

DUBUS

2/2011

Vol.40

2.Quarter

228km World Record on 76GHz



by DL2AM & DJ5AP & DL2GWZ



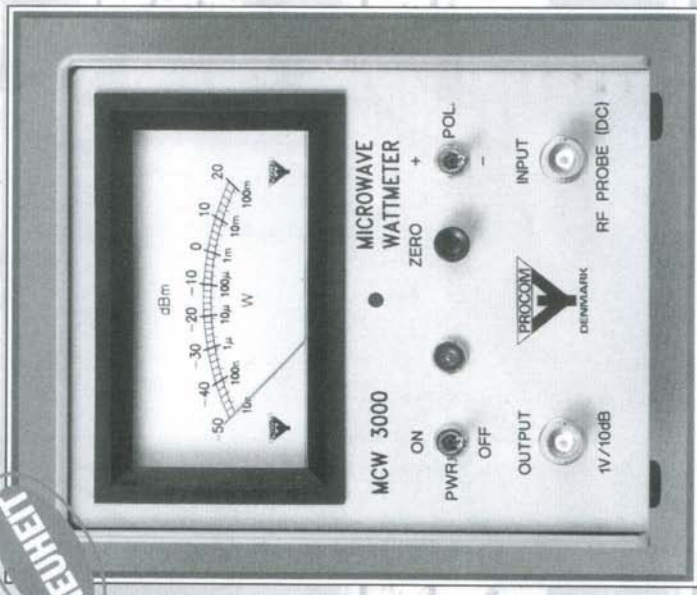
MCW 3000

**Mikrowellen-
Wattmeter**

NEUHEIT

- ★ Einfache, schnelle und genaue Leistungsmessung.
- ★ Extreme Bandbreite.
- ★ Großer Dynamikbereich von 70 dB.
- ★ Hochempfindlich – mißt ab ± 50 dBm (10 Nanowatt).
- ★ Bereich: ± 50 dBm bis $+20$ dBm. (10 Nanowatt bis 100 Milliwatt).
- ★ Frequenzbereich: 100 kHz bis 18 GHz mit Standardmeßkopf PRO-18G und bis 50 GHz mit Zusatzmeßkopf.
- ★ Mit den meisten Typen von Dioden-Meßköpfen einsetzbar.
- ★ Unzählige Einsatzbereiche bei der Leistungsmessung.

- ★ Hohe Genauigkeit: $< \pm 1$ dB mit PRO-18G Standardmeßkopf (± 40 dBm bis $+20$ dBm) [HP 33330B-, C-, D- oder E-Typ Meßköpfe können ohne Nachstellung verwendet werden].
- ★ Ausgang für Koordinatenschreiber oder Scope. (1 V/10 dB).
- ★ Der Dynamikbereich läßt sich mittels externer Dämpfungsglieder oder Richtkoppler erweitern.
- ★ 9-12 VDC-Versorgung.
- ★ **MEßKOPFTYP
PRO-18G WIRD
MITGELIEFERT.**



Eisch-Kafka-Electronic GmbH
 Abt.-Ulrich-Str. 16 * D-89079 Ulm * Tel: 0049 (0)7305 23208 * FAX 23306
 e-mail: eisch-electronic@t-online.de www.eisch-electronic.com

DUBUS Order form - Bestellformular

- 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

outside EU: add 5 EUR / 5 USD for airmail shipment

- x **DUBUS 2011** Abo / Subscription DL / EU: EUR 25,- = EUR
 x **DUBUS 2011** Subscription: Outside EU: EUR 30,-/\$35,- = EUR/\$

Gesamtsumme / total amount : EURO / USD

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

Name:

Call:

Street/Str.:

ZIP/Town – PLZ/Ort:

DUBUS, Grützmlenweg 23, D-22339 Hamburg, Germany

We
accept
PayPal



Low Noise VHF/UHF Yagis, designed by YU7EF

High performance yagi antennas designed by Ljubisa Popa, YU7EF, optimized for a low noise figure. These antennas are well known among EME enthusiasts.

The antennas use folded dipoles with teflon cable balun and N connector, Power rating of all antennas: 1200W (144 MHz) resp. 800W (432 MHz). The elements are mounted on top of the boom.

The elements of the 2m yagis are made from 8mm dia. alu tubing, for the 70cm antennas 6mm solid aluminium rods are used. All support struts are V-shaped, resulting in maximal efficiency, even better than a double boom.

The mounting hardware for the struts and the boom joints are made from laser-cut, stainless steel or aluminum sheet metal. To compensate for the weakening of the elements due to the hole, each element is reinforced with a stainless steel shell (see picture).

The booms are machined with very low tolerances on a CNC machine. All U-bolts, nuts and bolts are made from stainless steel, all nuts are self-locking.

Suitable mast diameter: up to 60mm.



Model	Length m	Gain dBi	F/B dB	beamwidth H V		noise temp. (K)	G/T	Freq. range (MHz)	price (EUR)
EF0208c	3,4	12,9	24	43	49	250	-11,6	143.0-146.0	165.-
EF0210	5,4	14,6	23	35	39	230	-9,0	143-145.6	199.-
EF0210LT	5,2	14,0	29	38	43	223	-9,5	143.5-145.2	199.-
EF0211B	6	15,1	29	34	37	230	-8,6	143.2-144.9	239.-
EF0212	7,3	15,9	21	31	33	226	-7,7	143.8-144.6	268.-
EF0213M	8,0	16,0	27	39	32	225	-7,5	142.8-146.0	289.-
EF7015	3,4	17,1	22	27	29	27	2,7	431.6-433.0	168.-

WiMo Antennen und Elektronik GmbH

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

<http://www.wimo.com>

e-mail: info@wimo.com

Content / Inhalt 2/11

Title: New Distance World Record on 76 GHz, see p. 124

Editorial	8
3W Portable Transverter for 24 GHz by Jürgen Dahms, DCØDA	9
WA2ODO's low noise Preamplifiers for 6m, 2m, 70cm, 23cm & 13cm	16
Experiments with Fresnel lenses on the Microwave bands by Wolfgang Demmer, DD8BD	21
Applied Conversion of Segmented Wires from NEC2 to 144/432 MHz Yagi Elements - for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators (Part 3), by Hartmut Klüver, DG7YBN	31
Sporadic-E Summary 2010 – 144 MHz by DL8HCZ/CT1HZE	51
On Sporadic E, VHF Propagation, MUFs and Petit Chordal Hop by Roger Harrison VK2ZRH	79
VHF South America	104
4m News	107
6m News	107
Tropo News	108
ATV News	109
Aurora News	110
REF/DUBUS 2m Digital EME Championship 2011 - Rules	112
70cm + up EME News	113
VHF Australia & New Zealand	118
Microwave USA	119
Microwave Japan	119
Microwave Europe	120
228 km World Record on 76 GHz by DL2AM	124
News & Comments	127
New Products	129

Editorial Staff / Redaktion

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

Technical Reports	Ian White, GM3SEK, 2 Appleby Cottages, Whithorn, Newton Stewart, DG8 8DQ, Scotland, U.K. email: GM3SEK@ifwtech.co.uk Michael Kuhne, DB6NT, Scheibenacker 3, D-95180 Berg email: kuhne.db6nt@t-online.de Luis Cupido, CT1DMK, Rua da Vila Verde 39, P-3800-810 Eixo / Aveiro, Portugal. email: cupido@mail.ua.pt Leif Åsbrink, SM5BSZ, Jäders Prästgård, S-635 05 Eskilstuna, Sweden. email: leif@SM5BSZ.com
Microwave Parts	Henning Weddig, DK5LV, Konsul-Lieder-Allee 11, D-24226 Heikendorf, email: Henning-Christof.Weddig@desy.de
EME News, 70cm + up Lunar Calendar	Bernd Wilde, DL7APV, Nordhoferstr. 8, D-16833 Koenigshorst, email: DL7APV@gmx.de
EME News, 2m	N.N.
EME Email List 70cm + up	Klaus Tiedemann, DL4EBY, Halskestr. 35, D-12167 Berlin email: tklaus@snafu.de
ATV News	Bernd Beckmann, DJ9PE, Schaffhauser Str. 10 D-81476 München, email: Bernd.beckmann@gmx.net
Microwave Europe	Guy Gervais, F2CT, guy-gervais@tersa.fr F2CT@wanadoo.fr Sam Jewell, G4DDK, jewell@btinternet.com
Microwave Japan	JH6RTO/7L3TDU, Seiji Fukushima, Korimoto Apt. 4-204, 2-4 Higashi Korimoto-cho, Kagoshima City 890-0068, Japan. jh6rto@m.ieice.org
Microwave USA	Kent Britain, WA5VJB, 1626 Vineyard Rd., Grand Prairie, TX 75052, USA. email: wa5vjb@flash.net
VHF South America	Flavio Archangelo, PY2ZX, Box 1292, Jundiá, SP 13202-970, Brazil. email: py2zx.ham@gmail.com
FAI Reports	Dom Dehays, F6DRO, Le Fourtou, F-31450 Montesquieu Lauragais France. email: f6dro@wanadoo.fr or dominique.dehays@enac.fr
Aurora Reports	Stefan Heck, LA0BY, Hildsvej 5, N-1349 Rykkinn, Norway. email: la0by@darcc.de
Meteor Scatter Reports Es Reports, Toplists	Norbert Goettsche, DL8LAQ, Tulpenweg 3, D-24568 Kaltenkirchen email: DL8LAQ@sh-home.de
Tropo Reports	Michael Dienel, DG7SFL, Im Schmiedberg 15, D-74592 Kirchberg Phone +49(7954)-8605, Fax: -925415, michael.m.dienel@t-online.de
6m News, 4m News Beacon Lists News & Comments	Joachim Kraft, DL8HCZ / CT1HZE, Gruetzmuehlenweg 23, D-22339 Hamburg email: funk-telegramm@t-online.de

Impressum

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

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

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

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

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

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

Herausgeber / Publisher

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

Abo-Verwaltung / Circulation:

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

Abo-Konto / Subscription-Account

POSTBANK HAMBURG
Konto / Acc-Nr. 207354201
BLZ 20010020

IBAN DE92200100200207354201
BIC PBNKDEFF

Urheberrechte / Copyright

Alle Beiträge unterliegen dem Urheberrecht. Abdruck und Veröffentlichung im Internet ganz oder teilweise, sowie kommerzielle Nutzung, nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlages Joachim Kraft. © 1988 – 2011 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 – 2011 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. August 2011**

**Deadline
for the next issue:
August 1st 2011**

DUBUS Distributoren

International DUBUS Representatives

Austria	OE1WRS, Werner Roedl, Mappesgasse 2/1/3, 2320 Schwechat, Tel: +43-664-3564584 Fax: +43-1-7073181, email: roedl@attglobal.net
Australia	Doug McArthur, VK3UM, Tikaluna, 26 Old Murrindindi Rd., Glenburn, Victoria 3717. email: tikaluna@bigpond.com
Belgium	InfoRad c/o Jan Galicia ON6JG, Oude Gendarmeriestraat 62, 2220 Heist-op-den-Berg email: inforad@pandora.be inforad@telenet.be
Bulgaria	Christo Mintchev, LZ1DP, UI Boruigrad 8 AP 10, 6004 Stara Zagora email: lz1dpbg@gmail.com
Czech Republik	GES-ELECTRONICS, OK1FM, Studentska 55a, 32300 Plzen Phone: +420 37 73 73 111, email: ges@ges.cz www.ges.cz
Denmark	Gert Rahbek-Udengaard, OZ1FKZ, Virringvej 60, Virring, 8660 Skanderborg Tel.: 0045 8657 2660, email: oz1fkz@vip.cybercity.dk
Eire	Patrick Fitzpatrick, EI2HX, 24 Ascal Do., Bhothair Bhui, Drogheda, County Louth. Mobile 0876300110, email 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	Michaiki Watanabe, JH1KRC, Jingumae 2-2-39-702, Shibuya-ku, Tokyo 150-0001 Phone: +81-3-3404-6064 email: jh1krc@syd.odn.ne.jp
Malta	Joseph Falzon, 9H1VW, « Babs » 104, Sir William Reid Street, Gzira, GZR02 9h1vw@maltanet.net or danielg@maltanet.net
Netherlands	Veron Verkoop Bureau, P.O. Box 1166, 6801 BD Arnhem, veroncb@worldonline.nl
Norway	Kjell Syverud, LA9CY, Liaveien 8, 1450 Nesoddtangen, dubus@la9cy.com Phone: (+47) 66913546, Mob: (+47) 91841784, Homepage: www.la9cy.com
Portugal	Luis Cupido, CT1DMK, Rua da Vila Verde 39, 3800-810 Eixo / Aveiro. cupido@mail.ua.pt
Poland	Andrzej Walczyk, SP5BTN, ul. Miedzyborska 55 m 1, 04-027 Warsaw. 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 ra3aq@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, Klavnska 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@hotmail.com
Other Countries	Contact DUBUS Magazine. Subscription Rates: Europe: 25.00 EURO; Overseas Air Mail: 30.00 EURO (USD 35.00), PAYPAL to funktelegramm@t-online.de

Editorial

Dear DUBUS Reader!

Welcome to issue 2/2010. In this issue we have again the summary 2m Es report for Europe and USA for the 2010 season just in time before the new season really starts.

Although we have not got any negative feedback we would like to know if this Es summary report is still of interest for you?

Also we would like to know, if any other columns should be extended, changed or even cancelled? Any feedback would be very welcome, preferably via email to

DUBUS@t-online.de Thank you!

Interesting experiments are ahead of us: WA1ZMS is running again a 4m beacon towards EU and W1JJ is running a QRO 2m beacon using JT65 with a really long beam to Europe. See details in the News & Comments column.

The new solar cycle is quite alive with a flux of 100 to 110 for many weeks now. We have almost daily TEP and F2 openings on 6m in the southern parts of the mid latitudes and with the arrival of the Es season also central and northern EU has the first links into these openings. On 4m the first ever TEP QSOs took place in March. So it's time to polish your antennas or even to install brand new ones, like the LFAs, which help so much to reduce urban noise. TK5JJ just commented that he lost 80% of his noise on 2m with his new 4 x LFA stack.

We want to invite all 2m digital EME OPs to take part in the 2011 2m EME Championship on July 30/31. Full rules and details are on page 112 and on www.DUBUS.org in the EME section.

We hope you all will enjoy the articles in this issue and we wish you a lot of DX in this summer.

Thanks to all authors and contributors of this issue! Please keep sending your reports and technical articles.

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

Liebe DUBUS Leser!

Willkommen zur Ausgabe 2/2010. In dieser Ausgabe ist wieder der Gesamtbericht über die 2m-Es-Saison 2010 enthalten, gerade noch rechtzeitig, bevor die neue Saison wieder richtig los geht. Uns würde interessieren, ob dieser Bericht weiterhin lesenswert ist. Auch würde uns interessieren, ob andere Rubriken erweitert, abgeändert oder wohl möglich ganz gestrichen werden sollen. Ihre Meinung interessiert uns also! Bitte am besten per Email antworten an:

DUBUS@t-online.de Vielen Dank!

Interessante Experimente liegen vor uns: WA1ZMS hat wieder eine 4m-Bake nach EU laufen und W1JJ lässt diesen Sommer eine 2m-QRO-Bake in JT65 mit einer wirklich langen Antenne nach EU senden. Details unter News & Comments in dieser Ausgabe.

Der neue Sonnenfleckenzyklus kommt nun in Schwung, der Flux liegt seit Wochen zwischen 100 und 110. Aus den südlicheren Teilen der mittleren Breiten gibt es deshalb nahezu täglich TEP- und F2-Öffnungen auf 6m, die Dank der nun beginnenden Es-Hops z.T. auch von Zentral- und Nord-Europa genutzt werden können. Auf 4m gab es die überhaupt ersten TEP-QSOs im März 2011. Also, nun ist es Zeit die Antennen auf Vordermann zu bringen oder ggf. sogar ganz neue aufzubauen, wie z.B. die LFAs, die so schön bei der Reduzierung von störendem Rauschen etc. helfen können: TK5JJ hat gerade berichtet, dass sein urbanes Rauschen mit der neuen 4er-Gruppe für 2m EME nun um 80% geringer ist.

Wie möchten alle 2m Digi OPs einladen, an der 2m Digital EME Championship 2011 am 30./31. Juli teilzunehmen. Details auf Seite 112 und auf www.DUBUS.org auf den EME-Seiten.

Wir hoffen, dass die Artikel in dieser Ausgabe wieder interessant sind und wünschen viel DX in diesem Sommer!

Vielen Dank an alle Autoren dieser Ausgabe!

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

3W Portable Transverter for 24 GHz

by Jürgen Dahms, DCØDA, Vinklöther Mark 48, 44265 Dortmund

Introduction

Successful long distance contacts in the GHz range depend as we all know on several different factors, including:

- Location
- Propagation conditions
- Dish size
- Dish efficiency (illumination)
- Output power
- Noise figure.

Good output power and low noise figures for microwave transverters are always a topic at microwave meetings. In this article I want to describe my new 24GHz transverter and will mention some important details. Building your own PA for 24GHz often is not possible, because there is no way to obtain expensive devices as single pieces from most of the suppliers. For many years DB6NT has been a reliable partner for us radio amateurs, providing ready-built modules for the upper bands. Besides a 1W and 10W PA for 24GHz there is also a new 3W version, the MKU PA 2303A, available now for a reasonable price. This version is small (50 x 30 x 17mm) and with a current consumption of about 3A at 10-12VDC it is still OK for portable use.

The 3 watt power amplifier

With the MKU PA 2303A module comes an information sheet that provides valuable details, and one should take care about the hints given there. My measurements showed the following data:

Output max.	4W
Pin 20mW	Pout 3.5W
Current @ 9 to 12V	I max 4.0A
V mon @ 3.5W	approx 1.3 V

A supplied block diagram gives ideas for a possible complete 24GHz transverter assembly, which should be considered. Also important are the hints how to prevent unnecessary heating of the PA and to limit the DC supply voltage to 9V by a separate voltage regulator. I can confirm by my own measurements that the RF output power level is not affected by this limitation. Using a sequencer and fuses is always self-evident. Even if the voltage regulator is already converting some of the voltage into heat, there is still about 30W of heat which has to be conducted away from the PA module. What this means in reality, I discovered with many pre-tests on the work bench. I had to consider that temperatures of 30°C are common during contests in the summer and QSOs do not always happen instantly. Often over several minutes a carrier or CW loop has to be transmitted in order to align the dishes properly. So I had all of this in mind when choosing the necessary heatsink.

Preliminary tests

To be able to mount the PA on a plane heatsink it was necessary to screw a suitable intermediate metal plate between the PA and the heatsink to provide clearance for the SMA connectors. For the preliminary tests I used an aluminium plate with a size of 50 x 30 x 3mm (which must be replaced in the final version by a copper plate – see below). Now it was possible to make a first short power measurement. Since I wanted to know what power could be expected at the dish flange from the completed transverter, I included the antenna relay and some coax and adapters in the measurement setup. For me, only a relay from HP was good enough for this purpose. Although these relays are significantly larger than most, they have an attenuation of well below 1dB on 24GHz and the isolation is better than 50dB. For adjusting the necessary input power level a small signal generator with an adjustable attenuator and an intermediate amplifier were used. Figure 1 shows the measurement assembly. With 32mW input and about 9V DC supply voltage I measured more than 3W output. Already at this first test it became very clear what it means to conduct away 30W of heat. Now the real planning for the final construction could begin.

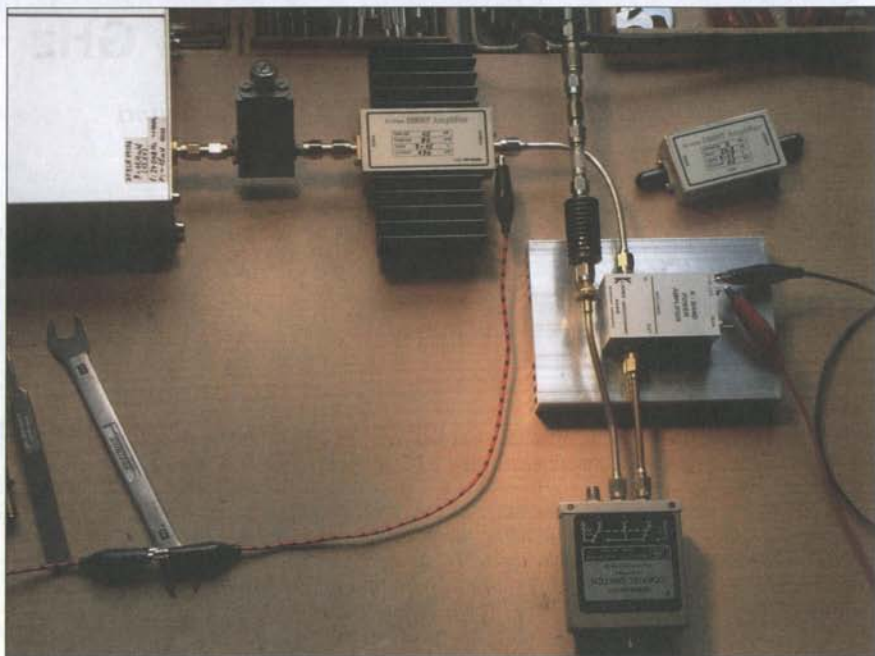


Fig. 1: Measuring the 24GHz PA. This small heatsink is only suitable for a short measurement!

Heatsink – the most important part

To conduct away 30W of waste heat requires a heatsink with a thermal resistance of 1.5K/W or less. I used a 75mm length of black profile type SK 92, but if mechanically possible a 100mm length would be better. To achieve the rated performance, the cooling fins must be positioned vertically when mounted on the back cover of the casing. For better heat conduction, in the final version the PA was screwed to a copper plate with dimensions 50 x 50 x 10mm that was milled flat and polished on both sides. This plate has to be screwed directly to the heatsink, so a cut-out of 50 x 50mm has to be made in the rear panel of the case. As all profile heatsinks are manufactured by pultrusion they are never truly flat, so the 50 x 50mm mounting surface also had to be milled and polished. Before screwing everything together, thermal conducting paste was applied.



