

# DUBUS

3/2012

Vol.41

3.Quarter

## POLLY



by KF2YN

# ANTENNEN & ZUBEHÖR



**DENMARK**

**Eisch-Kafka-Electronic GmbH**

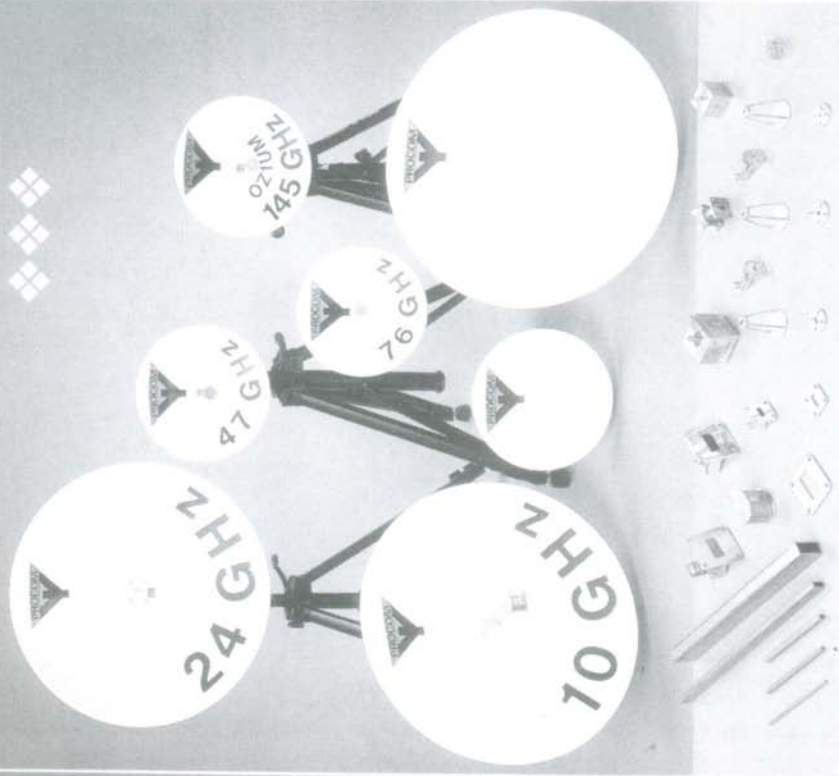
Abt.-Ulrich-Str. 16 \* D-89079 Ulm

Tel: 0049 (0)7305 23208 \* FAX 23306

e-mail: [eisch-electronic@t-online.de](mailto:eisch-electronic@t-online.de)

[www.eisch-electronic.com](http://www.eisch-electronic.com)

**MICROWAVE**



# DUBUS Order form - Bestellformular

Quantity / Anzahl

- ..... x TECHNIK 6 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = ..... EUR/USD
- ..... x TECHNIK 7 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = ..... EUR/USD
- ..... x TECHNIK 8 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = ..... EUR/USD
- ..... x TECHNIK 9 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = ..... EUR/USD
- ..... x TECHNIK 10 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = ..... EUR/USD
- ..... x TECHNIK 11 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = ..... EUR/USD
- outside EU: add 5 EUR / 5 USD for airmail shipment

## 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, 2/92, 3/92, 4/92, 3/93, 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, 1/00, 2/00, 3/00, 1/01, 2/01, 3/01, 4/01, 1/02, 2/02, 3/02, 1/03, 2/03, 3/03, 4/03, 1/04, 4/04, 2/05, 2/06, 3/06, 4/06, 2/09, 3/09, 4/09

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 2007 complete set (Jahrgang) EUR 25,-/USD 35,- = .... EUR/\$

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

.... x DUBUS 2010 complete set (Jahrgang) EUR 25,-/USD 35,- = .... EUR/\$

.... x DUBUS 2011 complete set (Jahrgang) EUR 25,-/USD 35,- = .... EUR/\$

.... x DUBUS 2012 Abo / Subscription DL / EU: EUR 25,- = .... EUR

.... x DUBUS 2012 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@t-online.de (Sorry, NO creditcards, NO cheques!)

Name: .....

We

Call: .....

accept

Street/Str.: .....

**PayPal**

ZIP/Town – PLZ/Ort: .....

-> 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





ATC



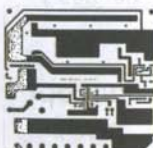
helical  
filters for  
transverter



Amidon



BAT15-03W



Duroid  
and RO4003  
laminates

## Do you need ATC high Q porcelain capacitors or 12, 25, 35, 70Ω special coax cables for MosFET power amps and hybrid combiners?

We have a very big stock of HF, RF and microwave components and many surplus devices like 10GHz 1W power amp at 30€, GaAs-FETs, Ku and X band low noise amp. and many more. We are also specialized in hard to find RF products like: noise source diodes, teflon cables, 40GHz capacitors, KW pin diodes, microwave absorbers, beryllium fingers, and many more....

We have a big catalogue of 350 pages with 4000 different items ready in stock:  
any type of RF diodes, large selection of MMICs, more than 60 different GaAsFETs, Amidon toroids, up to 15GHz mixers, 50Ω and 100Ω power resistors for Wilkinson, coaxial and puck resonators for microwave VCO, ATC100A and 100B HQ power capacitors with a stock of 250.000 pieces and all the values.

# [www.rfmicrowave.it](http://www.rfmicrowave.it)

R.F. elettronica

via Dante, 5 - 20030 Senago - MI - Italy  
Tel. +39 (0)2 99487515 Fax +39 (0)2 99489276

from i2FHW, on air since 1969



special  
teflon cables



noise source  
diodes



mixer



Finger





# Content / Inhalt 3/12

Title: POLLY, POLarizable Loop Yagi, by KF2YN, see p. 30.

|                                                                                                                                             |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Editorial                                                                                                                                   | 9   |
| Hints for small Cassegrain systems for 24 GHz to 241 GHz<br>- explained graphically, by Philipp Prinz, DL2AM                                | 10  |
| 4nec2 goes TANT, by Hartmut Klüver, DG7YBN                                                                                                  | 16  |
| A 10 GHz Loop Oscillator with Very High-Q Air Cavity<br>by P. Antoniazzi, IW2ACD and Marco Arecco, IK2WAQ                                   | 20  |
| POLLY: Techniques for Building High Performance Yagis<br>for VHF/UHF Having Variable Polarization<br>by Brian Cake, KF2YN                   | 30  |
| High Power SSPA for 23 cm with a single LDMOS transistor<br>by Goran Popovic, AD6IW                                                         | 52  |
| Extreme Range 50 MHz Es: North – South (TEFE)<br>by Jim Kennedy, KH6/K6MIO and Gene Zimmermann, W3ZZ (sk)<br>- Deutsche Version ab Seite 81 | 63  |
| Mast-Mounted EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier<br>by Gyula Nagy, HA8ET                                                                   | 75  |
| Development and Real World Replication of Modern Yagi Antennas (II)<br>by Justin Johnson, G0KSC                                             | 91  |
| Tropo News                                                                                                                                  | 98  |
| 2m Tropo from Portugal to Senegal                                                                                                           | 101 |
| Aurora News                                                                                                                                 | 102 |
| Solar Cycle 24 – As Seen in Early August, by KH6/K6MIO                                                                                      | 106 |
| 4m News / 6m News                                                                                                                           | 108 |
| REF / DUBUS European EME Contest 2012 – CW Results                                                                                          | 109 |
| REF / DUBUS EME Championship 2012 – 2m Digital Results                                                                                      | 111 |
| 70cm + up EME News                                                                                                                          | 112 |
| M&M's 2012 EME Trip to Corsica                                                                                                              | 116 |
| EME 2012 Conference Report                                                                                                                  | 118 |
| Microwave Japan                                                                                                                             | 119 |
| VHF Australia / New Zealand                                                                                                                 | 120 |
| Microwave Europe                                                                                                                            | 121 |
| C37SHF - Andorra SHF-Expedition Report                                                                                                      | 124 |
| ATV News                                                                                                                                    | 127 |
| News & Comments                                                                                                                             | 128 |

## Editorial Staff / Redaktion

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

|                                                                  |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      |
|------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Technical Reports</b>                                         | Ian White, GM3SEK, 2 Appleby Cottages, Whithorn, Newton Stewart, DG8 8DQ, Scotland, U.K. email: GM3SEK@ifwtech.co.uk<br>Michael Kuhne, DB6NT, Scheibenacker 3, D-95180 Berg email: kuhne.db6nt@t-online.de<br>Luis Cupido, CT1DMK, Rua da Vila Verde 39, P-3800-810 Eixo / Aveiro, Portugal. email: cupido@mail.ua.pt<br>Leif Åsbrink, SM5BSZ, Jäders Prästgård, S-635 05 Eskilstuna, Sweden. email: leif@SM5BSZ.com |
| <b>Microwave Parts</b>                                           | Henning Weddig, DK5LV, Konsul-Lieder-Allee 11, D-24226 Heikendorf, email: Henning-Christof.Weddig@desy.de                                                                                                                                                                                                                                                                                                            |
| <b>EME News, 70cm + up<br/>Lunar Calendar</b>                    | Bernd Wilde, DL7APV, Nordhoferstr. 8, D-16833 Koenigshorst, email: DL7APV@gmx.de                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| <b>EME News, 2m</b>                                              | N.N.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 |
| <b>EME Email List<br/>70cm + up</b>                              | Klaus Tiedemann, DL4EBY, Halskestr. 35, D-12167 Berlin email: tklaus@snafu.de                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| <b>ATV News</b>                                                  | Bernd Beckmann, DJ9PE, Schaffhauser Str. 10 D-81476 München, email: Bernd.beckmann@gmx.net                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
| <b>Microwave Europe</b>                                          | Guy Gervais, F2CT, guy-gervais@tersa.fr F2CT@wanadoo.fr<br>John Quarmby, G3XDY, g3xdy@btinternet.com.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                |
| <b>Microwave Japan</b>                                           | JH6RTO/7L3TDU, Seiji Fukushima, Korimoto Apt. 4-204, 2-4 Higashi Korimoto-cho, Kagoshima City 890-0068, Japan. jh6rto@m.ieice.org                                                                                                                                                                                                                                                                                    |
| <b>Microwave USA</b>                                             | Kent Britain, WA5VJB, 1626 Vineyard Rd., Grand Prairie, TX 75052, USA. email: wa5vjb@flash.net                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| <b>VHF South America</b>                                         | Flavio Archangelo, PY2ZX, Box 1292, Jundiai, SP 13202-970, Brazil. email: py2zx.ham@gmail.com                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| <b>FAI Reports</b>                                               | Dom Dehays, F6DRO, Le Fourtou, F-31450 Montesquieu Lauragais France. email: f6dro@wanadoo.fr or dominique.dehays@enac.fr                                                                                                                                                                                                                                                                                             |
| <b>Aurora Reports</b>                                            | Stefan Heck, LA0BY, Hildsvej 5, N-1349 Rykkinn, Norway. email: la0by@darco.de                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| <b>Meteor Scatter Reports<br/>Es Reports, Toplists</b>           | Norbert Goettsche, DL8LAQ, Tulpenweg 3, D-24568 Kaltenkirchen email: DL8LAQ@sh-home.de                                                                                                                                                                                                                                                                                                                               |
| <b>Tropo Reports</b>                                             | Michael Dienel, DG7SFL, Im Schmiedberg 15, D-74592 Kirchberg Phone +49(7954)-8605, Fax: -925415, michael.m.dienel@t-online.de                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| <b>6m News, 4m News<br/>Beacon Lists<br/>News &amp; Comments</b> | Joachim Kraft, DL8HCZ / CT1HZE, Gruetzmuehlenweg 23, D-22339 Hamburg email: DUBUS@t-online.de                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |



# Impressum

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

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

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

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

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

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

## Herausgeber / Publisher

DUBUS-Magazine, Verlag Joachim Kraft,  
DL8HCZ, Grützmühlenweg 23,  
D-22339 Hamburg, Germany  
email: DUBUS@web.de DUBUS@t-online.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 DUBUS@t-online.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 – 2012 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 – 2012 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:  
1. November 2012**

**Deadline  
for the next issue:  
November 1<sup>st</sup>, 2012**

Email address for PAYPAL payments:  
funktelegramm@t-online.de

# DUBUS Distributoren

## International DUBUS Representatives

- Austria** OE1WRS, Werner Roedl, Mappesgasse 2/1/3, 2320 Schwechat, Tel: +43-664-3564584  
Fax: +43-1-7073181, email: roedl@attglobal.net
- Australia** Doug McArthur, VK3UM, Tikaluna, 26 Old Murrindindi Rd., Glenburn, Victoria 3717.  
email: tikaluna@bigpond.com
- Belgium** InfoRad c/o Jan Galicia ON6JG, Oude Gendarmeriestraat 62, 2220 Heist-op-den-Berg  
email: inforad@telenet.be
- Bulgaria** Christo Mintchev, LZ1DP, Ul Boruigrad 8 AP 10, 6004 Stara Zagora  
email: lz1dpbg@gmail.com
- Czech Republic** GES Electronics, OK1FM, Studentska 55a, 32300 Plzen  
Phone: +420 37 73 73 111, email: ges@ges.cz www.ges.cz
- Denmark** Gert Rahbek-Udengaard, OZ1FKZ, Virringvej 60, Virring, 8660 Skanderborg  
Tel.: 0045 8657 2660, email: oz1fkz@vip.cybercity.dk
- Eire** Patrick Fitzpatrick, EI2HX, 24 Ascal Do., Bothair Bhui, Drogheda, County Louth.  
Mobile 0876300110, email: patfitzpatrick@hotmail.com pat.ei2hx@gmail.com
- France** Fabienne Ansel, La Grave, 31560 Seyre, Tel.: 05 34 66 10 09, email: dubus.mag@free.fr
- Finland** Jukka Hietaranta, OH1FF, Kuutie 25, 36110 Ruutana  
Fax: 03 2619255, email: effe@elisanet.fi
- Greece** R.A.A.G., Manos Darkadakis SV1IW, PO Box 3564, 10210 Athens, raag-hq@raag.org
- Italy** Tony Fumagalli, I2FUM, Via Masia 34, 22100 Como  
Tel: 031571537, email: fumagalli.antonio@gmail.com
- Japan** Michaiiki Watanabe, JH1KRC, Jingumae 2-2-39-702, Shibuya-ku, Tokyo 150-0001  
Phone: +81-3-3404-6064 email: jh1krc@syd.odn.ne.jp
- Malta** Joseph Falzon, 9H1VW, « Babs » 104, Sir William Reid Street, Gzira, GZR02  
9h1vw@maltanet.net or danielg@maltanet.net
- Netherlands** Veron Verkoop Bureau, P.O. Box 1166, 6801 BD Arnhem, veroncb@veron.nl
- Norway** Kjell Syverud, LA9CY, Liaveien 8, 1450 Nesoddtangen, dubus@la9cy.com  
Phone: (+47) 66913546, Mob: (+47) 91841784, Homepage: www.la9cy.com
- Portugal** Luis Cupido, CT1DMK, Rua da Vila Verde 39, 3800-810 Eixo / Aveiro. cupido@ua.pt
- Poland** Andrzej Walczyk, SP5BTN, ul. Miedzyborska 55 m 1, 04-027 Warsaw. sp5btn@gmail.com  
Mobile +48 606-493-423, Home +48 22 870 0353, http://sp5btn.republika.pl
- Romania** Augustin Preoteasa, YO7AQF, Banat 13, Bl. B2 Sc. D Ap. 15, 110408 Pitesti  
Phone +40-788-234-273, email: augustin.preoteasa@soliber.net
- Russia** Dmitri Dmitriev, RA3AQ, Profsoyuznaya 93-4-411, 117279 Moscow  
dra3aq@vhfdx.ru www.vhfdx.ru/dubus
- R.S.A.** Ivo Chladek, ZS6AXT, P.O. Box 3093, 1745, Kenmare  
email: zs6axt@telkomsa.net
- Serbia** Nemethy Istvan, YT3I (ex YU7EW), Branka Radicevica 63, 23217 Aleksandrovo  
email: yt3i@gimelnet.co.yu
- Slovenia** SLOVHF RADIOKLUB S50VHF, Klavniska 13, 9000 Murska Sabota  
www.slovhf.net dubus@slovhf.net
- Spain** Maximo Martin, EA1DDO, Braña, 3 - 5 D, 15160, Sada, La Coruña  
Email: EA1DDO@hotmail.com Website: http://dubus.ea1ddo.es
- Sweden** Anders Pettersson, SM7ECM, Hökvägen 111, 24562 Hjärup  
email: SM7ECM@telia.com
- Switzerland** Ferdinand Stämpfli, HB9MIO, Langsamstig 13, 5600 Lenzburg. Tel.: 079/4734650  
stagra@bluewin.ch
- Ukraine** Sergej Lysenko, UR5LX, Zolochiv Reg., Iwaschki, Kharkov Obl, Ukr. 62211  
email: ur5lx@vhf-dx.net
- United Kingdom** Roger Blackwell, GM4PMK, Willowbank, Pennyghael, Isle of Mull, PA70 6HB  
email: dubus@marsport.org.uk
- USA** Janet and Ed Cole, KL7UW, P.O. Box 8672, Nikiski, AK (Alaska) 99635-8672  
email: dubususa@gmail.com
- Other Countries** Contact DUBUS Magazine. Subscription Rates: Europe: 25.00 EURO;  
Overseas Air Mail: 30.00 EURO (USD 35.00), PAYPAL to funktelegramm@t-online.de



# Editorial

Dear DUBUS Reader!

Welcome to issue 3/2011!

In the last quarter too many well known hams became a silent key, it was really a sad time. We lost Joel F6FHP, Gene W3ZZ, Steve K1FO, Ed WA3BZT, Paul KH6HME, and Bryn G4DEZ. All were prominent VHF operators and they will be missed badly.

Although a detailed analysis will follow not until next issue 4, a short note regarding the 2012 EU 2m Es season: It was definitely much weaker than in 2011. It started quite promising in May, but June and July were well below average. The same is true for NA. This is well in line with the prediction basing on the last 35 years and the magnetic cycle of the sun. Also we can be quite sure now that the maximum of the cycle 24 will be too weak for any significant E-W F2 propagation in the northern mid latitudes like central EU. See latest updates for cycle 24 in Jim Kennedy's article on page 106. Fortunately we still have Multihop Es on 6m in the next years that will allow us to work exciting DX in the summers on the usual paths from NA to JA and from EU to JA and even to other countries like HL, BY and more. Recently new interesting paths have been found which are assumed to be caused by Es+TEP+Es, e.g. NA to VK/ZL and EU to CE/LU/PY. KH6/K6MIO is explaining them in his article on page 63.

The REF/DUBUS EME 2012 contest results are ready and published in this issue on p. 109. Participation on the higher Microwave bands was on record level again.

The 2012 Cambridge EME Conference was a complete success. Congratulations and a big thanks to the organisers. You have set standards!

Finally we want to thank again all our authors for the great technical articles in this issue.

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

Liebe DUBUS-Leser!

Willkommen zur Ausgabe 3/2011!

In den letzten drei Monaten sind einfach zu viele bekannte Amateure von uns gegangen, es war wirklich eine traurige Zeit. Wir haben Joel, F6FHP, Gene, W3ZZ, Steve, K1FO, Ed, WA3BZT, Paul, KH6HME und Bryn, G4DEZ, verloren. Alle waren prominente VHF-Amateure und wir werden sie sehr vermissen!

Eine genauere Analyse wird zwar erst im nächsten Heft 4 erfolgen, aber dennoch ein paar Worte zur 2m-Es-Saison 2012 in Europa: Sie war definitiv viel schlechter als 2011. Es begann zwar ganz gut im Mai, aber der Juni und Juli waren unterdurchschnittlich. In Nordamerika sah es genauso aus. Das ist alles im Einklang mit den Vorhersagen, die auf den Erfahrungen der letzten 35 Jahre beruhen und mit dem magnetischen Zyklus der Sonne in Zusammenhang stehen. Inzwischen können wir auch recht sicher sein, dass das Maximum des Sonnenfleckenzyklus 24 zu schwach für gute F2-Ausbreitung auf Ost-West-Strecken in den nördlichen mittleren Breiten, wie Mitteleuropa, sein wird. Aktuelle Informationen zum Zyklus 24 gibt Jim Kennedy ab Seite 106. Zum Glück werden wir weiterhin Multihop-Es in den nächsten Jahren auf 6m haben, so dass wir weiter spannendes DX im Sommer arbeiten können werden, wie auf den Strecken von EU nach JA und von NA nach JA, aber auch zu anderen Ländern, wie BY, HL u.a. In letzter Zeit wurden außerdem neue Strecken entdeckt, die wohl durch Es+TEP+Es verursacht werden, so die Strecken von NA nach VK/ZL und von EU nach CE/LU/PY im Nordsommer. KH6/K6MIO erklärt diese Strecken in seinem Artikel ab Seite 81.

Die Ergebnisse des REF/DUBUS-EME-Contests 2012 liegen vor und sind in dieser Ausgabe veröffentlicht. Die Aktivität auf den oberen Mikrowellenbändern war auf Rekordniveau.

Wir danken wieder unseren Autoren für die schönen technischen Artikel in dieser Ausgabe.

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



# Hints for small Cassegrain systems for 24 GHz to 241 GHz

## - explained graphically

by Philipp Prinz, DL2AM

For many years I have experimented with Cassegrain feed systems, using the ProCom dishes used by many microwave amateurs. Several time consuming experiments optimising my dish-feed systems have shown me the special characteristics of these systems, which I have always documented. I built a test rig with a movable WG and sub-reflector for a small dish, see Fig. 1. Measurements were made with a beacon 100 m away with the ray path 8 m a.g.l. in order to obtain far-field conditions. My aim was to measure and record the characteristics of the dish-feed system and obtain a graphical diagram that could be used by others. These results are presented in Diagrams 1 and 2.

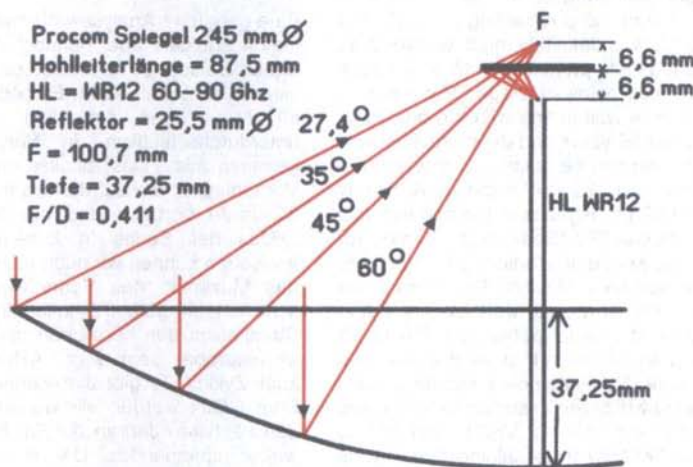
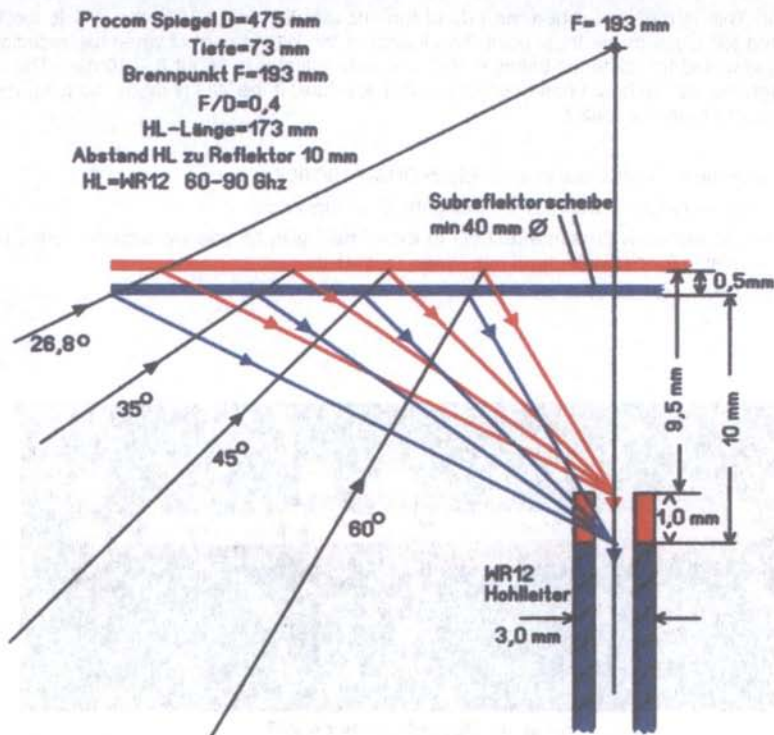


Diagram 1: Ray paths for a 245 mm diameter parabolic dish

Using new ProCom dishes of 260 and 490 mm diameter as the basis for the graphical construction shown in Diagrams 1 and 2, we get the following: the 260 mm dish has a 245 mm effective diameter, a depth of 37.25 mm, an F/D of 0.41 and a focal length of 100.7 mm. For the 490 mm dish these values are: effective diameter 475 mm, depth 73 mm, F/D 0.4 and focal length 193 mm. When making the diagrams I was surprised that such a simple feed system with a plane reflector disk (sub-reflector) led to the relatively exact observed values.

If I use a 87.5mm long WG for the small dish, as in Diagram 1, I can read from the diagram the distances from sub-reflector to WG, from sub-reflector to the focal point F and the minimum diameter for the sub-reflector disk (25.5 mm). Diagram 2 shows all these values for the larger dish. Here the optimal WG length is 173 mm and the reflector disk needs to be at least 40 mm diameter. See Fig. 2. One can also see that within certain limits it is possible to use different WG lengths. In this case one has to move the sub-reflector back and forth on the WG until the best efficiency is obtained. For optimal RF transfer the distance from WG to sub-reflector and from sub-reflector to focus, F, has to be the same, as one can see from the diagrams. If the WG is extended by, for example, 1.0 mm, one has to move the sub-reflector outwards by half of this, i.e. 0.5 mm.



I have not found any good source of information about the radiation pattern of an open WG. I know that the beamwidth is about  $120^\circ$ , which fits well with my graphical results. I measured the matching of the open WG on 24 GHz with my HP 8757C analyzer and found a return loss 5.5 to 6 dB.

I built a sub-reflector and feed for 24 GHz (WR42) and mounted it on a 50 cm dish. When moving the sub-reflector back and forth on the WG and measuring the match, I found that it varied with the WG to sub-reflector distance. For a distance of 9 mm between the WG end and the sub-reflector, the RL increased to 24 dB. This means that there is an optimum distance between the sub-reflector and WG, assuming that the sub-reflector is truly flat, symmetrical and is free from obstructions in the reflecting area. The sliding part of the sub-reflector should have a hole drilled of such diameter as to make it self-centring on the WG (see Fig. 4 and 5.) Looking at a 260 mm dish for 241 GHz and WR5 WG there is not much margin for error for the RF to enter the small 1.3 x 0.6 mm aperture. This makes it clear how important it is to have a precisely parabolic dish shape and an accurately-made sub-reflector for good efficiency.

During my tests I discovered that on 122 GHz the 490 mm ProCom dish showed only 5 dB more gain than the 260 mm one, despite having twice the diameter. Theoretically it should have 6 dB more gain. On 241 GHz the difference was even worse; the signal of the 490 mm dish was 7 dB below the calculated value. One can see that the precision of the dish and feed system is a very important factor here. Testing with a WR12 feed (60 to 90 GHz WG) showed that it was well usable as a duo-band feed for 76 GHz and 122 GHz.

I had two massive cast 30 cm dishes re-profiled precisely by a friend from Austria. With a home-built laser measuring system I was able to verify the perfect parabolic shape. See Figs. 6 and 7. I have also checked both the ProCom dishes and got good results. The 260 mm dish is quite usable on 241 GHz (see Fig. 8). During all my measurements I always found that the higher the frequency, the more important the mechanical precision of the system becomes. After drawing the WG and sub-reflector at 1:10 scale, I now know why.

If the RF beam hits the reflector disk at a shallow angle, the accuracy of the entire system becomes even



more important. This is the case when the  $F/D$  of the chosen dish is  $>0.5$ , or the WG is too long and therefore located too close to the focal point. The length of the WG is correct when the radiation angles are not too shallow and the distance between WG and sub-reflector is about 6 – 10 mm. This is shown well on the diagrams, as the beam has to enter the WG aperture. If the WG is made too long, it obstructs the rays which come from the centre.

I described making the sub-reflectors in an article in DUBUS 3/2007.

I want to thank Werner Nägele, DK5TZ, for making the CAD drawings.

Hopefully this article will motivate some readers to experiment with Microwave amateur radio. Parts and equipment are available for example, from <http://www.DB6NT.de>.

73 de Philipp, DL2AM - [www.DL2AM.de](http://www.DL2AM.de)



**Fig. 1 - Movable parts on WG**



**Fig. 2 - Slideable sub-reflector with WG for 490 mm dish**



**Fig. 3 - Movable sub-reflector**



*Fig. 4 – WG and different sub-reflectors with diameters from 25 to 50 mm*



*Fig. 5 - Sub-reflector with drilled sliding part*



*Fig. 6 - Laser measurement setup*





Fig. 7 - WG adapter piece (for dish in Fig. 6)



Fig. 8 - ProCom 245 mm dish with sub-reflector

# Einfache Cassegrain-Systeme von 24 bis 241 GHz und deren Anwendung zeichnerisch erklärt

von Philipp Prinz, DL2AM

Seit Jahren beschäftige ich mich mit solchen Cassegrain-Systemen, die von ProCom angeboten werden und auch von vielen GHz-Aktivisten angewendet werden. Bei vielen Versuchen, die sehr viel Zeit in Anspruch nahmen, um Parabol-Spiegel mit Erreger zu optimieren, sind mir immer wieder Eigenarten dieses Systems aufgefallen, die ich dann immer dokumentiert habe. Auch habe ich eine Einrichtung mit einem verschiebbaren Hohlleiter (Foto 1) in der Länge im Spiegel angefertigt und mit einem verschiebbaren Subreflektor und einer in 100 Meter entfernten Bake diese Eigenarten überprüft. Zwischen Bake und Empfänger verlief der HF-Strahl in ca. 8 Meter Höhe, um keine Beeinflussung der Fresnell-Zone zu haben. Diesen Eigenheiten wollte ich doch mal auf den Grund gehen und versuchte es zeichnerisch zu lösen.

Es war beim Zeichnen gleich erstaunlich, dass ein so einfaches Erreger-System mit einer planen Reflektor-Scheibe (Sub-Reflektor) so exakte Werte ergeben haben. Wenn ich einen neuen ProCom Parabol-Spiegel mit 260 bzw. 490 mm Durchmesser als Grundlage für eine zeichnerische Konstruktion nehme, ergeben sich rechnerisch nachstehende Werte: Der 260 mm Spiegel hat einen verwertbaren Durchmesser von 245 mm, die verwertbare Tiefe ist 37,25 mm, das  $F/D = 0,41$  und der darauf errechnete Fokus (F) ist 100,7 mm. Bei einem 490 mm Parabol von ProCom sind die Werte: Verwertbarer Durchmesser 475 mm, die Tiefe 73 mm und das  $F/D = 0,4$ , das daraus errechnete  $F = 193$  mm.

Wenn ich beim kleinen Spiegel wie in Zeichnung 1 einen Hohlleiter von 87,5mm Länge benutze, ergeben sich zeichnerisch die Maße: Reflektor-Scheibe zu Hohlleiter und Reflektor-Scheibe zu Brennpunkt sowie ein Minstdurchmesser der Reflektor-Scheibe von 25,5 mm. Aus der Zeichnung 2 sind alle Maße vom großen Spiegel ersichtlich, der HL ist 173 mm lang und auch hier muss die Reflektor-Scheibe einen Minstdurchmesser von 40 mm haben (Foto 2). Auch ist gut ersichtlich, dass in Grenzen verschieden lange Hohlleiter benutzt werden können. In diesem Fall muss aber der Sub-Reflektor auf dem HL verschoben werden, bis bester Wirkungsgrad entsteht. Zeichnerisch ist bei einer optimalen Übertragung der Abstand von HL zu Reflektorscheibe und Reflektorscheibe zu F immer der gleiche, also 1:1 und dies ist in der Anwendung auch so. Bei einer HL-Verlängerung von z. B. 1 mm ist der Reflektor um die Hälfte

der Verlängerung, d.h. um ca. 0,5 mm nach außen zu verschieben (Foto 4). Bis jetzt habe ich noch keine Hinweise gefunden, auch nicht im Internet, in welchem Winkel sich die HF am Ende des HL ausbreitet. Mir ist nur bekannt, dass er ca.  $120^\circ$  betragen soll, was zu der zeichnerischen Darstellung gut passt. Durch Messversuche auf 24 GHz habe ich mit meinem Analyzer HP 8757 C festgestellt, dass die Anpassung bei einem offenen Hohlleiter 5,5 bis 6 dB ist.

Ich habe mir einen Sub-Reflektor für 24 GHz (WR 42) angefertigt und in einen 50 cm Spiegel eingebaut. Wenn ich den Sub-Reflektor auf dem HL längs verschiebe und gleichzeitig die Anpassung mit meinem HP 8757 C messe, ist mir aufgefallen, dass sich ganz verschiedene Anpassungswerte bilden. Bei einem Abstand von 9 mm zwischen HL und Subreflektor ist die Anpassung bis auf 24 dB hochgegangen, d.h. dass bei einem bestimmten Abstand der Reflektor-Scheibe zum HL das ganze System eine Verbesserung des Wirkungsgrades erhalten würde. Voraussetzung für dieses System ist, dass die Sub-Reflektor-Scheibe plan geschliffen ist bzw. eine saubere Oberfläche im Strahlungsbereich hat und sich rotationssymmetrisch zum Spiegel befindet. Beim Schiebeteil des Sub-Reflektors sollte eine Bohrung Verwendung finden, da sich dieser dann selbst zentriert (Foto 5).

Wenn ich meinen 260 mm Spiegel, den ich für 241 GHz nehme, und den HL mit WR 5 betrachte, gibt es nicht viel Spielraum, wenn da die HF in die kleine Öffnung von  $1,3 \times 0,6$  mm hinein muss. Nun ist mir auch bewusst, warum die Genauigkeit des Parabols und die Oberfläche dieses Umlenk-Systems so entscheidend für einen guten Wirkungsgrad bei hohen Frequenzen ist.

Mir ist bei Tests aufgefallen, dass der 490 mm große Spiegel nur 5 dB mehr Gain gebracht hat mit dem ProCom System bei 122 GHz, obwohl er doch doppelt so groß ist, wie der 260 mm Spiegel. Rechnerisch wären es doch 6 dB mehr. Auch habe ich festgestellt, wenn ich bei 241 GHz anstelle des 260 mm ProCom Spiegels den 490 mm Spiegel verwende, dass das Signal um ca. 7 dB schwächer war als es sein sollte. Da kommt die Genauigkeit des Spiegels und des Systems voll zum Tragen. Bei diesen Tests habe ich auch gesehen, dass ich einen WR 12, 60 – 90 GHz HL als Kombi-Strahler für 76 und 122 GHz benutzen kann, dabei habe ich keinen messbaren Unterschied feststellen können. Ein GHz-Freak aus OE hat mir 2 gegossene 30 cm Parabol-Spiegel präzise nachgedreht, wofür ich ihm danke. Mit meinem selbst gebauten Laser-Messgerät konnte ich nach dem Bearbeiten die präzise Parabolform verifizieren (Foto 6 und 7). Auch die beiden ProCom-Spiegel habe ich mit dem Laser vermessen und festgestellt, dass diese gut sind. Der 260 mm Spiegel kann bei 241 GHz gut verwendet werden (Foto 8). Bei meinen immer wieder gemachten Messversuchen konnte ich feststellen, dass je höher die Frequenz ist, d. h. über 76 GHz, die Genauigkeit dieses Systems von großer Bedeutung ist. Wenn ich den HL + Subreflektor im Maßstab von 10/1 zeichne, weiß ich jetzt, warum das so ist.

Wenn der HF-Strahl in einem flacheren Winkel auf die Reflektor-Scheibe trifft, dann ist die Genauigkeit vom ganzen System noch mehr gefordert. Das ist der Fall, wenn das F/D des Spiegels größer als 0,5 bzw. der HL zu lang gewählt ist und sich zu nahe am Brennpunkt befindet. Der HL hat die richtige Länge, wenn die Strahlungswinkel nicht zu flach ausfallen und zwischen HL und Sub-Reflektor ein Abstand von ca. 6 bzw. 10 mm vorhanden ist. Dies ist zeichnerisch gut zu sehen, denn der HF Strahl muß in die HL-Öffnung gehen.

Bei der Spiegelausleuchtung gehen alle HF-Strahlen in Richtung Brennpunkt und werden vorher am Sub-Reflektor im gleichen Einfallwinkel wie Ausfallwinkel umgelenkt. Voraussetzung ist die Genauigkeit des Parabol-Spiegels. Wenn der HL zu lange bemessen wird, behindert dieser die vom Zentrum kommenden HF-Strahlen.

Zur Herstellung solcher Subreflektoren gibt es eine Veröffentlichung von Philipp Prinz, DL2AM, nachzulesen in Dubus 3/2007.

Bedanken möchte ich mich bei Werner Nägele, DK5TZ, für die CAD-Zeichnungen.

Vielleicht wird mancher Leser dieses Artikels dazu motiviert, sich mit Mikrowellen zu beschäftigen, da inzwischen auch ausreichend Bauteile zur Verfügung stehen, siehe [www.DB6NT.de](http://www.DB6NT.de).

Es grüßt recht herzlich Philipp, [www.DL2AM.de](http://www.DL2AM.de)

**Zeichnung 1 - Parabolspiegel 245 mm (dk5tz)**

**Zeichnung 2 - HL + Sub-Reflektor für 475 mm Spiegel (dk5tz)**

**Foto 1 - Verschiebbare HL in Längsrichtung**

**Foto 2 - Verschiebbare Reflektor mit HL für 490 mm Parabol**

**Foto 3 - HL + verschiedene Sub-Reflektoren von 25-50 mm Durchmesser**

**Foto 4 - Verschiebbare Sub-Reflektor**

**Foto 5 - Sub-Reflektor mit Bohrung am Schiebeteil**

**Foto 6 - Laser-Messeinrichtung**

**Foto 7 - Hohlleiter-Passstück zu Foto 6**

**Foto 8 - ProCom Spiegel 245 mm mit Sub-Reflektor**



# 4nec2 goes TANT

by Hartmut Klüver, DG7YBN

TANT is well recognised software that produces Antenna Temperature and G/T ratio from data tables that hold the Far Field data of a radiation pattern. TANT was tailored to read the Far Field Table file (FFtab) that EZNEC by Roy Lewallen, W7EL can export. So 4nec2 users could not use TANT up to now. 4nec2 is widely spread and holds a number of very helpful features like a chart displaying Gain, Return Loss or Imaginary parts of Z over frequency and additionally can run not only NEC2 but also NEC4 kernels. In May 2012 Lionel Edwards and I encouraged Arie Voors to integrate producing a same format Far Field Table into 4nec2 with has that feature on board from version 5.8.9 onwards (screenshots are of an extended beta 5.8.8).

The result is a table that has similar format and thus results in exactly same numbers of G/T and all in TANT as the same antenna design will in EZNEC if same kernel and pattern resolution are chosen. However 4nec2 defaults according rotation plot angles are slightly different to what is needed to produce a compatible FFtab file. So we need to adjust 2 settings in 4nec2's main window. How this is done is described in the following.

## 1. Adjusting 4nec2 Default Settings

- Set pattern degree orientation to „Azim (CCW\_x)/Elev“

This will set the 4nec2 program to count radiation pattern angles counter clockwise (CCW) and produce pattern slices in elevation orientation. And most important: to set the models x-axis to be zero degrees and thus maximum gain to occur at zero degrees if our models orientation is right. This is as TANT needs the far field data for processing them.

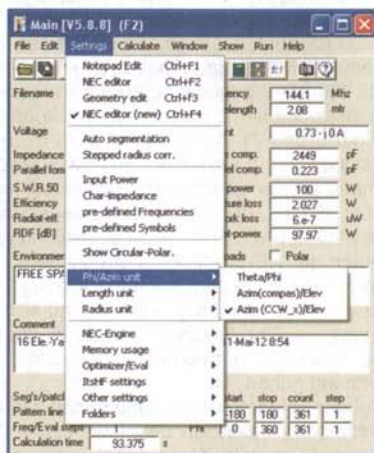
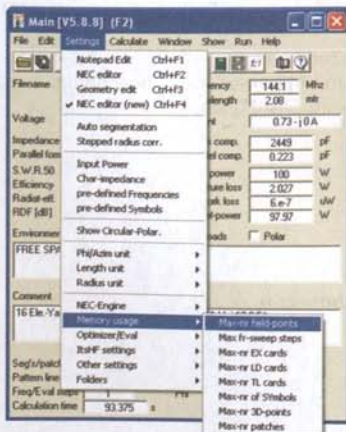


Fig. 1

- Set Max. No. Of Field Points



The maximum number of field points correlates with the limit of how exact by means of what pattern resolution in degrees we may calculate. As TANT needs a high resolution of at least 3 degrees or for best results one degree we change from default of 66,000 to 140,000.



Fig. 3

Now 4nec2 is set to produce a Far Field Table that is valid for processing it in TANT.

Fig. 2

## 2. Generating Pattern and Far Field Table

Set resolution to 1 degree and be sure to have set frequency right for your purpose. If the Far Field Table shall produce Antenna Temperature and G/T as per 2 m VE7BHQ G/T Table it must be set to 144.1 MHz. The Yagi's orientation must be along the x - axis.



Fig. 4

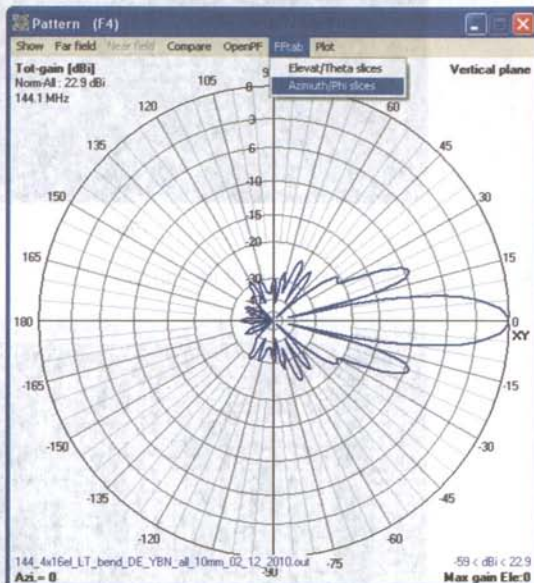


Fig. 5

Computing that amount of data needs some time. Using a file of a large 4 bay Yagi containing 1400 segments takes approx. 1:30 min. on a 2 GHz Centrino Duo + 3 GB RAM.

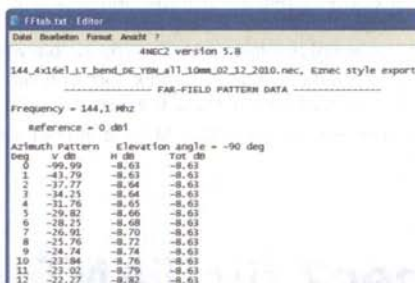
Now use new menu selection 'FFtab' in the Pattern window and pick 'Azimuth/Phi slices' to create the FFtab.txt file.

## 3. Handling FF-tab file and TANT

4nec2 will save the FFtab.txt file in its plot folder, which located in the root path of 4nec2 in c:\programs\4nec2.

- Place a copy of Tant.exe in the same folder.

Fig. 6



- Create a shortcut to plot folder on desktop.

- Open plot folder, rename the actually created FFtab.txt to something meaningful by using an 8+3 DOS filename. That means that your filename must contain a combination of six characters or/and numbers followed by .txt (example: 'dg16f1.txt').

- Open TANT, follow instructions, press any key and load your file by pressing '1'



Fig. 7





Fig. 8

- Press '4' to compute Antenna Temperature and G/T

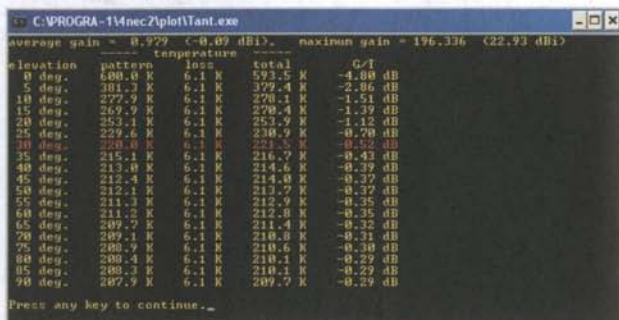


Fig. 9

## References

- TANT is for download at <http://www.yu7ef.com/LowTemperatureAnt.htm>. Scroll down to middle of page and look out for the highlighted word 'TANT'. If you click it you will download TANT.exe plus the pictured TANT manual which you may also access via <http://www.vhfdx.info/tant.html> if you simply would like to have a preview on it without downloading all.
- Do not miss the TANT Appendix further down on same website, which shows how to derive a model of a Yagi Bay that is conform to the G/T table and more.
- The new version of 4nec2 is to be found here: 4nec2 <http://home.ict.nl/~arivoors/>.

# 4nec2 für TANT

von Hartmut Klüver, DG7YBN

TANT von YT1NT ist ein anerkanntes Programm, um Antennentemperatur und G/T Verhältnis aus Datentabellen zu berechnen, die die Fernfelddaten des Strahlungsdiagramms enthalten. TANT wurde maßgeschneidert, um die „Far Field Table“ (FFtab) - Datei zu lesen, die EZNEC von Roy Lewallen, W7EL, exportieren kann. Daher konnten 4nec2-Anwender TANT bis heute nicht nutzen. 4nec2 ist weit verbreitet und bietet eine Anzahl sehr hilfreicher Funktionen wie Diagramme, die Gewinn, Return Loss oder Imaginärteil von Z über die Frequenz darstellen. Zusätzlich kann es nicht nur nec2 sondern auch nec4-Kernel einbinden. Im Mai 2012 haben Lionel Edwards und ich Arie Voors angeregt, auch 4nec2 eine solche Fernfeld-Datentabelle hervorbringen zu lassen. Diese Funktion ist nun ab Version

5.8.9 mit an Bord (die Screenshots sind von einer erweiterten Betaversion 5.8.8). Das Ergebnis ist eine Tabelle von gleichem Format. Sie bringt daher auch exakt gleiche Werte für G/T und alles weitere in TANT hervor, wie das gleiche Antennendesign in EZNEC, wenn Kernel und Auflösung des Strahlungsdiagramms gleich gewählt sind. Aber die Grundeinstellungen von 4nec2 bezüglich der Orientierung des Diagrammwinkels sind abweichend von denen, die zur Erzeugung einer vergleichbaren FFFab - Datei benötigt werden. Daher müssen wir im Hauptfenster von 4nec2 zwei Einstellungen ändern. Wie man das macht wird im Folgenden beschrieben.

## 1. Die 4nec2 Standardeinstellungen anpassen

- Setzen der Winklorientierung des Strahlungsdiagramms auf „Azim (CCW\_x)/Elev“

Dies sorgt dafür, dass 4nec2 den Winkel des Strahlungsdiagramms entgegen dem Uhrzeigersinn zählt [Counter Clockwise = CCW] und Diagrammschichten in Richtung der Elevation erzeugt. Und noch wichtiger: Es sorgt dafür, dass die x-Achse des Modells auf null Grad steht und lässt so den maximalen Gewinn bei null Grad auftreten, vorausgesetzt, die Orientierung unseres Modells ist in Ordnung. Genau so braucht TANT die Fernfelddaten um sie zu verarbeiten.

- Setzen der maximalen Anzahl von Feldpunkten [Max. No. Of Field Points]

Die maximale Anzahl der Feldpunkte korreliert mit der errechenbaren Auflösungsgrenze des Strahlungsdiagramms in Grad. Da TANT eine hohe Auflösung von mindestens drei Grad, oder für beste Genauigkeit von einem Grad benötigt, ändern wir die Grundeinstellung von 66.000 auf 140.000.

Damit ist 4nec2 passend eingestellt, um eine gültige „FFtab“-Datei für die Verarbeitung mit TANT zu erstellen

## 2. Strahlungsdiagramm und Fernfeldtabelle erzeugen

Setzen Sie die Auflösung auf 1 Grad und versichern Sie sich, dass die Frequenz für Ihren Zweck richtig gewählt ist. Wenn die Fernfeldtabelle Antennentemperatur und G/T wie in der VE7BQH G/T Tabelle produzieren soll, dann muss diese auf 144.1 MHz gesetzt sein. Die Orientierung der Yagi muss entlang der x-Achse laufen.

So eine Menge an Daten zu verarbeiten braucht einige Zeit. Für die Datei einer großen Vierergruppe mit insgesamt 1400 Segmenten braucht es etwa 1:30 min auf einem 2 GHz Centrino Duo mit 3 GB RAM. Danach nehmen Sie den neuen Punkt „FFtab“ im Menü des „Pattern“-Fenster und wählen „Azimuth/Phi slices“ um die „FFtab.txt“-Datei zu erzeugen.

## 3. Handhabung von FFFab-Datei und TANT

4nec2 wird die Datei „FFtab.txt“ in seinen „plot“ Ordner ablegen. Dieser befindet sich im Hauptverzeichnis „c:\programs\4nec2“.

- Legen Sie eine Ausgabe von TANT.exe in den gleichen Ordner.
- Legen Sie auf dem Desktop eine Verknüpfung zum Ordner „plot“ an.
- Öffnen Sie den Ordner „plot“ und benennen Sie die aktuelle „FFtab.txt“-Datei unter Verwendung des alten 8+3 DOS Schemas in einen sinnvollen Namen um. Das bedeutet, dass Ihre Datei im Namen eine Kombination aus genau sechs Zeichen und/oder Ziffern gefolgt vom Zusatz „.txt“ tragen muss. (Beispiel: „dg16f1.txt“).
- TANT öffnen, den Instruktionen folgen, eine beliebige Taste drücken und nach Eingabe der Ziffer „1“ Ihre Datei eingeben.
- Eingabe der Ziffer „4“ veranlasst nun die Berechnung von Antennentemperatur und G/T.

## Quellen

- TANT steht auf „<http://www.yu7ef.com/LowTemperatureAnt.htm>“ zum Download bereit. Scrollen Sie bis zur Mitte der Seite hinunter und halten Sie Ausschau nach dem unterstrichenen Word „TANT“. Wenn Sie dieses anklicken beginnt der Download von TANT.exe und des bebilderten „TANT manual“. Dieses können Sie aber auch bei „<http://www.vhfdx.info/tant.html>“ einsehen, wenn Sie erst einmal lediglich vorab dort nachschauen möchten, ohne gleich alles herunter zu laden.
- Weiter unten auf der Webseite gibt es auch noch den „TANT Appendix“, welcher unter anderem zeigt, wie ein Modell einer Vierergruppe konform zur G/T Tabelle aufgebaut wird.
- Die neue Version von 4nec2 finden Sie hier: „<http://home.ict.nl/~arivoors/>“.



# A 10 GHz Loop Oscillator with Very High-Q Air Cavity

by P. Antoniazzi, IW2ACD and Marco Arecco, IK2WAQ

Microwave oscillators are well known and are used in applications where a high frequency signal source is needed. The most important applications are in telecommunications systems, which typically require a very stable signal source with good spectral purity. Microwave loop oscillators are well known in the art, but are rarely used in amateur designs. Loop oscillators typically include a microwave amplifier, an High-Q Cavity Resonator and a phase shifter arranged in a loop. There are limitations to the performance of loop oscillators, such as the limitations imposed by flicker noise (Fig. 1) in the microwave amplifier, because flicker noise adds  $1/f$  noise close to the carrier frequency of the oscillator, which is undesirable in applications requiring a highly stable frequency source. All types of oscillators have limitations on their performance imposed by the non-ideal nature of the components. There are ways of compensating for these limitations by incorporating a servo circuit to suppress some of the noise.

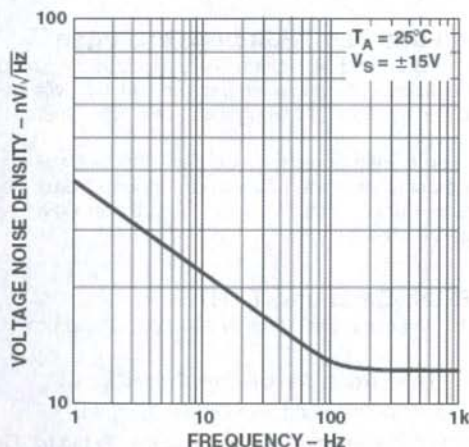


Fig. 1 – Example of “flicker-noise” in a typical operational amplifier for audio applications

A paper presented by D. P. Tsarapkin (1994) discusses known configurations for suppressing noise in microwave oscillators, some of which have been popular for many years. U.S. Pat. No 4,555,678 (Galani) discloses a microwave loop oscillator in which a phase detector is used to suppress noise close to the carrier frequency in the oscillator. The oscillator discussed by Galani provides increased performance characteristics in terms of noise close to the carrier frequency in the loop of the oscillator. Some modern solutions are capable of more than 80 dB of carrier suppression in the “anti-noise” circuits. Our proposed application is limited to a serious study of a 10368 MHz loop oscillator using a special high-order, high-Q mode  $TE_{023}$  air-filled cavity with  $Q_u$  of better than 30000, a value which is more common in HF-Xtal-resonators than for microwaves. The short-term frequency stability of the oscillator is about 10 kHz at 10 GHz (1 ppm) and the system is operated at a specific temperature between 40 and 48 degrees and the frequency tuning of the cavity is obtained by setting the correct cavity temperature. The behavior of the frequency versus temperature, in our tests, is in a good agreement with theoretical values and the measured slope (Fig. 2) is of about -236 kHz per  $^\circ C$ .

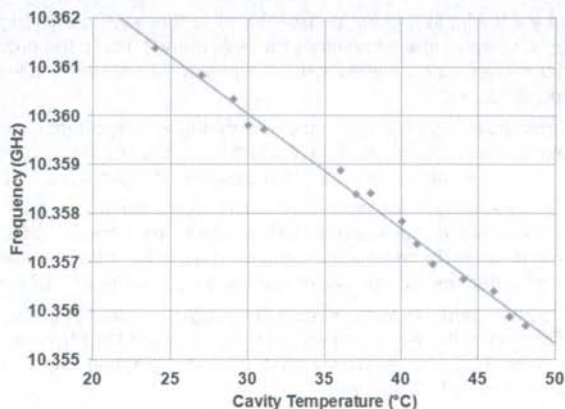


Fig. 2 – Frequency versus temperature behavior for the  $TE_{023}$  aluminum cavity

## Microwave Cavities

Cavity resonators are energized in basically the same manner as waveguides and have a similar field distribution. A WR-90  $\lambda/2$  cavity has a  $Q = 5490$  at 10 GHz, according to *The RSGB Microwave Handbook*, volume 2. There are two variables that determine the primary frequency of any resonant cavity. The first variable is *physical size*. At any particular mode of resonance, the smaller the cavity, the higher the resonant frequency. The *shape* is the second controlling factor for the cavity. Energy can be inserted or removed from a cavity by the same methods that are used to couple energy in and out of waveguides. The operating principles of probes, loops, and slots are the same whether used in a cavity or a waveguide. Therefore, any of the three methods can be used with cavities to inject or remove energy. The cavity mode selected for our analysis will be the  $TE_{011}$  or  $TE_{023}$  mode, the magnetic and electric field patterns of which are shown in Fig. 3 and Fig. 4. These types of cavities get the Very High Qu Award.

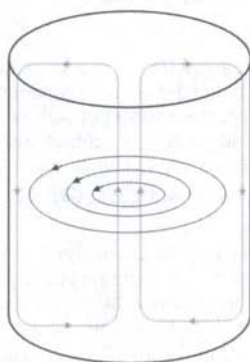


Fig. 3 -  $TE_{011}$  mode

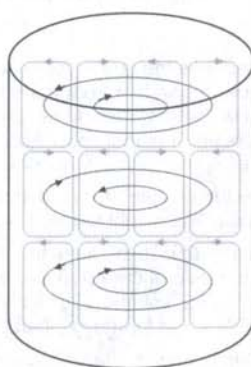


Fig. 4 –  $TE_{023}$  mode

The resonant frequency of these cavities can be varied by changing cavity volume. Varying the height  $L$  will change the resonant frequency. If the volume is decreased, the resonant frequency will be higher and vice versa.



In a waveguide, the  $x$  and  $y$  axes lie in a plane perpendicular to the waveguide length or the direction of the energy travel. The  $z$  axis, or better the symmetry axis, is perpendicular to the previous two. See Fig. 3 and Fig. 4. A cavity - either rectangular or cylindrical - is a portion of the waveguide enclosed by metallic walls at the two ends, along the  $z$  axis.

The  $TE_{mnp}$  modes are characterized by  $E_z = 0$ . In other words the  $z$  component of the magnetic field,  $H_z$ , must exist for energy transmission in the guide ( $H_z \neq 0$ ). The peculiarity of  $TE_{mnp}$  modes is  $H_z = 0$ , so only the component of electric field,  $E_z$ , exists for energy transmission in the guide ( $E_z \neq 0$ ).

In the cylindrical cavity, the same type of index system is used, but the meaning of the subscripts changes:  $m$  represents the number of full wave variations along the circumference that constitutes the base of the cylinder (as a function of its angle at the center),  $n$  expresses the number of half cycles along the base radius direction and  $p$  defines the number of half waves along the axis of the cylinder.

In waveguide, there are only two mode subscripts:  $m$  and  $n$ , corresponding to the  $x$  and  $y$  axes, because the third direction is the direction of the wave propagation. To calculate the physical dimensions of a right cylindrical cavity resonating the  $TE_{011}$  mode, we suggest using the graph in Fig. 5. You can see also the quality factor versus dimensions of  $D/L$  of the cavity.

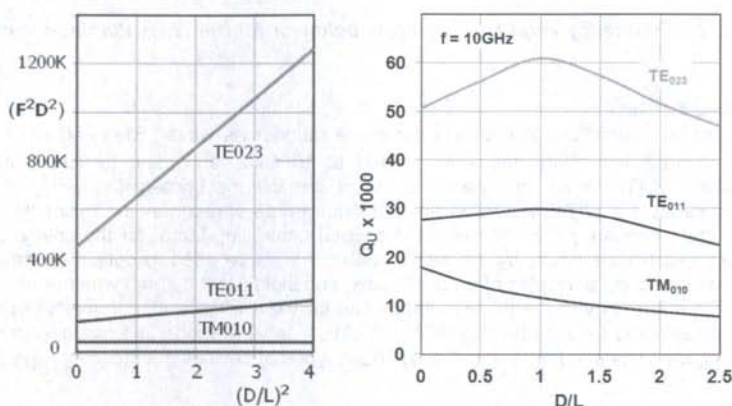


Fig. 5 - Dimensions and Quality Factor of a cylindrical cavity

The input parameter is the square of the ratio of diameter over height ( $D/L$ ) that must be chosen in order to have a suitable separation from the other possible modes to avoid unwanted resonances. With regard to this matter, it is useful to remind readers that a circular waveguide, shorted at both ends, has an infinite number of possible resonances. According to this consideration our choice was  $D/L = 1.44$  corresponding to  $f_0 D = \sqrt{180000} = 424.2$  GHz per mm that allows us to calculate the resonant frequency, fixing the diameter or vice versa. If the selected frequency is  $f_0 = 10.350$  GHz,  $D = 41.0$  mm and consequently the cavity height will be  $L = 28.5$  mm.

The quality factor,  $Q_u$ , is a measure of the frequency selectivity of a resonant circuit. It is directly proportional to the ratio of the maximum energy stored and the energy dissipated per cycle, or simplifying, the ratio of the cavity volume over its inner surface area. The theoretic unloaded quality factor is the maximum possible value for the  $Q$  when the cavity surfaces are "mirror" polished copper.

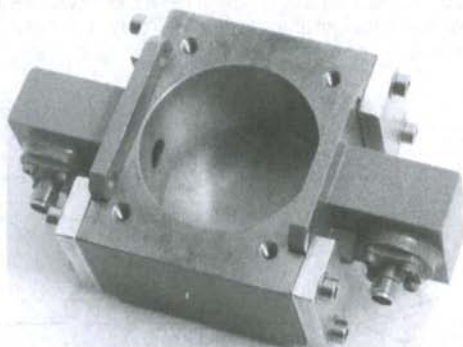
The use of other materials than copper to manufacture the cavity or its surfaces, will change the skin depth and so the quality factor should be multiplied by the factors: 1.07 for silver plated copper ( $S = 0.60$   $\mu m$ ), 0.75 for aluminum, ( $S = 0.86$   $\mu m$ ) and 0.45 for brass ( $S = 1.44$   $\mu m$ ).

To excite the  $TE_{011}$  mode in the cavity and to collect the output signal, we used two WR-90 to SMA adapters located along the diameter of the cylinder and at half its height. The adapters are fixed to the cavity body by two plates and M4 screws that clamp the waveguide flange. This kind of adapter allows passing from the TEM mode of the coaxial cable to the  $TE_{10}$  of the WR-90 waveguide. A probe that extends the central lead of the SMA connector into the waveguide performs the coupling between the waveguide and the coaxial line.

For a correct coupling of these adapters, put the largest dimension of WR-90 cross section parallel to the axis of symmetry of the cavity. The optimum coupling with the resonant cavity occurs when the iris is placed at the point of the cavity where the magnetic field is strong and oriented in the same direction as the field in the waveguide. If the adapter is connected wrongly, at right angles to the correct orientation, the  $TM_{010}$  mode will be excited instead of the  $TE_{011}$  mode. The matching iris between waveguide and cavity is formed by a hole having 7 mm diameter drilled into the cylinder walls.

The diameter of the iris has been optimized by drilling a small hole at the beginning and increasing it a little at a time to reach a good tradeoff between the quality factor and the insertion loss of the cavity.

For the design of a resonant cavity we selected  $L = 28.5$  mm and  $D = 41$  mm such that there are no extraneous modes that have resonant frequencies near the designed ones. Modes have a maximum value of  $Q$  when the cavity length,  $L$ , equals (approximately) the diameter,  $D$ . A big advantage of the  $TE_{011}$  cavity is its small and compact volume that results in high energy density and the high magnetic field strength in the center of the resonator. The strong magnetic field along the cavity axis makes the  $TE_{011}$  mode particularly useful for a sample cavity for laboratory testing of materials.



**Fig. 6 –  $TE_{011}$  Copper Cavity ( $L = 28.50$  mm and  $D = 41.0$  mm) with WR-90 waveguide adapters**

To reach our target of the best  $Q$ , a copper cavity was made (Fig. 6 open view). The surfaces of the cavity are perfectly polished (mirror-like) to maximize the unloaded  $Q_u$ . These coupling holes are made experimentally, starting with a diameter of 3.5 mm. The final cavity has an insertion loss of 2.2 dB and a bandwidth of about 2 MHz at 10.325 GHz. This match, with a  $Q_L$  of 5435, corresponds to a  $Q_u > 24000$ . Two Narda WR-90 to SMA adapters model 4601 (8.2 to 12.4 GHz) are used for input/output matching to the coaxial test system.

### Why a $TE_{023}$ Cavity?

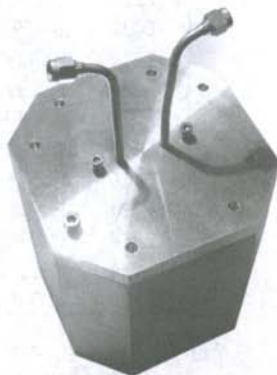
The  $TE_{011}$  cavity is very small and with an interesting value of qualityfactor at 10 GHz but, as shown in the Fig. 5,  $TE_{023}$  mode is really better ( $Q_u = 30000$  for the  $TE_{011}$  and about 60000 for a copper cavity in  $TE_{023}$  mode). We built a simple aluminum version with a measured  $Q_u = 32000$  at 10 GHz. If the cost is not a problem, you can obtain a value of  $Q_u > 50000$  with a mirror-like copper surface.

The mechanical dimensions of the  $TE_{023}$  cavity are:

$D = 77.02$  mm

$L = 79.30$  mm

$f_0 = 10.37898$  GHz



**Fig. 7 -  $TE_{023}$  aluminum cavity, complete of in/out loops with SMA cables**



$$f_0 = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{2 \times 7.016}{D}\right)^2 + \left(\frac{3\pi}{L}\right)^2}$$

The maximum value of the quality factor for the copper cavity is  $Q_u = 59000$  and for the aluminum cavity is reduced to 45000.

## 10 GHz loop-oscillator

As seen in our introduction, the block diagram of the loop-oscillator includes a 10 GHz amplifier, the  $TE_{023}$  cavity and a phase trimmer to obtain the 180 degree phase shift necessary for oscillation. In Fig. 8 we see other components that are very important for the system: foremost the mode-filter (BW = 30 MHz) used to stop oscillation at unwanted frequencies. The table in Fig. 9 shows the possible frequencies of resonance calculated from 9.5 to 11.5 GHz at ambient temperature. The complete circuit also includes a isolator and a variable attenuator to set the optimum gain for oscillation.

In laboratory tests we used a 10 dB directional coupler and a microwave power splitter to divide the output signal between counter (+ 20 x prescaler) and a model HP 435B power meter (Fig. 10). A final point: the very small internal loops for the in/out of the cavity have only  $d = 1\text{mm}$  and are made from 0.5 mm silvered copper wire. The total cavity insertion loss is 4 dB.

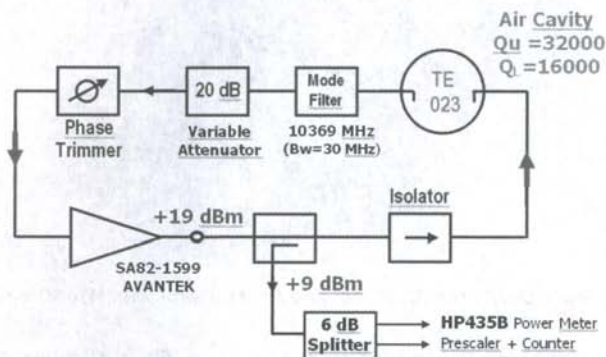


Fig. 8 – Block diagram of the complete 10 GHz loop-oscillator circuit

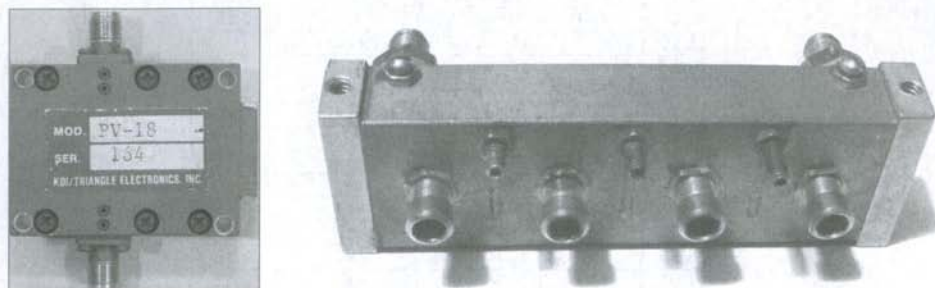
| Modo         | GHz              |
|--------------|------------------|
| TE222        | 9.128397         |
| TE022        | 9.479334         |
| TE414        | 10.028371        |
| TE124        | 10.039774        |
| TE223        | 10.059478        |
| <b>TE023</b> | <b>10.378980</b> |
| TE015        | 10.576835        |
| TE315        | 10.789802        |
| TE224        | 11.234088        |
| TE024        | 11.521063        |
| TE125        | 11.530607        |

Fig. 9 – Possible resonances of the  $TE_{023}$  cavity

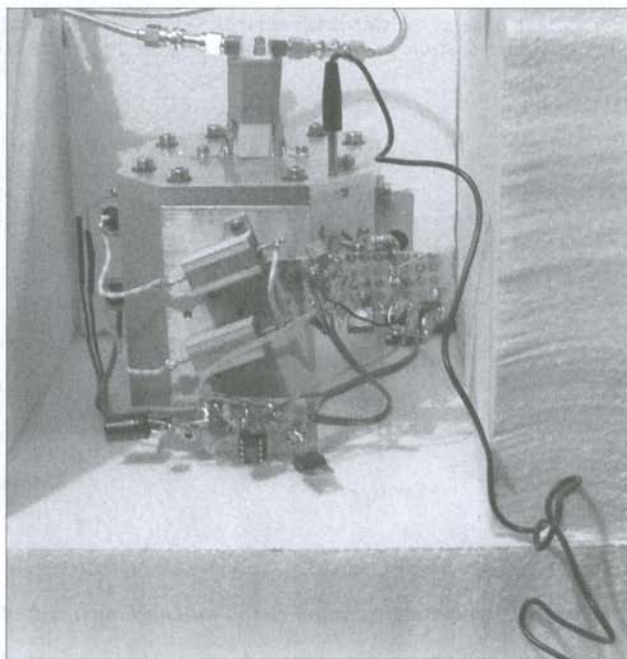


Fig. 10 – Counter (+ prescaler) and Power Meter HP 435B

The PV-18 phase trimmer (15 turns) has 360 degree capability at 10 GHz and maximum insertion loss of 1dB (**Fig. 11**) and the four section narrow-band filter (BW=30 MHz) is an essential component to eliminate all spurious frequencies.



