready too. They tried new setups (PY2OC), build yagis (PY4AJ), created teams or put their clubs involved (LU1UM, PP2RON), others get prepared on portable locations (PS8JN). PY4ZBZ made an interesting 2 elements yagi as feeder on old TVRO C-Band dish. Results are on the next table.

**Fig. 2:**

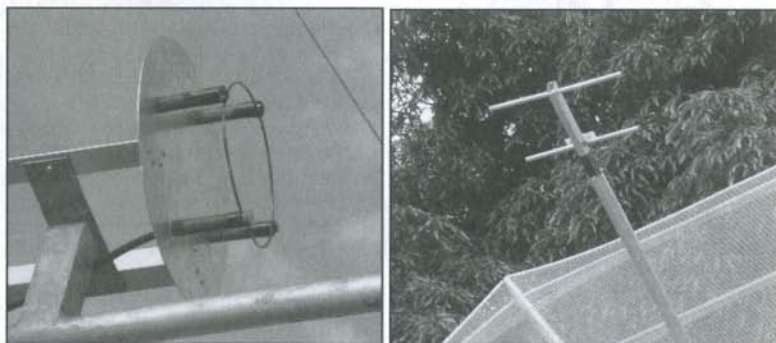
**PY4ZBZ TVRO Dish 3,4m F/D=0,4 adapted for 432 MHz**



**Fig. 3: PY2REK (L) and PY2ZX (R) antennas on cloudy sky pointed to the Moon looking for KP4AO**

| Period | Call                   | Setup                                                         |
|--------|------------------------|---------------------------------------------------------------|
| March  | 19 PY2ZX               | 15 ele K1FO/PY2NI, quad, IC-R-700, IC-706MKIIG                |
|        | 22 PY2ZX               | 15 ele K1FO/PY2NI, quad, IC-R-700, IC-706MKIIG                |
|        | 22 PY4ZBZ              | 6 ele Yagi, FT100D                                            |
|        | 22 PY2REK              | 28 ele K1FO/PY2NI pol H, FT-875D                              |
|        | 22 PY2RGR              | 5 ele, FT-817nd                                               |
|        | 22 LU2DPW              | 10 ele. Yagi home made                                        |
| April  | 16 PY4ZBZ              | 2 ele. Yagi at TVRO Band C, FT-100D                           |
|        | 17-18 PY2BS            | 4,6m dish, loop feeder, IC-910H                               |
|        | 17-18 PY2ZX            | 15 ele K1FO/PY2NI pol H, IC-706MKIIG                          |
|        | 17-18 PT2WWV<br>PP2RON | 2 x Tonna 19 ele. Pol. H, IC-475, IC-7000, LNA, Mirage D-1010 |
|        | 17-18 PY4AJ            | 2 x 16 ele DK7ZB, FT847, home made amp 200 W 4CX250B          |
|        | 17-18 PY3FF            | 12 ele Yagi, 0.5 dB LNA, , homebrew converter, SDR            |
|        | 17-18 PS8RF            | 2 x 13 ele Yagi, Mirage D-3010 (high SWR)                     |
|        | 17-18 PY2XS            | (heard on QSX)                                                |
|        | 17-18 LU8YD            | Crossed Yagi 13 ele home made, FT-7000                        |
|        | 18 PS8JN               | 5 ele. Yagi FT-817                                            |
|        | 18 PY2OC               | 28 ele K1FO/PY2NI pol H, FT-847                               |
|        | 18 PY5LF               | Satellite setup                                               |
|        | 18 CX1DDO              | Tropo DX setup                                                |
|        | 18 PY2NF               | Tropo DX setup                                                |

**Table 1: List of South American stations which were activated during Echoes of Apollo 2010 for KP4AO 432 MHz and which received KP4AO all successfully except PS8RF.**



**Fig. 4: PY2BS (L) and PY4ZBZ (R) 432 MHz feeders for their dishes, both build for try KP4AO.**



**Fig. 5: RRR signal from KP4AO on SpectrumLab at PY2ZX.**

## SSTV MOONBOUNCE ON 1,2 GHz

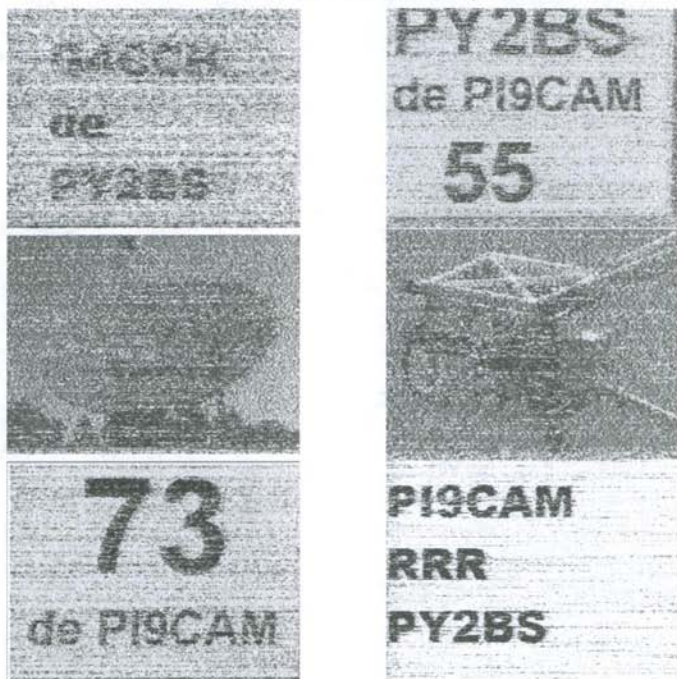


Fig. 6: Images exchanged via Moon by PY2BS with G4CCH and PI9CAM

After the Feb 2010 first EME SSTV QSO on 23 cm, the Dwingeloo Radio Observatory PI9CAM (25 m dish, JO32et) made it again with HB9Q (15m dish), G4CCH and PY2BS (GG66pj by Bruce Halasz) on March 26, 2010 with Robot 72 mode, RS 57-55. Bruce also worked G4CCH on Robot 36 peaking RS 52-53. The setup in Brazil was 4,6m dish  $f/d=0,37$ , RA3AQ feeder, G4DDK LNA, SSPA 550 Watts at the feeder. Bruce made a friendly visit to Dwingeloo on the beginning of the year, being more closed to the European EME experiences. Very interesting video of SSTV from PI9CAM is located on: <http://tinyurl.com/pi9cam-sstv>

## STRONG SPORADIC-E TO SOUTHERN CONE

Luiz Tresso (PY2OC, GG66ot) home build a Peter Körner's FM17.5 antenna in the beginning of the year for listening DX on FM Broadcasting band with excellent HD Radio Sony XDR-F1HD. The results were astonishing since the first day of tests he get heavy Es around 1700 ~ 2000 Z on Feb 06, 2010. Identifications were not possible but certainly were DX on Spanish language. The possible targets were LU and/or CX. Their frequencies in MHz: 88,5 (3 stations) - 90,5 (2 stations) - 90,9 (2 stations) - 91,3 (3 stations) - 91,5 (2 stations) - 92,7 (2 stations) - 95,9 - 101,1.

On April, 05 and 06, the author (PY2ZX, GG66nt) noted, only with a dipole, very strong opening to Chile, listening several CE MUZAK stations on 48 MHz band, time 2040 ~ 2200 Z. More than 20 frequencies were heard on narrow FM (UTY + Muzak) with overlapping emissions on same channel carrying different music services. Many frequencies are not covered on previous frequencies lists; so new table is following for first update and correlations with main QRGs. These stations (plus CE3AA 50,0296 MHz) are excellent references for 50 MHz openings to South America even for DXers in other continents. Many Muzaks have more than 100 watts and some of them work with 1 to 5 kW. Gustavo Maia (ZZ2FGM, GH53) also followed the same opening despite stay 760 km far from PY2ZX. PY2REK tried 144 MHz with CEs but no takers. Some videos are on: <http://tinyurl.com/cemuzak>

**FM17.5 FM-BC band antenna home made by PY2OC**



| CLX | Ref  | MHz    | Call          | Loc   | City            |
|-----|------|--------|---------------|-------|-----------------|
|     |      | 47,2   | XQA-237       | FF49  | Ovalle          |
|     |      | 47,2   | XQA-238       | FG41  | Vallenar        |
|     | 47,2 | 47,2   | XQC-233       | FF44  | Talca           |
|     |      | 47,2   | XQC-235       | FF45  | Rancagua        |
|     |      | 47,2   | XQD-299       | FE34  | Coyhaique       |
|     |      | 47,4   | XQA-230       | FG57  | Calama          |
|     |      | 47,4   | XQB-166       |       | Santiago        |
|     |      | 47,4   | XQC-230       | FF44  | Linares         |
|     |      | 47,4   | XQC-234       | FF34  | Constitucn.     |
|     |      | 47,4   | XQC-239       | FF32  | Angol           |
|     | 47,4 | 47,4   | XQD-220       |       | Valdivia        |
|     |      | 47,4   | XQD-221       |       | Angol           |
|     |      | 47,4   | XQD-223       |       | Pto. Montt      |
|     |      |        |               |       | Punta           |
|     |      | 47,4   | XQD-225       | FD46  | Arenas          |
|     |      | 47,4   | XQD-230       |       | Pto. Montt      |
|     |      | 47,6   | XQA-240       | FG49  | Iquique         |
|     |      | 47,6   | XQC-236       |       | Talca           |
|     | 47,6 | 47,6   | XQD-219       | FF31  | Temuco          |
|     |      | 47,6   | XQD-231       | FE39  | Osorno          |
|     |      | 47,73  |               | North |                 |
|     |      | 47,8   |               |       |                 |
|     |      | 47,805 |               |       |                 |
|     |      | 47,82  |               | North |                 |
|     |      | 47,83  |               |       |                 |
|     |      | 47,85  |               |       |                 |
|     |      | 47,875 | Foregnd<br>mx |       |                 |
|     |      | 47,885 |               |       |                 |
|     |      | 47,887 |               | South |                 |
|     |      | 47,89  |               |       |                 |
|     |      | 47,9   | XQA-156       | FG40  | La Serena       |
|     |      | 47,9   | XQB-010       | FF46  | Santiago        |
|     |      |        |               |       | Viña del<br>Mar |
|     |      | 47,9   | XQB-072       | FF46  |                 |
|     | 47,9 | 47,9   | XQC-068       | FF33  | Concepción      |
|     |      | 47,9   | XQC-166       | FF45  | Rancagua        |
|     |      | 47,9   | XQC-68        |       | Concepción      |
|     |      | 47,9   | XQD-110       | FF30  | Valdivia        |
|     |      | 47,9   | XQD-205       |       | Valdivia        |
|     |      | 47,91  |               |       |                 |
|     |      | 47,92  |               | North |                 |
|     |      | 47,945 |               | North |                 |
|     |      | 47,965 |               |       |                 |
|     |      | 47,97  |               | North |                 |
|     |      | 47,975 | Backgnd<br>mx |       |                 |
|     |      | 47,99  |               |       |                 |
|     | 48   | 48     | XQC-232       | FF45  | San Fernando    |
|     |      | 48     | XQD-224       | FF31  | Temuco          |
|     |      | 48,07  |               |       |                 |
|     |      | 48,095 |               | North |                 |
|     |      | 48,1   | XQB-302       |       | Melipilla       |
|     |      | 48,116 |               | North |                 |
|     |      | 48,2   | XQA-241       | FG46  | Antofagasta     |
|     |      | 48,205 |               |       |                 |
|     |      | 48,23  |               | North |                 |
|     |      | 48,24  |               | North |                 |

| CLX | Ref  | MHz    | Call         | Loc   | City            |
|-----|------|--------|--------------|-------|-----------------|
|     |      | 48,3   | XQA-284      | FG40  | La Serena       |
|     |      | 48,3   | XQB-155      | FF46  | Santiago        |
|     | 48,3 | 48,3   | XQB-178      | FF46  | Viña del<br>Mar |
|     |      | 48,3   | XQD-205      | FF30  | Valdivia        |
|     |      | 48,365 |              |       |                 |
|     |      | 48,37  |              |       |                 |
|     |      | 48,39  |              |       |                 |
|     |      | 48,395 |              |       |                 |
|     |      | 48,4   | XQD-218      | FE39  | Osorno          |
|     |      | 48,415 |              |       |                 |
|     |      | 48,7   | XQB-165      |       | Santiago        |
|     |      | 49,2   | XQA-242      | FH41  | Arica           |
|     |      | 49,2   | XQA-243      | FG40  | La Serena       |
|     |      | 49,2   | XQA-244      | FG49  | Iquique         |
|     |      | 49,2   | XQB-163      | FF46  | San Antonio     |
|     | 49,2 | 49,2   | XQB-171      | FF46  | Viña del<br>Mar |
|     |      | 49,2   | XQC-237      | FF43  | Chillán         |
|     |      | 49,2   | XQC-238      | FF32  | Los<br>Angeles  |
|     |      | 49,2   | XQC-239      | FF33  | Concepción      |
|     |      | 49,209 |              |       |                 |
|     |      | 49,267 |              |       |                 |
|     |      | 49,27  |              | North |                 |
|     |      | 49,297 |              | North |                 |
|     | 49,3 | 49,3   | XQA-234      | FG57  | Calama          |
|     |      | 49,3   | XQB-153      | FF46  | Santiago        |
|     |      | 49,307 |              | ?     |                 |
|     |      | 49,4   | XQC-231      | FF44  | Curicó          |
|     |      | 49,6   | XQA-239      | FG46  | Antofagasta     |
|     |      | 49,6   | XQA-331      |       | La Serena       |
|     | 49,6 | 49,6   | XQA-332      |       | Ovalle          |
|     |      | 49,6   | XQB-164      |       | Santiago        |
|     |      | 49,9   | XQB-226      |       | Santiago        |
|     |      |        |              |       | Punta           |
|     |      | 72,4   | XQD-006      | FD46  | Arenas          |
|     |      |        | XQA-<br>157A | FG42  | Copiapó         |
|     | 72,6 | 72,6   | XQA-158      | FG57  | Calama          |
|     |      | 72,6   | XQA-229      | FG49  | Iquique         |
|     |      | 72,6   | XQB-146      | FF46  | Santiago        |
|     |      | 75,6   | XQB-029      | FF46  | Valparaíso      |
|     |      | 75,8   | XQB-210      |       | Santiago        |