Fig. 2: The fully populated back cover of the 24GHz transverter

The heatsink and other components on the rear panel will then determine the overall size and shape of the transverter. Remember that the relay has to be screwed directly onto the WG transition, and the same is true for the preamp. Only by this way can the best values for output power and NF be obtained at the dish flange! To avoid unnecessary losses, the PA must be connected to the antenna relay by the shortest possible piece of UT 141 cable. Thus the size and shape of the PA module and the relay will also determine the height and length of the rear panel.

Figure 2 shows the completed rear panel with the PA, heatsink, RF relay and WG transition. An extended test with full output power resulted in acceptable heating, so this most important construction step was finished.

Other modules on the base plate

I constructed the necessary modules from bare PCBs supplied by DB6NT:

12GHz oscillator	Nr. 10 - PCB 12 GHz LO MK4
Subharmonic mixer	Nr. 21 - PCB 24 GHz MK2 Transverter
Intermediate amplifier	Nr. 15 - PCB 24 GHz HEMT Amp. Koax
Preamplifier	Nr. 15 - PCB 24 GHz HEMT Amp. Koax

Of course one can also obtain the same modules ready-built and tested:

12GHz oscillator	MKU LO 12
Subharmonic mixer	MKU 24 GA
Intermediate amplifier	MKU PA 243 C
Preamplifier	MKU 243 CS2

I used the sequencer SEQ3 from DB6NT. All other parts are well known.

Figure 3 shows all the other necessary parts on the base plate. On the left is the 12GHz oscillator module, feeding the harmonic mixer at top right. In the centre is the single-stage OE9PMJ resonator filter which is directly connected to the mixer module. The intermediate amplifier is mounted upright between the filter and the oscillator module. Below the mixer is a board with two PTT relays and a DC/DC converter from 12V to 24V for the supply voltage of the HP relay. At the bottom right one can see the sequencer.

Figure 4 shows the completed transverter. The preamplifier is mounted directly to the RF relay. The small heatsink on the right profile rail of the casing is the 9V regulator for the PA (LT1084). The IF gain and the 2m drive level can be adjusted in the mixer module after opening the top cover.

Measurement results on the dish mounting flange

For the final measurements a WG-SMA transition from PROCOM with 19db return loss was used. Results:

Pout	2.8W
LO	-22 dBc (with just a 1-stage resonator filter)
NF	3.1 dB (homemade preamp with 2.3dB NF, 30dB gain)

Figure 5 shows the front of the completed 3W portable transverter. The tripled oscillator frequency in the LO module can be measured through an SMA jack and the frequency can be adjusted from the outside by a screwdriver. PTT switching is done either with a DC voltage on the IF line or with the external RCA jack. A meter shows the relative output power. Above the oscillator module there is enough space to insert an OCXO or a PLL stabilised fixed-frequency oscillator for possible GPS control.

The dimensions of the casing are about 245 x 180 x 85mm without heatsink and without tripod mount.

For the antenna I use a parabolic dish from PROCOM with 48cm diameter. The dish comes as close as 1cm to the outer right fin of the heatsink. When other dishes are used with this setup, maybe a WG adapter has to be used.

Final

I want to thank Michael Kuhne, DB6NT for building the small 24GHz PA and Karl Ochs, DJ6BU for the modification of the heatsink, the milling of the copper plate and the small amplifier casings, and for giving me the RF relay.

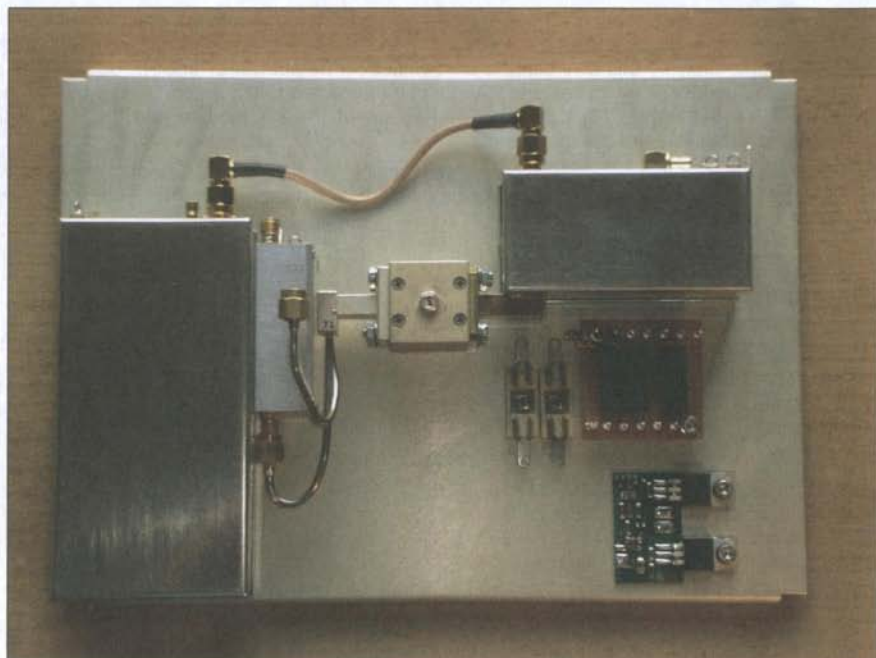


Fig. 3: Major RF modules and components on the chassis of the transverter: 12GHz LO (left), 24GHz harmonic mixer (top right), resonator filter (centre) and intermediate amplifier (centre left). Lower right: sequencer and other DC components

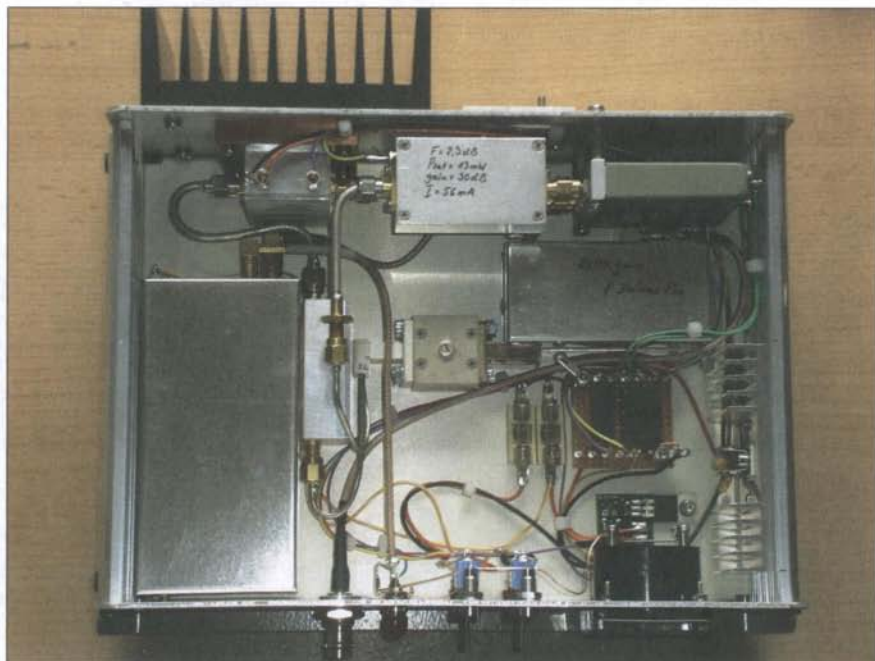


Fig. 4: The completed 24GHz transverter

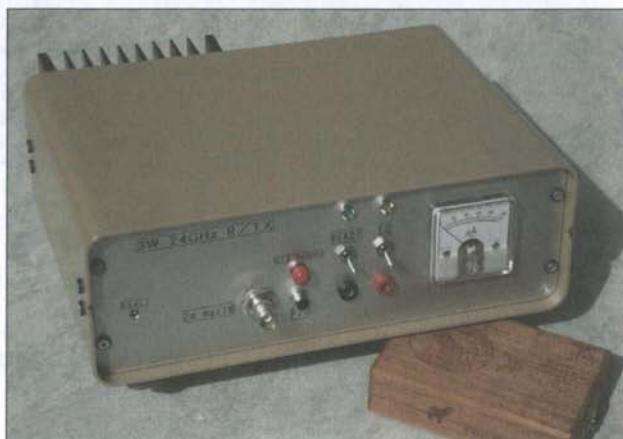


Fig. 5: Front view of the 3W portable transverter

3 Watt Portabeltransverter für 24 GHz

von Jürgen Dahms, DCØDA, Vinklöther Mark 48, 44265 Dortmund

Einleitung

DX-Verbindungen im GHz-Bereich sind - wie bekannt - unter anderem von verschiedenen Faktoren abhängig:

- Standort
- Ausbreitungsbedingungen
- Spiegelgröße
- Spiegelwirkungsgrad (Ausleuchtung)
- Ausgangsleistung
- Eingangsrauschzahl

Eine respektable Ausgangsleistung und Eingangsrauschzahl sind beim Transverterbau immer wieder Thema auf den Amateurfunkveranstaltungen. Ich möchte hier meinen neu aufgebauten 24-GHz-Transverter kurz beschreiben und auf einige wichtige Details hinweisen. Der Selbstbau von Leistungsverstärkern für das 24-GHz-Band scheitert meist an der Beschaffung der teuren Halbleiter als Einzelstück, denn bei den meisten Herstellern ist eine Einzelbestellung nicht möglich. Das Herstellen des passenden Gehäuses für den Verstärker ist für viele GHz-Amateure das weitaus geringere Problem.

Seit Jahren ist für uns Funkamateure die Fa. Kuhne electronic mit DB6NT ein verlässlicher Partner, wenn es um Bausteine für die oberen Frequenzbänder geht. Neben einer 1W- und 10W-Endstufe für 24 GHz bietet DB6NT nun auch eine preiswerte Endstufe mit 3 Watt unter der Bezeichnung MKU PA 2403 A an, die sich durch die geringen Abmessungen (50 x 30 x 17 mm) und einem Strombedarf bei 10 bis 12 V von ca. 3 A noch für den Portabelbetrieb eignet.

Der 3 W Leistungsverstärker

Die mit dem Baustein mitgelieferte Produktinformation der Fa. Kuhne electronic erweisen sich wie gewohnt als sehr informativ und müssen unbedingt beachtet werden! Das für meinen Verstärker erstellte Messprotokoll weist folgende Daten aus:

Output max.	4 W
P in 20 mW	P out 3,5 W
bei 9 bis 12 V	I max. 4,2 A
U mon. 1,3 V	bei 3,5 W

Zur weiteren Information zeigt ein zum Messprotokoll beigelegtes Blockschaltbild die mögliche Zusammenschaltung aller benötigten Bausteine zum Aufbau eines kompletten 24-GHz-Transverters. Auch diese Unterlage verdient Beachtung, ebenfalls der Hinweis, unnötige Erwärmung des Leistungsverstärkers zu vermeiden und die Versorgungsspannung des Verstärkers auf 9 V durch einen separaten Spannungsregler zu begrenzen. Durch eine Messung von mir kann ich bestätigen, dass durch diese Maßnahme die Ausgangsleistung des Verstärkers voll erhalten bleibt. Der Einbau einer Sequenzsteuerung sowie zweier Sicherungen ist für mich eine Selbstverständlichkeit. Auch wenn der vorgeschaltete Spannungsregler zur Reduzierung der Versorgungsspannung einiges an Wärme vernichtet, verbleiben immer noch ca. 30 W, die direkt am Leistungsverstärker als Wärme abgeführt werden müssen. Was das in der Realität bei Aufbau und Konstruktion des Transverters bedeutet, erfuhr ich bei etlichen Vorversuchen auf dem Basteltisch. Zusätzlich musste ich hierbei auch berücksichtigen, dass bei Contesten in der Sommerzeit vor Ort durchaus Außentemperaturen von 30° C vorherrschen können und Funkverbindungen nicht immer sofort zustande kommen. Oftmals wird in diesen Situationen zum Auffinden der Antennenrichtung für die Gegenstation einige Minuten lang ein unterbrochener CW-Träger ausgesendet oder man lässt eine CW-Schleife laufen. Dies war für mich ebenfalls bei der Auswahl des benötigten Kühlkörpers zu berücksichtigen.

Vorversuche

Für die Montage des Verstärkers auf einem ebenen Kühlkörper musste ich zwischen Verstärker und Kühlkörper eine passende Zwischenplatte schrauben, sonst ließen sich auf die SMA-Buchsen am Ein- und Ausgang keine SMA-Stecker montieren. Eine Alu-Platte von 50 x 30 x 3 mm wurde von einer 1 m langen Alu-Leiste aus dem Baumarkt abgesägt und mit dem Verstärker auf dem Kühlkörper verschraubt. Die erste kurzzeitige Leistungsmessung konnte nun erfolgen. Gleichzeitig wollte ich wissen, welche Leistung später am Spiegelflansch des fertigen Transverters zu erwarten ist. Deshalb wurde in den Messaufbau das Antennenumschaltrelais mit integriert. Als Antennenrelais kam für mich nur ein HF-Relais von der Fa. Hewlett Packard in Frage. Die Durchgangsdämpfung bei 24 GHz liegt bei derartigen Relais weit unter 1 dB und die Übersprechdämpfung bei über 50 dB. Leider sind sie von den Abmessungen her gegenüber den sonst bei 24-GHz-Transvertern gebräuchlichen Relais wesentlich größer. Zur Einstellung der benötigten Steuerleistung diente ein kleiner Signalgenerator mit regelbaren Dämpfungsglied und einem Zwischenverstärker. Es wurden noch über 3 W bei ca. 9 V Versorgungsspannung und 32 mW Ansteuerleistung gemessen. Abb. 1 veranschaulicht den Messaufbau. Bereits bei diesem kurzen Test wurde sehr deutlich, was es heißt, ca. 30 W Wärme abzuführen. Nach dem Vorversuch konnte mit der eigentlichen Konstruktionsplanung begonnen werden.

Abb. 1: Vermessung des 24-GHz-Leistungsverstärkers, dieser ist für die Kurzzeitmessung auf einen blanken Profil-Kühlkörper aufgeschraubt

Das bedeutendste Bauelement, der Kühlkörper

Als Mindestgröße zur Wärmeableitung des 3-W-Leistungsverstärkers ist ein schwarz eloxierter Profil-Kühlkörper des Typs SK 92 von 75 mm Länge mit einem Wärmewiderstand von 1,5 K/W erforderlich. Ließe es die Aufbaukonstruktion des Transverters zu, wäre eine Kühlkörperlänge von 100 mm günstiger. Die Kühlrippen sollen bei der Montage an der Gehäuserückwand senkrecht verlaufen. Der eingesetzte Kühlkörper bestimmt letztendlich die Gehäuseform des Transverters. Zur Vermeidung unnötiger Leistungsverluste muss der Leistungsverstärker über ein möglichst kurzes Stück Festmantelkabel UT 141 mit dem HF-Relais verbunden werden. Das HF-Relais wiederum muss direkt mit einem Hohlleiterübergang verschraubt werden, das gleiche gilt für den HF-Vorverstärker. Nur so sind optimale Werte von Ausgangsleistung und Eingangsempfindlichkeit am Spiegel-Anschlussflansch zu erzielen! Durch die Bauformen von Leistungsverstärker und HF-Relais werden Höhe und Länge der Gehäuserückwand mitbestimmt. Zur besseren Ableitung der ersten Wärme wurde der Verstärker auf eine Kupferplatte mit den Abmessungen 50 x 50 x 10 mm aufgeschraubt. Die Kupferplatte ist von einer alten Kupferstromschiene abgesägt und plan gefräst worden. Sie muss direkt mit dem Profil-Kühlkörper verschraubt werden. Hierzu habe ich in die Gehäuserückwand eine entsprechende Aussparung von 50 x 50 mm gesägt. Da alle Profil-Kühlkörper in einem Ziehverfahren hergestellt werden und somit nie ganz plan sind, wurde auch hier die Montagefläche überfräst und geschliffen. Beim Zusammenbau aller Teile benutzte ich Wärmeleitpaste. Abb. 2 zeigt die fertig bestückte Gehäuserückwand mit Leistungsverstärker, Kühlkörper und HF-Relais mit HL-Übergang. Nach einer längeren Testphase bei Vollaussteuerung der PA konnte ich die Wärmeentwicklung akzeptieren. Damit war der wichtigste Aufbauschritt abgeschlossen.

Abb. 2: Die fertig bestückte Rückwand des 24-GHz-Transverters

Bestückung des Montagechassis

An dieser Stelle will ich zu den von mir aufgebauten Modulen die dazu benötigten Platinen aus dem Leiterplattenprogramm von DB6NT angeben:

12 GHz-Oszillator	Nr. 10 - PCB 12 GHz LO MK4
Subharmonic mixer	Nr. 21 - PCB 24 GHz MK2 Transverter
Zwischenverstärker	Nr. 15 - PCB 24 GHz HEMT Amp. Koax
Vorverstärker	Nr. 15 - PCB 24 GHz HEMT Amp. Koax

Selbstverständlich können alle benötigten Bausteine auch von DB6NT fertig bezogen werden, hier die einzelnen Katalogbezeichnungen:

12 GHz-Oszillator	MKU LO 12
Subharmonic mixer	MKU 24 GA
Zwischenverstärker	MKU PA 243 C
Vorverstärker	MKU 243 CS2

Der von mir eingesetzte Sequenzer hat die Bezeichnung SEQ 3. Alle anderen Bauteile sind hinreichend bekannt. Abb. 3 zeigt alle noch benötigten Transverterbausteine auf dem Einlegechassis. In der Mitte erkennt man das direkt mit dem Mischerbaustein verbundene 1-stufige Resonatorfilter. Unter dem Mischer sitzt eine Platine mit zwei PTT-Relais und einem DC/DC-Wandler von 12 auf 24 V für die Schaltspannung des HP-Relais. Der benötigte Zwischenverstärker ist hochkant neben dem Oszillatorbaustein montiert, unten rechts der montierte Sequenzer.

Abb. 4 gibt einen Blick in den fertig verdrahteten Transverter. Der Spannungsregler LT 1084 zur Reduzierung der Versorgungsspannung für den Leistungsverstärker ist innen mit einem kleinen Profil-Kühlkörper an der rechten Seitenprofilschiene des Gehäuses befestigt. Direkt am HF-Umschaltrelais sitzt der HF-Vorverstärker. Die ZF-Verstärkung und die 2m-Ansteuerleistung können im Mischer nach Abnehmen des Deckels einjustiert werden.

Abb. 3: Blick auf das bestückte Einlegechassis des Transverters

Abb. 4: Blick in das Innere des fertig verdrahteten 24-GHz-Transverters

Messwerte am Spiegelmontageflansch

Zum Messen wurde ein HL-SMA-Übergang der Fa. PROCOM mit 19 dB Returnloss benutzt.

Pout	2,8 W
LO	- 22 dB (nur 1-stufiges OE9PMJ Resonatorfilter)
F	3,1 dB (VV 2,3 dB, gain 30 dB Selbstbau)

In Abb. 5 schließlich ist der fertige 3 W Portabeltransverter mit Blick auf die Bedienfront zu sehen. Die verdreifachte Quarzfrequenz des Oszillatorbausteins kann bei geschlossenem Gehäuse über eine SMA-Buchse gemessen und die Frequenz mit einem Schraubendreher von außen nachjustiert werden. Der Transverter wird entweder mit der Schaltspannung auf dem ZF-Kabel oder über die PTT-Cynchbuchse von Empfang auf Senden umgeschaltet. Ein übersichtliches Messinstrument zeigt die relative Ausgangsleistung des Transverters an. Über dem Oszillatorbaustein ist ausreichend Platz für den Einbau entweder eines OCXO oder eines PLL-stabilisierten Festfrequenzoszillators für eventuelle GPS-Steuerung. Der Transverter hat die Außenabmessung von ca. 245 x 180 x 85 mm ohne Kühlkörper und Stativ-Montageplatte. Als Antenne verwende ich einen originalen Parabolspiegel der Fa. PROCOM mit 48cm Durchmesser. Der Spiegel führt ca. 1 cm an der äußersten rechten Rippe des Kühlkörpers vorbei. Bei Verwendung von anderen Spiegelkonstruktionen muss bei meinem Aufbau eventuell mit einem Hohlleiter-Zwischenstück gearbeitet werden.

Abb. 5: Blick auf die Bedienseite des 3-W-Portabeltransverters

Schluß

Ich bedanke mich bei Michael Kuhne, DB6NT für die Anfertigung des kleinen 24-GHz-Leistungsverstärkers und bei Karl Ochs, DJ6BU für die Überarbeitung des Profil-Kühlkörpers, das Fräsen der Kupferplatte sowie der kleinen Verstärkergehäuse und für die Überlassung des HF-Umschaltrelais.

73 + 55 de DCODA

WA2ODO's low noise Preamplifiers for 6m, 2m, 70cm, 23cm & 13cm

Pete Manfre, WA2ODO has developed preamplifiers for several amateur bands which use the NE325S01 from NEC. The NE325S01 is a Hetero-Junction FET that uses the junction between Si-doped AlGaAs and undoped InGaAs to create very high mobility electrons. The device is specified up to 12GHz and typical data for 12GHz are 0.45dB NF and 12.5dB gain.

Although the data and diagrams in the datasheet [1] of the transistor cover frequencies from 2GHz to 18GHz which show a NF of below 0.25dB on 2GHz it was not obvious what the results on lower frequencies would be. See figure 1 from [1].

Pete, WA2ODO has tried it. In 2010 he developed a set of preamps for the bands from 6m up to 2.3GHz which show extraordinary low noise figures. In the meantime these preamps were measured at several meetings in the U.S. as the SVHF Conference 2010 and the International EME Conference 2010 in Dallas and the figures were confirmed. On many bands WA2ODA's LNAs were on place 1 when compared with other modern designs.

Peter notes that also the HJ FET NE33284A may be used on 432MHz and up. This one has slightly lower gain (typ. 15dB). For the datasheet see [2]. In the meantime WA2ODO [3] has built dozens of these preamps and sold ready units for about 85 USD to interested radio amateurs, but says that stopped these sales now. Here a summary of WA2ODO's measurements:

On 50 MHz typically noise figures down to 0.1dB with a typ. gain of 26dB were measured.