**Fig. 11 – Phase-Trimmer PV-18 and 10 GHz narrow-band mode filter**



**Fig. 12 – Preliminary tests of the loop-oscillator at 10.368 GHz.**

*You can see the thick isolation material (4 cm), essential for the oscillator temperature stability.*

### **Cavity temperature stabilization**

As shown in the table in **Fig. 13**, after 5 hours, the final frequency drift is about **1 ppm**. The schematic diagram of **Fig. 14** includes all the components needed to control the cavity temperature to 1/10 °C max drift. The eight power resistors are used to heat the cavity (two per side of the aluminum block) and the control thermistor (NTC) is an Epcos B57703, perfect from a thermal point of view. The total heating resistance is 10 ohm with a 2.2 A starting current using a 24 V supply. During normal operation (at 44.0 °C) the current is reduced to 0.15 A with a total consumed power of 2.5 W.



| Time  | T (°C) | MHz       | Delta (KHz) | (A)  |
|-------|--------|-----------|-------------|------|
| 11.45 | 24.0   | ----      |             | 2.20 |
| 11.47 | 27.6   | 10371.700 |             | 2.20 |
| 11.52 | 34.8   | 10370.140 |             | 2.20 |
| 11.56 | 41.9   | 10368.680 |             | 2.20 |
| 12.05 | 44.0   | 10368.310 |             | 0.15 |
| 12.10 | 44.0   | 10368.306 | +4.0        |      |
| 12.15 | 44.0   | 10368.308 | +6.0        | 0.15 |
| 12.20 | 44.0   | 10368.308 | +6.0        |      |
| 12.40 | 44.0   | 10368.300 | -2.0        | 0.15 |
| 12.50 | 44.0   | 10368.302 | 0.0         |      |
| 13.41 | 44.0   | 10368.302 | 0.0         | 0.15 |
| 14.52 | 44.0   | 10368.304 | +2.0        |      |
| 15.30 | 44.0   | 10368.298 | -4.0        | 0.15 |
| 16.00 | 44.0   | 10368.298 | -4.0        |      |
| 16.30 | 44.0   | 10368.308 | +6.0        | 0.15 |
| 17.00 | 44.0   | 10368.310 | +8.0        | 0.15 |

Fig. 13 – As shown in the table, after ½ hour the temperature of the cavity is stabilized at 44.0°C and after 5 hours the frequency drift is about 1 ppm (10 kHz at 10 GHz)

Abb. 13 - Wie in der Tabelle gezeigt hat sich nach einer ½ Stunde die Temperatur der Cavity bei 44.0°C stabilisiert und nach 5 Stunden ist die Frequenzdrift ca. 1 ppm (10 kHz bei 10 GHz)

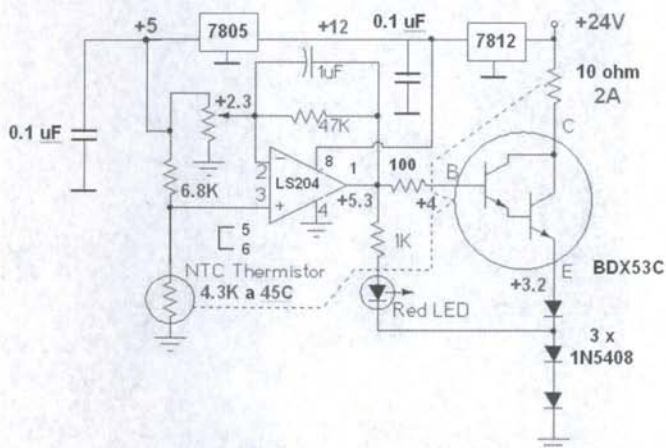


Fig. 14 – Complete temperature control circuit with maximum drift of 1/10°C

Abb. 14 - Komplettes Schaltbild der Temperaturkontrolle für eine maximale Drift von 1/10°C

## Literature / References

- 1) Paolo Antoniazzi, IW2ACD and Marco Arecco, IK2WAQ, Very High Q Microwave Cavities and Filters, QEX, Sept/Oct 2007, pp 29-36
- 2) G.Wilson, C.W.Schramm and J.P.Kinzer, High Q Resonant Cavities for Microwave Testing, Bell System Technical Journal, 1946, pp 408-434
- 3) A.S. Gupta et al., High Spectral-Purity Microwave Oscillator: Design Using Conventional Air-Dielectric-Cavity, IEEE Trans. UFFC 51(10), 2004, pp 1225-1231
- 4) C.G.Montgomery et al., eds., Principles of Microwave Circuits (Revised Edition), Peter Peregrinus 1987
- 5) S. Ramo et al., Fields and Waves in Communication Electronics, John Wiley & Sons 1984

# Ein 10-GHz-Loop-Oszillator mit Air Cavity sehr hoher Güte

von P. Antoniazzi, IW2ACD und Marco Arecco, IK2WAQ

Mikrowellen-Oszillatoren sind gut dokumentiert und werden in Applikationen verwendet, bei denen eine Signalquelle hoher Frequenz benötigt wird. Die wichtigsten Anwendungen finden sich in Telekommunikationssystemen, die typischerweise eine sehr stabile Signalquelle mit hoher spektraler Reinheit erfordern. Das Prinzip von Mikrowellen-Loop-Oszillatoren ist sehr bekannt, aber sie werden in Amateur-Designs selten eingesetzt. Loop-Oszillatoren umfassen typischerweise einen Mikrowellenverstärker, einen Cavity-Resonator hoher Güte und einen Phasenschieber in Loop-Konfiguration. Es gibt Grenzen für die Leistung von Loop-Oszillatoren, wie die Grenzen, die durch Flickerrauschen im Mikrowellenverstärker kommen (Abb. 1), weil Flickerrauschen  $1/f$  nahe der Trägerfrequenz des Oszillators addiert, was bei Anwendungen, die eine hochstabile Frequenzquelle benötigen, unerwünscht ist. Alle Arten von Oszillatoren haben Grenzen in ihrer Leistungsfähigkeit, die durch die nicht idealen Eigenschaften der Komponenten verursacht werden. Es gibt Wege diese Grenzen zu kompensieren, in dem Regelkreise für die Unterdrückung eines Teils des Rauschens hinzugefügt werden.

**Abb. 1 - Beispiel für Flickerrauschen in einem typischen Operationsverstärker für Audioanwendungen**

In einem Artikel von D. P. Tsarapkin (1994) werden bekannte Konfigurationen diskutiert, die Rauschen in Mikrowellen-Oszillatoren unterdrücken, einige davon waren bereits seit vielen Jahren verbreitet. Im U.S. Pat. No 4,555,678 (Galani) wird ein Mikrowellen-Loop-Oszillator beschrieben, bei dem ein Phasendetektor verwendet wird, um Rauschen nahe der Trägerfrequenz des Oszillators zu unterdrücken. Der von Galani diskutierte Oszillator liefert verbesserte Leistungsdaten hinsichtlich des Rauschens nahe der Trägerfrequenz in der Schleife des Oszillators. Einige moderne Lösungen schaffen mehr als 80 dB Trägerunterdrückung mit den "anti-noise"-Schaltungen.

Unsere vorgestellte Applikation ist begrenzt auf eine ernsthafte Studie eines 10368-MHz-Loop-Oszillators, der eine spezielle luftgefüllte Cavity in einem Mode höherer Ordnung und hoher Güte,  $TE_{023}$ , verwendet, wobei  $Q > 30.000$  ist, ein Wert, der eher bei HF-Quarzoszillatoren gebräuchlich ist als bei Mikrowellen. Die Kurzzeitfrequenzstabilität des Oszillators beträgt ca. 10 kHz bei 10 GHz (1ppm) und das System wird bei einer spezifischen Temperatur zwischen 40 und 48 Grad C betrieben, wobei die Frequenzabstimmung der Cavity durch korrekte Einstellung der Cavity-Temperatur bewerkstelligt wird. Das Verhalten der Frequenz gegenüber der Temperatur in unseren Tests befindet sich in guter Übereinstimmung mit den theoretischen Werten, der gemessene Abfall beträgt -236 kHz pro °C (siehe Abb. 2).

**Abb. 2 - Frequenz vs. Temperaturverhalten der  $TE_{023}$ -Aluminumcavity**

## Mikrowellen-Cavities

Cavity-Resonatoren werden grundsätzlich in der selben Weise wie Wellenleiter erregt und weisen eine ähnliche Feldverteilung auf. Eine  $\lambda/2$ -Cavity aus WR-90 hat ein Q von 5490 bei 10 GHz, wie man nachlesen kann in *The RSGB Microwave Handbook*, volume 2. Es gibt zwei Variable, die die primäre Frequenz einer jeden resonanten Cavity bestimmen. Die erste Variable ist die *physikalische Größe*. Für jeden Modus der Resonanz gilt, je kleiner die Cavity, desto höher die Resonanzfrequenz. Die *Form* ist der zweite bestimmende Faktor für die Cavity. Energie kann auf die selbe Weise in eine Cavity ein- oder ausgekoppelt werden, wie bei Wellenleitern. Die Arbeitsprinzipien von Sonden, Schleifen und Schlitzlen sind gleich, egal ob in Cavity oder Wellenleiter verwendet. Deshalb kann jede der drei Methoden für Cavities verwendet werden, um Energie ein- oder auszukoppeln. Der Mode, der für unsere Analyse gewählt wurde, ist  $TE_{011}$  oder  $TE_{023}$ , deren magnetische und elektrische Felddiagramme in Abb. 3 und Abb. 4 gezeigt sind. Diese Arten von Cavities bekommen eine „Auszeichnung“ für wirklich sehr hohes Q.

**Abb. 3 -  $TE_{011}$ -Mode**

**Abb. 4 -  $TE_{023}$ -Mode**



Die Resonanzfrequenz dieser Cavities kann durch Änderung des Cavity-Volumens verändert werden. Ein Ändern der Höhe  $L$  wird die Resonanzfrequenz verändern. Wenn das Volumen verkleinert wird, wird die Resonanzfrequenz höher und umgekehrt. In einem Wellenleiter liegen die  $X$ - und  $Y$ -Achsen in einer Ebene lotrecht zur Länge des Wellenleiters, also der Richtung des Energieflusses. Die  $Z$ -Achse, oder besser Symmetrieachse, liegt lotrecht zu den beiden anderen Achsen. Siehe **Abb. 3** und **Abb. 4**. Eine Cavity – egal ob rechteckig oder zylindrisch – stellt einen Teil eines Wellenleiters dar, der an den beiden Enden, entlang der  $Z$ -Achse, von metallischen Wänden umschlossen ist.

Die  $TE_{mnp}$ -Modes sind charakterisiert durch  $E_z = 0$ . Mit anderen Worten die  $z$ -Komponente des magnetischen Felds,  $H_z$ , muss für die Energiefortleitung im Leiter existieren ( $H_z \neq 0$ ). Die Eigenart der  $TM_{mnp}$ -Modes ist  $H_z = 0$ , so dass nur die Komponente des elektrischen Felds,  $E_z$ , für den Energietransport im Wellenleiter vorhanden ist ( $E_z \neq 0$ ). In der zylindrischen Cavity wird die selbe Art des Indexsystems verwendet, aber die Bedeutung der Indexe ist anders:  $m$  steht für die Zahl *ganzer Wellen* entlang des Umfangs, der die Basis des Zylinders ausmacht, (als eine Funktion des Winkels im Mittelpunkt),  $n$  steht für die Zahl *halber Zyklen* entlang der Radiusrichtung der Basis und  $p$  definiert die Zahl *halber Wellen* entlang der Achse des Zylinders. In Wellenleitern gibt es nur zwei Modus-Indexe:  $m$  und  $n$ , korrespondierend mit der  $X$ - und  $Y$ -Achse, weil die dritte Richtung die Richtung der Wellenausbreitung ist. Um die physikalischen Dimensionen einer zylindrischen Cavity, die im  $TE_{011}$ -Mode schwingt, zu berechnen, schlagen wir vor, die Kurve in **Abb. 5** zu verwenden. Man sieht dort auch den Qualitätsfaktor gegenüber den Cavity-Abmessungen für  $D/L$ .

#### **Abb. 5 - Dimensionen und Qualitäts-Faktor einer zylindrischen Cavity**

Der Eingangsparameter ist das Quadrat des Verhältnisses von Durchmesser zu Höhe ( $D/L$ ), der gewählt werden muss, um eine ausreichende Trennung von anderen möglichen Modes zu erhalten, um unerwünschte Resonanzen zu vermeiden. Diesbezüglich ist es nützlich daran zu erinnern, dass zirkulare Wellenleiter, die an beiden Enden geschlossen sind, eine unendliche Zahl möglicher Resonanzen aufweisen. Deshalb haben wir für  $D/L = 1.44$  gewählt, was korrespondiert mit  $f_0 D = \sqrt{180000} = 424.2$  GHz pro mm, was uns erlaubt die Resonanzfrequenz zu berechnen, wenn man den Durchmesser festsetzt oder umgekehrt. Wenn die gewählte Frequenz  $f_0 = 10.350$  GHz ist, ist  $D = 41.0$  mm und folglich wird die Höhe der Cavity  $L = 28.5$  mm.

Der Qualitätsfaktor  $Q$  ist ein Maß für die Frequenzselektivität eines Resonanzkreises. Er ist direkt proportional zum Verhältnis der pro Zyklus gespeicherten maximalen Energie und der verbrauchten Energie, oder vereinfacht dem Verhältnis von Cavity-Volumen zu der Fläche der inneren Oberfläche. Der theoretische Leerlauf-Qualitätsfaktor ist der maximal mögliche Wert für  $Q$ , wenn die Oberflächen der Cavity „spiegelglänzend“ poliertes Kupfer sind. Die Verwendung von anderen Materialien als Kupfer um die Cavity oder ihre Oberflächen herzustellen, wird die Skin-Tiefe verändern, so dass der Qualitätsfaktor mit den folgenden Faktoren multipliziert werden sollte: 1.07 für versilbertes Kupfer ( $S = 0.60 \mu m$ ), 0.75 für Aluminum, ( $S = 0.86 \mu m$ ) und 0.45 für Messing ( $S = 1.44 \mu m$ ). Um den  $TE_{011}$ -Mode in der Cavity zu erregen und um das Signal am Ausgang aufzunehmen, haben wir zwei Adapter von WR-90 auf SMA entlang des Zylinderdurchmessers auf halber Höhe verwendet. Die Adapter wurden an der Cavity mit zwei Platten und M4-Schrauben am WL-Flansch befestigt. Diese Art Adapter ermöglicht einen Übergang vom TEM-Mode des Koaxialkabels zum  $TE_{10}$ -Mode des WR-90-Wellenleiters. Eine Sonde, die den Mittelpunkt des SMA-Verbinders in den Wellenleiter verlängert, ermöglicht die Koppelung zwischen Wellenleiter und Koaxkabel. Für eine korrekte Kopplung mit diesen Adaptern muss die größte Länge des WR-90-Querschnitts parallel zur Symmetrieachse der Cavity liegen. Die optimale Kopplung mit der resonanten Cavity tritt auf, wenn die Blende an dem Punkt der Cavity platziert ist, an dem das Magnetfeld stark ist und in derselben Richtung orientiert ist, wie das Feld im Wellenleiter. Wenn der Adapter falsch verbunden ist, also im rechten Winkel zur richtigen Ausrichtung, wird der  $TM_{010}$ -Mode anstatt des  $TE_{011}$ -Modes erregt. Die anpassende Blende zwischen Wellenleiter und Cavity wird mittels eines Lochs mit 7mm Durchmesser gebildet, das in die Wand des Zylinders gebohrt wird. Der Durchmesser der Blende wurde optimiert, indem zuerst ein kleines Loch gebohrt wurde, das dann schrittweise vergrößert wurde, um einen guten Kompromiss zwischen Qualitätsfaktor und Einfügedämpfung der Cavity zu finden. Für das Design einer resonanten Cavity haben wir  $L = 28.5$  mm und  $D = 41$  mm gewählt, so dass es keine anderen Modes gibt, die Resonanzfrequenzen nahe der Designfrequenz haben könnten. Modes haben einen Maximalwert für  $Q$ , wenn die Cavitylänge  $L$  (in etwa) gleich dem Durchmesser  $D$  ist. Ein großer Vorteil der  $TE_{011}$ -Cavity ist das kleine und kompakte Volumen, das in einer hohen Energiedichte und hohen magnetischen Feldstärke im Zentrum des Resonators resultiert. Das starke magnetische Feld entlang der Achse der Cavity macht speziell den  $TE_{011}$ -Mode dafür prädestiniert, um damit ein Labormuster einer Cavity für Materialtests zu bauen.



**Abb. 6 - TE<sub>011</sub>-Kupfer-Cavity (L= 28.50 mm und D= 41.0 mm) mit WR-90-Adapttern**

Um unser Ziel, das beste Q zu erreichen, wurde eine Kupfer-Cavity hergestellt (**Abb. 6**, geöffnet). Die Oberflächen der Cavity wurden perfekt poliert (spiegelähnlich), um das lastlose Qu zu maximieren. Die Koppelöcher wurden experimentell gebohrt, gestartet wurde mit 3,5mm Durchmesser. Die fertige Cavity hat eine Einfügedämpfung von 2.2 dB und eine Bandbreite von ca. 2 MHz bei 10.325 GHz. Diese Anpassung mit einem Q<sub>L</sub> of 5435 entspricht einem Qu > 24000. Zwei Narda WR-90 auf SMA Adapter, Model 4601 (8.2 bis 12.4 GHz) wurden für die Eingangs- und Ausgangsanpassung an das koaxiale Testsystem verwendet.

## Warum eine TE<sub>023</sub>-Cavity?

Die TE<sub>011</sub>-Cavity ist sehr klein und hat einen interessanten Wert beim Qualitätsfaktor auf 10 GHz, aber, wie in **Abb. 5** gezeigt, ist der TE<sub>023</sub>-Mode wirklich besser (Qu = 30000 für TE<sub>011</sub> und ca. 60000 für eine Kupfer-Cavity im TE<sub>023</sub>-Mode). Wir haben eine simple Aluminium-Version gebaut, bei der wir ein Qu von 32000 bei 10 GHz gemessen haben. Wenn die Kosten kein Problem sind, kann man Werte für Qu von > 50000 mit einer spiegelnden Kupferoberfläche erreichen. Die mechanischen Abmessungen der TE<sub>023</sub>-Cavity sind: D = 77.02 mm L = 79.30 mm f<sub>0</sub> = 10.37898 GHz

**Abb. 7 - TE<sub>023</sub>-Aluminum-Cavity, komplette Ein- und Auskoppelschleifen mit SMA-Kabeln**

$$f_0 = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{2 \times 7.016}{D}\right)^2 + \left(\frac{3\pi}{L}\right)^2}$$

Der Maximalwert für den Qualitätsfaktor für eine Kupfer-Cavity beträgt Qu = 59000 und für die Aluminum-Cavity geringere 45000.

## 10-GHz-Loop-Oscillator

Wie in unserer Einleitung gesehen, beinhaltet das Blockschaltbild des Loop-Oszillators einen 10-GHz-Verstärker, die TE<sub>023</sub>-Cavity und einen Phasenschieber, um die für die Schwingung nötige 180-Grad-Phasenverschiebung zu erhalten. In **Abb. 8** sehen wir andere Komponenten, die für das System sehr wichtig sind: An erster Stelle das Mode-Filter (BW = 30 MHz), das verwendet wird, um Schwingungen auf unerwünschten Frequenzen zu unterdrücken. Die Tabelle in **Abb. 9** zeigt mögliche Resonanzfrequenzen berechnet für den Bereich von 9.5 bis 11.5 GHz bei Umgebungstemperatur. Der komplette Kreis beinhaltet auch einen Isolator und einen variablen Abschwächer, um auf optimale Verstärkung für die Schwingung einstellen zu können. In Labortests haben wir einen 10-dB-Richtkoppler und einen Mikrowellenleistungsteiler verwendet, um das Ausgangssignal zwischen Zähler (+ 20 x Vorteiler) und Powermeter HP 435B aufzuteilen (**Abb. 10**). Ein Punkt zum Schluß: Die ganz kleinen internen Schleifen für die Ein- und Auskopplung der Cavity haben nur einen Durchmesser von 1mm und wurden aus 0,5mm versilbertem Kupferdraht angefertigt. Die Gesamteinfügedämpfung der Cavity beträgt 4 dB.

**Abb. 8 - Blockschaltbild des kompletten 10-GHz-Loop-Oszillators**

**Abb. 9 - Mögliche Resonanzen der TE<sub>023</sub>-Cavity**      **Abb. 10 - Zähler (+ Vorteiler) und HP 435B**

Der PV-18 Phasentrimmer (15 Umdrehungen) schafft 360-Grad bei 10 GHz und hat maximal 1dB Einfügedämpfung bei 10 GHz (**Abb. 11**). Das vierstufige Schmalbandfilter (BW=30 MHz) ist eine essentielle Komponente um alle Harmonischen zu unterdrücken.

**Abb. 11 - Phasen-Trimmer PV-18 und 10-GHz-Schmalband-Mode-Filter**

**Abb. 12 - Vortests des Loop-Oszillator bei 10.368 GHz. Man kann das dicke (4cm) Isolationsmaterial sehen, das für die Stabilität der Oszillortemperatur essentiell ist.**

## Temperaturstabilisierung der Cavity

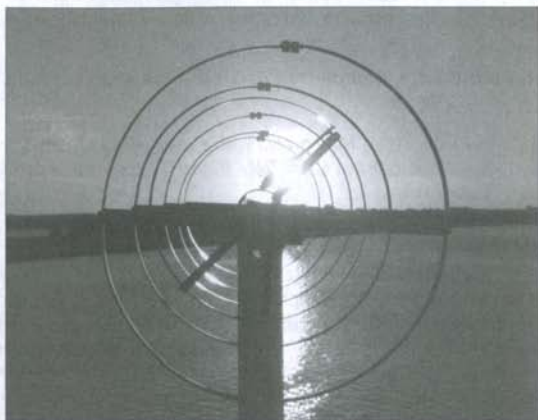
Wie in der Tabelle in **Abb. 13** zu sehen, beträgt die endgültige Frequenzdrift nach 5 Stunden ca. 1 ppm. Das Schaltbild in **Abb. 14** enthält alle Komponenten, um die Cavity-Temperatur auf max. 1/10°C Drift zu halten. Die acht Leistungswiderstände werden zur Beheizung der Cavity verwendet (zwei auf jeder Seite des Aluminiumblocks), und der Kontroll-Thermistor (NTC) ist ein Epcos B57703, der aus thermischer Sicht perfekt ist. Der gesamte Heizwiderstand ist 10 Ohm mit einem Startstrom von 2.2A bei 24 V. Während normalen Betriebs (bei 44.0°C) sinkt der Strom auf 0.15 A, so dass dann eine Gesamtleistungsaufnahme von 2.5 W erfolgt.

**Abb. 13 & 14 und Referenzen: Siehe letzte Seite des englischen Textes oberhalb.**



# POLLY: Techniques for Building High Performance Yagis for VHF/UHF Having Variable Polarization

by Brian Cake, KF2YN



## Introduction

In many space communications applications, and in particular for EME, it is desirable to use an antenna system where the polarization is switchable or variable. This allows optimization of signal strength that would otherwise be degraded by several factors. In EME work these are spatial polarization and Faraday rotation. I will not discuss these here...the reader is referred to other sources for information on these [1], [2]. There have been several solutions to the polarization problem. Using circular polarization is one, but unfortunately the workhorse helical end-fire antennas suffers a substantial loss of gain when used in a link having one antenna linearly polarized. Even if both receive and transmit antennas are circularly polarized, the reflection from the lunar surface reverses the sense of polarization so it is necessary to transmit using, say, left hand polarization and receive in right hand polarization, although individual helical antennas for left- and right-hand circular polarization may be mounted on the same boom with little crosstalk between the two.

In the ARRL Antenna Compendium, Volume 3, K1FO described a method of rotating an entire 16-element array of yagis for 432MHz [1]. While it seems this was very successful, the mechanical construction needed is beyond most of us. A more common method is to use two yagis at right angles in place of one, and then switch the feed between the two for maximum "smoke". More sophisticated switching systems allow switching between horizontal, vertical, 45°, 135° and left- and right-hand circular polarization [4]. However, these systems require multiple switches or relays, plus many phasing cables and splitters, and the losses can rapidly add up. Also, they do not provide a complete solution because, for example, if the two antennas are combined during receive for use at 45°, then if the incoming signal is at 40° or 50° the resulting G/T reduction, from Figure 1, amounts to about 0.7dB which is about equal to the difference between the best and worst yagis on the same boomlength.

Other applications for a yagi with variable polarization include base station use where both vertical and horizontal polarization is required, for example for use as a weak signal antenna (horizontal) and for use with repeaters or mobile stations (vertical).

## A solution

While idly daydreaming before getting up one morning, my thoughts turned to antennas and how one might solve this problem. It occurred to me that the polarization of a loop yagi depends only on the polarization of the driven element. This is because the loop yagi is rotationally symmetric around the boom axis. I checked this out using EZNEC, and sure enough it turned out to be true. So, if the driven elements of an array of loop yagis could be fitted with motors or actuators of some kind to rotate it around the boom by 180°, then fully variable polarization would be achieved.

One of the problems I faced was that all the loop yagis I had modeled in the past had poor sidelobes and therefore relatively poor noise performance compared to contemporary low noise yagis. I didn't know if this was simply because they hadn't received the prolonged process of optimization that resulted in modern yagis, or because the optimization process is more difficult for loop yagis. As far as gain is concerned, I had shown in the past that loop yagis have fractionally higher gain than regular yagis for a given boomlength, so there was no problem there [3]. I decided to investigate if high sidelobes is a property of loop yagis or whether they could be optimized as in yagis.

Although I was sure that the rotating assembly would be quite trivial to design, we have to remember that whatever is used has to withstand the very high power used for moonbounce, so this was something to worry about. However, it does not need to be operable during transmit, although it must not erroneously shift position. Also, it is important that any change of polarization during receive optimization does not generate excessive noise in the receiver.

I decided to ask an acknowledged expert, Lionel, VE7BQH for his advice on whether an array based on individual yagis, each having variable polarization, would be a potential solution to the polarization problem. Until recently he used a 394 element collinear where the entire antenna was fully rotatable (yes!...394 elements!). He pointed out that, except in contests, his collinear was a killer antenna because polarization was fully variable. However it was a poor performer in contests, where speed of polarization change is the king because of the short duration of every contact. Contesters who had switchable polarization were at a major advantage because of this. A single loop driven element has much less inertia than a complete yagi or array, so speed should be relatively high without using large motors. He gently encouraged me to continue with the work and build a prototype to prove the principle.

In this article I will show the improvement that may be obtained using a loop yagi with variable polarization, and the prototype 6 element system for the 70cm band that I developed and tested in order to prove the principle. This is not intended to be an article giving full instructions on how to reproduce my prototype antenna, but I hope it will give the interested reader some ideas so he can build a system that suits his needs. The acronym I chose for this antenna is **POLLY**, for **POLARizable Loop Yagi**.

## The Effects of Polarization Misalignment on G/T

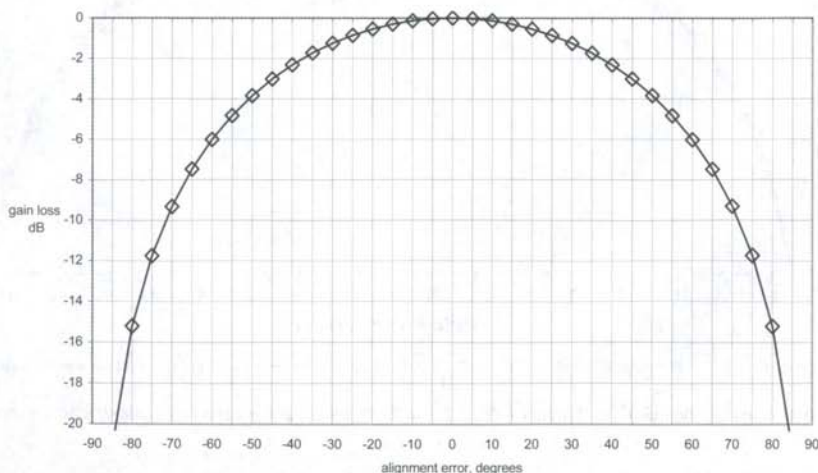


Figure 1: Effective gain reduction due to polarization alignment error for linear polarization.



Figure 1 shows the classic curve of gain loss versus alignment error. The gain falls by about 0.5dB at an alignment error of  $\pm 20^\circ$ , and at  $\pm 25^\circ$  the gain is 0.85 dB down. We should note that, in the real world, polarization of signals reflected off the lunar surface and passing through the ionosphere (twice) are not uniquely polarized, but occupy a band of polarizations around the mean angle. However, I am unaware of any published measurements of this, so we will assume that the polarization angle is a single value at any particular time and for any particular polarization error.

We can use these data to predict what the G/T of any yagi might be for any misalignment angle. For this exercise I took the best and worst G/T of 9 yagis for which data are published in the VE7BQH charts [5]. Antennas were chosen that have boom lengths of  $2 \pm 0.1 \lambda$ . For these I plotted the real G/T that obtains when there is polarization misalignment of zero through  $\pm 90^\circ$  (the sky and Earth noise remain constant but the effective gain drops so G/T is reduced). I assumed that the G/T of the antenna is constant for any polarization orientation relative to the Earth, although we should note that in general the G/T of a yagi when horizontally polarized is worse than when it is vertically polarized, because the H-plane sidelobes are larger than the E-plane sidelobes, and also because in general the E-plane beamwidth is smaller than that of the H-plane. I have included data for the 10 element loop yagi that I designed that has a boom length of  $2.02 \lambda$ . For this antenna I plotted G/T for the two cases of fixed and variable rotation. The plots are shown in Figure 2. Of course, the plot for the variable polarization yagi does not really belong on this graph because the polarization error is always zero, but it does allow simple performance comparison.

Some interesting conclusions may be drawn from a study of Figure 2. The first is that the effect on G/T of polarization misalignment is severe even at small error angles, as we might have guessed from Figure 1. The second point is that fighting for a fixed-polarization design that is perhaps not even 1 dB better than others in terms of G/T pales into insignificance compared to using a design that is capable of polarization rotation (the spread in G/T for all the conventional yagis is only about 0.75dB). The third point is that, using the 10 element POLLY in variable polarization mode gives G/T performance that is better than the best of the other yagis at every misalignment angle above  $\pm 15^\circ$ . This means that if the polarization mismatch is a random number between 0 and  $\pm 90^\circ$  then the probability of the variable polarization yagi having a better G/T than a fixed yagi is about 83%, so in over 8 out of 10 possible QSOs the variable polarization yagi has a better chance of success.

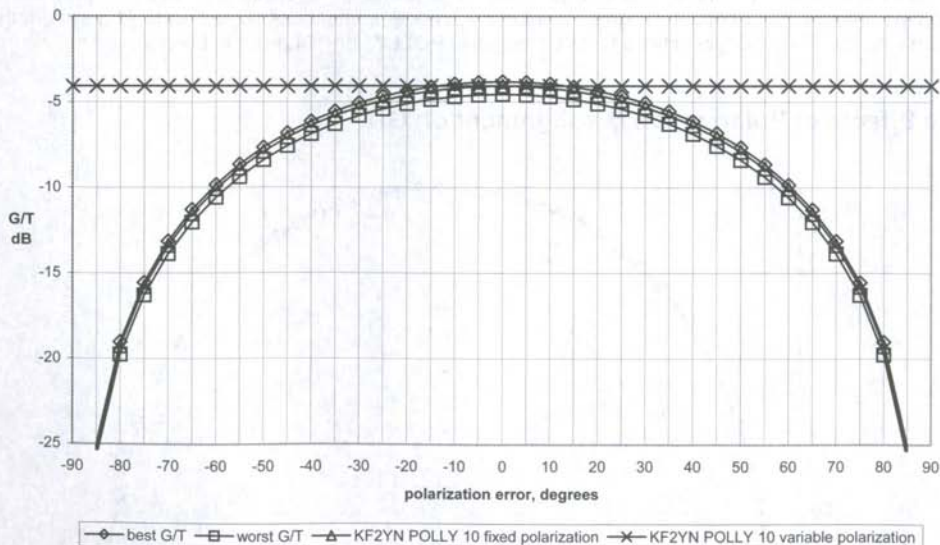


Figure 2: Effective G/T for various  $2 \pm 0.1 \lambda$  antennas as a function of polarization error.

From the above it is clear that a simple high performance loop yagi with variable polarization is worth its weight in gold compared with even the very best conventional yagis.

## Design of the loop yagi

The loop yagi was popularized for amateur use by G3JVL. However, it is mostly used in the microwave bands above 432MHz to about 6GHz. One of its attractions is that the feed system used forms an effective balun. The antenna consists of loops of (usually) flat strip elements fixed to a boom such that the boom is in contact with the outside edge of the loops.

A loop yagi is a variant of a quad yagi, and because for most builders a quad would be easier to construct than a true loop yagi, I checked that the same polarizability was obtainable, and it turns out that there is almost no difference between the performance of a loop and a quad yagi, except that the gain of a quad yagi of a given length is a few tenths of a dB less than that of the same-length loop yagi, for a couple of reasons.

While optimizing loop yagis for 144MHz, I found that the G3JVL construction technique, using a conductive boom, does not work for antennas with variable polarization. This is because, in a conventional G3JVL loop yagi, the boom is attached to one of the two places in the loop that has a current maximum. It turns out that, when the polarization is rotated and the loop attachment point is not at the current maximum, longitudinal currents are induced in the conducting boom and the antenna becomes quite useless. Fortunately I was already aware of this problem from my work on the boxkite yagi [3]. This means that the loops need to be mounted to a conducting boom that is located on the axis of the loop. All of this, of course, does not apply to non-conductive booms. The resulting construction is a little more complex than that of a conventional loop yagi, but it is still relatively easy to make. The methods I used, with a single cross-mounted fiberglass support rod for each element, has the advantage that there is no boom effect to worry about, assuming that a metallic boom interacts more with the element than a dielectric boom.

The fiberglass supports are, however, a potential problem, because in the reflectors and directors, as the polarization rotates the voltage anti-node (point of maximum potential) also rotates around these elements, and at some point correspond to the support positions. When this happens, the dielectric constant will detune the element to a lower frequency, and might affect the SWR and pattern. Unfortunately, I don't have access to a simulator that would allow me to model this effect, so I used a trick to gain some insight into how detuning might impact performance. All I did was to add short radial wires to opposite sides of the parasitic elements in order to somehow simulate the effects of detuning. As expected, the first director was the most sensitive, and radial wires 20mm long were a disaster, affecting both SWR and pattern as the polarization was rotated. Curiously, this was only the case if only the first director was so loaded...the effect was far less serious if all parasitic elements were loaded in similar fashion. This was useful information, but of course is only qualitative, but did warn me that the performance might change because of the element supports. A possible way to mitigate this would be to use a smaller diameter support for the first director, or a tapered outer support, or a tube instead of a solid support, or something similar. For the driven element I made sure that the feed point is close to the support, so it is at a voltage node. Another option would be to rotate both the driven element and first director by supporting them on the same rod. If the director support is fixed at a voltage node then this rotates with the driven element and the problem is avoided. This method has another advantage that we will come to later.

I decided to design a prototype loop yagi for 144MHz, simply because the performance of contemporary 144MHz yagis is comprehensively documented in the VE7BQH lists. I started the tedious process of optimization by using the same techniques I used for conventional yagis. I made sure that I did not get close to the super-gain limit that can produce designs with high Q and very good sidelobe performance, but over a restricted frequency range. Basically I simulated a range of antennas that varied both the spacing taper of the directors and the loop diameter taper.

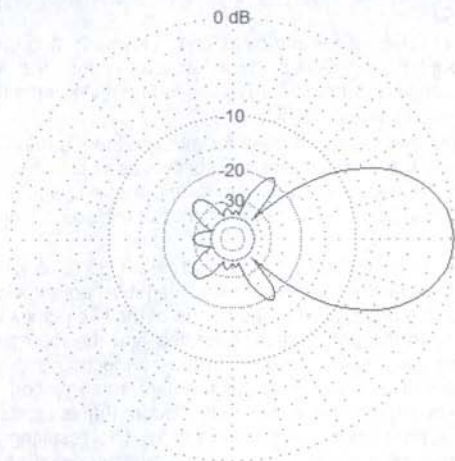
This work showed that a well-designed loop yagi can perform as well as conventional yagis, in terms of G/T, pattern bandwidth and SWR bandwidth. Of the many designs that evolved, I will show simulation data for a 10-element version on a  $2.0\lambda$  boom, and for a 13 element version on a  $3.14\lambda$  boom. I also designed a 6-element version that I rescaled for the 70cm band to serve as a "proof of principle" prototype. The 10-element version uses a conventional G3JVL driven element and balun, whereas the 13-element version uses a folded loop, which is an adaptation of a folded dipole. This allows the use of a conventional 4:1 balun (see later). The folded loop also increases the effective diameter of the driven element, and therefore increases the SWR bandwidth. The 10-element version uses 12.7mm (0.5") diameter elements, whereas the 13-element version uses 5mm (3/16") elements. This was simply to show that the design is adaptable for any reasonable element diameter. The 70cm prototype model uses 5mm elements, but I used the virtually equivalent flat strip (6.3mm wide by 1.6mm thick).

Performance of the 10- and 13- element antennas is shown in Figures 3 through 8.



\* Total Field

EZNEC/4



144 MHz

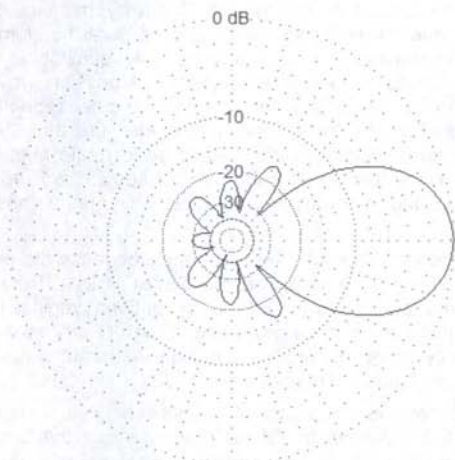
Azimuth Plot  
Elevation Angle 0.0 deg.  
Outer Ring 13.75 dBi  
  
3D Max Gain 13.75 dBi  
Slice Max Gain 13.75 dBi @ Az Angle = 0.0 deg.  
Front/Back 29.63 dB  
Beamwidth 40.2 deg., -3dB @ 339.9, 20.1 deg.  
Sidelobe Gain -5.24 dBi @ Az Angle = 56.0 deg.  
Front/Sidelobe 18.99 dB

Cursor Az 0.0 deg.  
Gain 13.75 dBi  
0.0 dBmax  
0.0 dBmax3D

Figure 3: E-plane pattern of the 10 element POLLY.

\* Total Field

EZNEC/4



144 MHz

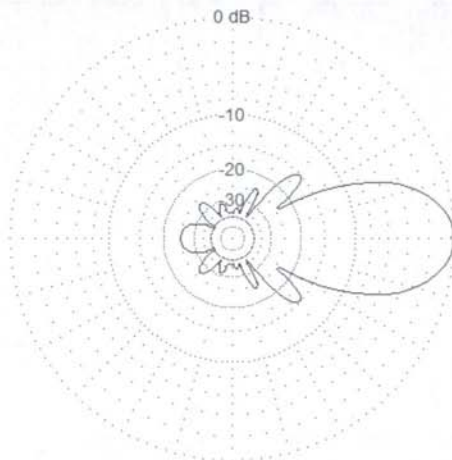
Elevation Plot  
Azimuth Angle 0.0 deg.  
Outer Ring 13.75 dBi  
  
3D Max Gain 13.75 dBi  
Slice Max Gain 13.75 dBi @ Elev Angle = 0.0 deg.  
Front/Back 29.63 dB  
Beamwidth 42.4 deg., -3dB @ 338.8, 21.2 deg.  
Sidelobe Gain -2.09 dBi @ Elev Angle = 302.0 deg.  
Front/Sidelobe 15.84 dB

Cursor Elev 0.0 deg.  
Gain 13.75 dBi  
0.0 dBmax  
0.0 dBmax3D

Figure 4: H-plane pattern of the 10 element POLLY.

\* Total Field

EZNEC/4



144 MHz

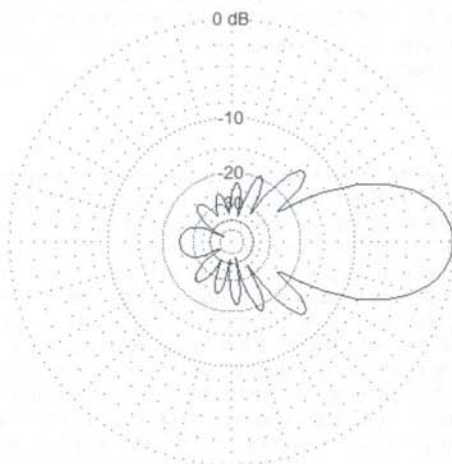
Azimuth Plot  
Elevation Angle 0.0 deg.  
Outer Ring 15.52 dBi  
  
3D Max Gain 15.52 dBi  
Slice Max Gain 15.52 dBi @ Az Angle = 0.0 deg.  
Front/Back 25.01 dB  
Beamwidth 31.7 deg.; -3dB @ 344.1, 15.8 deg.  
Sidelobe Gain 0.48 dBi @ Az Angle = 42.0 deg.  
Front/Sidelobe 15.04 dB

Cursor Az 0.0 deg.  
Gain 15.52 dBi  
0.0 dBmax  
0.0 dBmax3D

Figure 6: E-plane pattern of the 13 element POLLY.

\* Total Field

EZNEC/4



144 MHz

Elevation Plot  
Azimuth Angle 0.0 deg.  
Outer Ring 15.52 dBi  
  
3D Max Gain 15.52 dBi  
Slice Max Gain 15.52 dBi @ Elev Angle = 0.0 deg.  
Front/Back 25.01 dB  
Beamwidth 32.7 deg.; -3dB @ 343.7, 16.4 deg.  
Sidelobe Gain 2.29 dBi @ Elev Angle = 316.0 deg.  
Front/Sidelobe 13.23 dB

Cursor Elev 0.0 deg.  
Gain 15.52 dBi  
0.0 dBmax  
0.0 dBmax3D

Figure 7: H-plane pattern of the 13 element POLLY.



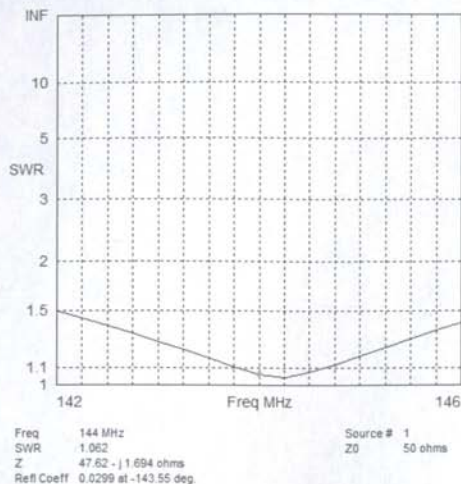


Figure 5: SWR plot of the 10 element POLLY.

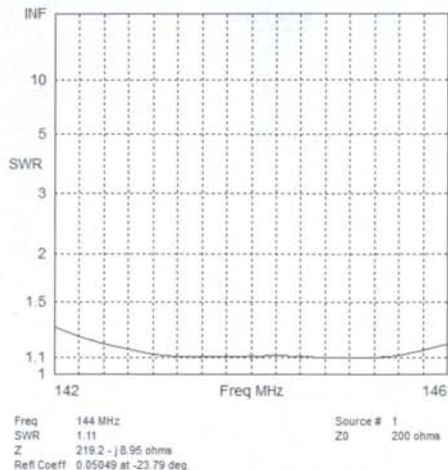


Figure 8: SWR plot of the 13 element POLLY.

| TYPE OF ANTENNA | L (WL) | GAIN (dBd) | E (M) | H (M) | Ga (dBd) | Tlos (K) | Ta (K) | F/R (dB) | 1st SL (dB) | 2nd SL (dB) | Z (ohms) | VSWR Bandwidth (dB) | G/T   |
|-----------------|--------|------------|-------|-------|----------|----------|--------|----------|-------------|-------------|----------|---------------------|-------|
| POLLY 10        | 2.0    | 11.76      | 3.20  | 3.20  | 17.79    | 3.50     | 251.0  | 21.5     | 15.8        | 21.5        | 47.6     | 1.17                | -4.07 |
| POLLY 13        | 3.14   | 13.38      | 3.80  | 3.80  | 19.39    | 4.0      | 239.9  | 26.0     | 13.71       | 19.5        | 51.0     | 1.19                | -2.27 |

Table 1: Performance of the 10 and 13 element POLLYs in VE7BQH table format.

We have already compared the POLLY 10 to yagis having the same boom length in Figure 2. A study of Table 1 and the latest (June 2012) VE7BQH tables will show that the POLLY 13 is a good performer amongst its peers...out of 19 yagis having booms  $3.14 \lambda \pm 0.1 \lambda$  long, it places third best in terms of G/T. There is more to say about the performance of POLLYs that I will discuss later.

## The Drive Mechanism

There are many ways to rotate the drive shaft. There are so many stepper motors, servomotors, and associated controllers that it would be impossible to choose the absolute best. Servomotors, used in radio controlled models, are attractive because they are low cost and come in a vast variety of torque options. Also, low cost controllers for manual or computer controlled operation for positioning are available. Servomotors are preferable because they are in a position feedback loop that will maintain their relative position for a given input signal. Simple stepper motors won't do this, but have the advantage that they are not "dynamic" once in position...this is not so for servomotors. A possibly severe problem with servomotors is that of EMI. A system where the local high field disturbs the servo operation is clearly intolerable. This means that the entire servomotor system, including the motor itself, the connecting cable, and the controller at the operating position will need to be interference proof. I checked my Futaba S3004 servo and drive system using my FT817 operating on 2m. At 5 watts output into the rubber ducky antenna the servo started misbehaving at a distance of about 125mm (5") from the servo and controller. According to simulation, the near field at that point was a total of about 42V/m. Simulation of the 6 element loop yagi running at 250 watts showed a near field in the center of the first reflector of 66 V/m. So it seemed that with some screening and wire filtering this problem might be soluble.

At this point I still had an uneasy feeling about the high power upsetting the servo system, and I realized that in a dish antenna with variable polarization this is not a problem because the dish itself acts as a very effective shield, since the drive motor is mounted behind it. It then occurred to me that a wire mesh reflector in place of reflector one would serve the same purpose. I replaced reflector one with an 800mm by 800mm (31" by 31") wire grid having a grid spacing of 25mm (1"), and....Bingo! The field in the center of and just behind the grid dropped from 42V/m to 0.44V/m. Replacing reflector one with the grid did not impact the antenna performance in any significant way. However, since this seemed a little like cracking a

walnut with a sledgehammer, I decided to use a loop reflector and simply have the option of putting the servo in a screened box. For the drive I chose a GWS S125 sail winch servo. This is available in three rotation angle versions...0.5 turns (180°), 1 turn (360°) and 6 turns. I chose the 180° version. This servo has massive torque of 6.6kg-cm (5.75lbs-in) at 4.8V, and with a 6V supply has 7.6kg-cm (6.6lbs-in) so is more than adequate for the 70cm prototype, and would also probably work well in the 2m version, although with less margin. It is sealed and uses two ball bearings on the output shaft. Transition time for 180° is 0.75 seconds and it is also small and light, and very reasonably priced. For the servo driver I selected a G.T. Power CCPM Servo Consistency Master, which allows manual control of up to three servos.

An alternative drive system would be to use a flexible coaxial drive shaft driven by a motor located remotely from the antenna. This may sound a little Heath Robinsonian but has its merits, and would probably work well.

## The prototype POLLY for 70cm

The dimensions of the scaled 6 element prototype are shown in Table 2. For convenience I have shown both metric and imperial dimensions. Note that the scaled version uses a single loop for the driven element.

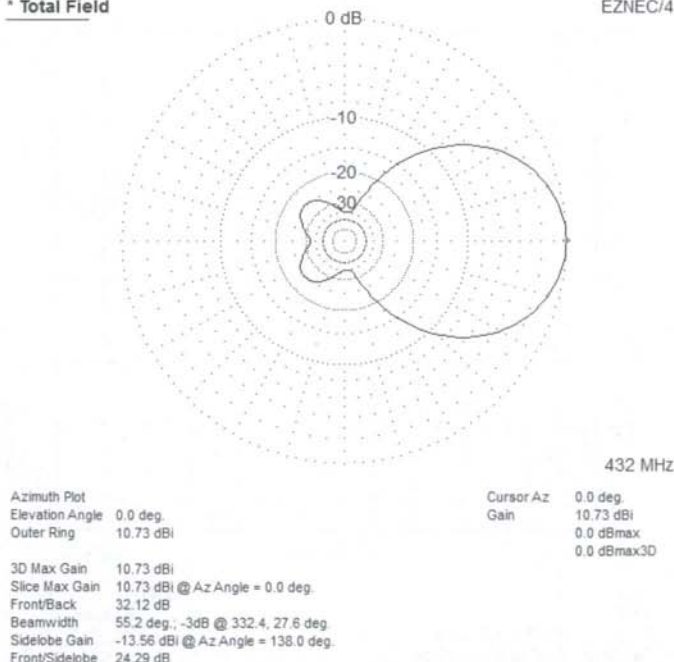
| X position | Circumference | Diameter | X position | Circumference | Diameter |
|------------|---------------|----------|------------|---------------|----------|
| mm         | mm            | mm       | inches     | inches        | inches   |
| 0          | 718           | 228.5    | 0          | 28.25         | 9.0      |
| 203        | 732           | 233.0    | 8.0        | 28.8          | 9.17     |
| 287        | 697           | 221.9    | 11.3       | 27.4          | 8.72     |
| 376        | 660           | 210.1    | 14.8       | 26.0          | 8.28     |
| 472        | 607           | 193.2    | 18.6       | 23.9          | 7.61     |
| 602        | 594           | 189.1    | 23.7       | 23.4          | 7.45     |

**Table 2: Dimensions of the prototype POLLY for 70cm.**

The predicted performance is shown in Figures 9 through 11.

\* **Total Field**

EZNEC/4



**Figure 9: E-plane pattern of the 6 element prototype for 70cm.**



\* Total Field

EZNEC/4

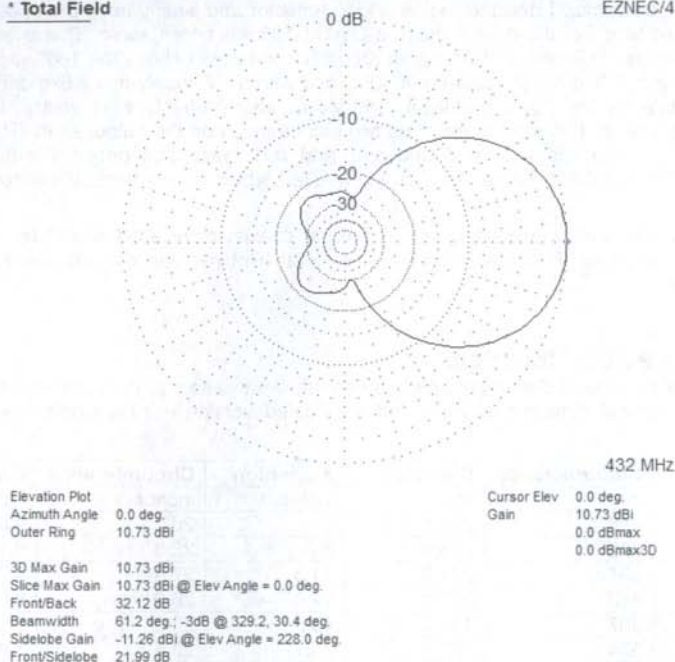


Figure 10: H-plane pattern of the prototype 6 element for 70cm.

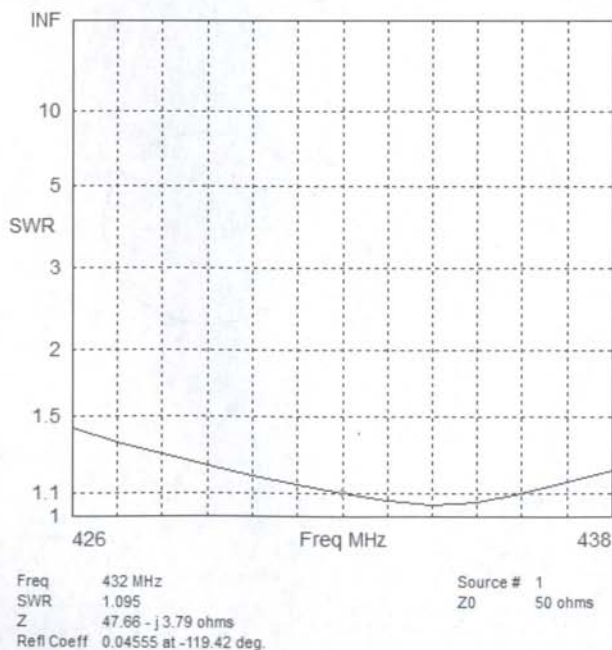
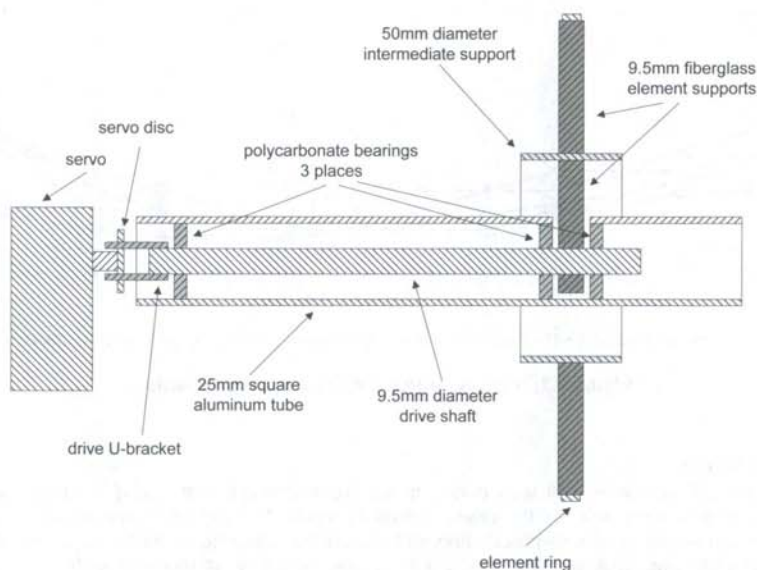


Figure 11: SWR plot of the 6element prototype for 70cm.

Element material was flat strip aluminum 6.3mm wide by 1.6mm thick (1/4" by 1/16"), except for the driven element, which is the same size flat strip but of brass to facilitate connection of the feed. The boom is 25mm (1") square aluminum tube. The construction details of this part of the antenna are shown in Figure 12. The element supports are 9.5mm (3/8") diameter fiberglass rods made from electric fence supports. They are fixed through the boom with 4mm screws. The two reflectors can't use this construction method because it would interfere with the drive shaft, so here nylon shoulder washers are used to fix the element supports to the boom.

The drive shaft runs through the middle of the boom, and is supported by three polycarbonate bearings; two either side of the driven element support, and one at the first reflector position. Note that the driven element needs to rotate by 180°, so I used a one-sided support that drives an intermediate ring 50mm (2") in diameter by about 50mm long, located outside the boom. The two driven element supports are then fixed to this. The drive shaft is a length of 9.5mm (3/8") diameter fiberglass rod.

At the servo end, I cut down the supplied sail winch pulley wheel to 22mm (7/8") diameter and drilled two holes opposite each other and equidistant from the center. These holes fit over a U-shaped bracket fixed to the drive shaft. This arrangement allows simple fitting of the servo to the drive shaft. Finally, the servo is fixed to the boom via simple brackets. If necessary, a small screened enclosure can be fitted over the servo.



**Figure 12: Cross section showing basic construction of the reflector-end boom showing the drive mechanics. For clarity the two reflectors are not shown. Not to scale.**

## Performance of the Prototype

The first tests revealed a major error in the center frequency...it was at 418MHz rather than 432MHz! This caused a period of flailing about trying to figure out where the error was. I finally realized that I had screwed up badly with the dimensions. The model used loops consisting of 10 linear sections, and in my haste I had taken the diameters to be the extreme widths of the loop, whereas I should have used the actual modeled loop periphery and divided by  $\pi$ . Also, to compound my idiocy, I assumed that 10 sections were enough to accurately represent the loop. Well, 10 are not enough...30 are needed to accurately represent the loops. Both these errors contributed to the incorrect center frequency. The total error coincided almost exactly with what I had measured...thank goodness. However, even though the center frequency was wrong, swinging the driven element through its polarization range produced very little change in the SWR plot.

I was able to quickly shorten the elements, and measure the SWR using my AEA SWR 121, and the results are plotted in Figure 13, for vertical-, 45 degrees-, and horizontal polarization. Note that vertical



polarization corresponds to having the parasitic element supports at the voltage node, and this does indeed show SWR that is very close to the modeled values, with a small frequency offset. Note also that the resolution of my SWR meter is 0.1, so this explains the stair step plots. The other polarizations do show changes in the SWR plots but they are not at all serious, with a maximum SWR at 432MHz for all of them of 1.2:1. Some of the variation is no doubt attributable to the influence of the support struts, but some is also caused by the less-than-accurate rotation of the driven element. I did a very crude check on the F/B ratio and it seems to be at least 20dB, although the test area was not in the clear, with many nearby objects that could cause reflections. The cross-polarization rejection appeared to be in the region of 15 dB, but I will check this when I do a more accurate test in the open when the Florida sun is not beating down so hard!

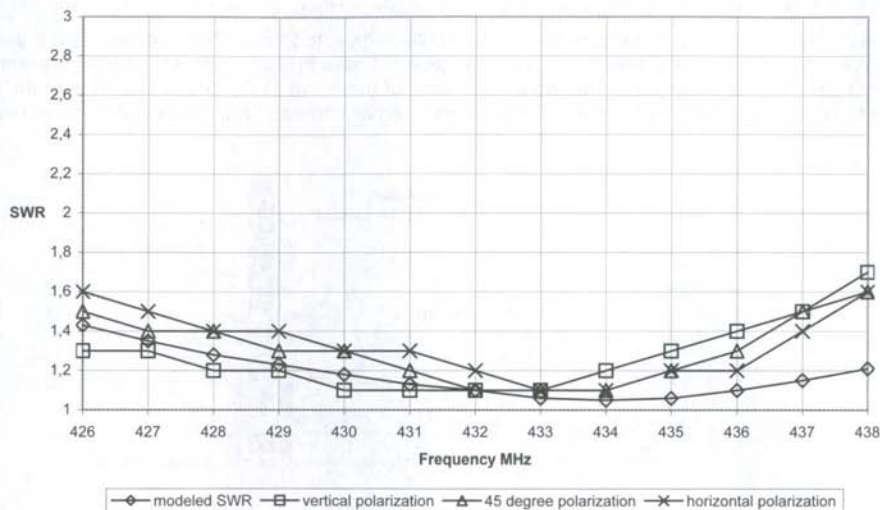


Figure 13: Prototype POLLY SWR measurements.

## Additional Notes

1) This scheme will not work well with conventional crossed yagis that use a rotating pair of driven elements instead of a fixed pair. As the driven elements rotate, the pattern is reasonably well controlled but the SWR changes by an unacceptable amount because the coupling between the driven element and its neighbors changes quite dramatically. This is not the case with quad or loop elements.

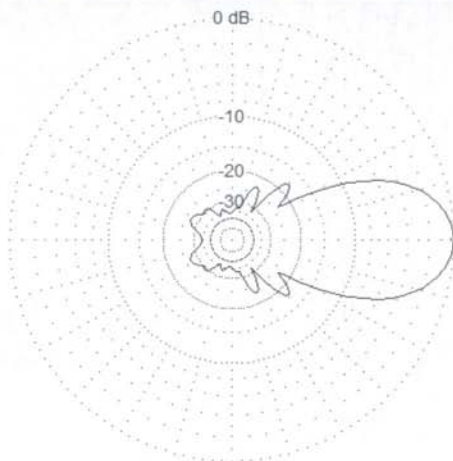
2) A loop or quad yagi can also be used to generate circular polarization. All this needs is a second feed point in the driven loop at a position  $90^\circ$  around the loop from the first, having  $\pm 90^\circ$  relative phase shift. This phase shift is easily provided with an air-cored transmission line built inside the driven element. All other elements are unchanged. One advantage of a circularly polarized loop yagi is that it is much easier to optimize than an end-fire helical, because the antenna elements are not continuous, but discreet. Also, the polarization sense can be changed simply by rotating the driven element around its z-axis.

3) I have designed POLLYs that have very flat SWR curves, but they have very close driven element to first director spacing. The SWR performance is critically dependent on maintaining the correct spacing for any polarization angle, so I did not base my prototype on these antennas. However, this problem could be overcome by rotating both the driven element and the first director, so that they are locked at the correct spacing. See the note below.

4) As with conventional yagis, the taper of both the element spacing and length affects both the gain and the sidelobe level. With a slow taper in the "launcher" part of the antenna, the sidelobe levels are reduced, and the number of them for a given boom length increases. The gain is also reduced marginally. An example of an antenna with slow taper and close-spaced director is a 17 element design on a  $3.2\lambda$  boom, i.e. the same boom length as the 13 element design described above. The performance of this is shown in Figures 14 through 16. This antenna has a folded loop feed.

\* Total Field

EZNEC/4



144 MHz

Azimuth Plot  
Elevation Angle 0.0 deg.  
Outer Ring 15.45 dBi

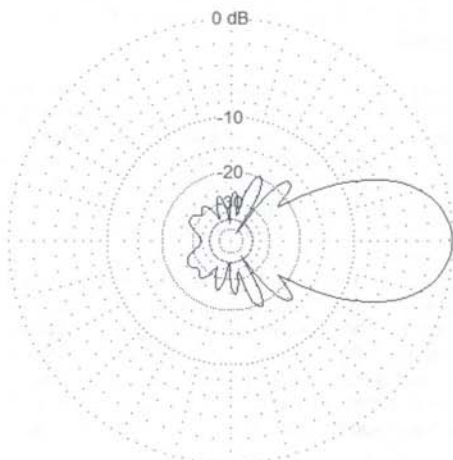
Cursor Az 0.0 deg.  
Gain 15.45 dBi  
0.0 dBmax  
0.0 dBmax3D

3D Max Gain 15.45 dBi  
Slice Max Gain 15.45 dBi @ Az Angle = 0.0 deg.  
Front/Back 34.0 dB  
Beamwidth 33.4 deg., -3dB @ 343.3, 16.7 deg.  
Sidelobe Gain -2.28 dBi @ Az Angle = 44.0 deg.  
Front/Sidelobe 17.73 dB

Figure 14. E-plane pattern of the 17 element broad-band POLLY

\* Total Field

EZNEC/4



144 MHz

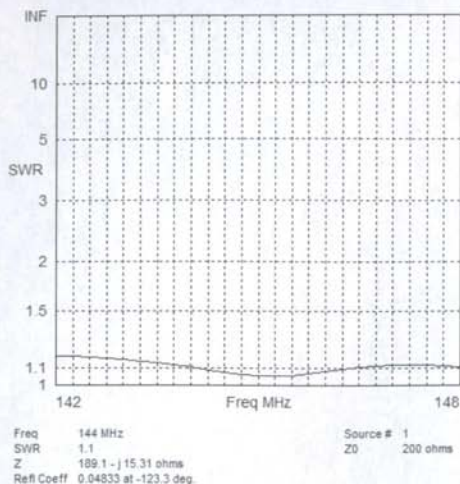
Elevation Plot  
Azimuth Angle 0.0 deg.  
Outer Ring 15.45 dBi

Cursor Elev 0.0 deg.  
Gain 15.45 dBi  
0.0 dBmax  
0.0 dBmax3D

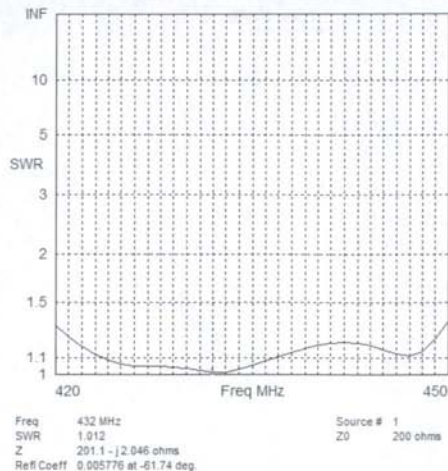
3D Max Gain 15.45 dBi  
Slice Max Gain 15.45 dBi @ Elev Angle = 0.0 deg.  
Front/Back 34.0 dB  
Beamwidth 34.7 deg., -3dB @ 342.7, 17.4 deg.  
Sidelobe Gain -1.21 dBi @ Elev Angle = 316.0 deg.  
Front/Sidelobe 16.66 dB

Figure 15. H-plane pattern of the 17 element broad-band POLLY





**Figure 16 (left): SWR plot of the 17 element broadband POLLY with folded loop feed.**



**Figure 17 (right): SWR plot of the 17 element broadband POLLY for 70cm.**

The gain of this 3.23  $\lambda$  long antenna is 13.11dBd and G/T with a stacking distance of 3.8m in both the E- and H-planes is -2.27dB. This is comparable to that of the 13-element POLLY detailed above, but of course uses 4 more elements. However, it has a very good pattern over the whole 2m band, with a worst-case F/B ratio of 21.7dB at 148MHz, where the gain is 15.7dBi for a single yagi.

This antenna, when re-scaled for the 432MHz band, has very good performance over the whole 420 to 450MHz band. The patterns at 432MHz are virtually the same as those at 144MHz, and the SWR plot is shown in Figure 17. As can be seen from Figure 17 the SWR over the entire US 70cm band is < 1.4:1. At 420MHz this antenna has a gain of 14.8dBi and a F/B ratio of 21.43dB. The corresponding numbers at 450MHz are 15.75dBi and 21.28dB.

5) On the prototype I used a single loop as the driven element. The feed system is the same as used by G3JVL, and uses UT-141 coax that drops directly to the intermediate ring. At that point a second coax pigtail is connected that runs out to the back of the antenna. It is important to note that this system is not a true balun because current still flows on the outer conductor at the bottom of the feed cable, so it does affect the pattern slightly. In a practical installed antenna, the feed cable could be flexible Teflon-insulated, dropping down to the intermediate ring and fixed to it with cable ties, then wrapped in a loose helix around the boom towards the back of the antenna to a connector mounted there. I have simulated this system and it has little influence on SWR or pattern. For the purist, the driven element may be a "folded loop". Like a folded dipole, this multiplies the feed point impedance by four, and allows the use of a classic 4:1 balun, which doesn't have the above problem. For the 144 MHz band the folded loop consists of two loops separated by about 30mm or so along the x-axis (for 5mm diameter elements), connected together with two straps  $\pm 90^\circ$  from the feed point. The feeder may then be 200  $\Omega$  balanced line down to the balun. This feed system also improves the SWR bandwidth somewhat because the folded loop driven element forms a "fat" element. It may seem that the top half of one of the loops is redundant, but in fact it keeps the driven element nicely electrically balanced.

## Conclusions

These experiments, both simulated and measured on a real prototype, show that the POLLY design is very effective at providing fully variable polarization in a yagi. The resulting designs have performance that is equal to their peers. As is usual, building a prototype brings out some flaws in the original design. In this case, my next design will use needle bearings at the ends of the intermediate ring in order to better support it and ensure precise rotation. These bearings are readily available and at very reasonable cost, and I will use round tube for the boom.

The broadband design is very flexible in that it can cover the entire 70cm band with excellent pattern and

SWR <1.4:1 across the whole band. The version for 2m has SWR < 1.2:1 over the entire 144 to 148MHz band. The ability to vary the polarization sense along with its very broadband characteristics means that it can be used with equal effectiveness for both horizontally and vertically polarized work. Its G/T performance matches most other contemporary low noise yagis but the addition of variable polarization gives it a major advantage for moonbounce work. One important point to note is that the size of servomotor required is independent of the antenna size...a servo for a six element antenna will work fine for a 30 element antenna. Another advantage of this design is that the effects of a conducting boom, close to or penetrated by the elements, are non-existent. This means that element dimensions can be taken straight from the simulation file without squirrely corrections. The effects of the element supports seem to be minor, at least at 432MHz, and are probably even less so at 144MHz.

The designs shown here are for the 2m and 70cm bands, but they can be rescaled for the microwave bands I am sure with equally excellent performance.

*Fig. 18 to 20 (pictures): see at the end of the German version below.*

## References

- [1] K1FO, "Rear-Mount Yagi Arrays for 432-MHz EME: Solving the EME Polarization Problem", ARRL Antenna Compendium, Volume 3.
- [2] ARRL Handbook, Volume 10.
- [3] Brian V Cake, KF2YN, "Antenna Designer's Notebook", ARRL, 2009
- [4] "VHF/UHF Handbook", Radio Society of Great Britain, 1997
- [5] <http://www.vhfdx.info/VE7BQH.html>

Copyright © Brian V Cake 2012. All Rights Reserved

# POLLY: Techniken zum Bilden von Hochleistungsyagis für VHF/UHF mit variabler Polarisation

von Brian Cake, KF2YN

## Einleitung

Bei vielen Fällen der Weltraumkommunikation und ganz speziell bei EME ist es wünschenswert ein Antennensystem zu haben, bei dem die Polarisation schaltbar oder variabel ist. Das ermöglicht eine Optimierung der Signalstärke, die andernfalls aufgrund verschiedener Faktoren verschlechtert würde. Bei EME sind dies die geographische Polarisationsdifferenz und Faraday-Rotation. Diese sollen hier nicht weiter diskutiert werden, man kann darüber anderswo nachlesen, z.B. in [1] und [2]. Für die Polarisationsproblematik gab und gibt es verschiedene Lösungen. Eine ist die Verwendung zirkularer Polarisation. Leider weist das „Arbeitspferd“ Helixantenne einen deutlichen Verlust auf, wenn sie dort verwendet wird, wo ein QSO-Partner eine linear polarisierte Antenne benutzt. Selbst wenn beide Antennen beim Sender und Empfänger zirkular polarisiert sind, ist es nötig, da durch die Reflektion an der Mondoberfläche die Polarisation umgekehrt wird, z.B. mit linksdrehender zirkularer Polarisation zu senden und mit rechtsdrehender zu empfangen. Es wäre allerdings möglich, individuelle Helix-Antennen für links- und rechtsdrehende zirkulare Polarisation auf dem gleichen Boom zu montieren, ohne dass diese sich zu sehr gegenseitig beeinflussen.