**Table 2:**

*On first column the freq spotted on DX cluster, on second the main freq references, on third the CE Muzak QRGs heard or cited. Bolded fields are the QRGs received at PY2ZX.*

# 2m EME News

## Upcoming expeditions and activities

### **OA4TT on 2m EME**

Jack, N6XQ, writes: I only was able to get on for 2 days (March 19/20, 2010) but managed to work 62 stations. It was not the best weekend as the degrad averaged was 4 dB. I was using an IC7000 and did not have an external preamp. I was only getting 40W out of the IC7000 and could only get 550W out of the 8877. My HV was a little on the low side as I was stealing it from a TL922 HF amp. When I will return to Peru will bring a brick which should at least bring me up to a kW. I will be qrv again in May and June and may be try to add a second Yagi. Loc. 1st FH16TW.



**OA4TT: on 2m EME from Peru using a proven DJ9BV design on a long bamboo boom**

### **3B8 Mauritius on 2m EME**

3B8EME is qrv until May 26 from LG89QT on 2m EME in JT65. QRG: 144.124 MHz. 2 x 10 el xpol + 400w.

### **ZA Albania on 2m EME**

OK1DFC etc plan a big EME and MS expedition on 2m, 70cm, 23cm and up in September. Call may be ZA1EME.

### **4L1FP on 2m EME from Georgia**

Alex, 4L1FP, ist qrv until June 21 on 2m EME with 2 x 9 ele and 300 to 500w. From June 22 he will be in the U.S. for 1 year. His grid is LN21LQ. Alex is also on 70cm with 2 x 18 el.



**4L1FP on 2m and 70cm EME**

### **Rare South American DXCC on 2m EME**

For next autumn a 3 month activity from a rare South American DXCC is planned. More details in next issue.

### **TI2, Costa Rica, on 2m EME**

Arnoldo, TI2SW, plans to come on 2m EME with 4 x 16 ele and 2x4CX250 PA. Loc.: EJ79VW. He made first tests in this spring already.

### **3D2, Fiji, on 2m EME**

From about September 27 to October 7th W7GJ and ZL1RS will be qrv on 6m and 2m EME in JT65. Loc.: RH92CQ.

### **9Q, D.R. Kongo on 2m EME**

VE2EK who has a long term assignment and is qrv as 9Q1EK, plans to be qrv on 2m EME with 4 x 16 el and 70cm EME with 4 x 21 el. may be later this year. Loc.: JI75.

### **OD Lebanon**

DL8YHR had planned a 2m EME expedition for August 2010.

### **UK Usbekistan EME Update**

UK9/DL9LBH will go QRT in the beginning of August and leave UK. Resident UK9AA plans to become qrv on 2m EME and got already a Henry PA from DL9LBH. His grid is MN41QL.

### **UN Kasachstan by DL9LBH**

Hans will move to Astana in Kasachstan in autumn 2010. If he gets a licence he plans to be qrv from grid MO51 on 2m and 70cm EME for about 3 years.

### **DUBUS 2m CW EME Activity Contest**

10 July 0330-0630 GMT & 1230-1530 GMT

7 August 0200-0500 GMT & 1100-1400 GMT

Pse check for updates on the web at:  
<http://www.sm2cew.com/dubus-aw.html>

**Anyone want to take care of this 2m EME column? We look for a new editor. Pse contact DL8HCZ/CT1HZE, [dubus@web.de](mailto:dubus@web.de)**

## EUROPEAN EME Championship 2010 – 2m

The Digital 2m EME Championship will take place on August 7 and 8, 2010 from 00-24UTC, both days. We hope for good participation!

Also "small" logs are welcome.

Pse send entries and logs to  
[funk-telegramm@t-online.de](mailto:funk-telegramm@t-online.de)

### LiveCQ: Live Overview of CQ Calls

René PE1L has created a special website showing current CQ calls: <http://livecq144.com> This nice site gives a good overview of who is calling CQ and where – and how strong that station is being copied by others. It is filled by manual inputs as well as inputs from MAP65 users. Of course some kind of filtering is applied: only "CQ", "QRZ" and "QRT" messages are displayed. So no information is displayed about the progress status of ongoing QSOs. Moreover it is independent from a particular mode: everyone - be it JTxx, SSB or CW - can make use of Live CQ.

### Once there was a chat about

(Chats of common interest on the INTERNET)

**-AZ-EL-rotor (WB2SYK, Jeff):** Is anyone using separate az and el rotators? Is the az rotator rotating the El rotator, or is your El rotator elevating your az rotator?

**KL7UW (Ed):** Typically and usually most eme stations use the AZ-EL system: Azimuth rotator rotates whole antenna and Elevation rotator rides on azimuth rotated structure to raise the antenna. Most tracking programs output coordinates for this type of system. The other type of antenna rotation system used for eme is the Equatorial-Elevation (often called "Polar") System that derives from Astronomical Observatories (used by telescopes: optical and radio). That system is best described as an az-el system where the azimuth circle is aligned parallel with Earth's equatorial plane. So to track a celestial object one adjust the elevation and drives the dish east to west to track out the movement of the object in the sky (actually tracking out the rotation of the Earth on its axis). There are tracking programs that provide pointing in this system, too. The coordinates are called Hour-angle and Declination angle by astronomers. The system where the whole antenna is elevated and then rotated is called an X-Y system and mostly has application for tracking low earth orbiting spacecraft or aircraft flying across the sky. I know of no public tracking programs that directly provide these coordinates for the Sun or Moon (or for satellites, in fact). NASA's Apollo Tracking Station at Goldstone had one of these X-Y tracking antenna.

**-HV-selecting (K14TZ, Joe):** I am getting close to putting up my XP20s and wanting to get input on the switching arrangement. If you have any ideas or suggestions to follow, I would appreciate it. My plan is to use the Tohtsu CX-600N SPDT N Type on each antenna and then to the power divider via short jumpers. All in WP box of course.

**WB9UWA (Jim):** For my Xpol array, I use coaxial relays to select vertical or horizontal on the TX path. I made a control box that does not allow me to change polarity while I am transmitting. I use two separate preamps for RX, so both preamp outputs enter the shack where I use a manual coax switch to select them. This allows for me to easily TX on one polarity while RX on another polarity. With separate RX lines, there are a lot of things that can be done in the future with that. My system is simple and effective.

**-MOON Az in WSJT (VE7IRA, Ian):** When I am running WSJT and the Moon is at for example according to WSJT 225 degrees. I take my compass out and it shows the moon at 20 to 25 degrees difference. The actual reading of compass is at 205 and GPS even show 205. Is there something I have missed setting up WSJT as I have set the Grid Square properly?

**W5AK, Dick:** Besides the magnetic to true north correction, you might have pattern skewing of your antenna pattern caused by RF on the outer shield of the feed lines to each antenna. Twenty degrees seems a bit much for correction between true and magnetic north. I initially had the identical problem until KB8RQ suggested that I add several cores around each feed line, acting as a balun, mounted right at the feed point of each antenna and secured by large diameter shrink tubing. Once done, problem solved. Don't know what antennas you use or the method of their feeding - here I use 8 ele W1JR with a split dipole feed. No connectors at the antenna. Also, please insure that the center conductor of each feed line goes to the same side of each driven element. Hope this helps.

**ZL1RS, Bob:** Because time zones cover 15 degrees or more of the earth's longitude, the sun is usually NEVER at due south (or due north in the southern hemisphere) at local noon for most locations unless, perhaps, you are sited exactly on a time zone boundary. To get a north-south running shadow line the best way is to look at some sun tracking software ... e.g. W5UN's SkyMoon in the menu "View" "from Sun" and step through with the time advance or retard buttons to find the exact time the sun is actually due south (north) at your precise location. The north-south running shadow line can be marked at that time.

**K7CW, Paul:** The place where the sun is half way between sunrise and sunset is call the TRANSIT and is at a different time each day. See: [http://aa.usno.navy.mil/data/docs/RS\\_OneDay.php](http://aa.usno.navy.mil/data/docs/RS_OneDay.php)

# The 2010 144 MHz Digital EME Championship

*sponsored by DUBUS and REF*

The 144 MHz Digital EME Championship is intended to encourage world-wide activity on 2m moonbounce. Each different call prefix forms a multiplier.

## 1. Championship Date

**August 7<sup>th</sup> 00:00 to August 8<sup>th</sup> 23:59 UTC (48 hours)      2m Digital only**

## 2. Sections and Awards

No sections! The first 10 places will get an award. The winner will get 1 year free DUBUS subscription.

## 3. Rules

For the purpose of the contest only one scoring per valid QSO with the same other callsign can be logged. No other limitations! Use of loggers and cluster is allowed.

## 4. Contest Exchange

For a valid EME QSO, both stations must have copied all of the following via the EME radio path:

4.1 Both callsigns from the other station

4.2 Signal report from the other station

4.3 R, from the other station, to acknowledge complete copy of 4.1 & 4.2

## 5. Logs

Logs should be in usual logbook format. Exported files from logging software are acceptable.

Each QSO: Date/Time, Callsign, Report sent, Report received

Bottom line: Total QSO points, total multipliers, total claimed score.

## 6. QSO Points

1 point for each QSO completed (random = sked)

## 7. Multipliers

Each different call prefix is a multiplier (e.g. CT1, DK9, SM2, SM3, S51, S54, G6, KM5, W5, JA6, VK4, WA6, K6, PA1, PE1, etc). See example of WPX Contest rules for further details on prefix multipliers.

## 8. Total Score

Score = Total of QSO points \* Total of multipliers.

## 9. Contest Entries

Copy of the log with details of points, multipliers and total points. Also add name(s) and call(s) of operator(s) and grid locator. Other info is welcome: Comments, conditions, station details, photographs, etc.

## 10. Sending Your Entry

Contest entries **MUST** be sent no later than **14 days via Email only** after the end of the contest weekend

(i.e. by **August 22<sup>nd</sup>, 2010**) to: **FUNK-TELEGRAMM@t-online.de**

All email entries will be acknowledged within 5 days. If not, please resend your entry!

Good Luck and 73! Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE

# EME News

70cm & up

Editor: Bernd Wilde, DL7APV

## Intro

**KP4AO** luckily I got them in ssb 5/9 5/9 in March while they were testing the rig. Huge signal which caused a lot of activity on 432 EME. See extra report on page 122.

## Expeditions

Many **tnx** to **FY5DG**, Jean-Pascal who was very helpful finding a QTH for Hermann and organizing all in FY. He knew us only by mail and was immediately ready to help us with transportation customs, location and preparing a mast for Hermann's antennas. Never had such a nice help from someone we didn't know.



**FY/DL2NUD middle & FY5DG right**

**8Q7QQ** team: DL2NUD on 432 using a single 38 el yagi and 100 W SSPA and HB9EHJ/DL3OCH on 1296 using Bodo's long yagi and 80W made a number QSOs. On 70 cm they completed 9 QSOs all I believe on JT with DK3WG, DL7APV, G4RGK, I1NDP, OH2DG, OK1KIR, PA3CSG, PI9CAM and UA3PTW.

## QSO procedure

Just to remind all, please don't announce any information during a QSO on the loggers. Please pass all info only after the QSO is completed.