On 144 MHz typically noise figures below 0.1dB, often down to 0.04dB(!) with a typ. gain of 26dB were measured.

On 222 MHz typically noise figures below 0.2dB, often down to 0.15dB, with a typ. gain of 22dB were measured.

On 432 MHz typically noise figures below 0.22dB, often down to 0.18dB with a typ. gain of 20dB were measured.

Some units showed a NF of 0.08 and 0.07dB(!) with 27dB gain on 432MHz.

On 900 MHz typically noise figures below 0.35dB, down to 0.24dB, with a typ. gain of 15 to 20dB were measured.

On 1296 MHz WA2ODO has measured typically noise figures below 0.35dB, often down to 0.25dB with a typ. gain of 18dB.

Best measured unit was 0.20dB with about 15dB gain.

Also 13cm was tried and first units on 2304MHz showed 0.65dB NF and about 15dB gain.

All measurements were made with a Maury 2075B NF Meter w/HP346B (+10db attn) and also an HP8970B, 8971C, 8673C, 346B (+10db). The input return loss varies from unit to unit and band to band and is usually -18 to -23dB as measured on an 8714C. It is always the case that the best NF is never at the best SWR and these usually like to be slightly inductive at the FET input also.

The preamps are built on simple single or double side copper-clad boards, which are also used as a part of the casing. Jacks like BNC, N or SMA can be chosen. The 12V DC supply voltage is applied via a feed trough capacitor which is visible on the main board in figure 2. Here one can also see the screw of the Piston trimmer for the NF adjustment.

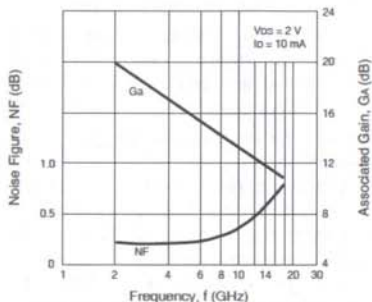


Fig. 1: NF and gain vs. frequency



Fig. 2: WA2ODO's preamps – different versions for 2m, 1 1/2m, 70cm and 23cm

The practical construction and assembly of the parts is shown in figures 3 to 7. Figure 3 to 5 show the 2m version and figure 6 shows the 70cm version. Fig. 7 shows the 23cm version. The pictures speak for themselves. The entire circuit is fixed between the pins of the coaxial jacks, the feed through capacitor, the Piston trimmer and the grounding capacitors. The circuit diagram and

the details of the parts are shown in figure 8. Drain current I_D should be about 10 to 15 mA (max. rating is 20mA) , the Drain to Source Voltage V_{DS} about 2V (max. rating 4V). V_{DS} should be adjusted to about 2V with the 1K pot. This is valid for both the above mentioned transistors which by the way come in a still well manageable S01 package with 0.5mm pins. The NE325S01 is available from NEC distributors for about 1 USD in small quantities.

Because of the very low noise figure and high gain as well as the fact that the FETs are being used in uncharted areas, please keep in mind that these preamplifiers are only conditionally stable. The antenna system feeding must be a good 50 ohm resistive match to keep the stability. In most cases there will be no issue, but if the system is mismatched the amps become unstable and can not be used in those instances. (Source: text and fig. 2 and fig. 8: personal and public emails from WA2ODO, fig 1.: [1], fig. 3 to fig. 7: Marco Dutra, CU7BC)

References

[1] <http://www.cel.com/pdf/datasheets/ne325s01.pdf>

[2] http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/NE/3/3/NE33284.shtml



Fig. 3: WA2ODO 2m preamp – close view from the side



Fig. 4: WA2ODO 2m preamp – view from the top

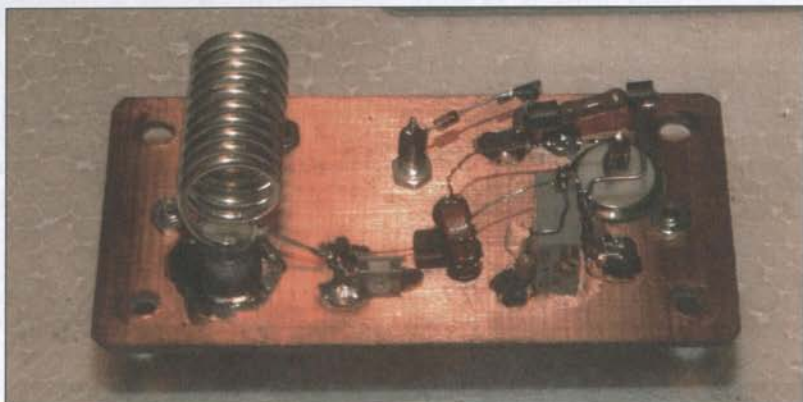


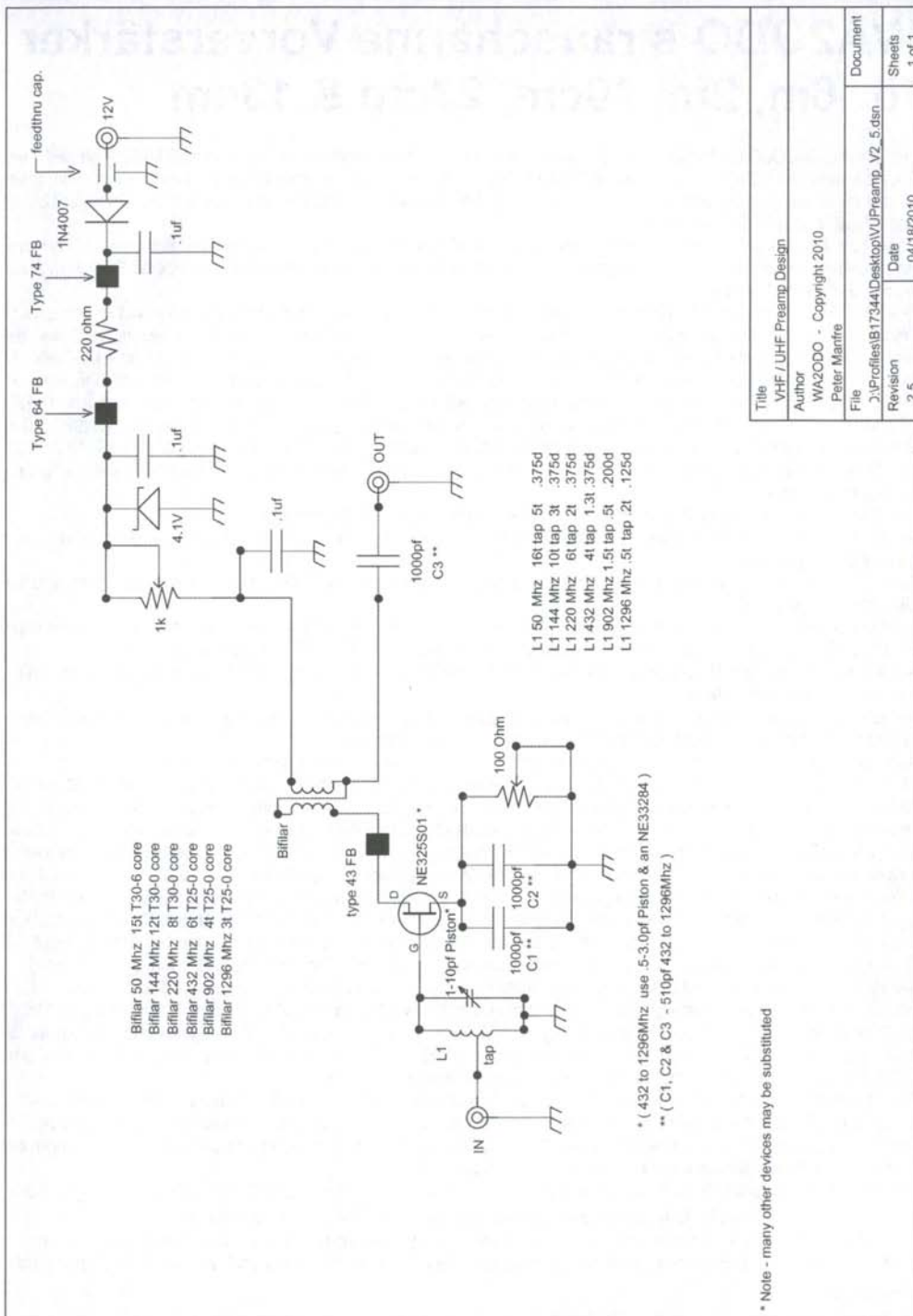
Fig. 5: WA2ODO 2m preamp – another view skew from the side



Fig. 6: WA2ODO 70cm preamp – view from the top



Fig. 7: WA2ODO 23cm preamp – view from the top



* Note - many other devices may be substituted

Fig. 8: Circuit diagram and part details

WA2ODO's rauscharme Vorverstärker für 6m, 2m, 70cm, 23cm & 13cm

Pete Manfre, WA2ODO hat Vorverstärker für verschiedene Amateurbänder entwickelt, bei denen der NE325S01 von NEC zum Einsatz kommt. Der NE325S01 ist ein Hetero-Junction FET, der die Verbindung zwischen Si-dotiertem AlGaAs und undotiertem InGaAs zur Erzeugung von hochmobilen Elektronen erzeugt. Der Transistor ist bis 12 GHz spezifiziert und typ. Daten für 12 GHz sind 0.45dB NF und 12.5dB Verstärkung.

Obwohl die Daten und Diagramme im Datenblatt [1] des Transistors Frequenzen von 2 bis 18 GHz abdecken und dort eine Rauschzahl von <0.25 dB bei 2 GHz angegeben ist, war es nicht klar, wie die Ergebnisse bei niedrigeren Frequenzen sein würden. Siehe Abb. 1 aus [1].

Pete, WA2ODO hat im Jahr 2010 Tests gemacht und eine Reihe von Vorverstärkern für die Bänder von 6m bis 13cm mit diesem Transistor entwickelt, die besonders niedrige Rauschzahlen aufweisen. Zwischenzeitlich wurden diese Vorverstärker bei verschiedenen Treffen und Konferenzen in den USA vermessen, wie z.B. der SVHF-Konferenz 2010 und dem Int. EME-Treffen in Dallas im August 2010. Dort wurden die Messergebnisse weitgehend bestätigt. Auf diversen Bändern landeten die Preamps von WA2ODO auf Platz 1, wenn sie gegen andere Designs getestet wurden. WA2ODO merkt noch an, dass auch der HJ FET NE33284A auf 432 MHz und höher eingesetzt werden kann. Er weist eine etwas geringere Verstärkung auf (typ. 15dB). Das Datenblatt dafür gibt es unter [2]. In der Zwischenzeit hat WA2ODO Dutzende dieser Verstärker gebaut und sie z.T. für 85 USD an interessierte Amateure verkauft. Inzwischen verkauft er wohl aber nur noch innerhalb der USA. Hier eine Zusammenfassung der Messungen von WA2ODO:

Auf 50 MHz wurden typ. Rauschzahlen von 0.1dB bei einer Verstärkung von 26dB gemessen.

Auf 144 MHz wurden typ. Rauschzahlen von unter 0.1dB bei einer Verstärkung von 26dB gemessen. Oft wurden Werte herunter bis 0.04 dB NF gemessen.

Auf 222 MHz wurden typ. Rauschzahlen von unter 0.2dB bei einer Verstärkung von 22dB gemessen. Oft wurden Werte herunter bis 0.15 dB NF gemessen.

Auf 432 MHz wurden typ. Rauschzahlen von unter 0.22dB bei einer Verstärkung von 20dB gemessen. Oft wurden Werte herunter bis 0.18 dB NF gemessen. Bei einzelnen Exemplaren wurden 0.08 und 0.07 dB bei 27dB Gain gemessen!

Auf 900 MHz wurden typ. Rauschzahlen von unter 0.35dB bei einer Verstärkung von 15-20dB gemessen. Oft wurden Werte herunter bis 0.24 dB NF gemessen.

Auf 1296 MHz hat WA2ODO typ. Rauschzahlen von unter 0.35dB bei einer Verstärkung von 18dB gemessen. Oft wurden Werte herunter bis 0.25 dB NF gemessen. Der Beste hatte 0.2 dB bei 15 dB Verstärkung.

Auch auf 13cm (2304 MHz) wurden erste Verstärker gebaut und 0.65 dB NF bei 15 dB Gain wurden gemessen.

Alle Messungen erfolgten mit einem Maury 2075B NF-Meter mit HP346B (+10dB Abschwächer) und auch mit HP8970B, 8971C, 8673C, 346B (+10dB). Der Eingangsreturnloss variiert von Exemplar zu Exemplar und Band zu Band und liegt normalerweise zwischen -18 bis -23dB, was mit einem 8714C gemessen wurde. Wie immer fällt die niedrigste Rauschzahl nie mit dem besten VSWR zusammen und dann wird es leicht induktiv am FET-Eingang. Die Vorverstärker sind auf einer einfach- oder doppelseitig kaschierten Kupferplatine aufgebaut, die auch einen Teil des Gehäuses bildet. Je nach Bedarf können BNC-, N- oder SMA-Norm verwendet werden. Die 12 V DC-Versorgungsspannung wird mittels eines Durchführungskondensators zugeführt, der z.B. in Abb. 2 auf der Platine zu sehen ist. Hier kann man auch den nach aussen geführten Piston-Trimmer für den Rauschzahl-Abgleich erkennen. Die praktische Konstruktion wird anhand der Abb. 3 bis 7 deutlich. Abb. 3 bis 5 zeigen die 2m-Version, Abb. 6 die 70cm-Version und Abb. 7 die 23cm-Version. Die Bilder sprechen für sich selbst. Die ganze Schaltung wird praktisch zwischen den Pins der Koaxbuchsen, dem Duko, dem Piston-Trimmer und den Erdungskondensatoren aufgebaut. Das Schaltbild und die Bauteilwerte sind in Abb. 8 wiedergegeben. Der Drainstrom I_D sollte zwischen ca. 10 und 15 mA liegen (max. Rating ist 20mA), die Drain-Source-Spannung V_{DS} bei 2V (max. Rating 4V). V_{DS} sollte mit dem 1 K Poti auf ca. 2 V eingestellt werden. Das gilt für beide oben erwähnten Transistoren, die in einem noch gut handhabbaren S01 Gehäuse mit 0.5mm Pins geliefert werden. Den NE325S01 gibt es von NEC-Distributoren für ca. 1 US Dollar in kleinen Stückzahlen.

Wegen der extrem niedrigen Rauschzahl und der hohen Verstärkung und aufgrund der Tatsache, dass der FET in nicht spezifiziertem Gebiet arbeitet, sind diese Vorverstärker nur bedingt stabil. Die Antenne und Speiseleitung müssen nahe bei 50-Ohm liegen, um Stabilität zu gewährleisten. Meist gibt es hier keinerlei Problem, aber bei fehlangepassten Systemen können die Verstärker instabil werden und sie können dann nicht verwendet werden.

(Quellen: Daten, Text und Abb. 2 und Abb. 8: persönliche und öffentliche Emails von WA2ODO, Abb. 1:[1], Abb. 3 bis 7: CU7BC)

Abb. 1: Rauschzahl und Verstärkung vs. Frequenz, Quelle [1]

Abb. 2: WA2ODO's Vorverstärker, verschiedene Versionen für 2m, 1 1/2m, 70cm und 23cm

Abb. 3 bis 7: Verschiedene geöffnete Versionen des VV, 2m, 70cm und 23cm; Abb. 8: Schaltbild

Referenzen

[1] <http://www.cel.com/pdf/datasheets/ne325s01.pdf>

[2] http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/NE/3/3/NE33284.shtml

Experiments with Fresnel lenses on the Microwave bands

by Wolfgang Demmer, DD8BD

Introduction

According to the literature, plastic lenses, including Fresnel lenses, can be used as part of a microwave antenna. If optical Fresnel lenses are made with wider grooves than is usual for visible light, the lens will focus infrared. If the grooves are made even wider, the lens focuses millimetre waves. One can find basic facts about Fresnel lenses in [1]. The use of Fresnel lenses for microwave antennas is described in detail in [2]. I will describe the design of a particular kind of lens, called a grooved Phase Corrected Fresnel Lens (grooved PCFL). This consists of a disk of dielectric material (such as acrylic plastic) with a number of concentric grooves milled in one face. See Fig.1.

Calculations

The thickness of the dielectric material used in a lens antenna in the mm wave range is determined by the frequency-dependent depth of the grooves. As lower frequencies, i.e. longer wavelengths, a greater groove depth is necessary, consequently the thickness of the material needs to increase with wavelength. For the design of Fresnel lens antennas, the relative permittivity (ϵ_r) of the material used at the operating frequency is very important, as it is required for the exact calculation of the groove depth. As I was not able to find the necessary data for our microwave frequencies, I tried the micro strip calculation option of the APPCAD software from Agilent, and reduced the thickness values for the bottom copper foil and the striplines to an absolute minimum. The success of my first practical Fresnel lens experiment showed that this method is not completely wrong. Certainly exact data should be available somewhere. The results of my calculations for PTFE (Teflon) and transparent acrylic (Perspex, Plexiglas) are shown in Table 1 and Table 2, respectively.

Relative permittivity (ϵ_r) for PTFE			
Thickness	24GHz	47GHz	76GHz
10mm	1.891	1.943	1.961
15mm	1.931	1.966	1.977
20mm	1.954	1.979	1.987
25mm	1.968	1.987	1.993
30mm	1.978	1.993	1.998

Table 1

Relative permittivity (ϵ_r) for Acrylic (Perspex)			
Thickness	24GHz	47GHz	76GHz
10mm	2.999	3.078	3.103
15mm	3.071	3.122	3.138
20mm	3.111	3.148	3.158
25mm	3.137	3.165	3.173
30mm	3.155	3.177	3.183

Table 2

The number of grooves and the focal length will determine the final diameter of the lens antenna, as will the f/D ratio. Depending on the data entered, the lens design will have a certain f/D ratio, which should be suitable for aperture angle of the WG or horn used. I conclude from experiments with optical Fresnel lenses that a larger number of concentric grooves, and hence lens diameter, will lead to significantly higher gain – this will also be true for mm-wave lenses. Initially I had made tests with a simple magnifying glass (3,50 €) in front of an open circular 76GHz WG on a mixer head. With this setup I measured up to 15dB "antenna gain" on Spectran. This was the reason I started investigating Fresnel lens antennas.

FRESNEL-LINSEN-ANTENNE FÜR MM-WELLEN



Fig. 1: Using a Fresnel lens as part of a mm-wave antenna

Design and construction of a Fresnel Lens for a 76GHz antenna and calculations for other bands

As a first example, here is a Fresnel lens antenna for 76GHz which has 4 grooves, and was made from Acrylic plastic. Fig. 2 shows the results from a simple Basic program, see the listing below. This calculates the inner and outer radii and width of each groove, and the overall lens diameter. Fig. 3 shows the transfer from calculation to a sketch of a real lens structure.

FRESNEL MM-WAVE ANTENNA

Frequency 76000 MHz WL 3.947 mm with 4 grooves, Focal length 50 mm

Groove dimensions in mm

#	inner radius	outer radius	width
1	14.187	20.256	6.069
2	25.043	29.186	4.143
3	32.928	36.393	3.465
4	39.654	42.758	3.104

Lens diameter= 91.474 mm (Radius= 45.737 mm) $f/D = .547$

Dielectric constant [permittivity] of Perspex at 76GHz

Thickness ν permittivity: 10mm = 3.103 / 15mm = 3.138 / 20mm = 3.158

Permittivity to use? 3.103

Groove Depth = 2.592 mm

Fig. 2: Calculation of a Fresnel lens for 76GHz with 4 grooves

This Fresnel lens was milled for me by PE1RKI with a CNC milling machine from a 100mm x 100mm Acrylic plastic disc. The lens is shown below in Figs. 9 and 11.

Modell einer Fresnell-Antenne

Material Plexiglas

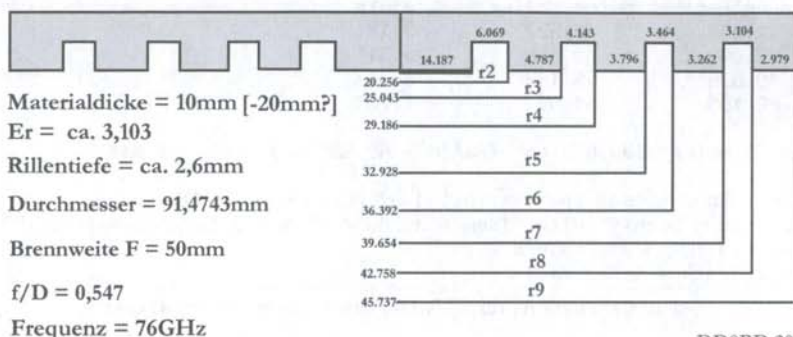


Fig. 3: Transfer of the calculations from Fig. 2 into a lens form



Fig. 4: Sketch of a Fresnel lens – view from the side

For amateurs who like to do experiments, here are some more designs of Fresnel lenses using acrylic plastic for 24GHz, 47GHz and 76GHz with f/D ratios of about 0.5.