Im ARRL Antenna Compendium, Volume 3, beschreibt K1FO eine Methode, wie man eine komplette Gruppe aus 16 Yagis für 432 MHz mechanisch dreht [1]. Obwohl das erfolgreich funktioniert, ist die mechanische Konstruktion für die meisten von uns doch nicht realisierbar. Eine gebräuchlichere Methode ist, zwei Yagis im rechten Winkel zueinander auf einen Boom zu bauen und dann zwischen den beiden



für lautes Signal hin- und herzuschalten. Ausgeklügelte Umschaltssysteme können schalten zwischen horizontaler, vertikaler, 45°, 135° und links- und rechtsdrehender zirkularer Polarisation [4]. Diese Systeme benötigen aber viele Schalter bzw. Relais und viele Phasenleitungen und Splitter, so dass sich Verluste schnell aufaddieren. Außerdem liefern sie keine perfekte Lösung für alles, da z.B., wenn zwei Antennen während des Empfangs auf 45° eingestellt sind, aber ein Signal mit 40° oder 50° einfällt, die resultierende G/T-Verschlechterung (nach Abb. 1) ca. 0.7 dB beträgt, was ungefähr die Differenz zwischen der besten und schlechtesten Yagi der gleichen Boomlänge ist.

Eine andere Anwendung einer Yagi mit variabler Polarisation ist bei einer Feststationsantenne, für die vertikale und horizontale Polarisation erwünscht ist, z.B. als DX-Antenne (horizontal) und als Antenne für Betrieb über Relais oder mit Mobilstationen (vertikal).

## Eine Lösung

Während ich eines morgens vor dem Ausstehen in den Tag hinein träumte, dachte ich über Antennen nach und wie man dieses Problem lösen könnte. Ich dachte daran, dass die Polarisation einer Loop-Yagi nur von der Polarisation des Erregers abhängt. Das liegt daran, dass die Loop-Yagi rotationsymmetrisch um die Boomachse ist. Ich habe das mit EZNEC simuliert und es stellte sich als wahr heraus. Wenn man also die gespeisten Elemente einer Gruppe von Loop-Yagis mit Motoren oder irgendwelchen Aktuatoren versehen könnte, um sie um 180° um den Boom zu drehen, dann würde man eine voll variable Polarisation erreichen.

Eines der Probleme, die ich hatte, bestand darin, dass sämtliche Loop-Yagis, die ich in der Vergangenheit entworfen habe, schlechte Nebenzipfel aufweisen und deshalb relativ schlechte Rauschtemperatur-Eigenschaften haben im Vergleich zu den gegenwärtigen rauscharmen Yagis. Ich wusste nicht, ob dies nun einfach daran lag, dass sie nicht diesen langen Prozess von Optimierungen erfahren haben, der zu den modernen Yagis geführt hat, oder, weil der Optimierungsprozess bei Loop-Yagis schwieriger ist.

Was den Gewinn angeht, habe ich in der Vergangenheit gezeigt, dass Loop-Yagis ein ganz wenig mehr Gewinn als normale Yagis für eine gegebene Boomlänge aufweisen, diesbezüglich sollte es also kein Problem geben [3]. Ich entschloss mich zu untersuchen, ob große Nebenzipfel eine Eigenheit von Loop-Yagis sind, oder ob sie wegoptimiert werden können, wie bei Yagis.

Auch wenn ich mir sicher war, dass es leicht wäre, die rotierbare Anordnung zu designen, muss man daran denken, dass, was immer man auch verwendet, es bei EME sehr hohe Leistungen aushalten muss. Das war also etwas, das Sorgen bereitete. Immerhin muss das System nicht während des Sendens funktionieren, darf aber natürlich dadurch nicht ungewollt die Position verändern. Ebenso wichtig ist, dass das Ändern der Polarisation während der Empfangsoptimierung kein störendes Rauschen im Empfänger verursacht.

Ich entschied mich, Lionel, VE7BQH, einen anerkannten Experten, nach Rat zu fragen, ob ein System, basierend aus individuellen Yagis, von denen jede variable Polarisation hat, eine potentielle Lösung für das Polarisationsproblem sein würde. Bis vor einiger Zeit hat er eine Kollinear-Gruppe aus 394 Elementen, die komplett drehbar war, für EME benutzt. Er betonte, dass mit Ausnahme von Kontesten, seine Kollinear-Antenne ein „Killer“ war, weil die Polarisation vollständig justierbar war. In Kontesten ging das aber nicht so gut, weil hier die Geschwindigkeit des Polarisationswechsels relevant ist, weil die Kontakte so kurz und schnell sind. Deshalb waren hier Stationen mit (schnell) schaltbaren Polarisierungen im Vorteil. Ein einzelnes Speiseelement einer Loop-Antenne hat viel weniger Massenträgheit als eine komplette Yagi oder eine ganze Gruppe, so dass die Geschwindigkeit auch ohne große Motoren relativ schnell sein sollte. Lionel ermunterte mich vorsichtig mit der Arbeit weiter zu machen und einen Prototypen zu bauen, um das Prinzip zu verifizieren.

In diesem Artikel werde ich die Verbesserung zeigen, die durch die Verwendung einer Loop-Yagi mit variabler Polarisation erhalten werden kann, sowie einen Prototypen einer 6-Element-Antenne für das 70-cm-Band vorstellen, den ich entwickelt und getestet habe, um das Funktionieren des Prinzips zu beweisen. Dieser Artikel dient nicht dazu, eine komplette Anleitung dafür zu geben, wie man meinen Prototypen nachbauen kann, aber er kann interessierten Lesern einige Ideen geben, so dass er ein System nach seinen eigenen Anforderungen bauen kann. Die Abkürzung die ich für diese Antenne gewählt habe, heißt **POLLY** für **POL**arisierbare **Loop Yagi**.

## Effekt des Polarisationsversatzes auf das G/T

Abb. 1 zeigt die klassische Kurve des Gewinnverlustes gegenüber dem Fehler der Polarisations-einstellung. Der Gewinn fällt um ca. 0.5 dB bei einem Fehler von  $\pm 20^\circ$  und bei  $\pm 25^\circ$  ist der Gewinn um 0.85 dB herabgesetzt. Wir sollten zu Kenntnis nehmen, dass in der realen Welt die Polarisation des von der Mondoerfläche reflektierten und die Ionosphäre durchlaufenen Signals (zweimal) nicht uniform ist,



sondern ein Band an Polarisierungen um den Hauptwinkel herum vorhanden ist. Mir sind hierfür aber keine publizierten Messungen bekannt, so dass wir annehmen, dass der Polarisationswinkel ein einziger Wert zu einer bestimmten Zeit ist und für jeden einzelnen Polarisationsfehler.

**Abb. 1: Effektive Gewinnabnahme durch den Fehler bei der Polarisationsübereinstimmung für lineare Polarisation.**

Wir können diese Daten verwenden, um vorherzusagen, wie das G/T einer Yagi für jeden Fehler-Winkel sein wird. Für diese Übung habe ich mal die besten und schlechtesten G/T von 9 Yagis, für die Daten in den VE7BQH-Tabellen veröffentlicht wurden, genommen [5]. Es wurden Antennen mit einer Boomlänge von  $2 \pm 0.1 \lambda$  ausgewählt. Für diese habe ich den realen G/T ausgerechnet, den man erhält, wenn der Polarisationsfehler zwischen Null und  $\pm 90^\circ$  beträgt (Himmels- und Erdruschen bleiben konstant, aber der effektive Gewinn fällt ab, so dass das G/T niedriger wird). Ich habe angenommen, dass das G/T der Antenne konstant ist für eine jede Polarisationsorientierung relativ zur Erde, obwohl wir uns daran denken sollten, dass das G/T einer horizontal polarisierten Yagi generell schlechter ist, als bei vertikaler Polarisation, weil in der H-Ebene die Nebenzüpfel größer sind als in der E-Ebene, und auch, weil im Allgemeinen, der Öffnungswinkel in der E-Ebene kleiner ist als in der H-Ebene. Ich habe die Daten für eine 10-Element-Loop-Yagi, die ich entwickelt habe und die eine Boomlänge von  $2.02 \lambda$  hat, hinzugefügt. Für diese Antenne habe ich die beiden Fälle von fester und variabler Polarisation berechnet. Die entsprechenden Kurven sind in Abb. 2 gezeigt. Natürlich gehört der Plot der Yagi mit der variablen Polarisation nicht wirklich in dieses Diagramm, weil der Polarisationsfehler immer Null beträgt, aber er ermöglicht einen einfachen Performancevergleich.

Einige interessante Schlüsse können durch ein Studieren der Abb. 2 gezogen werden. Der erste ist, dass der Effekt auf das G/T durch Polarisationsunterschiede auch für nur kleine Fehlerwinkel groß ist, wie wir uns vielleicht schon aufgrund Abb. 1 gedacht haben mögen.

Der zweite Punkt ist, dass das Kämpfen um ein Design mit fester Polarisation, das vielleicht nicht einmal 1 dB besser beim G/T ist als andere, in die Bedeutungslosigkeit gerät, wenn man es mit einem Design vergleicht, dass die Polarisation variieren kann (der Unterschied im G/T für alle konventionellen Yagis liegt nur bei ca. 0.75 dB).

Der dritte Punkt ist, dass die Verwendung der 10-Element POLLY im Modus der variablen Polarisation eine G/T-Performance ergibt, die besser ist als die beste der anderen Yagis bei jedem Fehlanpassungswinkel von größer  $\pm 15^\circ$ . Das bedeutet, dass, wenn die Polarisationsfehlanpassung eine zufällige Zahl zwischen 0 und  $\pm 90^\circ$  ist, dann die Wahrscheinlichkeit dafür, dass die Yagi mit der variablen Polarisation ein besseres G/T hat als die feste Antenne, ungefähr 83% beträgt, d.h. in über 8 von 10 möglichen QSOs hat die Yagi mit variabler Polarisation eine größere Chance auf Erfolg.

**Abb. 2: Effektives G/T für verschiedene  $2 \pm 0.1 \lambda$  Antennen als Funktion des Polarisationsfehlers.**

Aus oben Gesagtem ist klar, dass eine einfache Hochleistungs-Loop-Yagi mit variabler Polarisation ihr Gewicht in Gold wert ist, im Vergleich zu sogar den allerbesten konventionellen Yagis.

## Design der Loop-Yagi

Die Loop-Yagi wurde für den amateurgebrauch durch G3JVL bekannt gemacht. Sie wird aber vorwiegend auf den Mikrowellenbändern oberhalb von 70cm und bis zu ca. 6 GHz eingesetzt. Eine ihrer Vorteile besteht darin, dass das Speisesystem einen effektiven Balun bildet. Die Antenne besteht aus ringförmigen Elementen aus (normalerweise) flachen Metallstreifen, die so am Boom befestigt werden, dass der Boom mit der Aussenseite der Ringe in Kontakt ist.

Die Loop-Yagi ist eine Variante der Quad-Yagi, und weil es für die meisten Selbstbauer einfacher ist, eine Quad zu bauen als eine echte Loop-Yagi, habe ich untersucht, ob für sie die selben Polarisationsmöglichkeiten bestehen. Ich fand, dass es fast keinen Unterschied gab hinsichtlich der Leistungsdaten einer Loop und einer Quad, mit Ausnahme, dass aus einer Reihe von Gründen der Gewinn einer Quad-Yagi einer gegebenen Länge einige Zehntel dB niedriger ist als der einer gleichlangen Loop-Yagi. Während ich Loop-Yagis für 144 MHz optimierte, fand ich heraus, dass die Konstruktions-technik von G3JVL, einen leitenden Boom zu verwenden, nicht für Antennen mit variabler Polarisation funktioniert. Das liegt darin begründet, dass bei einer konventionellen G3JVL-Loop-Yagi der Boom an einer der beiden Stellen der Schleife befestigt ist, die ein Strommaximum hat. Es stellte sich heraus, dass, wenn die Polarisation gedreht wird und der Befestigungspunkt der Schleife nicht im Strommaximum liegt, longitudinale Stöme im leitfähigen Boom induziert werden und die Antenne damit ziemlich unbrauchbar wird. Zum Glück war mir dieses Problem bereits bekannt aufgrund meiner Arbeiten mit der Boxkite-Yagi



[3]. Das bedeutet, dass die Schleifen bei einem leitenden Boom so montiert werden müssen, dass dieser in der Mittelachse der Schleifen liegt. Das alles gilt natürlich nicht für nicht leitende Booms. Die resultierende Konstruktion ist ein wenig komplexer als die einer konventionellen Loop-Yagi, aber sie ist immer noch relativ einfach herstellbar. Die von mir verwendete Methode mit einzelnen Fiberglas-Stützkreuzen für jedes Element hat den Vorteil, dass es keinen Boom-Effekt gibt, über den man nachdenken müsste, unter der Annahme, dass ein metallischer Boom mehr mit den Elementen interagiert als ein dielektrischer Boom.

Die Fiberglas-Elementstützen aber weisen ein potentiell Problem auf, weil in den Reflektoren und Direktoren, sobald die Polarisation gedreht wird, der Spannungsgegenknoten (Punkt des maximalen Potentials) ebenso um diese Elemente herum wandert und an einigen Stellen mit den Positionen der Stützen deckungsgleich ist. Wenn das geschieht, wird die dielektrische Konstante des Materials das Element zu einer niedrigeren Frequenz hin verstimmen und ggf. das SWR und das Diagramm beeinflussen.

Leider habe ich keinen Zugang zu einem Simulationsprogramm, das mir ermöglichen könnte diesen Effekt zu modellieren, so dass ich einen Trick verwendet habe, um etwas Einblick zu erhalten, inwieweit die Verstimmung die Leistung beeinflussen könnte.

Alles was ich dazu gemacht habe, war das Hinzufügen von kurzen Radialdrähten an den gegenüberliegenden Seiten der parasitären Elemente, um so irgendwie die Effekte der Verstimmung zu simulieren. Wie zu erwarten verhielt sich der erste Direktor am sensibelsten und Radialdrähte von 20mm Länge waren ein Desaster. Sie beeinflussten SWR und Diagramm, wenn die Polarisation gedreht wurde. Seltsamerweise war das nur beim derartigen „Beladen“ des ersten Direktors alleine der Fall, der Effekt war weitaus unkritischer, wenn bei all den anderen parasitären Elementen eine ähnliche Beladung stattfand. Das war eine nützliche Information, aber natürlich nur qualitativer Art, aber ich war gewarnt, dass die Leistung sich ändern könnte aufgrund der Elementhalterungen. Ein möglicher Weg diesen Effekt abzuschwächen, wäre es, dünnere Halterungen beim 1. Direktor zu nehmen oder eine sich nach aussen verjüngende Struktur oder ein Rohr anstatt eines massiven Stabs. Beim Speiseelement habe ich darauf geachtet, dass der Fußpunkt sich nahe an der Stütze befindet, so dass sich dort der Spannungsknoten befindet. Eine weitere Option wäre, sowohl gespeistes Element als auch 1. Direktor zusammen zu drehen, in dem man sie beide vom selben Halter tragen lässt. Wenn der Halter des Direktors an einem Spannungsknoten fixiert ist, dann rotiert dieser zusammen mit dem Speiseelement und das Problem wird vermieden. Diese Methode hat auch noch einen weiteren Vorteil, zu dem wir später noch kommen werden.

Ich entschied mich dafür einen Prototyp einer Loop-Yagi für 144 MHz zu entwickeln, weil die Leistung der heutigen 144-MHz-Yagis ausführlich in den VE7BQH-Listen dokumentiert ist. Ich begann den langwierigen Prozess der Optimierung mit den selben Techniken, die ich auch bei konventionellen Yagis verwende. Ich passte auf, dass ich nicht nahe an das Super-Gewinn-Limit heran kam, das Designs produziert, die ein hohes Q aufweisen und sehr gute Daten bei den Nebenzipfeln, aber nur über einen begrenzten Frequenzbereich. Im Grundsatz simulierte ich eine Serie von Antennen, die sowohl in der Abnahme des Abstands der Direktoren als auch der Abnahme des Schleifendurchmessers variierten.

Diese Arbeit zeigte, dass eine gut designte Loop-Yagi genau so gut arbeiten kann wie konventionelle Yagis hinsichtlich G/T, Diagramm-Bandbreite und SWR-Bandbreite. Von den vielen Designs, die dabei heraus kamen, will ich die Simulationsdaten für eine 10-Element-Version auf einem 2.0  $\lambda$ -Boom und für eine 13-Element-Version auf einem 3.14  $\lambda$ -Boom zeigen. Ich habe auch eine 6-Element-Version entwickelt, die ich dann auf 70cm umgerechnet habe, um als Prototyp zum Nachweis des Arbeitens des Prinzips zu dienen. Die 10-Element-Version verwendet ein konventionelles Speiseelement nach G3JVL mit Balun, während bei der 13-Element-Version eine gefaltete Loop zum Einsatz kommt, was eine Adaption eines Faltdipols ist. Das erlaubt die Verwendung eines konventionellen 4:1 Baluns (siehe weiter unten). Die gefaltete Loop vergrößert auch den effektiven Durchmesser des Speiseelementes und vergrößert somit die SWR-Bandbreite. Die 10-Element-Version verwendet Elemente mit 12,7mm (0,5") Durchmesser, während bei der 13-Element-Version 5mm (3/16")-Elemente zum Einsatz kommen. Dies um einfach aufzuzeigen, dass das Design für jeden üblichen Elementdurchmesser anpassbar ist. Der Prototyp für 70cm verwendet 5mm-Elemente, aber ich habe einen virtuell äquivalenten flachen Streifen verwendet (6,3mm breit und 1,6mm dick).

Die Leistungsdaten der 10- und 13-Element Antennen sind in Abb. 3 bis 8 dargestellt.

**Abb. 3: Diagramm der E-Ebene der 10-Element POLLY.**

**Abb. 4: Diagramm der H-Ebene der 10-Element POLLY.**



Abb. 6: Diagramm der E-Ebene der 13-Element POLLY.

Abb. 7: Diagramm der H-Ebene der 13-Element POLLY.

Abb. 5: SWR-Plot der 10-Element POLLY.

Abb. 8: SWR-Plot der 13-Element POLLY.

| ANTENNEN-TYP | L (WL) | Gewinn (dBd) | E (M) | H (M) | Ga (dBd) | Tlos (K) | Ta (K) | F/R (dB) | 1. NZ (dB) | 2. NZ (dB) | Z (ohm) | VSWR | G/T Bandbreite (dB) |
|--------------|--------|--------------|-------|-------|----------|----------|--------|----------|------------|------------|---------|------|---------------------|
| POLLY 10     | 2.0    | 11.76        | 3.20  | 3.20  | 17.79    | 3.50     | 251.0  | 21.5     | 15.8       | 21.5       | 47.6    | 1.17 | -4.07               |
| POLLY 13     | 3.14   | 13.38        | 3.80  | 3.80  | 19.39    | 4.0      | 239.9  | 26.0     | 13.71      | 19.5       | 51.0    | 1.19 | -2.27               |

Tabelle 1: Leistungsdaten der 10- und 13-Element POLLYs im VE7BQH-Tabellenformat.

Wie haben bereits die POLLY 10 mit Yagis gleicher Boomlänge in Abb. 2 verglichen. Eine Studie von Tabelle 1 und der aktuellen VE7BQH-Tabelle (Juni 2012) wird zeigen, dass die POLLY 13 ein gutes Ergebnis liefert. In Relation zu ihrer Vergleichsgruppe von 19 Yagis, die Boomlängen von  $3.14 \lambda \pm 0.1 \lambda$  aufweisen, steht sie an drittbester Stelle beim G/T. Es gibt noch etwas mehr bezüglich der Leistung der POLLYs zu sagen, was weiter unten diskutiert wird.

## Der Antriebs-Mechanismus

Es gibt viele Arten die Antriebsachse zu drehen. Es gibt so viele Steppermotoren, Servomotoren mit ihren zugehörigen Steuerungen, dass es unmöglich ist, den absolut besten auszuwählen. Servomotoren, wie sie im RC Modellbau eingesetzt werden, sind interessant, da sie günstig sind und für verschiedene Drehmomente verfügbar sind. Auch gibt es günstige manuelle oder computergestützte Steuerungen dafür. Servomotoren sind deshalb von Vorteil, weil sie so mit einer Rückkopplungsschleife für die Position arbeiten, dass für ein gegebenes Eingangssignal die relative Position immer erhalten bleibt. Einfache Steppermotoren machen das nicht, haben aber den Vorteil, dass sie nicht „dynamisch“ sind, sobald sie einmal in Position sind, das ist bei Servomotoren nicht so. Ein mögliches bedeutendes Problem bei Servomotoren ist die Einstrahlungsfestigkeit. Ein System, bei dem das lokale starke Feld das Arbeiten des Servos stört, ist natürlich inakzeptabel. D.h., dass das ganze Servomotor-System, inkl. Motor, Verbindungskabel und Controller einstrahlungsfest sein muß. Ich habe meinen Servo Futaba S3004 mit einem FT817 auf 2m getestet. Mit 5W und der Gummiwurst fängt der Servo an ab einem Abstand von ca. 125mm zu spinnen. Die Simulation zeigt, dass das Nahfeld an diesem Punkt 42V/m hat. Die Simulation der 6-Ele.-Loop-Yagi mit 250 Watt zeigt im Zentrum des 1. Reflektors 66V/m. Es könnte also möglich sein, mit etwas Abschirmung und Filterung das Problem zu lösen.

Dennoch hatte ich hier immer noch ein schlechtes Gefühl wegen der hohen Leistungen, die das Servosystem stören könnten und ich überlegte, dass bei einer Parabolspiegelantenne mit variabler Polarisierung dies kein Problem ist, weil der Spiegel selbst als sehr effektive Abschirmung wirkt, da sich der Antriebsmotor dahinter befindet. Ich überlegte, dass ein Drahtnetzreflektor anstatt des normalen Reflektors den selben Zweck erfüllen würde. Ich habe also Reflektor 1 durch ein 800 x 800mm Drahtnetz ersetzt, dass einen Maschenabstand von 25mm hat und... Bingo! Das Feld im Zentrum und direkt dahinter fiel von den 42V/m ab auf 0.44V/m. Das Ersetzen des Reflektors mit dem Drahtnetz hat die sonstige Antennenleistung nicht signifikant beeinflusst. Da das ganze aber wirkt wie mit Kanonen auf Spatzen zu schießen, habe ich mich doch entschieden einen normalen Loop-Reflektor zu verwenden und das Servo in einer abgeschirmten Box unterzubringen. Für den Antrieb habe ich einen GWS S125 Segelwinden-Servo genommen. Diesen gibt es in drei Rotations-/Winkelversionen, 0,5 Umdrehungen (180°), 1 Umdrehung (360°) und 6 Umdrehungen. Ich habe die Version 180° gewählt. Dieser Servo hat ein starkes Drehmoment von 6.6kg-cm bei 4.8V und bei 6V 7.6kg-cm, das ist mehr als nötig für den 70cm-Prototyp und würde wahrscheinlich auch gut in der 2m-Version funktionieren, allerdings mit weniger Reserve. Er ist versiegelt, hat zwei Kugellager am Schaft, ist klein, leicht und günstig. Für die 180° werden 0.75 Sekunden benötigt. Als Controller habe ich einen G.T. Power CCPM Servo Consistency Master ausgewählt, der manuelle Kontrolle von bis zu 3 Servos ermöglicht. Als alternatives Antriebssystem könnte man eine flexible koaxiale Antriebswelle nehmen, die von einem entfernt von der Antenne befindlichen Motor angetrieben wird. Das würde sicher auch gut funktionieren und hätte Vorteile.

## Der POLLY-Prototyp für 70cm

Die Abmessungen für den herunterskalierten 6-Element-Prototyp sind in Tabelle 2 aufgelistet. Zur Erleichterung habe ich metrische und auch imperiale Maße angegeben. Man beachte, dass die heruntergerechnete Version eine einzelne Schleife als Speiseelement verwendet.



| X Position | Umfang | Durchmesser | X Position | Umfang | Durchmesser |
|------------|--------|-------------|------------|--------|-------------|
| mm         | mm     | mm          | Zoll       | Zoll   | Zoll        |
| 0          | 718    | 228.5       | 0          | 28.25  | 9.0         |
| 203        | 732    | 233.0       | 8.0        | 28.8   | 9.17        |
| 287        | 697    | 221.9       | 11.3       | 27.4   | 8.72        |
| 376        | 660    | 210.1       | 14.8       | 26.0   | 8.28        |
| 472        | 607    | 193.2       | 18.6       | 23.9   | 7.61        |
| 602        | 594    | 189.1       | 23.7       | 23.4   | 7.45        |

**Tabelle 2: Abmessungen für den 70-cm-POLLY-Prototyp.**

Die vorhergesagte Leistung ist in Abb. 9 bis 11 gezeigt.

**Abb. 9: Diagramm der E-Ebene des 6-Element-Prototyps für 70cm.**

**Abb. 10: Diagramm der H-Ebene des 6-Element-Prototyps für 70cm.**

**Abb. 11: SWR-Plot des 6-Element-Prototyps für 70cm.**

Das Elementmaterial ist Flachband-Alu 6,3m breit und 1,6mm dick. Beim Speiseelement wurde Messing derselben Größe genommen, um den Anschluß besser realisieren zu können. Der Boom besteht aus 25mm Alu-Vierkant. Die Konstruktionsdetails sind in Abb. 12 zu sehen. Die Elementhalter bestehen aus Fiberglasstäben mit 9,5mm Durchmesser (von einem Elektrozaun). Sie werden durch den Boom mit 4mm Schrauben befestigt. Die beiden Reflektoren können nicht so befestigt werden, da hier die Antriebsachse verläuft, so dass Nylon-Halter verwendet wurden, um die Elementhalter außen am Boom zu fixieren.

Die Antriebsachse läuft durch die Mitte im Boom und wird durch 3 Polycarbonatlager gehalten, zwei zu jeder Seite der Stützen des Speiseelementes und eines im Bereich des ersten Reflektors. Man beachte, dass das Speiseelement um 180° gedreht werden können muss, so dass ich einen einseitigen Halter verwende, der einen Zwischenring (50mm Durchmesser und ca. 50mm lang) außerhalb des Booms antreibt. Die beiden Halter des Speiseelementes werden dann daran befestigt. Die Antriebsachse besteht aus einem Stück Fiberglasstab (9,5mm Durchmesser). Am Servoende habe ich das Rad am Servo auf 22mm Durchmesser verkleinert und zwei gegenüberliegende äquidistante Löcher hineingebohrt. Diese Löcher fixieren über eine U-förmigen Bügel die Antriebsachse. Diese Konstruktion erlaubt ein einfaches Befestigen des Servos an der Achse. Schließlich wird der Servo selbst mit einfachen Blechwinkeln am Boom fixiert. Wenn nötig kann eine kleines abgeschirmtes Gehäuse um den Servo angebracht werden.

**Abb. 12: Der Querschnitt zeigt die Grundkonstruktion des Boomendes auf der Reflektorseite mit der Antriebsmechanik. Der Übersichtlichkeit halber sind die beiden Reflektoren nicht gezeigt. Nicht maßstäblich.**

## Leistung des Prototyps

Die ersten Tests zeigten einen großen Fehler bei der Mittenfrequenz der Antenne, sie lag bei 418 MHz anstatt 432 MHz! Es stellte sich dann heraus, dass ich Fehler bei den Abmessungen gemacht hatte. Das Computermodell verwendete Loops aus 10 linearen Sektionen und in aller Eile hatte ich die Durchmesser als die äußeren Loopmaße genommen, obwohl ich den aktuell modellierten Loop-Umfang geteilt durch pi hätte nehmen sollen. Außerdem hatte ich angenommen, dass 10 Segmente genug wären, um die Loop akkurat zu modellieren. Tja, 10 sind nicht genug, 30 sind nötig, um die Loops tatsächlich präzise darstellen zu können. Diese beiden Fehler trugen zur falschen Mittenfrequenz bei. Der Gesamtfehler stimmte fast gänzlich mit dem überein, was ich gemessen hatte, Gott sei Dank! Trotz der falschen Mittenfrequenz, zeigte ein Drehen des Speiseelementes sehr wenig Veränderung im SWR-Plot. Ich konnte die Elemente schnell kürzen und das SWR mit meinem AEA SWR 121 messen, die Ergebnisse für vertikale, 45 Grad und horizontale Polarisation zeigt Abb. 13. Man beachte, dass bei vertikaler Stellung die Positionen der Stützen der parasitären Elemente mit dem Spannungsknoten übereinstimmen und dies bei einem kleinen Frequenzversatz tatsächlich ein SWR ergibt, das nahe an den berechneten Werten liegt. Man beachte ebenfalls, dass die Auflösung meines SWR-Meters 0,1 beträgt, was die Treppenschritte im Plot erklärt. Die anderen Polarisationen zeigen ein sich veränderndes SWR im Plot, aber sie sind nicht bedeutend, das maximale SWR bei 432 MHz liegt bei 1.2:1. Ein Teil der Schwankungen gehen zweifelsfrei auf den Einfluß der kurzen Stützen zurück, ein anderer aber sicher auch auf die nicht ganz akkurate Rotation des Speiseelementes. Ich habe einen ganz groben Test für das F/B gemacht und es scheint mindestens 20 dB zu betragen, obwohl die Umgebung nicht ganz frei war und viele Objekte in der Nähe waren, die Reflektionen verursachen konnten. Die Kreuzpolarisationsunterdrückung scheint im Bereich von 15 dB zu liegen, aber ich werde das messen, wenn ich einen

genaueren Test im freien Feld machen kann, wenn die Sonne in Florida nicht mehr so stark herunter knallt.

**Abb. 13: SWR-Messungen beim POLLY-Prototyp.**

## Weitere Hinweise

1) Dieses Prinzip funktioniert nicht gut bei konventionellen Kreuzyagis, die ein Paar sich drehende Speiseelemente verwenden anstatt eines fixierten Paares. Da die Speiseelemente sich drehen, wird das Diagramm zwar angemessen gut kontrolliert, aber die Schwankungen beim SWR werden unakzeptabel hoch sein durch die Kopplung zwischen Speiseelement und seinen Nachbarn. Das ist bei Quad oder Loop-Elementen nicht der Fall.

2) Eine Loop- oder Quad-Yagi kann auch dafür verwendet werden, zirkulare Polarisation zu erzeugen. Alles was man dafür braucht, ist ein 2. Speisepunkt auf dem gespeisten Loopelement im Abstand von  $90^\circ$  zum ersten, um  $\pm 90^\circ$  relative Phasenverschiebung zu erhalten. Diese Phasenverschiebung kann man leicht mittels einer Luft-Transmissionstrecke im Innern des Speiseelementes erhalten. Alle anderen Elemente bleiben unverändert. Ein Vorteil der zirkular polarisierten Loop-Yagi liegt darin, dass sie viel leichter zu optimieren ist als eine Helixantenne, weil die Antennenelemente nicht kontinuierlich sind, sondern diskret. Auch kann der Polarisierungssinn einfach durch Drehen des Speiseelementes um seine Z-Achse geändert werden.

3) Ich habe POLLYs entwickelt, die sehr flache SWR-Kurven aufweisen, aber diese haben einen sehr geringen Abstand zwischen Speiseelement und 1. Direktor. Die gute SWR-Charakteristik hängt kritisch vom Einhalten des korrekten Abstands bei jedem Polarisationswinkel ab, so dass ich meinen Prototyp nicht darauf basieren ließ. Dieses Problem könnte aber gelöst werden, in dem man Speiseelement und 1. Direktor zugleich dreht, so dass ihr korrekter Abstand fixiert ist. Siehe folgende Anmerkung.

4) Wie bei konventionellen Yagis auch, beeinflusst der Abfall der Elementabstände und Längen sowohl Gewinn als auch Nebenzipfelausprägung. Bei einem langsamen Abfall im „Start“-Bereich der Antenne werden die Nebenzipfelniveaus reduziert und ihre Zahl nimmt für eine gegebene Boomlänge zu. Der Gewinn reduziert sich ebenfalls ein wenig. Ein Beispiel für eine Antenne mit einem langsamen Abfall und eng platziertem Direktor ist ein 17-Element-Design auf einem  $3.2 \lambda$ -Boom, d.h. derselben Boomlänge wie das oben beschriebene 13-Element-Design. Die Leistung dieser Antenne ist in den Abb. 14 bis 16 zu sehen. Diese Antenne hat eine Speisung mit einer gefalteten Schleife.

**Abb. 14: Diagramm der E-Ebene der 17-Element-Breitband-POLLY**

**Abb. 15: Diagramm der H-Ebene der 17-Element-Breitband-POLLY**

**Abb. 16 (links): SWR-Plot der 17-Element-Breitband-POLLY mit Speisung aus gefalteter Schleife.**

**Abb. 17 (rechts): SWR-Plot der 17-Element-Breitband-POLLY für 70cm.**

Der Gewinn dieser  $3.23 \lambda$  langen Antenne beträgt 13.11 dBd und das G/T bei einem Stockungsabstand von 3.8m für E- und H-Ebenen ist  $-2.27$  dB. Das ist vergleichbar mit dem der oben vorgestellten 13-Element POLLY, aber bei 4 Elementen mehr. Sie hat jedoch ein sehr gutes Diagramm über das gesamte 2m-Band hinweg, mit einem F/B von 21.7 dB für den schlechtesten Fall bei 148 MHz, wo der Gewinn 15.7dBi für die einzelne Yagi beträgt.

Diese Antenne auf das 70cm-Band umgerechnet weist eine sehr gute Leistung über den ganzen Bereich von 420 bis 450 MHz auf. Die Diagramme bei 432 MHz sind augenscheinlich die gleichen wie die auf 144 MHz und der SWR-Plot ist in Abb. 17 zu sehen. Wie man daraus erkennen kann, ist das SWR über das gesamte US 70cm-Band  $< 1.4:1$ . Bei 420 MHz hat diese Antenne 14.8 dBi Gewinn und ein F/B von 21.43 dB. Für 450 MHz lauten die entsprechenden Zahlen 15.75 dBi und 21.28 dB.

5) Für den Prototypen verwendete ich eine einzelne Schleife als gespeistes Element. Das Speisessystem entspricht dem, das G3JVL verwendet hat und es verwendet UT-141-Koax, das direkt zu dem Zwischenring geführt wird. An diesem Punkt ist ein zweites Stück Koax angeschlossen, das zur Rückseite der Antenne führt. Es ist wichtig anzumerken, dass dieses System kein echter Balun ist, weil Strom noch immer über den Außenleiter an der Unterseite des Speisekabels fließt und so das Diagramm leicht beeinflusst. In einem tatsächlich installierten System könnte das Speisekabel ein flexibles mit Teflonisolation sein, das herunter zum Zwischenring läuft, mit Kabelbindern befestigt wird und dann in einer losen Spirale um den Boom herum zur Rückseite der Antenne zu einer dort montierten Buchse führt. Ich habe dieses System so simuliert und es gibt nur wenig Einfluß auf das SWR und Diagramm. Für die



Puristen kann das Speiseelement auch eine „gefaltete Schleife“ sein. Wie bei einem Faltdipol multipliziert das die Fußpunktimpedanz mit 4 und ermöglicht den Einsatz eines klassischen 4:1 Baluns, der nicht das oben erwähnte Problem aufweist. Für 144 MHz besteht die gefaltete Schleife aus zwei Schleifen, die entlang der X-Achse ca. 30mm voneinander (für 5mm Elemente) getrennt sind und zusammen mit 2 Streifen  $\pm 90^\circ$  vom Speisepunkt verbunden sind. Die Speisung kann dann symmetrisch mit  $200\Omega$  bis zum Balun erfolgen. Dieses Speisesystem verbessert auch die SWR-Bandbreite etwas, weil die gefaltete Speise-Schleife ein „dickes“ Element bildet. Die obere Hälfte einer der Schleifen mag einem redundant erscheinen, aber sie erhält das Speiseelement elektrisch schön balanciert.

## Schluß

Diese Experimente zeigen, sowohl in der Simulation als auch bei den Messungen des realen Prototypen, dass das POLLY-Design sehr effektiv ist, eine in der Polarisation voll variable Yagi zu liefern. Die resultierenden Designs haben Leistungen, die denen ihrer Vergleichsgruppe gleich kommen. Wie üblich bringt der Bau von Prototypen einige Fehler des Originaldesigns an den Tag. Bei meinem nächsten Design will ich Nadellager an den Enden des Zwischenrings verwenden, um diesen besser zu stützen und eine präzise Rotation zu ermöglichen. Diese Lager sind leicht zu angemessenen Preisen erhältlich. Außerdem will ich einen runden Boom verwenden.

Das breitbandige Design ist sehr flexibel, es kann das ganze 70cm-Band bei exzellentem Diagramm und SWR  $<1.4:1$  abdecken. Die Version für 2m hat ein SWR von  $<1.2:1$  für den ganzen Bereich von 144 bis 148 MHz. Die Möglichkeit die Polarisation bei dieser Breitbandigkeit zu variieren, bedeutet, dass man es mit gleicher Effektivität für Arbeit mit horizontaler und vertikaler Polarisation einsetzen kann. Die G/T-Leistung kommt derjenigen der meisten heutigen rauscharmen Yagis gleich, aber die zusätzliche variable Polarisation bringt einen großen Vorteil bei EME-Betrieb.

Ein wichtiger noch anzumerkender Punkt ist, dass die Größe des benötigten Servomotors von der Antennenlänge unabhängig ist, ein Servo für eine 6-Element-Antenne arbeitet natürlich genauso bei einer 30-Element-Antenne. Ein weiterer Vorteil dieses Designs liegt darin, dass der Effekt eines leitenden Booms nahe der Elemente, oder wenn diese durch ihn hindurchgehen, nicht existent ist. D.h., dass alle Elementabmessungen direkt aus der Simulation heraus übernommen werden können ohne anschließende nervige Boom-Korrekturfaktoren. Der Einfluß der Elementhalter scheint gering zu sein, zumindest bei 432 MHz, und müsste bei 2m wahrscheinlich noch geringer ausfallen.

Die hier gezeigten Designs sind für das 2m- und 70cm-Band, aber sie könnten für die Mikrowellenbänder mit sicherlich gleich guten Ergebnissen umgerechnet werden.

## Referenzen

- [1] K1FO, "Rear-Mount Yagi Arrays for 432-MHz EME: Solving the EME Polarization Problem", ARRL Antenna Compendium, Volume 3.
- [2] ARRL Handbook, Volume 10.
- [3] Brian V Cake, KF2YN, "Antenna Designer's Notebook", ARRL, 2009
- [4] "VHF/UHF Handbook", Radio Society of Great Britain, 1997
- [5] <http://www.vhfdx.info/VE7BQH.html>



Fig. / Abb. 18: POLLY prototype for 70cm - Foto des POLLY-Prototyps für 70cm.

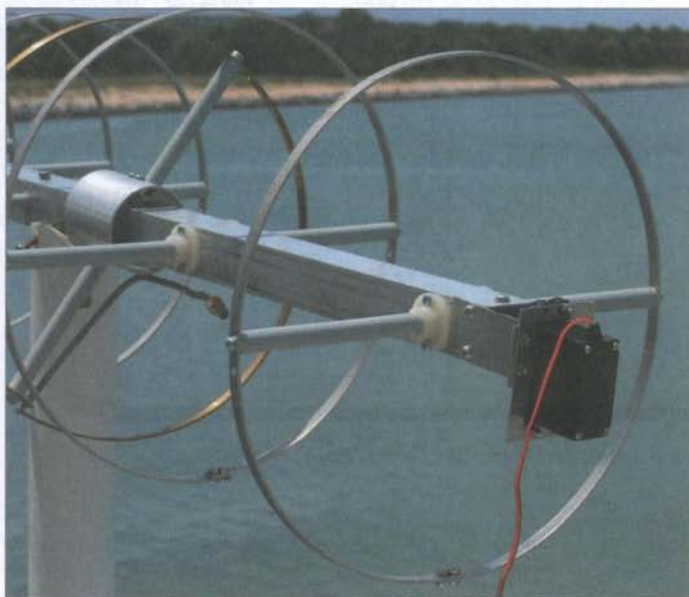


Fig. / Abb. 19: Servo installation



Fig. / Abb. 20: Manual controller and battery



# High Power SSPA for 23 cm with a single LDMOS transistor

by Goran Popovic, AD6IW - [goran@ad6iw.com](mailto:goran@ad6iw.com)

## Summary

The new LDMOS high power transistor MRF6V13250H, recently released by Freescale, is primarily designed for pulse mode and Radar applications at L band. With higher negative gate-source voltage performance, the transistor can operate in improved class C and this is related to a higher input power handling capability. The transistor is internally matched at 1300 MHz, which simplifies the matching circuits and the entire design. The transistor operates at 50 V DC, with an average gain of 22 dB, and delivers on average 200 W of RF power.

## Design

The goal of this project was to simulate a linear mode amplifier, to build and characterise a prototype for the 23 cm band, capable of operating on all modes and with low drive power. This prototype was based on a slightly modified reference design described in the MRF6V13250H data sheet, with a custom designed bias and control board.

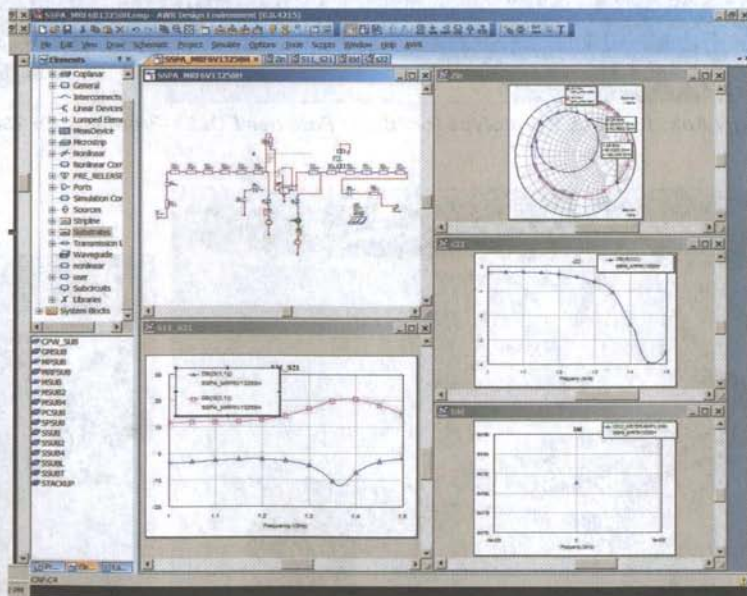


Fig. 1: Software simulation with AWR Design Environment 8.0

A Freescale reference design was reverse engineered and simulated with linear and non linear models using simulation software. See Fig. 1. The reference design board is more generic. The simulation shows better performance above 1300 MHz with narrow band input matching. Optimisation is needed for future projects. The first step was to solder and test the PCB with all the passive components fitted and loads simulating the transistor large signal input and output impedances. ( $Z_{source} 5.3 + j0.411$  and  $Z_{load} 1.17$

+ j1.48 at 1300 MHz.) The input load is an 8.5  $\Omega$  resistor in parallel with a 1.35 nH inductor which simulates the gate. A 3  $\Omega$  resistor simulates the drain. The PCB with the transistor dummy loads was tested and tuned for better return loss. Then the loads were replaced with the real transistor. The PCB was mounted on a heat spreader and heat sink. The DC voltage was applied and the bias adjusted and fine tuned with a VNA. See the small signal gain plot and return loss in Figs. 2 and 3. After that, the amplifier was ready for a real power test. The fully functional amplifier was tested initially with low input drive which was later increased in small increments.

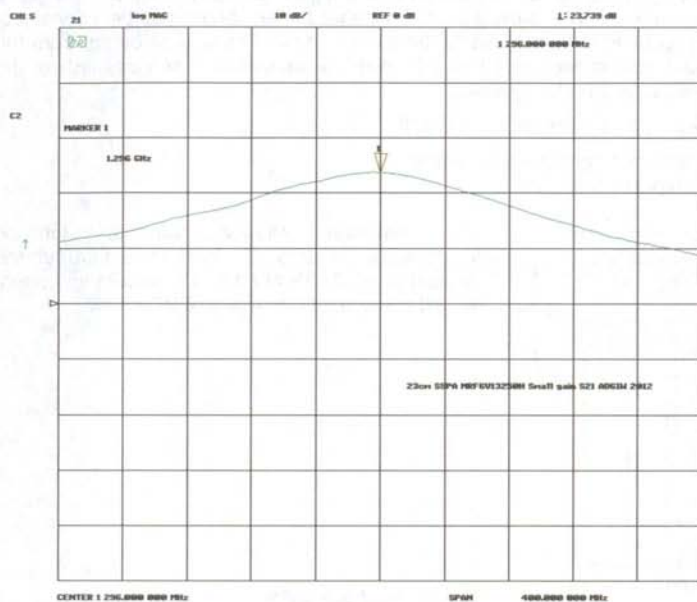


Fig. 2:  
Small signal gain

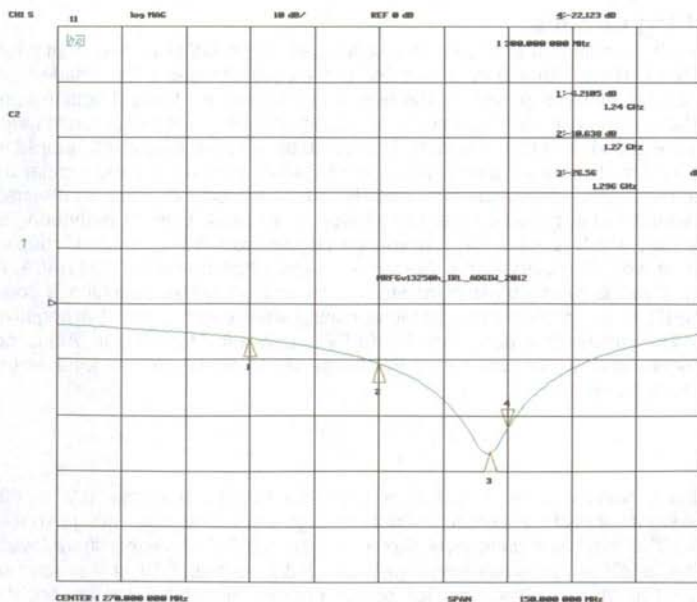


Fig. 3: Return loss

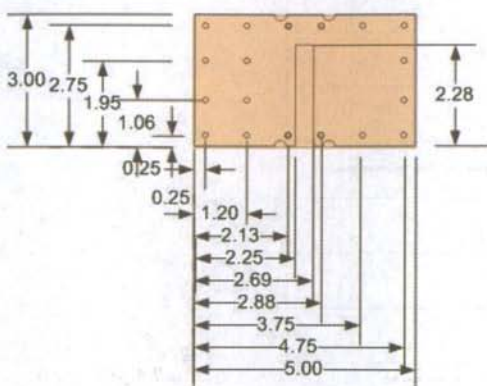


## Construction

The prototype amplifier was built on inexpensive Rogers 4350, 30-mil thick substrate. The PCB was fixed with 4-40 (M3) screws to the copper spreader. The transistor was bolted on the flat surface of the heat spreader, see Fig.4. The bias board with temperature sensor was attached to the heat spreader as well. The sensor reading differs by  $-7^{\circ}\text{C}$  from the transistor case temperature. The temperature sensor was mounted near the RF transistor. Another function of the temperature sensor is to compensate the amplifier gate bias voltage with a slope of approximately  $-2\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ . This compensation improves the linearity of the amplifier. The temperature may be monitored with a digital voltmeter in the 2 V range, or with an inexpensive LCD panel meter. The backlight of the panel meter should not be connected, because high input voltage 5V regulators cannot handle the extra current. The voltage output from the temperature sensor is linear and corresponds to  $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ . With the temperature sensor reading, the junction temperature of the transistor is easy to calculate:

$$T_j = \text{Temp reading} + 7^{\circ}\text{C} + [0.42 \times (\text{Total dissipation} - \text{RFout})]$$

Total dissipation is  $V_{\text{supply}} \times I_{\text{current}} + \text{input power in Watts}$   
RF out is power reading at the output of amplifier.



The maximum allowed transistor junction temperature is  $225^{\circ}\text{C}$ . The maximum device dissipation is 476 W at 50 V. The maximum current should not exceed 9.5 A, or 476 W at 50 V.

Fig. 4: Heat Spreader

## Bias Setting and Switching Circuits

The bias voltage is adjustable with a multi-turn potentiometer connected to the DS4305 bias controller. The monitoring of the bias voltage is done with a DVM connected to the potentiometer slider (marked on the schematics as PS1 at P1). During amplifier power up, the bias controller will use the last setting from the EEPROM and adjust the DAC voltage to it. Setting a new bias voltage is easy. Set the potentiometer to a new bias voltage and then press and release the switch. The new bias will be automatically stored in the EEPROM memory. The bias circuit will work even without the DS4305. In this case the jumper J1 must be installed. The potentiometer now adjusts the bias directly, but at the cost of somewhat worse linearity. The performance is related to the potentiometer temperature coefficient. Current monitoring is done with a monolithic Hall sensor, which isolates the low voltage circuits from 50 V. An opto-coupler isolates the input of the switch as well. The output from the current sensor has a level of  $100\text{ mV/A}$ . A DVM or panel LCD meter with 2 V range can be used to monitor the current. Amplifier switching is done with a high power P-type MOSFET in the drain supply, because control via the gate without a negative voltage supply is not sufficient. The voltage drop across the MOSFET is only 1.6 V for full load. Adjusting the power supply voltage to higher voltage, or connecting PS sense leads directly to the load easily compensates the voltage drop across transistor.

## Test Results

The amplifier was tested in linear mode with  $I_{dq}$  of 0.7 A or approximately 2.7 V at the gate of the transistor. The level of the drive signal should not exceed the gate voltage limits. The gate voltage should be in the range of  $-6$  to  $+10\text{ V}$ . The maximum drive level should not exceed 6.7 W. Higher input levels may damage the transistor. The amplifier has small signal gain of 23 dB, so that 1 W at the input of amplifier gives an impressive  $>150\text{ W}$  out. The amplifier power derating is related to the cooling

performance. Taken from the transistor data sheet, the transistor delivers 230 W CW with 53% efficiency when mounted on a water cooled test fixture, while transistor case temperature measured 61 °C. The transistor power derating specification is 2.38 W/°C, when above 25 °C. The realistic output power for a linear amplifier with convection cooling is in the range of 170-210 W, which depends on heat sink performance. The heat sink was turned upside down during the derating test, which prevented natural air circulation. The measured and calculated power derate slope was 0.97 W/°C, equivalent to a gain drop of .025 dB/°C. See Fig. 5. The efficiency of the amplifier tested is in the range of 43-47%, and depends on the bias conditions. Class C amplifiers have higher efficiency and lower gain, but class C was not desired for this project. The output signal is clean with all harmonics a minimum level of 35 dB down. For PAE (Power added efficiency) see the chart in Fig. 6 with the optimum 0.7 A quiescent current. A bias current of 0.8 A increases amplifier gain but the amplifier saturates faster. Low bias voltage reduces transistor gain and linearity. The amplifier operates over the entire 23 cm band with a gain flatness of +/- 1.2 dB. The input VSWR is 1.1:1, see Fig. 7.

Temperature Derating curve

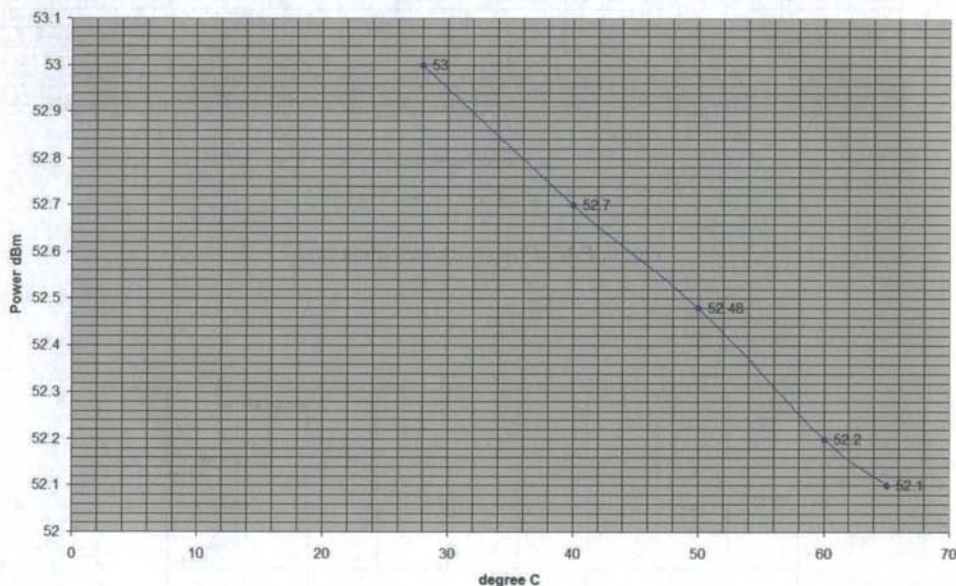


Fig. 5: Temperature derating curve

The amplifier was driven with a TS-2000X, connected via a 10 W attenuator. This way, the drive level never exceeds 4 W at the input of the amplifier. The amplifier was not tested for VSWR tolerance but the vendor claims that the transistor is capable of handling a load mismatch of 10:1.

## Conclusion

The new Freescale L band LDMOS FET MRF6V13250H designed primarily for radar pulse mode applications and class C CW, performs extremely well as linear amplifier for the 23 cm ham band. The amplifier described here using a MRF6V13250H has respectable gain, good linearity and efficiency; with a very simple design it fulfills all the project requirements. Higher power levels may be achieved by combining transistors with additional couplers. PCBs are available from the author. Price for the transistor is in the range of about 200 USD and it should be available in low quantities from Digikey soon.

## Acknowledgments

Special thanks to Lionel Mongin, F1JRD and the Freescale French and US branches. This project would not been realized without their help.



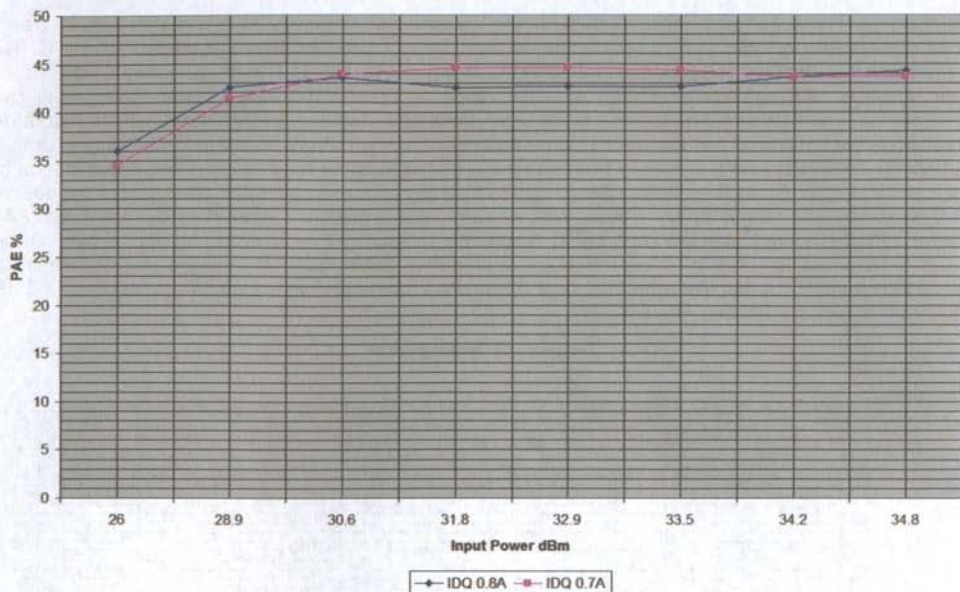


Fig. 6: PAE (Power added efficiency)

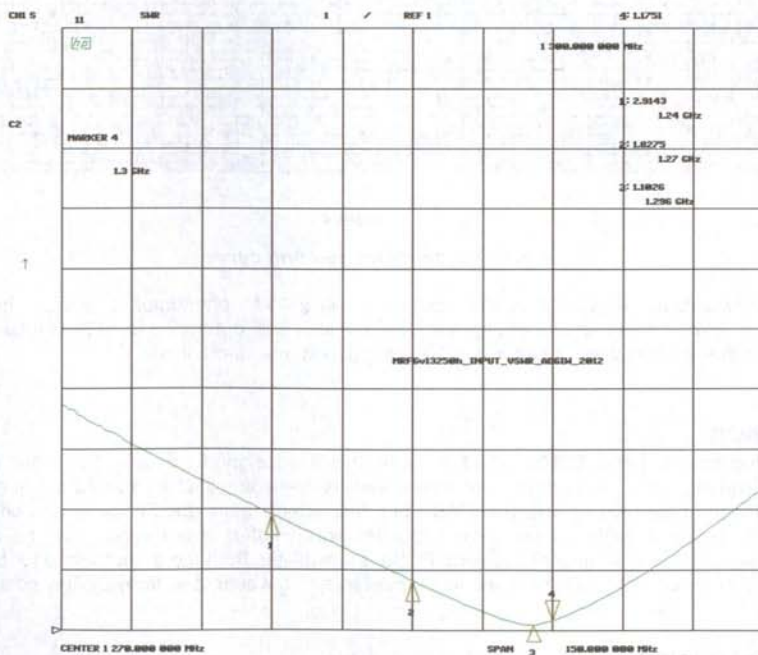


Fig. 7: Input VSWR

output power vs input power

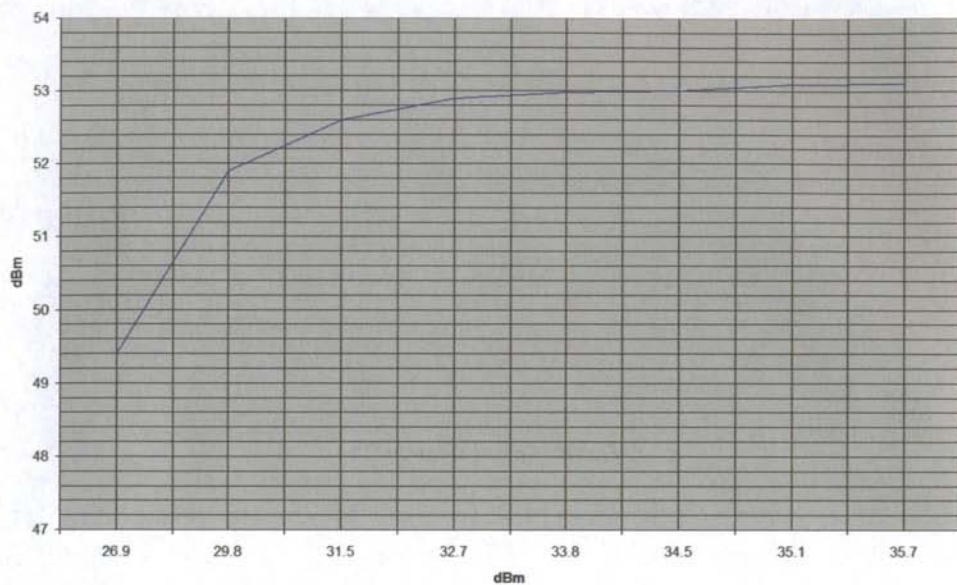


Fig. 8: Output power vs. input power

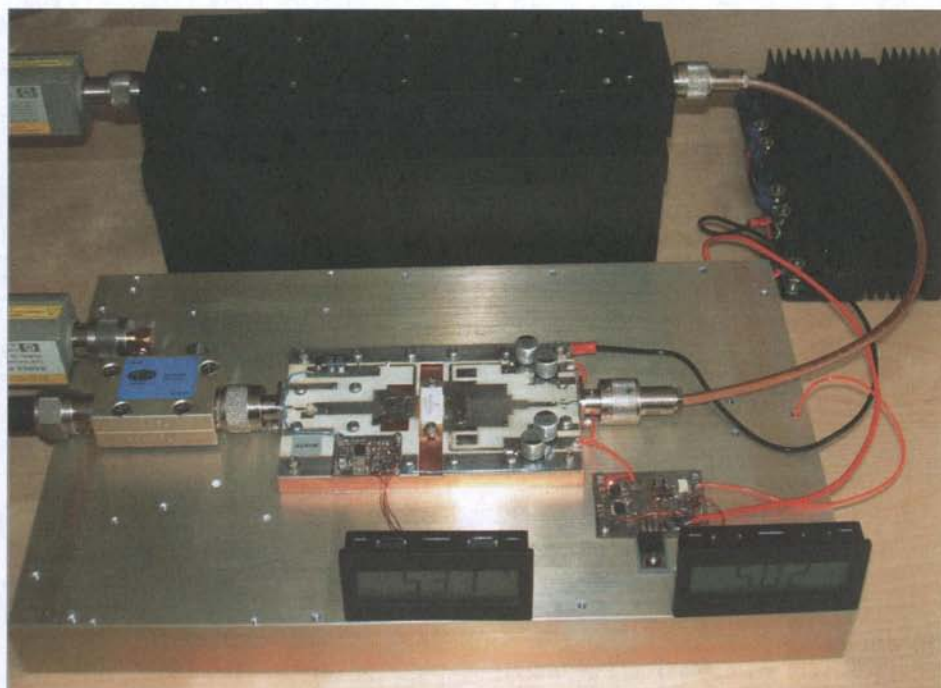
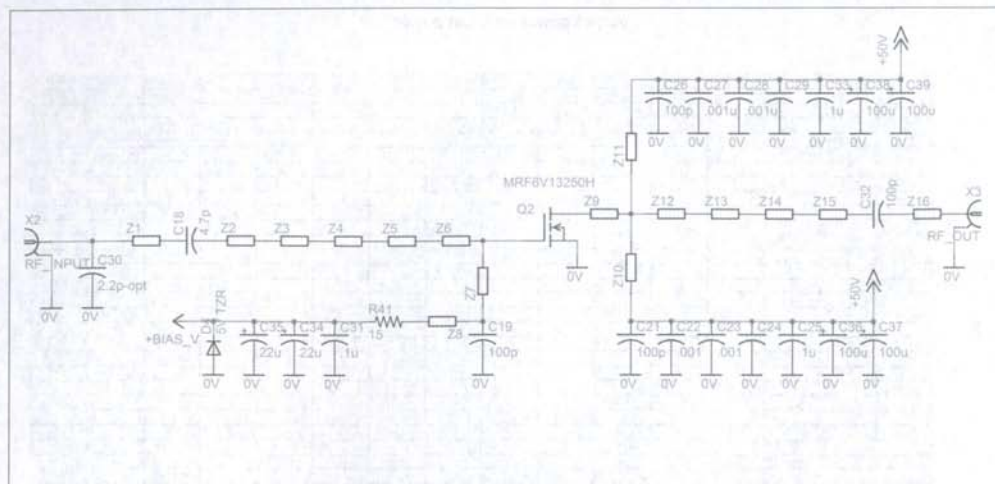
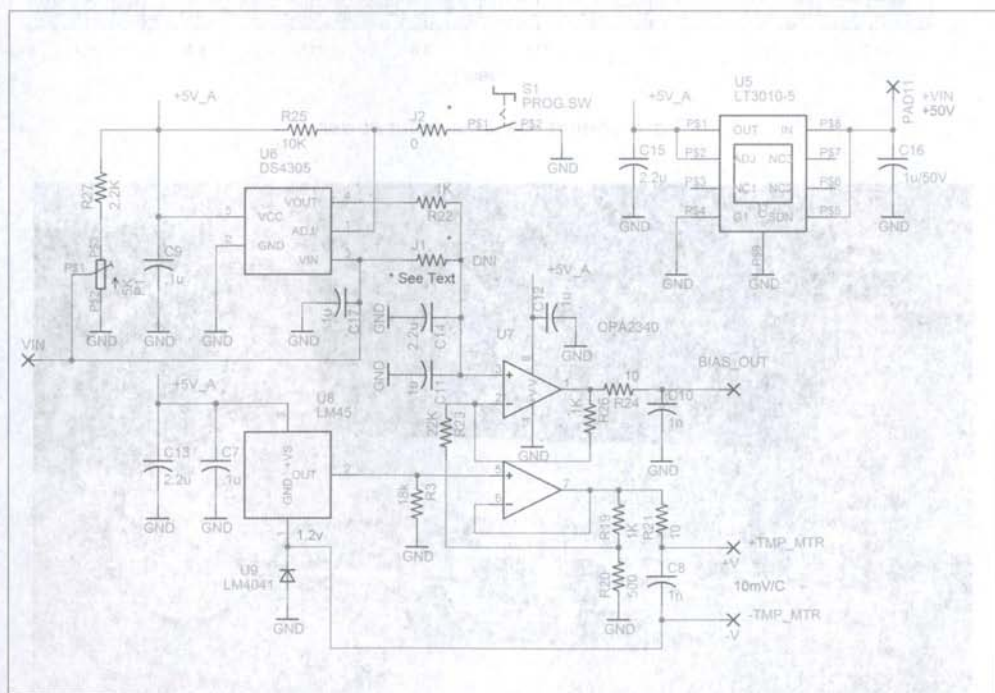


Fig. 9: Ready PA on heatsink





**Fig. 10: Circuit diagram PA**



**Fig. 11: Circuit diagram temperature sensor and bias compensation**

## References

MRF6V13250H Freescale data sheet Rev 1/7/2011  
 RF6V13250H\_MTTF\_CALC, Excell MTTF and FIT calculator  
 DS4305 Maxim/Dallas data sheet DXF data file, Freescale

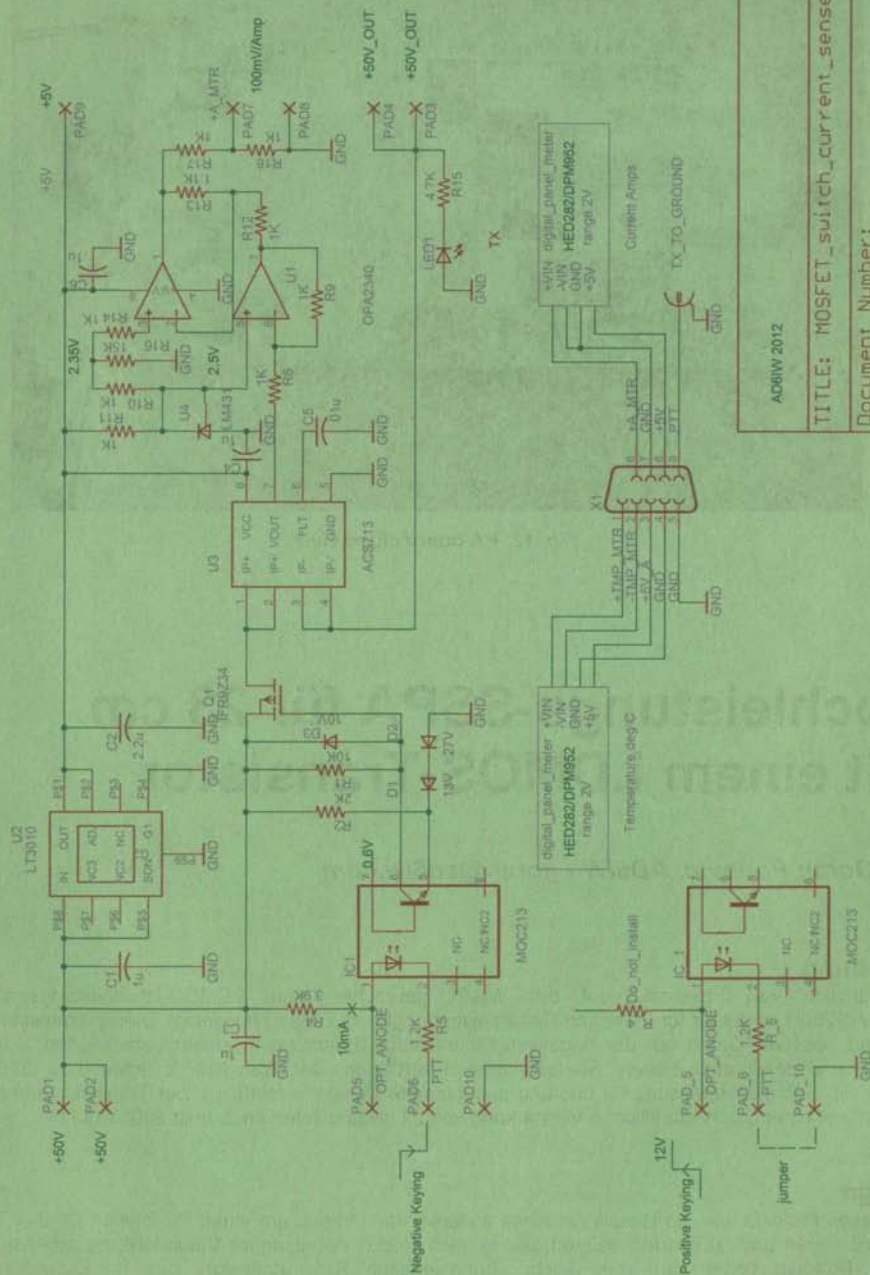


Fig. 12: Circuit diagram switching and bias



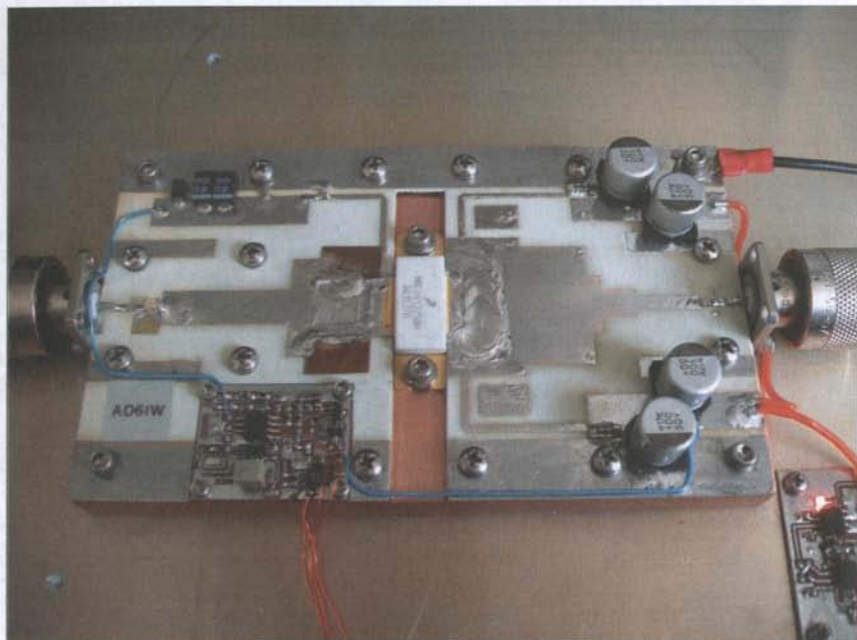


Fig. 13: PA board close view

# Hochleistungs-SSPA für 23 cm mit einem LDMOS-Transistor

von Goran Popovic, AD6IW - [goran@ad6iw.com](mailto:goran@ad6iw.com)

## Einleitung

Der kürzlich von Freescale auf den Markt gebrachte neue LDMOS-Hochleistungstransistor MRF6V13250H ist primär für Puls- und Radaranwendungen im L-Band ausgelegt. Dieser Transistor kann aufgrund besserer Daten bei der negativen Gate-Source-Spannung in einem verbesserten C-Betrieb arbeiten und damit auch höhere Steuerleistungen vertragen. Der Transistor ist intern bei 1300 MHz angepasst, was die Anpassung für uns und das gesamte Design vereinfacht. Der Transistor arbeitet bei 50 V DC mit einer durchschnittlichen Verstärkung von 22 dB und liefert im Schnitt 200 Watt HF.