## 432 MHz

The **arecibo** activity caused several EMEers from other bands to make a set up on 432.

**N2UO**, Mark is qrv with 20' dish with 100w and using a short yagi as a feed. No preamp. yet, but he will build an efficient 432 MHz feed, preamp and power amplifier.

**K7XC** has now an EME setup and operating in Nevada due to trying to work KP4AO at Arecibo. Currently, it consists of a IC706mkIIg, a single k1fo 22 ele horizontal yagi mounted 10' high on a manual az/el assembly, and 150W into a short feedline run. The 2 stage preamp is in the shack. If I can get a

pair of my old 7WL yagis from my CW EME days (1990s) refurbished, ill switch to a pair of them sometime in the future. Plans are to be in the near future running a pair of 150W mil surplus modules. 73s de Tim



**K8SIX simple elevation system**

**HB9DTX** reports: I have only a 13 element Flexa, pol-H and a commercial LNA which is not very low noise... But I was convinced to give it a try. On Sunday I managed to hear KP4AO in JT65B, and like magic, some call signs appeared on the screen! My first time "listening to the moon". Most of the time Arecibo's signal was -12dB. Hope to be QRV on the moon in the future, when my children will be older, and if I can have some more space for my antennas. So it's not likely to be before a few years. 73's from Yves



**HB9DTX test setup for KP4AO**

**SM7SJR** managed to work KP4AO during the weekend, for his first EME qso in 11 years and the first QSO ever on 70cm for him. Basically at 7.00 AM Saturday morning all the antenna, cablings, the rotator... everything were on the ground. He TX'd the first signals at around 1900UTC and worked KP4AO at 20.23. Very very very exhausted, but glad. Rig for next 3 month: 4 x M2 13WL & 150W, GS23 soon. 73s de Bjorn

**G0RUZ** reports: On Monday last week I decided that I fancied working KP4AO on EME. For a number of years I have operated my station, including all my EME in the last 10 years from North Wakefield Radio Club G4NOK. We used 2 x 21 ele and about 200W at the feed on Saturday. 73 Conrad

**PA3DZL:** After a long time I became QRV again on 70cm, especially to work **KP4OA**. I did put up for this event: 1 x 38el M2 13WL, "old" preamp with MGF1302 NF < 0.4dB @ antenna and abt. 750W@ antenna. I worked **KP4I** also on 17th and 18th oktober 1987 so it was not new for me but enjoyed it very much to hear such strong signals off the moon again. QSOs I made on 70cm: 16/04 **KP4AO** 599/559, 17/04 **HB9Q** O/R-13, I1NDP O/O 'R, **KP4AO** 59/55 **SSB**!! 18/04 **PI9CAM** O/O R-15 **JT65B** #. 73's Jac

**YL Anna SW8NAC** is new on 144 & 432, she is the daughter of **SV8CS** using his station and will hopefully continue with our hobby.

The 432 Activity Period in (ATP) in Feb had very good participation, no clear qrg was found sometimes. **SM2CEW**, **NC11**, **N4GJV**, **OZ4MM**, **OZ6OL**, **K2UYH**, **K3MF**, **DG1KJG**, **DF3RU**, **W7MEM**, **YL2OK**, **UA3PTW**, **I1NDP**, **WB7QBS**, **LZ1DX** and more could be worked. In March we had bad condx and low activity.

#### In JT several new stations appeared on the band:

|                  |                  |               |                  |
|------------------|------------------|---------------|------------------|
| <b>SW6IED</b>    | 4x10el. 200w     | <b>W6YX</b>   | 35W into 14dBd.c |
| <b>EA5SR</b>     | 21el. 40w        | <b>G4CCH</b>  | 4x               |
| <b>UN7GK</b>     | 2x18el. 400w     | <b>GM4ISM</b> | 4yagi            |
| <b>OK1YK</b>     | 3m dish qro gs23 | <b>RK9AT</b>  |                  |
| <b>WD4JHD</b>    | 2x9w 1300w       | <b>LU1C</b>   | Small dish       |
| <b>OK2UZL</b>    | 1x23el. 300w     | <b>SP3XBO</b> |                  |
| <b>FY/DL2NUD</b> | 13w 500w         | <b>N9XG</b>   | 1y 100w          |
| <b>TK5JJ</b>     | JeanJ            | <b>VK3VHF</b> | 12el. IC910      |
| <b>G6HKS</b>     | 35w              | <b>WB2SIH</b> | 1y 90w           |
| <b>K5DOG</b>     | 2x12 50w         | <b>DH1WM</b>  |                  |
| <b>LX1FX</b>     | 16el. 350w       | <b>OH8MGK</b> |                  |
| <b>DL8DAU</b>    |                  | <b>HB9DRI</b> |                  |
| <b>VK4EME</b>    | 16y & 100w       | <b>VE2JWH</b> |                  |
| <b>N3LL</b>      | 18el. 50w        | <b>WF1F</b>   |                  |
| <b>4L1FP</b>     | 2x18 50w         | <b>S57M</b>   |                  |
| <b>KE0CO</b>     | 25el. 100w       | <b>CT1FFU</b> | 50w 9w           |
| <b>RX9YM</b>     |                  | <b>DL1AAH</b> |                  |
| <b>WB2RVX</b>    |                  | <b>YO3DDZ</b> | 4y               |
| <b>VE7BBG</b>    | 1xJbeam 140w     | <b>G8VHI</b>  |                  |

**SM4IVE** wkd in CW this year so far:

**SM7GVF** O/O, **W8TXX** 539/569, **K7XQ** O/O, **K2DH** 529/549, **K6MYC** O/O, **G4CCH** 529/579, **W7MEM** 439/559, **8Q7QQ** O/O worked in CW (believe I was the only one), **G4YTL** 539/569, **DL5MAE** O/O, **KP4AO** 599/559, **WB7QBS** O/579, **OZ6OL** 44/55 **SSB**, **LZ1DX** 559/579.

**Kjell SM7GVF** and I have worked a couple of nights and **Kjell**'s signal is strong with his single yagi when polarisation is right. I was surprised to be called by **K6MYC**, **K2DH** and **G4CCH** all with good signals. **W7MEM** I knew was on 432 but not the others. There were a couple of weak ones calling me but due to QSB I did not manage to pull out the calls. 73 es cu all, Lars



#### **OK1KIR** EME Results Feb-Mar 2010:

**432 MHz** (**JT65B**): On Feb16 at 13:31 **PA3SCG** -9/-13 #16\*, 14:04 decoded **FY/DL2NUD** -21/CNR, 14:52 **OK2POI** -27/-17 #17\*, 15:03 **DF3RL** -24/-24 #18\*. Further we decoded **UA3PTW** -8 and **HA7KPL** -18. **YL2OK** decoded us -21. On Feb21 at 15:52 wkd **YL2OK** -25/-23 #19\* and new **DXCC**, 16:48 **9H1TX** -26/-20 #20\* and new **DXCC**, 17:00 **UAAQL** -17/-21 #21\*, 17:14 again only decoded **FY/DL2NUD** -18, 20:35 **K3MF** -15/-20 and 20:54 **W7AMI** -16/O. In addition we decoded **DL7APV** -13, **DF3RU** -8, **DL5FN** -14 and **NC11** -13. On Feb 27 at 17:19 **JA6AHB** -9/-11 #23\*, 17:27 **OK2POI** -19/-20, 18:23 **IK6EIW** -15/-16 #24\*, 18:39 **DF5LN** -14/-14 #25\*, 19:57 **OK1YK** -23/-24 #26\* and 20:38 **SM2A** -13/O. On Feb 28 at 20:13 **SV3AAF** -20/-19 #28\*. On Mar30 for the first time tested new PA with **GS35B** (1.5kW rf) and wkd at 14:08 **VK4EME** -26/-21 #29\* to complete **WAC** on 70 cm digital, 14:28 **VK4CDI** -22/-19 #30\* and during local thunderstorm wkd at 19:48 **8Q7QQ** -24/O #31\* as the 1st **8Q-OK** 70 cm QSO. The best signal was rcvd at 60° from horizontal. On CW partial QSO on Feb16 at 17:08 with **LZ1DX** O/nil. On Feb 21 at 16:08 **G4YTL** 549/539 #372. On Feb 27 at 18:51 **SM4IVE** 569/559. On Feb 28 at 19:21 **SM4IVE** 569/549. On Mar 19 at 18:46 **KP4AO** 599/599 #373 with the strongest EME signal ever hrd on 70cm as the 1st **KP4** - **OK** 70 cm QSO. **1296 MHz**: On Jan 23 wkd CW at 12:51 **8J1AXA** 569/569 #293 and 14:57 **F5VHX** 559/569 #294. On Mar 23 at 17:00 **OZ6OL** 549/549 and on Mar24 at 11:02 **OK1DFC** 569/569. In **JT65C** wkd on Jan 23 at 14:19 **JA6AHB** -7/-9, 14:27 **JA1WQF** -16/O and 14:35 **PE1HNG** -16/-15. On Mar 23 at 13:12 **PA0PLY** -18/O #59\*, 13:24 **PA0FXB** -12/-15, 13:41 **ES5PC** -6/-11. On Mar 25 at 17:07 **OK1DFC** -6/-9 and at 17:46 **8Q7QQ** -22/O #60\* and new **DXCC**. The best signal was 45° from horizontal. All QSOs in March completed with linear rotatable feed prepared for **8Q** expedition.

**3400 MHz**: On Mar 19 at 11:18 **LZ1DX** O/O and 13:40 **HB9JAW** 559/449 #28 as the 1st **HB9-OK** 9 cm QSO. During **EU** EME Contest on Mar20 at 06:56 **VK3NX** 549/539, 07:06 **OZ6OL** O/O, 07:28 **OK1CA** 559/569, 07:38 **OK1DFC** M/O #29, 07:56 **DL4MEA** 549/549, 08:06 **OH2DG** 559/559, 08:21 **G3LTF** 559/559, 08:37 **PA0BAT** 549/549, 10:29 **HB9JAW** 559/529, 11:18 **DL1YMK** 559/559, 13:48 **G3LQR** O/O, 15:12 **G4NNS** 549/539, 16:35 **K5GW** 679/569, 17:38 **VE6TA** O/O, 18:43 **K2UYH** 559/549 #30 and **NJ** state, 20:13 **S57NML** 559/579 #31, 20:33 **WW2R** 549/549 and 20:33 **K2YUH** 559/569 2nd QSO. On Mar 21 at 13:00 **LX1DB** 559/559,

17:53 WD5AGO O/O #32 and OK state. The contest on 3400 MHz resulted in 19 x17.

**10 GHz:** On Mar 26 before EU EME Contest at 23:55 WA7CJO 589/569. In contest on Mar 27 at 00:03 ON5TA 549/549, 00:11 ES5PC 549/569, 00:17 WA7CJO 589/579, 00:21 WA7CJO 56/55 2xSSB, 00:40 F2TU 549/549, 00:46 WA6PY 549/559, 15:10 VK3NX 549/549, 16:38 JA4BLC direct on 10450.080 MHz O/549, only hrd JA6CZD 549, 17:14 SP7JSG O/559, 17:28 G3WDG 549/549, 17:40 RA3AQ O/559 #51, 17:59 F5JWF 559/599, 18:06 OK1CA 569/569, 18:28 G4NNS 549/569, 19:56 IQ4DF 579/559, 20:58 LZ1DX M/O #52 and the 1st LZ - OK QSO on 3cm. Vy 73, Tonda, OK1DAI, Jan, OK1VAO and Vladimir, OK1DAK

## 1296 MHz

**PA3DZL** wkd (CW and JT65) in 2010 with new PA  
PA3FBX O-19/O, UN7GK O-23/O #91, LA8LF 439/439 #92, IK5QLO O-28/O #93, JA6AHB O-17/O, SV3AAF O/O #94, 8J1AXA 559/529 #95, LA9NEA 549/529, PE1HNG O-20/O #96, HB9HAL 569/539, G4CCH 559/569, JA6AHB 449/449, PA3FBX -14/-18, OZ4MM 569/449, K8EB -14/rO, PY2BS -11/-16, VE6TA 449/439 #97, RW3BP R-15/-12, HB9IZ O/O JT65 HB9MOON remote control, LA9NEA 539/539, IW2FZR O/O #98, G4CCH 559/559, G3LTF 549/559, PY2BS -10/O, RD3DA -21/-16, OK2DL O/RO #99, K1RQG 559/569, K8EB O-14/RO, VE7BBG O-20/RO, W3HMS O-25/RO #100, PA0PLY -20/-24 #101, OK2DL -15/O



PA3DZL new TH328 PA for 1296

## 13 cm

The major events were the 13 & 9cm DUBUS contests with a big participation.