FRESNEL MM-WAVE ANTENNA			
Frequency 24048 MHz WL 12.475 mm with 4 grooves, Focal length 140 mm			
Groove dimensions in mm			
#	inner radius	outer radius	width
1	42.254	60.404	18.15
2	74.764	87.227	12.463
3	98.515	108.994	10.479
4	118.878	128.305	9.427
Lens diameter = 274.736 mm (Radius = 137.368 mm) $f/D = .51$			
Dielectric constant [permittivity] of Perspex at 76GHz			
Thickness ν permittivity: $10\text{mm} = 3.103 / 15\text{mm} = 3.138 / 20\text{mm} = 3.158$			
Permittivity to use? 3.071			
Groove Depth = 8.29 mm			

Fig. 5: Calculations for a 15mm thick Fresnel lens for 24GHz

FRESNEL MM-WAVE ANTENNA

Frequency 47088 MHz WL 6.371 mm with 4 grooves, Focal length 70 mm

Groove dimensions in mm

#	inner radius	outer radius	width
1	21.357	30.537	9.18
2	37.805	44.116	6.311
3	49.835	55.147	5.312
4	60.159	64.94	4.781

Lens diameter= 139.078 mm (Radius= 69.539 mm) $f/D = .5030001$

Dielectric constant [permittivity] of Perspex at 76GHz

Thickness ν permittivity: 10mm = 3.103 / 15mm = 3.138 / 20mm = 3.158

Permittivity to use? 3.078

Groove Depth = 4.222 mm

Fig. 6: Calculations for a 10mm thick Fresnel lens for 47GHz

FRESNEL MM-WAVE ANTENNA

Frequency 76032 MHz WL 3.946 mm with 4 grooves, Focal length 43 mm

Groove dimensions in mm

#	inner radius	outer radius	width
1	13.174	18.839	5.665
2	23.324	27.22	3.896
3	30.751	34.031	3.28
4	37.126	40.08	2.954

Lens diameter= 85.842 mm (Radius= 42.921 mm) $f/D = .501$

Dielectric constant [permittivity] of Perspex at 76GHz

Thickness ν permittivity: 10mm = 3.103 / 15mm = 3.138 / 20mm = 3.158

Permittivity to use? 3.103

Groove Depth = 2.591 mm

Fig. 7: Calculations for a 10mm thick Fresnel lens for 76GHz

The new 76 GHz calculation shown in Fig. 7 was for 76.032GHz and uses a shorter focal length, which leads to a smaller lens diameter. As the first 76.0GHz version from Fig. 2 worked well on 76.032GHz, it appears that with 4 grooves there are no issues with the bandwidth. At least I could not detect any.

I have also designed Fresnel lenses for 122GHz and 241GHz. Maybe I will get around to building them, but perhaps someone else wants to try them first? Table 3 shows the E_r values I used for 122GHz and 241GHz. Figure 8 shows a design for 241GHz, using 10mm thick acrylic and 12 grooves. It is 95mm in diameter a focal length of 65mm and an f/D of 0.68.

Frequency	Thickness	Permittivity (E_r)
122GHz	10mm	3.115
	15mm	3.145
	20mm	3.163
241GHz	10mm	3.123
	15mm	3.149
	20mm	3.166

Table 3: Permittivity of acrylic plastic (estimated with APPCAD)

Practical tests with the 76GHz Fresnel lens

One week after Bert, PE1RKI, had milled the 76GHz Fresnel lens the postman brought it and practical tests could finally start. Fig. 11 shows the completed milled lens and fig. 12 shows the feed that was used.

The 10mm tube at the end of this simple horn should be moveable in order to adjust for best match to the f/D of the lens and hence best gain. During adjustment of both horn and lens the distance to the lens also has to be adjusted carefully.

Groove dimensions in mm			
#	inner radius	outer radius	width
1	8.998999	12.757	3.758
2	15.661	18.127	2.466
3	20.313	22.304	1.991
4	24.147	25.874	1.727
5	27.506	29.06	1.554
6	30.548	31.978	1.43
7	33.359	34.696	1.337
8	35.994	37.257	1.263
9	38.489	39.692	1.203
10	40.869	42.022	1.153
11	43.154	44.265	1.111
12	45.357	46.432	1.075

Lens diameter= 94.982 mm (Radius= 47.491 mm) f/D= .684

Dielectric constant [permittivity] of Perspex at 76GHz
 Thickness v permittivity: 10mm = 3.103 / 15mm = 3.138 / 20mm = 3.158
 Permittivity to use? 3.123
 Groove Depth = .808 mm

Fig. 8: Calculations for a 10mm Fresnel lens for 241GHz

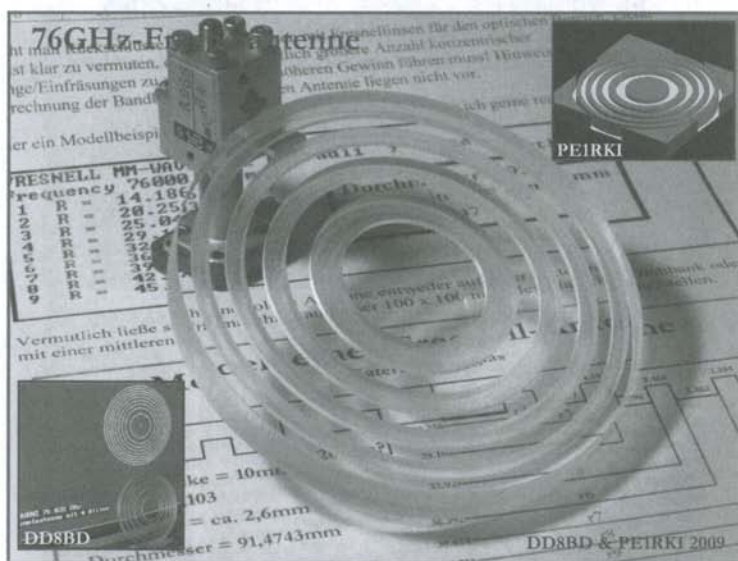


Fig. 9: Fresnel lens for 76GHz, milled by PEIRKI

As with earlier experiments with a magnifying glass, a simple setup was used: The Fresnel lens was fixed with tape to a camera tripod. See fig. 11 lower middle inset. The reference beacon with a 40cm dish was set up 6.5m away from the lens assembly.

Test results:

1. The Fresnel lens was positioned in front of the conical 76GHz horn (about 20dBD gain). The result was a disaster. No gain could be detected at all, in fact a small attenuation instead.
2. The conical horn was removed and the lens was positioned about 5cm in front of the open WG. After some fine tuning of the lens position, about 20 to 25dB gain were measured on Spectran. The tuning screw of the back short was adjusted for best results as in all other tests.

- Now a simple, tiny horn (see fig. 10) was fitted to the mixer head. This horn consists of a circular WG (OD 8mm, ID 3mm) on which another tube (OD 10mm, ID 8mm) is slid. The result was an even better gain of 28 to 30 dB, again measured on Spectran, see fig. 11.

As this is a simple amateur experiment, results should be considered as relative results. As the frequency was not really stable exact measurements were difficult.



Fig. 10: Simple 76GHz horn feed for use with the Fresnel lens

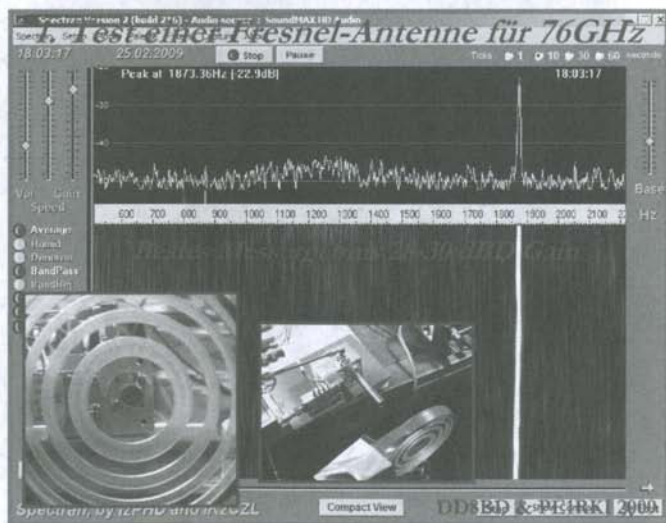


Fig. 11: Testing the 76GHz Fresnel lens

Conclusion

The simple small 76GHz horn seems quite well suited to the 0.547 f/D lens. On 76GHz, 4 (four) grooves resulted in an antenna with 28 to 30dB gain! Adjusting the IF line attenuators until the signal trace disappeared would result in a slightly higher gain figure. A quick test of the 76GHz Fresnel lens on 122GHz showed that, despite using an unsuitable horn feed, there is still a noticeable gain. Despite the frequency difference of 46GHz the lens was still focussing and giving gain, which should encourage building such lens antennas. Even using magnifying glasses may be an option for experiments on mm waves, if there are no reasonable horn antennas or dishes available.

GWBASIC listing for Fresnel lens design

```

5 REM Grooved PCFL design by DD8BD modified by GM4PMK
10 REM rounding function
20 DEF FNA(Z)= INT(Z*1000+.5)/1000
25 DIM R(100)
30 CLS
35 PRINT"          Design of MM-Wave Fresnel Antennas"
40 PRINT"          DD8BD 2009"
50 PRINT
60 INPUT" Frequency in MHz";FR
70 WL=300000!/FR
80 PRINT" Wavelength= " ;FNA(WL);" mm"
90 INPUT" Number of grooves";I
95 I=INT((2*I)+1)
100 INPUT" Focal length in mm";F
110 CLS:PRINT" FRESNEL MM-WAVE ANTENNA"
120 PRINT" Frequency";FR;"MHz WL";FNA(WL);"mm with ";(I-1)/2;"grooves, Focal
length";F;"mm"
130 PRINT
140 REM calc radii for the fresnel zones
150 II=I
160 FOR X= 1 TO I
170 R(X)=SQR((F*WL*X) +(((X*WL)/2)^2))
180 R(X)=FNA(R(X))
190 REM print fresnel zone radii
195 REM PRINT X;" R = ";R(X);" mm",;
200 NEXT X
210 PRINT "      Groove dimensions in mm"
220 PRINT " # inner radius  outer radius      width"
240 FOR X = 1 TO I-1 STEP 2
250 YY=R(X+1)-R(X):YY=FNA(YY)
255 PRINT (X+1)/2;" "; R(X);TAB(20);R(X+1);TAB(35);YY
260 NEXT X
265 PRINT
270 LET DM=R(II)*2 : LET FD=F / DM
275 PRINT" Lens diameter=";DM;"mm (Radius=";FNA(DM/2); "mm) f/D=";FNA(FD)
280 REM Calculate the groove depth
290 PRINT
300 PRINT" Dielectric constant [permittivity] of Perspex at 76GHz"
310 PRINT" Thickness v permittivity: 10mm = 3.103 / 15mm = 3.138 / 20mm = 3.158"
320 INPUT" Permittivity to use",ER
330 RT = WL/(2*((SQR(ER)-1)))
340 PRINT" Groove Depth =" ;FNA(RT);"mm"
350 PRINT
360 PRINT " Another Calculation (press Y/N):";
370 ZZ$=INPUT$(1)
380 IF ZZ$="Y" OR ZZ$="y" THEN GOTO 30
390 END

```

The listing above only displays 76GHz E, data for 10mm,15mm and 20mm thick acrylic plastic, but any value of E, can be entered when the program is run.

I must say it is essential to have completely steady hands when positioning the lens in front of the horn. To achieve a perfect adjustment one should probably use something similar to an optical bench, like those used for laser experiments. Maybe then "an overlooked dB" could be found again.

I want to thank Bert, PE1RKI for his help with milling the precision Fresnel lens. Without this my Fresnel lens antenna would have never been built.

73 Wolfgang, DD8BD - E-Mail: dd8bd@gmx.net

References

- [1] http://en.wikipedia.org/wiki/Fresnel_lens
- [2] Minin I. and Minin O., Basic Principles of Fresnel Antenna Arrays (Lecture Notes in Electrical Engineering 19), Springer Verlag 2008. ISBN 978-3-540-79558-2.

Experimente mit Fresnel-Linsen auf den Mikrowellenbändern

von Wolfgang Demmer, DD8BD

Einleitung

Die Fachliteratur sagt, dass sich Linsen aus Kunststoffen, inkl. Fresnel-Linsen, zum Einsatz in Mikrowellenantennen eignen. Werden optische Linsen mit etwas breiteren als für das sichtbare Licht üblichen Rillen versehen, wird infrarote Strahlung gebündelt. Werden die Rillen noch breiter gemacht, bündelt die Linse Millimeterwellen. Grundsätzliches zu optischen Fresnel-Linsen gibt es unter [1]. Der Einsatz von Fresnel-Linsen im Bereich Antennen im Mikrowellenbereich wird im Detail in [2] beschrieben. Hier wird das Design einer bestimmten Linsenart, die sogenannte gerillte phasenkorrigierte Fresnel Linse (PCFL) beschrieben. Diese besteht aus einer Scheibe dielektrischen Materials (wie z.B. Acryl), in die auf einer Seite eine Anzahl konzentrischer Ringe gefräst wurde. Siehe Abb. 1.

Fresnel-Linsen als Teil einer Antenne zeichnen sich vereinfacht gesagt durch konzentrische Ringe in Form von Bergen und Tälern aus und könnten theoretisch aus verschiedenstem Material bestehen (sogar aus Holz), dessen Dielektrizitätskonstante frequenzabhängig und materialdickeabhängig in die Berechnung der Antenne eingeht. Plexiglas (Acryl) und auch Teflon scheinen eine gute Wahl zu sein. wird seit langem auch wissenschaftlich untersucht, erste Arbeiten dazu stammen aus den 1960er Jahren und auch die aktuelle Forschung beschäftigt sich mit diesem Thema, siehe [2]. Um eine für eine Antenne geeignete Linse herzustellen, müssen konzentrische Ringe in das Material gefräst werden. Im KW-VHF-UHF-Bereich sind auch konzentrische Anordnungen von z.B. Kupferrohringen auf einer Platte vorstellbar, die Ausmaße bei höher angestrebtem Gewinn können aber besonders bei großer Wellenlänge heftig werden. Eine größere Linsenantenne mit mehr konzentrischen Ringen wird einen höheren Gewinn ergeben. Für die Detektion fremder Planeten werden optische Fresnel-Zone-Plates mit Durchmessern zwischen 10m und 30m geplant, sie sollen im Weltall stationiert werden.

Berechnungen

Die Materialstärke des dielektrischen Materials für eine Linsen-Antenne im MM-Wellen-Bereich wird auch durch frequenzbestimmte Rillentiefe bestimmt. Da sich bei tieferen Frequenzen, also größeren Wellenlängen, eine größere Rillentiefe ergibt, muss die Materialstärke bei zunehmender Wellenlänge ansteigen. Das Umgekehrte gilt für kürzere Wellenlängen.

Für die Berechnung von Fresnel-Linsen-Antennen ist der Epsilon-r-Wert [permittivity bzw. rel. Dielektrizitätskonstante] des verwendeten Materials für die Arbeitsfrequenz sehr wichtig, denn er ist für die Berechnung der Rillentiefe notwendig. Da ich nirgendwo fertige Daten für unsere Mikrowellenbänder finden konnte, benutzte ich die Microstrip-Berechnungsmöglichkeit von Agilent's APPCAD und reduzierte die Dicke-Werte für die untere Massekaschierung wie auch die für die Striplines auf ein absolutes Minimum. Dass diese Methode nicht völlig in die Irre führt, zeigt schließlich der Erfolg meines ersten Fresnel-Linsen-Experiments. Dennoch gibt es sicherlich genauere und somit bessere Daten. Die Ergebnisse meiner Berechnungen für Teflon und Acryl sind in Tabelle 1 und Tabelle 2 wiedergegeben.

Abb. 1: Verwendung einer Fresnel-Linse als Teil einer Millimeterwellen-Antenne

Dielektrizitätskonstante (ϵ_r) für Teflon (PTFE)			
Materialstärke	24GHz	47GHz	76GHz
10mm	1,891	1,943	1,961
15mm	1,931	1,966	1,977
20mm	1,954	1,979	1,987
25mm	1,968	1,987	1,993
30mm	1,978	1,993	1,998

Tabelle 1

Dielektrizitätskonstante (ϵ_r) für Plexiglas (Acryl)			
Materialstärke	24GHz	47GHz	76GHz
10mm	2,999	3,078	3,103
15mm	3,071	3,122	3,138
20mm	3,111	3,148	3,158
25mm	3,137	3,165	3,173
30mm	3,155	3,177	3,183

Tabelle 2

Die Zahl der gefrästen Ringe und die Brennweite bestimmen den endgültigen Durchmesser der Linse, wie auch das f/D-Verhältnis. In Abhängigkeit der eingegebenen Daten wird die Linse ein bestimmtes f/D haben, was passend für den Öffnungswinkel des verwendeten Wellenleiters oder Horns sein sollte. Ich schließe aus Experimenten mit optischen Fresnel-Linsen, dass eine größere Zahl der konzentrischen Ringe, und damit ein größerer Linsendurchmesser, auch bei Millimeterwellenlinsen zu signifikant höherem Gewinn führen wird. Ursprünglich hatte ich mal Versuche mit einfachen Lupen (zu 3.50 €) vor einem offenen runden Wellenleiter an einem Mischkopf gemacht. Mit dieser Anordnung habe ich bis zu 15 dB „Antennengewinn“ mit Spectran gemessen. Das war der Grund für meine Untersuchungen und Experimente mit Fresnel-Antennen.

Berechnung und Realisierung einer Fresnel-Linse für 76GHz und Berechnungen für andere Bänder

Hier nun ein Beispiel einer Linse aus Acryl für 76 GHz mit 9 Radien, also 4 Fresnelzonen (Rillen), das realisiert wurde. Abb. 2 zeigt die Berechnungen mittels eines einfachen Basic-Programms (siehe Listing weiter unten), Abb. 3 veranschaulicht die Umsetzung der Berechnungen in eine reale Linse.

Abb. 2: Berechnung einer Fresnel-Linse für 76 GHz mit 4 Rillen

Diese Linsen-Antenne wurde mit einer CNC-Fräsmaschine von Bert, PE1RKI, aus einer 100 x 100 mm Plexiglasscheibe hergestellt, siehe Abb. 9 und Abb. 11.

Abb. 3: Umsetzung der Berechnungen aus Abb. 2 in eine Linsenform

Abb. 4: Schematische Abb. einer Fresnel-Linse von der Seite

Für experimentierfreudige OMs hier drei weitere Entwürfe einer Fresnel-Linsen-Antenne aus Plexiglas für 24, 47 und 76GHz mit einem f/D von ca. 0,5:

Abb. 5: Berechnungen für eine Fresnel-Linse für 24GHz mit einer Materialstärke von 15mm

Abb. 6: Berechnungen für eine Fresnel-Linse für 47GHz mit einer Materialstärke von 10mm

Abb. 7: Berechnungen für eine Fresnel-Linse für 76GHz mit einer Materialstärke von 10mm

Der neue exakt für 76,032 GHz berechnete Entwurf aus Abb. 7 verwendet eine kleinere Brennweite, was zur Folge hat, dass der Linsendurchmesser abnimmt. Da der erste Entwurf aus Abb. 2 für 76,0 GHz gut für 76,032 GHz funktionierte, scheint bei 4 Rillen kein Problem mit der Bandbreite vorzuliegen – zumindest was meine Amateurmessungen anbelangt.

Auch für 122 und 241 GHz wurden Fresnel-Linsen-Antennen errechnet. Ob sie sich so wie die 76-GHz-Fresnel-Linsen-Antenne erfolgreich realisieren lassen, wird erst die Zukunft zeigen. Vielleicht hat ja jemand Interesse sie zu realisieren. Tabelle 3 gibt die dafür verwendeten Er-Werte für 122 und 241GHz wieder. Abb. 8 zeigt ein Design für 241 GHz mit einer 10mm dicken Acryl-Linse und 12 Rillen bei 95mm Durchmesser. Die Brennweite beträgt 65mm, das f/D 0.68.

Tabelle 3: Dielektrizitätskonstanten für Plexiglas (abgeschätzt mit Agilent APPCAD)

Abb. 8: Berechnungen für eine Fresnel-Linse für 241 GHz mit einer Materialstärke von 10mm und f/D 0.68

Abb. 9: Die Fresnel-Linse für 76 GHz von PE1RKI

Abb. 10: Das verwendete einfache 76-GHz Horn mit der Fresnel-Linse von PE1RKI

Abb. 11: Test der Fresnel-Linsen-Antenne auf 76 GHz

Praxis-Test der 76-GHz-Fresnel-Linse

Eine Woche nach Fertigstellung der Fresnel-Antenne durch PE1RKI brachte die Post unser erstes Versuchsmodell, siehe Abb. 9. Wie bei den Versuchen mit einer Lupe als Antenne wurde auch dieses Mal mit einfachsten Mitteln gearbeitet: Die Fresnel-Linsen-Antenne wurde schlicht mit Isolierband am Fotostativ befestigt. Siehe Abb. 11 unten in der Mitte. Die Bake am 40cm-Spiegel wurde in 6,5m Entfernung installiert und aktiviert. Abb. 10 zeigt das verwendete Feed. Bei diesem einfachen Hornstrahler sollte das 10mm-Röhrchen zunächst verschiebbar sein, um den höchsten Gewinn durch beste Anpassung an das f/D-Verhältnis der Linsen-Antenne erzielen zu können. Bei der gegenseitigen Anpassung von Horn und Linsen-Antenne muss natürlich auch der Abstand der Linse vorsichtig justiert werden.

Testergebnisse:

1. Die Fresnel-Linse wurde vor dem 76GHz-Conical-Horn (ca. 20dBD Gain) angebracht. Das Ergebnis erschreckte mich, auf keine Weise war ein Antennengewinn festzustellen, eher eine Abschwächung. Es war traurig! Alle Mühen umsonst...?
2. Das Conical-Horn wurde abgeschraubt und die Linse wurde ca. 5cm vor dem offenen Hohlleiter positioniert. Ergebnis nach einiger Tüftlei bezüglich der besten Position der Linse: Spectran zeigt einen Gewinn von 20 bis 25 dBD. Dazu wurde wie bei allen Versuchen zuvor wieder die Abstimmsschraube für den Back-Short justiert.
3. Nun mutig geworden – die erste Enttäuschung war völlig überwunden – wurde ein Sempel-Hörnchen (siehe Abb. 10) vor den offenen Hohlleiter an den Mischkopf geschraubt. Das Sempel-Hörnchen besteht aus einem Rundhohlleiter (außen 8mm, innen 3mm Durchmesser), auf den ein Röhrchen geschoben ist (außen 10mm, innen 8mm Durchmesser). Und tatsächlich konnte ich mit Spectran (siehe Abb. 11) eine noch deutlich größere Antennenverstärkung messen: Die besten Ergebnisse lagen bei 28 bis 30 dB.

Da dies alles ein reines Amateur-Experiment ist, sind die dB-Angaben als relative Ergebnisse zu verstehen. Die Frequenzschwankungen machen ein genaues Messen schwierig.