## Design

Ziel dieses Projekts war die Simulation eines linearen Verstärkers, um einen Prototypen für das 23-cm-Band zu bauen und zu charakterisieren, der in allen Modes bei niedriger Steuerleistung arbeiten kann. Dieser Prototyp basiert auf dem leicht abgewandelten Referenzdesign, das im Datenblatt des MRF6V13250 zu finden ist, wobei ein neues Board für die Vorspannung und Kontrollfunktionen hinzugefügt wurde.

### **Abb. 1: Software-Simulation mit AWR Design Environment 8.0**

Das Referenzdesign von Freescale wurde mit Software mit linearen und nichtlinearen Modellen simuliert, siehe Abb. 1. Das Board des Referenzdesigns ist eher universell gehalten. Die Simulation zeigt eine bessere Leistung oberhalb von 1300 MHz bei schmalere Eingangsanpassung. Eine Optimierung für zukünftige Projekte wäre hier nötig. Als erstes wurde die PCB mit allen passiven Komponenten versehen und getestet, wobei die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen des Transistors mit Lasten simuliert wurden (Zsource  $5.3 + j0.411$  und Zload  $1.17 + j1.48$  bei 1300 MHz). Die Eingangslast ist ein  $8.5 \Omega$  Widerstand parallel mit einer  $1.35 \text{ nH}$  Induktivität, die das Gate simuliert. Ein  $3 \Omega$  Widerstand simuliert das Drain.

Die mit den Dummyloads versehene PCB wurde getestet und auf besten Returnloss abgestimmt. Dann wurden die Lasten entfernt und der echte Transistor eingesetzt. Die PCB wurde auf einem Wärmeableiter und einem Kühlkörper montiert. Die DC-Spannung wurde angelegt und die Vorspannung eingestellt und dann mit einem VNA fein abgeglichen. Abb. 2 und 3 zeigen die Kleinleistungsverstärkung und den Returnloss. Nun war die PA fertig für einen Test mit richtiger Leistung. Der voll funktionsfähige Verstärker wurde zuerst mit kleiner Steuerleistung getestet, die dann in kleinen Schritten erhöht wurde.

### **Abb. 2: Kleinleistungsverstärkung**

### **Abb. 3: Returnloss**

## **Aufbau**

Der Prototyp wurde mit günstigem Material, Rogers-Substrat 4350 (30-mil), aufgebaut. Die PCB wurde mit 4-40 (M3) Schrauben auf die Kupferplatte geschraubt. Der Transistor wurde auf die ebene Oberfläche des Wärmeverteilers geschraubt, siehe Abb. 4. Das Vorspannungsboard mit dem Temperatursensor wurde ebenfalls an der Kupferplatte angebracht. Die Anzeige des Sensors unterscheidet sich um  $-7^\circ\text{C}$  von der Gehäusetemperatur des Transistors. Der Temperatursensor wurde in der Nähe des Transistors angebracht. Eine weitere Funktion des Temperatursensors besteht darin, eine Kompensation der Gatevorspannung des Verstärkers von ca.  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  vornehmen zu können. Diese Kompensation verbessert die Linearität des Verstärkers. Die Temperatur kann mit einem digitalen Voltmeter im 2-V-Bereich angezeigt werden, oder man nimmt ein billiges LCD-Anzeigeelement. Die Hintergrundbeleuchtung dieses Instruments sollte man aber nicht anschließen, da der 5-V-Regler diesen extra Strom nicht liefern kann. Der Spannungsausgang des Temperatursensors ist linear und entspricht  $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . Mit den Daten des Temperatursensors kann man die Übergangstemperatur des Transistors leicht berechnen:

$$T_j = \text{Temperaturwert} + 7^\circ\text{C} + [0.42 \times (\text{Gesamtverlustleistung} - \text{RFout})]$$

Gesamtverlustleistung ist  $V_{\text{supply}} \times I_{\text{current}} + \text{Eingangsleistung in Watt}$ .

RF out ist die abgelesene HF-Ausgangsleistung.

Die maximal zulässige Temperatur am Transistorübergang beträgt  $225^\circ\text{C}$ . Die maximale Verlustleistung beträgt  $476 \text{ W}$  bei  $50 \text{ V}$ . Der maximale Strom sollte  $9.5 \text{ A}$  nicht übersteigen, d.h.  $476 \text{ W}$  bei  $50 \text{ V}$ .

### **Abb. 4: Wärmeverteiler (Kupferplatte)**

## **Einstellung der Vorspannung und Schalten des Transistors**

Die Vorspannung kann mit einem Poti eingestellt werden, das mit dem DS4305-Vorspannungsregler verbunden ist. Die Überwachung der Vorspannung erfolgt mit einem Digitalvoltmeter, das mit dem Schleifer verbunden ist (im Schaltbild PS1 bei P1). Während des Einschaltens der PA, verwendet der Vorspannungsregler die letzte gespeicherte Einstellung aus dem EEPROM und stellt so die Spannung entsprechend ein. Eine neue Vorspannungseinstellung ist leicht möglich: Das Poti auf einen neuen Wert stellen und dann den Taster drücken und wieder loslassen. Die neue Vorspannung wird dann automatisch im EEPROM gespeichert. Die Vorspannungserzeugung arbeitet sogar auch ohne den DS4305. In diesem Fall muss die Brücke J1 ( $0 \Omega$  im Schaltbild) eingefügt werden. Nun regelt das Poti die Vorspannung direkt, aber auf Kosten von etwas Linearität. Diese hängt nun vom Temperaturkoeffizienten des Potis ab. Die Stromüberwachung geschieht mittels eines monolithischen Hall-Sensors, der die Niedervoltkreise von den  $50 \text{ V}$  isoliert. Ein Optokoppler isoliert genauso den Eingang des Schalters. Der Ausgang des Stromsensors liefert  $100 \text{ mV/A}$ . Ein Digitalvoltmeter oder LCD-Instrument mit 2-V-Bereich kann zur Stromüberwachung verwendet werden. Das Schalten des Verstärkers wird mit einem Hochleistungs-P-MOSFET in der Drainversorgung vorgenommen, da eine Kontrolle über das Gate ohne negative Spannung nicht ausreichend ist. Der Spannungsabfall über dem



MOSFET beträgt nur 1.6V bei Vollast. Eine Kompensation dieses Spannungsabfalls kann durch Einstellung des Netzteils auf eine etwas höhere Spannung erfolgen.

## Testergebnisse

Die PA wurde im linearen Betrieb mit 0.7A Ruhestrom  $I_{dq}$  bzw. ca. 2.7 V am Gate des Transistors getestet. Der Pegel des Treibersignals sollte nicht die Limits für die Gatespannung überschreiten. Die Gatespannung sollte im Bereich zwischen -6 und +10V liegen. Die maximale Treiberleistung sollte 6.7 Watt nicht übersteigen. Höhere Treiberleistungen könnten den Transistor zerstören. Der Verstärker hat eine Kleinleistungsverstärkung von 23 dB, so dass 1 Watt am Eingang beeindruckende >150 Watt Output ergeben. Die Leistungsabfall der PA hängt von der Kühlung ab. Laut Datenblatt liefert der Transistor 230W CW bei 53% Effektivität bei einer Wasserkühlung, wobei die Gehäusetemperatur mit 61°C gemessen wurde. Der Leistungsabfall des Transistors ist mit 2.38 W/°C oberhalb 25°C angegeben. Die realistische Ausgangsleistung für einen Linearverstärker mit Konvektionskühlung beträgt hier 170-210 W, je nach der Leistung des Kühlkörpers. Während des Tests des Leistungsabfalls wurde der Kühlkörper so kopfüber platziert, dass eine natürliche Luftzirkulation verhindert wurde. Der gemessene und daraus berechnete Leistungsabfall betrug 0.97 W/°C, was einem Abfall von .025 dB/°C entspricht. Siehe Abb. 5. Die Effektivität der getesteten PA lag im Bereich von 43-47% und hängt von der Vorspannung ab. Klasse C Verstärker weisen eine höhere Effektivität und niedrigere Verstärkung auf, aber Klasse C war hier nicht das Designziel. Das Ausgangssignal ist sauber, alle Harmonischen sind mindestens 35 dB abgesenkt. Die PAE (Power added efficiency) ist in Abb. 6 dargestellt, wobei das Optimum 0.7A Ruhestrom sind. Ein Ruhestrom von 0.8A erhöht die Verstärkung der PA, aber diese gerät dann schneller in Sättigung. Niedrige Vorspannung vermindert die Verstärkung und Linearität. Die PA arbeitet im gesamten 23-cm-Band mit einer Schwankung der Verstärkung von max. +/- 1.2 dB. Das Eingangs-VSWR beträgt 1.1 zu 1, siehe Abb. 7.

### **Abb. 5: Temperaturabfallkurve**

Die PA wurde mit einem TX-2000X über ein 10W-Dämpfungsglied angesteuert. Auf diese Weise konnte die Steuerleistung niemals 4 Watt am Eingang der PA übersteigen. Die PA wurde nicht auf SWR-Toleranz getestet, aber der Hersteller nennt eine maximale Fehlanpassung von 10:1.

## Schluß

Der neue L-Band LDMOS FET MRF6V13250H von Freescale wurde primär für Radar-Pulsbetrieb und Klasse C CW entwickelt, arbeitet aber auch sehr gut als Linearverstärker im 23-cm-Band. Der hier mit dem MRF6V13250H beschriebene Verstärker weist respektablen Gewinn, gute Linearität und Effektivität auf. Mit einem sehr simplen Design, werden alle Anforderungen des Projekts erfüllt. Höhere Leistungspegel können durch Kombination von Transistoren mit zusätzlichen Kopplern erreicht werden.

## Danksagung

Besonderer Dank geht an Lionel Mongin, F1JRD, und die Vertretungen von Freescale Frankreich und USA. Ohne ihre Hilfe wäre dieses Projekt nicht realisierbar gewesen. – PCBs sind beim Autor erhältlich. Der Transistor kostet um 200 USD und soll bald in kleinen Stückzahlen von Digikey erhältlich sein.

### **Abb. 6: PAE**

### **Abb. 7: Eingangs-VSWR**

### **Abb. 8: Ansteuerleistung vs. Ausgangsleistung**

### **Abb. 9: Die fertige PA auf dem Kühlkörper**

### **Abb. 10: Schaltbild PA**

### **Abb. 11: Schaltbild Temperatursensor und Vorspannungskompensation**

### **Abb. 12: Schaltbild**

### **Abb. 13: PA-Platine von Nahem**

## Referenzen

Siehe am Ende des engl. Textes.

# Extreme Range 50 MHz Es: North – South (TEFE)

by Jim Kennedy, KH6/K6MIO and Gene Zimmermann, W3ZZ (sk)

## Introduction

This is the third in a series of articles exploring the possible causes of two, somewhat different, though very long short-path propagation phenomena that appear to involve E<sub>s</sub> somewhere along the path (see Kennedy 2011 and Kennedy and Zimmerman 2012)<sup>1</sup>.

## EWEE: An East-West Effect

The previous article in this series discussed first of these two effects. It is an east-west propagation that occurs in the local summers in the northern and southern hemispheres. Unlike the common variety of E<sub>s</sub>, it produces paths of 8,500-11,000 km. This is equivalent to five or six E<sub>s</sub> hops (see Table 1). Hints of this sort of thing have been reported at times since the late 1970s. However, the number of these occurrences seems to have significantly increased since about the year 2000. Han Higasa, JE1BMJ, argued that five- or six-hops was beyond the workable range of E<sub>s</sub>, and labeled the effect Short-path Summer Solstice Propagation or SSSP, (Higasa 2006 Japanese, 2008 English).

Nevertheless, the propagation seems to occur exclusively during the hemisphere's local summer, strongly suggesting that some form of E<sub>s</sub> mechanism(s) is at play. Kennedy (2010 and 2011) subsequently noted that, like "ordinary" E<sub>s</sub>, these paths are accompanied by a very reliable time-of-day pattern. The west-end station is within its Local Solar Time (LST) morning E<sub>s</sub> peak (roughly 0630-1230) and the east-end station is in its LST afternoon-evening E<sub>s</sub> peak (roughly 1600-2200). Evidence was presented that this was truly an E<sub>s</sub> effect, and that, at different times, it might be either entirely normal multihop E<sub>s</sub> (nE<sub>s</sub>), or a combination of nE<sub>s</sub> with some variation of chordal-hop E<sub>s</sub> (Kennedy and Zimmerman 2012). They called it East-West Extreme E<sub>s</sub> (EWEE).

| Ground Footprints for<br>Successive nE <sub>s</sub> Hops |          |          |
|----------------------------------------------------------|----------|----------|
| Hop                                                      | Min (km) | Max (km) |
| 1                                                        | 1,700    | 2,200    |
| 2                                                        | 3,400    | 4,400    |
| 3                                                        | 5,100    | 6,600    |
| 4                                                        | 6,800    | 8,800    |
| 5                                                        | 8,500    | 11,000   |
| 6                                                        | 10,200   | 13,200   |
| 7                                                        | 11,900   | 15,400   |

Table 1

## This Study: North-South Across-The-Equator Effect

Another form of propagation showed up in 2009, 2010, and 2011 that is even more surprising, although anecdotal reports have been around for a long time. This is a *very weak* signal mode that *always* crosses the equator and has path ranges from 10,500 km to beyond 15,000 km. One end of the path is in the southern hemisphere during its local *summer*, and the other end lands in the northern hemisphere during its local *winter*. Unlike EWEE, the paths cover very long north-south distances, in addition to large east-west distances, between the two end-point stations. If this is the result of "ordinary" nE<sub>s</sub> multihop, then Table 1 shows that this would require an unprecedented six or seven hops.

Curiously, the *only* documented paths are between ZL/VK (and environs) and NA. It is tempting to speculate that this second phenomenon might somehow be related to EWEE. For example, they *do* involve a station on one end during its summer *major* E<sub>s</sub> season, and a second station during its winter *minor* E<sub>s</sub> season. However, it will be seen that there may also be something else involved. What follows is a discussion based on recent observations and some comparisons with a data-driven ionospheric model. But first, here is a quick look at the general characteristics of *both* the E and F ionospheric layers.

<sup>1</sup> All three articles are based on papers presented at various Central States VHF Society Conferences (Kennedy 2010, Kennedy and Zimmerman 2011a and 2011b).



## E<sub>s</sub> Overview

The E layer lies roughly between 90 and 130 km, though its boundaries are rather fuzzy and its effects are occasionally observed as high as 150 km. There are two main sources of E-layer ionization, the Sun's soft X-rays and ultraviolet radiation during the daytime, and vaporizing meteors at all times. Since the Sun is a large contributor, there is a big puddle of E-layer ionization that follows the Sun around the Earth, with the ionization maximum being very near the moment-to-moment subsolar point on the Earth. The mid-latitude summertime peak in E<sub>s</sub> appears to be related to observed a large seasonal peak in the influx of random meteors (Haldoupis, et al. 2007).

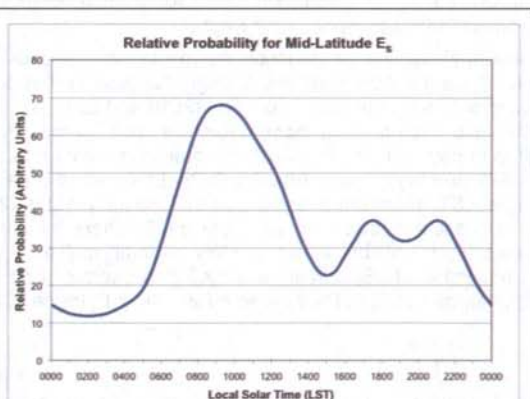
Even so, the normal background amount of E-layer ionization is much lower than that required to skip 50 MHz signals. Even in the middle of a good day, the Maximum Usable Frequency (MUF) is rarely above 22 MHz. Six-meter propagation requires the assistance of additional processes to produce "sporadic" E ionization that reaches *much* higher levels. That is, E<sub>s</sub> results from a combination of events, all of which must be in place at the same time.

There are wind patterns in the E region, and like most other winds, they generally flow more or less parallel to the Earth's surface. Some of these winds flow along roughly east-west or west-east lines and others along north-south or south-north lines. When the wind speed changes with height, blowing faster at one level than another, or in opposite directions, there is a *wind shear* at the boundary between these two wind streams.

In the presence of the Earth's magnetic field, the wind shear can cause the free electrons above and below the center of the shear to be pushed together near the shear. This has the effect of sweeping lots of electrons out of the large volumes of low-electron-density space above and below the shear, and compressing them into a small, very thin, layer of high-electron-density space near the shear level.

This process can result in the formation of *thin* E<sub>s</sub> clouds with electron densities ten to a hundred times more than that of the same space *before* the wind-shear compression. As a result, these clouds end up with a much higher MUF than the "background" E-layer ionization.

The well-known *diurnal* pattern of E<sub>s</sub> (Figure 1) seems to be the result of a family of atmospheric *tides* that are also the result of the Sun. In this case, the Sun shining on the Earth below, heats up the lower atmosphere and causes the entire atmosphere at that point to expand, well up into the E and F layers. The principal modes of these tides have periods of 24, 12, and 8 hours respectively (Haldoupis, et al. 2004). These overlapping tides produce vertical drafts to flow first up and then down in the E region, at times *inhibiting* the compression process and at other times *not* inhibiting. The net effect is that, when the compression process is trying to work, there is a regular daily variation in the likelihood of E<sub>s</sub> clouds forming and thus of propagation happening through the day. The interested reader is invited to look at the more detailed description of E<sub>s</sub> in the previous article (Kennedy and Zimmerman 2011).



**Figure 1:** This is a stylized view of the typical diurnal behavior of mid-latitude E<sub>s</sub>. It shows that there are often two time blocks where the probability of activity peaks, a morning one and a double late afternoon and evening peak period.

## F2 Overview

The F2 region lies from about 250 to over 1,000 km. It is normally ionized by extreme ultraviolet radiation (EUV) from the Sun. The background particle density at these levels is very small indeed. As a result, the ion lifetimes are fairly long. The F2 layer can remain ionized long after sundown, and there is evidence that ions can actually move along the Earth's magnetic field lines from the dayside to the nightside.

## Winter Anomaly

Curiously, although the F2 layer is more directly irradiated by the Sun during the local summer, the

electrochemistry of the region is such that free-electron losses (through recombination) are much greater in the local summer months. As a result, the *net* ionization level (new ions created, minus existing ions lost, per unit time) is actually much higher in the winter months.

## Equatorial Anomaly

The winter anomaly is not the only seasonal effect. Within about  $\pm 20^\circ$  of the Earth's magnetic equator, there is a large outward bulge in the F layer along the Earth's *Magnetic Equator*, known as the *equatorial anomaly*. This bulge follows the Sun around the Earth, but lags a few hours behind it. This bulge is actually a persistent afternoon thickening of the F layer near the equator.

The bulge results from equatorial E-layer ionospheric winds leading to an afternoon build up of west-to-east electric fields, called the *equatorial electrojet*. In combination with the Earth's magnetic field, these fields *pump* electrons *upward* from the E and lower F layers into the F2 layer above. This *afternoon fountain* effect can significantly enhance the F2 layer electron density.

In principle, this leads to two ionization peaks in the F2 layer bulge (not one). One of these peaks is  $10^\circ$  to  $20^\circ$  *north* of the magnetic equator and the other about the same distance *south* of the magnetic equator. As a part of the equatorial bulge, these two peaks typically also follow the Sun. Thus, any resulting propagation is generally an afternoon or early evening phenomenon.

Around the two equinoxes, both peak areas are more or less uniformly illuminated by solar radiation and they reach their maximum values. During this time, the two strong peaks can produce Trans-Equatorial Propagation (TEP). However, near the solstices, the *winter anomaly* tends to support the winter-side peak and strongly diminish the summer-side peak. Instead of two fairly strong peaks, often there is only one *strong* peak, in the *winter* hemisphere (and on the afternoon side). The summer-side peak is often very weak and usually ineffective.

## $N_e$ , M Factor, and the MUF

It has already been proposed that chordal mechanisms in the E layer may play a role in EWEE, and it is certainly possible that EWEE plays a role in these long north-south paths. It is possible that F2 processes may also play a north-south role as well. So, let's take a look at the interplay between  $N_e$  (the free electron density), something called the M factor, and the MUF (Maximum Usable Frequency) regarding possible path combinations.

If one knows the value of  $N_e$ , one can calculate the so-called *critical frequency*,  $f_0$  – the MUF for a signal beamed straight up. However, usually it is the other way around. One measures  $f_0$  with an ionosonde, and then  $N_e$  is found by manipulating the equation<sup>2</sup>:

$$f_0 = \sqrt{\frac{N_e e^2}{4\pi^2 \epsilon_0 m}} = \sqrt{N_e} \times (9 \times 10^6), \text{ in MHz, for } N_e \text{ in electrons/m}^3$$

The MUF also depends on the angle between the upcoming signal ray path and the ionosphere – the smaller the angle, the higher the MUF. With  $N_e$  and the signal-path angle with the ionospheric layer both known, the MUF is given by:

$$MUF = M \sqrt{N_e} \times (9 \times 10^6), \text{ in MHz, for } N_e \text{ in electrons/m}^3$$

M (the *M Factor*) is cosec ( $a$ ), where  $a$  is the angle between the signal path and the plane of the bottom of the layer. What is significant is that, by making the angle *smaller*, one can *raise* the MUF *without changing* the free-electron density. As a result, chordal effects caused by tilted or curved reflecting layers can lead to higher MUFs and lower path losses. This is one, but not the only, factor in F-layer TEP and possibly some instances of two-meter  $E_s$  (Kennedy 2000 and 2003).

## Transequatorial Who Knows What...

Returning to the main subject of this discussion, there were several flurries of the more mysterious southern-summer to northern-winter contacts across the equator between ZL/VK and NA in December 2010, and January and February 2011. Together with the contacts made in the 2009-2010 season, there are now enough of these weak-signal data points to begin to stitch together some ideas.

<sup>2</sup> The constant  $e$  is electric charge of the electron,  $\epsilon_0$  is the permittivity of free space, and  $m$  is the mass of the electron, and  $N_e$  is expressed as electrons/m<sup>3</sup>. If  $N_e$  is expressed in electrons/cm<sup>3</sup>, then the constant,  $(9 \times 10^6)$  becomes  $(9 \times 10^3)$ .



There were 40 "contact" or "heard" database reports, 24 are for ZL-NA, and 16 for VK-NA. There are also three KH6 reports and one E51 report. Figure 2 shows the path ranges and the call districts involved. The left-hand side shows that the *path components* (W5-KH6, and KH6-ZL/VK) were separately visible at times.

## What's Going On In The Ionosphere?

A number of concepts have been advanced to explain this kind of propagation. Some have suggested Trans-equatorial Propagation (TEP), but this seems very unlikely for two related reasons:

- TEP is *vitaly* dependent on strong, and roughly *equal*, solar ionization of both the north and south branches of the equatorial anomaly; this only happens near the equinoxes, *not* near the solstices;
- TEP is an F-layer effect; with the winter anomaly, it will not work in the southern hemisphere *summer*.

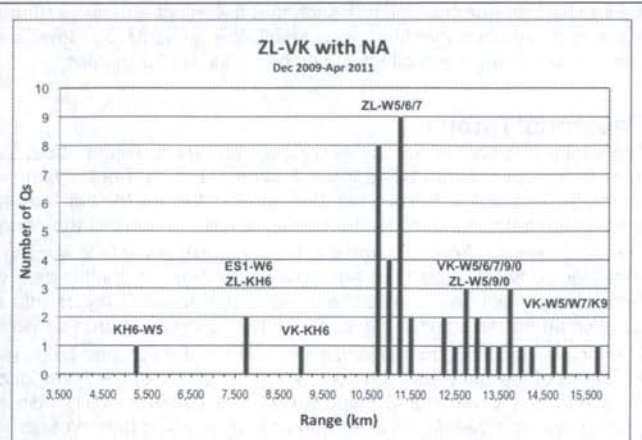
It has been suggested that, perhaps, it is a rare linking of the major  $E_s$  summer peak in the southern hemisphere with the minor  $E_s$  peak in the northern hemisphere winter to provide a kind of extraordinary  $nE_s$  or chordal  $E_s$ , "super EWEE" link. Another suggestion is that it could be a linking of southern summer  $E_s$  to equatorial  $E_s$  to northern winter  $E_s$ . These last two suggestions could work on paper. However, both would require *six* or *seven* hops. This seems unlikely with one of the hemispheres "out of season". But, whatever actually causes the propagation, it is *real* and it is, in fact, *unlikely*.

The next step was to take a look at what the ionosphere was doing during the time these contacts were occurring. This is a bit of a challenge because the main route of travel is across the vast open spaces of the north and south Pacific Ocean, where there are very few ionosondes. However, there are several rather sophisticated computer models that can help fill the gaps. Broadly, these programs work by using known physics to calculate how the ionosphere responds to its environment. Then, streams of real-world data are plugged into the model and it produces a simulation of how the ionosphere would behave in response to those values, all as a function of time.

Depending on the specific model, typical inputs might be time series of such things as the time of day, day of year, solar flux, solar wind speed and magnetic polarity, the Earth's various magnetic indices, solar X-ray and EUV fluxes, the total electron content (TEC) at many points, etc. While not as good as direct measurements of the actual desired parameters (in this case,  $N_b$ ), it is the next best thing available.

The Global Assimilation of Ionospheric Measurements model (USU-GAIM) was used for this study. It was developed at Utah State University (Schunk 2004). The ionospheric model was run for the entire day of each of the contact dates in the database, producing a snapshot of the global ionosphere in three dimensions from 92 km to over 1,000 km for every fifteen-minute period throughout the day. These models were run at the Community Coordinated Modeling Center hosted at NASA's Goddard Space Flight Center.

Figure 3 shows a contour-map example of the F2 (Upper) and E (Lower) layers on the date of the 2010 Vernal Equinox. The Sun is directly above the equator and illuminating both the northern and southern hemispheres equally. This is especially evident in the symmetrical, nearly circular, shape of the E-layer ionization. The northern and southern branches of the F2 equatorial anomaly are clearly visible. However, despite the equal solar illumination, over the Pacific, the southern F2 branch is smaller and weaker than the northern branch. This *asymmetry* in the F-layer solar response, as opposed to the E layer's very *symmetrical* response, will play an important role in the discussion that follows.



**Figure 2:** Almost all of these across-the-equator contacts are equal to, and many exceed, the ranges seen in the more common east-west SSSP. The challenge is to understand what was happening that enabled these events. Note on the left that the W-KH6 and KH6-ZL/VK links showed up in isolation at times.

## Reality Meets Theory

The challenge now is to take *what happens* and see how that might fit into what we think we know about the ionosphere and the underlying physics. Let's start by looking at just two examples of the dozens of documented cases of this extremely long across-the-equator 50 MHz propagation.

### February 20, 2010

On February 20, 2010, K6QXY worked ZL3NW at 0108 UTC. Tens of minutes later, he also worked ZL2DX at 0154. So, how did all that happen?

Figure 4 shows the modeled ionosphere for that day at 0115 UTC (the nearest model time point). It shows that the northern F-layer branch clearly dominates the southern one. The northern winter anomaly is strong, and the southern branch diminished by the summertime electron losses. The F2 northern branch peak  $N_e$  is  $2.73 \times 10^6/\text{cm}^3$ , for an MUF of just over 50 MHz. The model shows that just a little to the east, at the great-circle skip point, the  $N_e$  is  $2.6 \times 10^6/\text{cm}^3$ , corresponding to a ground-level<sup>3</sup> MUF of 49 MHz.

Whether skipping from the first peak point or the slightly weaker second peak, this suggests that marginal skip conditions would exist, even for a non-chordal hop. And marginal conditions are what were observed. On the other hand, TEP wouldn't work because the ionization of the southern branch of the anomaly is too weak at the required skip point.

### Known Stations January 11, 2011 Opening

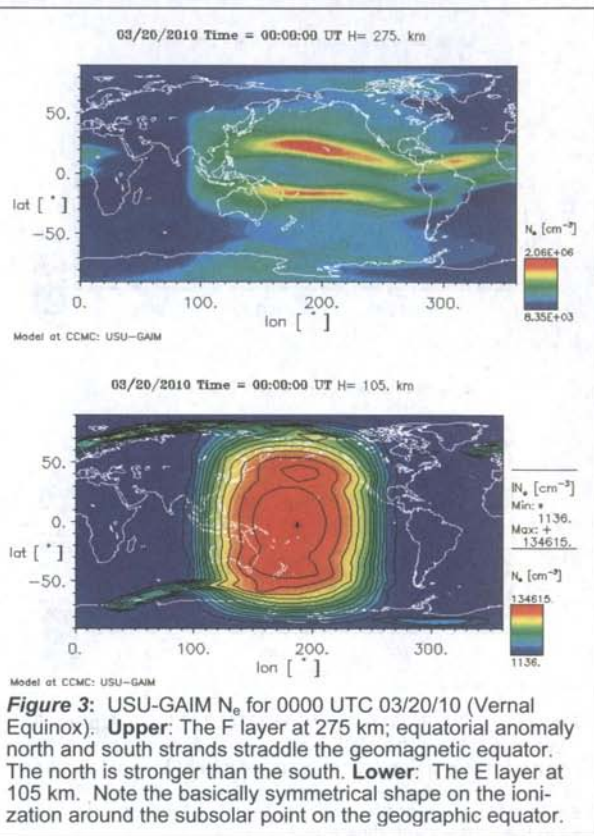
| South<br>End | North<br>End |
|--------------|--------------|
|              | K6FV/b       |
| VK2KPP       | K6QXY        |
| VK3DUT       | N5JEH        |
| VK3OT        | W5RWT        |
| VK3ZAZ       | AA7A         |
| VK4DDC       | N7CW         |
| VK4MA        | W7GNE        |
| VK4WM        | W7RCS        |
| VK9NA        | WA7JTM       |
| ZL1RS        | K9HMB        |
| ZL2TPY       | KC0CF        |
|              | W0OGH        |
|              | XE2D         |

This 2010 episode is typical of what has been seen for at least the last three years. Generally, what were observed were contacts between ZL, and occasionally VK, and the western US to areas with a good view of the horizon looking to the southwest. But, the granddaddy of them all (so far) occurred on January 11, 2011.

### January 11, 2011

At 0037 UTC, VK3DUT reported hearing the K6FV beacon in the Bay Area. For the next hour or so, 19 worked or heard events were recorded, followed by a couple of stragglers in the two hours following that. Remarkably, 14 of the total of 21 (so far identified<sup>4</sup>) were between VK and NA. The remaining seven were between ZL and NA. In the south, VK2, 3, 4, and 9, and ZL1 and 2 were worked. In the north, it was W5, 6, 7, 9, and Ø, and XE2. Table 2 shows the south and north participants found in the database.

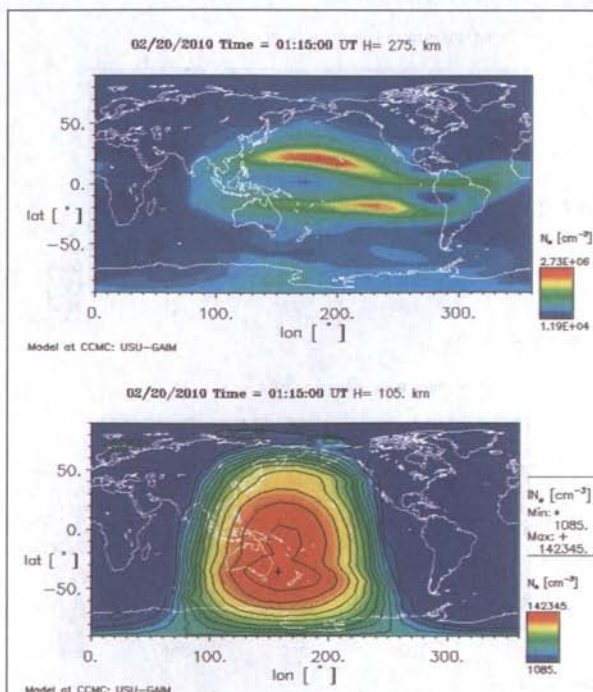
Table 2



<sup>3</sup> That is, the MUF with an M factor corresponding the angle of a signal launched from the surface of the Earth to the layer.

<sup>4</sup> No doubt there were other propagation observations that the authors did not encounter in their searches.





**Figure 4:** USU-GAIM  $N_e$  for 0115 UTC 02/20/10. **Upper:** F layer at 275 km. The MUF is at least 49 MHz. The northern branch MUF is much higher than the south. **Lower:** E layer at 105 km. The east-west bulge between ZL and VK favors east-west  $E_s$ ; the north-south bulge toward the Equator favors  $E_s$  in the north-south direction.

when or where, within the reservoir,  $E_s$  will occur. Thus, the E-layer diagrams in Figures 4 and 5 do not show the  $E_s$  locations, but they do show a quite adequate reservoir (an MUF of about 18 MHz) for wind shears to compress and build into  $E_s$ . The next thing to note is that, in both Figures 4 and 5, the E-layer reservoirs are shaped roughly like *inverted Ts*. The *east-west* part of the *T* shows a good reservoir extending from east of ZL westward to the eastern half of VK. This is the normal summer-day starting point for  $E_s$  between ZL and eastern VK. As the Sun moves further west later in the day, there will be  $E_s$  extending to western VK. The *north-south* branch of the *inverted T* is really quite extensive, reaching well north of the Equator. Since there is a reservoir, it's quite reasonable to think that  $E_s$  will happen there at some point, and due to the geometry, it might favor a generally north-south direction.

At the north end of the reservoir things get a little tricky. Getting quite close to the magnetic equator ( $\pm 10^\circ$ ),  $E_s$  takes on a somewhat different character than the temperate zone variety. The influence of the equatorial electrojet is thought to be the dominant factor (Whitehead 1997a). This  $E_s$  is normally a daytime effect, without an evening peak. However,  $E_s$  may not be needed at all for the next hop. There will be more on this very shortly.

## E-Layer Valley

The previous article in this series (Kennedy and Zimmerman 2011) pointed out that the presence of elevated ionization in the F layer above the E-layer electron reservoir has the capacity to squeeze a second region of ionization down into the E-layer area from the top, where the wind-shear compression mechanism normally operates to produce  $E_s$ . This provides a site for at least a *second* layer of  $E_s$  clouds to develop, which raises the probability of ordinary  $E_s$  skip, and also chordal hops or bottom-top skip ducting. Figure 6 shows this same process was at work in the southern hemisphere E-layer, establishing a channel along the north-south line of the path.

Figure 5 shows that the F-layer and E-layer configurations were essentially the same as during the February 20, 2010 event. This dual E and F pattern is commonly seen in all the events of this sort studied.

## Another Possibility

In an earlier section, a few processes were suggested as possible candidates to explain these recurring phenomena. All seemed problematic in one way or another. Yet, it is clear that whatever is happening, and it is a statistically improbable event.

There is another possibility. But to see that more clearly, first let's consider the previous review of  $E_s$ . It was said that normally E-layer ionization is pretty low, and more or less follows the Sun around the Earth, with the help of the meteors. This modest level of ionization, spread over a large vertical distance, is a *reservoir of free electrons*.

Of course, there will be no VHF propagation, *unless* conditions are right for the wind-shear process to come into play, and produce sufficient vertical ion compression to develop the necessary thin, high-density, sporadic-E ionization sheets.

However, the computer model is only calculating the ionization level of the E-layer *reservoir*. It does *not* predict

## TEFE Hypothesis

Plausibly, the ZL/VK and NA stations were in the right place at the right time to catch a southern summertime EWEE path ( $nE_s$  or chordal) up the southern-hemisphere channel in the inverted T E-layer structure that carries the signal to a point somewhat south of the Magnetic Equator by  $E_s$  mechanisms. From there, it skips across the equator directly to the northern F-layer anomaly, which then completes a north-side F2 hop that feeds a northern-hemisphere wintertime  $1E_s$  or  $2E_s$  link (or chordal  $E_s$  equivalent) on into NA.

**The Great Circle Path** – Figure 7 shows some typical great circle paths between the US and ZL/VK. From the north, they all go southwest, passing a bit east of KH6 near the northern F2 peak. The path goes progressively southward, into the extended T-shaped E-layer reservoir region and stays within it until arriving at ZL or VK. Those paths all overlay the northern F2 branch, and also the T-shaped E-layer ionization patterns seen in Fig. 4 and 5. (They are also essentially parallel to the Earth's magnetic field lines, which may or may not be a factor.)

**Wintertime  $E_s$  in the North** – The wintertime  $E_s$  peak is small, and very unpredictable. Nevertheless, winter  $E_s$  happens. Its ionization reservoirs are either very weak, or very small. Let's assume there is winter  $E_s$  south and west of W6, and then look at how the rest of the path lines up. The location is W6, and the time is about 1700 LST.

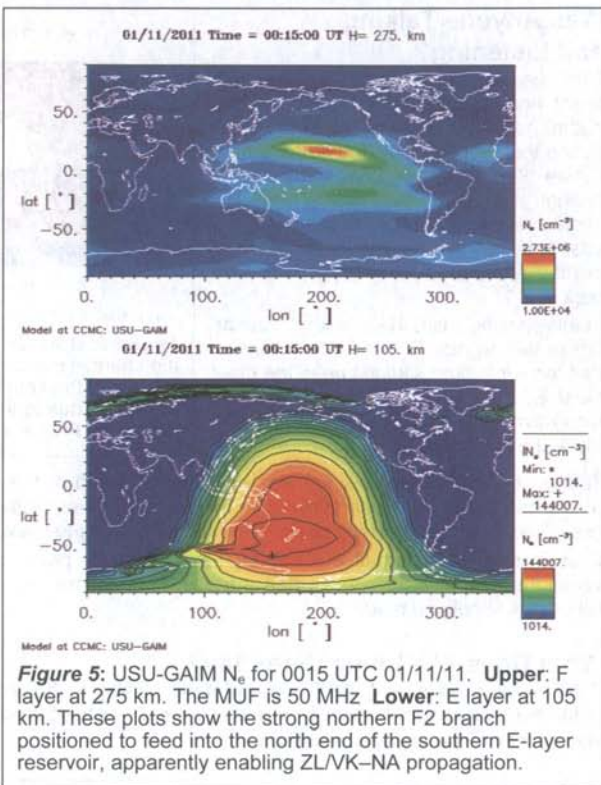
**Wintertime Equatorial Anomaly in the North** – Figures 4 and 5 both showed that the northern-branch of the F2 equatorial anomaly forms a long thin strand at about  $20^\circ$  N, extending east and west of Hawai'i. The time here is about 1300 LST – near the peak of the daytime F2 anomaly. The local MUF is greater than 50 MHz.

**Summertime North-South Branch of the Southern Hemisphere E-layer Reservoir** – Figures 4 and 5 also showed that the north end of the north-south branch of the southern-hemispheric E-layer reservoir is reasonably well aligned with the great circle path, going roughly southwest from the vicinity of KH6 towards ZL. In ZL, the time is 1230 LST – at the end of the local morning summer  $E_s$  peak – and a contact ensues.

This would constitute a Transequatorial E to F to E path, where the E segments were each just a few hop equivalents – call it *TEFE*, for short. Figure 9 shows that even the longest observed paths can be explained by one or two 2,000 km winter  $E_s$  hops in the north, a 4,000 km F2 hop across the Magnetic Equator, and two or three summer  $E_s$  hops in the south.

## Why Aren't There Other TEFE Paths?

Whatever the mechanism, one has to ask why isn't this *same* kind of path being seen when the seasons are reversed, and why *aren't* paths like this being seen in *other parts* of the world? Specifically, if the ZL/VK–NA path happens in the paired southern-summer and northern-winter, shouldn't it happen during the paired northern-summer and southern-winter? Likewise, why isn't there, say, a NA–ZS path in one or both of the seasonal pairs?





## Was Anyone Talking and Listening?

One reason *could be* that no one has spent enough time trying to work those paths, from *both* ends at the same time, during the *right* seasons and *times* of day. Figure 8 shows the LST early-on-late diurnal plot for the database ZL/VK-NA events. Broadly, what it shows is that the *east-end* stations are rather consistently in their afternoon/ evening  $E_s$  peak time period.

In this specific case, the east-end stations are in their *winter*  $E_s$  season. It may be that the *wintertime* stations need the most *ideal*  $E_s$  conditions in order to find the rarely-available necessary winter  $E_s$  to make the link to the F2.

The west-end station times are less systematic. Much of the propagation does occur in their morning peak period. But, many do show up in the normally lower-probability dip in between the morning and the rise of the afternoon-evening peak. On the other hand, they have good summer conditions on their side.

If one were to systematically search for an NA-ZS path, or the combination of reversed-seasons variations, Figure 8 suggests when the east-end stations should be on and, thus, the times for which schedules should be made.

## What Does The Ionosphere Say?

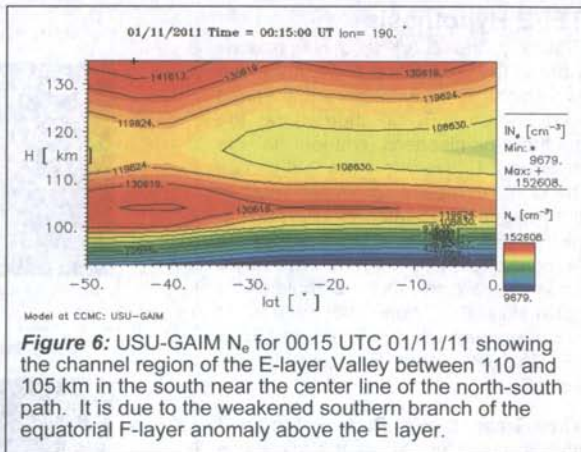
If the propagation is really TEFE, with winter  $E_s$  linking to the winter-side F2 equatorial anomaly, and then to the summer side of the equator, and summer  $E_s$  to the far end, then the *ionospheric conditions* should also show *why* these *other* variations are *not* seen.

## ZL/VK-NA in the Northern Summer

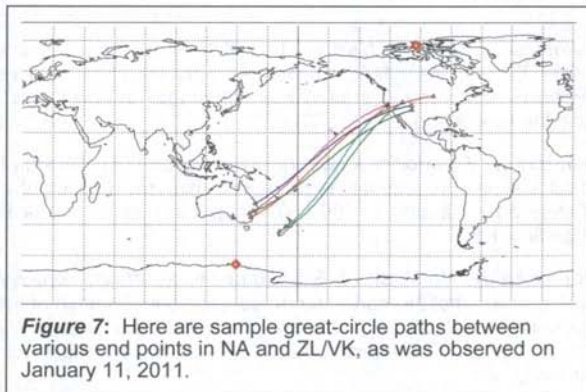
The first of these "other" three path possibilities is by just reversing seasons for the known ZL/VK-NA path. Figure 10 shows the F and E layer configurations for a good day in the northern summer on June 20, 2010 at 2200 UTC. There were excellent JA-NA conditions with many contacts being made around the same time. One can see that the E-layer reservoir is very nicely positioned to facilitate  $E_s$  (EWEE) between JA and NA. It is also clear that the northern summer E-layer ionization has very nearly the same shape as that seen in the southern summer, except of course, in the north the  $T$  is upright, not inverted.

On the other hand, as Figure 3 showed even during the Vernal Equinox, the north-side branch of the F2 anomaly was noticeably stronger than the south, during this same time. Though its (summer) electron density was less than half its winter value, Figure 10 shows that the *winter* southern branch is *very much weaker still* ( $MUF \ll 29$  MHz). The main thing to note is that, during these observed seasons, the: **E layer was symmetric across the equator with the reversal of the seasons, and the F layer was not symmetric across the equator in any season during the date range of the study.**

If the propagation seen in the northern-winter/southern-summer is truly TEFE, then the reason the same path across the Pacific isn't seen in the reversed season, northern-summer/southern-winter, is that there is no southern F2 hop across the equator to the northern summer E reservoir (and the otherwise necessary  $E_s$ , even if it's there).



**Figure 6:** USU-GAIM  $N_e$  for 0015 UTC 01/11/11 showing the channel region of the E-layer Valley between 110 and 105 km in the south near the center line of the north-south path. It is due to the weakened southern branch of the equatorial F-layer anomaly above the E layer.

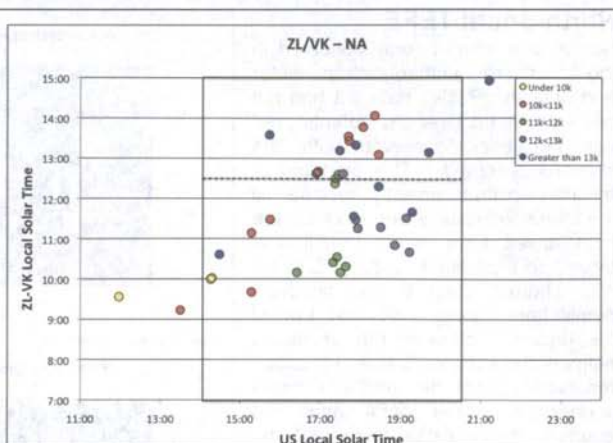


**Figure 7:** Here are sample great-circle paths between various end points in NA and ZL/VK, as was observed on January 11, 2011.

## NA-ZS in the Northern Summer

While NA-ZS may look like an eastern-hemisphere analog to the ZL/VK-NA path, it's not that good a fit, even to begin with. Figure 11 shows that the necessary southern F2 branch MUF, needed to link to the northern  $E_s$ , is well below 50 MHz (about 33 MHz).

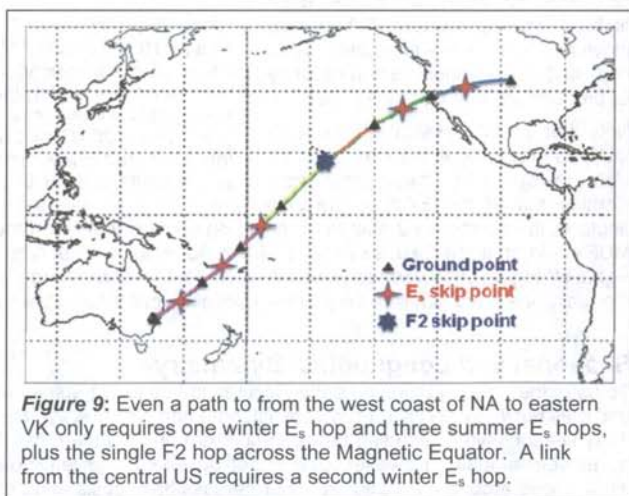
In addition, the TEFE hypothesis depends on  $E_s$  processes for most of the path. The probability of  $E_s$  is known to be dependent on the value of the horizontal component of the Earth's magnetic field, which is at its worldwide *lowest* over ZS. As a result,  $E_s$  itself is fairly rare over ZS even in the local summer (Whitehead 1997b), thus it is *far less* likely in the winter. So, for *two unrelated reasons* this path is very unlikely. Since the absence of the path *could* just be a matter of no winter  $E_s$  in the south, nothing *conclusive* to be said about the TEFE hypothesis, one way or the other.



**Figure 8:** For ZL/VK-NA paths, the east-end stations are almost always in their  $E_s$  afternoon/evening peak period (vertical solid bars). Often the west-end stations are in their morning peak (from the bottom up to the dotted line), yet a fair number of contacts occur in the usually low-probability afternoon area above the dotted line.

## NA-ZS in the Southern Summer

Here the situation is somewhat different. It is summer in ZS, so the probability of  $E_s$  is much higher than in the winter, but it is still only about *one-third* that of either ZL/VK or NA. Coming from the north, the TEFE hypothesis holds that winter  $E_s$  feeds the signal to the northern-winter F2 branch, which then provides a link across the equator to the southern-summer  $E_s$  (if there is any). Figure 12 shows that the northern F2 branch MUF is near 48 MHz, but it's in the *wrong* place. This peak is 3,000 km east of the great-circle F2 skip point, where the actual ground-level MUF is no more than 33 MHz and probably less. In addition, the F2 skip point is about 1,200 km *further* from NA than the F2 skip point for the ZL/VK-NA path (requiring at least one additional winter  $E_s$  hop). It is also clear that the southern tip of Africa is actually north of the most intense part of the summer E reservoir (whereas, in the ZL/VK case, they sit right under the peak). Finally, it appears that ZS and its environs may be just a bit too far east to line up well with NA and the northern branch in any case. So, like the ZS winter case, there are too many reasons this path would be very unlikely. Again, it provides no conclusive evidence one way or the other about TEFE. Whatever happens in the F layer, the E-layer is a problem.



**Figure 9:** Even a path to from the west coast of NA to eastern VK only requires one winter  $E_s$  hop and three summer  $E_s$  hops, plus the single F2 hop across the Magnetic Equator. A link from the central US requires a second winter  $E_s$  hop.

## Discussion and Conclusions

The objective of this study was to understand the behavior of the very long summer-to-winter north-south paths across the equator, taking advantage of the additional data that became available as a result of the 2010-2011 southern summer season.



## North-South TEFE

So far, this effect is *only* observed in the southern-summer/northern-winter and over the Pacific path. It has not been observed over the Atlantic and has not been observed with the seasons reversed. The propagation mechanism that currently best fits all the examined data is one in which the path arises from some combination three-hop equivalent sporadic E (be it  $nE_s$ , chordal, etc.) in the southern hemisphere, going northeast toward the equator, following the persistent bulge of the summer E-layer ionization reservoir toward the northern hemisphere. At some point near the equator, the path passes *through* the E layer and goes off toward the F layer. Further north and east, it finds the northern branch of the equatorial anomaly with an MUF near 50 MHz, which the model reports frequently existed *even for normal ground-level angles of incidence*. (If the incoming path angle arrives from a chordal  $E_s$  hop, the F2 MUF would be even higher.) The subsequent F2 hop, now moving more east-northeast, finds one- or two-hop equivalent wintertime  $E_s$  propagation that carries it to NA.

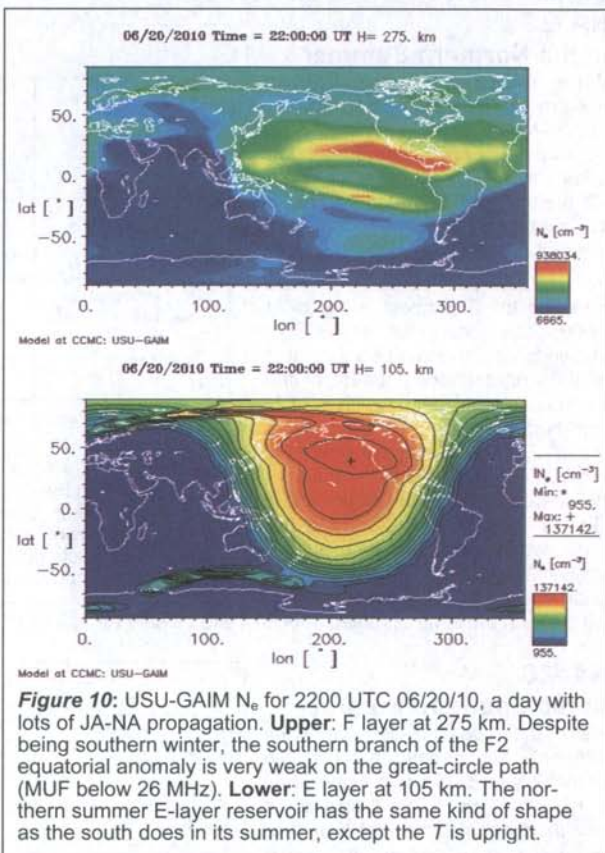
Note that the F2 classical ground-level MUF *need not* be all the way up to 50 MHz in some of these scenarios. Coming out of the E-layer, the skip angle at the northern F2 skip point could be smaller than the ground-level value, if so the ground-level MUF could be a few MHz less than 50 MHz. As might be expected on such a long and tortuous path, the signal strengths observed are generally very weak, requiring great skill and good equipment on the part of the radio operators. On rare occasions, stronger signals have been noted for brief periods of time.

## Seasonal and Longitudinal Symmetry

To date, the only documented paths occur in the southern-summer/northern-winter seasonal combination, and only between ZL/VK (and nearby islands) and NA. In a symmetric ionosphere, one would expect that if the seasons were reversed between northern and southern hemispheres, the same propagation would occur semiannually. However, *this is not observed*. Similarly, one would expect that the propagation would move around the world on a more or less daily basis and be seen to occur at many different longitudes. However, so far *this is not observed*. The seasonal and geographic variations of the *potential* propagation paths, which *are not* observed, form a fairly strong argument *supporting*, but itself not fully conclusive of, the TEFE scenario.

## $E_s$ -Only Mechanisms Are Excluded; An F-layer Role Is Required

In the case of the E layer, the model and observations show that the north-south seasonal symmetry is quite good. So, *if* the mechanism were purely an  $E_s$  process over the whole the path, then that symmetry should work well with the reversal of the seasons over the same path. The absence of paths between ZL/VK and NA in the southern-winter/northern-summer appears to *exclude* known  $E_s$ -only mechanisms. If there must be something *in addition* to  $E_s$ , then the models show that all that seems to be left is the winter-side branch of the north-side F2 anomaly. It's in the right place and has the MUF capacity to fill the role.



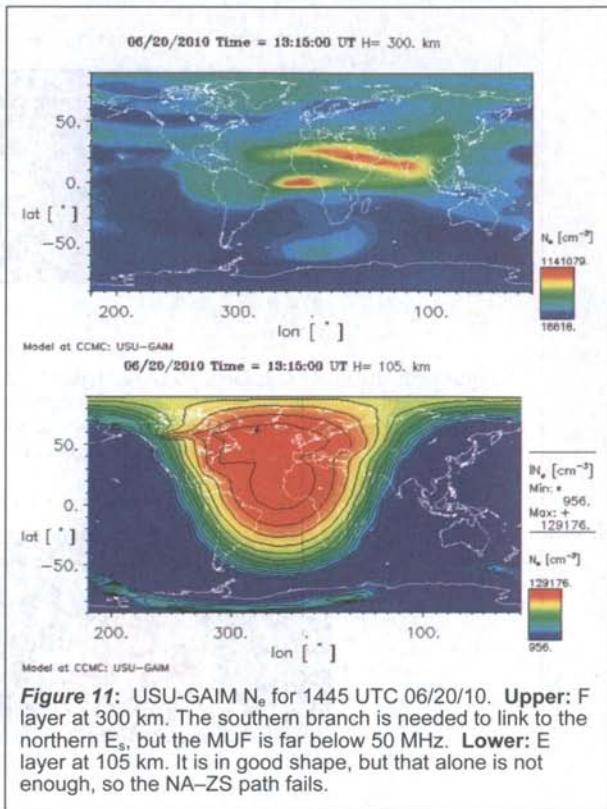
**Figure 10:** USU-GAIM  $N_e$  for 2200 UTC 06/20/10, a day with lots of JA-NA propagation. **Upper:** F layer at 275 km. Despite being southern winter, the southern branch of the F2 equatorial anomaly is very weak on the great-circle path (MUF below 26 MHz). **Lower:** E layer at 105 km. The northern summer E-layer reservoir has the same kind of shape as the south does in its summer, except the  $T$  is upright.

## Conclusion

So far, the TEFE mechanism is the only one of the several offered that coincides with all the known vagaries of the observed temporal and seasonal propagation patterns. Further observations may refine or change this conclusion.

**Acknowledgements** – The USU-GAIM Model was developed by the GAIM team (R.W. Schunk, L. Scherliess, J.J. Sojka, D.C. Thompson, L. Zhu) at Utah State University. The authors wish thank the USU-GAIM team and the Community Coordinated Modeling Center group at the NASA Goddard Space Flight Center for sharing and running the ionospheric models presented here.

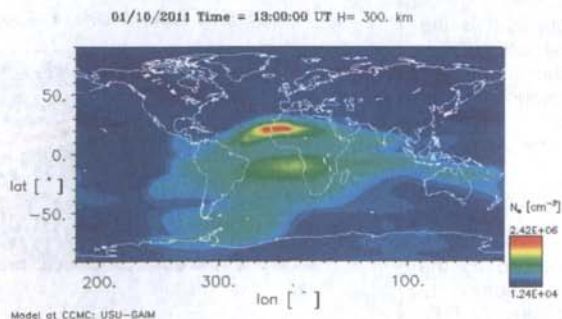
(Ed.: In May, June, and July 2012 several openings occurred between CE2/VE7SV in Chile and southern, central, and eastern Europe over distances of 10,000 to 12,000 km. These south winter to north summer over the equator QSOs should be examined in another future study!)



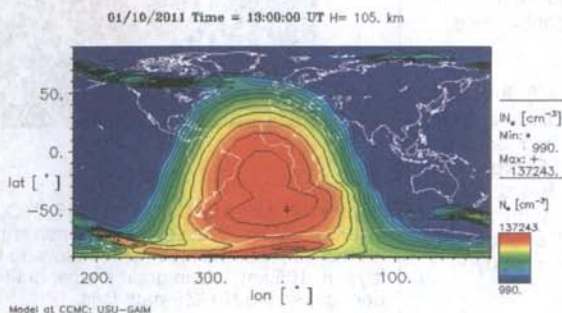
## References

- Haldoupis, et al., 2004, A study of tidal and planetary wave periodicities present in midlatitude sporadic E layers, *J. Geophys. Res.*, 109, A02302, doi: 10.1029/2003JA010253
- Haldoupis, et al., 2007, An explanation for the seasonal dependence of midlatitude sporadic E layers, *J. Geophys. Res.*, 112, A06351, doi: 10.1029/2007JA012322
- Higasa, Han JE1BMJ, 2006, *SSSP: Short-path Summer Solstice Propagation*, CQ Ham Radio, September, (in Japanese, see Higasa, 2008)
- Higasa, Han JE1BMJ, 2008, *SSSP: Short-path Summer Solstice Propagation*, CQ VHF, Fall, p 12 (English translation of 2006 article)
- Kennedy, James KH6/K6MIO, 2000, *50 MHz F2 Propagation Mechanisms*, Proc 34<sup>th</sup> Central States VHF Society Conference 2000, p 87, ARRL. Available on ZL4AAA's website: [www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm](http://www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm)
- Kennedy, James KH6/K6MIO, 2003, *50 MHz Long-Path Propagation*, Proc 37<sup>th</sup> Central States VHF Society Conference, p 84, ARRL. Available on ZL4AAA's website: [www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm](http://www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm)
- Kennedy, Jim KH6/K6MIO, 2010, *Extreme Multi-Hop 50 MHz Es*, Proc 44<sup>th</sup> Conference of the Central States VHF Society, p 74, ARRL Available on ZL4AAA's website: [www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm](http://www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm)
- Kennedy, Jim KH6/K6MIO, 2011, *Extreme-Range 50-MHz Es: nEs or Chordal?*, DUBUS, 4, 2011, p 22
- Kennedy, Jim KH6/K6MIO, and Zimmerman, Gene W3ZZ, 2011a, *Extreme Range 50 MHz Es: Part 1 – SSSP*, Proc 45<sup>th</sup> Central States VHF Society Conf, p 77 ARRL. Available on ZL4AAA's website: [www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm](http://www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm)
- Kennedy, Jim KH6/K6MIO, and Zimmerman, Gene W3ZZ, 2011b, *Extreme Range 50 MHz Es: Part 2 – TEFE*, Proc 45<sup>th</sup> Central States VHF Society Conf, p 94, ARRL. Available on ZL4AAA's website: [www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm](http://www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm)
- Kennedy, Jim KH6/K6MIO, and Zimmerman, Gene W3ZZ, 2012, *Extreme Range 50 MHz Es: East-West (EWE)*, DUBUS, 1, 2012, p 51
- Schunk, R. W., et al., 2004, *Global Assimilation of Ionospheric Measurements (GAIM)*, *Radio Sci.*, 39, RS1S02, doi: 10.1029/2002RS002794.
- Whitehead, David, 1997a, *Sporadic E – A Mystery Solved? Part 1*, QST, October, p 39
- Whitehead, David, 1997b, *Sporadic E – A Mystery Solved? Part 2*, QST, November, p 48





**Figure 12:** USU-GAIM  $N_b$  for 1300 UTC 01/10/11. **Upper:** F layer at 300 km. The northern F2 branch MUF is nearly 50 MHz, but with the curvature of the geomagnetic equator, it does not line up well with the ZS end E southern reservoir shown in the **Lower** frame right side.



**50th anniversary first TV transmission via TELSTAR satellite  
between USA and France July 11th 1962 band C 4-6 GHz  
PLEUMEUR BODOU 2012 July 9 – July 11th**

**TM8PB** WWLOC IN88FS – 48,782° North – 3.526° West  
5760,108 MHz - 50 W into 13 m PB8 Cassegrain dish



PB8 by night July 9<sup>th</sup> Lucien F3ME-André-Guy F2CT F1GVU - F3ME - F1HDI



TNX 73 Ops - Guy F2CT – Michel F1GVU – Lucien F3ME



PB8 July 11th

QSL via ORPB ABRET COSMOPOLIS – F 22560 PLEUMEUR BODOU - <http://www.obsradio.asso.fr>  
or via F2CT 16 avenue du Prince de Galles F 64600 ANGLET

**QSL of the TM8PB 5.7 GHz EME operation in July 2012 – this will be also the  
location of the next EME Conference 2014 organised by F2CT & team**

# Mast-Mounted EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier

by Gyula Nagy, HA8ET, HA8ET@freemail.hu

The EXTRA-2 144MHz preamp [1, 2] has lived up to expectations in practice, though there is need for the possible placing of the preamp in the feed point of the antenna, while containing the high frequency relays, as well. It would be an elegant solution if two professional coaxial relays were used for switching, but thus the preamp would be unaffordable. Now I'm presenting a solution that provides good isolation with cheap relays, and can be used with hundreds of Watts, as well.

I chose an RX114012C Schrack relay from the cheap ones. Its extremely short pins ensure excellent SWR at 144 MHz and its contacts of 12 A can switch even 1 kW power at 50  $\Omega$ . The only problem is that the big surfaces of the contacts result in very little isolation. This problem can be solved by connecting the high current relay with a microwave relay in series, at both input and output. In the TX period the applied high frequency relays switch both the input and output of the FET to GND, thus protecting the FET from the power of some Watts passing through the high current card relays. In the case of 1 KW TX power this saturated power could reach even 7-8 W without microwave relays, which could cause the breakdown of the FET.

The circuit diagram of the preamp can be seen in **Figure 1**. The circuit diagram of the surroundings of the FET is the same as the one of the original EXTRA-2 REV 6 version [2]. In favor of higher protection BAS70-04 processing diodes have been changed to microwave PIN diodes at the input and output, as well. This solution together with the relay composition presented above ensures the best protection for the FET. The DC power supply line is equipped with reverse polarity and overload diodes, and this latter can protect the preamp from close but not direct thunderbolts.

The preamp has been built on a 1,5 mm thick FR-4 type PCB. The connection between the two power relays has not been designed on the PCB, because it can easily burn through if applying "Legal Limit" power. To avoid this, semi-rigid cable of .141 has been used for the connection between the two relays.

The upgraded and modified preamp has been built in a waterproof and sealed cast aluminum box (Hammond 1550Z108). The connectors are also sealed, so the complete preamp can be mounted on a mast. The preamp includes a VOX circuit, but using a PTT control is more preferable. The DC power and the PTT line can be connected to the preamp through a 3-pin DIN connector. At this version DC cannot be fed through coaxial cable!

The layout of the Mast-Mounted Preamplifier PCB can be seen in **Figure 2**. **Figure 3** shows a photo of the ready PCB. The semi-rigid connection between the two power relays can be observed in **Figure 4**. Photos of the boxed preamplifier can be found in **Figure 5**, **Figure 6** and **Figure 7**. The parameters of the preamp are the same as the ones presented in [2]. **Figure 8** shows the through SWR of the preamp in TX mode, closed with a good quality dummy load.

The preamp can be used directly with all 50/100 W VHF radios that switch GND to PTT line in TX period. If applying a medium power PA, a sequencer circuit is essential to be used to avoid breakdowns.