**ES5PC:** Many thanks for all the activity, worked total of 40 stations including 5 new ones: OK2DL, W7JM, LA8LF, SM3JQU, WA8RJF. The conditions were better on Sunday compared to Saturday. I spent also a few hours on Saturday listening and recording KP4AO operation. GL& 73, Viljo

**PA3DZL** wkd around and in contest weekend: F2TU 559/539, G3LTF O/RO #16, OK1CA RO/O, SV1BTR RO/O, ES5PC RO/O, DL4MEA O/RO #17, W5LUA 559/449 X-band 2304/2320 MHz, SP6OPN 559/549, OK1KIR O/RO, OZ4MM O/RO, OK1DFC RO/O #18, PA0BAT -17/R-24 JT65 #19,

VK3NX O/M #20 X-band 2301.985/2320.080 Mhz, K8EB R-16/O #21 X-band 2304/2320 Mhz, LX1DB 569/569 #22, LX1DB 44/44 SSB, DF3RU RO/O #23. Rig: 2.5m dish, VE4MA feed, G4DDK preamp <0.4dB NF @ feed, SSPA abt. 175W @ feed

**SV1BTR:** What an adventure being qrv nowadays! I returned to SV from Brazil a day prior to the 13cm European EME Contest section, just before the airport in DL was closed. Just in time was able to go to eme qth, install the repaired azimuth rotor of the dish and align the antenna. Was qrv half the time on Sunday. US activity scarce, 1/4 of the active stations were on. I am thankful and very glad to work in cw random the following 35 fine stations & operators: SP6OPN, OK2DL, OK1KIR, OK1CA, G3LTF, VK3NX, RK3WWF, ES5PC, OK1DFC, F2TU, DL4MEA, LZ1DX, SP6GWN, SV3AAF, SD3F, DL3EBJ, LA9NEA, IK2RTI, DL1YMK, DF3RU, PA3DZL, PA0BAT, HB9SV, OH2DG, IW2FZR, W7JM, VE6TA, WD5AGO, OZ4MM, WW2R, JA8ERE, F5JWF, N8OU, LA8LF, W5LUA. 73 Jimmy

**F2TU:** Good activity, 43 qsos, 3 initials: OK2DL, SM3JQU, LA8LF #103 (cw/ssb). Copied VK2DAG "M" very weak. Many stations and unfortunately the "shoots out of there that I put myself", not fair play. After my qso with K2UYH a swarm fell on him. I died laughing! 73 Philippe

**DL4MEA** Wrkd Saturday: VK3NX, OK2DL, RK3WWF, SV1BTR, F2TU, LA9NEA, SP6OPN, DL3EBJ, LZ1DX, OH2DG, OK1DFC, HB9SV, G3LTF, IW2FZR, OK1KIR, VE6TA, DF3RU, SP6GWN, PA3DZL, DL1YMK, SV3AAF, OZ4MM, OK1CA, ES5PC. Sunday: F6WJF, SP6OPN, SD3F, PA0BAT, IK2RTI, SM2CEW, W5LUA, WW2R. None of the signals were really weak, sometimes even strong copies, HB9SV, SV1BTR, OK1CA and F2TU worked in SSB. During my NA window on Sunday I called without success for nearly 1h W5LUA and for another hour K2UYH, so I am not aware who else would have been QRV. I thought calling those who are 100% able to work crossband gives most chance of a QSO. Heard on 2304 only were otherwise: WD5AGO, WA8RJF, LA8LF, K8EB, W7JM. I agree with others that the activity from Europe on 2304 kept all away from listening on 2320. It is somewhat frustrating to see such...73, Günter

**VK2DAG:** Well I gave it my best shot and I am very happy with all the activity I heard. Saturday there was some massive signals but my amp wasn't working. On Sunday I had fixed my amp but I wasn't hearing as well. But for the 1st time I heard my echos. Thanks to F2TU and OK1CA for trying to work me. I didn't make any QSOs but I heard many callsigns and I learnt a lot. From getting the feel of aiming my dish to getting the Doppler correct and I had my major brain fart of not transmitting on the correct freq for a few hours. I also made some SDR recordings so I can relive the fun. Thanks guys for all the help and I'll be back. I can only get better at this. Matt

**OK1DFC** Great contest, 38QSOs, 4 active stations from OK - OK1CA, OK1KIR, OK2DL, OK1DFC. Regards Zdenek

## 9cm

**1st 9cm EME from HB9**

HB9JAW was qrv from the 15m HB9Q dish on 9cm EME with

100w in the DUBUS contest on March 20/21. He was operating with a special permit and it was the first ever 9cm EME operation from HB9, thus all QSOs were initials and first ever QSO, respectively. Before the contest he worked **OK1KIR, OH2DG, W5LUA, LX1DB and PA0BAT**. In the contest he wkd: **OK1CA, OK1KIR, G3LTF, OZ6OL, DL4MEA, PA0BAT, OH2DG, G3LQR, G4NNS, K2UYH, VE6TA, K5GW, WD5AGO, DL1YMK**.

Missed or not complete: **VK3NX, DF9QX, LZ1DX, WW2R** and **HB9JAW** hopes to be on 3cm EME next autumn.

**VE6TA:** I enjoyed a very nice weekend of EME participating in the Dubus 3400 MHz segment. The weather was not a big factor, but signals were sure down on Saturday as compared to Sunday. Nevertheless 13 stations were worked on random, including 3 new initials to bring me to 21 on this band. Stations worked were as follows: **K5GW, G3LTF, OK1CA, OK1KIR, K2UYH, DL4MEA, OZ6OL, HB9JAW# and DXCC, DL1YMK#, LX1DB, PA0BAT, G4NNS, WD5AGO#**. Heard were: **G3LQR, WW2R, and WA6PY?** The big signal awards belong to several stations this year. **K5GW, OK1CA, K2UYH, DL1YMK, LX1DB** to name a few. For me however, **HB9JAW** was head and shoulders above the rest. Good job Michell! Signal strengths and activity are improving every year. I really like the Dubus format as it causes a critical mass to be generated on these sparsely populated bands. 73's for now. Grant, 5.5 meter HB dish, 40 watts at the feed on 3.4GHz.

**OZ6OL** wkd in the DUBUS contest weekend: **OK1KIR, OK1CA, OH2DG, DL4MEA, VK3NX, HB9JAW, DL1YMK, G3LTF, PA0BAT, K5GW, K2UYH, WW2R, VE6TA, LX1DB, G4NNS, (G3LTF agn. this time with vy god signal), G3LQR, WD5AGO**. Also strong wind here and sometimes I lost moon but very nice contest! Tnx for the weak signal CW fun! 73 de Hans 40w on feed, 5m dish

**WW2R** wkd the first day of the contest **K5GW, DL1YMK #15, OK1CA, K2UYH #16 STATE #2, OZ6OL, OH2DG (#17 DXCC #11), DL4MEA, OK1KIR, G3LTF**. Heard **VE6TA, DL1YMK** was the loudest signal of the weekend, all this with 30mph winds gusting to 40mph, rocking the dish. Overnight we had 4" snow, so had to digout the equipment housing at the dish. At moonrise on sunday, heard **HB9JAW**. Went out to tweak the dish and slipped in the snow hurting my arm and spent the rest of the EU window asleep on painkillers. When I awoke that evening, very sore, after the contest had finished I still had echoes and wkd **WD5AGO #18 state #3 and VK3NX #19 DXCC #12**. 11 QSOs is amazing for my 3m dish. Dave

**DL4MEA** worked: **OK1KIR, OK1CA, OZ6OL, G3LTF, HB9JAW, DL1YMK, PA0BAT, G4NNS, OH2DG, K2UYH, K5GW, VE6TA (\*1), WW2R, K2UYH (\*2), VK3NX, G3LQR, WD5AGO, LX1DB**. Conditions increased from hour to hour and from Saturday to Sunday, while I nearly wasn't able to copy **OZ6OL** as my 3rd QSO, I copied him solid Sunday night. On Sunday afternoon I also heard **K5GW** in SSB in his QSO with **LX1DB**, my first solid SSB copy on 9cm. Thanks a lot for the unique band option which caused a lot of activity for 9cm and I wish it will be done so for the next year. 73, Günter

**G3LTF** Pity about the wx! But you get that at this time of the year! On Saturday we had thick cloud and rain virtually all day, also enough wind to move the dish off the moon. On

Saturday I worked **OK1KIR, OH2DG, OK1CA, OK1DFC #, VK3NX, DL4MEA, PA0BAT, HB9JAW #, DL1YMK, OZ6OL, G3LQR, K5GW, VE6TA, G4NNS, K2UYH, WW2R**. At 20.45, after I worked **WW2R**. I was called by someone who I just could not copy but they only stayed for 2 QRZs, a pity. On Sunday I added **LX1DB** (also on ssb) and then a second QSO with **G3LQR**, but heard no one new despite lots of CQs. I had to QRT at 16.30, before the US window, when I returned at 2230 (hoping to get **WD5AGO!**) the band was silent! Tnx to all for the nice QSOs, 73 Peter

**WD5AGO:** After great powder skiing (130" of snow) at 12,000 ft, we came back down to beat a freak winter storm, we didn't win (part of a 30 car pileup with several 18 wheelers to the side of us, no damage) but did make it home after two days, just to get the dish ready for 9cm. 6in of snow in the dish, snowing and 25 to 30 mi winds we cleaned it out moved the oven dried amp back to its spot. With the new HB feed, 40W and 3.1m dish for 9cm we work with QSB most of the day: (all new ones) **OK1KIR, HB9JAW, K5GW (579), PA0BAT, DL1YMK (539), DL4MEA, K2UYH, VE6TA, OZ6OL**. At this point (2200Z) got sick of fighting the winds and took a break got back on at 2300Z nothing until 0315 then worked **WW2R, VK3NX**. 73 Tommy



**RU4HU with 432MHz antenna**

## 6cm

**ZL1TBG**, Ralph, was qrv as **ZM2TV** in the DUBUS EME CW Contest on April 24/25 on 5.7 GHz from the 30.5m satellite earth station antenna in Warkworth (grid RF73HN) with a 300W SSPA. He produced great signals.



**ZM2TV on 5.7GHz EME with 30.5m dish**

## 3cm

The following stations made QSOs in the EU REF/DUBUS EME contest on March 27/28: **ON5TA, OK1KIR, WA7CJO, ES5PC, F2TU, WA6PY, VK3NX, F5JWF, OK1CA, IQ4DF, LX1DB, G4NNS, F6CQK, G3WDG, RA3AQ, SP7JSG, JA4BLC, JA6CZD, LZ1DX, 9A1AA**.

**73 Bernd DL7APV**



## KP4AO qrv on 70cm EME from ARECIBO

The largest radio telescope of the world, the famous 305m Arecibo dish was active on 70cm EME. A first test operation took place on March 19<sup>th</sup> and many single Yagi stations were able to hear KP4AO (grid FK68OI) off the moon or even to make a QSO. The main operation took place on April 16, 17 and 18. The Arecibo dish has about 58dB gain and a couple of 100w were used on 70cm resulting in several Megawatt EIRP. KP4AO transmitted on 432.045 and received split up from .050 to .060. More than 240 QSOs were made in the 3 days on CW and SSB and JT65 although only about 2.5 hours of operating time were available per day as the dish is fixed and only the feed can be rotated enabling working moon elevations between 90 and 70 deg only. Many typical Tropo stations with one single Yagi (e.g. a 21 ele) and 50 to 100 W output were able to make a CW QSO with KP4AO. Also several stations received KP4AO on even shorter Yagis like 8 or 10 element versions on CW. On the third day K1JT himself made tests in JT65 from Arecibo and this showed the power of the software: OK1TEH, Matej, was able to receive a good decode with a rubber duck antenna!!!! This is a kind of special world record. And the decode was with even -23dB still strong and not using Deep Search mode! K1JT reports after his return from Arecibo:

"The 'wall' of stations calling was simply incredible. A rough estimate suggests that we may have worked something like 20% of the callers potentially workable on SSB, 10% of those workable on CW, and only a few percent of those workable on JT65. I guess we'll have to do it again, in due course...

From memory: our log shows nearly 240 completed QSOs with some 57 DXCC entities, in a total of 8 operating hours. We made recordings of the whole 432 MHz EME sub-band for for most of the time KP4AO was on the air. In due course it will be possible to "tune the band" carefully, many times, picking out callsigns. If/when this is done, I'll be happy to post a list of received callsigns."

Members of the Arecibo Observatory Amateur Radio Club who constructed and operated the KP4AO station for this event were: Angel, WP3R - Pedro, NP4A - Angel, WP4G - Jim, WA3FET - Joe, K1JT and guest OP Pat, AA6EG.