Fazit

Das Sempel-Hörnchen scheint ziemlich gut zum f/D von 0.547 der Fresnel-Linse zu passen! Auf 76 GHz ergaben 4 Rillen 28 bis 30dB Antennengewinn. Wäre mit Abschwächern in der ZF-Leitung bis zum Verschwinden der Signalspur gemessen worden, läge der Wert des Antennengewinns höher als 28 bis 30 dBD! Bei einem schnellen Test mit der oben beschriebene 76-GHz-Fresnel-Linsen-Antenne auf 122 GHz war trotz Verwendung eines zur Linse nicht passenden Hornstrahlers noch ein deutlicher Antennengewinn festzustellen. Trotz der Differenz von 46 GHz ließ sich die Antenne noch als Verstärkungselement verwenden, was zum Bau solcher Linsen-Antennen ermutigen sollte!

Selbst die Verwendung von Vergrößerungsgläsern kann bei den ersten Versuchen im Millimeter-Wellenbereich von Nutzen sein, solange keine vernünftigen Hornantennen oder Parabolspiegel zur Verfügung stehen.

Es sei darauf hingewiesen, dass zum genauen Positionieren der Fresnel-Linse vor der Sempel-Hornantenne eine völlig ruhige Hand vonnöten ist! Um eine optimale Justierung zu erreichen, sollte man sich eventuell an dem Aufbau einer optischen Bank, wie sie für Laser-Kommunikation verwendet werden, orientieren. Wahrscheinlich lässt sich so noch ein verloren gegangenes dB wiederfinden.

Mein ganz herzlicher Dank gilt Bert, PE1RKI, ohne dessen Hilfe und hervorragend präzise Fräsarbeiten mit seiner selbst gebauten CNC-Fräsmaschine diese Fresnel-Linsen-Antenne nie zustande gekommen wäre! Vy 73 Wolfgang, DD8BD - E-Mail: dd8bd@gmx.net

BASIC-Listing zur Berechnung von Fresnel-Linsen

Siehe engl. Text oben!

[focal length = Brennweite; grooves = Rillen; radii = Radien; depth = Tiefe; wavelength = Wellenlänge; permittivity = Dielektrizitätskonstante]. Bei der Wahl der Anzahl der Radien zur Berechnung der konzentrischen Ringe bzw. Rillen wird die Anzahl der Radien + 1 gesetzt. Beispiel: Für 4 Rillen setzt man 8 + 1 Radien, also 9 Radien. Für 8 Rillen setzt man 16+1 Radien, also 17 Radien.

Die Zeilen 180 und 250 beinhalten den Algorithmus zum Abrunden der Daten auf drei Stellen hinter dem Komma. Das Programm enthält zur Zeit nur Epsilon-r-Werte für 76GHz bei 10mm/15mm/20mm Materialstärke von Plexiglas.

Referenzen: siehe am Ende des engl. Textes.

Applied Conversion of Segmented Wires from NEC to 144/432 MHz Yagi Elements

- for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators (Part 3)

by Hartmut Klüver, DG7YBN

In the previous two articles I have presented graphs and results of a Boom Correction (BC) scheme for 144 and 432 MHz that takes into account the design's segmentation density. Having spent a lot of time on straight theory previously, this article will answer general questions on the boom correction topic and give practical building hints. Therefore, some of what follows is not concerned with boom correction as such, but is of general application to precision VHF/UHF Yagi building.

Why an exact Return Loss plot matters

Looking back on my earlier articles on 144 and 432 MHz BC [1, 2] one might get the impression that my work is driven only by a hunt for minimum Return Loss (RL). I am well aware of the fact that the radiation efficiency of a Yagi is adequate, even with an SWR of 1.2 (RL = 20 dB). I am going for a different goal - radiation pattern accuracy.

Even if you believe that the key to successful DX is hyper gain, high F/B or lowest antenna temperature, you will certainly want to construct an antenna whose pattern closely follows that of the carefully designed model.

The impedance and wire structure of a Yagi go hand in hand; they are dependent on each other. But measuring the real world radiation pattern over a 30 dB or so range is hard or even impossible. Therefore simulating both SWR / RL and radiation pattern allows us to gain an idea of the agreement between actual and simulated radiation patterns from the agreement between actual and simulated SWR / RL. Of course a dummy load has a good RL too, but for a given arrangement of reflectors and directors on a boom we find only a single solution for both for resonance dip and the complete RL curve. If we miss the correct element lengths by a small amount we will see a change in resonance frequency as well as in the shape of the RL curve. Simply put: There is only one solution for our antenna as a whole where everything comes together: Radiation pattern, RL plot, best f_{res} and mechanical construction.

Potential pitfalls in this equation are the coax pigtailed for connecting to the Driven Element (DE), correction factors of balun or quarter wave line cable lengths and the finite decoupling of coax cable chokes. A systematic measurement error may be caused by the usual practice of starting with an over-length DE and trimming it until the best SWR is achieved (Fig. 1, A3).

Connecting the coax to the DE

Many builders may think this an easy task. This may be right for an average Yagi with a low grade of optimisation, whose pattern and SWR are only based on maximising forward gain, with an SWR of no worse than say 1.3. But this is not the case for a twitchy highly optimised Yagi that will deliver its full performance only over a fraction of the band or which is being built for lowest noise pick up or best G/T - ratio.

Commonly underestimated influences are

- The connection length of the split coax pigtailed feeding the Driven Element
- DE offset from elements plane due to housing it in a large plastic box
- Using a wide DE connection box (high permittivity figure)
- Choosing a 'bad' plastic (high losses)
- A bundle of coax close to the DE (Balun or Line Transformer all coiled up in the DE box)

In the NEC kernel the feed point is modelled as a true dimensionless point source. It is not modelled with the usual gap of about 10 mm between the two DE halves. The NEC manual, Part 1 [3] states on p.62 Chapter 5. Modelling of Antennas: 1. Source Modelling:

"A useful source model, however, is an electric field specified at a single match point."

From [3], Figure 17: "Biconical Transmission Line Model of Source Region" we find that the source region can be modelled as a biconical transmission line with a point source at the centre. (Fig. 1). Therefore we should keep our feed point as small as possible (Fig. 2) unless we know how to compensate exactly for its physical size compared to the point source used in the simulation, and the complete Yagi design has been well characterised.

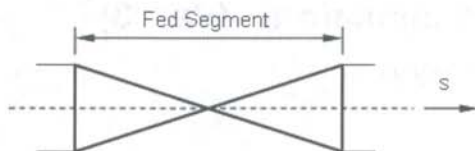


Fig. 1: Redrawn sketch of Figure 17 from the NEC2 manual

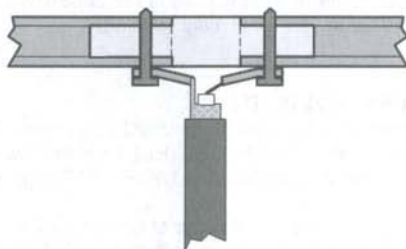
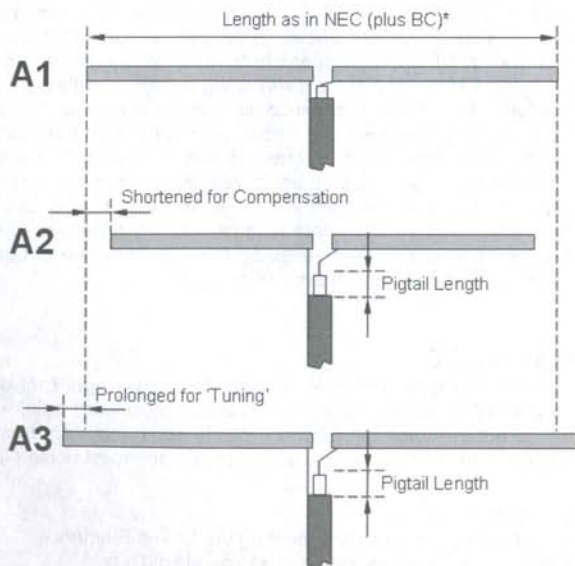


Fig. 2: Actual feed, drawn approximately to scale, 10 mm tubes, 10 mm gap, RG-142



*) Full BC if as close to boom as elements; otherwise a fraction only

Fig. 3: Driven Element length and pigtails

Length of the Driven Element and the influence of pigtails

Fig. 3 shows the DE and coax cable connection pigtails so they can be discussed in detail:

Sketch **A1** represents a combination of the shortest coax connection and a DE having the original length as specified in the NEC simulation. The correct basic BC to compensate for the presence of the boom is added; in the case of a high segmentation density a segmentation BC is also added to the basic BC. The basic BC must be reduced significantly if the DE to boom spacing is much larger than the element insulator height.

Sketch **A2** shows how relatively long length of the split coax ends to the DE may be compensated for. This configuration is not optimal since we want a DE that is as long as it should be in the NEC simulation but the effect may be negligible in practice and should in any case produce a better result than the arrangement shown in A3.

Sketch **A3** shows a typical configuration that is preferred by many - even experienced builders and designers. Since it is easier to cut off small lengths of the DE ends than to add some, this approach has some merit. Tragically it will obscure the true effects of BC interaction for most conventional designs.

Positive / negative reactance impedance interaction

When building a new Yagi and doing the initial measurements, most amateurs will begin with a DE that is too long. The DE is then shortened and D1 shifted back and forth until the best SWR is achieved. This is commonly known as fine tuning the Yagi. This may easily lead to wrong conclusions about the need for a BC factor. This is because the two parts of the Yagi structure that have the most impact on resonance frequency and impedance are both adjusted together. Just tuning for best SWR will work on a broad range of wrongly dimensioned or positioned elements. The clearest signs for an incorrect build - even one that shows a correct resonance frequency - are a Return Loss that is much worse than the simulation and an incorrect increase in the slope of the RL curve after the resonance dip.

In past articles I have repeatedly shown design simulations and corresponding measurements on real-world antennas. Most of my miniVNA measurements were cross checked with an HP Analyser and commercially calibrated coax cables. They come close to the simulated RL within a range of 3 dB or better. Is there a reason, apart from cable losses between Yagi and the analyser, why that could not be achieved? So where is this misleading detail hiding?

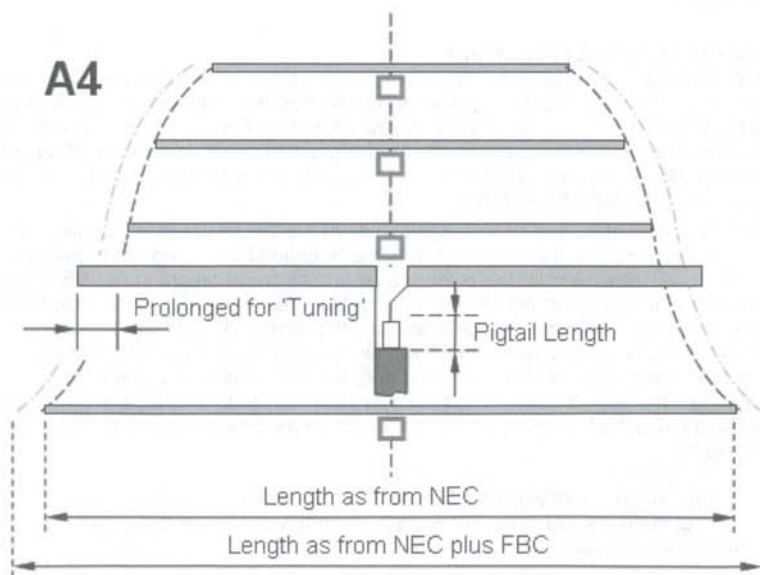


Fig. 4: BC 'compensation' with overlong Driven Element and Pigtails

The Yagi can be divided into three sections from the viewpoint of feed impedance.

1. Matching network i.e. balun, quarter wave line or other impedance transforming component.
2. Driven Element and its associated parts (driver zone)
3. Travelling wave structure (all those further out directors)

As these parts must be viewed as a whole, the positive and negative impedance interactions between the driver zone and travelling wave structure can play a key role in determining the resonance frequency:

Designing a Yagi means making changes on the director elements and looking for the wanted pattern. Then the driver zone is adjusted to the desired impedance. This will go on for several iterations until the designer is satisfied. What is the outcome of this process, which results in deviations of length of the Driven Element from the simulated geometry? We can divide the designs by this means into three cases:

Case (1) Most 'maximal gain' designs lead to the more common increase of positive complex impedance when the DE is lengthened. The well known DL6WU series does show this naturally expected behaviour as well as many later designs for example most of DK7ZB's designs.

Case (2) A number of mainly 'lowest temperature' designs give an increase of negative complex impedance when the DE is lengthened. Bluntly put, this means a Yagi whose resonance frequency increases when the DE is made longer (often found on YU7EF and G0KSC designs).

Case (3) the DJ9BV BVO2 series 3wl [4] does resonate at 144.2 MHz using published, free space geometry at no other than conservative auto segmentation mode done at the design frequency. Changing the length of the DE in any way only lessens the RL. This one is highly optimised in terms of gain for the time being.

The high gain case (1) in practice

In Fig. 4 (marked A4) the most common case, the conventional high gain Yagi (1) is shown. Here we have a conventional design that would have needed a BC correction (green lines) but is built with the uncorrected lengths as specified in the NEC geometry (black lines). If the builder initially made the DE too long, then trimmed it, since initially it was a bit too low in frequency, this would be expected behaviour. Thus the builder will gain confidence in his new Yagi, since it is reacting 'exactly' as it should. After repeating this several times, and shifting D1, resonance and a fairly good SWR occur in the DX portion of the band. Now the design may be resonant where it should be but the DE still is too long because the coax pigtailed effectively lengthen the DE. It is needless to point out that this build will work, but it will not perform as well as it could since all the element lengths are in error by some millimetres, and the DE and D1 are not as designed.

The low temperature case (2) in practice

The mechanism described for the common high gain design above is not applicable here, since an initial lengthening of the DE or long pigtailed in the coax connection will lead to an even higher resonance frequency. The EF0210LT by Ljubisa, YU7EF [5] described in Part 1 [1], is a good example. The unnoticed error described above is not applicable for designs that show an increase of negative complex resistance when the DE is lengthened. Here an over long DE will not compensate for a missing BC but will intensify the impact of incorrect geometry.

Usually we maintain a gap of 10 mm or so in the middle of the DE and feed via a split coax which adds extra length to the DE from the point where the cable is opened out. I wouldn't exactly consider this construct to be an exact equivalent to the point source and biconical tapers in our NEC design. But we may compensate for that. One thing we can not avoid is the effect of the necessary split coax feed to DE connection. If we keep that no longer than 5-7 mm on either side it should have little influence since the assembly can be viewed as an asymmetrical approximation to the biconical form shown in Fig. 3. But as soon as we start using large automotive crimp ring terminals and long pigtailed we may end up with something that indeed has an effect. Of course we may tune this out by altering the DE length. But only if the necessary BC is being applied before that is done can we be certain that the Yagis structure is on the frequency it should be.

A quite common case, where all influences add together is shown in Fig. 5 (A5). The procedure of cutting coax lengths for either quarter wave or balun lines according to wavelength and a given velocity factor will lead to a line transformer with some excess length.

$$l_{QWL} = \frac{\lambda}{4} v \qquad l_{Balun} = \frac{\lambda}{2} v$$

Carelessly lengthening the pigtails will add to this, and finally the previously mentioned extra length of the Driven Element will increase it's electrical length by a such an extent that it might easily obscure the need for a BC factor on the complete Yagi, especially if of the Case (1) type.

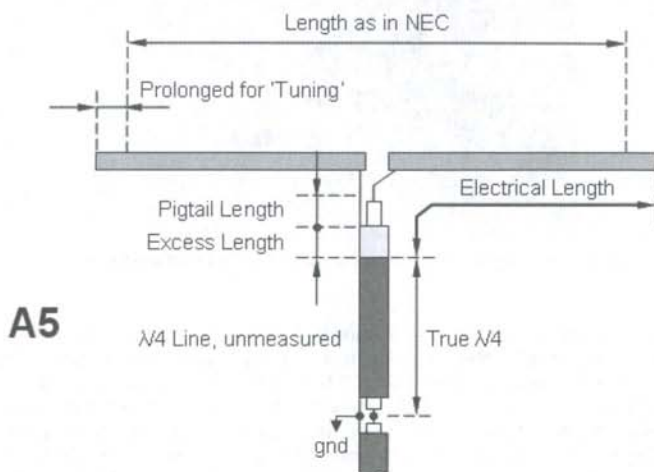


Fig. 5: All possible influences

A practical quarter wave coaxial line balun

Here is how to produce an easily built, high performance, lightweight and weatherproof coaxial balun suitable for high power. As I found that the calculated length of resonant coax stubs for the VHF/UHF bands is relatively inexact, lengths as measured with my VNA are shown in Table 1. If you have access to suitable test gear it would be better still to do your own measurements since your cable may have a slightly different velocity factor from mine, though I used high quality RG-142 from a good supplier. The table gives a good guide and shows the size of the correction needed for calculations based purely on velocity factor.

RG-142 B/U			
Length a	Calculated	Measured	Delta
144 MHz = 2.079 m			
Lambda 1/4	369 mm	345 mm	24 mm
Lambda 1/2	738 mm	700 mm	38 mm
432 MHz = 0.694 m			
Lambda 1/4	123 mm	115 mm	8 mm
Lambda 1/2	246 mm	231 mm	15 mm

Table 1: Measured resonance lengths for RG-142, velocity factor $v = 0.70...0.71$

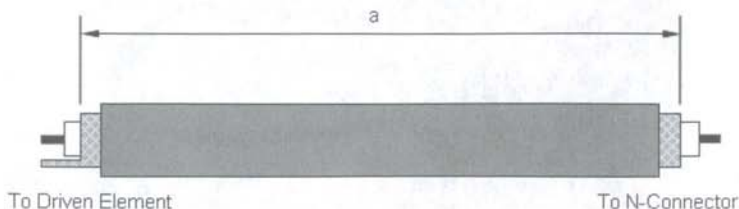


Fig. 6: Coax quarter wave length



Fig. 7: Sealing the N connector with fishing rod varnish

By using RG-142 PTFE dielectric coax we can ensure high power operation (max. 1800 W@100 MHz, 900 W@400 MHz) and good quality shielding due to its tightly woven double braid. One end will be connected to the DE using open ends no longer than 5 to 7 mm. It should pass through the DE box back wall via a cable gland fitted with a strain relief. A clip-on ferrite should be fitted close to the outer end of the strain relief. A second and third ferrite further down the coax would be good but they are not essential unless you are planning to build a measurement reference line. The far end will be terminated in an N cable flange socket. The cable entry, threaded nut and back part of the connector should be treated with a permanently flexible varnish to enhance waterproofing. This varnish should not come off the coax when the cable is moved slightly. Fishing rod varnish is made for exactly this application and should be available in small quantities from old fashioned fishing tackle shops.

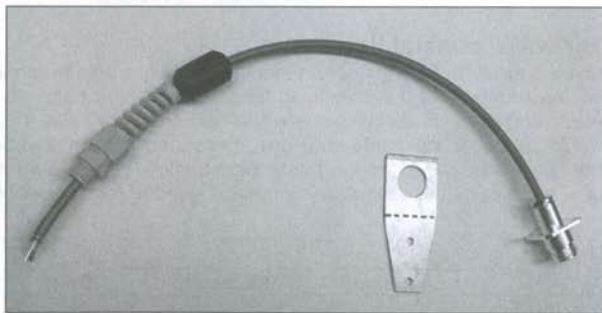


Fig. 8: Completed rugged quarter wave line and mounting bracket (unbent)

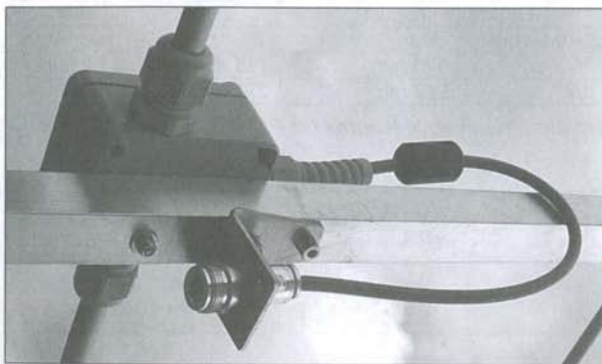


Fig. 9: Installed quarter wave line

If you are still in doubt about the quarter wave line balun's performance you can make a simple measurement with a clamp-on RF current meter [6]. Such a small and easily built device is very useful, not just for VHF Yagi applications, and helps you to gain confidence in the performance of home-made antennas. However, I did a number of comparative measurements between a commercial DL6WU design (Flexa Yagi) employing a folded dipole as Driven Element, including the commercially made balun, and my 50 Ohm, straight split DE using the quarter wave line balun and found no significant difference in meter readings.

Definition semi-insulated mounting of elements

In my previous two articles I introduced the term 'semi-insulated' and would like to explain it a little further.

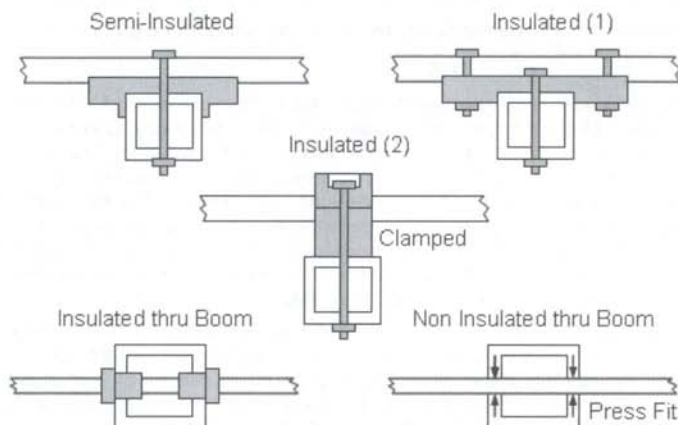


Fig. 10: Common element mounting methods

There are ways of mounting an element with no electrical contact to the boom at all. These include plastic plates or clamps (as used by Justin, G0KSC) or nylon rivets (DJ9BV style) or plastic screws through the boom (I0JXX). Using standard plastic insulators involves a metal screw through the centre of element and boom. The RF will see almost no contact but there is an electrical connection. This I call the Semi-Insulated mounting style. Ordinarily we would say that the contact would not matter since it is located at the voltage minimum on the half wave element. In fact it does have an effect at 144 MHz and above, at least if we take measurements very seriously. Neither the contact area of the screw nor its length can be regarded as infinitely small. Both length and diameter of the screw have an influence, as does the presence of the element insulator itself, which should and can be compensated for effectively. This is the reason why I made the basic measurements on wood or polypropylene booms with the original element insulators in place. The shift in resonance frequency caused by the M3 screw can roughly be estimated to be up to 200 kHz, depending on the design of course. So, semi-insulated is not the same as fully insulated element mounting.