## Literature

- [1] Dipl. Ing. Gyula Nagy, HA8ET: EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier. DUBUS 4/2010 p.78  
[2] Gyula Nagy, HA8ET: EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier (REV6). Dubus 4/2011 p. 70

## Technical data:

Frequency range:.....144-146 MHz (-1 dB)  
Input/Output impedance: 50  $\Omega$   
Gain:.....15 - 21 dB (adjustable)  
Noise Figure.....<0,6 dB (typ 0,5)  
S11:.....-9 dB @ 144MHz  
S22:.....-23dB  
1 dB / 3dB Bandwidth:.....2,5 / 4,5 MHz  
Max. Power with PTT:.....750 W (Legal Limit)

IP3.....>22 dBm  
Broadcast rejection:.....>63 dB @100 MHz  
Rejection @ 432 MHz:.....>50 dB  
Supply voltage:.....+12...15V/230mA  
Connectors:.....N females  
Dimensions (Box):.....125 x 81 x 61 mm  
+40 dBm IP3 GaAs FET (ATF-53189)  
Unconditionally stable, Moderate sensitivity to ESD

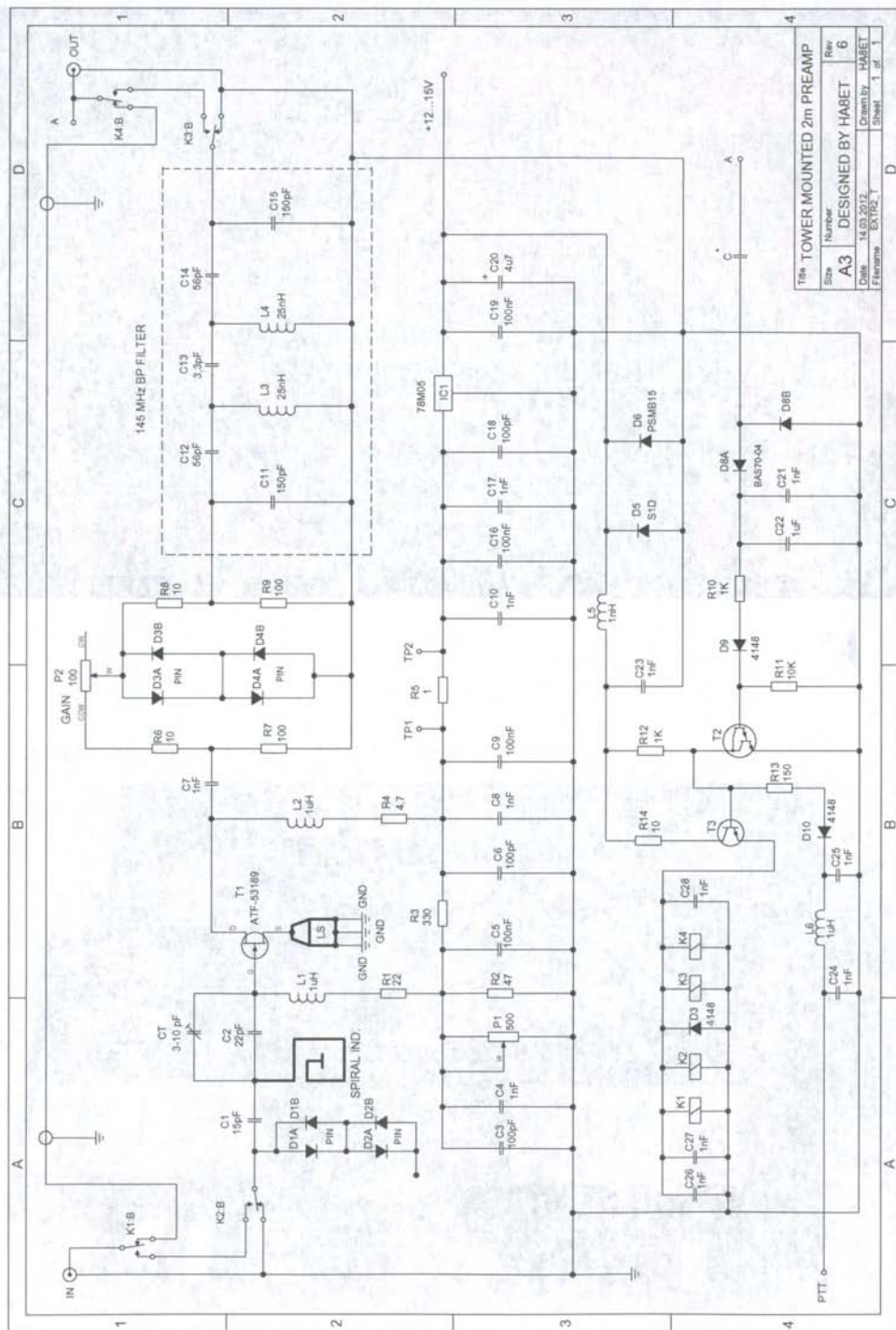


## Part list

## Teileliste

| Reference                                            | Value       | Package | Distributor | Type                  | Manuf.    |
|------------------------------------------------------|-------------|---------|-------------|-----------------------|-----------|
| CT                                                   | 3-10 pF     | SMD     | Farnell     | TZB4Z100AB10R00       | Murata    |
| C1 (Microwave!)                                      | 15 pF       | 0805    | Farnell     | 08052U150GAT2A        | AVX       |
| C2 (Microwave!)                                      | 22 pF       | 0805    | Farnell     | 08052U270GAT2A        | AVX       |
| C3, C6, C18                                          | 100 pF COG  | 0805    | Farnell     | C0805C101J5GAC        | KEMET     |
| C4, C7, C8, 10, 17,<br>21, 23, 24, 25, 26,<br>27, 28 | 1nF X7R     | 0805    | Farnell     | 08055C102KAT2A        | AVX       |
| C5, C9, C16, C19                                     | 100 nF X7R  | 0805    | Farnell     | 08055C104JAT2A        | AVX       |
| C11, C15                                             | 150 pF COG  | 0805    | Farnell     | C0805C151J5GAC        | KEMET     |
| C12, C14                                             | 56 pF COG   | 0805    | Farnell     | C0805C560J5GAC        | KEMET     |
| C13                                                  | 3,3 pF COG  | 0805    | Farnell     | ERB21B5C2E3R3B        | Murata    |
| C20                                                  | 4,7 uF/50 V | 7343    | Farnell     | T495X475K050AT        | KEMET     |
| C22                                                  | 47uF/35V    | 0805    | TME         | SC1V476M6L006VR       | Samwha    |
| C                                                    | 1.5 pF      | -       | -           | 20 mm .141 semirigid  | Shuner    |
| L1, L2                                               | 1000 nH     | 1008    | TME         | CW1008-1000           | Ferrocore |
| L3, L4                                               | 24 nH       | -       | BEC         | 100072                | TOKO      |
| L5, L6                                               | 1uH         | 1206    | Farnell     | Ferrite               | BOURNS    |
| R1,                                                  | 22          | 0805    | Farnell     |                       |           |
| R2                                                   | 47          | 0805    | Farnell     |                       |           |
| R3                                                   | 330         | 0805    | Farnell     |                       |           |
| R4                                                   | 4,7         | 0805    | Farnell     |                       |           |
| R5                                                   | 1           | 0805    | Farnell     |                       |           |
| R6, R8, R14                                          | 10          | 0805    | Farnell     |                       |           |
| R7, R9                                               | 100         | 0805    | Farnell     |                       |           |
| R10                                                  | 1k          | 1206    | Farnell     |                       |           |
| R11                                                  | 10k         | 0805    | Farnell     |                       |           |
| R12                                                  | 1k          | 0805    | Farnell     |                       |           |
| R13                                                  | 150         | 0805    | Farnell     |                       |           |
| D1, D2, D3, D4,                                      | -           | SOT-143 | Digi-Key    | SMP-1320-015<br>(PIN) | ALPHA     |
| D5, D9, D10                                          | -           | 0805    | Farnell     | 1N4148 SMD            | VISHAY    |
| D6                                                   | -           | DO214A  | Farnell     | FR1M                  | Semicon   |
| D7                                                   | -           | DO214AA | Farnell     | P6SMB15CA             | Semicon   |
| D8                                                   | -           | SOT-23  | Farnell     | BAS70-04              | VISHAY    |
| T1                                                   | -           | SOT-89  | Farnell     | ATF-53189             | Avago     |
| T2                                                   | -           | SOT-223 | Farnell     | PZTA14                | NXP       |
| T3                                                   | -           | SOT-223 | Farnell     | BCP56-16              | Infineon  |
| IC1                                                  | -           | D-PAK   | Farnell     | 78M05CDT              | STM       |
| P1                                                   | 500         | SMD     | Farnell     | TS53YL501MR10         | VISHAY    |
| P2                                                   | 100         | SMD     | Farnell     | TS53YL101MR10         | VISHAY    |
| K1, K4                                               | -           | -       | RS          | RX114012C             | Schrack   |
| K2, K3                                               | -           | SMD     | Farnell     | IM06GR                | TYCO      |
| Box                                                  | -           | -       | Farnell     | 1550Z108              | Hammond   |
| RF Connectors                                        | N Female    | -       | Farnell     | 11-19 TSS             | Multicomp |
| Power supply conn.                                   |             |         | Conrad      | 0107 05               | Lumberg   |
| PCB                                                  | -           | -       | HA8ET       |                       | HA8ET     |

Table 1



|                                |                   |          |        |
|--------------------------------|-------------------|----------|--------|
| Title: TOWER MOUNTED 2m PREAMP |                   |          |        |
| Size                           | Number            | Rev      |        |
| A3                             | DESIGNED BY HABET | 6        |        |
| Date                           | 14.03.2012        | Drawn by | HABET  |
| Filename                       | 031702_1          | Sheet    | 1 of 1 |

Fig. 1 – Circuit diagram



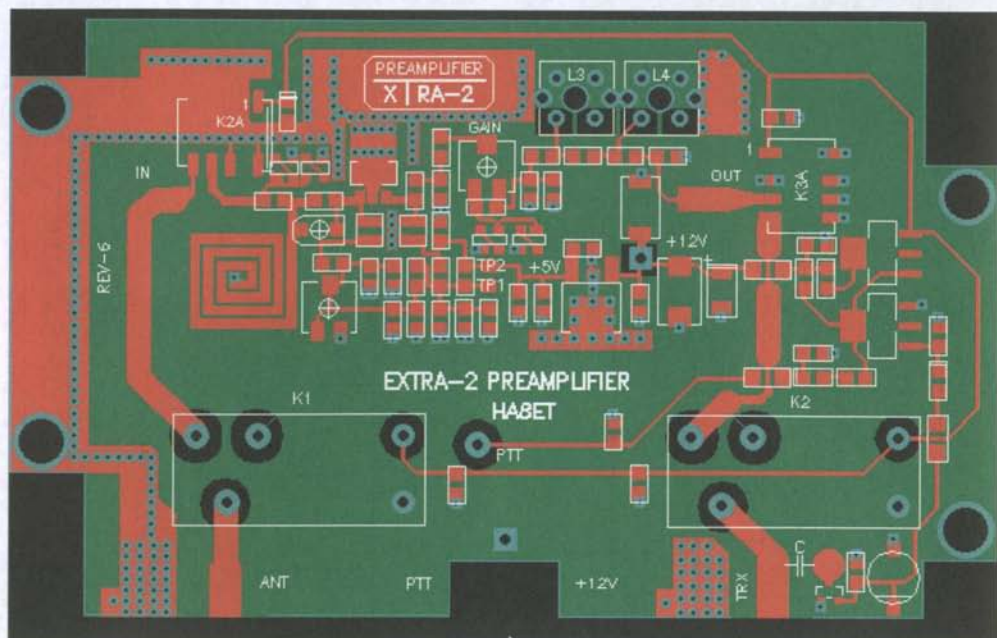


Fig. 2

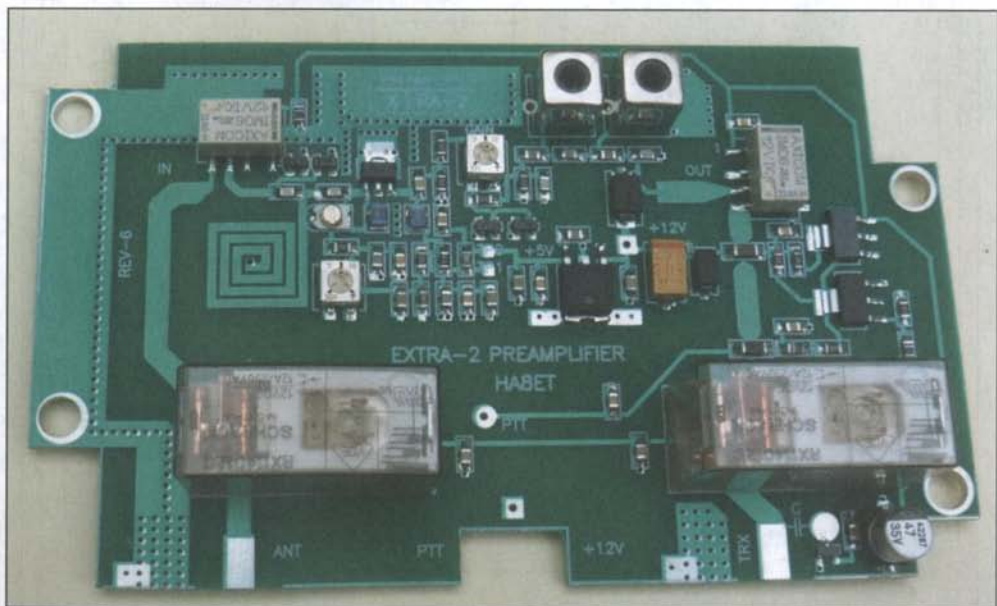


Fig. 3

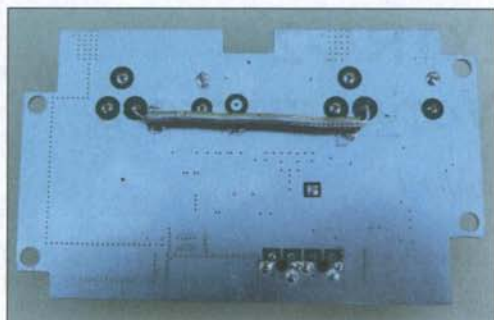


Fig. 4



Fig. 5



Fig. 6



Fig. 7

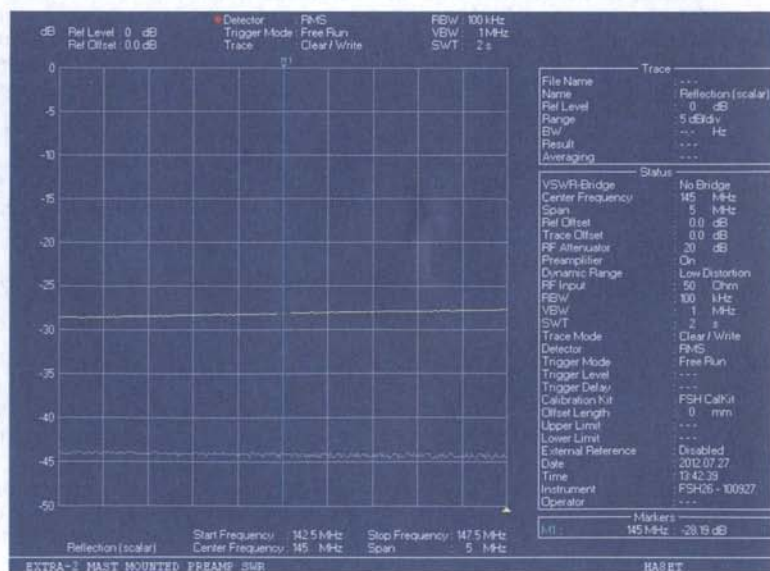


Fig. 8



# Mastversion des EXTRA-2 144-MHz-Contest-Vorverstärkers

von Gyula Nagy, HA8ET, HA8ET@freemail.hu

Der EXTRA-2 144-MHz-Vorverstärker [1, 2] hat die Erwartungen in der Praxis erfüllt, aber es gibt auch den Wunsch, ihn in der Nähe des Speisepunktes der Antenne auf dem Mast zu platzieren, wozu dann auch HF-Relais benötigt werden. Es wäre eine elegante Lösung, zwei professionelle Koaxrelais zum Schalten zu verwenden, aber damit wäre der Vorverstärker unbezahlbar. Hier präsentiere ich eine Lösung, die mit billigen Relais gute Isolation aufweist und die mit hunderten Watt betrieben werden kann.

Von den billigen Relaisstypen habe ich ein Schrack Relais RX114012C ausgewählt. Dessen sehr kurze Anschlüsse stellen ein exzellentes SWR auf 144 MHz sicher und die 12-Ampere-Kontakte können sogar 1 KW Leistung bei 50  $\Omega$  schalten. Das einzige Problem ist, dass die großen Oberflächen der Kontakte in sehr niedriger Isolation resultieren. Dieses Problem kann gelöst werden durch eine Serienschaltung des Hochstromrelais mit einem Mikrowellenrelais sowohl am Eingang als auch am Ausgang. In der TX-Phase schalten die eingefügten HF-Relais den Ein- und Ausgang des FETs auf Masse, so dass er vor der Leistung von einigen Watt, die durch die Hochstromrelais kommen, geschützt ist. Für den Fall von 1 KW TX-Leistung kann die ohne Mikrowellenrelais anliegende Leistung sonst bis zu 7 oder 8 Watt betragen, was den FET natürlich zerstören kann.

Das Schaltbild des Vorverstärkers zeigt Abb. 1. Die Schaltung um den FET herum ist die selbe wie in der originalen Version EXTRA-2 REV 6 in [2]. Für besseren Schutz wurden die BAS70-04 Dioden am Ein- und Ausgang gegen Mikrowellen-PIN-Dioden ausgetauscht. Diese Lösung zusammen mit der eben präsentierten Relaischaltung stellt den bestmöglichen Schutz des FETs sicher. Die DC-Versorgungsleitung wurde mit Schutzdioden gegen Verpolung und Überstrom versehen, was den LNA vor nahen, aber nicht direkten, Blitztreffern schützt. Die PCB für den Vorverstärker wurde aus 1,5mm dickem FR4-Material gefertigt. Die Verbindung zwischen den zwei Leistungsrelais wurde nicht auf der PCB integriert, weil sie leicht durchschlagen kann, wenn hohe Leistungen anliegen. Um das zu vermeiden, wurde Semirigid-Kabel .141 für die Verbindung zwischen den Relais verwendet.

Der verbesserte und modifizierte Vorverstärker wurde in ein wasserdichtes und versiegeltes Aluminium-Gehäuse eingebaut (Hammond 1550Z108). Die Buchsen sind ebenfalls versiegelt, so dass der komplette Preamp auf dem Mast montiert werden kann. Der Vorverstärker hat eine VOX-Funktion, aber die Schaltung mittels PTT ist vorzuziehen. Die Versorgungsspannung und PTT-Leitung werden mittels eines 3-Pin-DIN-Steckers zugeführt. Gegenwärtig kann keine DC-Versorgung über das Koaxkabel erfolgen.

Das Layout der PCB des Mastvorverstärkers zeigt Abb. 2. Abb. 3 zeigt ein Foto der fertigen PCB. Die Semirigid-Verbindung zwischen den beiden Leistungsrelais kann man in Abb. 4 sehen. Fotos des fertig gebauten Vorverstärkers sind in Abb. 5, 6 und 7 zu sehen. Die Daten des LNA entsprechen denen, die bereits in [2] veröffentlicht wurden. Abb. 8 zeigt das Durchgangs-SWR des Preamps im TX-Zustand, wobei mit einer guten Dummyload abgeschlossen wurde. Der Preamp kann direkt mit allen 50/100-W-VHF-Transceivern benutzt werden, die beim Senden die PTT nach Masse schalten. Sollte eine Mittelleistungs-PA verwendet werden, ist ein Sequenzer nötig, um Beschädigungen zu vermeiden.

## Literatur

- [1] Dipl. Ing. Gyula Nagy, HA8ET: EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier. DUBUS 4/2010 p.78  
[2] Gyula Nagy, HA8ET: EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier (REV6). Dubus 4/2011 p. 70

## Technische Daten

Frequenzbereich:.....144-146 MHz (-1 dB)  
Input/Output Impedanz: 50  $\Omega$   
Verstärkung:..... 15 - 21 dB (einstellbar)  
Rauschzahl:.....<0.6 dB (typ 0.5)  
S11:.....-9 dB @ 144MHz  
S22:.....-23dB  
1 dB / 3dB Bandbreite:.....2,5 / 4,5 MHz  
Max. Power mit PTT:..... 750 W (Legal Limit)

IP3:.....>22 dBm  
Rundfunkunterdrückung: >63 dB @100 MHz  
Unterdrückung @ 432 MHz: >50 dB  
Versorgungsspannung:.. +12...15V/230mA  
Anschlüsse:..... N weiblich  
Abmessungen (Gehäuse): 125 x 81 x 61 mm  
+40 dBm IP3 GaAs FET (ATF-53189)  
bedingungslos stabil, wenig ESD-Sensibilität

# Extrem Weites 50-MHz-Es: Nord – Süd (TEFE)

von Jim Kennedy, KH6/K6MIO and Gene Zimmermann, W3ZZ (sk)

## Einleitung

Dies ist der dritte Teil der Artikelserie, die die möglichen Ursachen von zwei etwas ungewöhnlichen Ausbreitungsphänomenen über den kurzen Weg (trotzdem sind die Strecken sehr lang) untersucht, bei denen irgendwo auf der Strecke  $E_s$  involviert zu sein scheint. (Siehe Kennedy 2011 und Kennedy und Zimmerman 2012)<sup>1</sup>.

## EWEE: Ein Ost-West Effekt

Der vorige Artikel dieser Serie diskutierte den ersten dieser beiden Effekte. Es handelt sich um eine Ost-West-Ausbreitung, die in den lokalen Sommern in der nördlichen und südlichen Hemisphäre auftritt. Anders als die normalen Spielarten von  $E_s$  führt sie zu Strecken von 8500 bis 11000 km. Das entspricht fünf oder sechs  $E_s$ -Sprüngen (siehe Tabelle 1). Hinweise auf diese Ausbreitung wurden seit Ende der 1970er Jahre berichtet. Die Anzahl des Auftretens aber scheint sich seit etwa dem Jahr 2000 signifikant erhöht zu haben. Han Higasa, JE1BMJ, behauptete, dass fünf oder sechs Sprünge zu viel für  $E_s$  sein würden und benannte das Ganze mit Short-path Summer Solstice Propagation oder SSSP, (Higasa 2006 Japanisch, 2008 Englisch).

Dennoch tritt diese Ausbreitungsart anscheinend ausschließlich während der lokalen Sommer der jeweiligen Hemisphäre auf, was ganz stark darauf hindeutet, dass eine Art von  $E_s$ -Mechanismus eine Rolle spielt.

Kennedy (2010 und 2011) zeigten im Folgenden, dass diese Strecken wie bei "normalem"  $E_s$  sehr ausgeprägt einem tageszeitlichen Muster folgen. Die Station am westlichen Ende der Strecke befindet sich im morgendlichen (Lokalzeit)  $E_s$ -Maximum (ungefähr zwischen 0630 und 1230h) und die Station am östlichen Ende der Strecke entsprechend im Nachmittags- $E_s$ -Maximum (ungefähr 1600 bis 2200 Lokalzeit). Es konnte gezeigt werden, dass dies tatsächlich ein  $E_s$ -Effekt ist, und, dass es sich zu bestimmten Zeiten komplett um eine Multihop- $E_s$ -Ausbreitung handeln kann ( $nE_s$ ) oder eine Kombination von ( $nE_s$ ) mit einer Variation von chordal-hop  $E_s$  (Kennedy und Zimmerman 2012). Sie nannten dies East-West Extreme  $E_s$  (EWEE).

## In dieser Studie: Der Nord-Süd-über-den-Äquator-Effekt

Eine weitere Form von Ausbreitung wurde 2009, 2010 und 2011 beobachtet, die noch erstaunlicher war, obwohl es bereits für eine lange Zeit „Anekdoten“ diesbezüglich gab. Es handelt sich dabei um Ausbreitung mit *sehr schwachen* Signalenstärken, die *immer* den Äquator überquert und über Strecken von 10500 bis über 15000 km läuft. Eine Ende der Strecke befindet sich auf der Südhalbkugel im lokalen Sommer und das andere Ende landet auf der Nordhalbkugel im lokalen Winter. Im Gegensatz zu EWEE decken diese Strecken sehr lange Nord-Süd-Entfernungen zusätzlich zu den großen Ost-West-Distanzen zwischen den beiden Stationen an den Endpunkten ab. Wenn dies das Ergebnis „normaler“  $nE_s$ -Multihop-Ausbreitung wäre, dann zeigt Tabelle 1, dass dies noch nie Dagewesene sechs oder sieben Sprünge erfordern würde. Seltsamerweise liegen die *einzigen* dokumentierten Strecken zwischen ZL/VK (und Umgebung) und NA. Man ist versucht zu spekulieren, dass dieses zweite Phänomen irgendwie mit EWEE in Zusammenhang steht. Z.B. ist ja eine Station an einem Ende beteiligt, die sich in der *großen* Sommer- $E_s$ -Saison befindet, während die andere Station sich in der *kleinen* Winter- $E_s$ -Saison befindet. Dennoch werden wir sehen, dass auch etwas anderes involviert sein könnte. Die folgende Diskussion basiert auf

<sup>1</sup> Alle drei Artikel basieren auf Vorträgen, die bei verschiedenen Konferenzen der Central States VHF Society gehalten wurden (Kennedy 2010, Kennedy und Zimmerman 2011a und 2011b).



kürzlich gemachten Beobachtungen und einigen Vergleichen mit einem auf Daten beruhenden Ionosphärenmodell. Zuerst geben wir einen kleinen Überblick über die generellen Eigenschaften von sowohl E- als auch F-Schicht.

## E<sub>s</sub>-Überblick

Die E-Schicht liegt ungefähr zwischen 90 und 130km Höhe, ihre Grenzen sind aber ziemlich unscharf und es wurden gelegentlich Höhen bis 150km beobachtet. Es gibt zwei Hauptquellen für die E-Schicht-Ionisierung: Die weichen Röntgenstrahlen der Sonne sowie die Tages-UV-Strahlung der Sonne und die zu jeder Zeit einfallenden und verdampfenden Meteore. Da die Sonne einen wichtigen Beitrag leistet, gibt es eine starke E-Schicht-Ionisierung, die der Sonne um die Erde folgt, wobei sich das Maximum der Ionisierung sehr nahe dem momentanen subsolaren Punkt auf der Erde befindet. Das E<sub>s</sub>-Sommermaximum der mittleren Breiten scheint eng in Bezug zum sehr großen saisonalen Peak des Einfalls sporadischer Meteore zu stehen (Haldoupis, et al. 2007).

Trotzdem ist die normale Stärke der E-Schichtionisierung viel niedriger als für die Reflektion von 50-MHz-Signalen nötig. Selbst mittags an einem guten Tag ist die MUF kaum höher als 22 MHz. 6m-Ausbreitung erfordert also die Hilfe von weiteren Prozessen, um „sporadische“ E-Ionisierung zu erzeugen, die *viel* höhere Niveaus erreicht. Das bedeutet, dass E<sub>s</sub> aus einer Kombination von Ereignissen resultiert, die alle zu gleichen Zeit vorhanden sein müssen.

Es gibt Winde in der E-Region und wie die meisten anderen Winde wehen diese mehr oder weniger parallel zur Erdoberfläche. Einige dieser Winde wehen annähernd in Ost-West- oder West-Ost-Richtung und andere in Nord-Süd- oder Süd-Nord-Richtung. Sobald sich die Windgeschwindigkeit mit der Höhe ändert, d.h. in einer Höhe stärker ist als in einer anderen, oder der Wind in unterschiedliche Richtungen weht, entsteht an der Grenze zwischen diesen zwei Windströmungen eine *Windscherung*.

In Gegenwart des Erdmagnetfeldes, kann diese Windscherung bewirken, dass die freien Elektronen ober- und unterhalb des Zentrums der Scherung nahe der Scherung zusammen gedrückt werden. Das heißt, dass viele Elektronen aus großen Volumina niedriger Elektronenkonzentration ober- und unterhalb der Scherung zu einer sehr dünnen Schicht hoher Elektronenkonzentration nahe der Scherung komprimiert werden. Dieser Prozess kann zu einer Formation *dünnere* E<sub>s</sub>-Wolken führen, die Elektronendichten aufweisen, die 10 bis 100 mal höher sind als im gleichen Raum vor der Kompression durch die Windscherung. Im Resultat führen diese Wolken zu einer viel höheren MUF als die „Hintergrund“-E-Schicht-Ionisierung.

Der gut bekannte **tageszeitliche** Verlauf von E<sub>s</sub> (Abb. 1) scheint das Ergebnis der Summe der atmosphärischen *Tiden* zu sein, die durch die Sonneneinstrahlung verursacht werden. Die Sonne, die auf die Erde scheint, heizt die untere Atmosphäre auf und verursacht eine Ausdehnung der ganzen Atmosphäre nach oben, die bis in die E- und F-Schicht reicht. Die Grundwellen dieser Tiden haben Perioden von 24, 12 bzw. 8 Stunden (Haldoupis, et al. 2004). Diese sich überlappenden Tiden verursachen vertikale Strömungen, die in der E-Region erst nach oben und dann nach unten gerichtet sind und zeitweise den Kompressionsprozess *behindern* und zu anderen Zeiten *nicht* behindern. Der resultierende Effekt besteht darin, dass, wenn der Kompressionsprozess in Gange ist, eine regelmäßige tägliche Variation der Wahrscheinlichkeit des Auftretens von E<sub>s</sub>-Wolken vorhanden ist und damit von Ausbreitungsmöglichkeiten während des Tages. Der interessierte Leser mag einen Blick auf die detailliertere Beschreibung von E<sub>s</sub> im vorigen Artikel werfen (Kennedy und Zimmerman 2011).

## F2-Überblick

Die F2-Region befindet sich zwischen 250km bis über 1000km Höhe. Sie wird normalerweise von der extremen UV-Strahlung (EUV) der Sonne ionisiert. Die Hintergrund-Partikeldichte ist in diesen Höhen wirklich sehr gering. Deshalb sind die Lebenszeiten von Ionen ziemlich lang. Die F2-Schicht kann bis lange nach Sonnenuntergang ionisiert bleiben und es gibt Hinweise dafür, dass Ionen sich tatsächlich entlang der Feldlinien des Erdmagnetfelds von der Tages- auf die Nachtseite bewegen können.

## Winteranomalie

Seltsamerweise ist, obwohl die F2-Schicht durch die Sonne im lokalen Sommer stärker und direkter bestrahlt wird, die Elektrochemie der Region so, dass die Verluste von freien Elektronen (durch Rekombination) in den lokalen Sommern noch höher sind. Im Ergebnis ist die Ionisierung (entstehende neue Ionen minus Verlust existierender Ionen pro Zeiteinheit) in den Wintermonaten tatsächlich viel höher.

## Äquatorialanomalie

Die Winteranomalie ist nicht der einzige jahreszeitlich bedingte Effekt. Innerhalb von ungefähr  $\pm 20^\circ$  um den geomagnetischen Äquator gibt es eine große nach außen gerichtete Auswölbung in der F-Schicht entlang dem geomagnetischen Äquator, die als Äquatorialanomalie bekannt ist. Diese Auswölbung folgt der Sonne um die Erde herum, aber ist um einige Stunden verzögert. Diese Auswölbung ist tatsächlich eine andauernde Verdickung der F-Schicht nahe des Äquators am Nachmittag. Die Auswölbung wird hervorgerufen durch ionosphärische äquatoriale E-Schicht-Winde, die nachmittags zu einem Anstieg von elektrischen Feldern in Ost-West-Richtung führen und Äquatorialer Elektrojet genannt werden. In Kombination mit dem Erdmagnetfeld *pumpen* diese Felder Elektronen *nach oben* von der E- und den unteren F-Schichten in die F2-Schicht darüber. Dieser *Nachmittags-Springbrunnen-Effekt* kann die Elektronendichte der F2-Schicht signifikant erhöhen.

Im Prinzip führt dies zu zwei Ionisierungsmaxima in der F2-Schicht-Auswölbung (nicht eins). Eines dieser Maxima befindet sich im Bereich von  $10^\circ$  bis  $20^\circ$  nördlich des geomagnetischen Äquators und das andere entsprechend auf der südlichen Seite des geomagnetischen Äquators. Als Teil der äquatorialen Auswölbung folgen diese zwei Maxima typischerweise auch der Sonne. Folglich ist jede daraus resultierende Ausbreitung generell ein Nachmittags- oder Fröhabend-Phänomen.

Um die beiden Tag-und-Nachtgleichen herum werden beide Bereiche der Maxima mehr oder weniger gleich von der Sonnenstrahlung illuminiert und erreichen ihre maximalen Ausprägungen. Während dieser Zeit können diese beiden starken Maxima Transäquatoriale Ausbreitung (TEP) hervorrufen. Während der Sonnenwenden *jedoch*, tendiert die Winteranomalie dazu das Maximum auf der winterlichen Seite zu unterstützen und das Maximum auf der Sommerseite stark abzuschwächen. Anstatt von zwei ziemlich starken Maxima gibt es dann oft nur ein starkes Maximum in der winterlichen Hemisphäre (und im Bereich des Nachmittags). Das Maximum auf der Sommerseite ist oft sehr schwach und normalerweise unbrauchbar.

## $N_e$ , M-Faktor und MUF

Es wurde bereits vorgeschlagen, dass chordale Mechanismen in der E-Schicht eine Rolle bei EWE spielen könnten, und es ist sicherlich möglich, dass EWE eine Rolle bei diesen langen Nord-Süd-Strecken spielt. Es ist möglich, dass hier auch F2-Prozesse eine Rolle spielen. Schauen wir also auf das Zusammenspiel zwischen  $N_e$  (der Dichte freier Elektronen), etwas das M-Faktor genannt wird und der MUF hinsichtlich möglicher Strecken-Kombinationen.

Wenn man den Wert von  $N_e$  kennt, kann man die sogenannte *kritische Frequenz*  $f_0$  – die MUF für ein senkrecht nach oben strahlendes Signal – berechnen. Aber normalerweise läuft das genau anders herum: Man misst  $f_0$  mit einer Ionosonde und dann wird  $N_e$  mittels folgender Formel errechnet<sup>2</sup>:

$$f_0 = \sqrt{\frac{N_e e^2}{4\pi^2 \epsilon_0 m}} = \sqrt{N_e} \times (9 \times 10^{-6}), \text{ in MHz, for } N_e \text{ in electrons/m}^3$$

Die MUF hängt auch vom Winkel zwischen dem nach oben laufenden Signalpfad und der Ionosphäre ab – je kleiner der Winkel, desto höher die MUF. Sind  $N_e$  und der Winkel zwischen Signalpfad und Ionosphäre bekannt, ist die MUF gegeben durch:

$$MUF = M \sqrt{N_e} \times (9 \times 10^{-6}), \text{ in MHz, for } N_e \text{ in electrons/m}^3$$

M (der M-Faktor) ist cosec (a), mit a für den Winkel zwischen Signalstrecke und der Ebene an der Unterseite der Schicht. Bedeutsam ist, dass man durch *Verkleinern* des Winkels die MUF *erhöhen* kann *ohne* dass die Elektronendichte *verändert* wird. Im Ergebnis können chordale Effekte, die durch geneigte oder gekrümmte Reflektionsschichten hervorgerufen werden, zu höheren MUFs und niedrigeren Streckenverlusten führen. Dies ist ein Faktor, aber nicht der einzige, bei F-Schicht TEP und möglicherweise bei einigen Fällen von 2m E<sub>s</sub> (Kennedy 2000 und 2003).

## Transäquatorial: Wer weiß was....

Kommen wir zum Hauptgegenstand dieses Artikel zurück. Es gab einige Aufregung über die mysteriösen

<sup>2</sup> Die Konstante  $e$  ist die elektrische Ladung des Elektrons,  $\epsilon_0$  ist die Dielektrizitätskonstante des freien Raums und  $m$  ist die Masse des Elektrons.  $N_e$  in Elektronen/m<sup>3</sup>. Wenn  $N_e$  in Elektronen/cm<sup>3</sup> ausgedrückt wird, dann wird bei der Konstante aus dem Wert  $(9 \times 10^{-6})$  der Wert  $(9 \times 10^{-3})$ .



Kontakte über den Äquator zwischen Süd-Sommer (VK/ZL) und Nord-Winter (NA) im Dezember 2010 und Januar und Februar 2011. Zusammen mit den Kontakten, die in der Saison 2009-2010 gemacht wurden, gibt es nun genug Datenpunkte für diese Ausbreitungsart, um mit dem Zusammenstellen einiger Ideen zu beginnen. Es gab 40 „Kontakte“ oder „RX-Berichte“, 24 für ZL-NA und 16 für VK-NA. Weiter gibt es drei KH6-Berichte und einen für E51. Abb. 2 zeigt die Streckenbereiche und die beteiligten Rufzeichendistrikte. Die linke Seite zeigt, dass die *Streckenkomponenten* (W5-KH6 und KH6-ZL/VK) zeitweise getrennt beobachtbar waren

## Was passiert in der Ionosphäre?

Es wurde eine Anzahl von Konzepten aufgestellt, um diese Art von Ausbreitung zu erklären. Einige haben hierfür Transäquatoriale Ausbreitung (TEP) vorgeschlagen, aber dies scheint aus zwei Gründen sehr unwahrscheinlich

- TEP hängt *wesentlich* von starker und annähernd *gleichmäßiger* solarer Ionisierung beim nördlichen und südlichen Teil der äquatorialen Anomalie ab; das geschieht so nur zu Zeiten der Tag-und-Nacht-Gleiche, *nicht* zu Zeiten der Sonnenwenden.
- TEP ist ein F-Schicht-Effekt. Mit der Winteranomalie wird es nicht im *Sommer* der südlichen Hemisphäre funktionieren.

Es wurde vorgeschlagen, dass es vielleicht eine seltene Kombination des großen Sommer-E<sub>s</sub>-Maximums in der südlichen Hemisphäre mit dem kleinen Winter-E<sub>s</sub>-Peak in der nördlichen sein könnte, der eine außergewöhnliche nE<sub>s</sub> oder chordal-E<sub>s</sub>, „super EWEE“-Verbindung ermöglicht. Ein weiterer Vorschlag ist, dass es eine Verbindung von Südsommer-E<sub>s</sub> zu equatorialem E<sub>s</sub> zu Nordwinter-E<sub>s</sub> sein könnte. Diese beiden letzten Vorschläge funktionieren auf dem Papier. Aber beide würden 6 oder 7 Sprünge erfordern. Das scheint unwahrscheinlich mit einer der beiden Halbkugeln „außerhalb der Saison“. Aber was auch immer diese Ausbreitung verursacht, es *existiert* und ist tatsächlich *unwahrscheinlich*.

Der nächste Schritt bestand darin, darauf zu schauen, was die Ionosphäre während der Zeiten des Auftretens dieser Verbindungen macht. Das ist eine Herausforderung, da die Hauptteile dieser Strecken über dem Nord- und Süd-Pazifik verlaufen, wo es nur sehr wenige Ionosonden gibt. Es gibt aber einige ziemlich ausgereifte Computermodelle, die helfen können, die Lücken zu schließen. Allgemein arbeiten diese Programme durch Anwendung bekannter Physik, um zu berechnen, wie die Ionosphäre auf ihre Umgebung reagiert. Dann werden aktuelle Daten ins Modell dazu eingespeist und eine Simulation erzeugt, wie die Ionosphäre in Funktion der Zeit auf diese Daten reagieren würde.

Abhängig vom spezifischen Modell können typische Eingaben Serien von Dingen wie Tageszeit, Kalendertag, Solarer Flux, Geschwindigkeit des Sonnenwindes und seine magnetische Polarität, die verschiedenen Indizes des Erdmagnetfeldes, die Röntgenstrahlung der Sonne, die Werte der EUV-Strahlung und der totale Elektronengehalt (TEC) für viele Punkte sein. Auch wenn dies nicht so gut wie die direkte Messung der aktuell erwünschten Parameter (hier N<sub>o</sub>) ist, ist es doch das nächstbeste, was verfügbar ist.

Für diese Studie wurde das Global Assimilation of Ionospheric Measurements Model (USU-GAIM) verwendet. Es wurde an der Utah State University (Schunk 2004) entwickelt. Das Ionosphärenmodell wurde für jeden betreffenden Kalendertag laufen gelassen, an dem eine Verbindung auftrat, so dass ein Schnappschuss der globalen Ionosphäre im dreidimensionalen Raum von 92 km bis über 1000 km Höhe alle 15 Minuten über den ganzen Tag erhalten wurde. Diese Modelle wurden am Community Coordinated Modeling Center am Goddard Space Flight Center der NASA errechnet.

Abb. 3 zeigt ein Beispiel einer Kontur-Karte der F2- (oben) und E- (unten) Schichten am Datum der Frühlings-Tag-und-Nacht-Gleiche 2010. Die Sonne befindet sich direkt über dem Äquator und bescheint die nördliche und südliche Hemisphäre genau gleich. Das ist besonders ersichtlich an der symmetrischen, nahezu zirkularen Form der E-Schicht-Ionisierung. Die nördlichen und südlichen Teile der äquatorialen F2-Anomalie sind auch klar sichtbar. Trotz der gleichmäßigen solaren Illumination, ist aber der südliche Teil der F2-Anomalie über dem Pazifik kleiner und schwächer ausgeprägt als der nördliche Teil. Diese *Asymmetrie* in der F-Schicht-Reaktion auf die Sonne, in Gegenüberstellung zu der sehr *symmetrischen* Reaktion der E-Schicht, wird eine wichtige Rolle bei der folgenden Diskussion spielen.

## Realität trifft auf Theorie

Die Herausforderung besteht nun darin, zu nehmen, *was passiert* und zu sehen, wie das eventuell zu dem passt, von dem wir denken, was wir über die Ionosphäre und die zugrundeliegende Physik wissen. Wir beginnen mit dem Blick auf nur zwei von Dutzenden von Beispielen dokumentierter Fälle dieser extremen weiten Ausbreitung auf 50 MHz über den Äquator hinweg.

## 20. Februar 2010

Am 20. Februar 2010 hat K6QXY um 0108 UTC ZL3NW erreicht. Wenig später, um 0154Z hat er auch ZL2DX gearbeitet. Also, wie lief das alles ab?

Abb. 4 zeigt die modellierte Ionosphäre für diesen Tag um 0115 UTC (der am nächsten liegende Punkt im Modell). Sie zeigt, dass der nördliche F-Schicht-Teil klar über den südlichen dominiert. Die nördliche Winteranomalie ist stark ausgeprägt und die südliche durch die sommerlichen Elektronenverluste abgeschwächt. Der nördliche F2-Peak hat eine  $N_e$  von  $2.73 \times 10^6/\text{cm}^3$  für eine MUF von gerade über 50 MHz. Das Modell zeigt, dass ein ganz wenig ostwärts, am Großkreis-Skipppunkt,  $N_e$  bei  $2.6 \times 10^6/\text{cm}^3$  liegt, was mit einer ground-level<sup>3</sup> MUF von 49 MHz korrespondiert.

Ob Ausbreitung über den 1. Peakpunkt oder den etwas schwächeren zweiten, es bedeutet, dass nur grenzwertige Bedingungen existieren, auch für einen nicht-chordalen Sprung. Und grenzwertige Bedingungen sind das, was wir beobachtet haben. TEP jedenfalls würde nicht funktionieren, da die Ionisierung des südlichen Teils der Anomalie am benötigten Skipppunkt zu schwach ist.

Diese Episode aus 2010 ist typisch für das, was in den mindestens letzten 3 Jahren beobachtet wurde. Generell wurden Kontakte zwischen einerseits ZL und manchmal VK und andererseits dem Westen der USA, zu Gebieten, die einen guten Horizont nach Südwesten haben, beobachtet. Die Mutter aller Öffnungen (bisher) aber trat am 11. Januar 2011 auf.

## 11. Januar 2011

Um 0037 UTC meldete VK3DUT, dass er die Bake K6FV aus der Bay Area hörte. In der nächsten Stunde wurden dann 19 Kontakte oder Hörberichte gemeldet, gefolgt von einigen Nachzügeln in den beiden darauffolgenden Stunden. Bemerkenswerte 14 der insgesamt 21 Kontakte (die bisher identifiziert wurden<sup>4</sup>) liefen zwischen VK und NA. Die verbleibenden 7 zwischen ZL und NA. Am südlichen Ende wurden VK2, 3, 4 und 9, sowie ZL1 und 2 gearbeitet. Am nördlichen Ende waren W5, 6, 7, 9 und Ø beteiligt, sowie XE2. Tabelle 2 zeigt die beteiligten Stationen.

Abb. 5 zeigt, dass die Konfigurationen der F-Schicht und der E-Schicht im Prinzip gleichartig waren wie beim Ereignis vom 20. Februar 2010. Diese duale E- und F-Struktur wird generell bei allen diesen Öffnungen, die untersucht wurden, gesehen.

## Eine weitere Möglichkeit

In einem vorherigen Abschnitt wurden einige Prozesse als mögliche Kandidaten vorgeschlagen, um diese wiederkehrenden Phänomene zu erklären. Alle erschienen auf die ein oder andere Weise problematisch. Es ist jedoch klar, dass was auch immer passieren mag, es ein statistisch unwahrscheinliches Ereignis ist.

Es gibt eine weitere Möglichkeit. Aber, um das klarer sehen zu können, betrachten wir zuerst den obigen Rückblick auf  $E_s$ . Es wurde gesagt, dass normale E-Schicht-Ionisierung recht niedrig ist, und mehr oder weniger der Sonne um die Erde folgt und vom Einfall sporadischer Meteore abhängt. Diese bescheidene Ionisierung, verteilt über eine große vertikale Strecke, ist ein *Reservoir von freien Elektronen*.

Natürlich gibt es keine VHF-Ausbreitung, ohne dass die Bedingungen richtig sind für den ins Spiel kommenden Windscherungsprozess, der eine ausreichende vertikale Kompression verursacht, um die nötige, dünne, dichte, Es-Ionisierungsschicht entstehen zu lassen.

Das Computermodell jedoch errechnet nur das Ionisierungsniveau des E-Schicht-Reservoirs. Es sagt nicht voraus, wann oder wo innerhalb des Reservoirs  $E_s$  auftreten wird. Folglich zeigen die E-Schicht-Diagramme in Abb. 4 und 5 nicht die  $E_s$ -Orte, aber sie zeigen ein relativ angemessenes Reservoir (eine MUF von ca. 18 MHz) für Windscherungen zur  $E_s$ -Entstehung.

Als nächstes ist anzumerken, dass in Abb. 4 und 5 die E-Schicht-Reservoirs ungefähr geformt sind wie ein umgedrehtes T. Der ost-westliche Teil des T zeigt ein gutes Reservoir, das sich von östlich von ZL westwärts bis in die östliche Hälfte Australiens erstreckt. Das ist der normale Ausgangspunkt an einem Sommertag für  $E_s$  zwischen ZL und Ost-VK. Weil die Sonne im Tagesverlauf weiter nach Westen zieht, wird sich das  $E_s$  dann weiter nach West-VK erstrecken.

<sup>3</sup> Das ist die MUF mit einem M-Faktor korrespondierend zum Winkel eines von der Erdoberfläche ausgehenden Signals zur Schicht.

<sup>4</sup> Zweifelsfrei gab es andere Ausbreitungsbeobachtungen, die die Autoren bei ihren Untersuchungen nicht berücksichtigt haben.



Der Nord-Süd-Teil des umgedrehten T ist wirklich sehr ausgeprägt und reicht bis nördlich des Äquators. Da ein Reservoir existiert, ist es recht plausibel anzunehmen, dass  $E_s$  hier auftreten kann und aufgrund der Geometrie generell Nord-Süd-Strecken bevorzugt auftreten.

Am nördlichen Ende des Reservoirs werden die Verhältnisse etwas kompliziert. Kommt man in die Nähe des geomagnetischen Äquators ( $\pm 10^\circ$ ), nimmt  $E_s$  einen etwas anderen Charakter an, als die Variante der gemäßigten Breiten. Der Einfluß des äquatorialen Elektrojets wird hier als dominierender Faktor angenommen (Whitehead 1997). Dieses  $E_s$  ist normalerweise ein Tageseffekt, ohne einen Abend-Peak. Aber  $E_s$  könnte hier gar nicht nötig sein für den nächsten Sprung. Mehr dazu in Kürze.

## E-Schicht-Tal

Im vorhergehenden Artikel dieser Serie (Kennedy und Zimmerman 2011) wurde herausgestellt, dass die Anwesenheit einer hohen Ionisierung in der F-Schicht über dem Elektronenreservoir der E-Schicht die Kapazität hat, eine zweite Region von Ionisierung von oben herunter in die E-Schicht zu drücken, wo der Windscherungsmechanismus durch Komprimierung normalerweise  $E_s$  bewirkt. Das liefert eine Stelle für die Entwicklung mindestens einer zweiten Schicht von  $E_s$ -Wolken, was die Wahrscheinlichkeit für normale  $E_s$ -Ausbreitung erhöht, aber auch für chordale Sprünge und Ducting. Abb. 6 zeigt, dass dieser Prozess in der E-Schicht der südlichen Hemisphäre stattfand und einen Kanal entlang der N-S-Linie auf der Strecke bildete.

## TEFE-Hypothese

Plausiblerweise waren die VK/ZL- und NA-Stationen zur rechten Zeit am richtigen Platz, um einen EWEE-Pfad ( $nE_s$  oder chordal) zur südlichen Sommerzeit zu erwischen, der das Signal im Kanal der E-Schicht mit der umgedrehten T-Struktur auf der Südhalbkugel bis zu einem Punkt etwas südlich des magnetischen Äquators mit einem  $E_s$ -Mechanismus bringt. Von dort läuft er über den Äquator direkt in die nördliche F-Schicht-Anomalie, die dann einen F2-Sprung liefert, der auf der Nordhalbkugel zur dortigen Winterzeit in einen  $1E_s$ - oder  $2E_s$ -Sprung (oder auch chordal  $E_s$ ) nach NA mündet.

**Die Großkreisstrecke** – Abb. 7 zeigt einige typische Großkreisstrecken zwischen den USA und VK/ZL. Von Norden aus laufen sie alle nach Südwesten etwas östlich an KH6 vorbei, nahe dem nördlichen F2-Peak. Die Strecke verläuft weiter nach Süden in die ausgedehnte T-förmige E-Schicht-Reservoir-Region und verbleibt in ihr, bis sie in ZL oder VK ankommt. Diese Strecken liegen alle über dem nördlichen F2-Teil und auch den T-förmigen E-Schicht-Ionisationen, die in Abb. 4 und 5 zu sehen sind. (Sie liegen auch im Wesentlichen parallel zu den Feldlinien des Erdmagnetfeldes, was ein Faktor sein könnte, oder aber auch nicht.)

**Winterzeit- $E_s$  im Norden** – Das Maximum der Winterzeit- $E_s$  ist klein und kaum vorhersagbar. Aber Winter- $E_s$  tritt auf. Die Ionisierungs-Reservoirs sind entweder sehr schwach oder sehr klein. Nehmen wir an, dass Winter- $E_s$  südlich und westlich von W6 vorhanden ist, und dann schauen wir uns an, wie der Rest der Strecke verläuft. *Der Ort ist W6, die Zeit ca. 1700 LST.*

**Äquatoriale Anomalie im Norden zur Winterzeit** – Abb. 4 und 5 zeigten beide, dass der nördliche Teil der äquatorialen F2-Anomalie einen langen dünnen Streifen bei ca.  $20^\circ$  N bildet, der sich bis östlich und westlich von Hawaii ausdehnt. *Die Zeit dort ist ca. 1300 LST* – nahe dem Peak der F2-Anomalie tagsüber. Die örtliche MUF ist größer als 50 MHz.

## Sommerzeit-N-S-Teil des E-Schicht-Reservoirs der südlichen Hemisphäre

Abb. 4 und 5 zeigten auch, dass das nördliche Ende des N-S-Teils des E-Schicht-Reservoirs der südlichen Hemisphäre ausreichend gut zum Großkreispfad passt, und ungefähr südwestlich von Hawaii Richtung ZL verläuft. *In ZL ist die Zeit 1230 LST* – am Ende des lokalen morgendlichen Sommer- $E_s$ -Peaks – und es erfolgt ein Kontakt.

Das würde eine Transäquatoriale **E zu F zu E**-Strecke bedeuten, bei der die E-Segmente jeweils nur äquivalent zu wenigen Sprüngen sind, abgekürzt nennen wir es **TEFE**. Abb. 9 zeigt, dass sogar die längsten beobachteten Strecken mit einem der zwei 2000-km-Winter- $E_s$ -Sprünge im Norden erklärt werden können, sowie einem 4000-km-F2-Sprung über den magnetischen Äquator und zwei oder drei Sommer- $E_s$ -Sprünge im Süden.

## Warum gibt es keine anderen TEFE-Strecken?

Was auch immer als Mechanismus dahinter steckt, man muss sich fragen, warum nicht diese *selbe* Art von Ausbreitungsstrecke beobachtet wird, wenn die *Jahreszeiten umgekehrt* sind und *warum* Ausbreitung wie diese nicht in *anderen Teilen* der Welt gesehen wird?

Speziell, wenn der ZL-VK/NA-Pfad in der Kombination Süd-Sommer und Nord-Winter auftritt, sollte er nicht auch in der Kombination Nord-Sommer und Süd-Winter auftreten? Warum gibt es ebenso – sagen wir mal – keine NA-ZS-Strecke in einem oder beiden der saisonalen Kombinationen?

## Hat irgendjemand gesendet und gehört?

Ein Grund *könnte* sein, dass niemand genug Zeit dafür aufgewendet hat, zu versuchen diese Strecken zu überbrücken, d.h. an *beiden* Enden und zur gleichen Zeit, während der *richtigen Jahreszeiten* und Tageszeiten. Abb. 8 zeigt den täglichen Früh-zu-Spät-Plot in Lokalzeit für die ZL/VK-NA-Ereignisse aus der Datenbank. Im allgemeinen zeigt er, dass sich die Stationen am östlichen Ende durchweg in ihrem nachmittäglich/abendlichen  $E_s$ -Zeitfenster befinden.

In diesem spezifischen Fall, befinden sich die Stationen am östlichen Ende in ihrer *Winter- $E_s$ -Saison*. Es kann sein, dass die Stationen im *winterlichen* Bereich die *idealen  $E_s$ -Bedingungen* vorfinden müssen, um die nötige selten vorhandene Winter- $E_s$  zu erhalten, um den Sprung in die F2-Region zu machen.

Die Zeiten für die Stationen am westlichen Ende sind weniger einheitlich. Viel der Ausbreitung tritt in ihrem Morgenstunden-Peak auf. Aber viele Verbindungen finden sich in der Absenkung, in der normalerweise eine geringere Wahrscheinlichkeit besteht, d.h. zwischen dem morgentlichen und nachmittäglichen Peak. Aber andererseits haben sie auf ihrer Seite ja gute Sommerbedingungen.

Falls jemand systematisch nach einer NA-ZS-Strecke suchen will, oder die Kombination von umgekehrten Jahreszeiten, legt Abb. 8 nahe, wann die Station am östlichen Ende qrv sein sollte, und damit die Zeit, zu der Skeds gemacht werden sollten.

## Was sagt die Ionosphäre?

Wenn die Ausbreitung wirklich TEFE ist, mit einer Verbindung von Winter- $E_s$  zur F2-Anomalie auf der winterlichen Seite, und dann weiter auf die Sommerseite des Äquators und mit Sommer- $E_s$  bis zum Ende, dann sollten die *ionosphärischen Bedingungen* auch erkennen lassen, *warum* diese *anderen Variationen* nicht auftreten.

## ZL/VK-NA im Nordsommer

Die erste dieser „anderen“ drei Möglichkeiten besteht in der einfachen Umkehrung der Jahreszeiten für den bekannten Pfad von ZL/VK nach NA. Abb. 10 zeigt die F- und E-Schicht-Konfigurationen für einen „guten“ Tag im nördlichen Sommer, am 20. Juni 2010 um 2200 UTC. Es herrschten exzellente Bedingungen von JA nach NA mit vielen QSOs, die im Bereich dieser Uhrzeit liefen. Man kann sehen, dass das E-Schicht-Reservoir sehr schön in Position ist, um  $E_s$  (EWEE) zwischen JA und NA ermöglichen zu können. Es ist ebenso klar, dass die E-Schicht-Ionisierung im nördlichen Sommer eine nahezu gleiche Form hat, wie die, die im Südsommer beobachtet wird, mit Ausnahme, dass im Norden das „T“ aufrecht steht und nicht umgedreht ist.

Auf der anderen Seite ist, wie in Abb. 3 gezeigt, sogar während der Frühlings-Tag-und-Nacht-Gleiche der nördliche Teil der F2-Anomalie sichtbar stärker ausgeprägt als zu dieser Zeit im Süden. Dennoch beträgt die (Sommer) Elektronendichte weniger als die Hälfte des Winterwerts, Abb. 10 zeigt, dass der *winterliche* Teil im Süden immer noch *sehr viel schwächer* ist (MUF << 29 MHz). Das Wichtige, was wir feststellen ist, dass während dieser beobachteten Jahreszeiten die

*E-Schicht symmetrisch über dem Äquator lag bei der Umkehrung der Jahreszeiten, und die F-Schicht zu keiner Jahreszeit symmetrisch über dem Äquator lag im Zeitraum dieser Studie.*

Wenn die im Nordwinter/Südsommer beobachtete Ausbreitung wirklich TEFE ist, dann ist der Grund dafür, dass die *selbe* Strecke über dem Pazifik nicht in der umgekehrten Jahreszeit Nordsommer/Südwinter beobachtet wird, der, dass es dann keinen südlichen F2-Sprung über den Äquator gibt in das E-Reservoir des Nordsommers hinein.



## NA-ZS im Nordsommer

Während NA-ZS wie ein östliches Pendant zum ZL/VK-NA-Pfad aussehen könnte, passt das aber dann doch eigentlich nicht so gut, um damit zu beginnen. Abb. 11 zeigt, dass die nötige MUF im südlichen F2-Teil, die benötigt wird, um ins nördliche E<sub>s</sub> zu koppeln, deutlich *unter* 50 MHz liegt (bei ca. 33 MHz).

Zusätzlich hängt die TEFE-Hypothese für den meisten Teil der Strecke von E<sub>s</sub>-Prozessen ab. Die Wahrscheinlichkeit für E<sub>s</sub> hängt bekanntermaßen vom Wert der horizontalen Komponente des Erdmagnetfeldes ab, die weltweit über ZS am *niedrigsten* ist. Im Ergebnis wird E<sub>s</sub> über ZS selbst im lokalen Sommer ziemlich selten (Whitehead 1997b), folglich ist es *deutlich weniger* wahrscheinlich im Winter.

Also ist diese Strecke aus *zwei voneinander unabhängigen Gründen* sehr unwahrscheinlich. Da das Nichtauftreten dieser Strecke ein Effekt nur des Fehlens von Winter-E<sub>s</sub> im Süden sein könnte, kann man daraus keine Folgerung für die TEFE-Hypothese selbst ziehen.

## NA-ZS im Südsommer

Hier ist die Situation etwas anders. Es ist Sommer in ZS, so dass die Wahrscheinlichkeit für E<sub>s</sub> viel höher als im Winter ist, aber dennoch immer noch nur bei einem Drittel derjenigen in ZL/VK oder NA.

Von Norden kommend besagt die TEFE-Hypothese, dass Winter-E<sub>s</sub> das Signal zum nördlichen Teil der winterlichen F2-Anomalie leitet, die dann eine Verbindung über den Äquator hinweg zum Südsommer-E<sub>s</sub> (wenn es denn welches gibt) schlägt.

Abb. 12 zeigt, dass die MUF des nördlichen F2-Teils nahe 48 MHz liegt, aber sie befindet sich am *falschen* Ort. Dieser Peak befindet sich 3000km *östlich* des F2-Skippunktes auf dem Großkreis, bei dem die MUF auf Grundhöhe nicht mehr als 33 MHz beträgt. Zusätzlich ist der F2-Skipunkt ungefähr 1200km weiter von NA weg als der F2-Skipunkt bei der ZL/VK-NA-Strecke (was dann mindestens einen weiteren Winter-E<sub>s</sub>-Sprung benötigt).

Es ist auch ersichtlich, dass die Südspitze Afrikas tatsächlich nördlich des besten Teils des Sommer-E-Reservoirs liegt (während im Fall ZL/VK diese direkt unter dem Peak sitzen). Schließlich sieht es auch so aus, dass ZS und Umgebung einfach etwas zu weit östlich liegen, um gut mit NA und dem nördlichen F2-Teil streckenmäßig zusammen zu passen.

Also gibt es, wie beim ZS-Winterfall, zu viele Gründe, warum diese Strecke eher unwahrscheinlich ist. Und auch hier gibt es wieder keinen abschließenden Beweis für oder gegen TEFE. Was auch immer in der F-Schicht passiert, das Problem ist die E-Schicht.

## Diskussion und Schlußfolgerungen

Der Gegenstand dieser Studie war das Verhalten der sehr langen Sommer-zu-Winter- und Nord-nach-Süd-Strecken über den Äquator zu verstehen und dabei die zusätzlichen Daten auszunutzen, die als Ergebnis der Südsommersaison 2010/2011 zur Verfügung standen.

## Nord-Süd-TEFE

Bis jetzt wurde dieser Effekt nur im Südsommer/Nordwinter beobachtet und über den Pazifikstrecken. Er wurde nicht über dem Atlantik beobachtet und auch nicht, wenn die Jahreszeiten umgekehrt waren. Der Ausbreitungsmechanismus, der zur Zeit am besten zu allen beobachteten Daten passt, beinhaltet eine Anfangsstrecke mit einer Kombination aus 3-Sprung-äquivalentem Sporadic E (sei es nE<sub>s</sub>, chordal, usw.) auf der Südhalbkugel, die weiter nach Nordosten in Richtung Äquator läuft und der andauernd vorhandenen Erhöhung des Reservoirs der Sommer-E-Schicht-Ionisierung in Richtung nördlicher Hemisphäre folgt.

An einem Punkt nahe des Äquators, läuft die Strecke **durch** die E-Schicht hindurch und geht weiter in die F-Schicht. Weiter nördlich und östlich läuft sie auf den nördlichen Teil der äquatorialen Anomalie mit einer MUF nahe 50 MHz, die das Modell oft sogar für *normale Einfallswinkel* vom Grund aus anzeigt. (Falls der einfallende Winkel aus einem chordalen E<sub>s</sub>-Sprung stammt, wäre die F2 MUF sogar noch höher). Der folgende F2-Sprung, der nun mehr ostnordöstlich verläuft, trifft dann auf ein- oder zweisprungäquivalente Winter-E<sub>s</sub>-Ausbreitung, die bis nach NA verläuft.

Man beachte, dass die klassische auf den Grund bezogene F2-MUF bei einigen dieser Szenarien *nicht* überall auf der Strecke 50 MHz betragen muß. Mit Austritt aus der E-Schicht, kann der Skip-Winkel am nördlichen F2-Skipunkt kleiner sein, als der Wert für einen Eintritt vom Grund ausgehend, so dass die

MUF hier einige MHz *niedriger* sein darf als 50 MHz.

Wie man von so einer langen und "anstrengenden" Strecke erwarten sollte, sind die beobachteten Signalstärken generell sehr niedrig, was eine gute Ausrüstung und Betriebstechnik bei den Funkamateuren voraussetzt. In seltenen Fällen wurden aber auch stärkere Signale beobachtet, die von kurzer Dauer waren.

## Saisonale und longitudinale Symmetrie

Bis heute treten die einzigen dokumentierten Strecken in der jahreszeitlichen Kombination aus Süd-Sommer und Nord-Winter auf, und nur zwischen ZL/VK (und nahe liegende Inseln) und NA. In einer symmetrischen Ionosphäre würde man erwarten, dass, wenn die Jahreszeiten auf den Hemisphären umgekehrt sind, die gleiche Ausbreitung im Halbjahresabstand auftritt.

*Dies wurde aber nicht beobachtet.* Ganz genauso würde man erwarten, dass diese Ausbreitung um die Erde herum wandert auf einer mehr oder weniger täglichen Basis und bei vielen verschiedenen geografischen Längen auftritt. *Dies wurde aber bisher nicht beobachtet.*

Die saisonalen und geografischen Variationen der *potentiellen* Ausbreitungsstrecken, die nicht beobachtet wurden, bilden ein ziemlich starkes Argument für das TEFÉ-Szenario, sind alleine aber nicht völlig beweiskräftig.

## Reine E<sub>s</sub>-Mechanismen ausgeschlossen, F-Schicht-Beteiligung erforderlich

Für den Fall der E-Schicht haben das Modell und die Beobachtungen gezeigt, dass die saisonale Nord-Süd-Geometrie ziemlich gut ist. Wenn also der Mechanismus ein reiner E<sub>s</sub>-Prozess über die gesamte Strecke wäre, dann sollte diese Symmetrie auch gut über dieselbe Strecke bei umgekehrten Jahreszeiten funktionieren. Das Nichtvorhandensein der Strecken zwischen ZL/VK und NA im Süd-Winter/Nord-Sommer scheint einen *reinen* E<sub>s</sub>-Mechanismus *auszuschließen*.

Wenn es etwas *zusätzlich* zu E<sub>s</sub> geben muss, dann zeigt das Modell, dass alles was dafür übrig zu bleiben scheint, der winterliche Teil der nördlichen F2-Anomalie ist. Er befindet sich am richtigen Ort und hat die MUF-Kapazität, um diese Rolle auszufüllen.

## Schluss

Bisher ist der TEFÉ-Mechanismus der einzige von den diversen angebotenen, der in Übereinstimmung ist mit all den bekannten Launen der beobachteten zeitlichen und saisonalen Ausbreitungscharakteristika. Weitere Beobachtungen könnten diese Schlussfolgerung weiter entwickeln oder ändern.

**Danksagungen** – Das USU-GAIM-Modell wurde vom GAIM-Team (R.W. Schunk, L. Scherliess, J.J. Sojka, D.C. Thompson, L. Zhu) an der Utah State University entwickelt. Die Autoren möchten dem USU-GAIM-Team und der Gruppe des Community Coordinated Modeling Center am NASA Goddard Space Flight Center für das Benutzen und Rechnen der hier präsentierten Modelle der Ionosphäre danken.

## Abbildungen

**Abb. 1:** Dies ist eine schematische Darstellung des typischen tageszeitlichen Gangs von E<sub>s</sub> der mittleren Breiten. Man sieht, dass es oft zwei Zeitabschnitte gibt, zu denen die Wahrscheinlichkeit des Auftretens erhöht ist, einen am Morgen und einen doppelten am späten Nachmittag und frühen Abend.

**Abb. 2:** Fast alle dieser Verbindungen über den Äquator hinweg entsprechen entfernungsmäßig den Strecken, die beim häufigeren EWEE gesehen werden - viele gehen sogar weiter. Die Herausforderung besteht darin, zu verstehen, was diese Ereignisse verursacht. Man beachte links, dass die W-KH6- und KH6-ZL/VK-Strecken zeitweise isoliert auftauchten.

**Abb. 3:** USU-GAIM N<sub>o</sub> für 0000 UTC am 20.3.2012 (Frühlings-Tag-und-Nachgleiche). **Oben:** Die F-Schicht bei 275 km. Die südlichen und nördlichen Streifen der äquatorialen Anomalie liegen beidseits des geomagnetischen Äquators. Der nördliche Teil ist stärker ausgeprägt als der südliche. **Unten:** Die E-Schicht bei 105 km. Man beachte die grundsätzlich symmetrische Form der Ionisierung um den subsolaren Punkt am geografischen Äquator.



**Abb. 4:** USU-GAIM  $N_e$  für 0115 UTC am 20.2.2010. **Oben:** F-Schicht bei 275 km. Die MUF ist mindestens 49 MHz. Die MUF im nördlichen Teil ist viel höher als im südlichen. **Unten:** E-Schicht bei 105 km. Die ost-westliche Ausbuchtung zwischen ZL und VK favorisiert  $E_s$  in ost-westl. Richtung, die nord-südl. Ausbuchtung in Richtung Äquator favorisiert  $E_s$  in nord-südl. Richtung.

**Abb. 5:** USU-GAIM  $N_e$  für 0015 UTC am 11.1.2011. **Oben:** F-Schicht bei 275 km. Die MUF ist 50 MHz. **Unten:** E-Schicht bei 105 km. Diese Diagramme zeigen, wie der starke nördliche F2-Teil positioniert ist, um in das nördliche Ende des südlichen E-Schicht-Reservoirs zu gelangen, was offensichtlich die Ausbreitung von VK/ZL nach NA ermöglicht.

**Abb. 6:** USU-GAIM  $N_e$  für 0015 UTC am 11.1.2011. Gezeigt wird die Kanal-Region des E-Schicht-Tals zwischen 110 und 105 km im Süden nahe der Mittellinie auf der Nord-Süd-Strecke. Ursache ist der abgeschwächte südliche Teil der äquatorialen F-Schicht-Anomalie über der E-Schicht.

**Abb. 7:** Beispiele der Großkreisstrecken zwischen verschiedenen Endpunkten in NA und VK/ZL, wie sie am 11.1.2011 beobachtet wurden.

**Abb. 8:** Für ZL/VK-NA-Strecken befinden sich die Stationen am östl. Ende fast immer in ihrem Nachmittag/Abend- $E_s$ -Peak (vertikale durchgezogene Balken). Die Stationen am westl. Ende befinden sich in ihrem morgendlichen Peak (von unten hoch zur gepunkteten Linie), aber eine gewisse Anzahl von Kontakten tritt auch in der Periode mit normalerweise geringerer Wahrscheinlichkeit am frühen Nachmittag (über der gepunkteten Linie) auf.

**Abb. 9:** Auch eine Strecke von der Westküste in NA nur nach Ost-VK benötigt einen Sprung Winter- $E_s$  und 3 Sprünge Sommer- $E_s$  plus den einzelnen F2-Sprung über den geomagnetischen Äquator. Eine Strecke von der Mitte der USA braucht einen zweiten Winter- $E_s$ -Sprung.

**Abb. 10:** USU-GAIM  $N_e$  für 2200 UTC am 2.6.2010, ein Tag mit sehr viel Ausbreitung zwischen JA und NA auf 6m. **Oben:** F-Schicht bei 275 km. Trotz des Süd-Winters ist der südliche Teil der äquatorialen F2-Anomalie auf der Großkreisstrecke sehr schwach (MUF unter 26 MHz). **Unten:** E-Schicht bei 105 km. Das E-Schicht-Reservoir im Nordsommer hat die gleiche Form, wie im Süden im Südsommer, mit Ausnahme, dass das T nun aufrecht steht.

**Abb. 11:** USU-GAIM  $N_e$  für 1445 UTC am 20.6.2010. **Oben:** F-Schicht bei 300 km. Der südl. Teil der F2-Anomalie wird benötigt, um eine Verbindung zum nördlichen  $E_s$  zu erhalten, aber die MUF ist weit unter 50 MHz. **Unten:** E-Schicht bei 105 km. Sie befindet sich in guter Verfassung, aber das alleine reicht nicht aus, so dass die Strecke NA-ZS nicht funktioniert.

**Abb. 12:** USU-GAIM  $N_e$  für 1300 UTC am 10.1.2011; **Oben:** F-Schicht bei 300 km. Der nördliche Teil der F2-Anomalie weist eine MUF von fast 50 MHz auf, aber mit seinem Verlauf entlang des geomagnetischen Äquators, passt er nicht gut zum ZS-Ende des südlichen E-Reservoirs, das rechts **unten** gezeigt ist.

## Referenzen

Siehe am Ende des engl. Textes

(Anmerkung der Redaktion: Im Mai, Juni und Juli 2012 (Süd-Winter/Nord-Sommer) liefen sehr bemerkenswerte Verbindungen zwischen Chile (CE2/VE7SV) und Süd-, Mittel- und Osteuropa. Dabei wurden Entfernungen zwischen 10.000 und 12.000 km überbrückt. Diese Verbindungen müssen in einer zukünftigen Studie unbedingt noch untersucht werden.

# Development and Real World Replication of Modern Yagi Antennas (II)

by Justin Johnson, G0KSC

In my previous article [1] I discussed modern matching methods for Yagis, and some recent developments which remove the need for matching devices to ensure a 50  $\Omega$  feed impedance for 'bent' elements. In the latter part of this article, I gave the dimensions of an OWL antenna and it is this design, and its construction, that I would like to focus on.

This antenna was built on a 30 mm boom and used Stauff clamps above and below the boom for the folded dipole holders. Inserting smaller diameter end sections in the top and bottom sections allows the builder to fine-tune SWR when the antenna is installed in its final position — but why is this adjustment needed?

There are many reasons why adjustment might be needed. It could be that the 'tail' connections between coax and the dipole are too long, which would in effect lengthen the dipole. It could be that a second antenna is installed very close to this one on the tower. Even a slight change in the materials used to make the antenna could have an effect. Whatever the reason, being able to move the ends of the loop a few millimetres could make the difference between 20 and >40 dB return loss. A final reason for the home constructor is that this makes the folded dipole much easier to make!

Aside from the FD, let us look at the rest of this design and how it is constructed. Firstly, the antenna shown in the previous article had elements mounted through the boom. This is not my preferred choice of construction. Of course, it is cheaper, and the completed antenna will be lighter than one using elements mounted above the boom. Correction to the element lengths is then required. Most commonly used correction methods will get you somewhere close but not replicate the model exactly.

Primarily this is because in most cases when modelling antennas we are modelling wires in free space, and the software used cannot accept any other mechanical structure (booms, insulators, coax etc.). One major issue with this arrangement is eddy currents induced in the boom with the insulated elements. This will alter the antenna Q and also distort the pattern, so even before doing anything else, we are moving away from the model.



Fig. 1



Fig. 2



Next, I was able to confirm the work of SM5BSZ with my construction of this antenna. I applied DL6WU style calculations to obtain correction lengths for the elements but the results (on the analyser) fell short of the model predictions.

Fig. 1 above shows the OWL result. Most people would be happy with this as being 'close enough'. However, I now know that if all aspects are measured and replicated in the right way, an exact replication of the software model (impedance) can be achieved, and as impedance is one of the most sensitive parameters to change, if impedance is maintained you are much more likely to get the design performance of the antenna from your built example.

For comparison, an LFA Yagi of similar size (both antennas are 2 m 12 el. Yagis) a much more impressive impedance/SWR curve results, see Fig. 2. Why? The LFA is modelled with all details of the antenna as it will be built, no third-party matching is added after the software model is finalised and components which are transparent to RF are used, hence, no correction is needed.

I referred above to the work of SM5BSZ, and it was after the results of the OWL that my research landed me on his website. Through extensive testing, Leif has established that if this correction should be applied to a Yagi, the exact amount of correction would not just vary throughout the antenna; the amount of correction applied to the first and last elements of the antenna would need to be much less than for the others as the boom is on just one side of these particular elements. As suggested at the beginning of the article, in order to achieve good results from an antenna requiring correction (good enough for me) to model, extensive correction in the real-world would need to be applied, but in most cases, a compromise would result unless time really was no issue at all!