DUBUS want to congratulate the KP4AO team for this outstanding EME activity - a perfect promotion for this very special mode and for amateur radio, of course. (DL8HCZ)



70cm EME on indor Rubber Duck Antenna on April 18<sup>th</sup>: OK1TEH received KP4AO on JT65 with -23dB



KP4AO Shack

|        |          |        |                                    |      |
|--------|----------|--------|------------------------------------|------|
| G8ECG  | 432044.0 | KP4AO  | sgd 519 on 10ele hand held 1070    | 2022 |
| SP2IPK | 432044.0 | KP4AO  | hnd CW 2100L 1 28EL WITH QSB       | 2021 |
| F6ZVZ  | 432044.0 | KP4AO  | hnd 339 hvy qsb/38 el ant.         | 2018 |
| OK1CAP | 432044.0 | KP4AO  | J0600J1n1:EMEgtr:FK68OI Aler. Crec | 2010 |
| OZ6CW  | 432044.0 | KP4AO  | 519 single Yagi J055EN             | 2008 |
| SQ3DIB | 432044.0 | KP4AO  | Crcse poland hnd 339               | 2004 |
| DL8NP  | 432044.0 | DL1AAH | congrate, super start of new ant   | 2004 |
| OZ5W   | 432044.0 | KP4AO  | Tnx fr QSO GOOD WORK GUY!          | 2004 |
| SQ3FYK | 432044.0 | KP4AO  | Single 17el dx7m                   | 2002 |
| DL8GAP | 432044.0 | KP4AO  | 599/599 split 432057 21000         | 1995 |
| DL7FF  | 432044.0 | KP4AO  | 42/52 sdb hope ok tnx              | 1994 |
| PA5ST  | 432044.0 | KP4AO  | ari, 599 in j062m                  | 1948 |
| SP6TTF | 432044.0 | KP4AO  | in j062m                           | 1948 |
| 9A5ST  | 432044.0 | KP4AO  | now back in CW, still UFB          | 1940 |
| OK1TEH | 432044.0 | KP4AO  | 59 59 2x33 d9vse 100w              | 1932 |
| 9A4WT  | 432044.0 | KP4AO  | tnx first eme qso !! 57 in j05     | 1932 |
| DL1AAH | 432044.0 | KP4AO  | weakly FT-117 - 9/19 elc 1000A     | 1928 |
| F1RHX  | 432044.0 | KP4AO  | J0600J1n1:EMEgtr:FK68OI hnd few ss | 1921 |
| OK1CAP | 432044.0 | KP4AO  | 51 SSB                             | 1921 |
| K5LA   | 432044.0 | KP4AO  | ss 54 on 1w 19el fo 20             | 1920 |
| OE1VWA | 432044.0 | KP4AO  | still FB SSB in Prague             | 1901 |
| OK1TEH | 432044.0 | KP4AO  | hnd in CW w/ no preamp             | 1896 |
| OZ1MAX | 432044.0 | KP4AO  | SSB QSO 59/59 nice signals 28el.   | 1843 |
| PA3DZL | 432044.0 | KP4AO  | 50 on 140w el in j062m             | 1843 |
| DJ7GR  | 432044.0 | KP4AO  | Live http://webde.camras.nl/8901/  | 1824 |
| F00RKC | 432044.0 | KP4AO  | 51 SSB                             | 1824 |
| SP6TTF | 432044.0 | KP4AO  | RX SSB!! in FB 31                  | 1824 |
| LU7FIA | 432044.0 | KP4AO  | 107J1:EMEgtr:FK68OI tnx sdb!       | 1820 |
| GW812R | 432044.0 | KP4AO  | Tnx QSO VIA SAT MO-48              | 1820 |
| SQ9MRS | 432044.0 | KP4AO  | 51 web lots of fading 18el dish    | 1824 |
| I6VHS  | 432044.0 | KP4AO  | tnx eme qso 73 el                  | 1824 |
| V3FVB  | 432044.0 | KP4AO  | BIS 510 in J0490A                  | 1818 |
| UT805  | 432044.0 | KP4AO  | sdb 52 on 1w 19el 28ft             | 1812 |
| DO9ST  | 432044.0 | KP4AO  | 59/59 phone!!!                     | 1810 |
| OE1VWA | 432044.0 | KP4AO  | 59/59 phone!!!                     | 1810 |
| OM5OF  | 432044.0 | KP4AO  | 59/59 phone!!!                     | 1810 |
| VO2TAM | 432044.0 | KP4AO  | 59/59 phone!!!                     | 1810 |

OH2BUA DX cluster on April 17<sup>th</sup> - unusual display

# Tropo Reports

2m, 70cm and up

Editor: Michael M. Dienel, DG7SFL  
dubustropo@mmdienel.de

2m

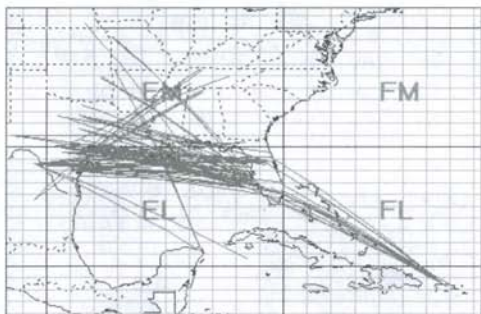
D44TD in HK76NO wkd > 2000 km:

Date: 28 March 2010

| Time  | Call   | Loc    | QRB  | Mode/Remark |
|-------|--------|--------|------|-------------|
| 17:12 | CT1HZE | IM57NH | 2680 | SSB 52/52   |



Pressure map from April 6



**Big Tropo over the Gulf of Mexico and the Caribbean between March 31 and April 7 resulted in hundreds of 2m QSOs over 1000 and 2100km. The best paths occurred between Texas and Florida and Florida and Puerto Rico.**

Here is a list of some of the best DX QSOs of this opening:

2010-03-31 13:19 W5UWB (EL17AX) wkd C6ANX (Bahamas, FL15HA) over 2071 km  
2010-04-01 03:52 XE2OR (DL98) wkd KG4HJB (EL98CW) over 1866km  
2010-04-01 13:00 KI4FIA (EL99) wkd NN5DX (DM80NV) over 2107 km  
2010-04-02 14:11 N3LL (EL86) wkd KP4EIT (FK68SI) over 1920 km  
2010-04-03 00:42 WP3UX (FK68WE) wkd N4TUT (EL98GP) over 1945km

Also on 70+23cm several QSOs were made over the Gulf of Mexico in the 1200 to 1700km range.

23cm

OZ1FF in JO45BO wkd on 1296 MHz > 600 km

Date: 16 Feb 2010

| Time  | Call   | Loc    | QRB   | Mode/Remark |
|-------|--------|--------|-------|-------------|
| 18:45 | DF9IC  | JN48IW | 742km | CW          |
| 19:36 | SMOERR | JO89WJ | 718km | CW          |
| 20:46 | SK0CT  | JO89XJ | 722km | CW          |
| 21:26 | G3XDY  | JO02OB | 600km | CW          |
| 21:48 | GM3SBC | IO85IX | 714km | CW          |
| 21:50 | GM4CXM | IO75TW | 781km | CW          |

Date: 16 Mar 2010

|       |        |        |       |    |
|-------|--------|--------|-------|----|
| 18:04 | SM0FZH | JO99HI | 752km | CW |
| 18:54 | DF9IC  | JN48IW | 742km | CW |
| 19:05 | DL3IAS | JN49EJ | 690km | CW |
| 20:26 | GM4CXM | IO75TW | 781km | CW |

Date: 06 Apr 2010

|       |       |        |       |     |
|-------|-------|--------|-------|-----|
| 17:49 | G4AYT | JO01MI | 665km | SSB |
| 17:53 | G6JHR | JO01FK | 686km | SSB |

Date: 20 Apr 2010

|       |       |        |       |    |
|-------|-------|--------|-------|----|
| 18:54 | DF9IC | JN48IW | 742km | CW |
|-------|-------|--------|-------|----|

13cm

OZ1FF in JO45BO wkd on 2320 MHz > 500 km

Date: 26 Jan 2010

| Time  | Call   | Loc    | QRB   | Mode/Remark |
|-------|--------|--------|-------|-------------|
| 18:40 | DF9IC  | JN48IW | 742km | CW          |
| 20:21 | SA4Z   | JO79OF | 584km | CW          |
| 21:52 | SM7LCB | JO86GH | 529km | CW          |

Date: 23 Feb 2010

|       |        |        |       |    |
|-------|--------|--------|-------|----|
| 19:16 | DF9IC  | JN48IW | 742km | CW |
| 20:13 | SA4Z   | JO79OF | 584km | CW |
| 21:36 | SM7LCB | JO86GH | 529km | CW |

Date: 23 Mar 2010

|       |        |        |       |    |
|-------|--------|--------|-------|----|
| 19:14 | SK0CT  | JO89XJ | 722km | CW |
| 19:29 | DF9IC  | JN48IW | 742km | CW |
| 20:30 | SM7LCB | JO86GH | 529km | CW |

RIG: 1,5 m dish, 200 W, TNX FOR REPORT KJELD!

6cm

OZ1FF in JO45BO wkd on 5760 MHz > 400 km

Date: 26 Jan 2010

| Time  | Call   | Loc    | QRB   | Mode/Remark |
|-------|--------|--------|-------|-------------|
| 21:45 | SM7GEP | JO77IP | 462km | CW          |

Date: 23 Feb 2010

|       |        |        |       |    |
|-------|--------|--------|-------|----|
| 20:09 | SM7GEP | JO77IP | 462km | CW |
|-------|--------|--------|-------|----|

Date: 23 March 2010

|       |        |        |        |            |
|-------|--------|--------|--------|------------|
| 18:02 | SM6HYG | JO58RG | 539 km | CW 529/529 |
|-------|--------|--------|--------|------------|

RIG: 1,5 m dish, 7 W, TNX FOR REPORT KJELD!

3cm + up

OZ1FF in JO45BO wkd on 10368 MHz > 300 km

Date: 23 Feb 2010

| Time  | Call   | Loc    | QRB   | Mode/Remark |
|-------|--------|--------|-------|-------------|
| 20:09 | SM7GEP | JO77IP | 462km | CW          |

RIG: 0,65 m dish, 4 W, TNX FOR REPORT KJELD!

OZ1FF in JO45BO wkd on 24048 MHz:

Date: 26 Jan 2010

| Time  | Call  | Loc    | QRB   | Mode/Remark |
|-------|-------|--------|-------|-------------|
| 19:29 | DC6UW | JO44VJ | 171km | SSB         |
| 20:40 | DK1ZD | JO44WE | 193km | SSB         |

RIG: 0,65 m dish, 2 W

OZ1FF comments: "The lack of tropo propagation is still significant. Nearly all DX made was via aircraft reflections." Will we lose aircraft reflections also in the near future due to volcanic ash? Or is volcanic ash useful for tropo propagation? Any comments welcome.

## First ever 70cm QSO between South Africa (ZS) and Reunion (FR) via Tropo (2655km)

by Derek Gravett, ZS5Y

Firstly I live on the east coast of South Africa, about 50km South of Durban in a small town by the name of Scottburgh in grid KF59JR.

During some past test between myself and FR5DN (LG78QS) when the Hepburn index showed good forecasts we have tried on 70cm, and the result was always the same. Not even a peep from Phil over the path of 2655km.

Using the Hepburn index things started again on the 9th of February 2010 when Phil worked Glen ZS2GK (KF47KT) on 2m using JT65B, there after Andre ZS2ACP (KF26SA) worked Phil for a new 144MHz SARL distance record of 3205km also using JT65B.

As soon as I saw Phil stating to CQ again I called him on 144.401 and he came back to my call immediately and we completed a digital QSO without hiccups. I then called Phil using SSB and again we had an easy QSO! Phil then worked ZS5LEE (KG50JF) on digital and SSB and ZS5DJ (KF59EC) on digital.

During e-mail exchange between myself and Phil I suggested he tries to get one of his 8 yagis that broke when his tower came down back to working condition. Phil said he will do so the next day when he returns from work. I continued to monitor the beacon on Reunion throughout the night and next day with good decodes.

On my way home on the 11th of February I received a message from Phil saying he is up and running on 70cm calling CQ on 432.200 JT65B with a 21 ele yagi and no Pre amp, but using low loss coax.

Phil's 2m beacon was still booming through on my side with constant decodes when I arrived home. I switched to 70cm and continued to monitor 70cm. At 17:48 SAST Phil was called to dinner but he left the 70cm beacon running with 50W out. At 18:18 SAST Phil announced he is back in the shack and turned up the power to 300w. At 18:48 I hear someone testing on 432.200 SSB, I thought its one of the locals as the signal was so strong. I mailed Phil and he replied "That's me".

I relied to Phil's by now very strong signal -4 and -5 and we completed without a hiccup on 70cm using JT65B. Phil mailed me and said "strong !! after we go SSB".