A recapitulation of the boom correction theory

The two main things that make it 'special' and different from other BC theories are that it incorporates the segmentation density aspect and that for this we need the models response to variations in segmentation density.

Base BC for all Yagis using the proposed construction style

The Base BC (BBC) is easily found. I mean in a traditional sense, just as in DL6WU and G3SEK and others theories or tables. There is nothing but measured data and resulting tables for various boom dimensions in this part. The only thing to be aware of is that all base BC figures are based on an 11 segment model. The Base BC is restricted to the very style of building, introduced in parts 1 and 2 [1, 2], especially the narrow element to boom distance; next in importance is the screw dimensions and then the rest i.e. insulator permittivity, insulator length along the element etc.

	144 MHz	432 MHz
Base BC [BBC]		
Boom dim.		
15 x 15 mm	2.7 mm	4.8 mm
20 x 20 mm	3.9 mm	7.5 mm
25 x 25 mm	7.6 mm	11.0 mm
30 x 30 mm	(10.4 mm)*	(14.4 mm)*
Segmentation BC [SBC]		
Steepness (Gradient)	0.171 MHz/mm	1.093 MHz/mm

* by linear interpolation of data in comparison with G3SEK/DL6WU for through boom BC, see below

Table 2: Base BC for 11 segments per wire and segmentation BC correction gradient

Segmentation BC for Yagis designed with a segmentation density of > 11 per wire

With variation of segmentation density the Yagi model will shift in frequency by some 100 kHz. As I have shown in parts 1 and 2, using a higher segmentation density with the same geometry as the corresponding 11 segments per wire model, the simulated resonance frequency (f_{res}) will be lower in most cases, except for some very broad band designs. This means that the geometry of a model designed with many more than 11 segments per wire will end up with an even higher f_{res} when built 1:1 using this style of construction. Consequently we have to add some length to the Base BC. I call this part the Segmentation BC (SBC). The goal of the following exercise is to show step by step how to get this change in frequency and how to calculate the SBC from that.

- First, we do a simulation using the designer's original segmentation density to prove our model. If the predicted f_{res} is already known we do not need to do anything here except for noting that figure. If the original segmentation density is not known we will have to try variations on our chosen segmentation density until the models computed f_{res} matches the designated f_{res} . Lets assume that 30 segments per wire will meet the desired resonance frequency of 144.500 MHz.

$$f_{res} (30 \text{ seg.}) = 144.500 \text{ MHz}$$

- Second, we run another simulation setting the segmentation to 11 for all wires. Using 'Stepped Segmentation' around 11 per wire may give a little extra accuracy. A good choice and easy method to use is to simply choose EZNEC's 'Auto Segmentation' mode at the predicted operating frequency. We will write down that second figure too.

$$f_{res} (11 \text{ seg.}) = 144.820 \text{ MHz}$$

- Third we calculate the difference in the two frequencies which is 320 kHz in our example. The low segment density simulation gives a higher frequency. How do we reduce this frequency difference to get the real antenna resonant where it shall be? Simply by making the elements even longer than the base BC predicts.

- Fourth: How much longer must the elements be? From my measurement graphs you can read off the line gradient for change of element length against measured resonance frequency. The overall slope or steepness of the line tells you how many millimetres will result in what frequency shift. I normalised that to MHz/mm for easier calculation. For example, if you lengthen elements by 1 mm the resonance frequency will drop by 0.171 MHz on the 2 m band. Shortening by this amount will raise the frequency by the same amount. The resonant frequency of the Yagi used for this example is 0.320 MHz too high.

$$SBC = 0.320 \text{ MHz} / (0.171 \text{ MHz/mm}) = 1.87 \text{ mm}$$

We will have to add an extra length of 1.9 mm to the Base BC here. The Base BC is read from table 2. Assuming a 25 x 25 mm boom the BBC is 7.6 mm. The full NEC based BC will be BBC plus SBC.

$$\text{Full (NEC) BC} = 7.6 \text{ mm} + 1.9 \text{ mm}$$

Note: The segmentation BC will be similar within a certain limit around the specified band for the given gradient, regardless of the style of building (!).

Correlation to G3SEK/DL6WU boom correction for non insulated through boom mounting

Having found BC figures for 144 MHz and 432 MHz I am frequently asked if I have any figures for other bands. Reflecting on how time consuming these measurements and their preparation are I have to say

that neither have I done any other bands nor is that on my schedule. But there is an easy way of getting close enough on the lower VHF bands and at the same time for unmeasured boom dimensions too. But please bear in mind that this is an estimation and will only work well with the suggested insulators; especially important is that the distance of element to boom must be similar and plastic of similar electrical properties must be used (see below).

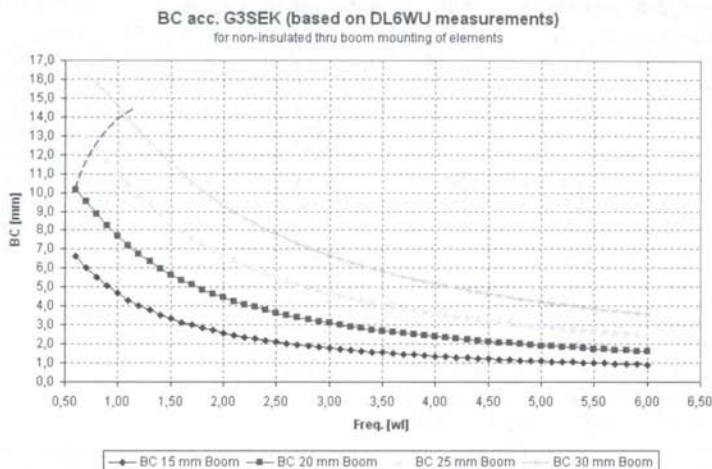


Fig. 11: G3SEK/DL6WU BC for non insulated through boom based on wavelengths

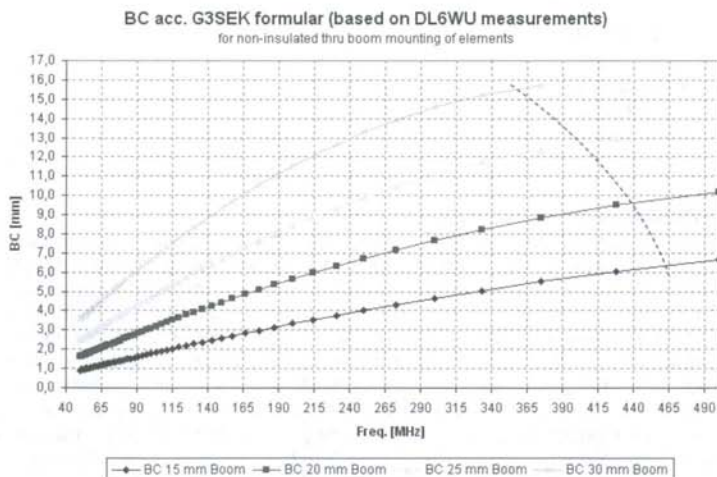


Fig. 12: G3SEK/DL6WU BC for non insulated through boom based on frequency

Looking at the figures calculated by Ian White, G3SEK derived from measurements by Günter Hoch, DL6WU for the non insulated through boom element mounting style, it becomes evident that these figures come very close to mine for the base BC on 144 and 432 MHz. The G3SEK table may give a very close estimation of base BC for the standard plastic insulator mounting style using an M3 screw for 50, 70 and 220 MHz and for a - so far unmeasured - 30 mm square boom. Again a segmentation BC must be added if the models segmentation density is higher than 11 per wire.

Günter, DL6WU provided me with all the basic data last year and I made a graph which makes a direct comparison easier than with the data originally provided by G3SEK where the boom dimension and frequency are both expressed in wavelengths. Graphs expressing frequency as wavelength and (square)

boom dimensions in millimetres are shown in Fig. 10. For the easiest comparison with my and other BC data I have converted the graphs to frequency in MHz and boom size in millimetres too (Fig. 11). Note that beyond the dashed lines the values become uncertain.

Black is black? A comment on the specified insulators

Please do not use just any black insulators of unknown specs with this BC scheme. They must offer exactly the same height between element and boom. And all black plastics are not the same. A wide variety of different plastics and carbon black or ash filler can be used to make black plastic. Some are really good for use as an element insulator; others may lead to inferior performance. If you must use insulators from other sources please check the geometry and electrical properties carefully against the ones given for the 'standard insulators' used for this BC compilation below. The frequently mentioned microwave oven test is the minimum test to do. If insulators get hot when being put into the microwave for several minutes do not use them for HF. Both Lionel Edwards, VE7BQH and Justin Johnson, G0KSC told me of cases where they were advising on Yagi building and some builders had been using uncharacterized black plastic insulators with very bad experiences.

Material: PA6GF 15 (Akulon K224-G3T3)

15% Glassfibre Reinforced

Relative Permittivity 3.5 @ 100 Hz, 4.7 @ 1 MHz (acc. IEC60250)

Loss Factor 55E -4 @ 100 Hz, 180E -4 @ 1 MHz (acc. IEC60250)

Volume Resistance 1E 15 Ohm.cm (acc. IEC60093)

Surface Resistance 1E 15 Ohm.cm (acc. IEC60093)

The existence of a loss factor of 0.018 should not bother us too much here. All plastics have a loss factor. All the well known solutions like using (Herman) Nylon rivets for through boom mounting also have a loss factor; please remember that there are a lot of Yagis out there using the above mentioned insulators giving performance as DK7ZB design builds.

Suggested insulators as sold by WiMo [7]:

Art. # 23042.15 = 15mm Boom

Art. # 23042.20 = 20mm Boom

Art. # 23042.25 = 25mm Boom

Art. # 23042.30 = 30mm Boom

Return Loss measuring outdoors

Most radio amateurs understand the near field region, where the antenna's impedance will be influenced by the environment, as being within 2 wavelengths of a dipole. Citing typical amateur radio lecture websites: "The near field reaches out a half to a maximum of one wavelength around the antenna". That might be true for isotropic radiators, dipoles and alike but is certainly not true for highly directional antennas. Sadly that statement has become conventional wisdom, and is wrongly applied to all kinds of antennas in amateur radio circles. If we want to measure long Yagis correctly we need to get a true picture of where the far field region of our actual antenna will begin. In order to achieve a true Return Loss measurement we must stay clear of the near field and Fresnel regions, at least within the main beam.

Antenna theory gives an equation to calculate the boundary of the far field region, that gives much larger values. Taking as an example a 6.0 m long Yagi for the 2 m band we derive the following value:

$$r_{far} = \frac{2 D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot 6.0^2 \text{ m}^2}{2.08 \text{ m}} = 34 \text{ m}$$

D (often referred to as L) = Antenna aperture or maximum dimension

r_{far} = Start of far field region (Fraunhofer region)

Discussion: The statement referred to above may be useful for non-directive antennas. The antenna theory formula derives from dipole arrays where D (or L) is the length of the line of dipoles. It is valid in the direction of the main beam. None of the above is absolutely correct for a long Yagi's behaviour. But this outline may show that it is important where to beam at or where not to beam at and how much free space in front of the measurement Yagi is really needed. Clearly the 34 m for the example 6 m boom long Yagi does not reflect it's Q-Factor. But from the set of test measurements we did, I conclude that this distance of minimum free space seems to be right. In front of medium to high Q-Factor 10 to 12 element 144 MHz

Yagis objects like cars and even pedestrians could be detected passing by on the analysers R.L. sweep curve in distance of approx. 20...30 m (Wolfgang, DB6WY @ WiMo).

Practical conclusions

For real reference measurements I take my equipment to a flat and empty hill with nothing on it except some trees at a distance of several 100 m. It always helps to raise the Yagi elevation by 20...30 degrees to point to the open sky instead of having the main beam touch the ground. For quick measurements at my home QTH there is a 20 m high and quite broad tree at a distance of 35 m from my mast which it is useful to point at. The leaves seem to do a good job of acting as a radiation absorber. Cross checks between measurements on the hill and using that tree as an absorber show a very small deviation of less than 100 kHz in any case. For connecting the Yagi to the analyser one should only use good quality coax and the smallest number of good quality adapters and connectors between them.

FAQ on building VHF Yagis with elements semi - insulated on the boom

For the active home brewer I can see some questions from the feedback I got on the initial BC articles.

• What about using other insulators than the ones specified?

Sorry, but I have only measured complete Yagis using the specified insulators. However most non-black materials seem to make only a small difference. Different geometries will have a major impact especially varying the spacing between the elements and boom. If you decide to machine your own insulators there are two rules: (1) Make width, length and height similar to the proposed ones and (2) do a test on a small narrow band Yagi first.

• Is the diameter of the screw important?

Here we will have to extend our measurements to cover that issue fully. From measurements without any screws a hint is an observed frequency shift of approx. +200 kHz. That is a clear sign of the screw being involved. The electrical contact does matter as well; a loose screw also shifts the frequency up a bit. Consequently a screw does matter, so its diameter will too. Only the extent of its impact is uncertain to within approx. +/-100 kHz. So use a stainless M3 screw (1.4301 = ANSI SS316) to be on the safe side.

• Are those BC figures valid for other element diameters too?

I only made measurements with element diameters of 8 mm on 144 MHz and 6 mm on 432 MHz. The DL6WU BC factors for mounting through the boom do not mention a specific diameter. Here it might be a different story since the size of the gap between the part of the element facing towards boom and boom surface might have an influence. Since the area facing the boom of a 4 mm element and an 8 mm element are quite different this might have an effect.

• What about Yagi designs carried out with other programs?

Parallel simulations in YO (by Brian W. Beezley, K6STI) do show some offset in resonance frequency. The difference is a good deal larger than the difference between 4nec2 and EZNEC. Other programs have not been taken into account. From the experience I have gained with all the simulations and verification builds and measurements I would like to say that a redesign of a NEC2 based program would be needed to follow my scheme of BC correction. Maybe a generic correction factor between some of the other programs can be found, but that needs further investigation.

• Have you changed the length of the DE as well when applying your BC factor?

Yes I have. Every straight split DE for every new BC was cut from a new piece of aluminium rod. The DE length BC does matter. For the straight split DE the BC depends on the height above the boom in relation to the elements height. That does apply to the folded DE as well whenever one of its tubes comes close to the boom. I do apply a fraction of the necessary BC when one of the folded DE tubes is closer than 5 mm to the boom. Keep in mind that we have two half wave elements joined as a folded DE. So we have to divide the BC or its fraction correspondingly by half if only one of the elements is affected. Accuracy in bending is necessary. A single millimetre will make a difference here.

• You have done most tests on small bandwidth Yagis;

will the BC factors apply to broad band Yagis too?

We have chosen the YU7EF Yagis as their design is highly optimised and most of them carry a high Q factor. So this would be a real challenge for us. I think the findings will apply to all Yagis built in this style and simulated with a program using the NEC2 engine. Some, mostly broadband designs, lead to a negative Segmentation Boom Correction Factor. That does not question the whole strategy. It only

reflects on the abilities of the equation engine of the program. So, in conclusion, I would say that every Yagi designed with the NEC engine would approach its designated resonance frequency more closely with the base BC applied and even better with the full calculation. For Yagis with a more complex Driver Zone geometry leading to higher average gains at low segmentations, like a bent DE or Reflector, or an LFA (G0KSC) etc., it might happen that the simulation ends up closer to the target resonance frequency. As simulated f_{res} and convergence of the model are related anyway that would not be a surprise. This may be confirmed by tests I made with a 6 elem. LFA and fits Justin's experience of building LFA antennas. Applying the Full BC (Base BC + Segmentation BC) at 11 segments per wire on a 144 MHz LFA does give a resonance that is too low. For the specified flat black insulators the Full BC has to be cut to approx. 50% of the original value or even less. Using the much higher and fully insulating "Stauff" clamps Justin reports no BC is needed.

• Is the material of the aluminium, or anodised vs. blank metal surface important?

I must admit that at the beginning of this BC project we even suspected the fine difference between alloy grades and surface treatments would have an impact on the range of the observed frequency deviations from simulation plots. Would you believe that a protective spray coating with plastic spray would change the resonance frequency? No, it does not. As carefully measured by Leif Asbrink, SM5BSZ the loss in Q-factor between a plain surface and a thin anodised surface of a Yagi element is even less than with a sprayed coating [8, 9]. There is no theoretical reason why it should have an impact on relevant dimensions and we have done intensive cross checks with a full set of elements on the EF0210LT and the 70-5 PP-Boom 432 MHz test Yagi.

General hints for building Yagis

First - to get a highly optimised design working well in the real world you have to be precise in all mechanical dimensions. The higher the grade of optimisation for antenna temperature and gain the more even half a millimetre will make a difference. This includes cutting the element lengths, marking their centre for the mounting screw hole and their position on the boom.

For getting the element length exactly, mark the tube with a very sharp pencil, then saw close to the mark and finally trim with a grinding wheel up to the mark. For getting the hole accurately centred I always measure from both outer ends towards the centre. If the marks are not within a fraction of a millimetre obviously something must be wrong.

For longer Yagis with booms in several pieces never mark the element positions separately on individual boom pieces. Build up the complete boom, using numbered boom connectors, and get a measuring tape that is long enough to cover the full boom length when marking the element positions.

References

- [1] Hartmut Klüver, DG7YBN, Applied Conversion of Segmented Wires from NEC to 144 MHz Yagi Elements for Insulated Mount above the Boom using Standard Insulators – Part 1, Dubus 2/2010
- [2]] Hartmut Klüver, DG7YBN, Applied Conversion of Segmented Wires from NEC to 432 MHz Yagi Elements for Insulated Mount above the Boom using Standard Insulators – Part 2, Dubus 1/2011
- [3] G. J. Burke, A. J. Poggio, Numerical Electromagnetics Code (NEC) – Method of Moments Part I: Program Description – Theory; Jan. 1981, Lawrence Livermore Laboratory
- [4] Ian White, GM3SEK, VHF/UHF Long Yagi Workshop, BVO2 Yagis by DJ9BV, <http://www.ifwtech.co.uk/g3sek/diy-yagi/dubus/bvo2.htm>
- [5] Ljubisa Popa, YU7EF, YU7EF 144 MHz Low Temperature Antennas, <http://www.yu7ef.com/>
- [6] Ian White, GM3SEK, Clamp-on RF Current Meter, by G0SNO, RadCom (RSGB) April 1993, page 74, <http://www.ifwtech.co.uk/g3sek/clamp-on/clamp-on.htm>
- [7] WiMo Antennen und Elektronik GmbH, Am Gäxwald 14, 76863 Herxheim, Germany, www.wimo.de
- [8] Leif Asbrink, SM5BSZ, Losses in yagi antenna elements at 144 MHz <http://www.sm5bsz.com/antennas/sa/losses144.htm>
- [9] Leif Asbrink, SM5BSZ, Losses in yagi antenna elements at 413 MHz <http://www.sm5bsz.com/antennas/sa/losses413.htm>

Angewandte Umsetzung von segmentierten Drähten aus NEC in 144/432-MHz-Yagi-Elemente - für semi-isolierte Montage auf dem Boom mit Standardhaltern (Teil 3)

von Hartmut Klüver, DG7YBN

In den voran gegangenen beiden Artikeln habe ich Messdiagramme und Schlussfolgerungen auf einen BC für 144 und 432 MHz gezeigt, welcher ein Anfitzen auf die Segmentierungsdichte des Designs beinhaltet. Dort habe ich viel Platz für die Theorie benötigt. Dieser Teil hier soll generelle Antworten zum Thema Boomkorrektur und Hinweise zum praktischen Nachbauen geben. Deshalb ist manches nicht auf Boomkorrektur (BC) fixiert, sondern von allgemeinem Wert für das präzise Aufbauen von VHF/UHF Yagis.

Warum eine genaue Rückflussdämpfung wichtig ist

Zurückblickend auf die einführenden Artikel über 144 und 432 MHz BC [1, 2] könnte man zu der Auffassung gelangen, meine Arbeit sei einzig von der Jagd nach hoher Rückflussdämpfung (engl. Return Loss, R.L.) bestimmt. Die Tatsache, dass die Effizienz einer Yagi als Strahler bei einem SWR von 1,2 oder R.L. = 20 dB vollkommen ausreicht, ist mir wohl bekannt. Es ging es mir um ein anderes Ziel - die Genauigkeit des Strahlungsdiagramms.

Ob Ihr Fokus oder Ihre Überzeugung zum erfolgreichen Schlüssel für DX auf höchsten Gewinn, hohem F/B oder niedrigster Antennentemperatur liegt, ganz sicher möchten Sie einen Aufbau umsetzen, in dem das Richtdiagramm so genau wie möglich dem sorgfältig entworfenen Modell entspricht.

Impedanz und Elementstruktur der Yagi gehen Hand in Hand; sie sind voneinander abhängig. Aber ein reales Richtdiagramm mit einer Genauigkeit von etwa 30 dB auszumessen ist sehr schwer, wenn nicht unmöglich. Daher ist die NEC Simulation von beidem, Richtdiagramm und SWR bzw. R.L. die beste Verknüpfung um eine reziproke Aussage über die Genauigkeit des Richtdiagramms in Bezug auf unsere Simulation zu gewinnen. Natürlich besitzt ein Abschlusswiderstand auch ein gutes R.L., aber für eine gegebene Verteilung von Reflektoren und Direktoren auf einem Boom finden wir nur genau eine Lösung für beides, den Dip in der Resonanz und den kompletten Verlauf der R.L. Plot Linie. Wenn wir die korrekten Elementlängen um einen kleinen Betrag verfehlen, bemerken wir eine Verschiebung der Resonanz und der Form des R.L. Diagramms. In einfachen Worten zusammengefasst bedeutet dies, dass es nur eine Lösung für unsere Antenne als Ganzes gibt: Richtdiagramm, R.L. Plot, beste f_{res} und unsere mechanische Geometrie.