Using a 30 mm boom, I found I could achieve results very close to the model by adding 7 mm to each centre-located element, with 5.5 mm being added to the reflector and 5 mm to the last director. This is not perfect, but the return loss curve tracks fairly closely to that of the model, with a slight Q increase due to the eddy current/boom issue.

While this experiment was useful, it confirmed to me once again that being able to use components and construction methods that require no form of correction is definitely the way to go and yields near-perfect results every time. Ultimately the builder is assured they have the antenna they designed in software.

So what if we build this antenna in the way mentioned above, with elements mounted above the boom using RF-friendly insulators? This is another option, but while in one respect we can replicate the model without correction, the model must be simulated with this off-set (however small) in place to ensure we can see exactly what performance changes will result. Using this offset, the elevation plane will now have an imbalance between the top and bottom of the plot. This will have an impact on the antenna, one which increases in severity with increasing frequency, and a host of variables exist which can worsen the issue. However, there are ways in which we can use this to our advantage to effectively improve the antenna; these will be described later.

The level of pattern distortion depends on frequency and the size of the offset in terms of wavelength. While at VHF this distortion may be small to the eye (when looking at elevation plots), the impact for EME may be somewhat greater due to a potential adverse effect on sky temperature and ultimately G/T. I say potential because this pattern distortion can be used to our advantage.

As the antenna in question is a 144 MHz example, the offset caused by a 30 mm boom is small so the pattern distortion is not large. This distortion will be reduced by increasing the length of the boom; the longer the boom, the less impact the folded dipole offset will have on the overall antenna. Therefore, it is important to remember that any distortion will not remain constant for different bands and boom lengths, so experiments should be conducted to establish likely results.

Another factor controlling the level of distortion is the size and shape of the folded dipole (FD) and this raises another important point. Before experimenting with the OWL concept, I believed the sizing of an FD to be hyper-critical, but this is not the case. In general, you can make the FD wider or narrower with small adjustments to overall length without too much of a problem, although it should be noted that the wider the loop (above and below the parasitic elements) of the FD, the more pattern distortion will occur. It is also important to know that this distortion will occur even if all elements are centred to the FD, although the impact will not be of the same level. This is due to the fact that the FD is an unbalanced radiator in terms of feed point. Only the LFA provides a perfectly symmetrical elevation plot from a loop-fed antenna due to the perfect alignment of the feed point with all parasitic elements.

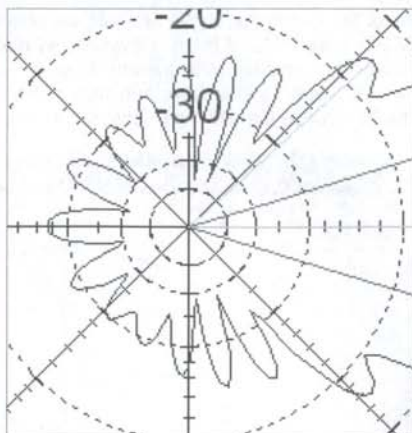
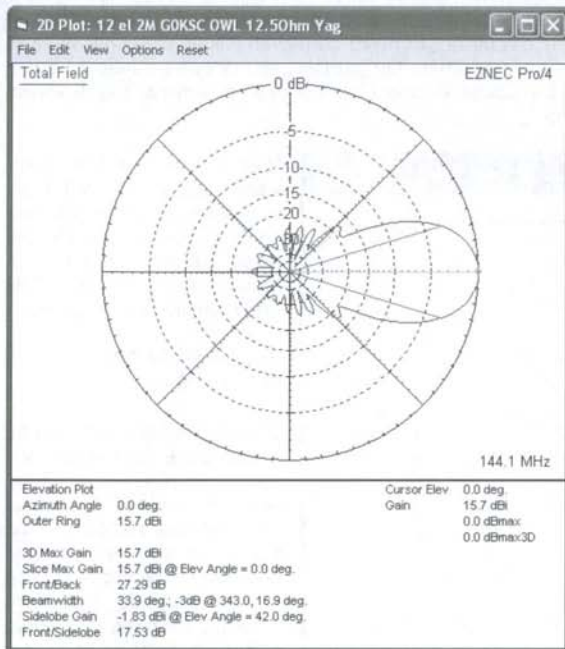


Fig. 4

Fig. 3

Figs. 3 and 4 show the elevation plot of a 12 el. FD fed OWL with parasitic elements centred in a non-conductive 30 mm diameter boom. Note the pattern distortion is still small as the parasitic elements are not off-set in this example, but the distortion is most definitely there. Fig. 4 shows the rear part of the antenna plot enlarged to show where the distortion lies. What should become apparent very quickly is that the pattern is much better at the bottom of the antenna, with the lobes pointing upward being slightly larger than those below. Here is the benefit from manipulating the pattern distortion.

Traditionally, we feed any FD Yagi from below the boom in order to have a more logical routing for the coax cable. However, this method will produce a pattern distortion with a bias on larger lobes toward the ground.

Here are some examples of how the offset and distortion can be used in order to achieve a quieter antenna system than would otherwise be achieved. First, below is the sky temperature and G/T figures for the example 12 el. antenna with the FD fed above the parasitic elements/boom (this antenna has a 7 m boom).

Sky temp: **221.8 K**  
G/T: **-7.76 dB**

Next, the results when the FD is fed below the antenna:  
Sky temp: **223.3 K**  
G/T: **-7.79 dB**

A small difference, but a positive one all the same. Where this becomes extremely useful is when stacking a pair or 4 of these antennas. This next example is a bank of 4 antennas stacked in a traditional H configuration spaced at 3.5 m x 3.6 m with all FDs fed at the top:

Sky temp: **217.8 K**  
G/T: **-1.87 dB**

The next set of results represent the same array with all FDs being fed below the parasitic elements:

Sky temp: **219.3 K**  
G/T: **-1.90 dB**

Again, we are not seeing huge differences here, but this really is getting something for nothing. Simply by feeding our antenna in a different way, we see better results with improved G/T figures.



All of the examples above are with an antenna with the parasitic elements centred with an equal amount of FD either side of them. However, as already discussed, to avoid correction issues we either have to have a non-metallic, 'RF-friendly' boom, or we have to off-set the parasitic elements on a metallic boom with appropriate insulators and thus replicate the software model without any corrections. Fig. 5 shows the free space elevation plot of such an antenna.

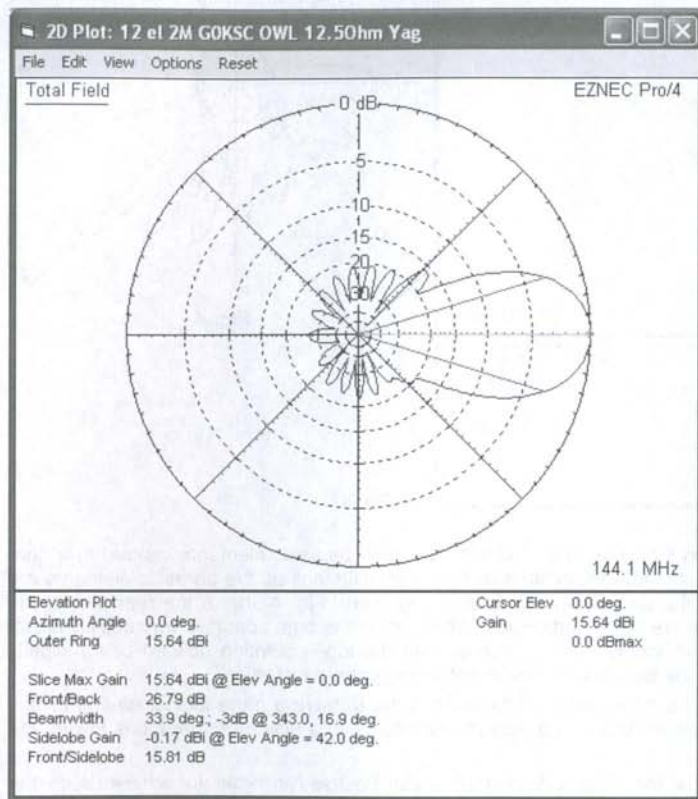


Fig. 5

As a constructor you may still choose to use through-boom element mounting or to feed your FDs from beneath the boom, but at least now you are informed of the potential advantages and disadvantages there may be from feeding Yagi arrays such as these in different ways.

In the next article I will concentrate on the stacking of OWLs and other antennas, and how the optimal stacking distance for a pair of antennas varies greatly from the optimum distances required in multi antenna stacks.

## Reference

- [1] Justin Johnson, G0KSC, Development and Real World Replication of Modern Yagi Antennas (I), DUBUS 2/2012, pp. 87

Note the smaller first downward sidelobe. This will have a positive effect on the antenna's response to thermal noise pickup from the ground. However, a 4 bay array will give these results:

Sky temp: 219.7 K  
G/T: -1.95 dB

So in summary, we are pretty much back to where we started, in terms of sky temperature and G/T, as we were with the traditionally fed FD — or are we? At least now we know that we can exactly replicate the computer model in the real world, and due to the wideband (not just SWR) nature of this array, we can be assured that we are very close indeed to our expected performance.

# Entwicklung und Realisierung moderner Yagi-Antennen (II)

von Justin Johnson, G0KSC

In meinem vorigen Artikel [1] habe ich die modernen Anpassungsmethoden für Yagis diskutiert, sowie einige aktuelle Entwicklungen, bei denen keine Anpassungsglieder für die 50-Ohm-Anpassung benötigt werden, indem gebogen Elemente verwendet werden. Im letzten Teil dieses Artikels habe ich die Abmessungen für eine OWL-Antenne und ihr Design angegeben. Mit ihrer Konstruktion will ich nun fortfahren.

Diese Antenne wurde mit 30 mm Boom und Stauff-Klemmen ober- und unterhalb des Booms zum Halten des Faltdipols gebaut. Das Einsetzen von Endstücken mit geringerem Durchmesser in den oberen und unteren Sektionen erlaubt dem Erbauer eine SWR-Feinabstimmung, wenn die Antenne an ihrem engültigen Standort aufgebaut ist. Warum aber ist diese Abstimmung nötig?

Es gibt viele Gründe, warum eine Abstimmung nötig sein kann. Es kann sein, dass die Verbindungsstücke zwischen Dipol und Koaxkabel zu lang sind, was eine Verlängerung des Dipols bedeutet. Es könnte sein, dass eine zweite Antenne nahe der Antenne auf dem Mast installiert ist. Sogar eine kleine Änderung bei den zur Herstellung der Antenne verwendeten Materialien könnten einen Effekt haben. Was auch immer der Grund ist, in der Lage zu sein, die Enden der Schleife ein paar mm bewegen zu können, kann einen Unterschied zwischen 20 und >40dB Returnloss ausmachen. Ein letzter Grund für den Selbstbauer ist, dass es in der Praxis auch die Konstruktion des Faltdipols erleichtert!

Nach dem Faltdipol wollen wir nun den Rest des Designs und der Konstruktion anschauen. Zuerst hat die Antenne, die im letzten Artikel gezeigt wurde, Elemente, die durch den Boom montiert sind. Das ist nicht meine bevorzugte Konstruktionsmethode. Natürlich ist es billiger und die komplette Antenne wird leichter sein als eine, bei der die Elemente über dem Boom montiert sind. Dann ist eine Korrektur der Elementlängen erforderlich. Die meisten gebräuchlichen Korrekturmethoden lassen einen irgendwo „in die Nähe“ kommen, aber eine exakte Replikation des Modells ist es nicht.

Hauptsächlich ist dies so, weil wir in den meisten Fällen beim Modellieren von Antennen Drähte im Freiraum simulieren und die verwendete Software keine anderen mechanischen Strukturen (Booms, Isolatoren, Koaxkabel etc.) akzeptieren kann. Ein großes Problem bei diesen Anordnungen sind Eddy-Ströme, die in Booms mit isolierten Elementen induziert werden. Das wird das Q der Antenne verändern und auch das Diagramm stören, so dass noch bevor irgendetwas anderes gemacht wird, wir uns schon vom Modell weg entfernen.

Abb. 1

Abb. 2

Als nächstes war ich in der Lage, die Arbeit von SM5BSZ mit der Konstruktion dieser Antenne zu verifizieren. Ich habe Berechnungen nach DL6WU angewendet, um die Korrekturlängen für die Elemente zu erhalten, aber die Resultate (auf dem Analyser) wichen von den Vorhersagen ab.

Abb. 1 zeigt das Resultat für die OWL. Die meisten Leute wären glücklich mit diesem „nahe genug“. Ich weiß aber, dass, wenn alle Aspekte gemessen und in der richtigen Weise repliziert werden, eine exakte Replikation des Software-Modells (Impedanz) erreicht werden kann und, da die Impedanz einer der empfindlichsten Parameter auf Veränderungen ist, erhält man, wenn die Impedanz stimmt, viel wahrscheinlicher auch beim gebauten Exemplar die erwartete Leistung des Antennendesigns.

Zum Vergleich resultiert bei einer LFA-Yagi ähnlicher Größe (beide Antennen sind 12 Ele. Yagis für 2m) eine viel eindrucksvollere Impedanz/SWR-Kurve, siehe Abb. 2. Warum? Die LFA wurde mit allen Details der Antenne modelliert, so wie sie gebaut wird. Es gibt kein nachträgliches Anpassen nachdem das Softwaremodell fertig ist. Und es werden Komponenten verwendet, die HF-neutral sind, weshalb keine Korrektur nötig ist.

Ich habe mich oben auf die Arbeit von SM5BSZ bezogen. Erst nachdem ich die Resultate meiner OWL gefunden hatte, bin ich auch seiner Webseite gelandet. Mittels ausführlicher Versuche hat Leif herausgefunden, dass, wenn diese Korrektur bei einer Yagi angewendet werden soll, das exakte Ausmaß dieser Korrektur nicht nur im Verlauf der Antenne variiert: Das Ausmaß der Korrektur für das erste und



letzte Element der Antenne müsste viel geringer sein als für die anderen, da der Boom sich nur auf einer Seite bei diesen Elementen befindet. Wie am Anfang dieses Artikels erwähnt, um gute Ergebnisse bei einer Antenne zu erhalten, die eine (für mich zufrieden stellende) Korrektur für das Modell benötigt, müssen aufwändige Korrekturen in der realen Welt ermittelt und angewendet werden und dennoch wird es in den meisten Fällen zu einem Kompromiss kommen, es sei denn, dass Zeit überhaupt keine Rolle dabei spielt!

Bei dem verwendeten 30mm-Boom fand ich heraus, dass ich Ergebnisse sehr nahe am Modell erzielen konnte, indem ich 7mm zu jedem der mittleren Elemente addierte und 5,5mm zum Reflektor sowie 5mm zum letzten Direktor. Das ist nicht perfekt, aber die Returnloss-Kurve verläuft ziemlich nahe zu der des Modells, mit einem leichten Anstieg des Q aufgrund des Problems mit dem Eddystrom im Boom.

Auch wenn dieses Experiment erfolgreich war, hat es mir nochmals bestätigt, dass es definitiv der zu gehende Weg ist, in der Lage zu sein, Komponenten und Konstruktionsmethoden zu verwenden, die keine Form der Korrektur benötigen und jederzeit zu nahezu perfekten Ergebnissen führen. Letztendlich können die Nachbauer sicher sein, dass sie die Antennen haben, die sie mit der Software entwickelt haben.

Also, was passiert, wenn wir diese Antenne in der beschriebenen Weise bauen, mit Elementen über dem Boom und mit HF-freundlichen Isolatoren? Dies ist eine weitere Option, aber während wir in einer Hinsicht das Modell ohne Korrektur replizieren können, muß das Modell mit diesem, wenn auch kleinen Offset simuliert werden, um sicherzustellen, dass wir exakt sehen, welche Änderungen bei der Leistung resultieren werden. Mit diesem Offset wird die Elevationsebene nun einen Unterschied zwischen Ober- und Unterseite im Plot zeigen. Das wird einen Einfluß auf die Antenne haben, der in seiner Ausprägung mit zunehmender Frequenz größer wird, und es gibt eine Menge von Variablen, die das Problem noch verschlimmern können. Aber es gibt Wege, wie wir dies zu unserem Vorteil nutzen können, die Antenne effektiv zu verbessern. Das wird weiter unten beschrieben.

Der Grad der Diagramm-Störung hängt von der Frequenz und der Größe des Offsets im Verhältnis zur Wellenlänge ab. Während diese Störung bei VHF für das Auge (wenn man die Elevations-Plots betrachtet) klein sein mag, kann der Einfluß bei EME aufgrund eines potentiell verschlechternden Effektes bei der Rauschtemperatur und letztlich dem G/T schon etwas größer sein. Ich sage potentiell, weil diese Diagramm-Störung auch zu unserem Nutzen verwendet werden kann.

Da die fragliche Antenne eine 144-MHz-Version ist, ist der Offset, der durch einen 30mm Boom verursacht wird, gering, so dass die Diagramm-Störung nicht groß ist. Diese Störung wird mit zunehmender Boomlänge geringer. Je länger der Boom, desto weniger Einfluß hat der Offset des Faltdipols auf die gesamte Antenne. Deshalb ist es wichtig daran zu erinnern, dass eine Störung für verschiedene Frequenzbänder und Boomlängen nicht konstant ist, so dass Experimente durchgeführt werden sollten, um die wahrscheinlichen Resultate herauszufinden.

Ein weiterer Faktor, der die Ausprägung der Störung bestimmt, ist die Größe und Form des Faltdipols (FD) und das wirft eine andere wichtige Frage auf. Bevor ich mit dem OWL-Konzept experimentierte, war ich der Meinung, dass die Größe des FD extrem kritisch ist, aber das ist nicht der Fall. Generell kann man den FD weiter oder enger mit kleinen Justierungen bei der Gesamtlänge machen, ohne größere Probleme zu bekommen. Aber es sollte bemerkt werden, dass je weiter die Schleife des FD ist (ober und unterhalb der parasitären Elemente), desto mehr wird Diagramm-Störung auftreten. Es ist also wichtig zu wissen, dass diese Störung auch dann auftreten wird, wenn alle Elemente in Bezug zum FD mittig liegen, wobei der Einfluß dann natürlich nicht die selbe Ausprägung hat. Das liegt an der Tatsache, dass der FD bezüglich des Speisepunktes ein unbalancierter Strahler ist. Nur die LFA liefert einen perfekt symmetrischen Elevationsplot einer schleifengespeisten Antenne aufgrund der perfekten Ausrichtung des Speisepunktes mit allen parasitären Elementen.

Abb. 3

Abb. 4

Abb. 3 und 4 zeigen den Elevationsplot einer faltdipolgespeisten 12 Ele. OWL mit parasitären Elementen zentriert in einem nicht leitenden 30mm-Boom. Man beachte, dass die Diagramm-Störung noch klein ist, da die parasitären Elemente keinen Offset in diesem Beispiel haben, aber die Störung ist definitiv vorhanden. Abb. 4 zeigt den rückwärtigen Teil des Plots nochmals vergrößert, um zu verdeutlichen, wo die Störung liegt. Was sehr schnell offensichtlich wird, ist, dass das Diagramm auf der Unterseite viel besser ist, wo die nach oben gerichteten Keulen ein wenig größer sind als die darunter befindlichen. Hierin liegt der nutzbare Vorteil beim Manipulieren der Diagramm-Störung.

Traditionell wird jede FD-Yagi von unterhalb des Booms gespeist, um eine logischere Führung des

Koaxkabels zu erhalten. Diese Methode aber produziert eine Diagramm-Störung mit einer Tendenz zu größeren Keulen nach unten in Richtung Grund.

Hier einige Beispiele wie der Offset und die Störung verwendet werden können, um ein rauschärmeres Antennensystem als andernfalls herausgekommen wäre zu erhalten. Als erstes folgt unterhalb die Rauschtemperatur und das G/T für das Beispiel der 12 Ele. Antenne (7m Boomlänge) mit dem FD (Faldipol), wenn er von oberhalb der parasitären Elemente gespeist wird.

Sky temp: **221.8 K**

G/T: **- 7.76 dB**

Nun die Resultate, wenn der FD von unterhalb der Antenne gespeist wird:

Sky temp: **223.3 K**

G/T: **- 7.79 dB**

Ein kleiner Unterschied, aber immer ein positiver. Dies wird extrem nützlich, wenn man 2 oder 4 dieser Antennen stockt. Das nächste Beispiel ist eine Gruppe von 4 in traditioneller H-Form gestockten Antennen mit 3,5 x 3,6m Stockungsabstand mit allen FD von oben gespeist:

Sky temp: **217.8 K**

G/T: **- 1.87 dB**

Das nächste Ergebnis ist für die selbe Gruppe mit allen FD von unterhalb gespeist:

Sky temp: **219.3 K**

G/T: **- 1.90 dB**

Wieder sieht man hier keine riesigen Unterschiede, aber man bekommt etwas sozusagen kostenlos dazu. Einfach indem man die Antenne von der anderen Seite speist, sehen wir bessere Ergebnisse mit verbesserten G/T-Werten. Alle diese obigen Ergebnisse sind für eine Antenne, bei der die parasitären Elemente zum FD zentriert in einer Ebene liegen. Um aber, wie bereits diskutiert, die Korrekturproblematik zu vermeiden, müssen wir entweder einen nicht metallischen, „HF-freundlichen“ Boom haben, oder wir müssen einen Offset für die parasitären Elemente auf einem metallischen Boom mit geeigneten Isolatoren vornehmen und folglich das Software-Modell ohne irgendwelche Korrekturen replizieren. Abb. 5 zeigt den simulierten Freiraum-Elevationsplot einer solchen Antenne.

Man beachte den kleineren ersten nach unten gerichteten Nebenzipfel. Das wird einen positiven Effekt auf das Verhalten der Antenne bei der thermischen Rauschaufnahme vom Grund haben. Eine 4-fach gestockte Gruppe ergibt dieses Resultat:

Sky temp: **219.7 K**

G/T: **- 1.95 dB**

Also sind wir unter dem Strich ziemlich genau dort, wo wir bei der Rauschtemperatur und dem G/T mit dem traditionell gespeisten FD angefangen haben, nicht wahr? Wenigstens wissen wir nun, dass wir das Computermodell in der realen Welt exakt replizieren können und aufgrund der breitbandigen (nicht nur beim SWR) Natur dieses Designs, können wir sicher sein, dass wir tatsächlich sehr nah bei unseren erwarteten Leistungsdaten liegen werden.

### **Abb. 5**

Als Selbstbauer kann man immer noch die Methode der Montage der Elemente durch den Boom hindurch verwenden und auch den FD von unten speisen, aber wenigstens weiss man nun über die potentiellen Vor- und Nachteile Bescheid, die es bei der Speisung von Yagi-Gruppen auf unterschiedliche Arten geben kann.

Im nächsten Artikel werde ich mich auf die Stockung von OWLs und anderen Antennen konzentrieren und zeigen, wie der optimale Stockungsabstand von zwei Yagis deutlich abweicht von den optimalen Abständen in einem Multi-Antennensystem.

### **Referenz**

[1] Justin Johnson, G0KSC, Entwicklung und Realisierung moderner Yagi-Antennen (I), DUBUS 2/2012, S. 87ff



# Tropo Reports

2m, 70cm and up

Editor: Michael M. Dienel, DG7SFL  
dubustropo@mmdienel.de

## 70cm

### G3XDY, JO02OB wkd on 70cm:

08/05/2012  
SK7MW JO65, OZ1DLD/P JO45, DLØVV JO64, DF9IC  
JN48  
20/05/2012  
OK1KIG JN69, DH3NAN JO5Ø  
07/07/2012  
OK2A JO6ØJJ  
10/07/2012  
SK7MW JO65, DK2MN JO5Ø, DLØVV JO64, DF9IC  
JN48  
26/07/2012  
OZ7IS JO65

## 23cm

### DJ5AR, JN49CV, wkd on 23cm:

| Date       | Call    | LOC    | QRB |
|------------|---------|--------|-----|
| 2012-05-01 | IK3GHY  | JN65DM | 574 |
| 2012-05-05 | OK2KYZ  | JO80NB | 637 |
| 2012-05-06 | OM3KII  | JN88UU | 697 |
| 2012-05-06 | OL9W    | JN99CL | 720 |
| 2012-05-06 | OK1KUO  | JO80FF | 590 |
| 2012-05-06 | OM3W    | JN99CH | 723 |
| 2012-05-06 | OK5Z    | JN89AK | 566 |
| 2012-05-06 | IK3GHY  | JN65DM | 574 |
| 2012-06-18 | IK3HHG  | JN65DO | 566 |
| 2012-06-18 | IK3GHY  | JN65DN | 570 |
| 2012-06-19 | DLØVV   | JO64AD | 540 |
| 2012-06-19 | OZ9KY   | JO45VX | 685 |
| 2012-06-19 | SK7MW   | JO65MJ | 693 |
| 2012-06-19 | G3XDY   | JO02OB | 546 |
| 2012-06-26 | G4CCH   | IO93QL | 727 |
| 2012-06-27 | IK3GHY  | JN65DM | 574 |
| 2012-06-27 | G3XDY   | JO02OB | 546 |
| 2012-07-07 | OL9W    | JN99TL | 822 |
| 2012-07-07 | OM3KII  | JN88UU | 697 |
| 2012-07-07 | OM6A    | JN99JC | 769 |
| 2012-07-07 | OM3W    | JN99CH | 723 |
| 2012-07-07 | OK2C    | JN99AJ | 710 |
| 2012-07-07 | OZ5W    | JO55KR | 673 |
| 2012-07-08 | IQ1KW   | JN34OP | 589 |
| 2012-07-08 | G3XDY   | JO02OB | 546 |
| 2012-07-08 | G3OHM/P | IO92GB | 718 |
| 2012-07-08 | S57C    | JN76PB | 677 |
| 2012-07-08 | OK1KPA  | JN79US | 538 |
| 2012-07-08 | OE3A    | JN77XX | 605 |
| 2012-07-08 | OK1KUO  | JO80FF | 590 |
| 2012-07-08 | IK3GHY  | JN65DN | 570 |
| 2012-07-20 | IK3HHG  | JN65DO | 566 |
| 2012-07-22 | F6KPL   | IN99IO | 683 |
| 2012-07-25 | G3XDY   | JO02OB | 546 |
| 2012-07-29 | IZ1DYE  | JN45AC | 533 |

### G3XDY, JO02OB, wkd on 23cm:

15/05/2012  
OZ9KY JO45, OZ1FF JO45, SK7MW JO65,  
DG5ACX/P JO52, DJ3AK/P JO52, DLØVV JO64,  
DF9IC JN48, DC6UW JO44  
02/06/2012  
DK2ZF/P JO43, OK2A JO6Ø, DF9IC JN48  
03/06/2012  
DLØGTH JO5Ø, F8KCF/P JN25, DK6AJ/P JO52,  
DJ8MS JO63  
19/06/2012  
OZ1FF JO45, OZ9KY JO45, SK7MW JO65, DF9IC  
JN48, DC6UW JO44, DLØVV JO64  
07/07/2012  
OZ1ALS JO44, OK2A JO6Ø, DR9A JN48  
08/07/2012  
DM7A JO6Ø, DK6AS JO52, DJ3AK/P JO52, DK6AJ/P  
JO52, DQ7A JO61, OK1KIR JO6Ø, DLØGTH JO5Ø  
17/07/2012  
DLØVV JO64, DF9IC JN48  
26/07/2012  
OZ2OE JO45

### OZ1FF, JO45BO, wkd on 23cm:

| Date       | Time  | Call   | LOC    | QRB |
|------------|-------|--------|--------|-----|
| 2012/05/02 | 15:00 | GM4CXM | IO75TW | 781 |
| 2012/05/03 | 14:22 | GM4CXM | IO75TW | 781 |
| 2012/05/03 | 16:08 | G8PNN  | IO95EF | 616 |
| 2012/05/03 | 18:05 | GM0USI | IO75UV | 776 |
| 2012/05/15 | 18:24 | G3XDY  | JO02OB | 600 |
| 2012/05/15 | 18:40 | SM0ERR | JO89WJ | 718 |
| 2012/05/15 | 18:56 | DF9IC  | JN48IW | 742 |
| 2012/06/19 | 17:20 | SM0FZH | JO99HI | 752 |
| 2012/06/19 | 17:21 | SK0CT  | JO99BM | 737 |
| 2012/06/19 | 18:11 | DF9IC  | JN48IW | 742 |
| 2012/06/19 | 18:45 | G3XDY  | JO02OB | 600 |
| 2012/06/19 | 19:03 | G4ODA  | IO92WS | 622 |
| 2012/06/19 | 19:19 | G8PNN  | IO95EF | 616 |
| 2012/06/19 | 19:47 | M1MHZ  | IO92WV | 614 |
| 2012/06/19 | 19:52 | G4YHF  | IO92XW | 607 |
| 2012/06/19 | 20:07 | G4KUX  | IO94BO | 645 |
| 2012/06/19 | 20:15 | G8OHM  | IO92AJ | 748 |
| 2012/07/24 | 21:44 | G4KUX  | IO94BO | 645 |

### SM7ECM, JO65NQ, wkd on 23cm:

| Date       | Call   | LOC    | QRB    |
|------------|--------|--------|--------|
| 06.05.2012 | DL3JAN | JO61VB | 517 km |
| 06.05.2012 | OK1MAC | JN79IO | 685 km |
| 06.05.2012 | DLØGTH | JO50JP | 582 km |
| 06.05.2012 | DG6QF  | JO61OC | 510 km |
| 06.05.2012 | OK2A   | JO60JJ | 589 km |
| 07.05.2012 | OL3Z   | JN79FX | 642 km |
| 07.05.2012 | PA0GUS | JO23TA | 570 km |
| 07.05.2012 | PA0EZ  | JO22OF | 645 km |
| 07.05.2012 | OK5Z   | JN89AK | 723 km |
| 15.05.2012 | PA0EHG | JO22HB | 687 km |
| 15.05.2012 | PA0S   | JO21FW | 705 km |
| 15.05.2012 | SM0ERR | JO89WJ | 501 km |
| 15.05.2012 | SK0CT  | JO99BM | 520 km |
| 15.05.2012 | SM0EUI | JO99ES | 551 km |
| 15.05.2012 | SM0DFP | JP90JC | 594 km |
| 15.05.2012 | DF9IC  | JN48IW | 809 km |
| 15.05.2012 | LA3EQ  | JO28XJ | 528 km |
| 15.05.2012 | PA0EZ  | JO22OF | 645 km |
| 02.06.2012 | SM0FZH | JO99HI | 524 km |

|            |        |        |        |
|------------|--------|--------|--------|
| 02.06.2012 | DM5D   | JO61OC | 510 km |
| 03.06.2012 | DG6QF  | JO61OC | 510 km |
| 03.06.2012 | OK2A   | JO60JJ | 589 km |
| 03.06.2012 | DL0GTH | JO50JP | 582 km |
| 03.06.2012 | OK1MAC | JN79IO | 685 km |
| 07.07.2012 | OL9W   | JN99CL | 771 km |
| 07.07.2012 | SK4AO  | JP70TO | 566 km |
| 07.07.2012 | OK5Z   | JN89AK | 723 km |
| 07.07.2012 | OK2A   | JO60JJ | 589 km |
| 07.07.2012 | DL0GTH | JO50JP | 582 km |
| 08.07.2012 | OK1MAC | JN79IO | 685 km |
| 08.07.2012 | OK1KIR | JO60PM | 575 km |
| 08.07.2012 | OK1KPA | JN79US | 681 km |
| 08.07.2012 | DR9A   | JN48EQ | 843 km |
| 08.07.2012 | DM7A   | JO60LK | 584 km |
| 08.07.2012 | SP5QAT | KO02LB | 653 km |
| 08.07.2012 | PA6NL  | JO21BX | 720 km |
| 08.07.2012 | DK2MN  | JO50TI | 602 km |
| 17.07.2012 | SM0EUI | JO99ES | 551 km |
| 17.07.2012 | SK4AO  | JP70TO | 566 km |
| 17.07.2012 | SM3BEI | JP81NG | 663 km |
| 17.07.2012 | PA0EHG | JO22HB | 687 km |
| 17.07.2012 | PA0S   | JO21FW | 705 km |
| 17.07.2012 | YL3AG  | KO06WK | 550 km |
| 17.07.2012 | DF9IC  | JN48IW | 809 km |
| 17.07.2012 | SK0CT  | JO99BM | 520 km |
| 17.07.2012 | SM0DFP | JP90JC | 594 km |

#### SM7LCB, JO86GH, wkd on 23cm:

| Date       | Time | Call   | LOC    | QRB |
|------------|------|--------|--------|-----|
| 2012-07-03 | 1957 | OH5LK  | KP30ON | 779 |
| 2012-07-03 | 2040 | DL1HTT | JO61FR | 576 |
| 2012-07-07 | 1433 | DK6AS  | JO52JJ | 573 |
| 2012-07-07 | 1526 | OL3Z   | JN79FX | 718 |
| 2012-07-07 | 1536 | RA2FCD | KO04BW | 272 |
| 2012-07-07 | 1544 | OL9W   | JN99CL | 768 |
| 2012-07-07 | 1558 | OK2A   | JO60JJ | 704 |
| 2012-07-07 | 1634 | OK5Z   | JN89AK | 766 |
| 2012-07-07 | 1704 | SP5QAT | KO02LB | 553 |
| 2012-07-07 | 1802 | SK4AO  | JP70TO | 481 |
| 2012-07-07 | 1825 | LY2R   | KO15VS | 455 |
| 2012-07-07 | 1840 | OM3KII | JN88UU | 834 |
| 2012-07-31 | 1834 | SK4AO  | JP70TN | 476 |
| 2012-07-31 | 1838 | SM3BEI | JP81NG | 553 |
| 2012-08-04 | 0308 | ES2U   | KO29NK | 615 |
| 2012-08-04 | 0313 | LY2R   | KO15VS | 455 |
| 2012-08-04 | 0319 | YL2AO  | KO16DK | 355 |
| 2012-08-04 | 0325 | ES0S   | KO17AV | 376 |
| 2012-08-04 | 0342 | ES1O/2 | KO29AI | 558 |
| 2012-08-04 | 0348 | ES1AO  | KO29HI | 586 |
| 2012-08-04 | 0357 | ES3X   | KO19SE | 524 |
| 2012-08-04 | 0423 | YL2AJ  | KO16OX | 415 |
| 2012-08-04 | 0435 | YL2OW  | KO26IU | 504 |
| 2012-08-04 | 0442 | SM0DFP | JP90JC | 442 |
| 2012-08-04 | 0447 | SM3BEI | JP81NG | 553 |
| 2012-08-04 | 0508 | OZ2LD  | JO54TU | 349 |
| 2012-08-04 | 0511 | ES2U   | KO29NK | 615 |
| 2012-08-04 | 0517 | LY2R   | KO15VS | 455 |
| 2012-08-04 | 0521 | YL2AO  | KO16DK | 355 |
| 2012-08-04 | 0531 | ES0S   | KO17AV | 376 |
| 2012-08-04 | 0544 | ES1O/2 | KO29AI | 558 |
| 2012-08-04 | 0557 | ES1AO  | KO29HI | 586 |
| 2012-08-04 | 0600 | ES3X   | KO19SE | 524 |
| 2012-08-04 | 0630 | YL2AJ  | KO16OX | 415 |
| 2012-08-04 | 0640 | YL2CP  | KO27PH | 544 |

2012-08-04 0642 YL2OW KO26IU 504  
2012-08-04 0648 SM0DFP JP90JC 442

### 13cm

#### G3XDY, JO02OB, wkd on 13cm:

02/06/2012 DF9IC JN48  
03/06/2012 DL0GTH JO50  
26/06/2012 DF9IC JN48, OZ1FF JO45  
08/07/2012 OK1KIR JO60, DL0GTH JO50  
24/07/2012 OZ1FF JO45, DC6UW JO44  
26/07/2012 DC4LR JO44, OZ2OE JO45

#### OZ1FF, JO45BO, wkd on 13cm:

| Date       | Time  | Call   | LOC    | QRB |
|------------|-------|--------|--------|-----|
| 2012/04/24 | 19:36 | GM4CXM | IO75TW | 781 |
| 2012/04/24 | 19:41 | G8OHM  | IO92AJ | 748 |
| 2012/05/02 | 15:04 | GM4CXM | IO75TW | 781 |
| 2012/05/22 | 19:21 | GM4CXM | IO75TW | 781 |
| 2012/05/22 | 19:36 | G8OHM  | IO92AJ | 748 |
| 2012/06/26 | 18:36 | DF9IC  | JN48IW | 742 |
| 2012/06/26 | 19:06 | G3XDY  | JO02OB | 600 |
| 2012/06/26 | 19:49 | GM4CXM | IO75TW | 781 |
| 2012/06/26 | 20:01 | G8OHM  | IO92AJ | 748 |
| 2012/07/24 | 17:30 | SM0DFP | JP90JC | 804 |
| 2012/07/24 | 18:49 | G3XDY  | JO02OB | 600 |
| 2012/07/24 | 20:04 | G8OHM  | IO92AJ | 748 |
| 2012/07/24 | 20:59 | GM4CXM | IO75TW | 781 |

#### SM7ECM, JO65NQ, wkd on 13cm:

| Date       | Call     | LOC    | QRB    |
|------------|----------|--------|--------|
| 24.04.2012 | SM6HYG   | JO58RG | 305 km |
| 24.04.2012 | DC6UW    | JO44VA | 257 km |
| 24.04.2012 | OZ9PP    | JO47VA | 254 km |
| 24.04.2012 | OZ1FF    | JO45BO | 314 km |
| 06.05.2012 | OK1MAC   | JN79IO | 685 km |
| 06.05.2012 | DL0GTH   | JO50JP | 582 km |
| 06.05.2012 | SP5QAT   | KO02LB | 653 km |
| 06.05.2012 | DL1SUZ   | JO53UN | 254 km |
| 06.05.2012 | OZ3Z     | JO45UM | 327 km |
| 07.05.2012 | DJ3AK/p  | JO52IJ | 399 km |
| 07.05.2012 | OK2M     | JN69UN | 683 km |
| 22.05.2012 | DG5ACX/p | JO52IJ | 399 km |
| 22.05.2012 | SM0DFP   | JP90JC | 594 km |
| 22.05.2012 | OZ9PP    | JO47VA | 254 km |
| 22.05.2012 | SM3BEI   | JP81NG | 663 km |
| 22.05.2012 | OZ1CTZ   | JO46OE | 251 km |
| 22.05.2012 | OZ1FF    | JO45BO | 314 km |
| 02.06.2012 | DL1SUZ   | JO53UN | 254 km |
| 02.06.2012 | DF0MU    | JO32PC | 552 km |
| 26.06.2012 | SA4Z     | JO79OF | 414 km |
| 26.06.2012 | OZ9PP    | JO47VA | 254 km |
| 26.06.2012 | SM0DFP   | JP90JC | 594 km |
| 26.06.2012 | DK1ZD    | JO44WE | 267 km |
| 26.06.2012 | SM3BEI   | JP81NG | 663 km |
| 26.06.2012 | OZ1FF    | JO45BO | 314 km |
| 07.07.2012 | OL9W     | JN99CL | 771 km |
| 07.07.2012 | DL1SUZ   | JO53UN | 254 km |
| 07.07.2012 | OK2M     | JN69UN | 683 km |
| 07.07.2012 | DL0GTH   | JO50JP | 582 km |
| 07.07.2012 | DF0YY    | JO62GD | 396 km |
| 08.07.2012 | OK1MAC   | JN79IO | 685 km |
| 08.07.2012 | DJ3AK/p  | JO52IJ | 399 km |
| 08.07.2012 | OK5Z     | JN89AK | 723 km |
| 08.07.2012 | OK1KIR   | JO60PM | 575 km |



|            |        |        |        |
|------------|--------|--------|--------|
| 08.07.2012 | DQ7A   | JO61JF | 497 km |
| 08.07.2012 | DF0MU  | JO32PC | 552 km |
| 08.07.2012 | PA6NL  | JO21BX | 720 km |
| 08.07.2012 | DK2MN  | JO50TI | 602 km |
| 24.07.2012 | SM6HYG | JO58RG | 305 km |
| 24.07.2012 | DK1ZD  | JO44WE | 267 km |
| 24.07.2012 | SM0DFP | JP90JC | 594 km |
| 24.07.2012 | SM3BEI | JP81NG | 663 km |
| 24.07.2012 | DL1SUZ | JO53UN | 254 km |
| 24.07.2012 | OZ1FF  | JO45BO | 314 km |

### SM7LCB, JO86GH, wkd on 13cm:

| Date       | Time | Call     | LOC    | QRB |
|------------|------|----------|--------|-----|
| 2012-07-07 | 1713 | SP5QAT   | KO02LB | 553 |
| 2012-07-07 | 1829 | LY2R     | KO15VS | 455 |
| 2012-07-25 | 1908 | OH3LWPKP | 21AM   | 721 |

### 9cm

### G3XDY, JO02OB, wkd on 9cm:

02/06/2012 DF0MU JO32, DF9IC JN48  
26/06/2012 DF9IC JN48, DK1ZD JO44

### SM7ECM, JO65NQ, wkd on 9cm:

| Date       | Call    | LOC    | QRB    |
|------------|---------|--------|--------|
| 24.04.2012 | SM6HYG  | JO58RG | 305 km |
| 06.05.2012 | DL1SUZ  | JO53UN | 254 km |
| 07.05.2012 | DJ3AK/p | JO52IJ | 399 km |
| 07.05.2012 | OK2M    | JN69UN | 683 km |
| 22.05.2012 | SM0DFP  | JP90JC | 594 km |
| 02.06.2012 | DL1SUZ  | JO53UN | 254 km |
| 26.06.2012 | DK1ZD   | JO44WE | 267 km |
| 26.06.2012 | SM0DFP  | JP90JC | 594 km |
| 07.07.2012 | DL1SUZ  | JO53UN | 254 km |
| 07.07.2012 | OK2M    | JN69UN | 683 km |
| 08.07.2012 | OK1YA   | JN79IO | 685 km |
| 08.07.2012 | DJ3AK/p | JO52IJ | 399 km |
| 08.07.2012 | DQ7A    | JO61JF | 497 km |
| 08.07.2012 | SP6GWB  | JO80JG | 651 km |

### FIRST SM-SP on 3.4 GHz!

|            |        |        |        |
|------------|--------|--------|--------|
| 08.07.2012 | DK2MN  | JO50TI | 602 km |
| 24.07.2012 | SM6HYG | JO58RG | 305 km |
| 24.07.2012 | DK1ZD  | JO44WE | 267 km |
| 24.07.2012 | SM0DFP | JP90JC | 594 km |
| 24.07.2012 | DL1SUZ | JO53UN | 254 km |

### 6cm

### G3XDY, JO02OB, wkd on 6cm:

03/06/2012 F6KRP/P JN08  
24/07/2012 OZ1FF JO45, DK1ZD JO44

### OZ1FF, JO45BO, wkd on 6cm:

| Date       | Time  | Call   | LOC    | QRB |
|------------|-------|--------|--------|-----|
| 2012/05/22 | 20:32 | SM7ECM | JO65NQ | 314 |
| 2012/07/24 | 18:51 | G3XDY  | JO02OB | 600 |
| 2012/07/24 | 20:31 | SM7ECM | JO65NQ | 314 |

### SM7ECM, JO65NQ, wkd on 6cm:

| Date       | Call   | LOC    | QRB    |
|------------|--------|--------|--------|
| 24.04.2012 | SM6HYG | JO58RG | 305 km |
| 06.05.2012 | DL1SUZ | JO53UN | 254 km |
| 22.05.2012 | OZ1CTZ | JO46OE | 251 km |
| 22.05.2012 | OZ1FF  | JO45BO | 314 km |

|            |        |        |        |
|------------|--------|--------|--------|
| 26.06.2012 | SM0DFP | JP90JC | 594 km |
| 26.06.2012 | SM3BEI | JP81NG | 663 km |
| 07.07.2012 | DL1SUZ | JO53UN | 254 km |
| 08.07.2012 | OK1YA  | JN79IO | 685 km |
| 24.07.2012 | SM6HYG | JO58RG | 305 km |
| 24.07.2012 | DK1ZD  | JO44WE | 267 km |
| 24.07.2012 | SM3BEI | JP81NG | 663 km |
| 24.07.2012 | DL1SUZ | JO53UN | 254 km |
| 24.07.2012 | OZ1FF  | JO45BO | 314 km |

### 3cm

### G3XDY, JO02OB, wkd on 3cm:

02/06/2012 DF0MU JO32  
26/06/2012 G4KUX IO94  
21/07/2012 F6KPL IN99  
22/07/2012 F5EJZ IN99  
24/07/2012 OZ1FF JO45, G4KUX IO94, DC6UW JO44  
26/07/2012 OZ2OE JO45, DK1ZD JO44

### OZ1FF, JO45BO, wkd on 3cm:

| Date       | Time  | Call     | LOC    | QRB |
|------------|-------|----------|--------|-----|
| 2012/04/24 | 17:20 | SM6HYG   | JO58RG | 359 |
| 2012/04/24 | 19:26 | SM7DTE   | JO75CN | 382 |
| 2012/04/24 | 20:26 | SM7ECM   | JO65NQ | 314 |
| 2012/05/02 | 18:26 | GM0USI/P | IO76XA | 760 |
| 2012/05/09 | 15:41 | DL6NAA   | JO50VF | 646 |
| 2012/05/09 | 15:49 | OK1JKT   | JO60RN | 664 |
| 2012/05/22 | 17:03 | SM7LCB   | JO86GH | 529 |
| 2012/05/22 | 17:11 | DJ1LP    | JO64DB | 317 |
| 2012/05/22 | 18:23 | SM6AFV   | JO67GQ | 356 |
| 2012/05/22 | 18:33 | SM7DTE   | JO75CN | 382 |
| 2012/05/22 | 20:34 | SM7ECM   | JO65NQ | 314 |
| 2012/05/23 | 14:41 | DJ5BV    | JO30KI | 590 |
| 2012/06/26 | 19:38 | SM6ESG   | JO67CC | 302 |
| 2012/06/26 | 20:30 | SM7ECM   | JO65NQ | 314 |
| 2012/07/24 | 17:04 | DJ1LP    | JO64DB | 317 |
| 2012/07/24 | 18:31 | SM7DTE   | JO75CN | 382 |
| 2012/07/24 | 18:54 | G3XDY    | JO02OB | 600 |
| 2012/07/24 | 19:33 | DK7QX    | JO42KH | 369 |
| 2012/07/24 | 20:32 | SM7ECM   | JO65NQ | 314 |

### SM7ECM, JO65NQ, wkd on 3cm:

| Date       | Call    | LOC    | QRB    |
|------------|---------|--------|--------|
| 24.04.2012 | SM6HYG  | JO58RG | 305 km |
| 24.04.2012 | DC6UW   | JO44VJ | 257 km |
| 24.04.2012 | OZ9PP   | JO47VA | 254 km |
| 24.04.2012 | DG1BHA  | JO73DB | 302 km |
| 24.04.2012 | OZ1FF   | JO45BO | 314 km |
| 06.05.2012 | DG1BHA  | JO73CF | 283 km |
| 22.05.2012 | OZ1CTZ  | JO46OE | 251 km |
| 22.05.2012 | OZ1FF   | JO45BO | 314 km |
| 18.06.2012 | DL6NAA  | JO50VF | 646 km |
| 18.06.2012 | OK1JKT  | JO60RN | 571 km |
| 18.06.2012 | DB6NT   | JO50VJ | 595 km |
| 18.06.2012 | DK7QX   | JO42KH | 467 km |
| 18.06.2012 | DL3WW   | JO60FL | 581 km |
| 18.06.2012 | DL1SUN  | JO53PN | 264 km |
| 18.06.2012 | DF1OI/p | JO42TF | 447 km |
| 18.06.2012 | DM2AFN  | JO61WB | 517 km |
| 18.06.2012 | DL4DTU  | JO61TB | 515 km |
| 18.06.2012 | DL1ATI  | JO50QU | 550 km |
| 18.06.2012 | DL1HTT  | JO61FR | 442 km |
| 18.06.2012 | DK4KW   | JO60EM | 577 km |
| 18.06.2012 | DL6ABC  | JO62OM | 352 km |

|            |         |        |        |
|------------|---------|--------|--------|
| 18.06.2012 | DM2AYO  | JO62TK | 363 km |
| 18.06.2012 | DB6NT   | JO50TI | 601 km |
| 18.06.2012 | DO1UKA  | JO71FD | 513 km |
| 18.06.2012 | DL6NCI  | JO50VI | 600 km |
| 18.06.2012 | SP2MKO  | JO93CB | 440 km |
| 18.06.2012 | DL0VLA  | JO60EM | 577 km |
| 18.06.2012 | SP3JBI  | JO91BR | 549 km |
| 18.06.2012 | SP6ASD  | JO81LD | 565 km |
| 26.06.2012 | OZ9PP   | JO47VA | 254 km |
| 26.06.2012 | DK1ZD   | JO44WE | 267 km |
| 26.06.2012 | OZ1FF   | JO45BO | 314 km |
| 06.07.2012 | DL6NAA  | JO50VF | 614 km |
| 06.07.2012 | DB6NT   | JO50VJ | 595 km |
| 07.07.2012 | DL1SUN  | JO53PN | 265 km |
| 07.07.2012 | DK7QX   | JO42KH | 467 km |
| 07.07.2012 | DL1SUZ  | JO53UN | 254 km |
| 07.07.2012 | OK1JKT  | JO60RN | 571 km |
| 07.07.2012 | SP6GWB  | JO80JG | 651 km |
| 07.07.2012 | DG1BHA  | JO73CF | 283 km |
| 08.07.2012 | DJ3AK/p | JO52IJ | 399 km |
| 08.07.2012 | DF0MU   | JO32PC | 552 km |
| 24.07.2012 | DK1ZD   | JO44WE | 267 km |
| 24.07.2012 | DL1SUZ  | JO53UN | 254 km |
| 24.07.2012 | OZ1FF   | JO45BO | 314 km |
| 02.08.2012 | OK1JKT  | JO60RN | 570 km |
| 02.08.2012 | DB6NT   | JO50VJ | 595 km |
| 02.08.2012 | DL6NAA  | JO50VF | 614 km |
| 02.08.2012 | DL4DTU  | JO61TB | 515 km |

### 1.5cm

#### OZ1FF, JO45BO, wkd on 1.5cm:

| Date       | Time  | Call   | LOC    | QRB |
|------------|-------|--------|--------|-----|
| 2012/04/24 | 19:14 | DC6UW  | JO44VJ | 171 |
| 2012/05/03 | 06:46 | SM6AFV | JO67GQ | 356 |
| 2012/07/24 | 20:43 | DC6UW  | JO44VJ | 171 |

#### SM7ECM, JO65NQ, wkd on 1.5cm:

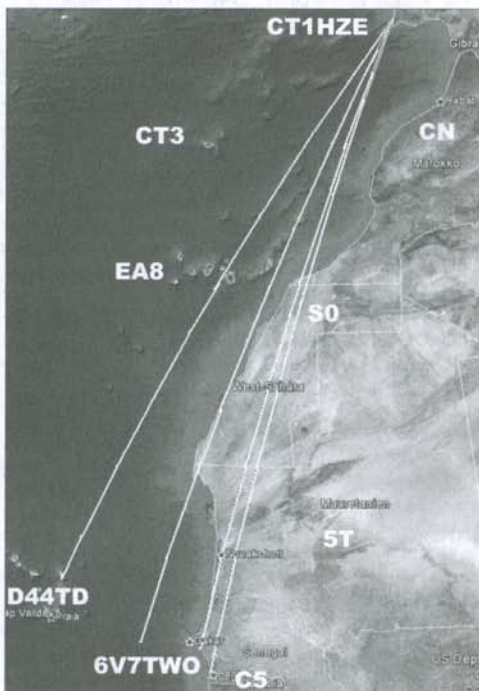
| Date       | Call   | LOC    | QRB    |
|------------|--------|--------|--------|
| 24.04.2012 | SM7DTE | JO75CN | 70 km  |
| 26.06.2012 | SM7DTE | JO75CN | 70 km  |
| 26.06.2012 | OZ2TG  | JO65FP | 43 km  |
| 08.07.2012 | SM7DTE | JO75CN | 70 km  |
| 24.07.2012 | OZ2LD  | JO54WW | 115 km |
| 24.07.2012 | OZ2TG  | JO65FP | 43 km  |
| 24.07.2012 | SM7DTE | JO75CN | 70 km  |

Many thanks to all who have sent the above reports!

## 2m Tropo from Portugal to Senegal

6W7RT, Francois, has installed a 2m beacon at his home south of Dakar in Senegal, locator IK14LK. The beacon 6V7TWO/B is running on 144.275 in CW with 30w and a 6 el. log periodic with about 6 dB gain on 2m. Currently it is beaming to EU. Normally the beacon is running on an omnidirectional big wheel in order to cover also other directions like South America and Caribbean. After hundreds of hours of listening

finally a good opening occurred on August 8, 2012 at 2315 UT when CT1HZE (IM57NH) could hear the beacon for several minutes with 539. After that the beacon was visible for hours on waterfall spectrum and it came back again at 0150 UTC for several minutes peaking about 559. A recording can be watched on Youtube if you search for CT1HZE and 6V7TWO. The distance is 2669km and it is the first confirmed and documented reception of a terrestrial signal from Senegal on 2m from Europe. Unfortunately 6W7RT was asleep during this opening and could not be alerted via phone. Thus there is still the big challenge to establish a 2 way QSO. Interestingly the signal from 6W peaked at CT1HZE's 4 x 11 ele when beaming a few deg. offset to the west.



The map shows the different paths from CT1HZE (IM57NH). From right to left:

- Path to Gambia C5 (IK13), just for comparison, it was never wkd before, but should be possible.
- Path to 5T5SN (IK28AC, 2245km), who was worked on 2m and 70cm on Tropo by CT1HZE some years ago and to 6V7TWO/B, which is about 420km further south on the same line.
- Path direction where the signal from 6W peaked on August 8.
- Path to D44TD (HK86NO) who was worked with 59 reports on 2m on August 9 at 0105 UTC and with 53 reports even on 4m via Tropo!



# Aurora Reports

Editor: Stefan Heck, LA0BY

LA0BY@darcd.de

Dear fellow VHF enthusiasts!

Although weaker than the previous one, the current solar cycle has on 15.7.2012 finally produced its first major Aurora. It was usable down to Serbia, and perhaps beyond. We should hopefully see more of this over the next 1-2 years. You better polish up your morsecode ... 73, Stefan (LA0BY)

## 144 MHz

### DK2ZF/p in JO43WJ wkd on July 15:

|      |        |        |     |     |            |
|------|--------|--------|-----|-----|------------|
| 1403 | LA9DFA | JP50XH | 59A | 57A | 780km      |
| 1404 | SM0NZY | JO89WI | 59A | 49A | 220° 825km |
| 1406 | DK1CO  | JO63SX | 59A | 59A | 250km      |
| 1408 | YL2CV  | KO16AW | 57A | 59A | 866km      |
| 1409 | SM0WXX | JO89VL | 57A | 55A | 833km      |
| 1410 | DF1AN  | JO63SX | 57A | 57A | 250km      |
| 1411 | SP5CCC | KO02OV | 55A | 55A | 758km      |
| 1413 | YL2CZ  | KO06VX | 57A | 59A | 859km      |
| 1417 | YL2DC  | KO35HT | 54A | 55A | 1109km     |
| 1420 | G4CDN  | JO02SS | 56A | 57A | 561km      |
| 1422 | OK1TEH | JO60MM | 55A | 55A | 387km      |
| 1432 | OZ4VW  | JO45UT | 57A | 57A | 269km      |
| 1434 | OH1ND  | KP00XL | 57A | 57A | 1073km     |
| 1437 | LA8KV  | JP52QQ | 56A | 55A | 1037km     |
| 1439 | SM4GGC | JO69RK | 59A | 59A | 707km      |
| 1441 | LA3EDA | JP50CG | 59A | 59A | 765km      |
| 1442 | G4HGI  | IO83PL | 56A | 58A | 833km      |
| 1447 | SM5KQS | JO88IT | 57A | 57A | 736km      |
| 1453 | UA3WM  | KO72MD | 55A | 55A | 1690km     |
| 1455 | DH8BQA | JO73CE | 59A | 59A | 289km      |
| 1458 | UA2FL  | KO04FO | 59A | 59A | 706km      |
| 1505 | RA1WZ  | KO47DT | 54A | 57A | 1252km     |
| 1508 | YL3IQ  | KO17OD | 57A | 59A | 45° 940km  |
| 1513 | OH4LA  | KP20LG | 59A | 59A | 1190km     |
| 1516 | DK9OY  | JO52CK | 59A | 59A | 70° 109km  |
| 1519 | DL3DTH | JO61UE | 56A | 59A | 359km      |
| 1521 | 9A1CAL | JN86BM | 56A | 56A | 885km      |
| 1523 | OE3JPC | JN88EB | 57A | 57A | 70° 749km  |
| 1524 | 9A2AE  | JN86HF | 55A | 57A | 932km      |
| 1525 | OK2PM  | JN99AO | 55A | 55A | 705km      |
| 1529 | HA1FV  | JN87JJ | 53A | 55A | 90° 828km  |
| 1531 | OK2VWX | JN89QQ | 56A | 55A | 663km      |
| 1533 | HA6NQ  | JN98WA | 56A | 57A | 923km      |
| 1535 | DF1CF  | JN57FP | 55A | 55A | 641km      |
| 1539 | HA1VQ  | JN87GJ | 55A | 55A | 817km      |
| 1542 | OK1KDK | JN79TO | 53A | 55A | 580km      |
| 1544 | DL4WK  | JO63SQ | 57A | 59A | 245km      |
| 1545 | DL4WA  | JO60BO | 55A | 57A | 347km      |
| 1550 | G3YYD  | IO91JA | 56A | 55A | 15° 800km  |
| 1602 | G4SWX  | JO02PB | 59A | 59A | 50° 597km  |
| 1606 | EU4AG  | KO13UQ | 56A | 57A | 914km      |
| 1608 | DG5CST | JO60DS | 57A | 57A | 336km      |
| 1610 | DL5DSM | JO71EK | 52A | 56A | 375km      |
| 1613 | ES2DF  | KO29GG | 57A | 57A | 40° 1112km |

|      |        |        |     |     |            |
|------|--------|--------|-----|-----|------------|
| 1616 | OK2PWY | JN89KW | 55A | 55A | 617km      |
| 1619 | SP6ITF | JO61LB | 55A | 55A | 548km      |
| 1634 | YU1IO  | KN04IQ | 54A | 55A | 90° 1247km |
| 1637 | DF9RJ  | JN68GS | 59A | 57A | 547km      |
| 1641 | SP6GZZ | JO80FX | 57A | 57A | 523km      |
| 1644 | OK1KOK | JO80IG | 55A | 57A | 584km      |
| 1645 | SP2HPD | JO94JC | 56A | 59A | 592km      |
| 1646 | SP2WDW | JO94HI | 56A | 59A | 584km      |
| 1648 | SP3TYF | JO82FH | 56A | 55A | 458km      |
| 1650 | OK1SC  | JO70OB | 56A | 59A | 522km      |
| 1654 | OE5JFL | JN68MG | 56A | 57A | 612km      |
| 1656 | SP2QBB | JN94FL | 57A | 59A | 575km      |
| 1700 | DF3RU  | JN59UL | 56A | 55A | 454km      |
| 1702 | DL3MBG | JN67JX | 55A | 57A | 75° 637km  |
| 1704 | YL2DA  | KO06MM | 55A | 55A | 792km      |
| 1711 | PA5WT  | JO22HG | 57A | 59A | 375km      |
| 1715 | DL8NP  | JN58SC | 53A | 55A | 600km      |
| 1717 | F6DCD  | JN38WR | 56A | 55A | 538km      |

RIG: 2 x 9-ele, 750W      tnx for report, Rolf

### DL8LAQ in JO43XU wkd on July 15:

|      |           |        |     |     |               |
|------|-----------|--------|-----|-----|---------------|
| 1200 | SM4GGC    | JO69RK | 55A | 55A | 30° 656km     |
| 1328 | YL2CZ     | KO06WX | 51A | 57A | 50° 827km     |
| 1337 | YL2CV     | KO16AW | 51A | 59A | 50° 835km     |
| 1354 | G4CDN     | JO02SS | 52A | 55A | 45° 572km     |
| 1410 | SP2QBB    | JO94FL | 52A | 59A | 40° 557km     |
| 1415 | LY2BJ     | KO25ER | 52A | 59A | 50° 946km     |
| 1437 | UA2FT     | KO04LT | 51A | 57A | 50° 688km     |
| 1448 | UA3WM     | KO72QJ | 52A | 55A | 55° 1696km    |
| 1500 | UA2FL     | KO04FQ | 55A | 55A | 60° 687km     |
| 1519 | OK2VWX    | JN89QQ | 52A | 55A | 80° 689km     |
| 1527 | OE3JPC    | JN87EW | 52A | 55A | 80° 796km     |
| 1528 | 9A1CAL    | JN86DM | 51A | 55A | 80° 931km     |
| 1532 | SP5CCC    | KO02OH | 51A | 55A | 75° 770km     |
| 1535 | OE1SOW    | JN88FF | 51A | 55A | 80° 772km     |
| 1536 | HA1FV     | JN87JJ | 51A | 55A | 80° 864km     |
| 1537 | OK2PM     | JN99AO | 51A | 55A | 80° 729km     |
| 1538 | HA6NQ     | JN98WA | 52A | 56A | 80° 949km     |
| 1541 | H89DKM    | JN37SL | 51A | 53A | 75° 729km     |
| 1543 | DL8JO     | JO40MF | 51A | 55A | 408km         |
| 1545 | 9A2AE     | JN86HF | 53A | 55A | 80° 971km     |
| 1548 | OK1SC     | JO70OB | 52A | 55A | 80° 554km     |
| 1555 | DL/IN3TWX | JN59KV | 52A | 55A | 70° 445km     |
| 1558 | DL8NP     | JN58SC | 41A | 55A | 75° 649km     |
| 1559 | DF1CF     | JN57FP | 52A | 55A | 75° 691km     |
| 1611 | SP6ITF    | JO81LB | 41A | 55A | 80° 566km     |
| 1615 | SP6GZZ    | JO80FX | 52A | 59A | 70° 544km     |
| 1623 | G7RAU     | IO90IR | 55A | 59A | 30°/45° 839km |
| 1627 | OK2PWY    | JN89KW | 51A | 57A | 75° 644km     |
| 1629 | HA0HO     | KN07SU | 41A | 55A | 80° 1050km    |
| 1633 | SP2HPD    | JO94JC | 53A | 55A | 60°/30° 578km |
| 1635 | F6DCD     | JN38RQ | 51A | 55A | 60° 600km     |
| 1636 | DO2HSP    | JO53ES | 51A | 57A | 29km          |
| 1638 | DF3RU     | JN59UL | 52A | 53A | 60° 501km     |
| 1642 | DF9RJ     | JN68GS | 52A | 57A | 70° 593km     |
| 1649 | HA1VQ     | JN87GJ | 41A | 55A | 80° 854km     |
| 1743 | DL3MBG    | JN67JX | 52A | 57A | 80° 683km     |
| 1751 | ON4PS     | JO20KQ | 53A | 55A | 60°/50° 493km |
| 1756 | F5JNX     | JN37PV | 41A | 55A | 70° 688km     |
| 1758 | DJ2PJ     | JN49KW | 51A | 57A | 70° 442km     |

1804 EI4DQ JO51WU 52A 53A 300° 1231km  
 1815 DL5DBT JO31TN 52A 55A 60° 299km  
 1820 DK5SO JN58AV 52A 55A 70° 551km  
 1840 DL2HWA JO51WE 54A 55A 300° 324km  
 2303 SM5DIC JO89JT 54A 55A 20° 781km  
 2304 SM0NZY JO89WI 52A 55A 20° 779km  
 RIG: IC7400, PA, 17-ele-yagi. tnx for report, Norbert

### I3MEK in JN55SJ wkd on July 15:

1654 DF0MU JO32 28°  
 1720 DL2HWA JO51 20°  
 1733 DL6YBF JO31 20°  
 1812 G4LOH IO70 340°

### IV3DXW in JN65QQ wkd on July 15:

1701 DK9OY JO52CK 30°  
 1718 DF0MU JO32PC 25°  
 1735 G4LOH IO70JC 320°

Rig: IC7400 + GS35 + 11el

### IW1BCV in JN44FS wkd on July 15:

1749 DM1CG JO30GU 040°  
 hrd: PA5MS JO21RQ 030°

### LA0BY in JO59GV/49ML wkd:

2012-07-09 (from JO59GV)

1254 OH2BPU KP20PP 52A 55A 20° 816km  
 1259 DK3WG JO72GI 55A 55A 40° 874km  
 1323 DH8BQA JO73CE 57A 59A 40° 779km  
 1326 SP2CNW JO93AI 53A 55A 40° 859km  
 1350 OH1NHX KP01RN 55A 59A 30° 621km  
 1352 YL3IQ KO17OD 53A 59A 40° 795km  
 1405 OH4LA KP20LG 59A 59A 20° 799km  
 1411 UA2FL KO04FQ 56A 59A 40° 829km  
 1417 LY2LE KO24OQ 56A 59A 40° 1051km  
 1419 SP2QBQ JO94FL 55A 59A 40° 767km  
 1421 YL2HJ KO37MJ 53A 55A 40° 991km  
 1423 YL2EM KO36QM 55A 59A 40° 1052km  
 1427 RA1WZ KO47DT 55A 58A 40° 1043km  
 1429 RN3F KO86RE 55A 55A 40° 1624km  
 1502 SM5DYC JO89HW 41A 56A 30° 339km  
 1508 YL2HC KO35HT 53A 53A 40° 1051km  
 1617 OH5LK KP30ON 59A 59A 40° 921km

2012-07-30 (from JO49ML)

1424 SM3DTQ JP82QM 55A 55A 30° 562km  
 1432 OH5LK KP30ON 57A 57A 30° 1013km  
 1447 SK4AO JP70TO 59A 58A 30° 386km  
 1453 SM5KWU JO89IP 57A 55A 30° 432km  
 1458 GM6VXB IO97AQ 57A 48A 0° 667km  
 1523 SK0EN JO99JX 57A 57A 30° 549km  
 1526 LA4CQ JP20UB 56A 56A 0° 198km  
 1529 SM1CIO JO97HR 52A 55A 30° 588km  
 1551 GM0GTU IO87BN 55A 43A 0° 778km  
 1558 SM6CCO JO78FN 53A 57A 30° 326km  
 1608 G4KUX IO94BP 55A 54A 350° 849km  
 1609 G4SWX JO02RF 56A 55A 350° 934km  
 1616 PA2CHR JO32BD 55A 58A 350° 835km  
 1629 PA3CWN JO33AH 55A 55A 350° 710km  
 1632 G4CDN JO02SS 55A 57A 340° 878km  
 1647 G4DHF IO92UU 56A 59A 340° 934km

RIG: IC-821H, PA 200W, 9-ele-F9FT

### SM7GVF in JO77GA wkd:

2012-04-24

0024 OH3BYZ KP21UA 59a 59a 777km  
 0513 SM3DAL JP73HE 59a 59a 686km

2012-06-03

1425 OH6PA KP02PL 57a 59a 714km  
 1437 ES7RU KO28SI 55a 59a 33° 669km  
 1447 SM2OXB JP93WN 55a 55a 15° 784km  
 1641 RK1AS KP40UE 55a 57a 34° 944km  
 1708 LA8WF JO59GV 59a 59a 395km  
 1712 R1DX KO59EU 55a 55a 971km  
 1715 RA1WU KO47ES 55a 59a 42° 831km  
 1811 OH4LA KP20LG 57a 59a 341° 701km

2012-06-17

1152 ES4EQ KO39CE 56a 58a 34° 725km  
 1204 R3BM KO85PD 54a 55a 48° 1420km  
 1223 SP2QBQ JO94FL 57a 55a 50° 374km  
 1227 OH3KLJ KP21PH 59a 59a 775km  
 1229 RD3FD KO95CO 55a 57a 52° 1460km  
 1230 SP2WDW JO94HI 57a 57a 55° 391km  
 1236 UA1AMG KO49WU 55a 55a 30° 944km  
 1238 UA2FT KO04LT 55a 59a 469km  
 1240 RU3GX KO92SO 56a 56a 55° 1664km  
 1243 RA3POV KO93CX 55a 55a 55° 1520km  
 1250 EW1AA KO33RU 55a 57a 50° 886km