Phil called on SSB and after some tuning found his SSB signal, it had lots of QSB but wasn't to fast. He came up to a 5/5 and he gave me a 4/1 I was running a pre-amp and 4x12 ele yagi array and 60W Phil had 21 ele yagi and 300W for digital and 150W for SSB, but no pre-amp.

We tried a while longer on SSB but signals faded

rapidly into the noise floor.

Phil went back to calling in JT65B trying to work Glen ZS2GK and Andre ZS2ACP, but seems the conditions dropped away completely, even on 2m. The rest of the night didn't produce any more signals on 2m or 70cm.

Comment from ZS5Y:

"During the QSO I was trembling with excitement ! Couldn't keep my hands stil...hahahaha"

Comment from FR5DN:

"I cried YIIIIIPPPPIIIIII! My wife was wondering what was happening hi... We LOVE that kind of adrenalin!"

Thanks to Phil for his passion for VHF and his determination to studying the Tropo path between ZS and FR, It has paid off and im sure many more QSO's will follow.

73's Derek Gravett ZS5Y



**The 2655km path from ZS5Y to FR5DN is just very slightly scratching the south coast of Madagascar (5R)**



**JT65 QSO screenshot from Feb. 10th**

On April 13th FR5DN had another 2m opening and wkd ZS2GK (KF47KT) in JT65 and SSB over 2890km. Still 1 x 21 ele and 150w.



**FR5DN's 21 ele Yagi for 70cm**

# 4m News

## Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

### USA: 4m beacon experiment 2010!

A 4m beacon will be on air from USA from May to August on 70.005 MHz with 500 W ERP and a beam to Europe. The location is mountain top and on the US eastcoast. For some reasons the callsign and locator will not be published now in order to ensure genuine reports. Also cluster spots are not wanted for the same reason.

### 70MHz Preamplifier for Yaesu FT-847

by CT1FFU, Tony

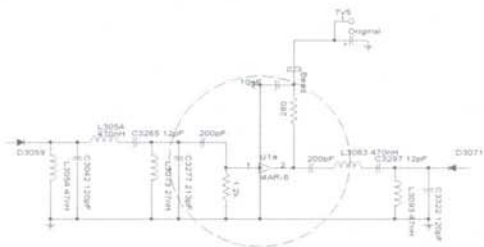
Last spring I decided to buy a Yaesu FT-847. Using an all mode all band radio, operation becomes much easier and give better accommodation on shack however, I soon got frustrated with its reception as the signals were much weaker than the ones received with my home-made X-verter (dx-70-G4DDK design).

I decided to look on the web for a modification and Marc's, PA10 BPF, was a good start. Marc's article, convinced me with the good results on filter modifications as well as the simplicity of those changes. After Marc's modification the radio became better, but still not with a satisfying RX performance. FT-847 has a build in preamp, but it seems to have poor gain on 70MHz, so I decided to add another preamplifier stage. I have looked carefully on the circuit diagram trying to find the right place to insert an amplifier which wasn't however easy, but I realise that the band-pass-filter, a Chebyshev, could be rearranged and have the preamplifier inserted there. Results were clearly better as sensitivity is concerned and in many comparisons with transverters it was easy to see the improvement. After I published a small article on [www.70mhz.org](http://www.70mhz.org) these modifications were reproduced with success by others. The results are good and hundreds of boards are now installed world wide on FT847s. Later, as per many requests, I decided to make a KIT available. This KIT is very easy to install and anyone with a bit of radio/electronics experience can do the job easily. Laboratory tests made by GIOGDP and CT1BXT have shown that once fitted the pre-amp the 70MHz RX achieve similar sensibility as on 50MHz, even without PA10 BPF modification.

About the design: I decided to use a MAR6 (MMIC from MiniCircuits) because of it's 50Ohm impedance, stable amplification, 22dB gain and noise figure low enough for the application. This amplifier uses the typical configuration and bias and is placed in the in the BPF which was rearranged as seen in fig1.

Performance of the FT847 after preamp fit: Since the radio has some 1.5dB loss on the PA filter and still some more few dB in the subsequent HPF filter on the daughter board the lowest NF achievable is still quite limited by those factors. NF at 70MHz is now about 7dB (note the 15.5dB NF the radio had originally) which makes perfect sense taking in consideration the about 2.8dB NF of the MAR6.

Using a lower NF device would bring just a bit better NF but as per the loss limitations described above, without further changes into the radio, performance would not get much better than this by improving the preamplifier alone. This 7dB NF could be also expressed as a sensitivity of about 0.1uV for S/N of 6dB at 2.8KHz BW.



## Beacons

**LA2VHF** 70.063 MHz, JP53EG, proposal  
**LA7VHF** 70.081 MHz, JP99EC, proposal  
**OH5RBG** 70.033 MHz, KP30HV, 10 W ERP, 2 el, QTF SSW, 100m a.s.l. is expected to be on air any day now.

**OK0EE** 70.117 MHz, JN89CK, 10w, proposal  
**VR2FOUR** 71.525 MHz, OL72AL, 3 W, omni, vertical, 10m a.g.l., is on air since March 28<sup>th</sup> and until August 31<sup>st</sup> daily from 15:00 to 03:00 UTC.  
**CU3xx** 70.16xx MHz, HM68IR, 10W, proposal

## 4m Es in April 2010

On April 8<sup>th</sup> from 11:00 to 12:30z the Madeira 4m beacon CS3BFM (IM12) and the CT beacon CS5BFM (IM59) were heard via Es from ON and G. No stations were qrv at that time from CT/CT3. On April 15<sup>th</sup> there was Es from CT (IM59) to Madeira, CT3 quite late at 22z with MUF >93MHz.

## 4m Aurora in April 2010

Due to the raising activity of the new solar cycle the first shy geomagnetic storm triggered an Aurora opening on April 5 and 6. For many stations this resulted in their first ever 4m Aurora QSOs. For the LA stations it was the first 4m Aurora after they got the band. On April 5<sup>th</sup> from 1455 to 1700z the following stations made QSOs: LA4ANA JO59, OZ3ZW JO54, LA9DFA JP50, OH3UW KP21, LA4LN JP50, OZ1JXY JO46, OZ1DJJ JO65, GM4VVX IO78, G4PBP IO82, GW8IZR IO73, G3SHK IO90, G3ZKN IO81. On April 6<sup>th</sup> from 1430 to 1645 the event repeated and also ES5RF KO29, GM0USI IO75, OZ2LD JO54 were able to make some QSOs.

## 4m in Romania

On March 31, 2010 the range 70.0 – 70.3 MHz was allocated to amateur radio on a secondary basis with max. 20 W and 12.5KHz bandwidth.

## Iceland on 4m

On February 19<sup>th</sup> 2010 a temporary experimental access to the 4 meter band was granted in Iceland on a secondary basis. The permit is valid until 31<sup>st</sup> Dec. 2010. QRGs: 70.000-70.200 MHz, maximum bandwidth is 16 kHz and power limit is 100 W out. Licensees need to apply for a special license.

## 4m in DL: New stations/grids on air

We have 3 new stations qrv on 69.950 MHz with 10W EIRP from Germany: DF1VB from JO31SK, DH8WE from JO50TJ and DL2SAX from JN58BJ. Most licenced in DL are valid now until Dec. 31<sup>st</sup>.

## Cape Verde on 4m

D44TD is now qrv with a modified FT847 and a new 6 el Yagi. He is receiving well now and has worked EA8/EA4SV on Tropo on March 27 at 1934z with 59+ for the first ever EA8-D4 QSO.

# 6m News

## Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

## EA8/DM8MM 6m TEP report

### March 2010

EA8/DM8MM wkd from IL18BL with a short vertical GP on the balcony, 7m a.g.l. and 40m a.s.l. with IC-7000 and 100w during his holiday on La Palma: March 17<sup>th</sup>:

22:30 PP5XX Peter 54/54 GG53qw, 6900km

22:35 LU1FVE 53/54 FF88xj, 8150km

22:45 PY0FF Andre 57/57 HI36td, 3900km

23:00 PY2MAJ 53/55 GG66

March 19<sup>th</sup>:

22:08 PP1CZ 55/55 GG99uq, 5936km

22:50 PY5EW hrd

22:58 PY2ZXU Tom 53/56 (he is also SM0CXU)

March 21<sup>st</sup>:

19:14 PU8TEP hrd FJ92qr, 5350km

19:15-19:30 50,035 HC8GR/B EI59gc 549 chirping, hrd, 8265km

22:20 PY0FF 57/57 HI36

22:35 PR7AP GI68ev 4560km, and more hrd

March 24<sup>th</sup>:

19:45 EA8/G8BCG 52 to 55/55 IL39 backscatter

The beacon ZD8VHF in IL22TB on 50,0325 was audible any day from March 17<sup>th</sup> to March 29<sup>th</sup> mostly from 22z, but sometimes starting already before 21z, until 24z. On March 17<sup>th</sup> it was still audible in the early morning. QRB 4060km.

Thanks to Norbert, EA8CQS for he almost daily QSOs and discussions on 6m.

EA8 is a very special place for 6m propagation! The TE propagation covered a wide range from 3900 to 8300km. Obviously the opening on March 17<sup>th</sup> has been the first one to SA of the new cycle.

vy 73, Friedhelm, DM8MM



**EA8/DM8MM, IL18BL, 6m vertical on balcony and take off to PY.**

## 1<sup>st</sup> TEP EU-AF and EU-SA of Cycle 24

It all started on Feb. 20<sup>th</sup> at 1440z when IK5YJY hrd TR0A/B... then suddenly also S9SIX/B was hrd from CT and TR8CA wkd into EA/CT. At the same time D44TD wkd to IS0, EA3/7 and CT. So this was obviously a mixture of Es and TEP. Some say the D4 to CT QSOs were F2, but F2 QSOs below 3000km would be quite a miracle.... and later there was strong Es from EA5 to CT3/CU3, so the Es had moved west as usual. At 2025z PY1RO hrd EU TV carriers on 48.242 (CT) and 250 (EA). Earlier on this day already a very remarkable opening occurred between K6QXY and ZL2DX from 0130 to 0200UTC over 10861km. Most probably also a TEP + Es combination.

The first 6m TEP openings to ZD8VHF/B were reported between 21 and 23z from EA7, CT and CU on March 1, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 19, 20, 22, 24, 26, 28, 29, 31, April 6 and 12. These are the first TEP reports from Europe to AF of the new cycle 24. Just from EA8 which is Africa the ZD8 beacon was heard on 6m via TEP also in the years before.

On March 4 from 12-13z we had also the 1<sup>st</sup> TEP opening from ZS to EU/AS: ZS6NK (KG46) hrd OD5SIX/B, 5B4CY/B and SV1SIX/B.

On March 17<sup>th</sup> there was the 1<sup>st</sup> TEP opening from EA8/CT3 (both still AF) to SA: PP5XX, PY0FF, LU and CE were worked.

On March 18<sup>th</sup> the first EU to SA of the new cycle via TEP was worked: EA7KW wkd PP1CZ (GG99). On March 20<sup>th</sup> from 1330 to 1430 ZS6JON (KG33) and ZS6NK (KG46) made the first QSOs to EA/AS and wkd into 5B, 9A, I, SV5, IT9, 9H, EA6. On the same day the well know TV-DXer Hugh from CT (Algarve) received TV pictures from Brazil on Channel 3 (61.250 MHz) at 1735z.

On March 21 at 1942 PP5XX (ex PY5CC) made his first EU QSO of the new cycle with EA7DUD (IM76).

On March 21, 27 and April 8 and 10 there were again short openings from ZS6 into the mediterranean area.

On April 8<sup>th</sup> the season also started for Germany: DK1MAX (JN58) hrd Z21SIX/B (KH52) with 559 for about 5 minutes at 1223z. On April 13<sup>th</sup> DK1MAX and DG5YIL (JO32) hrd Z21SIX/B again from 1223 to 1310z. So far this is the northernmost TEP report from EU in the new cycle.

For sure things will improve rapidly next autumn. Nevertheless the lack of station in the southafrican region is still a pain. Beside the ZS QSOs only Z22JE was wkd from EU on March 21 and 3B8MM (Expedition by DL6UAA) wkd on April 9 & 10 into 5B4. The good news is that DL6UAAs past and present activities on 6m are good for DXCC now, the bad news is that he back to DL already.

TN5SN Nicolas is also still very active on 6m and has wkd into the mediterranean area on several days in March and April.

PP5XX wkd agn into EA (EA7KW) on April 14&15.

K6QXY (CM88ql) made a few more remarkable QSOs: On April 9 at 2143z he wkd ZL3NW (RE78rr) and on March 22 at 2125 he wkd CE3SX (FF46rn) over 9635km via TEP.