Potentielle Fallstricke in dieser Gleichung sind bedingt durch zu lange Anschlüsse des an das erregte Element (Driven Element, DE) angeschlossenen Koaxkabel (Pigtails), Längenkorrekturfaktor von Balun oder Viertelwellenleitung oder der nur bedingte Entkopplungsgrad von Mantelwellensperren aus Koaxkabel (Chokes). Ein systematischer Messfehler kann durch die gängige Praxis entstehen mit einem zu langen erregten Element die Abstimmung einer Yagi zu beginnen, und dieses dann auf passendes SWR herunter zu schneiden (s. Bild 1, A3)

Anschluss Koaxkabel zu DE

Die meisten Selbstbauer werden denken dies sei eine einfache Aufgabe. Das mag für die durchschnittliche Yagi mit niedrigem Optimierungsgrad zutreffen, wenn Gewinn lediglich eine Frage von Vorwärtsgewinn ist und das SWR nicht schlechter als z.B. 1.3 sein soll. Anders verhält es sich mit der empfindlichen hoch optimierten Yagi, die ihre Eigenschaften nur auf einem Bruchteil des Bandes ablieft oder für niedrigste Aufnahme von Rauschen oder bestes G/T - Verhältnis gebaut wird.

Allgemein unterschätzte Einflüsse:

- Die Länge des aufgesplitteten Koaxkabel zum erregten Element (DE)
- DE Offset zur Elementebene bedingt durch Unterbringung in großen Plastikboxen
- Benutzung breiter Dipolboxen (hohe Permittivität)
- Wahl ungeeigneten Kunststoffes (hohe Verluste)
- Knäuel von Koaxkabel nahe dem DE (Baluns, Transformationsleitungen zusammengewickelt in der DE-Box)

In den mathematischen Funktionen des NEC Kernels wird der Speisepunkt durch eine punktförmige Quelle mit der vollen Bedeutung eines Punktes im mathematischen Sinne repräsentiert. Das ist nicht der gemein hin angenommene Freiraum von 10 mm zwischen den Enden des DE. Diese Quelle besitzt keine Dimension. Das NEC Manual, Teil 2 [3] gibt auf Seite 62, Kapitel 5, „Modelling of Antennas: 1. Source Modelling“ folgende Auskunft:

„Eine brauchbares Quellenmodell ist ein in einem einzigen Anpassungspunkt spezifiziertes elektrisches Feld.“

Aus [3], Zeichnung 17: "Bikonisches Transmissionslinienmodell der Quellregion" können wir ablesen, dass die eigentliche Quelle ein in der Mitte der gegeneinander angeordneten, sich konisch in Richtung der Koordinate bzw. Entfernung s ausbreitenden Spannungen befindlicher und dimensionsloser Punkt ist (s. Bild 1). Daher sollten wir unseren Speisepunkt so klein wie möglich halten (s. Bild 2), es sei denn wir wissen exakt wie dessen Ausdehnung gegen die punktförmige Simulation kompensiert werden muss und die Yagi wohlbekannt und ausgemessen ist.

Bild 1: Nachgezeichnetes Bild aus NEC Manual, Bild 17

**Bild 2: Reales Speisesegment, annähernd maßstäbliche Zeichnung,
10 mm Rohr, 10 mm Spalt, RG-142**

Bild 3: Länge des gespeisten Element und Einfluss von „Pigtails“

In Bild 3 wird die Interaktion zwischen DE und „Pigtails“ am Anschluss des Koaxkabel im Detail gezeigt, so dass diese ausführlich diskutiert werden kann:

Skizze A1 repräsentiert eine Kombination aus kürzester Anbindung des Koaxkabel und DE mit Originallänge aus der NEC Simulation. Um die Anwesenheit des Boom zu kompensieren ist der richtige Basis BC hinzugefügt; im Falle einer hohen Segmentierungsdichte wird zudem ein Segmentierungs-BC auf den Basis-BC aufgesetzt. Der Basis-BC muss um ein signifikantes Maß reduziert werden wenn die Distanz zwischen DE und Boom wesentlich größer als die Höhe der Elementhalter sein sollte.

Skizze A2 zeigt, wie eine relativ lange offene Anbindung des aufgesplitteten Koaxkabel zum DE hin kompensiert werden kann. Diese Konstellation ist nicht optimal, denn wir sind um einen DE in Originallänge wie in der NEC Simulation bemüht, aber der tatsächliche Effekt kann ggf. vernachlässigt werden und es sollte in jedem Fall ein besseres Resultat erzielbar sein als mit der Zusammenstellung in der nachfolgenden Skizze A3.

Skizze A3 zeigt eine sehr typische Konstellation wie sie von vielen und selbst erfahrenen Antennenbauern und Designern bevorzugt wird. Weil es einfacher ist, die DE-Enden einzukürzen als einige Millimeter anzufügen, hat dieser Ansatz eine gewisse Berechtigung. Tragischerweise verschleiert er die wahren Effekte der BC-Wechselwirkung in Bezug auf die meisten konventionellen Designs.

Wechselwirkung mit positiver / negativer Reaktanz der Impedanz

Während der Bauphase und der ersten Messungen beginnen die meisten Amateur mit einem zu langen DE. Als nächstes wird der DE gekürzt und D1 vor- und zurück geschoben bis sich ein bestmögliches SWR einstellt. Allgemein wird dieses Vorgehen als Abgleichen der Yagi bezeichnet. Eben dies kann leicht zu falschen Vorhersagen über die Notwendigkeit eines BC-Faktors führen. Bei dieser Vorgehensweise werden die zwei Mitglieder der Gesamtstruktur Yagi, die den höchsten Einfluss auf Resonanzfrequenz und Impedanz besitzen, im Paket manipuliert. Die reine Abgleichprozedur auf bestes SWR wird so über eine breite Spanne von falsch abgelängten oder positionierten Elementen funktionieren. Die klarsten Anzeichen für einen nicht passenden Aufbau, der sogar eine passende Resonanzfrequenz aufweist, sind ein Return Loss, welches bei weitem nicht an den simulierten Wert heranreicht und eine falsche Steilheit im Anstieg der R.L.- Kurve nach dem Resonanz-Dip.

In den letzten beiden Artikeln habe ich wiederholt Simulationen von Designs und zugeordnete Messungen der realen Aufbauten gezeigt. Die meisten meiner Messungen mit dem miniVNA wurden an einem HP-Analysator mit kommerziell kalibriertem Koaxkabel verifiziert. Sie kommen bis auf etwa 3 dB oder besser an das simulierte R.L. heran. Und, gibt es einen Grund ab von Verlusten im Koaxkabel zwischen Analysator und Yagi, warum dies nicht erreicht werden können sollte? Wo ist also das gesuchte Detail versteckt?

Die Impedanz im Speisepunkt betreffend kann die Yagi in drei Bereiche eingeteilt werden.

1. Netzwerk zur Anpassung wie Balun, Viertelwellenleitung oder andere Transformierglieder
2. Erregtes Element und seine Nachbarn, also 'Sleeve Elements' und Reflektor (Driver zone)
3. Wellenleitstruktur (all die Direktoren weit draußen)

Da diese Teilbereiche als Ganzes betrachtet werden müssen, kann die Wechselwirkung von positiver wie negativer Impedanz eine Schlüsselrolle zwischen Erregerzone (Driver zone) und Wellenleitstruktur einnehmen:

Eine Yagi zu entwerfen bedeutet, Änderungen an den Direktoren vorzunehmen und dabei auf das gewünschte Strahlungsdiagramm hinzuwirken. Daraufhin wird die Erregerzone nachjustiert um die gewünschte Impedanz einzustellen. Das wird über etliche Iterationsschritte wiederholt bis der Designer zufrieden ist. Was bedeutet das im Endergebnis für Längenvariationen der simulierten Geometrie des erregten Elements? Wir können die Designs diesbezüglich in drei Klassen einteilen:

Fall (1) Bei den meisten 'Höchstgewinn' Designs führt ein verlängerter DE zu der am häufigsten auftretenden Zunahme des positiven komplexen Widerstands. Die bekannte DL6WU Serie zeigt dies natürlicherweise erwartete Verhalten genau wie viele dieser Linie folgenden Entwürfe und so auch die meisten DK7ZB Designs.

Fall (2) Bei einer Anzahl von im wesentlichen 'Niedrigste Antennentemperatur' Designs führt das Verlängern des DE zu einer Zunahme des negativen komplexen Widerstands. In einfachen Worten bedeutet dies, dass die Yagi in der Resonanzfrequenz

nach oben geht, wenn der DE verlängert wird (oft anzutreffen bei YU7EF und G0KSC Designs).

Fall (3) Die der DJ9BV BVO2 Serie entnommene 3wI Yagi [4] trifft die 144.2 MHz unter Verwendung der publizierten Freiraumgeometrie bei keinem anderen als dem „Conservative Auto Segmentation Mode“ ausgeführt auf der Designfrequenz. Veränderungen an der Länge des DE in beide Richtungen verschlechtern in jedem Fall nur das R.L. Dies Beispiel ist in Bezug auf Gewinn sehr hoch optimiert für seine Zeit.

Bild 4: BC "Kompensation" mittels zu langem erregten Element und „Pigtails“

Der Fall Hochgewinn (1) in der Praxis

In Bild 2, gekennzeichnet als A4 wird der am häufigsten auftretende Fall der konventionellen, nach Höchstgewinn eifernde Yagi skizziert. Hier haben wir ein konventionelles Design vor uns, das eine BC Korrektur benötigen würde (grüne Linien) aber zum Bau bei den Längen aus der NEC Geometrie belassen wurde (schwarze Linien). Angenommen, dass von der zusätzlichen Länge auf dem DE ein Teil wieder abgenommen wurde führt dies zu der erwarteten Reaktion. Daher gewinnt der Erbauer an Zuversicht in seine neue Yagi, denn diese benimmt sich „genau wie sie soll“. Nach ein paar Wiederholungen plus Verschieben des D1 zeigt die Yagi Resonanz und ein ziemlich gutes SWR auf dem DX-Segment des vorgesehenen Bandes. Nun mag das Design resonant sein wo es soll. Das ist es aber nur, weil der DE immer noch zu lang ist oder wahlweise die „Pigtails“ den DE virtuell verlängern. Unnötig herauszustreichen, dass dieser Aufbau gut funktionieren, aber keine so gute Vorstellung geben wird wie er könnte. Den alle Elemente sind einige Millimeter zu kurz geraten und D1 und DE weichen vom Design ab.

Der Fall Niedrigtemperatur (2) in der Praxis

Der für die konventionelle Hochgewinn-Yagi beschriebene Mechanismus greift hier nicht, weil eine anfängliche Verlängerung des DE oder „Pigtails“ in der Anbindung des Koaxkabel zu einer noch höheren Resonanzfrequenz führen werden. Die in Teil 1 [1] beschriebene EF0210LT von Ljubisa, YU7EF [5] ist ein gutes Beispiel dafür. Der oben beschriebene, oft unbemerkte Fehler ist nicht übertragbar auf Designs, die eine Erhöhung des negativen komplexen Widerstands erfahren wenn der DE verlängert wird. Hier kann ein zu langer DE den fehlenden BC nicht kompensieren, sondern die Auswirkungen der falschen Geometrie nur verstärken.

Normalerweise halten wir einen Abstand von etwa 10 mm in der Mitte des DE und speisen hier mit einem aufgetrennten Koaxkabel; dieses fügt vom Auftrennpunkt an eine Extralänge zum DE dazu. Dieses Konstrukt würde ich nicht gerade als ein exaktes Äquivalent der punktförmigen Quelle und der konischen Ausbreitungen unseres NEC Designs ansehen. Aber wir können dies kompensieren. Ein Weg, den wir auch nicht umgehen können, besteht in der notwendigen Auftrennung des Koaxkabel zum DE-Anschluss. Wenn wir diese nicht länger als 5...7 mm beidseits halten haben wir hier fast keinen Einfluss, denn der Aufbau kann als asymmetrische Annäherung an den in Bild 3 gezeigten Bikonus angesehen werden. Aber sobald wir anfangen große Kabelschuhe aus der Automobiltechnik und „Pigtails“ zu verbauen, könnten wir mit einem Einfluss von Tragweite enden. Sicherlich können wir diesen Einfluss durch eine korrigierte Länge des DE abgleichen. Aber nur wenn der notwendige BC vorher aufgeschlagen wurde und wir sicher sein können, dass die Struktur der Yagi auf der Sollfrequenz liegt.

Bild 5: Alle möglichen Einflüsse für eine Verschiebung

Ein sehr häufig anzutreffender Fall bei dem alle Einflüsse aufeinander treffen ist in Bild 5 (A5) gezeigt. Die Vorgehensweise, die Länge des Koaxkabel für Viertelwellenleitungen oder Baluns anhand der Wellenlänge und des angegebenen Verkürzungsfaktors zu schneiden, führt zu einer zu langen Leitung.

$$l_{QWL} = \frac{\lambda}{4} v \quad l_{Balun} = \frac{\lambda}{2} v$$

Unbedachte gemachte „Pigtail“-Längen addieren sich dazu und schließlich wird die vorgesehene zusätzliche Verlängerung des DE die elektrische Länge dieses Strahlers um einen ernst zu nehmenden Betrag erhöhen. Dieser kann dann leicht die Berechtigung eines BC für die komplette Yagi überdeckt, insbesondere wenn es sich um eine Yagi nach Fall (1) handelt.

Praktische Ausführung einer symmetrierenden coaxialen Viertelwellenleitung

Hier folgt eine Beschreibung die zeigt, wie ein einfach zu verwirklichendes, leichtgewichtiges und funktionierendes symmetrierendes Koaxkabel für hohe Leistung und alle Wetterbedingungen aufgebaut sein kann. Da ich ausgemessen habe, dass die gerechnete Länge für resonante Koaxstubs auf den VHF/UHF Bändern relativ ungenau ist, habe ich die mit dem Analyser ausgemessenen Längen unten dargestellt. Wenn Sie über eigenes Meßequipment verfügen wäre eine eigene Messung dennoch zu bevorzugen, denn Ihr Kabel könnte einen ein wenig abweichenden Verkürzungsfaktor besitzen, obwohl ich qualitativ hochwertiges RG-142 aus einer seriösen Bezugsquelle benutze. Die Tabelle (1) gibt Richtwerte an und zeigt die Größenordnung der Korrektur gegen die rein rechnerischen, auf dem Verkürzungsfaktor basierenden Längen.

RG-142 B/U			
Länge a	Gerechnet	Gemessen	Delta
144 MHz = 2.079 m			
Lambda 1/4	369 mm	345 mm	24 mm
Lambda 1/2	738 mm	700 mm	38 mm
432 MHz = 0.694 m			
Lambda 1/4	123 mm	115 mm	8 mm
Lambda 1/2	246 mm	231 mm	15 mm

Tabelle 1: Gemessenen Resonanzlängen für RG-142, Verkürzungsfaktor $v = 0.70...0.71$

Bild 6: Länge des koaxialen Viertelwellenstück

Bild 7: Abdichten der N-Buchse mit Angerutenlack

Durch die Wahl des mit PTFE isolierten RG-142 können wir hohe Leistungsverträglichkeit (max. 1800 W@100 MHz, 900 W@400 MHz) und eine qualitativ gute Abschirmung durch das doppelte und fein gewobene Schirmgeflecht sicherstellen. Das eine Ende wird mit nicht mehr als 5...7 mm langen Enden an den DE angeschlossen. Es soll nach Möglichkeit mit einer Kabeldurchführung mit Knickschutz durch die Wand der DE-Box geführt werden. Dicht hinter dem Knickschutz sollte ein Klappferrit angebracht werden. Ein zweiter und dritter, weiter unten am Koaxkabel angebracht wird begrüßt, erscheint aber nicht als essentiell es sei denn Sie planen den Bau einer Referenzleitung. An das äußere Ende wird eine N-Kabelflanschbuchse angeschlossen. Deren rückwärtige Sektion, Einführung des Koaxkabel und Gewinde sollten mit einem dauerelastischen Überzug behandelt werden um die Wasserdichtigkeit zu verbessern. Der Überzug soll sich nicht vom Koaxkabel ablösen wenn sich dieses leicht bewegt. Angerutenlack ist genau für solche Aufgaben gemacht und sollte in Kleinstmengen in altmodischen Angelläden erhältlich sein.

Bild 8: Komplettierte Viertelwellenleitung für den rauen Einsatz und Montagewinkel (noch ungebogen)

Bild 9: Montierte Viertelwellenleitung

Wenn Sie noch immer an der Qualität der Symmetrierung durch eine solche Viertelwellenleitung zweifeln, dann können Sie einen einfachen Test mit einem Zangen-Strom-Messgerät für HF [6] machen. So ein kleines und einfach nach zu bauendes Gerät ist sehr hilfreich um Zuversicht in die Fähigkeiten nicht nur von selbstgebauten Yagi Antennen zu bekommen. Damit habe ich eine Reihe vergleichender Messungen an einem kommerziell gefertigten DL6WU Design (Flexa Yagi) mit Faltdipol als erregtes Element samt kommerziell gefertigtem Balun und meinem geraden, gestreckten 50 Ohm DE mit Viertelwellenleitung durchgeführt und keine signifikanten Messunterschiede gefunden.

Definition der semi-isolierten Montage der Elemente

In den letzten beiden Artikeln habe ich den Begriff Semi-Isoliert eingeführt und möchte diesen hier noch einmal nachmotivieren.

Bild 10: Standardmethoden der Elementmontage

Es gibt Wege ein Element so zu montieren, dass es überhaupt keinen elektrischen Kontakt zum Boom hat. Diese sind hier repräsentiert durch Plastikplatten oder Klemmen (wie bei Justin, G0KSC) oder Nylonnieten (im DJ9BV Stil) oder auch Plastikschrauben durch den Boom (I0JXX). Die Verwendung von Standardelementhaltern aus Kunststoff bedingt eine Metallschraube quer durch Element und Boom. Die HF sieht fast keinen Kontakt, aber das Element ist elektrisch verbunden. So etwas nenne ich eine semi-isolierte Art der Montage. Normalerweise sagen wir, dass der Kontakt keine Auswirkung haben würde weil er im Nulldurchgang der über dem Halbwellenelement stehenden Welle stattfindet. In Wirklichkeit gibt es in den Proportionen für 144 MHz und höher eine Auswirkung wenn wir die Messungen genau nehmen. Weder die Kontaktfläche der Schraube noch die Länge ihres Schaftes sind unendlich klein. Beides, Länge und Durchmesser der Schraube haben einen Einfluss, ebenso die Anwesenheit des Elementhalters selbst. Dies sollte und kann effektiv kompensiert werden. Das ist der Grund, warum ich die Basismessungen auf Holz- beziehungsweise Polypropylenboom mitsamt der originalen Elementhalter gemacht habe. Die Verschiebung der Resonanzfrequenz durch eine M3 Schraube kann mit bis zu etwa 200 kHz beziffert werden, natürlich in Abhängigkeit vom Design. Also ist eine semi-isolierte Montage nicht das Gleiche wie eine voll isolierte Montage der Elemente.

Zusammenfassung der Theorie dieser Boom Korrektur

Die zwei Dinge, die diese 'speziell' gegen andere BC Theorien machen sind, dass sie den Aspekt der Segmentierungsdichte mit einschließt, und dass wir dazu die Antwort des Modells auf die Variation der Segmentierungsdichte benötigen.

Basis-BC für alle Yagis nach dem vorgeschlagenen Baustil

Der Basis-BC (BBC) ist leicht zugänglich. Er ist ganz im traditionellen Sinn zu verstehen, genau wie in den Tabellen oder

Theorien nach G3SEK und DL6WU oder andern.

In diesem Teil gibt es nichts als Messdaten und resultierende Tabellen für verschiedene Boom-Dimensionen. Das einzige Detail, das berücksichtigt werden muss ist, dass alle Basis-BC Angaben auf der Ausführung des Modells mit 11 Segmenten basieren. Der Basis-BC ist nur für genau den in Teil 1 und 2 [1, 2] vorgeschlagenen Baustil gültig, besonders die kleine Distanz von Element zum Boom, danach wahrscheinlich die Größe der Schrauben und dann der Rest wie Permittivität der Elementhalter und die Länge dieser in Elementrichtung.

	144 MHz	432 MHz
Basis-BC [BBC]		
Boom dim.		
15 x 15 mm	2.7 mm	4.8 mm
20 x 20 mm	3.9 mm	7.5 mm
25 x 25 mm	7.6 mm	11.0 mm
30 x 30 mm	(10.4 mm)*	(14.4 mm)*
Segmentierungs-BC [SBC]		
Steilheit (Gradient)	0.171 MHz/mm	1.093 MHz/mm

* Linear interpolierte Daten im Vergleich mit G3SEK/DL6WU für durch den Boom BC, siehe unten

Tabelle 2: Basis-BC für 11 Segmente pro Draht und Segmentierungs-BC Gradient

Segmentierungs-BC für Yagis designed mit Segmentierungsdichte größer als 11 pro Draht

Mit der Variation der Segmentierungsdichte wird sich die Yagi einige 100 kHz in der Frequenz verschieben. Wie ich in Teil 1 und 2 gemessen und gezeigt habe, wird die per Simulation mit höherer Segmentierungsdichte als den passenden 11 Segmenten pro Draht bestimmte Frequenz in den meisten Fällen, außer bei einigen sehr breitbandigen Designs, bei unveränderter Geometrie niedriger liegen. Das heißt, das eine Modellgeometrie, die mit wesentlich mehr als 11 Segmenten pro Draht designed wurde in der Frequenz höher liegen wird, wenn sie 1:1 und in diesem Baustil verwirklicht wird. Als Konsequenz müssen wir noch einen Längenteil zum Basis-BC dazu geben. Diesen Teil habe ich Segmentierungs-BC (SBC) genannt. Das Ziel der folgenden Übung ist es, Schritt für Schritt zu zeigen, wie man das Delta der Frequenzverschiebung herausfindet und wie daraus der SBC berechnet wird.