2012-07-02

1341 OH5LK KP30ON 55a 56a 354° 827km  
 1609 GM4VVX IO78TA 55a 58a 1131km

2012-07-09

1307 OH2T KP20KF 59a 59a 695km  
 1317 EW1KP KO33TW 55a 55a 50° 891km  
 1320 YL3IQ KO17OD 55a 55a 50° 523km  
 1321 YL2HC KO35HT 57a 57a 53° 754km  
 1324 RU3FA KO84RU 55a 59a 1440km  
 1328 YL2HJ KO37MJ 55a 57a 50° 753km  
 1336 YL2EM KO36QM 55a 59a 58° 783km  
 1337 ES4EQ KO39CE 55a 59a 725km  
 1339 RA1WU KO47ES 57a 58a 50° 831km  
 1411 DH8BQA JO73CE 59a 59a 35° 427km  
 1413 ES2NJ KO29NK 59a 59a 674km  
 1417 UA1AMG KO49WU 55a 57a 944km  
 1426 RK3AF KO75WO 55a 59a 50° 1319km  
 1429 UA4UK LO14MA 55a 57a 55° 1810km  
 1431 RN3F KO86RE 57a 59a 1399km  
 1433 ES2DF KO29GG 55a 59a 637km  
 1434 DL9AN JO62RE 59a 59a 542km  
 1436 OK2PM JN99AO 55a 55a 856km  
 1438 RA3WDK KO81BR 56a 58a 65° 1508km  
 1439 OK2WO JN89IH 55a 57a 60° 869km  
 1443 DL7ADA JO62RK 55a 57a 514km  
 1450 SP9EMI JO90KG 55a 55a 802km  
 1453 HA0HO KN07SU 55a 53a 79° 1123km  
 1456 SP7OGP KO01AM 59a 59a 707km  
 1457 UA3WM KO72QI 55a 55a 65° 1429km  
 1458 DL7PV JO62NL 55a 57a 513km  
 1507 UA2FL KO04FQ 59a 59a 451km  
 1510 HA0HO KN07SU 55a 55a 1123km  
 1511 OK1SC JO70OB 55a 59a 70° 775km  
 1534 DL6YBF JO31OX 55a 57a 733km  
 1536 G4SWX JO02RF 57a 57a 337° 994km



|            |          |        |     |     |      |        |                       |        |        |     |     |             |
|------------|----------|--------|-----|-----|------|--------|-----------------------|--------|--------|-----|-----|-------------|
| 1547       | PA3CWN   | JO33AH | 57a | 59a | 291° | 678km  | 1739                  | SP9AI  | JN99MT | 55a | 55a | 854km       |
| 1549       | ON6NL    | JO21UE | 55a | 55a |      | 866km  | 1741                  | DL1KDA | JO30FQ | 55a | 59a | 880km       |
| 2012-07-14 |          |        |     |     |      |        | 1742                  | OM2VL  | JN87WV | 55a | 59a | 1039km      |
| 2134       | UA1CEB   | KP60MJ | 55a | 42a | 30°  | 1128km | 1745                  | OK6TW  | JN89JM | 55a | 59a | 43° 847km   |
| 2012-07-15 |          |        |     |     |      |        | 1749                  | ON6NL  | JO21UE | 55a | 57a | 866km       |
| 1235       | RA3POV   | KO93CX | 55a | 58a |      | 1520km | 1750                  | DJ2IA  | JO61WN | 55a | 55a | 608km       |
| 1237       | UA1ASA/1 | KO48GH | 55a | 59a |      | 843km  | 1751                  | DL5DWF | JO71AA | 55a | 56a | 668km       |
| 1238       | UA1AMG   | KO49WU | 55a | 59a |      | 944km  | 1802                  | DL2HWA | JO51WE | 55a | 51a | 671km       |
| 1240       | UA1AUW   | KP40SH | 55a | 55a |      | 938km  | 1817                  | F6GNJ  | JN08TV | 55a | 57a | 280° 1247km |
| 1242       | OK5JM    | JO43QS | 57a | 57a |      | 486km  | 1821                  | G4ALY  | IO70VL | 55a | 55a | 1424km      |
| 1244       | RW3DA    | KO84RW | 55a | 57a |      | 1437km | 1823                  | G4RRA  | IO80BS | 55a | 57a | 1386km      |
| 1245       | R3LW     | KO54MQ | 55a | 59a |      | 1059km | 1825                  | F6EAS  | IN98LV | 56a | 56a | 277° 1374km |
| 1247       | DL6LBI   | JO43VR | 55a | 55a |      | 473km  | 1830                  | F6GYH  | JN27TS | 55a | 55a | 280° 1191km |
| 1248       | US5WU    | KO20DI | 55a | 57a | 67°  | 978km  | 1832                  | DL6WU  | JN49HT | 55a | 54a | 891km       |
| 1251       | UA3IDQ   | KO66JF | 55a | 59a | 60°  | 1116km | 1836                  | DL4WD  | JO31TK | 55a | 55a | 765km       |
| 1305       | UA3LID   | KO64CN | 55a | 55a |      | 1134km | 1837                  | ON6LEO | JO21UE | 57a | 55a | 866km       |
| 1306       | SP8UFT   | KO11JI | 57a | 59a | 62°  | 826km  | 1838                  | DF7JC  | JO31LH | 55a | 55a | 803km       |
| 1503       | OK1KOK   | JO80IB | 58a | 58a |      | 787km  | 1843                  | DJ3XK  | JO53AN | 55a | 55a | 478km       |
| 1505       | DL3LA    | JO51TK | 59a |     |      | 649km  | 1903                  | G0UWK  | IO83VC | 55a | 55a | 293° 1148km |
| 1506       | DM2AFN   | JO61WB | 55a | 55a |      | 664km  | 1907                  | DL6DBN | JO40BU | 55a | 55a | 287° 803km  |
| 1508       | OE3JPC   | JN87EW | 55a | 55a |      | 1017km | 1910                  | DL6YBF | JO31OX | 57a | 59a | 733km       |
| 1509       | SP6FXF   | JO70SV | 57a | 55a |      | 684km  | 1911                  | DL1YDD | JO31OO | 55a | 55a | 766km       |
| 1511       | HA0MK    | KN08TA | 55a | 55a |      | 1108km | 1913                  | DK5DQ  | JO31PH | 55a | 55a | 790km       |
| 1513       | OK1TEH   | JO70FD | 57a | 59a | 87°  | 764km  | 1916                  | DL4DWA | JO61QH | 59a | 59a | 639km       |
| 1557       | DL5DSM   | JO71EK | 55a | 55a |      | 621km  | 1945                  | ES2TI  | KO29GK | 57a | 57a | 643km       |
| 1558       | UT4WT    | KO20EC | 57a | 59a |      | 1004km | 2103                  | ES1OX  | KO29HI | 55a | 59a | 644km       |
| 1600       | RN3F     | KO86RE | 55a | 55a |      | 1399km | 2105                  | RN3F   | KO86RE | 55a | 57a | 30° 1399km  |
| 1602       | UR5WD    | KO20NC | 55a | 57a |      | 1037km | 2122                  | OZ7P   | JO45SQ | 55a | 55a | 342km       |
| 1603       | RA3QR    | KO91OO | 55a | 55a | 68°  | 1698km | 2012-07-16            |        |        |     |     |             |
| 1605       | UX7LQ    | KN79XW | 55a | 59a | 69°  | 1611km | 0259                  | RN3F   | KO86RE | 55a | 57a | 1399km      |
| 1609       | UT8LN    | KN89AW | 55a | 59a |      | 1616km | 1138                  | R1DM   | KO49WP | 55a | 59a | 35° 939km   |
| 1611       | UA3YBW   | KO53TA | 55a | 55a | 66°  | 1172km | 1228                  | UA3RAW | LO02RR | 55a | 57a | 60° 1773km  |
| 1615       | OK1RH    | JN79FV | 55a | 59a |      | 792km  | 1238                  | R1ARM  | KO49VX | 55a | 59a | 942km       |
| 1616       | OK1SC    | JO70OB | 57a | 58a |      | 775km  | 1252                  | RX3QFM | KO91OO | 57a | 57a | 63° 1698km  |
| 1620       | OK2PM    | JN99AO | 57a | 59a |      | 856km  | 1314                  | SP8UFT | KO11JI | 56a | 57a | 68° 826km   |
| 1625       | OK1VBN   | JN78FX | 55a | 55a |      | 894km  | 1316                  | UR5BO  | KN29TN | 56a | 59a | 70° 1106km  |
| 1628       | OK1MDK   | JN79TO | 55a | 57a |      | 828km  | 1319                  | SP2HMR | JO94GH | 56a | 55a | 55° 392km   |
| 1630       | OE1SOW   | JN88FF | 57a | 55a |      | 986km  | 2012-07-20            |        |        |     |     |             |
| 1631       | OK5TK    | JO70MB | 57a | 59a | 65°  | 774km  | 1713                  | ES2NJ  | KO29NK | 55a | 55a | 674km       |
| 1640       | F6DCD    | JN38RQ | 55a | 55a | 285° | 1040km | 2012-07-30            |        |        |     |     |             |
| 1641       | G3YYD    | IO91TR | 55a | 55a |      | 1127km | 1556                  | GM6VXB | IO97AQ | 59a | 59a | 320° 990km  |
| 1644       | DL1ATI   | JO50QU | 55a | 55a |      | 716km  | tnx for report, Kjell |        |        |     |     |             |
| 1644       | DL2HTI   | JO61BB | 55a | 55a |      | 681km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1645       | DB3LO    | JO51MV | 55a | 55a |      | 613km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1648       | DL9NDA   | JO50VF | 57a | 56a |      | 776km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1650       | DF5HC    | JN49HT | 55a | 55a | 292° | 891km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1651       | DJ8RZ    | JN58RQ | 55a | 55a | 295° | 949km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1653       | DF1CF    | JN57FP | 55a | 55a | 300° | 1078km |                       |        |        |     |     |             |
| 1656       | DF2UQ    | JN49IB | 55a | 55a | 298° | 966km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1657       | DL8NP    | JN58SC | 55a | 55a |      | 1011km |                       |        |        |     |     |             |
| 1658       | DF9RJ    | JN68GS | 59a | 59a |      | 927km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1702       | DH2SAV   | JN48QU | 55a | 55a |      | 971km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1707       | DL3MBG   | JN67JX | 55a | 57a | 303° | 1012km |                       |        |        |     |     |             |
| 1708       | DG5CST   | JO60DS | 57a | 57a |      | 710km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1710       | DL1YMK   | JO31QX | 55a | 55a |      | 726km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1713       | PA4MRS   | JO22HJ | 55a | 55a |      | 817km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1715       | DL1YAW   | JO41DX | 55a | 59a |      | 690km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1729       | DF3RU    | JN59UL | 55a | 55a | 50°  | 859km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1735       | SP7OGP   | KO01AM | 55a | 55a |      | 707km  |                       |        |        |     |     |             |
| 1737       | DJ9UN    | JN49VN | 55a | 55a |      | 887km  |                       |        |        |     |     |             |

# **UA3WM in KO72QI, wkd on July 15:**

|      |        |        |     |     |  |       |
|------|--------|--------|-----|-----|--|-------|
| 1100 | RA1WZ  | KO47DT | 59a | 59a |  |       |
| 1106 | R1DX   | KO59EU | 59a | 59a |  |       |
| 1111 | RW3AZ  | KO86RE | 55a | 59a |  |       |
| 1140 | UA3AHM | KO97GP | 59a | 59a |  |       |
| 1146 | RT4I   | LO43JT | 55a | 55a |  | 962km |
| 1149 | RW3DA  | KO84RW | 59a | 59a |  |       |
| 1150 | RL3D   | KO85WV | 55a | 57a |  |       |
| 1157 | ES2NJ  | KO29NK | 59a | 59a |  |       |
| 1159 | SM5KWU | JO89IP | 59a | 55a |  |       |
| 1204 | RA1AO  | KO59CT | 59a | 59a |  |       |
| 1232 | RW3VA  | LO06CC | 57a | 59a |  |       |
| 1247 | UA3TCF | LO26IU | 57a | 57a |  |       |
| 1249 | RV3DND | KO85WQ | 58a | 59a |  |       |
| 1258 | RX3QFM | KO91OO | 55a | 55a |  |       |
| 1308 | UA3RBO | LO03NG | 57a | 59a |  |       |
| 1310 | R3AOV  | KO85TP | 55a | 55a |  |       |

|      |         |        |     |     |        |
|------|---------|--------|-----|-----|--------|
| 1311 | RA3AES  | KO95DL | 59a | 59a |        |
| 1313 | RA3RF   | LO03WK | 59a | 59a |        |
| 1316 | R3FO    | KO86RI | 59a | 59a |        |
| 1331 | UA4UT   | LO14WO | 59a | 59a |        |
| 1351 | LY2IJ   | KO25TF | 59a | 59a |        |
| 1414 | OZ1FDH  | JO65CS | 55a | 53a | 1551km |
| 1416 | RU3GX   | KO92SO | 59a | 59a |        |
| 1421 | SM0KAK  | JO89XK | 54a | 54a | 1335km |
| 1442 | DK1CO   | JO63SX | 57a | 57a |        |
| 1448 | DL8LAQ  | JO43XU | 55a | 55a | 1669km |
| 1450 | DK9OY   | JO52CK | 55a | 55a |        |
| 1451 | DK5YA   | JN49NX | 55a | 53a | 1839km |
| 1458 | DK2ZF/p | JO43WH | 55a | 55a | 1707km |
| 1459 | DF0MU   | JO32PC | 55a | 55a | 1901km |
| 1524 | DD0VF   | JO61WB | 53s | 55a |        |
| 1524 | DL1RNW  | JO62GH | 53a | 55a |        |
| 1604 | DG5CST  | JO60DS | 55a | 55a |        |
| 1605 | DG0VOG  | JO60QU | 55a | 55a |        |
| 1605 | DL5ME   | JO52SD | 55a | 55a | 1615km |
| 1622 | DL9NDA  | JO50VF | 55a | 55a | 1649km |
| 1624 | DC1NNN  | JO50VE | 55a | 55a |        |
| 1626 | PA2CHR  | JO32DB | 53a | 53a | 1969km |
| 1644 | DD3SP   | JO72EN | 55a | 55a |        |
| 1651 | DJ2NR   | JO50VF | 55a | 55a | 1649km |
| 1734 | DH8BQA  | JO73CF | 55a | 55a |        |

tnx for report, Vlad

#### UR5LX in KO70WK wkd on July 15:

|      |        |        |     |     |                    |
|------|--------|--------|-----|-----|--------------------|
| 1235 | UA3MBJ | KO87QV | 57a | 53a | wkd with 5 w 12 el |
| 1328 | RA1WZ  | KO46   | 59a | 56a |                    |
| 1649 | DH8BQA | JO73CE | 53a | 55a |                    |

and on July 16:

|      |       |      |     |     |  |
|------|-------|------|-----|-----|--|
| 1338 | RU1AA | KO48 | 57a | 57a |  |
|------|-------|------|-----|-----|--|

#### YT3I in KN05HP wkd on 144 MHz:

2012-07-15

|      |        |        |     |     |      |         |
|------|--------|--------|-----|-----|------|---------|
| 1558 | DK1CO  | JO63ex | 55a | 55a | 40°  | 1057 km |
| 1714 | DH8BQA | JO73cf | 55a | 52a | 40°  | 959 km  |
| 1753 | G4SWX  | JO02rf | 55a | 53a | 355° | 1577 km |
| 1800 | PA5MS  | JO21rq | 55a | 52a | 355° | 1300 km |
| 1804 | PA2CHR | JO32db | 55a | 55a | 355° | 1268 km |

hrd: DL8LAQ, DK2ZF/p, DL7ANR, DJ8MS all on 40°

RIG: 350W, 4x10ele, LNA 0.6dB NF. tn timer for report, Pista

### 70cm

#### DL7APV JO62JR, wkd on 432 MHz:

2012-07-15

|      |        |        |     |     |  |
|------|--------|--------|-----|-----|--|
| 1453 | OZ6OL  | JO65DJ | 57a | 59a |  |
| 1519 | SM6CCO | JO78FN | 55a | 57a |  |
| 1529 | DJ4TC  | JO63PN | 53a | 55a |  |
| 1534 | DL1SUZ | JO63UN | 55a | 57a |  |
| 1558 | SM6BFE | JO68DQ | 55a | 59a |  |

All with QTF 45°. SM7GVF was audible over 2 hours with 59a. tn timer for report, Bernd

#### SM7GVF in JO77GA wkd on 432 MHz:

2012-07-09

|      |        |        |     |     |     |       |
|------|--------|--------|-----|-----|-----|-------|
| 1520 | DL7APV | JO62JR | 57a | 57a | 53° | 490km |
|------|--------|--------|-----|-----|-----|-------|

2012-07-15

|      |       |        |     |     |     |       |
|------|-------|--------|-----|-----|-----|-------|
| 1321 | YL2OK | KO37AS | 55a | 59a | 52° | 693km |
|------|-------|--------|-----|-----|-----|-------|

|      |        |        |     |     |            |
|------|--------|--------|-----|-----|------------|
| 1324 | DG1BHA | JO73CE | 55a | 55a | 427km      |
| 1325 | DJ4TC  | JO63PN | 55a | 57a | 392km      |
| 1329 | DH8BQA | JO73CE | 55a | 56a | 427km      |
| 1519 | US5WU  | KO20DI | 55a | 57a | 72° 978km  |
| 1523 | UR5LX  | KO70WK | 55a | 55a | 1573km ODX |
| 1525 | DL1SUZ | JO53UN | 55a | 55a | 62° 424km  |
| 1526 | SP2MKO | JO93CB | 55a | 55a | 498km      |
| 1529 | YL2QW  | KO17OD | 55a | 59a | 523km      |
| 1539 | OK1TEH | JO70FD | 44a | 52a | 764km      |
| 1540 | ES3RF  | KO29IF | 55a | 57a | 644km      |
| 1544 | SP2HPD | JO94JC | 56a | 57a | 420km      |

tnx for report, Kjell

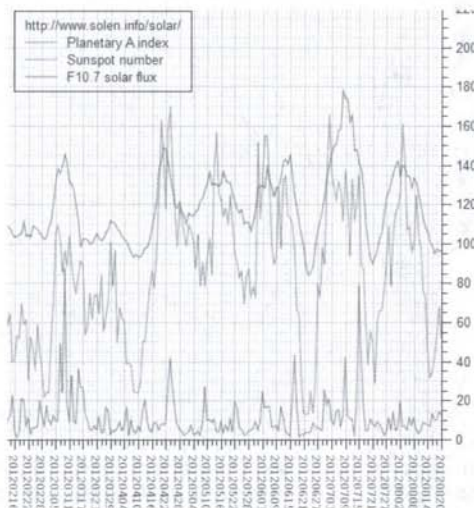
#### UR5LX in KO70WK wkd on July 15:

|      |        |        |     |     |         |
|------|--------|--------|-----|-----|---------|
| 1218 | UA3MBJ | KO87QV | 55a | 55a |         |
| 1522 | SM7GVF | JO77GA | 55a | 55a | 1578 km |
| 1526 | OZ6OL  | JO65DJ | 55a | 54a | 1670 km |

First Aurora QSOs on 70cm for me since 1998!

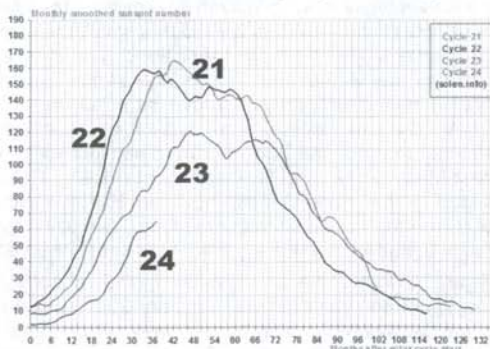
Hrd SM7GVF also on July 9 but no reply from him.

RIG: 4x18 RA3AQ LNA PA 400 w. Tnx for info, Sergey



#### Geomagnetic activity Feb – Aug 2012

Note Ap peaks 80 on July 15 (bottom curve)



#### Comparison solar cycles 21, 22, 23 and 24



# Solar Cycle 24 – As Seen in Early August

by Jim Kennedy, KH6/K6MIO

At this point in Cycle 24, one of the key questions is, "When is (or even was) the solar maximum?" This is difficult to know in real time. For example, one can only know this for the International Sunspot Number  $R_i$  if one waits six months more to get the smoothed (12-month) values, and then waits even longer to be sure the value doesn't go any higher than that.

As I pointed out last quarter, the Sun's polar magnetic fields provide a more nearly real time indicator for the maximum. In the Sun's northern and southern hemispheres, the value of this field decreases to zero and then *reverses* polarity and begins increasing in the opposite direction. This field reversal occurs separately in each hemisphere very near the time of solar maximum *in that hemisphere*. The north and south maxima normally occur at somewhat different times.

I also noted that the northern-hemisphere polar field was racing towards zero and seemed about to reverse polarity (going from negative to positive, in this case). However, the southern hemisphere field

(starting as positive) was showing little sign of moving towards zero any time soon. Now, three months later, the Stanford University Wilcox Solar Observatory's data shows that, since the last report, the north *has* crossed zero and gone positive (see Figure 1).

So, it is very likely that the Sun's northern-hemisphere solar maximum has already occurred, sometime in the first half of this year (2012). While it may (or may not) remain near maximum for a while, it is expected to *begin* going down fairly soon. On the other hand, maximum in the solar southern hemisphere still appears to be months off in the future.

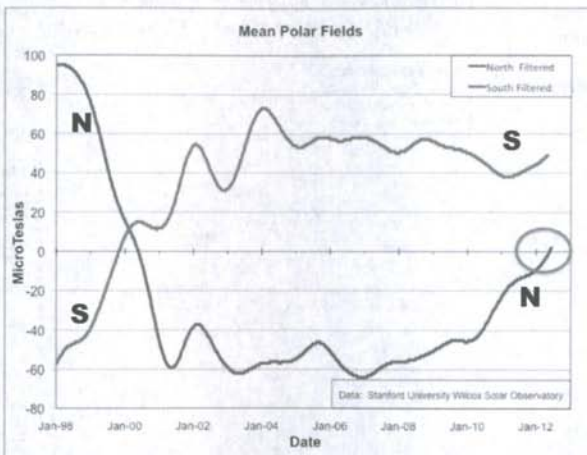


Fig. 1

All of this is completely consistent with the ten- to twelve-month phase shift seen between the northern sunspot number  $R_n$  and the southern sunspot number  $R_s$ . So, it's very likely that the northern activity will begin going *down before* the south finishes going *up*. As a result, their combined peak value will be rather less than it would be if the two hemispheres were more nearly in phase.

A second concern in predicting the cycle's future is that fact that, so far, the *southern* activity is growing at only about 70% of that for the north. It is not clear whether this is just due to the phase lag, in which case it will eventually reach a maximum similar to the northern value, or if the south is not only running "late", but also running "low" and will reach a smaller maximum value than the north (and at a later time).

Of course, in making these predictions, new observed data are being added to the record on a monthly basis to see if the *trajectory* of the trends is changing from the current prediction, and then make "midcourse corrections" to improve the accuracy.

I have run two models, one for each of these two cases (*late and low*, versus *late only*). They both suggest that that the Sun's *northern* hemisphere probably reached its sunspot maximum as early as this past March 2012, with  $R_n$  levels of about 44. The models differ in that one (the *late and low* model) is based on the notion that the maximum  $R_s$  (the south) will end up being only about 70% of the peak value of  $R_n$  (north), but not at the same time. The other model (*late only*) assumes that the south will eventually reach a maximum value equal to the one achieved earlier in the north.

Figure 2 shows the *late-and-low* model. It suggests that the Sun's southern hemisphere will reach maximum sometime around January 2013 with an  $R_s$  of about 31. If this is correct, then the largest combined values for both hemispheres will be found to have occurred around July 2012, with  $R_i$  values of about 71 (see the Table). This value and season are not a very encouraging for east-west F2 propagation. The circles show the actual observed values, and the solid and dotted lines show the

model's values, projected by matching the actual values to historical curve profiles. The last three months of smoothed data suggest that the north is running a little lower than the model, and the south is running a little higher (note the glitches in the dotted lines). The net effect is that the combined  $R_i$  value is still tracking on target.

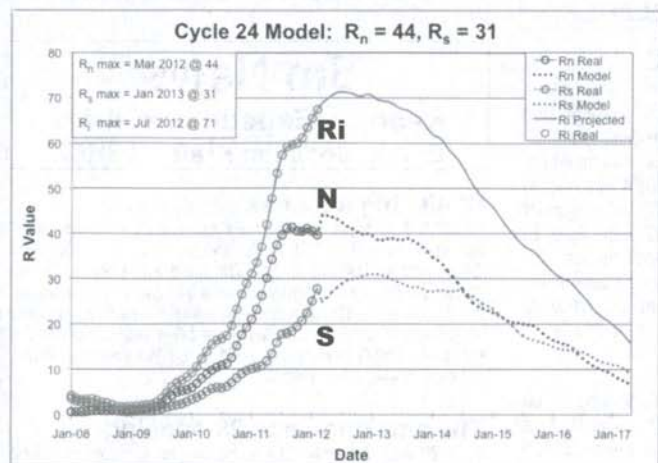
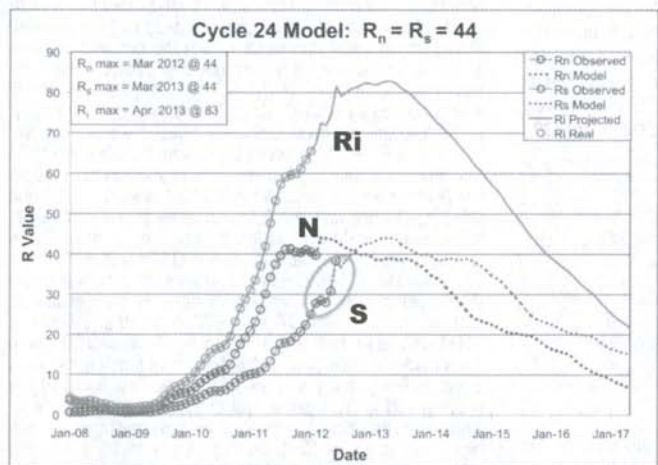


Fig. 3 shows the late-only model. Here the north is the same as before, but the south assumes reaching the same maximum value as the north (44). I have cheated just a little by including five more recent data points (in the orange oval) that are not fully smoothed (their final values will likely change somewhat). While less certain, they are roughly consistent with this higher model for the south, at least so far. In any case, it currently predicts a southern maximum of 44 in around March 2013 and a total  $R_i$  of about 83 in about April 2013 (see the table).

Fig. 2



Basically, both predictions say that the best conditions are likely to occur in the next twelve months or so. My personal experience is that, in order to have reasonably frequent occurrences of F-layer transequatorial propagation (TEP), the total smoothed  $R_i$  needs to be about 60 or higher, while frequent east-west F2 propagation needs smoothed values of around 100 or higher. So, while it is likely that there will be some F-layer openings, both models indicate that conditions are *not* likely to match those of recent previous cycles.

Fig. 3

In any case, my advice continues to be to expect that the next twelve months will be the best there is for F2 and TEP in Cycle 24. The best time to be on the air is likely to be the coming Fall and Winter looking for F2, and the Fall and Spring looking for links to TEP. 73, Jim KH6/K6MIO

|         | Model One: 44 and 31 |               | Model Two: 44 and 44 |               |
|---------|----------------------|---------------|----------------------|---------------|
|         | Sunspot Numbers      | Maximum Dates | Sunspot Numbers      | Maximum Dates |
| North   | 44                   | Mar 2012      | 44                   | Mar 2012      |
| South   | 31                   | Jan 2013      | 44                   | Mar 2013      |
| Overall | 71                   | Jul 2012      | 83                   | Apr 2013      |

Table 1



## 4m News

### Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

#### 4m Transatlantic Es in 2012

Thanks to the efforts from WA1ZMS the 4m beacon WF9XRU/B was on air again on 70.005 MHz from FM07FM from May 27, 2012 until September during the Es season. It was first heard this year by CT1HZE via Es on June 8 from 1221 to 1226z with 429. From 1245 to 1420z it was audible again just in the noise. On June 10 CT1HZE hrd it again at 1235z for a few mins peaking 519. At 1126z on June 10 CT1HZE wkd K1SIX X-band 4m/6m with 59/559 reports. This is the only 4m/6m X-band TA QSO that was made in the entire 2012 season. On July 3 EI4DQ hrd the WF9XRU beacon from about 1435 to 1503z with max. 419 to 519.

#### OX firsts

Not a single DXCC had been worked from Greenland yet on 4m although they have the band allocated for several years now. This finally changed when OZ1DJJ was qrv as OX3LX from HP15EO at the end of July. On July 30 there was a nice Aurora-Es opening from about 2130z until after midnight when he worked OY9JD, LA4LN, GM4JYB, GM4WJA and even OG2M from KP20 on double hop over 3076km. OY was also working into OH at the same time. The good news is that OZ1DJJ will be back qrv from the same QTH in OX in July 2013 on 2m, 4m and 6m. **Map below: 4m QSOs on July 30**



#### TF firsts

TF3ML was very active on 4m from HP84 this summer. He wkd first ever QSOs on Es with: CT1HZE, EA6SX, GD0TEP, GU6EFB, IK4ADE, IS0AWZ, LX2LA, PC5C, OM3CLS, SP3RZN and S50B.

#### A9 firsts

EI3IO who is qrv also on 4m as A92IO until mid 2013 wkd the following first ever 4m QSOs in summer 2012 on 2xEs: 9A6R, DH8WE, IK1EGC, IS0AWZ, SP9HWY & SV5BYR

## 6m News

### Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

#### D64K: big success

EA3AKY had great 6m TE + Es openings during his D64K operation from Aug. 10 to 20 and worked well over 1000 QSOs and 49 DXCCs on 6m. The band was open to EU on almost every day and many EU countries were wkd, even up to SM, LA and CU3. Josep is encouraged now to try another expedition in 2013. – The last expedition with a decent 6m effort was D68C in February 2001 in the big solar maximum, but they made just 405 6m QSOs.

#### The amazing June 29 opening

June 29 was definitely an historic day for 6 meter multi-hop Es. Already from 0430z observers in Finland received FM broadcast stations from Russia on 70 MHz indicating a MUF greater than 110 MHz at high latitudes of up to 70 degrees N. These Es clouds shifted westerly with the sun and at about 1300z a spectacular 6 meter opening started when the automatic keyer from NN7J (CN85, Oregon) was heard simultaneously by G0JHC, CT1HZE and stations in Germany. In the following 6 hours Pacific Northwest stations from W6, W7, VE7, VE6 and VE5 were able to work hundreds of QSOs with many countries in Western, Central, and Eastern Europe. Highlights were QSOs between JW7QIA and W7 (OR) and W5 (TX) stations and W7MEM and Israel (10700km). Even W7GJ who stated for years that he would never work EU on terrestrial modes was able to work 9 QSOs with EU into G, SP, F and DL. CT1HZE was able to work 25 stations from the Pacific Northwest, after waiting for more than a decade for such an opening. Best DX was VE7DAY CO70 and WB8VLC CN84 who used 35W and a 5 el. only. Several QSOs were even made on SSB. Due to the early local time on the West coast probably many stations missed the first hours of the opening and later on some had to go to work, of course. I would consider this as a multihop Es propagation event with high MUF (over 70 MHz) on huge parts of the paths and probably more hops than necessary for the distance, i.e. 5 or 6 hops for the 8000 to 9000 km paths considering observed elevated angles with which the signals were received. CT1HZE



# REF / DUBUS

## EUROPEAN EME Contest

### 2012 - CW Results *by DL8HCZ*

#### MULTIBAND

| Place | Call   | Points    | PWR | Bands            |
|-------|--------|-----------|-----|------------------|
| 1.    | SV1BTR | 6.110.300 | QRO | 2/70/23/13/6     |
| 2.    | ES5PC  | 5.276.500 | QRO | 70/23/13/9/6/3   |
| 3.    | F2TU   | 4.924.800 | QRO | 70/23/13/9/3     |
| 4.    | G3LTF  | 3.673.500 | QRO | 2/70/23/13/9/6   |
| 5.    | OK1DFC | 2.457.000 | QRO | 70/23/13         |
| 6.    | OK1CA  | 2.308.800 | QRO | 13/9/6/3         |
| 7.    | OZ4MM  | 2.200.000 | QRO | 2/70/23/13       |
| 8.    | UA3PTW | 1.597.200 | QRO | 2/70/23          |
| 9.    | WA6PY  | 1.555.400 | QRO | 2/70/23/13/9/6/3 |
| 10.   | PA3DZL | 1.536.000 | QRO | 23/13/9/6        |
| 11.   | OK1KIR | 1.528.800 | QRO | 23/13/9/6/3/1.2  |
| 12.   | CT1DMK | 1.190.000 | QRO | 23/13/6          |
| 13.   | SP7DCS | 1.058.400 | QRO | 2/70/23          |
| 14.   | VE6TA  | 1.004.400 | QRO | 23/13/9          |
| 15.   | S59DCD | 960.000   | QRP | 23/13/9          |
| 16.   | LZ1DX  | 798.600   | QRO | 2/13/9           |
| 17.   | SP6JLW | 746.200   | QRO | 70/23            |
| 18.   | OH2DG  | 723.200   | QRO | 70/9/6/3         |
| 19.   | VK3NX  | 574.200   | QRO | 23/13/9/6/3      |
| 20.   | F5JWF  | 523.800   | QRP | 23/13/3          |
| 21.   | LX1DB  | 465.500   | QRP | 23/13/3/1.2      |
| 22.   | W5LUA  | 470.400   | -   | 9/6/3/1.2        |
| 23.   | JA6AHB | 434.700   | QRO | 70/23            |
| 24.   | IW2FZR | 410.000   | QRP | 23/13            |
| 25.   | JA4BLC | 345.000   | QRO | 23/13/6          |
| 26.   | LA8LF  | 335.400   | -   | 13/9             |
| 27.   | WD5AGO | 308.000   | QRO | 23/13/9/6        |
| 28.   | SD3F   | 270.900   | QRO | 23/13            |
| 29.   | OK2ULQ | 180.000   | QRP | 23/13            |
| 30.   | NA4N   | 153.000   | QRP | 23/13            |
| 31.   | N4GJV  | 140.600   | QRP | 2/70             |
| 32.   | F1PYR  | 115.000   | -   | 6/3              |
| 33.   | SM2CEW | 112.200   | QRO | 2/70             |
| 34.   | IK3COJ | 35.700    | QRP | 23/13            |
| 35.   | SP6GWN | 28.600    | -   | 13/6             |

#### 144 MHz

| Place | Call   | Points | QSO     | Multi | Pwr | OP    |
|-------|--------|--------|---------|-------|-----|-------|
|       |        |        | (+Sked) |       |     |       |
| 1.    | SV1BTR | 136800 | 38      | 36    | QRO | SIN   |
| 2.    | UA3PTW | 115500 | 35      | 33    | QRO | SIN   |
| 3.    | SP7DCS | 65000  | 26      | 25    | QRO | MULTI |
| 3.    | YO2AMU | 65000  | 26      | 25    | QRO | SIN   |
| 5.    | OK1MS  | 52900  | 23      | 23    | QRO | SIN   |
| 6.    | OZ4MM  | 40000  | 20      | 20    | QRO | SIN   |
| 7.    | OZ1HNE | 36100  | 19      | 19    | QRO | SIN   |
| 8.    | IK2DDR | 34200  | 19      | 18    | QRO | SIN   |
| 9.    | N4GJV  | 27200  | 17      | 16    | QRP | SIN   |
| 10.   | LZ1DP  | 25600  | 16      | 10    | QRO | SIN   |
| 11.   | SM2CEW | 11000  | 11      | 10    | QRP | SIN   |

|     |        |      |   |   |     |       |
|-----|--------|------|---|---|-----|-------|
| 12. | J48OAA | 8100 | 9 | 9 | QRO | MULTI |
| 13. | WA6PY  | 3600 | 6 | 6 | QRO | SIN   |
| 14. | YO5BIN | 2500 | 5 | 5 | QRP | SIN   |
| 15. | 9A9B   | 900  | 3 | 3 | QRP | SIN   |
| 16. | AD4TJ  | 400  | 2 | 2 | QRO | SIN   |
| 17. | G3LTF  | 100  | 1 | 1 | QRP | SIN   |

#### 432 MHz

|     |        |        |    |    |     |     |
|-----|--------|--------|----|----|-----|-----|
| 1.  | SM4IVE | 249600 | 52 | 48 | QRO | SIN |
| 2.  | UA3PTW | 172000 | 43 | 40 | QRO | SIN |
| 3.  | OZ4MM  | 163800 | 42 | 39 | QRO | SIN |
| 4.  | SV1BTR | 136800 | 38 | 36 | QRO | SIN |
| 5.  | G3LTF  | 115600 | 34 | 34 | QRO | SIN |
| 6.  | OK1DFC | 87000  | 30 | 29 | QRO | SIN |
| 7.  | SP7DCS | 62500  | 23 | 23 | QRO | SIN |
| 8.  | LZ1DX  | 57500  | 25 | 23 | QRO | SIN |
| 9.  | JA6AHB | 55200  | 24 | 23 | QRO | SIN |
| 10. | SM2CEW | 52900  | 23 | 23 | QRO | SIN |
| 11. | N4GJV  | 44100  | 21 | 21 | QRP | SIN |
| 11. | I1NDP  | 44100  | 21 | 21 | QRO | SIN |
| 13. | ES5PC  | 42000  | 21 | 20 | QRO | SIN |
| 13. | OH2DG  | 42000  | 21 | 20 | QRO | SIN |
| 15. | DL7APV | 36100  | 19 | 19 | QRO | SIN |
| 15. | SM6FHZ | 36100  | 19 | 19 | QRP | SIN |
| 17. | UT2EG  | 22500  | 15 | 15 | QRO | SIN |
| 18. | DJ3JJ  | 8100   | 9  | 9  | QRP | SIN |
| 19. | PA0PLY | 4900   | 7  | 7  | QRP | SIN |
| 19. | WA6PY  | 4900   | 7  | 7  | QRP | SIN |
| 21. | UY2QQ  | 100    | 1  | 1  | QRP | SIN |

#### 1296 MHz

|     |           |        |    |    |     |       |
|-----|-----------|--------|----|----|-----|-------|
| 1.  | SV1BTR    | 477400 | 77 | 62 | QRO | SIN   |
| 2.  | OK1DFC    | 388600 | 67 | 58 | QRO | SIN   |
| 2.  | SP6JLW    | 388600 | 67 | 58 | QRO | SIN   |
| 4.  | I1NDP     | 368500 | 67 | 55 | QRO | SIN   |
| 5.  | F5SE/p    | 327600 | 63 | 52 | QRO | SIN   |
| 6.  | RA3AUB    | 316200 | 62 | 51 | QRO | MULTI |
| 7.  | G3LTF     | 330000 | 60 | 55 | QRO | SIN   |
| 8.  | SP7DCS    | 273600 | 57 | 48 | QRO | SIN   |
| 9.  | UA3PTW    | 259200 | 54 | 48 | QRO | SIN   |
| 10. | VE6TA     | 249600 | 52 | 48 | QRO | SIN   |
| 11. | LZ2US     | 248400 | 54 | 46 | QRO | SIN   |
| 12. | N4PZ      | 234000 | 52 | 42 | QRO | SIN   |
| 12. | TK/DL1YMK | 234000 | 52 | 45 | QRP | SIN   |

|     |        |        |    |    |     |     |
|-----|--------|--------|----|----|-----|-----|
| 14. | VK3UM  | 225000 | 50 | 45 | QRO | SIN |
| 15. | ES5PC  | 220000 | 50 | 44 | QRO | SIN |
| 16. | F2TU   | 206400 | 48 | 43 | QRO | SIN |
| 17. | WA6PY  | 193500 | 45 | 43 | QRO | SIN |
| 18. | RA3YF  | 184000 | 46 | 40 | QRO | SIN |
| 19. | PA3DZL | 180400 | 44 | 41 | QRO | SIN |
| 20. | JA6AHB | 180000 | 45 | 40 | QRO | SIN |
| 21. | OK1CS  | 168000 | 42 | 40 | QRP | SIN |
| 22. | SD3F   | 163400 | 43 | 38 | QRO | SIN |
| 23. | OK2DL  | 154800 | 43 | 36 | QRO | SIN |
| 24. | CT1DMK | 152000 | 40 | 38 | QRO | SIN |
| 25. | S59DCD | 84000  | 30 | 28 | QRP | SIN |
| 26. | OZ4MM  | 81000  | 30 | 27 | QRO | SIN |



|            |       |        |    |     |       |
|------------|-------|--------|----|-----|-------|
| 27. JA4BLC | 72500 | 29     | 25 | QRO | SIN   |
| 28. OK2ULQ | 65000 | 26     | 25 | QRP | SIN   |
| 29. UA4AAV | 65000 | 26     | 25 | QRP | MULTI |
| 30. NA4N   | 62500 | 25     | 25 | QRP | SIN   |
| 31. VA7MM  | 57600 | 24     | 24 | QRP | MULTI |
| 32. VK3NX  | 55000 | 25     | 22 | QRP | SIN   |
| 33. WD5AGO | 48400 | 22     | 22 | QRO | SIN   |
| 34. IW2FZR | 40000 | 20     | 20 | QRO | SIN   |
| 35. OK1KIR | 28600 | 18     | 16 | QRO | MULTI |
| 36. F5JWF  | 22500 | 15     | 15 | QRP | SIN   |
| 37. SM3JQU | 19600 | 14     | 14 | QRP | SIN   |
| 38. IK3COJ | 19600 | 14     | 14 | QRP | SIN   |
| 39. ON7UN  | 16900 | 13     | 13 | QRO | SIN   |
| 40. VK4CDI | 14520 | 11(+1) | 12 | QRP | SIN   |
| 41. IK5VLS | 14400 | 12     | 12 | QRP | MULTI |
| 42. LX1DB  | 4900  | 7      | 7  | QRP | SIN   |
| 43. GM4PMK | 900   | 3      | 5  | QRP | SIN   |
| 44. K6JEY  | 400   | 2      | 2  | QRP | MULTI |

Checklog: PY2BS

### 2320 MHz

|              |        |    |    |       |
|--------------|--------|----|----|-------|
| 1. F2TU      | 296800 | 56 | 53 | SIN   |
| 2. OK1CA     | 280000 | 56 | 50 | SIN   |
| 3. ES5PC     | 225400 | 49 | 46 | SIN   |
| 4. SV1BTR    | 220500 | 49 | 45 | SIN   |
| 5. OK1DFC    | 197800 | 46 | 43 | SIN   |
| 6. OZ4MM     | 163800 | 42 | 39 | SIN   |
| 7. G3LTF     | 159600 | 42 | 38 | SIN   |
| 8. SN2012GAM | 151700 | 41 | 37 | MULTI |
| 9. CT1DMK    | 136800 | 38 | 36 | SIN   |
| 10. LZ1DX    | 125400 | 38 | 33 | SIN   |
| 11. ON5TA    | 118800 | 36 | 33 | SIN   |
| 12. F5JWF    | 118400 | 37 | 32 | SIN   |
| 13. PA3DZL   | 105600 | 33 | 32 | SIN   |
| 14. RK3WWF   | 105400 | 34 | 31 | SIN   |
| 15. LA8LF    | 89600  | 32 | 28 | SIN   |
| 16. IW2FZR   | 93000  | 31 | 30 | SIN   |
| 17. S59DCD   | 81200  | 29 | 28 | SIN   |
| 18. SD3F     | 67500  | 27 | 25 | SIN   |
| 19. VE6TA    | 62400  | 26 | 24 | SIN   |
| 20. SP6JLW   | 57600  | 24 | 24 | SIN   |
| 21. WA6PY    | 55200  | 24 | 23 | SIN   |
| 22. LX1DB    | 50600  | 23 | 22 | SIN   |
| 23. 9A5AA    | 42000  | 21 | 20 | SIN   |
| 24. VK3NX    | 38000  | 20 | 19 | SIN   |
| 25. JA4BLC   | 27200  | 17 | 16 | SIN   |
| 26. OK2ULQ   | 13200  | 12 | 11 | SIN   |
| 27. WD5AGO   | 13200  | 12 | 11 | SIN   |
| 28. NA4N     | 9000   | 10 | 9  | SIN   |
| 29. SP6GWN   | 4200   | 7  | 6  | MULTI |
| 30. OK1KIR   | 3600   | 6  | 6  | SIN   |
| 31. IK3COJ   | 1600   | 4  | 4  | SIN   |

### 3400 MHz

|           |       |    |    |     |
|-----------|-------|----|----|-----|
| 1. ES5PC  | 38000 | 20 | 19 | SIN |
| 1. S59DCD | 38000 | 20 | 19 | SIN |

|            |       |    |    |       |
|------------|-------|----|----|-------|
| 3. OK1KIR  | 32400 | 18 | 18 | MULTI |
| 4. OK1CA   | 25600 | 16 | 16 | SIN   |
| 5. W5LUA   | 24000 | 16 | 15 | SIN   |
| 6. OH2DG   | 14400 | 12 | 12 | SIN   |
| 7. G3LTF   | 13200 | 12 | 11 | SIN   |
| 8. PA3DZL  | 13200 | 12 | 11 | SIN   |
| 9. LA8LF   | 12100 | 11 | 11 | SIN   |
| 10. LX1DB  | 10000 | 10 | 10 | SIN   |
| 11. LZ1DX  | 10000 | 10 | 10 | SIN   |
| 12. VE6TA  | 9000  | 10 | 9  | SIN   |
| 13. WD5AGO | 7200  | 9  | 8  | SIN   |
| 14. WA6PY  | 5600  | 8  | 7  | SIN   |
| 15. VK3NX  | 100   | 1  | 1  | SIN   |

### 5700 MHz

|            |       |    |    |       |
|------------|-------|----|----|-------|
| 1. ES5PC   | 75400 | 29 | 26 | SIN   |
| 2. OK1CA   | 65000 | 26 | 25 | SIN   |
| 3. OK1KIR  | 62500 | 25 | 25 | MULTI |
| 4. SV1BTR  | 60000 | 25 | 24 | SIN   |
| 5. F2TU    | 57500 | 25 | 23 | SIN   |
| 6. OH2DG   | 42000 | 21 | 20 | SIN   |
| 7. PY1KK   | 34200 | 19 | 18 | SIN   |
| 8. G3LTF   | 27200 | 17 | 16 | SIN   |
| 9. SQ6OPG  | 21000 | 15 | 14 | SIN   |
| 10. W5LUA  | 16900 | 13 | 13 | SIN   |
| 10. PA3DZL | 15600 | 13 | 12 | SIN   |
| 11. CT1DMK | 13200 | 12 | 11 | SIN   |
| 12. F1PYR  | 11000 | 11 | 10 | SIN   |
| 13. VK3NX  | 8100  | 9  | 9  | SIN   |
| 14. WA6PY  | 4200  | 7  | 6  | SIN   |
| 15. JA4BLC | 3000  | 6  | 5  | SIN   |
| 15. SP6GWN | 3000  | 6  | 5  | SIN   |
| 17. WD5AGO | 900   | 3  | 3  | SIN   |

### 10 GHz

|           |       |        |    |       |
|-----------|-------|--------|----|-------|
| 1. OK1KIR | 52900 | 23     | 23 | MULTI |
| 2. F2TU   | 50600 | 23     | 22 | SIN   |
| 3. DL0EF  | 38000 | 20     | 19 | MULTI |
| 4. ES5PC  | 34200 | 19     | 18 | SIN   |
| 5. LX1DB  | 30600 | 18     | 17 | SIN   |
| 6. W5LUA  | 28900 | 17     | 17 | SIN   |
| 7. R3YA   | 19600 | 14     | 14 | SIN   |
| 8. F1PYR  | 18200 | 14     | 13 | SIN   |
| 9. OK1CA  | 16900 | 13     | 15 | SIN   |
| 10. UR7D  | 15730 | 12(+1) | 13 | MULTI |
| 11. OH2DG | 15600 | 13     | 12 | SIN   |
| 12. WA6PY | 8100  | 9      | 9  | SIN   |
| 13. F5JWF | 5600  | 8      | 7  | SIN   |
| 14. VK3NX | 4900  | 7      | 7  | SIN   |
| 15. OZ1FF | 220   | 1(+1)  | 2  | SIN   |

### 24 GHz

|           |     |   |   |       |
|-----------|-----|---|---|-------|
| 1. OK1KIR | 300 | 3 | 3 | MULTI |
| 1. W5LUA  | 300 | 3 | 3 | SIN   |

Congratulations to all winners, especially to SV1BTR for an outstanding multiband result that is even much higher than the one from last year's winner! Activity was higher on all bands in 2012 vs. 2011, except on 23cm. Especially 9cm, 6cm and 3cm were amazing with (at least) 20, 30, and 24 stations, respectively, active in the contest.

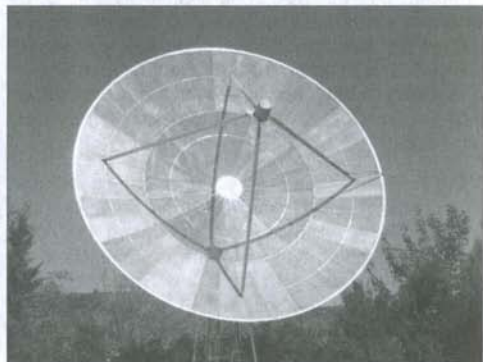
TK/DL1YMK on 23cm was again a great expedition during the contest. Thank you Michael & Monika!

Certificates will be sent out in September.

73 Joe, DL8HCZ/CT1HZE



SV1BTR 6.1m dishes for 70/13cm & 23cm



SV1BTR 4.9m dish for 6cm

SV1BTR station details:

RX: FT-847 + 0.5nf FSC11LF / ATF 54143 / ATF 36077 cavity preamps.

TX: FT-847 + TRV's + GU78 (2m) / TH-347 (70&23cm), 4K3SJ (13cm), Twt (6cm).

Antennas: 2m: 16"6el. xpol, 70/13cm: 6.1m dish, 23cm: 6.1m dish, 6cm: 4.9m dish.

SV1BTR plans to become active on 10 GHz EME soon.

So, who will try to compete seriously with Jimmy in 2013?

## REF / DUBUS EME Championship 2012 - Results by DL8HCZ 144 MHz Digital only - dedicated to Joel, F6FHP (SK) -

| Place | Call   | Points | QSO | Multi | Setup        |
|-------|--------|--------|-----|-------|--------------|
| 1     | R1BMS  | 26928  | 189 | 187   | 16x14, GU93  |
| (     | CT1HZE | 12154  | 118 | 103   | 4x11H, 2kw)  |
| 2     | N9XG   | 8084   | 94  | 86    | 4x18, 1k5    |
| 3     | YO3DDZ | 7110   | 90  | 79    |              |
| 4     | NZ5N   | 5986   | 82  | 73    | 4x20xp, 1k5  |
| 5     | S52LM  | 5530   | 79  | 70    | 4x28xp, 1k   |
| 6     | K5QE   | 4970   | 71  | 70    | 8x18, 1k5    |
| 7     | EM2G   | 4891   | 73  | 67    | 4x8, 800w    |
| 8     | LZ1DP  | 3770   | 65  | 58    | 4x5wl, 1k5   |
| 9     | K5DNL  | 3538   | 61  | 58    | 4x17, 800w   |
| 10    | IK2DDR | 3024   | 56  | 54    | 4x19, 1k     |
| 11    | UX0FF  | 2592   | 54  | 48    | 4x9, 1k      |
| 12    | YO5BIN | 2400   | 50  | 48    | 4x3wl, 700w  |
| 13    | WZ5Q   | 2352   | 49  | 48    | 2x17, 1k     |
| 14    | YU7XL  | 2162   | 47  | 46    | 8x10, 500w   |
| 15    | F9HS   | 2021   | 47  | 43    | 2x3wlV, 8877 |
| 16    | SP2FH  | 1764   | 42  | 42    | 4x8, 500w    |
| 17    | W6YX   | 1680   | 42  | 40    | 1x17, 1k2    |
| 18    | I3EVK  | 1640   | 41  | 40    | 4x19, 700w   |
| 19    | IW4ARD | 1295   | 37  | 35    | 4x11x, 1k5   |
| 20    | ZL4PLM | 1224   | 36  | 34    | 4x12, 1k     |
| 21    | VK3AXH | 1190   | 35  | 34    | 4x18         |
| 22    | VP9I   | 1156   | 34  | 34    | 1x14xp       |
| 23    | LZ2FO  | 1056   | 33  | 32    | 1x15, QRO    |
| 24    | ZS6OB  | 961    | 31  | 31    | 4x16H, GS35  |
| 25    | IZ0FWE | 729    | 27  | 27    | 4x16, 800w   |
| 26    | NT0V   | 702    | 27  | 26    | 4x4wl, 700w  |
| 27    | UA4LCF | 529    | 23  | 23    | 2x14, 1k3    |
| 28    | DF2ZC  | 420    | 21  | 20    | 4x18, 2xGU74 |
| 29    | RN6DJ  | 324    | 18  | 18    | 4x10, 300w   |
| 29    | SM4GGC | 324    | 18  | 18    | 4x11H, 800w  |
| 31    | KL7UW  | 208    | 16  | 13    | 4x20xp, 1k2  |
| 32    | LU1CGB | 196    | 14  | 14    | 4x3wl, 650w  |
| 32    | OK1KIR | 196    | 14  | 14    | 4x11, 300w   |
| 34    | ON4KHG | 144    | 12  | 12    | 2x9, 300w    |
| 35    | W5UWB  | 100    | 10  | 10    | 1x8wl, QRO   |
| 36    | AD4TJ  | 30     | 6   | 5     | 4x11V        |
| 37    | UT5U   | 9      | 3   | 3     | ?            |
| 38    | UT5UAS | 9      | 3   | 3     | 4x2wl, 1k5   |

Congratulations to the R1BMS team for winning the 2012 Championship! Participation and entries were up vs. 2011. Interesting is that from all the 2012 entries only 8 stations sent also one last year. Thus 30 new ones this year. Awards and vouchers from *InnovAntennas* will be sent out in September. 73 de Joe, CT1HZE

**The next Digital 2m EME Championship will take place on July 27 & 28, 2013**



# EME News

70cm & up

Editor: Bernd Wilde, DL7APV

## Intro

BIG event was the **EME Conference** in Cambridge. We are facing **ARI** contest on Sept 29/30 and one week later **ARRL uWave** contest (in parallel with the biggest UHF /SHF Tropo contest in EU) followed by the **ARRL** contest on Nov. 3&4 and Dec. 1&2.

## Expeditions

**EY8ZF (DL8YHR & PE1L)** made a lot of qsos on 144 and also a few on 432. They want to say a big thanks to Nodir EY8MM, he was a great host for their activities. The complete antennasetup (incl power dividers and all cables) stays at his station, who knows! Pictures are on the web at: [www.ey8mm.com/pictures/view-album/57](http://www.ey8mm.com/pictures/view-album/57) QSLs via PE1L. Best 73 Frank and Rene

**VP9I** was focused on 144 but they (Dit, DF7KF, Angelo, DM1AC and Joe, DL9MS) did a nice job on 432 & 1296 as well. The 1296 MHz activity times were completely nil as well as the first tests on 432. On last day they found out that the frequency display in the TS2000 was 3+KHz wrong on 432 and even worse on 1296. So after that they made 5 qsos on 432 and 4 on 1296. Would have been more while the signal was loud on 432 but the time was too short.

**SV9/DF8DX** will be active on 23cm EME from Crete (grid KM25) from October 2 to 4. Bodo will TX first on 1296.090MHz in JT65C and RX on his own echo frequency. Rig: 100w and 59 el. Yagi.

## 432 MHz

Some new stations in JT were:

PA5KM 4x13v stack & 60w no preamp  
HL5QO 4x16h & 130w  
IW9HBY 4x4,7w & 100w  
ON4CGX 4x10 & 100w  
UN9L 21el. & 100w  
W3HMS 24el. & 60w  
and W2SZ, JA1TGO, RD4F.

**ZL4PLM** Simon is preparing for 432. He finished the SSPA and will be active soon on 432 with 8 Yagis and 1 KW.

## 23cm

**GM4PMK** Roger reports: following a severe storm last December, which seriously damaged my dish, I'm pleased to be QRV again from the Isle of Mull,

off the West coast of Scotland. (IO66/EU008) 100W at the feed, 3.2m dish, G4DDK preamp. QRV JT65c and CW.

**ON0EME** The power amplifiers of the ON0EME beacon have its re-work done. We have tested the new RO 5880 material with 2 oz copper output combiners, glued with silver epoxy, and the re-worked power bricks are back in the beacon box. 73s de ON0EME team. reports for the EME beacon pse to: ON4BCB@Gmail.com

**DJ5AR** In last May I mounted a 3 m dish with a 0.35 dB preamp at the dual band ringfeed for 23 and 13 cm. The DUBUS Contest was a perfect opportunity to test the system. I could see the traces of a lot of stations in the waterfall diagram and was able to copy the callsigns of OK2DL, SV1BTR, HB9SV, G4CCH and F2TU. After setting up a linear with about 200 W I could detect my first echoes on June 25th. The following day I logged my first initials with G4CCH (#1) and I1NDP (#2) in CW. On July 20th I worked OK1KIR as #3 and on July 22nd OK1DFC as #4. JA6AHB was heard well, but my sequencing was faulty and had to be repaired. 73, Andreas

## 23cm DUBUS Contest

**PA3DZL** wkd 44 in CW during the contest

**ON5TA** Eric was active for a few hours during the Dubus contest, mostly looking for new initials with only 40 W at feed of his 3.6 m mesh dish. Was amazed by the receiving capability of some stations, some of them could get almost immediately my call correct. Also had an "impossible" CW QSO with John PA7JB who uses a 2.4 m offset dish. A big thank to all the stations contacted and to the Dubus team for organizing this very nice event!

**VE6TA** Grant found very good conditions and much better activity from NA than on the higher bands. North American activity during the local Saturday evening was as good as I have heard it in several years, with at times 6 or more NA stations calling simultaneously. I managed to work several new stations and a new country thanks to the fantastic work of Michael and Monika in TK. Wkd 52 Stations. Tnx to everyone for all the fun & for staying up late to work the western stations.

**G3LTF** Good to see the high level of activity and a few more on the band from NA. I ended up with 63 worked with 5 new ones. Thanks to all for the nice CW QSOs. 73 Peter

**VK3UM** It was his worst score for 4 years due to poor activity on Sunday. Wkd quite a few new stations however. Saturdays Eu activity was frantic at < 8 degrees and he ran out of Moon before



working all those calling. The highlight was working Luis CT1DMK at < 1 degree elevation both ends on random. All Stations worked on random with no crutches of any kind! Wkd were 50 this year, (last 4 years 55, 59, 53, 57). 'Conditions' stable for the most part with libration as predicted. JA signals had an Auroral type flutter for a while. From ~1100z on Sunday 'conditions' deteriorated here somewhat in my returned echos. Lot of fun.

**OZ4MM** Stig was to be one of the stations, who wasn't too active during the contest. Due to other time consuming hobbies (road bicycling), he couldn't be active as he wished. So he spent only 1.5 hours on 23cm during Sunday, and got 30 stations in the log. This should be improved next year, hi.

**PA2DW** Dick made in total 16 QSOs with his small setup with 250W & 2m dish. He did not expect to be able to work the TK/DL1YMK expedition in CW, but it worked out super! Thanks Monika and Michael for patience and a wonderful expedition. My next target was to work JA. Given the position of my dish, located behind the garden-house, it was almost impossible as I have a window of 10 minutes and the majority of the dish aperture is blocked by the wall of the garden-house. But I managed to work JA6AHB. Thanks Toshio for a splendid QSO! Next it would be nice to work VK/ZL but that would require moving the dish. With 14 other stations in the log, of which 4 CW (OK1KIR, SV1BTR, OK1DFC and OZ4MM) I cannot complain about the results. Heard in CW: WA6PY (in QSO TK/DL1YMK, loud!).

**WD5AGO** Tommy was testing a new feedhorn built up the Friday prior to the contest for the 10 ft dish. He was qrv with a sub 0.2 dB n/f 45 dBg HB LNA, echoes were present with 150W, as were all weekend. Some stations were called and worked with one sequence others took 30min of calling. He wkd many new stations as it has been 12 years since he had anything on the moon for 23cm greater than 23 dBt BLT Horn. Total wkd were 22.

**I1NDP** Nando found nice activity and big fun especially on Sat, reduced contest time because of the surrounding obstacles and stormy weather on Sunday. He ended up with 67 QSOs, thanks especially to VE6BGT and his good ears as last QSO when dish already in trees and to K1DS with his several calls but could not complete.

**N4PZ** Steve found condx were very good and he heard some of the loudest signals ever. Europeans were answering CQs in pile ups. All zero beat. Hi Hi! Many stations were new. He wishes that kind of enthusiasm existed in north america. Steves score is 52x35. There were many new # but he not had time to sort them out yet.

**SP7DCS** Chris and his son SP7MC had fun in contest. Before contest he managed to optimize feed position what indeed improved both rx and tx side. Echoes seemed to be a little louder. As a result they worked 57 qsos. Qso count is less than last year, when the station was not totally optimized and they had lower power. He thinks the reason was the much lower EU activity this year and absence of many easy workable stations. Hope to work more next year! As well as hope for more technical optimizations to his station until next time: <http://sp7dcs.vqj.pl/>

**F2TU** Philippe wkd the expedition in Corsica TK/DL1YMK on 5 bands: 70cm O / O, 23cm ssb 43/54, 13cm ssb 55/56, 6cm 539/ O and 3cm O/O. He wkd with limited presence in 6:30h 48 calls.

## 13cm

In OK there are 2 new active stations on 2,3 GHz:

**OK1KKD** - [http://www.vhf.cz/informace-oznamenii/stanice/kkd/ok\\_1\\_kkd.htm](http://www.vhf.cz/informace-oznamenii/stanice/kkd/ok_1_kkd.htm)

**OK2ULQ** - <http://ok2ulq.blogspot.com/>

## 13cm DUBUS contest

**PA3DZL** worked 33 stations and 3 new DXCC's.

**IW2FZR** Dario reports 31 qsos with his remote station! He has wkd no JA because his trv is only for 2400 MHz band.

**SN2012GAM** (The EME TEAM from Klodzko: Andy SP6JLW, Jack SP6OPN and Pawel SQ6OPG) wkd 42 QSOs in the contest.

**G3LTF** Peter was delayed by a full blown storm with gusts forecast to increase from 30mph now to 50 mph. Luckily the wind suddenly dropped at about 1600 UTC he got a chance to make up for Saturday and get a shot at the US window. Peter wkd overall 42 stations, got-aways were HB0/DF1SR, OH2DG. CWNr were NA4N, WA9FWD, LA8LF. and WA8RJF disappeared before we could complete. New ones were OH1LRY, OK1KKD, IK3COJ, OK2ULQ. The European level of activity on 13cm continues to grow every year, at times the SDR screen had about 15-20 traces on it.

**F2TU** Philippe logged 55 calls for the contest. 68 qsos including 14 qso ssb/ssb random on Sunday to kill time. New were IK3COJ, OK2ULQ, SN2012GAM (ssb), IK6IEW, SP7PSG (ssb).

**JA4BLC** Yoshiro worked ten Eu stations on cross-band and noticed QRM harder on around 2320.100. It was difficult to pick up 2320 partners who responded to CQs on 2424, especially marginal signals were not heard. He would like to keep 2320.040-060/2424.040-060 for JA-EU QSOs.



**OK1DFC** Zdenek reports when he was QRV in the first part he had a little problem with wind and keeping dish pointing to the Moon. He worked 67 QSOs in total.

**VE6TA** Grant reports moderate activity this year on the band. I was hoping to set a personal best, but that was not to be as low North American activity, Sirius satellite QRM, and dropping declination reduced the QSO count a fair bit. Echoes were absolutely loud at times especially during the western window. Overall he worked 25 random QSOs, plus some nice SSB contacts with F2TU and CT1DMK, and added one scheduled station outside of the contest. New ones were JA8IAD #72, RK3WWF #73 after many QRZs, JA8ERE #74, and PA3DZL #75 a super signal with his new amp. CWNRR were JA6CZD, WA8RJF and had a few others calling on 2320 that he could not pull out due to the QRM.

**OZ4MM** Stig found great activity this year, but as usual couldn't find much time due to other family and sport activities. Anyway he got 42 stations in the log, despite he only had one hour to the US window. Fantastic signals and really increasing activity on 13cm. A pleasure.

**PA3DZL** Jac had a very good time during the contest. Made 33 QSOs on 13cm. Wkd 12 initials and 3 new DXCC. He also was listening on 2424MHz for JA but a lot of WiFi QRM in the direction where the moon was this weekend. Have to try again when the moon is more to the south!

**LA8LF** Anders remarks that summer has arrived! He worked 32 qsos on 2320MHz, none on 2304 nor 2424. The new transverter for 2304 gave up just before contest started, and the 2424 band was as usual full of large WIFI signals (broadband noise). 12 new initials. Anders measured 18.2 dB sun noise with Flux 119. The DDK LNA was modified to the latest version just prior to the contest, and result was 0.3dB nF against 4.6 dB for the old version.

**R3YA** AI reports: This past weekend our team worked from RK3WWF. Antenna 3.7m/250w at the feed. They made 34 QSO. He remarks: If you do not have much power, call CQ just after the QSO near the frequency. You can be heard!

**ON5TA** Eric worked a total of 36 stations with 9 new initials. He was also delighted to work Charlie VK3NX and Dario IW2FZR, "firsts" VK and I from Belgium. Bad weather with a lot of wind prevented him to work all the stations he heard. Among them, RK3WWF had a very nice signal. He also heard John PA7JB with his 2.4 m dish, but lost him and did not hear him again. He spent a lot of time listening to 2.424 GHz JA band, but the interference level recently grown tremendously

and the only station he could contact was JA4BLC.

**WA6PY** Paul wkd 24 stations. He reminds QRM in JA band was stronger compared to last ARRL EME contest, but still he could make two QSOs. He has to see how to improve the 2424MHz system even more. The best would be if JA stations will be allowed to move to the low end of the band 2400.100 MHz for EME. QRM on this qrg is weaker.

## 9 cm Activity weekend

**VE6TA** Grant reports: There appeared to be a good turnout of stations for the annual 3.4 GHz activity weekend. Wx was good and equipment worked without any major failures. He wkd 10.

**OK1KIR** wkd 15 stns, very good AW!

## 6cm DUBUS Contest

**OK1KIR** reports they wkd with the extended dish to 6m a total of 25 QSOs.

**PA3DZL** Jac made 13 QSOs. Conditions were average, his echoes were always there but had heard them stronger than today. The strongest signals were from Jimmy SV1BTR "beacon" peaking 579 at times and second Gerald K5GW peaking 569.

**PY2BS, PY1KK** Bruce reports despite an unreliable elevation reading, which required frequent readjustment by self echoing he had 19 qsos, 7 initials, and 3 new countries.

**G3LTF** Peter found lot of activity in a very interesting weekend. He worked 17. He had enormous problems keeping the dish on the moon due to gusting wind all weekend.

**SV1BTR** Jimmy reports great real eme fun also in the 6cm section. Wkd 25 stations (Saturday 24 and Sunday 1 being qrv only for 40 mins in total). Had an accident being badly cut with a saw on Sunday's 2<sup>nd</sup> pass start, as he was cutting a 10m high tree blocking his moonset. He had to go to the hospital for stitches, vaccine, medication. At NA window PA started suddenly oscillating badly. Whole weekend due to azimuth pointing challenges was tracked with moon noise. Noticed that signals and echoes were not as good as in the 2 last times he was on (July and September 2011).

## 5760 MHz

**G4DDK** Sam, Thanks to all for the activity on 5.7GHz EME. I now have #1 and #2 with F2TU and W5LUA respectively. I didn't manage to complete with TM8PB although I thought I copied Rs and report. The signal from the big dish didn't quite live up to expectations. In spite of this the

activity from F2CT certainly ensured lots of other activity on the band and Guy is to be thanked for activating the French 'Telstar' dish. My system is 2.3m PF dish with squeezed waveguide feed and 25W from 2 combined 15W Ferranti SSPAs at the feedpoint. The LNA is a 0.7dB DB6NT 2-stage with APC3.5 protection relay.

**PA3DZL** Jac reports after building for half a year he completed his 6cm station on March the 25th. He made 18 qsos from March to May. Rig: 3.7m dish, RA3AQ Feed, 0.6dB Preamp and 18W output at the feed.

## 10GHz

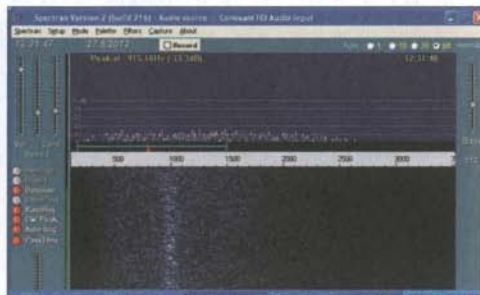
**PA0BAT** Gerard has his dish with 3cm set-up ready. 3.7 m solid dish, linear pol, sun noise 16 dB, moon noise 1.95 dB. 0.8 dB NF, 18 W RF, good own echoes.

## 24GHz

**OK1KIR** wkd 29. April RK3WWF with good signal! All information on

<http://forum.vhfdx.ru/obshchiv/qso-na-24ghz/msg123454/?topicseen#new>

Added JA6CZD on May 27. Shichiro used 2.4m off-set dish, 30W from SSPA, on OK1KIR side it was 4.5m prime-focus dish illuminated to about 4.2m, 23W at feed and DB6NT LNA. It seems to be the 1st QSO OK-JA and to Asia continent on 24GHz, OK distance record on 24 GHz and BTW, the jubilee 1000th initial on the frequency bands 432 MHz and up for OK1KIR.



JA6CZDs 24 GHz Signal at OK1KIR

## Last

**PI9CAM** took the 25m dish down, the restoration has begun. Have a look at: [www.camras.nl](http://www.camras.nl)

## SM-EME Meeting

There were several very good presentations. A result of last years discussion is the fabulous EME beacon ON0EME in Belgium. Eddy and Marc were complemented for their hard work that's resulted in

a very valuable tool for present and coming moonbouncers. Finally a decision was made to hold the Örebro EME meeting every 2nd year, in between the big international EME conferences. More at: [www.moonbouncers.org/orebro\\_2012.html](http://www.moonbouncers.org/orebro_2012.html)

## Silent Key

70cm EME enthusiast **Steve Powlishen K1FO** passed away on 28 July 2012 due to brain cancer. He was 60 years old.

## 73 Bernd DL7APV



OK1KIR solid 4,5m dish mesh-extended to 6m

## TM8PB EME activity on 5.7 GHz

From July 9 to 11, 2012 during 50th anniversary of the first ever TV transmission via Telstar satellite between USA and France, activation of the PB8 13m Cassegrain reflector from Pleumeur Bodou French Brittany Telecom Museum (IN88FS) was a great success. After one month of common efforts from OPRB Radio-Astronomy society, managed by André Gilloire, President Lucien Macé F3ME, Michel Dantenwille F1GVU, the PB8 13m reflector pointed to the Moon with the major help from Jean-Marc F1HDI "algorithms expert"!

The results on 5.7 GHz:

- sun noise: 24.8 dB
- Moon noise: 5.1 dB
- own echoes: S/N min 18dB, max 26dB.