As TEP is a worldwide phenomenon, it is not too surprising that also several good openings between JA and VK have been reported on 6m, even down to VK3 e.g. on Feb. 21 & 24, March 13 & 15 and April 7.

## Namibia back qrv

After V51E became a SK a few years ago there was no active station left on 6m from Namibia. The only one, V51KC (JG88) is 82 years old and more or less QRT as well. The good news is that ZR1AEE has moved to V5 recently and is qrv as V51PJ from JG82IE. He is very active on 6m and has wkd via TEP into EA6 on April 10. He says that 5 more new V5 OPs will come on 6m soon!

## 6m Es Spring 2010

The following Es openings were recorded on 6m:

| Date     | Time      | from    | to  | MUF | over    |
|----------|-----------|---------|-----|-----|---------|
| April 8  | 1040-1212 | DL/OZ   | HA  | 67  | JO70    |
| April 8  | 1130-1230 | G/ON    | CT3 | 80  | IN75    |
| April 8  | 1530-1700 | W3      | W9  | 79  | EN90/80 |
| April 13 | 1250-1345 | DL/F    | I   | 63  | JN62/53 |
| April 15 | 1620-2220 | CT      | CT3 | 75  | IM24/54 |
| April 18 | 1700-1800 | W6      | W7  | 75  | DM26    |
| April 19 | 0100-0200 | W7      | W7  | 68  | DN22    |
| April 19 | 1820-1855 | G/PA/DL | I   | 65  | JN56/36 |
| April 21 | 0000-0100 | HI3     | W4  | 60  | FL22/23 |



**6m Es QSOs on April 15, MUF was > 70 MHz at times from CT to CT3 and EA5 to EA8**

## Iberian TV Transmitters QRT

The valuable band 2 TV transmitter from Spain (Madrid, IN80) on 48.250 MHz was switched off in the first week of April. The remaining transmitter from Portugal on 48.242 MHz has reduced power significantly to about 1 KW ERP only and will be

switched off in 2012. Thus there are missing 2 very important indicators for the NA, SA and AF observers now.

### TV Transmitters from VK/ZL

Also in the VK/ZL area the analog high power TV stations are closing down. The last transmitters currently on air are:

45.240 MHz, ZL, North island, 250kw

45.250 MHz, ZL, South island, 300kw

46.172 MHz, VK4, Toowoomba, 492kw

46.240 MHz, VK2, Wagga Wagga, 327kw

Another one to look for is on 48.239.620 MHz, from Genting, Malaysia, with 100kw

### Region 1: No 6m beacon range change

The by the IARU Region 1 VHF committee proposed 6m beacon band shift to 50.3-50.4 MHz will not happen in the next few years. After protest from UKSMG members and other individual 6m DXers this proposal was withdrawn. It was too obvious that a worldwide coordinated action would be needed. Furthermore a change exactly on the peak of a solar cycle was not really appreciated.

### Expeditions and DX

**IM57** From May 25.-28.5. CT7/G0KSC will be qrv.

**IN69** From 20.-26.7. G0VJG/p will be qrv on 6m from the Scilly Isles. Loc: IN69UW.

**IO44** EI/M0JEC plans to be qrv on 6m (&2m) on the last weekend of June.

**IO61** The only active station from IO61, EI2IP, is QRT and will move for 1 year to Cyprus in August.

**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

**JO85, JO95** OH5SB/mm (DL2SB) may be qrv on July 4 and July 29 also on 6m.

**JO98** SM0R/1 will be qrv from July 2 to 4 also on 6m. QSL via SM0R.

**KM24** SV9 / Gavdos Isl.: J49A will be qrv from July 23 to 25 also on 6m. QSL via SV9GPV.

**3C0** Annobon Isl.: EA5BYP + EA5KM plan to be qrv for 10 days in autumn as 3C0C also on 6m.

**3D2** Fiji: W7GJ and ZS1RS will be qrv from Sept. 27 to Oct. 7 on 6m (&2m) via EME with QRO. Loc. RH92CQ.

**5U** Niger: TL0A will move back to 5U in September and will be qrv as 5U5U from JK38.

**9Q** DR Kongo: VE2EK is back qrv as 9Q1EK. Loc.: JI75. QSL via SM5DJZ.

**A9** Bahrain: 6m was released in April and EI3IO is qrv already as A92IO from LL56FE with 6 el and 1KW. Also A92GR is qrv now, he is in LL56HF.

**E4** Palestine: EA7KW, EA5FX and others will be qrv from May 28 to June 6 as E4X on 6m from KM71. QRG: 50103

**FP** St. Pierre & Miquelon: FP/K9OT and KB9LIE will be qrv July 5 to 14 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 & 2w! Yagi! QSL via KB3RHR.

**KH5J** Jarvis: A mega HF Dxpedition is planned for the end of November, incl. a bit 6m.

**KL7** Alaska: KL7/KB7Q is qrv from May to August from BP40da on 6m and will be looking for EU. Gene works also EME.

**/MM GM0KZG/MM**, Andy is qrv again from the North Sea on 6m with 100w and 3 el. beam. He will be on 50.260 MHz mostly from 17 to 21 UT on JT6M. He is in the area of **IO58, 69, 68**. He will be on the ship agn from about May 25 to June 15 and from July 6 to 27 and from August 17 to Sept. 7.

**OA** Peru: Jack, OA4TT, 1st qrv again on 6m with QRO from Mai to July. Loc.: FH16.

**OD** Lebanon: According to OD5KU the 6m band was cancelled for amateur radio use in 2010 and is a military only band now ☹

**OH0** Aland: OH0/DK2ZF is qrv from August 9 to 21 on 6m (& 2m & 70cm). Grid is **KP00**.

**OH0** Aland: OH0/PA2AM and others are qrv until May 25 on 6m. Grid is **JP90**. QSLs via HCs.

**ST** Sudan: S53R is qrv on 6m with 100w & 5 ele until summer 2011. Grid is KK65.

**TL** Central African Repzblik: TL0A will go QRT in July and move to 5U in September.

**V3** Belize: From July 12 to 19 K5YY (V31YY), W5SJ (V31SJ) and W5UQ (V31UQ) will be qrv also on 6m. Loc.: EK56tm.

**VP5** Turks & Caicos: VP5/WB2REM & KD2JA will be qrv from June 10 to 17 on 6m. Loc: FL31vs.

**VP8** Antarctica: VP8DMH is qrv on 6m for the next months (EME) from FC52wk with 1 KW and 8 ele.

**ZA** Albania: HG5XA 1st qrv as ZA/HA5X from June 10 to 24 on 6m from JN90.

**ZS8** Marion Island: ZS1HF is qrv as ZS8M since mid May 2010 until April 2011 also on 6m. KE83.

### Beacons

**A92IO** 50080.1 kHz, LL56fe, 6 el, NW, 10 dBW, temporary on air since April 20.

**D2SIX** 50.0xx MHz, JH69VG, proposal for 2010.

**S9SIX** The beacon is drifting between 50090 and 50105. Normal QRG was 50.079 MHz.

**Z21SIX/B** 50.002 MHz, KH52ND, Zimbabwe, 30w, vertikal, is on air.

### Dates

The annual NA 6m BBQ will take place at W6JKV's QTH in Austin, Texas on Oct. 1/2. - G3WOS plans a 6m/4m BBQ on Saturday 7<sup>th</sup> August in Farnborough, Hampshire, UK.

### Last

K1TOL hrd 1<sup>st</sup> EU video on 48.242 (from CT) on April 22<sup>nd</sup> at 1620-1650z via 3xEs over 5000km.

On April 23rd at 20 to 22z W6 wkld into KH6 via 2x Es over about 4000km. On April 24<sup>th</sup> at 1825z D44TD wkld into 5B4 via 3xEs over 5800km.

## 2m TEP – Update

This is the continued report from DUBUS 4/2009, p. 118 about 2m TEP QSOs in South America.

It is amazing to see what YV4AKK (FK60GE) is able to work directly on FM over 5000km:

21. Nov. 2009 2348 YV4AKK wkd LU5JEG GF06

23. Nov. 2009 0018 YV4AKK wkd LW2DKF GF05

26. Nov. 2009 0042 YV4AKK/M wkd LW2DKF

& LU7DLY on 145.620 MHz direct FM

28. Nov. 2009 0022-0100 YV4AKK/M FK60 wkd

LW2DKF & LU7DLY

17. Feb. 2010 0100-0120 YV4AKK wkd LW2DKF

18. Feb. 2010 0106-0135 YV4AKK wkd LW2DKF

0153 YV4GHD wkd LW2DKF

19. Feb. 2010 0150 YV4AKK wkd LU4DQW

20. Feb. 2010 0145 YV4AKK wkd LW2DKF

21. Feb. 2010 0155 YV4AKK wkd LW2DKF

22. Feb. 2010 0200 YV4AKK wkd LU7DLY

No 2m TEP QSOs were reported in the above time frame from PY od KP4 although there were several openings on the 3m FM BC band, e.g. on Feb 18<sup>th</sup> at 02z when PU2WDV reportet Caribbean FM BC on 101.1 MHz.

## Aurora News

Editor: Stefan Heck, LA0BY

LA0BY@darc.de

### Aurora on April 5th 2010

After several years with no workable Radio Aurora openings in central EU the raising activity of the new solar cycle 24 triggered a small geomagnetic storm on April 5 and April 6 with Ak (Boulder) of 37 and 33, respectively. The event on April 5 took place from 14 to 18z when OZ, PA, DL and G could work the usual target areas in SM, GM, LA, OH, ES and UA1 on 2m (and 6m and 4m, of course). Quite remarkable for April 5 was that also QSOs on 70cm via Aurora: Between 15 and 16z SM4IVE (JO79) worked SM7GVF (JO77) and DL1SUN (JO53) in CW.

In DL the Aurora was workable down to JO41/42, in G down to IO90. The well know repeat event followed on April 6 from 1100 to 1920z and 2040 to 2200z. More stations were active on this day due to the alert from the day before. On 2m stations down to JN59 wkd QSOs on this day!

For sure this is just a taste of what we can expect during the next years. Get your take offs to the North clear!

And don't rely solely on the cluster, monitor the bands yourself. None of the following 31 QSOs from LA0BY was spotted in the cluster!

### LA0BY in JO59IX wkd on 144 MHz via Aurora:

2010-04-06

1654 DJ9YE JO43HV 54A 55A 688 km

1701 DL9MS JO54WC 55A 55A 657

1704 SM4BDQ JP80FG 59A 59A 320

1705 LY2BUU KO15XH 53A 55A 941

|             |        |              |
|-------------|--------|--------------|
| 1706 SM7DTE | JO75CN | 57A 57A 533  |
| 1713 YL3AG  | KO06WK | 55A 55A 762  |
| 1732 SK0CT  | JO99BM | 55A 55A 418  |
| 1734 SK7JD  | JO87HS | 53A 53A 419  |
| 1738 SK2AT  | KP03BU | 55A 55A 654  |
| 1741 SM3XZF | JP81GF | 55A 53A 347  |
| 1746 OH6NG  | KP03TC | 55A 55A 674  |
| 1751 OH6NVQ | KP13IQ | 55A 53A 751  |
| 1751 ES5PC  | KO38HJ | 55A 53A 921  |
| 1804 OZ1JFK | JO47WL | 52A 55A 282  |
| 1810 SK4AO  | JP70TO | 57A 55A 280  |
| 1814 8S4A   | JP71DA | 55A 59A 228  |
| 1817 RX1AS  | KO59FX | 57A 59A 1095 |
| 1819 OH6UK  | KP03UC | 55A 55A 677  |
| 1820 OH6PA  | KP02NL | 55A 56A 622  |
| 1825 SA3S   | JP62CN | 55A 55A 298  |
| 1828 OH1ND  | KP00XL | 55A 55A 623  |
| 1832 SK6W   | JO78FM | 56A 57A 268  |
| 1837 OH6QR  | KP22BN | 55A 57A 771  |
| 1911 OH2KW  | KP20IJ | 55A 55A 774  |
| 2040 OH1F   | KP01TK | 53A 56A 615  |
| 2043 ES2MC  | KO29GG | 53A 55A 780  |
| 2050 SL0CB  | JO89WI | 55A 55A 408  |
| 2051 SM0NZY | JO89WI | 55A 55A 408  |
| 2057 OH3A   | KP20FW | 55A 57A 760  |
| 2059 OH4LA  | KP20LG | 55A 57A 788  |
| 2104 ES1FX  | KO29KK | 53A 55A 795  |

All QSO in CW with QTF 30 deg. 73, Stefan

## News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

info@DUBUS.de

### Expeditions and DX

#### 10 GHz World Record attempt 2010

After the Grand Bleue 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). 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.
7. Senegal (6W) in IK14 by a French OP on 10GHz.

There is a good chance that N7BHC will go to 8P, Barbados (GK03) at the same time for 2m transatlantic tests with the above groups.

#### Expedition preview summer 2010

IM52 Marokko: F2CT and F6AJW will be qrv from July 2 to 13 as CN2CT and CN2JW on 2m with 500w and 9 ele for Es and Tropo. Also 70cm and up. Loc.: IM52IH.

**IO44** EI/MOJEC plans to be active in the last weekend of June 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/DDOVF will be qrv July 3.-9. from JN24PE on 2m FSK-MS and Tropo from 1400m asl with 100w and 1 yagi.

**JO34** DG7TG etc. will be qrv on 2m FSK-MS during Perseids. Loc.: JO34we. - Another group plans to be qrv on July 3/4 on the Microwave bands.

**JO74** DK1CO/p, DF1AN/p, DL2NTE/p, DL4KUG/p, DJ4TC/p + DL/SP1JPQ will be qrv from August 5 to 10 from JO74AA on 2m MS (144.354) & EME (144.117) with QRO. On Aug. 7./8. they work under DM3X in the contest.

**JP30/32..** DG5CST plans to activate several squares in LA/SM in the last week of July and first week of August via 2m FSK-MS.

**JP65, 55** etc. LA/OH6JW + OH9TT are qrv from June 5 to 15 from SM & LA from about 7 to 10 different squares on 2m via FSK-MS. Infos: [www.oh8k.org](http://www.oh8k.org)

**JP67** etc LA/SM6CMU will be qrv again in the end of July / beginning of August from Lofoten Island on 2m FSK-MS (100w) and on 6m via JT6M.

**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.

**KO30** UX5UL + UT6UG/p + UY5UG/p are qrv from June 25 to 27 on 2m via FSK-MS.

**KP00:** OH0/DK2ZF will be qrv from August 9. to 21. on 6m, 2m + 70cm via MS + Tropo.

**KQ10, KQ20** LA/OH6ZZ + OH9GDT will be qrv from 8 to 15 August on 2m via FSK-MS and EME in JT65.

**HB0 / JN47TC Liechtenstein:** HB0/DG3XA etc. plan to be qrv on July 3/4 in the contest on 2m/70cm from 2359m asl.

**ZA Albania:** OK1DFC etc plan a big EME/MS expedition on 2m, 70cm, 23cm and up in September. Call may be ZA1EME.

## Beacons

**9A0BXV/B** 10368.985 MHz, JN75CK, 200mW, slot, omni, H, 1400m a.s.l., new on air since April 2010.

**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. All beacons are qrv again since April 20 running slot antennas and 30dBm and 23dBm on 24GHz, respectively. More infos on the web at: [http://millimeterwave.free.fr/index\\_g.htm](http://millimeterwave.free.fr/index_g.htm)

**F1ZSF/B**, 432.487 MHz, JN13TS, new qrv since March 17.

**F5ZSF/B** is on air again. It is the ex F3THF beacon on 144.409 MHz from IN88GS.

**GB3VHF**, 144.430 MHz is back on air from the new QTH in JO01EH with same power and new antennas.

**IW8XPC/B**, 1296.804 MHz, JN71MR, new since March 28.

**OE1XGA/B** 5760.895 MHz and 10368.880 MHz, JN88EG, new qrv since March 6.

**OK0EQ/B**, 1296.973 & 2320.973 MHz, JN89BE, 2w / 2.5w, big wheel, on air since March 2010 & 6m to 24 GHz proposal

**ON0VRT/B**, 432.450 MHz (20w), 2320.900 MHz (20w) & 5760.900 MHz (10w), JO20CS, 117m a.g.l., new qrv since February 20, 2010.

**PI7ALK/B**, 2320.920 MHz, JO22IP, new beacon

**SK7MHL/B** is QRT on 432.489, 1296.970, 2320.970,

5760.970, 10368.970 and 24048.970 MHz. Hopefully it will be QRV again some day from another QTH. (Anders, SM7ECM)

**SR2LHX** 1296.855 MHz, JO83VA, 1W, DL7KM, NE/SW, new since March 12

**SR2XHX** 10368.916 MHz, JO83VA, 1W, 2 x 8 slot, omni, new since March 12.

## News

### 3.4 GHz in Estonia

The range 3400 to 3401 MHz was released to Estonian amateurs on April 4th 2010. Max power is 20dBW with 10 deg elevation and up 30dBW. ES5PC plans already to become qrv on CW EME on the new band.

### 3.4 GHz in Switzerland

The first ever activity on 9cm took place from Switzerland on March 2010 via EME. HB9JAW and HB9DRI were active with a spezial permit on March 20/21 in the EU EME contest and made several first ever QSOs. The licence is valid until June for the QRG 3400.100 MHz (+/- 10 kHz).

### First QSO DL to OE on 122GHz

On 28th February (during BBT contest) DL/OE5VRL/P and Wolfgang OE3WOG/P made the first contact between OE and DL on 122 GHz. The distance was 22,3km from JN68RI to JN68OI. The signal strength was very fine, about 37dB above noise level (power was 50uW and used antennas 70cm + 47cm dish). On OE side was Richard OE3WRA and on DL side Alois DC6GS with Konrad DL8SAJ.

### Mike Dixon G3PFR SK

Mike Dixon G3PFR, a giant of the amateur radio microwave scene in the UK, passed away unexpectedly on the evening of Wednesday March 17. Mike had been a key figure in UK amateur microwave circles for many years.

### DJ0VZ SK

The well know VHF DXer Hans Pollak, DJ0VZ (JO30GL) became a Silent Key on April 3 at the age of 63.

### UNITEC Satellite - Update

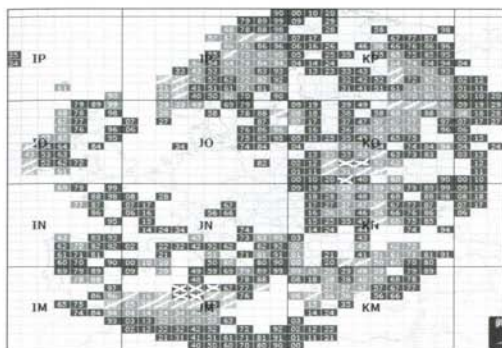
The UNITEC-1 satellite was supposed to start on May 17<sup>th</sup> 2010. It carries a 5.84GHz downlink (9.6W) on it's way to Venus and moon-bouncers are asked to try to receive the CW telemetry, 1-bps. Arrival at Venus is planned for December 2010. A PDF with more info is on the web at [www.k1rqg.com](http://www.k1rqg.com).

### MWS- und MWDXCC Survey 2010

In March and April the online survey for the Most Wanted Squares and DXCCs on 2m took place on the MmmMonVHF web portal. Here are the most wanted squares (Number of voters on April 25):

1. KO42 (112) 2. KO32 (101) 3. JM57 (99) 4. JM37 & KO30 (each 95) 5. JM47 (93) 6. JM36 & 46 (each 92) 7. JP65 + KO22 (88). So we see again the usual list of squares in Tunesia and in the Northwestern part of Ukraine. And here are the most wanted DXCCs:

1. SV/A (45) 2. 3B8 (31) 3. R1F (30) 4. 3A (29) 5. OD (28) 6. 1A, 4J, 4X, HV (each 25) 7. 7X (24) These are dynamic lists which are updated daily according to the entries of the users. Latest updates are on the web at: [www.mmmmonvhf.de/emws.php](http://www.mmmmonvhf.de/emws.php) and [dxcc.php](http://dxcc.php)



**Most wanted squares on 2m:** Black = needed by 20-40%, grey = needed by 40-60%, grey with 1 white line = needed by 60-80% and grey with white cross = needed by 80-100% of the voters.

## Terrain Analysis Software

Useful software for the Microwave OPs:

<http://freegeographytools.com/2007/mapping-radio-coverage-and-viewing-it-in-google-earth>

## Dates

### Nordic VHF meeting 2010 in Denmark

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](http://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](http://www.UKW-Tagung.com)

### Martlesham Roundtable

The Martlesham Microwave Round Table will take place on November 13/14 2010. <http://mmrt.homedns.org/>

### French Journées d'Activité (JA)

The French Microwave Activity days on 23cm and up take place from Saturday 17z to Sunday 17z on the following weekends:

|       |       |                                 |
|-------|-------|---------------------------------|
| May   | 29/30 | (plus UKuG contest on May 30)   |
| June  | 19/20 |                                 |
| July  | 24/25 | (plus UKuG contest on June 25)  |
| Aug.  | 28/29 |                                 |
| Sept. | 25/26 | (plus UKuG contest on Sept. 26) |
| Oct.  | 30/31 | (plus UKuG contest on Oct. 31)  |

## Last Minute Info

### VO1/DM8MM 2010 expedition

Friedhelm, DM8MM may go back to VO1 (GN37) again in June/July for possible transatlantic tests on 2m. He is still looking for more test partners especially in western Ireland! Pse contact Fred at [flichtenthaeler@gmx.de](mailto:flichtenthaeler@gmx.de)

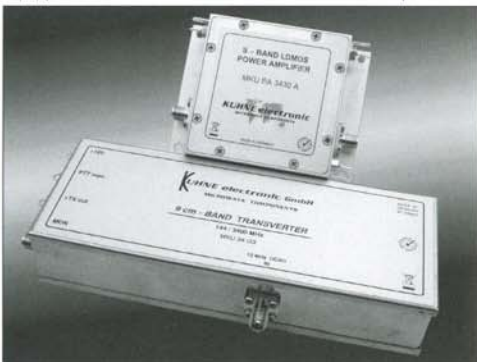
## 8P expedition

N7BHC Dave is considering a 2m transatlantic expedition to Barbados (GK03) in June/July.

## New Products

### New Power Amplifier for the 9cm band

With the MKU PA 3430A Kuhne electronic puts an S-BAND power amplifier of the 30 W - class on the market. This 2-stage amplifier is built with latest 28 V LDMOS-technology. The amplifier is accommodated in a small case which is milled of solid aluminium. Furthermore the power amplifier has an ON/OFF-function and a monitor output for observing the output power. There is a special offer now. One can buy the MKU 3430 A together with the MKU 34 G3 transverter for a special price! With these two devices the set-up of a well-equipped amateur radio station for the 9 cm band is possible.



### Data and Features:

|                            |                 |
|----------------------------|-----------------|
| Type                       | MKU PA 3430 A   |
| Frequency range            | 3400...3600 MHz |
| Output power               | typ. 20 W (CW)  |
| Input power for P1dB       | typ. 210 mW     |
| Saturation power           | min. 30 W (CW)  |
| Gain flatness              | max. +/-0.7 dB  |
| Gain                       | min. 24 dB      |
| Quiescent current          | 80 mA           |
| Current consumption (max.) | 3.8 A           |
| Dimensions (mm)            | 80 x 59 x 20    |
| Weight                     | typ. 140 g      |

Website for further information: [www.db6nt.de](http://www.db6nt.de) - Kuhne electronic GmbH, Scheibenacker 3, 95180 Berg, Germany

### New MMIC from RFMD: RFVC1800

RFMD offers a new device: The RFVC1800 wideband Voltage Controlled Oscillator is a GaAs InGaP HBT MMIC with integrated VCO core and RF output buffer. The part operates from a single +5 V supply (55mA) for circuit bias and 0 to +13 V Vtune for frequency control. The package is 4 mm x 4 mm package that offers low phase noise (-93dBc/Hz at 100kHz) and wideband performance from 8 to 12GHz. Pout is +4 dBm typ. An ext. Resonator is not required. Info: [www.rfmd.com](http://www.rfmd.com)

**Deadline for reports etc. for DUBUS 3/2010 is August. 14th 2010 – Redaktionsschluss für die nächste Ausgabe 3/2010 ist der 14. August.**

# TR 432 H - 70 cm Transverter

with excellent large signal performance

www.db6nt.de

## TR 432 H - re-engineered with new features

- Entire re-engineered design with new features
- +30 dBm RX IP3 guarantees excellent RX large signal performance
- 98 dB SFDR achieved with a system bandwidth of 3 kHz
- Additional input for 10 MHz reference frequency
- Automatic activation of PLL if external 10 MHz signal is supplied
- Power amplifier with built-in protection circuit
- Compatible with almost all transceivers with transverter interface
- Output power adjustment with TX power control on the front panel

## TR 6 SW - completes your transverter system

The switch unit TR 6 SW is the gateway between your transceiver and your Kuhne electronic transverters.

- Up to 6 IF channels useable
- For separate and common IF systems
- Controls PTT interface of the connected transverters
- Remote control interface

Details to the new TR 432 H  
and the TR 6 SW switch unit  
at the

**HAM Radio Stand A1-310.**  
Will be nice to see you.

**KUHNE electronic**  
MICROWAVE COMPONENTS