The original corrugated feed horn was optimized in band C (4/6 GHz) with circular polarization (RHCP/LHCP); RL was around 17dB at 5760 MHz. It was very easy to connect my 5.7 GHz transverter system to the WR137 rotatable waveguide. Unfortunately we couldn't use the reflector below 32° of elevation due to a safety switch that we must move away.

Stations worked:

CW: DL7YC, ES5PC, F1PYR, F2TU, F6DRO (1m dish linear!), G3LTF, G4DDK, G4NNS, JA6CZD, K2UYH, K5GW, LX1DB, OK1KIR, PA3DZL, PA7JB, VE4MA, W5LUA, WD5AGO, WA6PY. SSB: F2TU, K5GW, LX1DB, W5LUA.

Special thanks to Willi LX1DB, Philippe F2TU, Al W5LUA, and Gerald K5GW for the demo SSB qsos during media reports on Wednesday 11th. A lot of visitors had heard Moon voices echoes and were amazed! We thanks all stations who were present on the air off the Moon!

Next steps are 10 GHz and 24 GHz activation.

Links: [www.letelegramme.com](http://www.letelegramme.com) and [www.obsradio.asso.fr](http://www.obsradio.asso.fr)  
73 Guy F2CT, F2CT@wanadoo.fr



## M&M's 2012 EME Trip to Corsica

Being now good tradition, this year's 9<sup>th</sup> moonbounce DXpedition of the established M&M-team did once again not disclose the destination in the forefield, in order to give a lot of random fun to as many CW-EMEs as possible...and still causing some troubles even with experienced longtimers, yep, this libration fading can be really mean with you, can it? And showing up one day on 13 cm with a so far completely unknown personal callsign would have given even aggressive deep search no chance...

The preparations for this DXpedition all at a sudden became unfamiliar stressy some 8 weeks before the scheduled departure – all license issues were long settled, forget about CEPT, only 9cm was unfortunately not allowed – , when the logistics manager decided to tease the OP during that memorable Sunday afternoon tea-and-cake session that it actually would be no real challenge to 'only' operate 3 bands (70 to 13 cm) again. 'What about 6 and 3 cm, you keep telling me principally you've got all it needs to operate portable on those bands...?' True, got enough pressure on 6cm to try that sloppy stressed dish even that high in frequency... I replied, '...but it definitely would need a second suitable dish for 3cm, that is worth the effort to lash up a moonbounce transverter for 10G on a short term...'

Approximately one week later I ultimately had to refrain from the relaxed idea that all was set for the oncoming DXpedition. Monika asked me one day to lift a suspicious triangular-shaped package out of the trunk of her car. That is our new solid dish for 10G, which I purchased from a UK i-net shop! Tell me, is everything else ready for 3cm?? Oops, the next weeks provided really long nights in the workshop for the OP, as you may imagine. A second SPID was quickly converted for usage with the proven OE5JFL tracking controller and the transverter was just ready for lift-off, when the 10G leg of the DUBUS contest took place. The solid dish looked nice on the domestic lawn, with the garden table underneath, only the intermittent rain showers were the pain in the neck for an open-air operation... and I really could hear quite a number of stations off the moon, however only DLOEF would answer my shy 35W (supposedly) call with ??? Hmm, now was the time to contact my 10G mentor LX1DB. Willi analyzed some missing dB's in CS/g for my all-coaxial circular polarised set-up, which cost me additional 3dB, when calling a linear station and so he determinedly brought a development aid parcel on its way, containing a wg switch, a linear chapperal wg feeder and a wg filter to eliminate the image – ham spirit is still very much alive amongst mw moonbouncers. During another of those strenuous night shifts I modified the feed support and taught that wicked 28V wg switch how to be energized by a 12V supply. It was just a week before departure, when I again sat on the lawn underneath the 1.8 m dish at 12°C with dripping nose and worked Willi on sked for my first 10G with O/539 reports – victory, now all was set for the DXpedition! Unfortunately I lost the KIR-gang, who had been travelling by railroad to their EME-site just for this test, in a noisy tuja-tree – sorry guys, will be making up for it!

Just by miracle – correction, by systematic approach: check list - all stuff fitted into Monika's SUV, including that bulky 6-petal solid dish. We headed for Corsica on early Monday, the 14th of May, making our way through Luxemburg and France down to the French Mediterranean coast. We arrived in Toulon at @ 2300 local, where we would spend the night in a hotel close to the ferry harbour. The next day the ferry took us to the port of Ajaccio on Corsica in a 7 hours journey, we arrived just before dusk, but we still had to get through another 2 hours car ride. I have been driving in many places on this globe, but driving through extremely narrow serpentine without guide rails in darkness is not my preferred way of driving, to say the least!

Totally groggy we arrived at the location in the outskirts of the city of Propriano, finally finding our way on an endless dirt road to our holiday home in JN41lg. That dirt road should later force Knut Theurich, editor of the German hamradio magazine 'Funkamateure', to give up with his luxury limousine, when he

paid us a visit. We had met Knut and his wife by incident, when out for shopping in a local super market. The whole Wednesday 16.05. was reserved for assembling the stressed dish and the station in a converted bedroom of our holiday home – a wooden garden table proved to be extremely versatile.



Michael & Monika in nice dish garden

Monika had chosen a nearly perfect QTH above Propriano, given the mountainous location on the West coast of Corsica, by thoroughly checking height profiles in Google Earth. We only lost about 12 degrees of elevation at moonrise and set, we already had to cope with much worse moonwinds. As we were up to apply for the WAB-award (worked all barns) after our LY-experience, this time our shack was an old sheep stable made from local granite. But our holiday home was completely refurbished and with its high-end interior it promised a relaxed 5-band moonbounce holiday...well, the first impression can be mocking....!

Late Wednesday afternoon all systems were go for a first trial on 23 cm, but by then we had lost the moon. Installing the tripod on a 8 degr. slope had just taken a bit too long, at least long enough to catch a sunburn. So the first CQ was given by TK/DL1YMK on 1296.045 MHz on Thursday, 17<sup>th</sup>, a bank holiday in most of EU. With the first rxing period OK1CA showed up with a respectable 569 signal at 0353UT, followed by the usual suspects like HB9Q and our good friend Doug, VK3UM, who's speeding up code lead to the conclusion that he was just about to lose moon. We ended up in this first session with 34 QSOs and AI, K2UYH, pulling the plug right before our moonset. On Friday, we showed up on 70 cm and albeit conditions were awful with Mr. Faraday having a really bad mood. Stig, OZ4MM, as number one nearly crashed my eardrum. Despite uncooperative propagation we ended up with 17 QSOs. Meanwhile we had rotated the loop feed several times and exchanged a supposedly deaf ATF54143 in the light of a torch on the kitchen table - ...you may recall this bug to be really small?? Why, the hell (original wording was different) are we doing all this???

It was on Saturday 19<sup>th</sup>, when an odd callsign was bounced off the moon on 13 cm from Corsica. Franta, OK1CA, making the country first on 13 cm after the initial call from TK/SA6BUN, had apparently no problems whatsoever to decipher the callsign. However, this was not true for every taker throughout the session, some insisted for several overs on TK/DL1YMK, but a loooong string of that odd call cured the problem sooner...or somewhat later. On Sunday we gave it another try on 23cm, the sun being close, though. Our friend Lars, SM4IVE, was the last during that morning session, once more demonstrating, what a huge signal means on 23 cm. As we had many requests for 13 cm and because the sun got closer to the moon we changed back to 13cm, this time under TK/DL1YMK – varieties delectat! Although being a bit sceptic that the moon would touch the mountains to our West earlier with decreasing declination, it was no problem to work our friend Paul, WA6PY, as well as all other US-stations being on.



We left the 13 cm feed in the dish for the next day and after our breakfast we worked JA4BLC with 549/549 reports on 2424 MHz, thanks to a very narrow filter giving some relieve with the wifi-QRM. Two other JA stations were producing good signals on the SDR screen, but unfortunately they had not enough patience and disappeared. The signal we produced on 2320 MHz was good enough for comfortable sideband QSO's with F2TU, CT1DMK and DF3RU, who finally made a country first after having been outperformed in previous years by DL4MEA!

The next two days were solely dedicated to sightseeing with no lunatic activities and Corsica really offers amazing contrasts: sandy beaches with wonderful clear sea water as well as an alpine scenario in the inland, fascinating! It was very unusual for German tourists to see land turtles (*testudo hermanni*) in their habitat in the shrubs of cool pine forests. The weather in the first week of our stay was not the best with many rain showers and thunderstorms in the afternoon. However, we enjoyed the good food and red wine, and having a lobster for dinner in one of the numerous fishing villages on the Western coastline, watching the sun dip into the Mediterranean Sea, is definitely a must!

Meanwhile Monika and myself had caught numerous big red wheals on our skin, initially we suspected mosquitos bites, but we had not seen any of those nasty bloodsuckers around. Strange enough, every morning, when we got up from bed, we had a few more. And to make things worse, some of the wheals developed into inflammations of the lymph channels of the limbs, producing red lines on our skin getting longer by the hour! A well prepared logistics manager does not panic in such situations, she just dispenses some really heavy antibiotics from a well-assorted first-aid kit! This was our salvage, the red lines stopped extending - phew!



**DL1YMK operating position**

Thursday, 24.05. was the day to find out, if our stressed dish with all its deviations from a true parabolic shape would still focus a wavelength of 6 cm. With the tooth brush in my mouth still, a shy glimpse outside the bathroom window revealed that the gusty wind of the previous days had ceased, it was nearly calm, the bushes around the house did not move at all. Only on the ledge a long caravan of ants was busy....

The signals on 6cm were not tremendously loud and suffered from some spreading, but the unexpected really took place: we worked the OK1KIR-gang, closely followed by Philippe, F2TU and then LX1DB with his very respectable signal, so we abandoned TMO and exchanged 559/549 - thanks Willi!! Right after noontime DL7YC with his 2.4 m dish joined the party and AI, W5LUA, was the last station logged on 6cm. As a conclusion we must state that the 4 m stressed dish is definitely some kind of compromise for 5.7 GHz only, but it still was able to provide band number four on this DXpedition. All in all it was an interesting experiment, and this is what mw moonbounce is all about, isn't it? And probably it'll take a long time till TK will show up again on 6 cm... I have stopped to

count country firsts, smile!

On Friday, the sun was already high in the sky, when I started to mount the 2nd tripod and the solid 1.8 m dish for our schedule with LX1DB on 10G. We wanted to give it an unrevealed first try with Willi at 1900UT to find out, if the system was working properly for the planned 10G activity after the DUBUS-contest weekend. When things started to take some shape, and the pointing of the dish was calibrated in a sundial manner, I was close to a sunstroke, I just could not drink as much as I did sweat - gee, I know, why I prefer Swedish climate!

Monika gave me a really tough helping hand, but there were still to do some modifications to the station inside the house. Time was running out, driving the anchors for the tripod into the gravel ground took much longer than anticipated and caused a casualty in terms of a hammer.... Just 10 minutes before the sked with Willi I was ready to spot the moon with the well-proven combo OE5JFL controller/MAB25 encoders and got 0.7 dB of moonnoise on the SDR-IQ after correcting a little offset, the system was working as expected - and hoped for.

One cannot overlook Willi's 10G signal, even with a small dish like this. Right in time a fuzzy white line appeared on the waterfall display and I corrected my frequency offset so that my (theoretical) echo was just upon Willi's echoe. I transmitted calls and a preliminary O-report for safety, the more surprised I was when Willi came back with 539. Gotcha, band #5 was history!

Saturday and Sunday were reserved for the 23 cm leg of the DUBUS-contest, which was just relaxed fun for us, giving out TK to respectable 52 stations, not too bad for a portable station, I think. A number of initials showed up, which had not been logged before. Smallest station worked on 23 cm during the DXpedition was Dick, PA2DW, with 250W into a 2 m dish and remember well: all in CW, no JT!

Monday, 28.05. was 10G-day, in accordance with our published schedule. Worked were PA0EHG, OK1KIR (payed my dues now, boys), LX1DB (dupe, 539/539 this time), DL7YC, F2TU, W5LUA and W7CJO. Many thanks to all takers for fishing our tiny signal out of the mud. The transverter output in TK was 35 W from 2 combined homebrew SSPAs. As measurements back home revealed, about 13 W (!) were dissipated in a 90 cm run of Aircom Plus to the TX-port of the feed. So the actual power level was some 22 W in the feed. This for sure has to be improved for future tests - but it also shows what can be done even with small dishes. This hopefully will encourage others...

**A little statics for our 9th DXpedition, in total 178 QSO's were logged, which split up in 29 on 70 cm, 93 on 23 cm, 43 on 13 cm, 5 on 6 cm and finally 8 on 3 cm. When I catch up a little with time, I will transfer the complete handwritten log and put it on Zdeneks website, as usual.**

At our departure, the number of our itchy wheals had increased in sum (I mean: M + M = 52). Actually, only to the end of our stay we got a clue on the root cause - no mosquitos, no ants. Remember, we used to get them while sleeping...any idea? Well, after we had sprayed the bottom of our mattresses with insect repellent one night due to some kind of foreboding, it got obvious, because we even obtained a few more kisses from our little bed fellows, sorry: bed bugs. We would have expected such fauna anywhere else, but not on Corsica! Actually, far from unusual, as reports from alpine hikers showed, who had similar problems, when staying overnight in alpine huts. Believe me: there will be no endorsement for the Worked All Barnes Award, never ever any more!!!

Thanks to all takers for another CW moonbounce fun event; still not sure, if we'll be out for our 10th expedition...

vy 73 de M & M



## EME 2012 Conference

On August 17 and 18, 2012 the main part of the EME2012 conference took place in Cambridge, U.K. This event was a great success! Very well prepared and organised by the UkuW Group the conference attracted almost 200 delegates from all continents. A tight program of lectures and presentations held the audience busy on both days and sometimes it was hard to find certain friends you very looking for as everybody was busy shaking hands, taking pictures or listening to the lectures. Everything was just perfectly organised and there was really nothing to complain about. Even the weather was better than necessary, reaching about 30 deg C on both days and giving a totally wrong impression to the people who were for the first time in England.

This conference definitely set a new all time high regarding the number of delegates but also regarding the perfect organisation and high level in just anything. Congratulations and a big thank you to all who were involved! I was extremely impressed and it was a great pleasure to meet old and new friends. Finally we are all looking forward to the next EME conference in 2014 that will take place in Brittany / France at the TM8PB spot. 73, Joe, DL8HCZ/CT1HZE



*The French group after winning the bid for EME 2014*



**SM5BSZ (back) and HB9DRI**  
experimenting with new NF measurement Methods



*G4FSG opening the conference*



**Special High Q cavity**

*Photo below: Delegates in Churchill College Park*



# Microwave Japan

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

## First 24-GHz EME QSO from Japan by Shichiro Mori, JA6CZD

After obtaining a 24GHz, 30W EME license and building an antenna and radios, I succeeded in the first 24-GHz EME QSO from Japan. The QSO was with Vlad, OK1KIR: 2012-05-27 1030-1045 OK1KIR 24.0481GHz CW O-RO

My antenna was a 2.4-metre offset dish, shown at Microwave Japan, p. 119 in the DUBUS 2/2012. The moon, sun, and ground noises were measured to be 2.0, 13, 3.0 dB, respectively just before the QSO. The beam was so sharp that my echo signal decreased 0.5 dB within 30 seconds if the antenna tracking was stopped. The first signal from Vlad was heard at 1040 but it was quite difficult to copy him due to doppler shift and smear. Finally at 1045 we both copied O and RO to send 73 and SK. Thanks to Yukio, JA8CMY for the development of the 30-Watt solid state amplifier.

## JA EME Meeting June 2/3, 2012

by Seiji Fukushima, JH6RTO

An EME Meeting takes place every four years in Japan. This year it was held on the 2nd and 3rd of June in Kurume City, where some famous moon-bouncers such as JA6CZD and JR6EXN live. Both of them also served as chairpersons of the Meeting. The number of participants was 53. See photo below. Invited talks include 'PJ antenna' by Prof. T. Tsukiji, JA6PJ, 'Solid state amplifier: design and development' by Mr. Y. Masuda, JA8CMY, and 'Vacuum tube amplifier' by Mr. M.

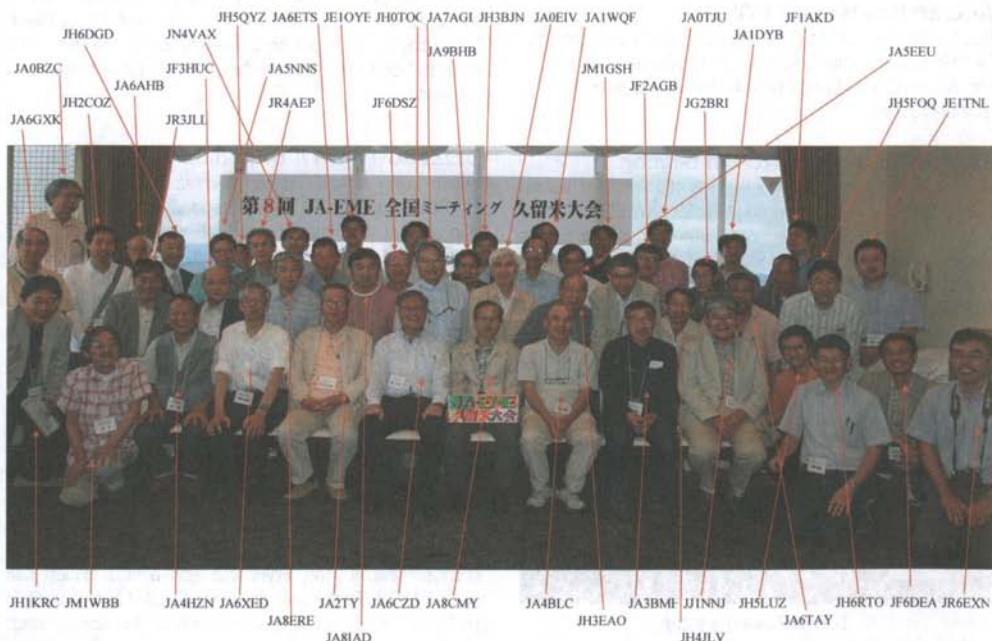
Ohkuma, JA6TAY.

Just before the Meeting, on the 31st of May, Mr. Kumamoto, JA6DR, the very Japanese EME pioneer, became a silent key. He was really the first to succeed in an EME QSO in Japan in 1975 so that he appeared in television news at that time. We watched these videos at the meeting with deep sorrows. May he rest in peace.



Fig. 1: 10m dish used for 2m EME  
in 1975 by Mr. Kumamoto, JA6DR

Fig. 2 (below): Participants of the JA EME Meeting  
on June 2/3, 2012 (mni tnx to JH6RTO for identifying  
all the operators! DL8HCZ)





# VHF News

## Australia / New Zealand

### QRP QSOs on 10 GHz using JT65C at times of low libration spreading

In last quarter's DUBUS was a report of initial tests between Rex, VK7MO and Alan, VK3XPD aimed at completing an EME QSO between Rex's small 8 watt 64 cm dish station and Alan's large station with 75 watts and 3 metre dish. Two way QSO's have now been completed on two occasions. A detailed report is at: [www.vk3hz.net/microwave/10-GHz-EME-QSO-with-64-cm.pdf](http://www.vk3hz.net/microwave/10-GHz-EME-QSO-with-64-cm.pdf)

Occurrences of low libration spreading have been investigated at [www.vk3hz.net/microwave/Low-Libration-EME.pdf](http://www.vk3hz.net/microwave/Low-Libration-EME.pdf) and it is found that they are:

- More frequent for stations of similar longitude
- Are also useful for stations on the opposite side of the Earth – 180 degrees difference in longitude.
- More frequent for stations nearer the poles
- Worst for stations 90 degrees apart in longitude

### Tropo Scatter on 24 GHz

Rex VK7MO and Dave VK3HZ have been exploring the use of tropo-scatter on 24 GHz using JT65c to complete QSOs to grid squares that are not line of sight. The equipment being used is 1 to 3 watts and 40 cm dishes. It has been found that up to 260 km can be achieved when the absorption is low – winter conditions. Dave now has 19 grid squares on 24 GHz – all with VK7MO. A more detailed report is available at: <http://www.vk3hz.net/microwave/24GHz-Troposcatter.pdf>

### Aircraft Scatter on 24 GHz

Rex VK7MO and Dave VK3HZ have extended the distance for 24 GHz aircraft scatter to 462 km. A detailed report is at: <http://www.vk3hz.net/microwave/462km-24GHz-Aircraft-Scatter-QSO.pdf>

### ZL2WHO/B a new QRO 6m beacon

Mark ZL2WHO is the keeper of the new 400 Watt 6 m beacon ZL2WHO/B. It is legally licenced at the 29 dBW EIRP (800 W) level. The amp puts out 400 Watts into 2 horizontal dipoles stacked. Location is Waipuna Ridge on Central North Island. Grid Locator RF700M, height a.s.l. is 749 metres. Frequency 50.0240 MHz. Id: ZL2WHO/B RF700M, followed by 5x dits, then 5 sec carrier, then 5 sec off air before repeating.



ZL2WHO Beacon setup

The exciter is an AWA ex AM repeater, which operated in the 82-108 MHz band from the late 1970s to 1980s. All tuned circuits were returned to 50 MHz. 2 x 200 Watt PAs were fitted to an ex large 100 W pager heatsink.



ZL2WHO  
400 Watt  
PA



ZL2WHO  
2 x  
Dipole

The remaining QRO ZL analog TV transmitters are supposed to shut down within a couple of months. Thus the video carriers on 45.240, 45.250 and 45.260 MHz will no longer be existant as indicators for radio amateurs from NA and EU. These carriers have been hrd from EA7 and CT in March 2012, may be there will be a final chance to hear them this autumn. Good that we have the ZL2WHO beacon now as a substitute.

### DL/ZL3CU a KIWI DXpedition

Before going on a European overseas trip late December 2011/early January 2012 it was decided that Simon ZL4PLM, who was, at that time, new to EME with a very good EME station, and I would try an EME contact while I was at Bernd's DF2ZC QTH. In due course my XYL and my self arrived at Bernd's place which is near Bonn. When ZL4PLM and I tried for a QSO nothing was seen, heard or decoded at Bernd's station, however Simon did decode our signal, as did other EME stations. As it was obvious that we could not complete a QSO, Simon then called CQ and completed a QSO with a couple of other European stations. There was no hint of any signals from any EME station at Bernd's during this time.

Bernd then did some checking of his antenna array and found that the GB3VHF beacon in JO01EH ([www.gb3vhf.co.uk/](http://www.gb3vhf.co.uk/)) 505 km away was weaker, and the beam width of the array was now much broader than normal when it was checked with a stronger beacon. The SWR was also a little higher than normal. Of late Bernd had experienced a lot of rain at his QTH so it was thought that water had penetrated the splitter, which

was relatively new, even although Bernd had taken measures to prevent water entry.

Later during a period of no rain and with a cold strong wind blowing, Bernd donned his safety harness, gloves and warm clothing and braving the weather, he climb his tower to investigate and then, if possible, fix the problem.

A replacement splitter was fitted. However the coax cable to lower antenna dripped water when disconnected from the splitter even although measures had been taken to prevent this. Fortunately the water did not penetrate the coax too far as the coax path had an upward part just after the splitter.

It was then decided to try and dry out the coax the best way possible in time for the next available window. This was achieved by allowing the connector to hang downwards and applying heat to the coax using an industrial electric heat gun. The connector was then fitted to the replacement splitter and the array rechecked. The array now performed close to expectation.

Unfortunately ZL4PLM was unable to be QRV for this next sked, so it was decided that DL/ZL3CU would call CQ thinking that a couple of EME stations may wish to try and it would also be a check for the array. Amazingly this caused a pile up. I was very grateful that Bernd, who has experience with pile ups, was in the room with me!

QSOs were completed with the following stations before we had to close down for dinner: UR3EE, US8ZAL, YO8RHI, RW3AC, YO5BIN, RU1AA, DL9MS, LZ2FO, JE1TNL, YO4GJH, UA4LCF, UY5HF, YT3N, IK1UWL, DJ3VI, OH4LA, RN6DJ, VK5APN, F6BEG, SV6KRW, DK4RC, OK1IL, UT5UAS, IW3HVB, and F8DO

This enjoyable activity was unplanned, I did not transport and then set up any equipment, and later on after finishing, I enjoyed someone else (Bernd's) beer. A real Kiwi dxpedition! I would like to thank all those who were involved and I would especially like to thank Bernd DF2ZC and his XYL Maryanne for their hospitality and kindness. Starr, ZL3CU

## Microwave Europe

Editors:

Guy Gervais, F2CT

F2CT@wanadoo.fr

John Quarmby, G3XDY

g3xdy@btinternet.com

### Report from U.K.

#### Conditions and Activity

The Camb Hams group (GS3PYE/P) took 1.3 and 10GHz with them on their expedition to IO66 square. Their site was not ideal for microwaves but they did manage a few QSOs on 1.3GHz and one on 10GHz to GM0USI/P, but they did not have any help from propagation.

Tropo conditions on the microwaves have not been great in Northern Europe so far this year, but it is nice to have some brief openings. Back in early May the bands were open from GM to OZ, with GM4CXM (IO75) working OZ1FF with 59

signals on both 1.3GHz and 2.3GHz, rather than the weak aircraft reflection signals usually used for QSOs on this path. GM0USI/P operating from IO76XA worked OZ1FF over a 762km path on 3cm, and tested unsuccessfully with OZ3ZW (JO54). The OZ stations reported hearing the OY6BEC, GB3ANG, and GB3CSB beacons on 23cm during this opening.

More recently there was a tropo opening in late July, with some strong beacon signals heard from G to OZ and SM, but activity seemed low. RA2FCD in KO04 appeared on 1.3GHz in this opening and worked several DL stations but propagation did not extend further across the North Sea.

#### Contests

The UK Activity Contests continue to attract increasing numbers of entries, with the SHF event on the third Tuesday being the focus for much microwave activity. Serial numbers of 20 have been reached on 2.3GHz in this 2.5 hour event, a few years ago this would have been a good scoring rate on 1.3GHz. The UK event is coincident with the last half of the NAC contest, so there are good opportunities for DX, particularly by aircraft reflection. ON4KST is used to coordinate most contacts in this event, but calling CQ and tail ending is increasing in effectiveness as activity grows.

The 1.3GHz event on the second Tuesday has very high activity levels, with serial numbers over 50 recorded every month by some of the leaders. Unfortunately this does not seem to carry over to the 24hour events at weekends which seem poorly supported by comparison.

The UK Microwave Group Contests on 5.7, 10 and 24GHz suffered poor conditions in the May and June events, but there was some good rainscatter available in the late July contest, with some nice DX recorded as a result, such as G8CUB/P (JO01) to GM0USI/P (IO76) at 525km on 10GHz.

#### Ham Radio Friedrichshafen

I had the pleasure of meeting several well known microwavers at Friedrichshafen, and briefly visiting the large scale flea market and exhibition. The IARU Region 1 VHF and UHF contest awards for 2011 were presented to the winners on Saturday, and it was nice to meet up with members of leading contest groups in Europe such as DL0GTH, DR9A and DM7A at the trophy ceremony. In the picture are members of the DL0GTH team, overall winners of the UHF Contest in 2011,

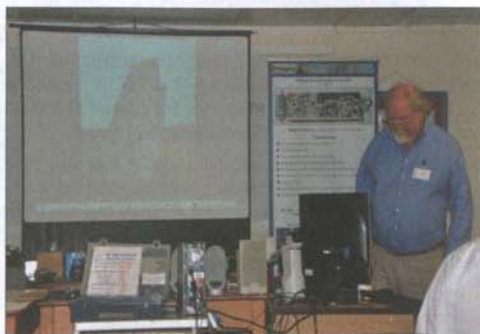




with the four trophies they won: From Left to Right Roland, DK4RC; Matthias, DM5CT; Harti, DL6AUI & DL0GTH; Jens, DL2AKT; Frank, DL2ALF. (Photo from DL2ALF)

### Finningley Round Table

A very successful Microwave Round Table was held over the weekend of 14<sup>th</sup>/15<sup>th</sup> July at the Finningley club in IO93NN. The Saturday concentrated on nanowaves, including hands on construction of lightwave transceivers using SMD kits designed and provided by Bernie G4HJW. These were complete nanowave transceiver boards that will enable many more to get active in this field. Over 30 telescopes and kits were available, and they all went. The highlight of the talks on Sunday was the presentation on a low cost approach to 10GHz by Chris Bartram GW4DGU, which demonstrated how it should be possible to get going on 10GHz with a high performance low cost system using chips largely developed for the mobile phone industry.



The photo shows Chris GW4DGU delivering his talk at the meeting. (Photo courtesy of G0DJA).

### G8CUB MM-Wave Gear

Roger Ray G8CUB sent me details of his MM-wave gear used for recent contacts on 76 and 134GHz. His 76 GHz system uses 40dBi Flann horn antennas, the LO is an Elcom Synthesizer and 38GHz multiplier block, followed by a sub-harmonic mixer with an MAE4E1318 diode that achieves 15dB NF on receive with an FT817 on 436MHz. The transmit/beacon side is another Elcom synthesizer and x38GHz Multiplier which in turn feeds a Honeywell mixer used as a x2 multiplier. The resulting signal injection locks a Faran Gunn oscillator producing 20mW, the power at the antenna is 10mW. See picture on the right (top), with the transverter on the right and TX/beacon on the left.

On 134GHz Roger has a 25cm Procom dish, an Elcom synthesiser, Broadern x3 multiplier to 33GHz, followed by an amplifier producing 500mW at 33GHz. The final mixer/multiplier is an MA4E1317 producing 100µW. IF is an FT817 on 440MHz. The picture on the bottom shows the transverter including the Broadern ed-0296-2 module (single resistor mod to work as x3/amp up to 1W at 33GHz).

(Photos courtesy of G8CUB)



Injection locked 'beacon' on the left, transverter on the right



134GHz in use during the contest



Transverter using Broadern ed-0296-2 module (single resistor mod to work as x3/amp up to 1W at 33GHz)

### Final

As always, your news and views on Microwaves would be very welcome. Lets hope for some good tropo on the Microwave bands this autumn to boost interest and activity.

## Report from France

Hello to all! May, June and July 2012 were very nice months for SHF activity with the help of Rain Scatter. Activity on 24 GHz is increasing and some qsos over 400 km range are now possible more or less regularly.

### 10 GHz Reports

#### **F1NPX/P, JN29CN wkd on May 20, 2012:**

|         |        |          |       |
|---------|--------|----------|-------|
| PA0EZ   | JO22OF | 59 RS    | 304km |
| F6DKW   | JN18CS | 59 Tropo | 170km |
| F5AYE   | JN36DH | 59 RS    | 393km |
| ON5TA   | JO20ET | 59 RS    | 139km |
| DJ2QZ/P | JO31QX | 59 RS    | 349km |
| DK7QX   | JO42KH | 59 RS    | 450km |
| ON4CDU  | JO20GS | 51 RS    | 136km |

#### **F2CT/P, IN88WP, Pointe des Décollés, dpt 35, 30m asl wkd via Tropo on June 1, 2012:**

F1RJ JN18; F6DKW JN18; F9OE IN78; F1BZG JN07; F6DWG/P JN19; G4EAT JO01; ON4IY JO20 odx 542 km; hrd GB3SCX IO80UU 599;

#### **F2CT/P, IN98BR, Pointe du Groin, dpt 35, 38m asl wkd via Tropo on June 3, 2012:**

F5KMB/P JN19; F6DKW JN18; F6APE IN97; F1RJ JN18; F5HRY JN18; TM2A JN08; F1VL JN03 odx 554km; F6KRK/P JN18; F9OE IN78; ON4IY JO20; G4ALY IO70;

#### **F1NPX/P JN29FF wkd via RS on June 28:**

|              |     |        |       |
|--------------|-----|--------|-------|
| 1817 F6ACA   | 59S | JN18JR | 127km |
| 1822 DB6NT   | 59S | JO50TI | 538km |
| 1825 DL3WW   | 55S | JO60FL | 599km |
| 1828 DL6NAA  | 59S | JO50VF | 548km |
| 1830 DH1VY   | 58S | JN39KF | 187km |
| 1836 OK1KJT  | 55S | JO60RN | 670km |
| 1839 DF9ZT   | 55S | JO40JN | 351km |
| 1855 G3XDY   | 59S | JO02OB | 375km |
| 1900 F1RJ    | 59S | JN18AT | 173km |
| 1914 F5DQK   | 59S | JN18GR | 143km |
| 1943 F1PYR/P | 59S | JN19BC | 159km |

#### **F2CT/P JN14CS, wkd via RS on June 28:**

LX1DB JN39 616 km; DL7QY JN59 771 km; F1FIH/P JN23; F5AYE JN36; F6ETI JN05; F1RJ JN18; F5DQK JN18; On 24 GHz F1FIH/p was wkd with 52s with a Doppler of more than 4khz ! QTH was 700 m a.s.l.

#### **F5DQK JN18GR wkd via RS on June 28:**

DL6NAA JO50; DL7QY JN59; F1NPX/P JN29; G3XDY JO02; DK3RV JO31; F1FIH/P JN23; F2CT/P JN14; F6DRO JN03; ON4CDU JO20; DL5EAG JO31; ON5TA JO20;

#### **F1FIH/P JN23GS wkd via RS on June 28:**

F6DRO JN03; F5AYE JN36; F2CT/P JN14; F1RJ JN18; F5DQK, JN18.

#### **F1VL JN03RX wkd via RS on June 30:**

F5LEN JN38 627 km; F6DKW JN18; F1RJ JN18; F5DQK JN18; F1FIH/P JN23;

### 24 GHz Reports

#### **F2CT/P JN15JO 1400 m asl wkd on May 15 via Tropo:**

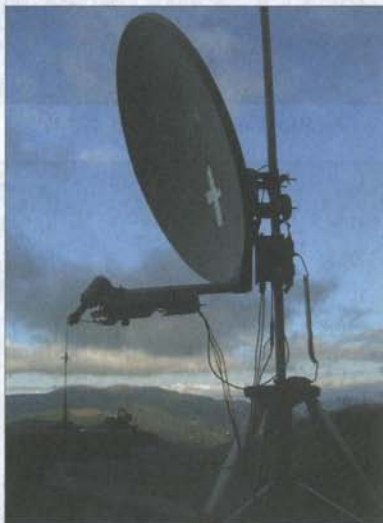
F6CXO JN03 256 km; F1HNF/P IN97 297 km; F5HRY JN18 344 km not complete

#### **F2CT/P JN14CS 700m asl wkd on June 28 via RS:**

F1FIH/P JN23GS 216km; LX1DB JN39CO 616 km (same DX qso as on June 24th 2008 over 708 km from JN13IQ!)



EA3TA/P EA3CUE/P EA3XU JN11CK



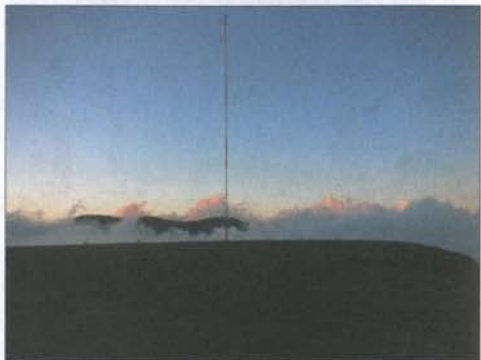
EB1RL/p, IN83NK



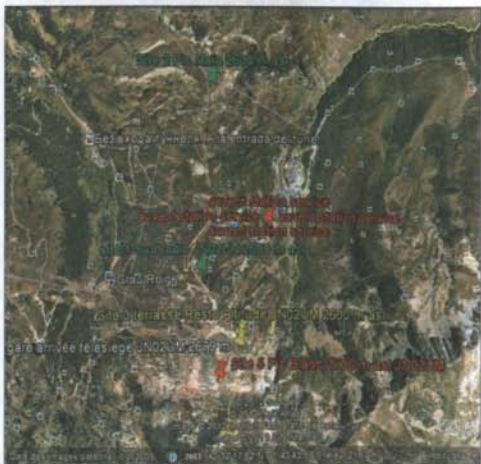
# C37SHF - Andorra SHF- Expedition 15 to 25 June, 2012 by F1FIH Michel, F2CT Guy & F6HTJ Michel



*Pic Maïa JN02UN 2650 m asl QTF 130°*



*Pic Maïa JN02UN 2650 m asl QTF 30°.*



*Map of different locations activated in C3*



**F2CT**

This DX pedition was organized in order to develop SHF activity in Andorra specially with the help of the Rain Scatter season. Despite very high mountain locations from Pic Maïa 2650 m asl and Pic Blanc 2800 m asl, all tries with Paris region and North on 23, 13, 6 and 3 cm were negative due to bad tropo conditions and no RS activity to North. The DX maximum distance was "only" 614 km !!!

Thanks a lot to Joan C31US URA President and all Andorran hams for their help and kindly attention. Thanks also to Christian F1VL, Benjamin EA3XU for their help to achieve 24 GHz qsos, to Pau EA3BB, Miguel EA3TJ who made a trip to Andorra to meet us on Saturday with some goodies from Spain. Also tnx to Maurice F6DKW, Marco F6DWG and André F1PYR for all the tries every day but unfortunately only some bursts from A/S were received! We probably go back to Andorra next year with a rugged 4 x 4 to access on the top of Pic Blanc wich is certainly the best location for SHF DX to North. QSL must to be sent to U.R.A., PO Box 1150, AD553 Andorra La Vella, Principality of Andorra

73s from C37SHF team F1FIH, F2CT & F6HTJ



**C37SHF setup**

Rigs:

1296 MHz: 100 W / 35 el & 80 cm offset dish

2320 MHz: 100 W / 80 cm offset dish

5760 MHz: 40 W / 80 cm offset dish

10368 MHz: 30 W / 80 cm offset dish

24048 MHz: 12 W / 80 cm offset

# C37SHF Logbook

June 15

| UTC                           | QRG  | Call  | TX RX | Loc.   | Comment               |
|-------------------------------|------|-------|-------|--------|-----------------------|
| 1752                          | 10G  | F1VL  | 55 56 | JN03RX | 1 <sup>st</sup> C3/F  |
| 1810                          | 5.7G | F1VL  | 55 57 | JN03RX | 1 <sup>st</sup> C3/F  |
| 1833                          | 10G  | EA3XU | 57 57 | JN11CK | 1 <sup>st</sup> C3/EA |
| 1904                          | 5.7G | EA3XU | 55 57 | JN11CK | 1 <sup>st</sup> C3/EA |
| QRB F1VL: 159km, EA3XU: 132km |      |       |       |        |                       |

June 16

|      |      |       |         |        |                       |
|------|------|-------|---------|--------|-----------------------|
| 1748 | 2320 | F1VL  | 59 59   | JN03RX | 1 <sup>st</sup> C3/F  |
| 1751 | 2320 | F6HTJ | 55 58   | JN12KQ | 97km                  |
| 1803 | 2320 | EA3XU | 52 53   | JN11CK | 1 <sup>st</sup> C3/EA |
| 1819 | 2320 | F1BZG | 519 529 | JN07VU | ODX 589               |
| 1943 | 5.7G | F1VL  | 55 57   | JN03RX | 159km                 |

June 17

|      |      |         |         |        |           |
|------|------|---------|---------|--------|-----------|
| 0841 | 1296 | EA3XU   | 55 56   | JN11CK | 132km     |
| 0847 | 1296 | F1VL    | 59 59   | JN03RX | 159km     |
| 0853 | 1296 | F1USF   | 59 59   | JN23CS | 244km     |
| 0855 | 1296 | F6HTJ   | 58 59   | JN12KQ | 97km      |
| 0856 | 2320 | F1USF   | 59 59   | JN23CS | 244km     |
| 0900 | 1296 | F6APE   | 55 53   | IN97QI | 564km     |
| 0903 | 1296 | F4CKM   | 55 55   | IN94PV | 325km     |
| 0904 | 1296 | F5ICN   | 55 55   | JN03BF | 149km     |
| 0905 | 1296 | F4DSD/P | 59 59   | JN23CN | 232km     |
| 0906 | 1296 | F6ABX   | 59 59   | JN03QO | 119km     |
| 0912 | 1296 | F1BZG   | 55 53   | JN07VU | 589km ODX |
| 0920 | 1296 | F1MOZ   | 51 51   | IN93RS | 227km     |
| 0936 | 1296 | EA2AGZ  | 59 59   | IN91DV | 291km     |
| 0957 | 1296 | EA5CLH  | 559 559 | IM98WN | 471km     |
| 1145 | 2320 | EA3XU   | 59 59   | JN11CK | 132km     |
| 1320 | 1296 | F5BUU   | 59 59   | JN03PO | 121km     |
| 1325 | 10G  | F5BUU   | 59 59   | JN03PO | 121km     |

June 18

|      |      |         |         |        |       |
|------|------|---------|---------|--------|-------|
| 0933 | 10G  | F4WAG/p | 59 59   | JN24NI | 341km |
| 1001 | 1296 | F4WAG/p | 58 59   | JN24NI | 341km |
| 1026 | 1296 | F6CBC   | 559 519 | IN94QV | 321km |
| 1032 | 2320 | F6CBC   | 55 55   | IN94QV | 321km |
| 1052 | 10G  | F5ZEP   | 579 419 | IN94UT | 298km |
| 1210 | 10G  | F6CBC   | 59 59   | IN94QV | 321km |
| 1231 | 5.7G | F6CBC   | 55 52   | IN94QV | 321km |
| 1232 | 5.7G | F1VL    | 55 57   | JN03RX | 159km |
| 1344 | 5.7G | F6DRO   | 55 57   | JN03TJ | 93km  |
| 1353 | 10G  | F6DRO   | 58 58   | JN03TJ | 93km  |

June 19

|      |     |        |        |        |                       |
|------|-----|--------|--------|--------|-----------------------|
| 1324 | 24G | F1VL/P | 58S 58 | JN02XR | 1 <sup>st</sup> C37/F |
|------|-----|--------|--------|--------|-----------------------|

June 20

|      |      |       |         |        |                       |
|------|------|-------|---------|--------|-----------------------|
| 1544 | 2320 | F6CXO | 52 57   | JN03SL | 103km                 |
| 1545 | 2320 | F6DRO | 58 58   | JN03TJ | 93km                  |
| 1610 | 10G  | EA3TA | 52 57   | JN11CK | 132km                 |
| 1611 | 10G  | EA3XU | 57 57   | JN11CK | 132km                 |
| 1737 | 24G  | EA3XU | 51 55   | JN11CK | 1 <sup>st</sup> C3/EA |
| 1836 | 24G  | F6DRO | 519 519 | JN03TJ | 93km                  |
| 1844 | 2320 | F4CWN | 59 59   | JN03KN | 131km                 |
| 1901 | 10G  | F4CWN | 57 57   | JN03KN | 131km                 |

June 21

|      |     |        |       |        |       |
|------|-----|--------|-------|--------|-------|
| 1336 | 24G | F1VL/P | 57 58 | JN13IQ | 150km |
| 1338 | 10G | F1VL/P | 59 59 | JN13IQ | 150km |

|      |      |        |         |        |           |
|------|------|--------|---------|--------|-----------|
| 1355 | 10G  | F6DRO  | 559 559 | JN03TJ | 93km      |
| 1520 | 5700 | F6APE  | 519 539 | IN97QI | 564km ODX |
| 1638 | 10G  | F5PL/P | 58 58   | JN03XI | 91km      |

June 22

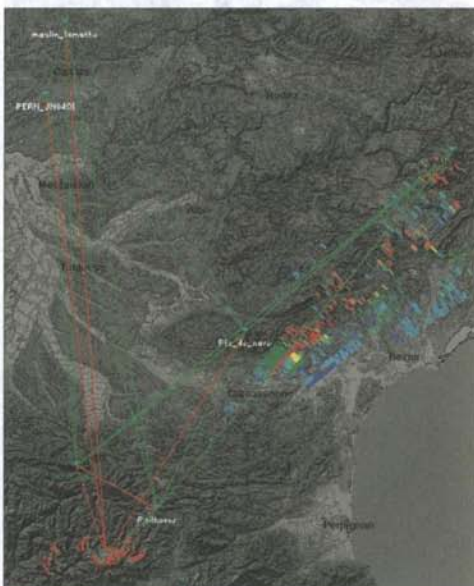
|      |      |         |       |        |       |
|------|------|---------|-------|--------|-------|
| 0821 | 1296 | F6CXO   | 59 59 | JN03SL | 103km |
| 0830 | 1296 | F1HNF/P | 51 52 | IN97XE | 533km |
| 0839 | 2320 | F1HNF/P | 51 51 | IN97XE | 533km |
| 1039 | 5700 | F6CBC   | 58 58 | IN94QV | 321km |
| 1335 | 10G  | F6CXO/p | 59 59 | JN03SL | 103km |
| 1355 | 10G  | F6CXO/p | 59 59 | JN03SL | 103km |
| 1430 | 10G  | F5BUU   | 59 59 | JN03PO | 121km |
| 1753 | 1296 | F6DRO   | 52 55 | JN03TJ | 93km  |

June 23

|      |      |       |         |        |         |
|------|------|-------|---------|--------|---------|
| 0800 | 2320 | F1VL  | 59 59   | JN03RX | 159km   |
| 0832 | 10G  | F1VL  | 57 57   | JN03RX | 159km   |
| 0903 | 10G  | F5BUU | 59 59   | JN03PO | 121km   |
| 1000 | 10G  | F5NXU | 519 519 | IN97MR | 612 ODX |

June 24

|      |      |         |       |        |         |
|------|------|---------|-------|--------|---------|
| 1510 | 10G  | F1VL    | 59 59 | JN03RX | 159km   |
| 1512 | 10G  | F6CXO/p | 59 59 | JN03SL | 103km   |
| 1519 | 24G  | F6CXO/p | 58 58 | JN03SL | 103km   |
| 1635 | 24G  | F1VL/p  | 51 51 | JN04QI | 202 ODX |
| 1715 | 10G  | EA3XU   | 58 59 | JN11CK | 132km   |
| 1748 | 2320 | F6APE   | 55 53 | IN97QI | 564km   |
| 1807 | 10G  | F6CBC   | 53 56 | IN94QV | 321km   |







Michel F1FIH Guy F2CT Michel F6HTJ



Miguel EA3TJ and Pau EA3BB (left) visiting C3TSHF.  
Guy F2CT, Michel F1FIH, (from left to right).



Exceptionally broken spectrum on June 16<sup>th</sup>, 1912 utc.  
One can see our shadows  
projected by the sunset onto the clouds.

## Außergewöhnliche Verbindungen beim Mikrowellen-BBT im Mai

Während des Mikrowellentags der Bayerischen Bergtags (BBT) am 26. und 27.05.2012 gelangen uns einige außergewöhnliche Verbindungen. Am 26.05. legten wir den Fokus zunächst auf 122 GHz. Trotz des relativ hohen Taupunktes von +6 °C wollten wir eine Strecke von 43 km überbrücken. Dies war uns bisher nur einmal gelungen, im Winter bei einem Taupunkt unter -10 °C. DL2AM befand sich in JN47xu (795 m ü. NN), DL2GWZ in JN57al (1.700 m ü. NN). Zum Einsatz kamen beiderseits von DL2AM aufgebaute Transverter mit einer Leistung von etwa 2 mW und einem Spiegel von ca. 45 cm Durchmesser. Nach dem optischen Ausrichten der Spiegel kam die Verbindung tatsächlich zustande. In CW konnten 559/539 Rapporte ausgetauscht werden. Vorausgegangen war ein SSB QSO auf 76 GHz mit 59 Rapporten. Danach fuhr DL2AM zu DL2GWZ auf den Hochgrat (JN57al). Die Bedingungen auf 24 GHz waren sehr unterdurchschnittlich, sodass keine außergewöhnlichen QSOs zustande kamen. Erwähnenswert ist ein QSO mit DJ5AP/p (JN48jd) auf 47 GHz. Über eine Entfernung von 119 km wurden in SSB 59 Rapporte ausgetauscht.

Am Sonntag, den 27.05.2012 konzentrierten wir uns auf 10 GHz. Wir verwendeten einen Transverter, aufgebaut von DL2AM. Sechs Watt Ausgangsleistung speisten einen 70 cm Spiegel. Wir waren erneut auf dem Hochgrat (JN57al). DL2GWZ hatte im Vorfeld seine Kontakte zur französischsprachigen Mikrowellenszene genutzt und SKEDs mit HB9DUG (JN36bk, 319 km) und F1NPX (JN29ff, 456 km) vereinbart. Das Zustandekommen des QSOs mit HB9DUG war keine große Überraschung, es war nicht das erste und die Topographie war recht günstig. Die Verbindung mit F1NPX überraschte uns schon wesentlich mehr. Über reine Tropo-Ausbreitung (kein Regenscatter!) wurden in SSB 55/51 Rapporte ausgetauscht. Durch unsere Querverbindung auf 2 m wurde F6DKW (JN18cs, 601 km) auf uns aufmerksam. Wir waren skeptisch, aber nach nur 4 min konnten wir das leise aber sehr stabile Signal aufnehmen. In CW wurden 519 Rapporte ausgetauscht. Insgesamt kamen an diesem Tag 20 QSOs ins Log, darunter 4 französische Stationen, 4 schweizer Station und LX1DB. Bei der Hälfte der QSOs betrug die Entfernung mehr als 200 km. (DL2AM + DL2GWZ)



DL2GWZ and DL2AM/p, on Mt. Hochgrat, JN57AL

## Remarkable QSOs during uW BBT in May

During the uW part of the Bayerischer Bergtag (BBT) on May 26/27, 2012 we managed to make some remarkable QSOs. On May 26 we started on 122 GHz. Despite a relatively high dewpoint of +6 °C we tried to work a distance of 43km. So far we had managed this just one time before, namely in the winter with a dewpoint below -10 °C. DL2AM was located in JN57XU (795 m a.s.l.) and DL2GWZ in JN57AI (1700 m a.s.l.). On both sides DL2AM homemade tvtrs with 2mW output each and 45cm dishes were used. After aligning the dishes optically indeed a QSO was established with 559 / 539 in CW. Before this we already made an SSB QSO on 76 GHz with 59 reports in SSB. After that DL2AM moved to DL2GWZ on the Mt. Hochgrat (JN57AL). Conditions on 24 GHz were quite below average and no remarkable QSOs were made. On 47 GHz a QSO with DJ5AP/p (JN48JD) was made over 18km with 59 reports in SSB. On Sunday, May 27<sup>th</sup> we concentrated on 10 GHz. We used a DL2AM transverter with 6 W output and a 70cm dish. Again we were on the Hochgrat (JN57AL). DL2GWZ had already set up some skeds with several stations (HB9DUG, JN36BK 319km and F1NPS JN29FF 456km). Making a complete QSO with HB9DUG was not a too big surprise then as we wkd him before and we knew that the path was good. The QSO with F1NPX however was more surprising to us as we exchanged 55 / 51 reports in SSB via plain Tropo propagation (no Rainscatter!). Due to our talk back on 2m we got the attention from F6DKW (JN18CW, 601km). We were sceptical, but after just 4 minutes we hrd the weak but stable signal and exchanged 519 reports in CW. Altogether we made 20 QSOs on this day including 4 French, 4 Swiss stations, and LX1DB. For half of the QSOs the distance was > 200km. (DL2AM + DL2GWZ)



## ATV News

Bernd Beckmann, DJ9PE

### Improvements for the ATV relay OE7XZR

The Austrian highest ATV relay OE7XZR that is located on Mt. Zugspitze (2962m a.s.l.) can now also be received from the Munich area where several hams are active on ATV. So far this direction had been blocked by another building on the mountain. This was made possible thanks to an intermediate relay on the Zugspitze where also the 2m relay DB0ZU is located. First tests were made in June 2012 when relay keeper Darko, OE7DBH installed the new relay and Herwig, DH1MMT and Bernd, DJ9PE were qrv from the roof of a high building in Munich where also the Munich ATV repeater DB0QI is located. Thus OE7XZR can be worked directly now from the Munich area on 10240 MHz.

OE7XZR transmits on 2408 MHz in FM ATV, tone 6,5 MHz, horizontal, 20W at the 5 dBi omnidirectional antenna. OE7XZR receives with an omnidirectional slot antenna on 10420, 10430, 10440, 10450 and 10460 MHz. The QRG can be controlled by DTMF on 432.00 MHz. The Zugspitze DL's highest mountain and the border between OE and DL is on the top of the summit.



The new intermediate relay at OE7XZR with horn to DL



DJ9PE/p: Test receiver on 10 GHz in Munich



# News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ  
DUBUS@t-online.de

## Expeditions and OPs

**AF Africa:** PE1L and group plan their next 2m EME expedition to a new DXCC in Africa probably in April 2013.

**FO/C Clipperton:** An int. team will be qrv from Mach 1 to 10, 2013 on 6m and 2m incl. EME. 6m and 2m OP will be AA7XT. **PYOS St. Peter & Paul:** PP5XX will be qrv from Nov. 10 to 22 as PTOS on 6m.

**T6 Afghanistan:** KG9Y will continue to be qrv on 6m as T6MO until April 2013. Rig: 100w + dipole. Loc.: MM21.

**TT Chad:** I2YSB etc. will be qrv as TT8TT in October on 6m. QRG: 50.105 SSB/CW.

**TZ Mali:** EA4BB (ex Z21BB) has moved to TZ and hopes to be qrv soon as TZ6BB on 6m.

**UA Russia:** ex RW1ZC/mm is now retired and is qrv as RZ6DD from LN04 on 2m EME with 4 x 10 el.

**UN/DL9LBH** will go QRT earlier than expected and will probably take down his 2m EME antennas in October 2012.

**Pacific DL2NUD** is currently planning a 2m (and 70cm) EME expedition to a new DXCC in the Pacific.

**VKOM Maquarie Isl.:** VK3OT plans to be qrv from the end of October for several months on 6m with 2xH-Loop and 100w.

**ZA Albania:** OK1DFC and team plan a multiband EME (and MS) expedition now for 2013. - Another expedition for 6m and 4m is planned by another group for summer 2013!

**ZP Paraguay:** W9CPI is back to NA but will be back qrv on 2m EME in JT65 as ZP9EH from about February 2013.

## Beacons

**6V7TWO/B** 144.275 MHz, IK14LK, 30W output, Big Wheel, 15m a.g.l. A1A, keeper is 6W7RT. Is on air since June 20.

**9A0BXV/B** 10368.880 MHz, JN74LT, is qrv again from a new QTH since July 20. (9A3AQ)

**9A0BFH/B** 70.022.7 MHz, JN85JO, 3.5 W, dipole, is new on air since July 11.

**DBØHIR** 144.642 MHz, JO60OM, 1 W, Big Wheel, 10m a.g.l., 890m a.s.l., QTH Hirtstein. Is part of linear transponder 432.530-560 (in) and 144.630-660 MHz (out) (SSB/CW/FM).

**DBØZDF/B** 10368.874 MHz, JN49CX, 45mW, (1W planned), WG slot, omni, is back on air since June 28.

**DBØZDF/B** 24048.027 MHz, JN49CX, 50mW, slot, omni, is a new beacon and on air since July 27. (DD7PC)

**F1ZDU/B** 144.464 MHz, IN92OX, 1/0.25W, dipole, N/S, 1700m a.s.l., is new on air since May 22.

**F5ZXT/B** 144.413 MHz, JN33AM, 5 W, halo, Omni, 800 m a.s.l., is new on air since July 24.

**GB3CCX/B**, the Cheltenham 10 GHz beacon on IO81XW is supposed to add the following QRGs in the future:

47088.940 MHz, 75976.940 MHz and 134928.940 MHz.

**GB3CSB/B** 5760.985 & 10368.985 MHz, IO75XX, proposal

**GB3PKT/B** 10368.945 MHz, JO01MT, proposal

**GB3WGI/B** 144.487 MHz, IO64, 349m a.s.l., 100W ERP, Yagi to USA, is a proposal for autumn 2012.

**LA9VHF/B** 70.067 MHz, JP50EV, 5/8 V, 25 W ERP, 430 m

a.s.l., proposal. Ditto LA9SIX on 50.4xx MHz, proposal.

**LY3II/B** 1296.908 MHz, KO15FM, H, omni, 260m a.s.l., is new on air since July 19.

**OK0ER/B** 3400.910 MHz, JN99DP, 10W, panel, 660m a.s.l., new on air since July 2012.

**ON5JEF/B** 10368.800 MHz, JO20DO, 15W ERP, omni, 150m a.s.l., test operation, call will change to ON0NIV/B.

**SK2TT/B** 50.025 MHz, JP94QL, is new on air since July.

**SR6UHC/B** 432.452 MHz, JO80JG, is on air since May.

**SV3BSF/B** 144.485.5 MHz, KM08VA, 7W, 3 ele, 860m a.s.l., is new on air since June 2012.

## New Spanish 10 GHz beacons proposed

**ED1Yxx** 10368.925 MHz, IN63DS (Estaca de Bares), Slot, omni, 10 dBw EIRP, 500m a.s.l., keeper: EA1BLA.

**ED1YAQ** 10368.980 MHz, IN73TA (Pico Tres Mares), 2150m a.s.l., slot, omni, 10 dBw EIRP, keeper: EA1FBF.

**ED2YAN** 10368.805 MHz, IN83OI, Monte Sollube, 660m a.s.l., slot, omni, 10 dBw EIRP, keeper: EB2DJB.

**ED3YAN** 10368.840 MHz, JN11BJ (Tibidabo), 512m a.s.l., slot, omni, 10 dBw EIRP, keeper: EA3XU.

**ED5YAE** 10368.880 MHz, IM98WR (Coll de Rates), 943 m a.s.l., slot, omni, 10 dBw EIRP, keeper: EA5JF/EA5DOM

**ED6YAE** 10368.915 MHz, JM08PV (Atalaya de San Jose) 470m a.s.l., slot, omni, 10 dBw EIRP, keeper: EA6FB.

**ED7YAL** 10368.825 MHz, IM87FR (Pico Almaden), 2030m a.s.l., slot, omni, 10 dBw EIRP, keeper: EA7FZS.

**EA8BFB** 10368.900 MHz, IL38BO, 110m a.s.l., dish to EA7, is on air on request.

## News

### G4DEZ SK

Bryn Llewellyn, G4DEZ became a silent key on August 17, 2012 due to an heart attack. Bryn was in the late 60's and he was "Mr. JO03". May be 99% of any QSOs from this grid in the last years were made by Bryn on 6m, 4m, 2m, 70cm and up. His voice and outstanding activity in the contest will be missed for sure by many.

### F6FHP SK

On May 26 Joel Oulie, F6FHP, became a silent key. He was a very well known and active VHF DXer in France. He always had a big signal on many VHF bands and worked many firsts and records. In the 1980's his signal from "AE" square was often worked via Tropo, MS and Es. Recently he was very active on EME on 6m, 2m and 70cm. The REF/DUBUS 2012 Digital EME Championship was dedicated to Joel.

### W3ZZ SK

Gene Zimmerman, W3ZZ, of Gaithersburg, Maryland, passed away on June 3. He was 71. Zimmerman wrote the popular QST column "The World Above 50 MHz" from 2002-2011.

### KH6HME SK

Paul Lieb, KH6HME, passed away July 16. He was 84. Lieb was best known for his VHF work and his radio beacons on 6m, 2m, 70cm & 23cm. He achieved many tropo ducting distance records up on the bands from 2m to 6cm between Hawaii and California and Mexico.

### NF Measurement Info

Some new and interesting information about Noise Figure measurements are on SM5BSZ's webpage at: <http://www.sm5bsz.com/lir/nf/eme2012.htm>

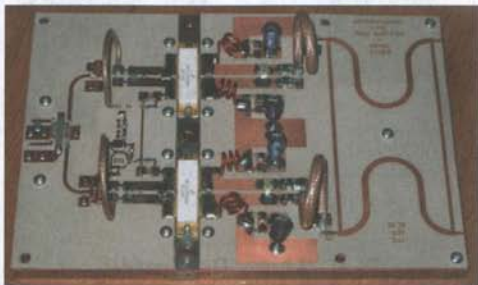
## New Parts & Products

### Improved G4DDK LNAs

Sam, G4DDK, is currently developing new versions of his LNA systems which contain a new transistor that will give lower NF. More details will follow in next issue 4/2012.

### FUNcube Dongle PRO-PLUS

Howard Long, G6LVB, presented a new "FUNcube Dongle PRO-PLUS" version at the AMSAT UK Colloquium in Sept. 2012. The new version has an extended QRG range compared to the previous FUNcube Dongle version.



### 70cm SSPA Boards and Kits by W6PQL

DUBUS recently published a design for a +1KW 432 MHz SSPA using MRF6VP5600H devices and coax combiners. Jim W6PQL has created a nice PCB with the 2 x 5600H devices that uses a small commercial coupler on the input and a printed PCB coupler on the output that is able to handle the power and heat at the 1KW level. This is a nice solution for all who don't want to use coaxial combiners. PCBs and kits are available from Jim, more info at [www.w6pql.com](http://www.w6pql.com).

Photo by courtesy of ZL4PLM.

### EME 2012 Conference Papers

If you didn't get to attend 15th Earth - Moon - Earth International Conference in Cambridge this book and DVD is simply the best way to catch up with the fascinating lecture programme that took place over the two days of the event. The book contains twenty two papers that cover a huge breadth of material from "how good were EME systems in the 60s and 70s" through topics on how to get the most from your EME equipment to what the future may hold for EME. If you are looking to read the fascinating "Gain Extra dBs from a Small Dish" article or about Charlie Suckling's G3WDG "A Novel Multi-frequency Downconverter for 13 cm EME" and a host of other material then this book will not disappoint. There is even more as the book is supplemented by a FREE DVD

that contains 24 expanded papers including two that didn't make the pages of the book, five multi media presentations and 15 folders of supplementary information. If you attended the conference or were not lucky enough to do so, or even if you are simply just interested in EME, this book is simply a must have. Price: 17.99 GBP (RSGB non members), 15.29 GBP (members) orders via the shop on [www.RSGB.org](http://www.RSGB.org)



### NEW: ICOM IC-7100 with 4m, finally!

In the end of August ICOM Japan released information about the new IC-7100 mobile transceiver. This TRX covers SSB, CW, AM, FM, RTTY decode and D-STAR DV on HF (100W), 50 MHz (100W), 70 MHz (50W), 144 MHz (50W) and 430 MHz (35W). Finally a TRX with 4m included, great!



RF-Components [www.DL2AM.de](http://www.DL2AM.de)

### Pictures

*Right: The new 60m steel tower that was erected by DK7LJ in May 2012 at the DL0SHF QTH in JO54BE near Kiel. On the top there is a 2,4m dish that will be used for future Tropo operation on all bands from 23cm to 24 GHz. This dish is 120m a.s.l.*



*Left: New 3m dish for 23cm EME at DJ5AR*



*DL0EF 10m dish on 3cm EME (tnx DK5KE)*

**+++ Next deadline: November 1, 2012 +++**





IOJXX di Donzello Rosanna

Via Renzo da Ceri 157 - 00176 Roma - Italy +39 (0) 6 27 85 82 23

E-commerce: [www.iojxx.com](http://www.iojxx.com) info@iojxx.com



## 1000JXX144

144 MHz - 1000 Watt  $\pm 0.5$  dB SSB - CW - DIG.  
Driving power 0  $\pm$  30 Watt (Typ. 10 W) - Through 100 W  
AC Power 180  $\pm$  240 Vac - AC consumption 1600 W  
Box dimensions: 280 x 90 x 390 mm. - Weight 7.8 Kg.

\* taxes excluded

**1.900 €**



**Full protection IN - OUT  
Remotized from PC**

## PCB - LNA - Preamplifiers



### BOXED

50 - 144 MHz

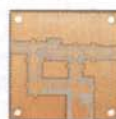
Item: 500 - 1000 Watt  $\pm 0.5$  dB

Driving power 0  $\pm$  30 Watt (Typ. 10 W)

Protections: Overdrive - SWR - Temperatur

Full protection & Remotized

## Modules



144 MHz  
PCB144JXX  
LNA144JXX  
LNA144JXX N m/f  
PRE144JXX



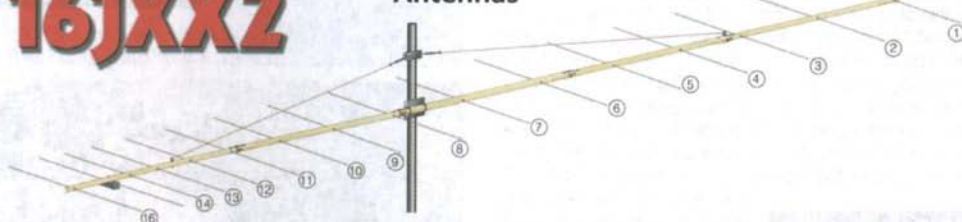
432 MHz  
PCB432JXX  
LNA432JXX  
LNA432JXX N m/f  
PRE432JXX

1296 MHz  
PCB1296JXX  
LNA1296JXX  
PRE1296JXX

|                                 |                                 |                                    |                                   |                                      |
|---------------------------------|---------------------------------|------------------------------------|-----------------------------------|--------------------------------------|
| 50 MHz<br>500MOD50<br>1000MOD50 | 70 MHz<br>500MOD70<br>1000MOD70 | 144 MHz<br>500MOD144<br>1000MOD144 | 432 MHz<br>300MOD432<br>500MOD432 | 1296 MHz<br>250MOD1296<br>500MOD1296 |
|---------------------------------|---------------------------------|------------------------------------|-----------------------------------|--------------------------------------|

## 16JXX2

## Antennas



|                                   |                 |                                                           |                                                     |                                           |
|-----------------------------------|-----------------|-----------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------|-------------------------------------------|
| 50 MHz<br>5JXX6<br>6JXX6<br>7JXX6 | 70 MHz<br>5JXX4 | 144 MHz<br>8JXX2<br>8*8JXX2<br>12JXX2<br>16JXX2<br>32JXX2 | 432 MHz<br>16JXX70<br>25JXX70<br>32JXX70<br>39JXX70 | 1296 MHz<br>16JXX23<br>35JXX23<br>50JXX23 |
|-----------------------------------|-----------------|-----------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------|-------------------------------------------|

info@iojxx.com [www.iojxx.com](http://www.iojxx.com)

We are looking for agents

GERMANY [www.appellofunk.de](http://www.appellofunk.de) FRANCE [www.rfham.com](http://www.rfham.com) SWEDEN [www.antennerna.se](http://www.antennerna.se)

# Equipment for 24 GHz

QUALITY  
MADE IN  
GERMANY

## Transverter Module – MKU 24 G2

Our new transverter for 24 GHz designed by DB6NT features better performance and many new functions. Many components like image frequency filter, low noise amplifier, power amplifier as well as the switching of receiving and transmitting path are now integrated.

- Built-in 24 GHz amplifier for receiving and transmitting
- Built-in image rejection filter

|                      |                        |
|----------------------|------------------------|
| Type:                | MKU 24 G2 144          |
| RF frequency range:  | 24048 ... 24050 MHz    |
| IF frequency range:  | 144 ... 146 MHz        |
| LO frequency:        | 11952 MHz              |
| IF input power:      | max. 5 W, adjustable   |
| RX gain:             | typ. 20 dB, adjustable |
| Noise figure @ 18°C: | typ. 4.0 dB NF         |
| TX output power:     | min. 20 mW             |
| Supply voltage:      | +12 ... 14 V DC        |
| Case:                | milled aluminium       |

The transverter module is also available with 432 MHz IF.



## Power Amplifier

### MKU PA 1.2CM-3W A – MKU PA 1.2CM-10W WG

|                      |                     |                              |
|----------------------|---------------------|------------------------------|
| Type:                | MKU PA 1.2CM-3W A   | MKU PA 1.2CM-10W WG          |
| Frequency range:     | 24000 ... 24250 MHz | 24000 ... 24250 MHz          |
| Input power:         | 20 mW, max. 50 mW   | 20 mW, max. 50 mW            |
| Output power:        | typ. 3 W            | typ. 10 W                    |
| Supply voltage:      | +10 ... 12 V DC     | +9 ... 10 V DC               |
| Current consumption: | typ. 3 A            | typ. 15 A                    |
| Input connector:     | SMA-female          | SMA-female                   |
| Output connector:    | SMA-female          | Waveguide R220 / WG20 / WR42 |



## Band Pass Filters

### MKU BPF 24-1-SMA – MKU BPF 24-2-SMA – MKU BPF 24-3-WR42

|                   |                  |                  |                              |
|-------------------|------------------|------------------|------------------------------|
| Type:             | MKU BPF 24-1-SMA | MKU BPF 24-2-SMA | MKU BPF 24-3-WR42            |
| Center frequency: | 24048 MHz        | 24048 MHz        | 24048 MHz (24192 MHz)        |
| 3 dB bandwidth:   | typ. 300 MHz     | typ. 190 MHz     | typ. 30 MHz                  |
| Insertion loss:   | max. 2.0 dB      | max. 3.0 dB      | max. 1.5 dB                  |
| Connectors:       | SMA-female       | SMA-female       | Waveguide R220 / WG20 / WR42 |
| Case:             | milled aluminium | milled aluminium | milled brass / silver-plated |

**KUHNE electronic**  
MICROWAVE COMPONENTS

Kuhne electronic GmbH | Scheibenacker 3  
D-95180 Berg | Germany | Tel. +49 (0)9293-800 939  
info@kuhne-electronic.de



For further information please visit our website [www.db6nt.com](http://www.db6nt.com)

PayPal



—RFham—

# SDR-RFHamFox

1 to 1450 MHz



Parts kit for  
50, 144 & 432 MHz  
available in our webstore  
[www.rfham.com](http://www.rfham.com)



RFHam 13, Place Pierre Curie 33370 Artigues près Bordeaux France  
Phone +33 (0) 557 54 04 66 E-mail: [contact@rfham.com](mailto:contact@rfham.com) Website  
[www.rfham.com](http://www.rfham.com)

## InnoAntennas

Performance through Innovation

You do not need **HUGE** antennas to work QSOs off  
of the **Moon!**

4 x 6el 144MHz low noise  
LFA Yagi Antennas  
by InnoAntennas

Full System Packages Available - Call: +44 203 384 0072

[www.InnoAntennas.com](http://www.InnoAntennas.com) - [info@InnoAntennas.com](mailto:info@InnoAntennas.com)