- Zuerst simulieren wir mit der vom Designer gewählten originalen Segmentierungsdichte um unser Modell zu testen. Wenn die vorgesehene f_{res} schon bekannt ist brauchen wir hier gar nichts zu tun, außer die Angabe aufzuschreiben. Wenn die originale Segmentierungsdichte unbekannt ist, müssen wir Variationen unserer eingestellten Segmentierungsdichte durchspielen, bis die berechnete f_{res} des Modells die bestimmungsgemäße f_{res} trifft. Lassen Sie uns annehmen, dass bei 30 Segmenten pro Draht die gewünschte Resonanzfrequenz von 144,500 MHz passt.

f_{res} (30 segm.) = 144,500 MHz

- Zweitens machen wir eine weitere Simulation, wobei wir die Segmentierung auf 11 für alle Drähte setzen. Die Verwendung einer 'Stepped Segmentation' um 11 pro Draht herum kann ein kleines Extra an Genauigkeit bedeuten. Eine gute Wahl und einfache Methode um dies zu erreichen ist, einfach den EZNEC 'Auto Segmentation' Mode auf der vorgesehenen Arbeitsfrequenz auszuführen. Wir notieren auch diese zweite Zahl.

f_{res} (11 segm.) = 144,820 MHz

- Drittens berechnen wir die Differenz der beiden Frequenzen. In unserem Beispiel sind das 320 kHz. Die Simulation mit der niedrigen Segmentierungsdichte liegt in der Frequenz höher. Wie können wir diese Spanne überbrücken und den realen Aufbau da resonant bekommen, wo er es sein soll? Ganz einfach in dem wir die Elemente noch über den Basis-BC hinaus verlängern.

- Viertens: Um wie viel müssen die Elemente verlängert werden? Aus meinen Messreihen-Tabellen können wir die Steilheit der Linien für eine Veränderung der Elementlänge gegen die Resonanzfrequenz ablesen. Der gemittelte Gradient oder Steigung der Linien gibt eine Antwort auf die Frage, wie viele Millimeter welchen Frequenzbetrag auf dem genannten Band auslösen. Um damit einfacher rechnen zu können habe Ich diese in MHz/mm normiert. Wenn Sie die Elemente um 1 mm verlängern, fällt die Resonanzfrequenz auf dem 2 m Band um 0,171 MHz. Umgekehrt wird eine Kürzung um diesen Betrag die Frequenz um das gleiche erhöhen. Die Yagi im Beispiel liegt in der Resonanz um 0,320 MHz zu hoch.

$SBC = 0,320 \text{ MHz} / (0,171 \text{ MHz/mm}) = 1,87 \text{ mm}$

Wir müssen hier also eine zusätzliche Länge von gerundeten 1,9 mm zum Basis-BC addieren. Der Basis-BC wird aus Tabelle 2 abgelesen. Für einen angenommenen 25 x 25 mm Boom beträgt der BBC dann 7,6 mm. Der 'Full NEC based BC' besteht aus BBC plus SBC.

Full (NEC) BC = 7,6 mm + 1,9 mm

Hinweis: Der Segmentierungs-BC ist universell innerhalb eines bestimmten Limits um das spezifizierte Band und den dafür gegebenen Gradienten herum, unabhängig vom Baustil (!).

Korrelation zu G3SEK/DL6WU Boom Korrektur für elektrisch leitend durch den Boom

Nachdem ich BC Werte für 144 MHz und 432 MHz bestimmt habe, werde ich immer wieder gefragt, ob ich auch Werte für andere Bänder bereit hätte. Wenn ich darauf zurückblicke wie zeitaufwendig diese Messungen und ihre Vorbereitungen sind, dann muss ich sagen, dass ich weder andere Bänder gemessen habe, noch ist das in Planung. Aber es gibt einen einfachen Weg um dicht genug an brauchbare Werte heran zu kommen für die niedrigeren VHF-Bänder und gleichzeitig auch für ungemessene Boom-Abmessungen. Aber Sie müssen bedenken, das es sich lediglich um eine Annäherung handelt, die auch nur mit den vorgeschlagenen Elementhaltern erfolgreich sein wird. Besonders die Distanz von Element zu Boom muss gleich sein und der Kunststoff soll die gleichen elektrischen Eigenschaften aufweisen (s. unten). Wenn man die von Ian White, G3SEK aus den Messungen von Günter Hoch, DL6WU berechneten Werte für den Baustil mit elektrisch leitend durch den Boom montierten Elementen betrachtet wird ersichtlich, dass diese Werte für 144 und 432 MHz sehr dicht an meinen Basis-BC heran kommen. Die G3SEK Tabelle kann eine sehr dichte Abschätzung für den Basis-BC für die Bauart mit Standard Elementhalter aus Kunststoff und M3 Schraube für 50, 70 und 220 MHz liefern, und auch für den bisher ungemessenen quadratischen 30 mm Boom. Wieder muss ein Segmentierungs-BC addiert werden wenn die Segmentierungsdichte des Modells höher als 11 pro Draht ist.

Günter, DL6WU versorgte mich letztes Jahr mit all den Basisdaten und ich habe eine Tabelle daraus angefertigt, welche für den direkten Vergleich besser geeignet erscheint als die Werte für Boom-Dimensionen und Frequenz in Wellenlänge anzugeben wie im Original von G3SEK. Angaben mit Frequenz in Wellenlänge und Boom-Abmessungen in Millimetern (für den quadratischen Boom) sind in Bild 10 gezeigt. Für einfachen Vergleich mit meinen und anderen BC-Daten habe ich diese Tabelle noch mal in Frequenz in MHz und Boom-Abmessungen in Millimetern konvertiert (Bild 11). Zu beachten ist, dass jenseits der gestrichelten Linien die Werte unsicher werden.

Bild 11: G3SEK/DL6WU BC für Elektrisch leitend durch den Boom basierend auf Wellenlänge

Bild 12: G3SEK G3SEK/DL6WU BC für Elektrisch leitend durch den Boom basierend auf Frequenz

Black is black? Ein Kommentar zu den vorgeschlagenen Elementhaltern

Ist schwarz gleich schwarz? Bitte nehmen Sie nicht jede Sorte von geschwärzten, also kohlenstoffhaltigen Elementhaltern wenn Ihnen deren Spezifikationen nicht bekannt sind. Sie müssen exakt dieselbe Höhe zwischen Boom und Element aufweisen. Und schwarzer Kunststoff ist möglicherweise nicht mit allen schwarzen Kunststoffen identisch. Es gibt eine breite Auswahl an Basiskunststoffen und Kohlenstoffen oder Aschen als Füllmaterial. Einige davon sind sehr gut geeignet um als Elementhalter zu dienen; andere können zu einem sehr minderwertigen Ergebnis führen. Wenn Sie Elementhalter aus anderen Bezugsquellen verwenden wollen, dann sollten sie deren elektrischen Eigenschaften sorgsam gegen die unten angegebenen für die "Standard-Elementhalter" aus dieser BC-Zusammenstellung vergleichen. Der oft erwähnte Mikrowellentest stellt einen Minimal-Test dar. Wenn die Elementhalter nach einige Minuten in der Mikrowelle warm werden, dann sollten Sie diese nicht für HF benutzen. Sowohl Lionel Edwards VE7BQH als auch Justin Johnson, G0KSC haben mir von Fällen berichtet, wo sie beim Bau von Yagis beraten haben und einige Erbauer zunächst unqualifizierte Elementhalter aus kohlenstoffhaltigem Kunststoff mit sehr schlechten Erfahrungen damit eingesetzt hatten.

Material: PA6GF 15 (Akulon K224-G3T3)

15% Glasfaserverstärkung

Relative Permittivität 3,5 @ 100 Hz, 4,7 @ 1 MHz (nach IEC 60250)

Verlustfaktor 55E -4 @ 100 Hz, 180E -4 @ 1 MHz (nach IEC 60250)

Volumenwiderstand 1E 15 Ohm.cm (nach IEC 60093)

Oberflächenwiderstand 1E 15 Ohm.cm (nach IEC 60093)

Die Existenz eines Verlustfaktors von 0,018 sollte uns hier nicht zu sehr beunruhigen. Alle Kunststoffe beinhalten einen Verlustfaktor. Und all die voll akzeptierten Lösungen wie die Verwendung von Nylonnieten (Herman Nylon Rivets) für die isolierte Montage durch den Boom beinhalten einen Verlustfaktor und bitte erinnern Sie sich daran, dass es da draußen eine Menge Yagis gibt, bei denen genau die benannten Elementhalter verwendet werden und die als Nachbauten von DK7ZB Designs eine feine Vorstellung abliefern. Die vorgeschlagenen Elementhalter werden von WiMo angeboten: Art. # 23042.15 = 15mm Boom Art. # 23042.20 = 20mm Boom Art. # 23042.25 = 25mm Boom Art. # 23042.30 = 30mm Boom

Im Freigelände die Rückflussdämpfung messen

Die meisten Radioamateure verstehen unter der Nahfeldregion, innerhalb derer die Impedanz der Antenne von der Umgebung beeinflusst wird, zweimal die Wellenlänge ab dem Dipol. Das Zitieren stellvertretender Amateur Radio Webseiten bringt das

folgende hervor: „Das Nahfeld reicht eine halbe bis eine Wellenlänge um die Antenne“. Das mag für isotrope Strahler, Dipole und dergleichen zutreffen, aber sicherlich nicht für Antennen von hoher Direktivität. Traurigerweise ist diese Aussage zu einem Gemeinplatz geworden welcher in Amateur Radio - Kreisen fälschlicherweise auf alle möglichen Antennen angewandt wird. Wenn wir lange Yagis richtig messen wollen, dann müssen wir zu einem korrigierten Bild darüber gelangen wo die Fernfeldregion unseres realen Aufbaus beginnt. Um eine wahre Messung des Return Loss zu erreichen, müssen wir mindestens für die Hauptstrahlungskeule Nahfeld- und Fresnellregion frei halten.

Die Radar-Theorie zeigt eine Gleichung um das Ende der Einflüsse bzw. den Beginn der Fernfeldregion zu ermitteln. Diese liefert viel größere Werte. Beispielsweise gelangen wir für eine 6,0 m lange Yagi für das 2 m Band zu folgendem Wert:

$$r_{far} = \frac{2 D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot 6.0^2 \text{ m}^2}{2.08 \text{ m}} = 34 \text{ m}$$

D (oft auch als L bezeichnet) = Antennenspannweite, Dimension, Größe
 r_{far} = Beginn der Fernfeldregion (Fraunhofer Region)

Diskussion: Das allgemeine Statement von oben dürfte für nicht direktive Antennen brauchbar sein. Die Formel aus den Radargleichungen stammt aus der Berechnung von Dipol-Arrays wobei D bzw. L eigentlich gleich der Länge der Dipolzeile ist. Sie ist gilt für die Hauptstrahlungsrichtung. Nichts von dem oben geschriebenen ist absolut passend auf das Verhalten einer langen Yagi. Aber der Grundzug zeigt, dass es wichtig ist, wohin der Beam gerichtet wird und wohin nicht und wie viel freier Raum vor einer zu messenden Yagi wirklich benötigt wird. Offensichtlich reflektieren die 34 m für die beispielhafte Yagi auf 6 m Boom nicht deren Q-Faktor. Aber durch die Vielzahl der von uns gemachten Testmessungen könnten wir bestätigen, dass eine solche Distanz als Mindestfreiraum passend erscheint. Vor 10 bis 12 Element Yagis für 144 MHz mit mittlerem bis hohem Q-Faktor konnten in einer Entfernung von etwa 20...30 m vorbeiziehende Objekte wie Autos und sogar Fußgänger auf der Wobbelkurve des Analysators detektiert werden (Wolfgang, DB6WY @ WiMo).

Praktische Schlüsse

Für echte Referenzmessungen ziehe ich mit meiner Ausrüstung auf einen flachen und verlassenem Hügel mit nichts als ein paar Bäumen in einer Entfernung von einigen hundert Metern darauf. Es wird in jedem Falle hilfreich sein, die Yagi in der Elevation um 20...30 Grad anzuheben um in den offenen Himmel zu zeigen anstatt die Hauptstrahlungskeule den Boden streifen zu lassen. Für schnelle Messungen an meinem QTH habe ich einen 20 m hohen und recht breiten Baum in einer Entfernung von 35 m zu meinem Mast gefunden, auf den zu strahlen sinnvoll ist. Die Blätter scheinen eine gute Tätigkeit als Strahlungsabsorber zu leisten. Vergleiche mit den Messungen auf dem Hügel und diesem Baum als Absorber zeigen nur wenig Abweichung von in jedem Fall kleiner 100 kHz. Um die Yagi mit dem Analysator zu verbinden sollte man nur getestetes Qualitätskoaxialkabel und die geringste Anzahl von qualitativ hochwertigen Adaptern und Verbindern benutzen.

FAQ zum Bau von VHF Yagis mit semi-isolierten Elementen auf dem Boom

Für den aktiven Nachbauer habe ich vor dem Hintergrund des erhaltenen Feedbacks zu den ersten BC-Artikeln einige Fragen aufkommen gesehen.

● Verwendung anderer als der spezifizierten Elementhalter?

Entschuldigung, aber wir haben komplette Yagis ausschließlich mit den spezifizierten Haltern gemessen. Andere nicht kohlenstoffhaltige, also nicht schwarze Materialien scheinen jedoch nur einen kleinen Unterschied auszumachen. Eine unterschiedliche Geometrie dagegen wird es, ganz besonders eine Abweichung des Freiraums zwischen Element und Boom wird einen bedeutenden Einfluss haben. Wenn Sie sich dazu entscheiden ihre Elementhalter selbst zu fertigen gibt es zwei Regeln: (1) nehmen Sie dieselbe Breite, Länge und Höhe wie bei den vorgeschlagenen Haltern und (2) machen Sie einen Test auf einer kleinen schmalbandigen Yagi.

● Ist der Durchmesser der Schraube wichtig?

Hier werden wir den Umfang unserer Messungen erweitern müssen um diese Frage voll zu beantworten. Von Messungen ganz ohne Schrauben ist die Beobachtung einer Frequenzverschiebung von ca. 200 kHz nach oben ein Hinweis. Das ist ein klares Anzeichen dafür, dass die Schraube involviert ist. Der elektrische Kontakt macht auch etwas aus; eine lose Schraube verschiebt die Frequenz ebenfalls leicht nach oben. Folglich kommt es auf Schraube an und auch wohl auch auf ihren Durchmesser. Nur die Größe des Einflusses ist innerhalb von etwa +/-100 kHz ungewiss. Benutzen Sie eine M3 Schraube aus Edelstahl (1.4301 = ANSI SS316) und Sie werden auf der sicheren Seite sein.

● Gelten diese BC-Werte auch für andere Elementdurchmesser?

Wir haben ausschließlich mit Elementdurchmessern von 8 mm auf 144 MHz und 6 mm auf 432 MHz gemessen. Für die DL6WU BC-Faktoren für die Montage durch den Boom wird kein spezieller spezifizierter Durchmesser erwähnt. Hier mag es in so fern eine andere Sachlage sein, als der Freiraum zwischen dem zum Boom gewandten Element und die Boom-Oberfläche eine Beziehung zueinander haben können. Da die auf den Boom gerichtet projizierte Fläche eines 4 mm Elements und eines 8 mm Elements recht verschieden sind könnte dies auf einen proportionalen Faktor hinauslaufen.

- Was ist mit Yagis, die mit einem anderen Programm designed wurden?

Parallele Simulationen mit YO (von Brian W. Beezley, K6STI) zeigen einigen Offset in der Resonanzfrequenz. Dieser ist ein gutes Stück größer, als der Unterschied zwischen 4nec2 und EZNEC. Andere Programme wurden nicht berücksichtigt. Aus der Erfahrung, die ich aus all den Simulationen, den verifizierten Aufbauten und Messungen gewonnen habe möchte ich hier dazu raten, dass ein Redesign in einem NEC2-basierten Programm nötig ist um den gezeigten Weg der BC-Korrektur zu gehen. Vielleicht kann ein allgemeiner Korrekturfaktor zu einigen der anderen Programme gefunden werden, aber das wäre ein Gegenstand für weitere Untersuchungen.

- Hast Du auch die Länge des DE geändert, wenn Du Deinen BC-Faktor angewandt hast?

Ja, das haben wir. Jeder gerade gestreckte DE für jede neuen BC wurde von einem neuen Stück Aluminiumrohr abgeschnitten. Ein BC auf die DE-Längen ist auch wichtig. Für den geraden gestreckten DE ist der BC abhängig von seiner Höhe über dem Boom in Relation zur Höhe der Elemente. Immer wenn eines seiner Rohre in direkte Nähe zum Boom kommt trifft dies auch für den Faltdipol zu. Ich wende einen Teil des notwendigen BC an, wenn das Rohr des Faltdipols näher als 5 mm an den Boom kommt. Beachten Sie, dass wir hier zwei Halbwellelemente verbunden zu einem Faltdipol, vor uns haben. Also müssen wir den BC oder seine Teillänge in Relation zur Distanz zum Boom durch zwei teilen wenn nur eines der Elemente betroffen ist. Genauigkeit beim Biegen ist notwendig. Der einzelne Millimeter wird hier den Unterschied machen.

- Du hast die meisten Tests an Yagis mit niedriger Bandbreite gemacht; ist der BC-Faktor auch für breitbandigen Yagis anzuwenden?

Wir haben die YU7EF Yagis gewählt, weil deren Design hoch optimiert ist und die meisten von ihnen einen hohen Q-Faktor haben. Also würden wir damit eine echte Herausforderung vor uns haben. Ich denke diese Ergebnisse werden für alle im besagten Stil gebauten und mit einem Programm, welches den NEC2 Gleichungslöser verwendet, simulierten Yagis gelten. Einige, meist breitbandige Designs führen auf ein negatives Vorzeichen des Segmentierungs-BC (SBC). Das stellt etwa nicht die ganze Strategie in Frage. Es reflektiert nur die Fähigkeiten des vom Programm benutzten Gleichungslöser. Als Schluss auf das oben genannte würde ich sagen, dass jede Yagi designed mit Hilfe des NEC Gleichungslösers ihre gewünschte Resonanzfrequenz genauer treffen wird, wenn der Basis-BC angewandt wird und noch genauer mit der vollen Berechnung. Für Yagis, die eine komplexere Geometrie der Erregerzone beinhalten und bereits bei niedrigerer Segmentierung zu höherem „Average Gain“ führen wie mit abgewinkeltem DE oder Reflektor, LFA (G0KSC) usw. kann es möglich sein, dass die Simulation dichter an der vorgesehenen Resonanzfrequenz liegt. Da die simulierte f_{res} und die Konvergenz des Modells ohnehin in Beziehung stehen wäre dies keine Überraschung. Dies konnte in Tests die ich mit einer 6 Elem. LFA angestellt habe bestätigt werden und steht in Übereinstimmung mit Justins Erfahrungen im Bau von LFA Antennen. Anwenden des „Full (NEC) BC“ (Basis-BC + Segmentierungs-BC) bei 11 Segmenten pro Draht auf eine 144 MHz LFA führt hier zu einer zu niedrigen Resonanz. Für die vorgesehenen flachen und schwarzen Elementhalter muss der Full-BC um etwa 50% oder weniger reduziert werden. Für die viel höheren und voll isolierenden „Stauff-Klemmen“ meldet Justin keinen BC.

- Ist das Aluminiummaterial bzw. anodisierte oder blanke Oberfläche entscheidend?

Ich muss zugeben, dass wir zu Anfang des BC-Projekts sogar den feinen Unterschied zwischen Aluminiumsorten und deren Oberflächenbehandlungen verdächtig haben, einen Einfluss auf die Größe der beobachteten Frequenzverschiebung zu den simulierten Plots zu nehmen. Aber würden Sie glauben, dass eine Schutzlackschicht aus Plastikspray die Resonanzfrequenz verändern würde? Nein, das tut sie nicht. Wie von Leif Asbrink, SM5BSZ genau ausgemessen, ist die Verminderung des Q-Faktor von blanker Oberfläche hin zu anodisierter Oberfläche eines Yagi-Elements sogar niedriger als bei einem lackierten Oberfläche [8, 9]. Es besteht kein theoretischer Grund, warum dies einen Einfluss in relevanten Dimensionen haben sollte, zudem haben wir intensive Vergleichstests mit kompletten Elementsätzen auf der EF0210LT und der 70-5 PP-Boom 432 MHz Testyagi dazu gemacht.

Generelle Hinweise zum Bau von Yagis

Vorab – um ein hoch optimiertes Design in der realen Welt gut zum Laufen zu bekommen müssen Sie in bei mechanischen Dimensionen präzise vorgehen. Je höher der Grad der Optimierung hinsichtlich Antennentemperatur und Gewinn, desto mehr wird sogar der halbe Millimeter den Unterschied ausmachen. Das schließt die Schnittlängen der Elemente, das Treffen der Elementmitte für die Bohrung und deren Position auf dem Boom ein.

Um die Elementlänge richtig zu treffen, markiere ich das Rohr mit einem sehr spitzen Bleistift, säge dann dicht an der Markierung und mache einen Feintrimm auf einer Planschleifscheibe um die Marke zu treffen. Um das (Bohr-)loch zentriert zu bekommen messe ich immer von beiden Enden zur Mitte hin. Wenn die Markierungen nicht innerhalb eines Bruchteils eines Millimeters zusammen liegen, muss etwas falsch dimensioniert sein.

Für längere Yagis, deren Boom aus mehreren Teilen besteht, sollten Sie niemals die Elementpositionen auf den einzelnen Boomteilen markieren. Holen Sie sich ein Maßband, das lang genug für die volle Boomlänge ist und bauen sie den kompletten Boom unter Verwendung von nummerierten Boom-Verbindern zusammen, um die Positionen zu markieren.

Referenzen Siehe Ende engl. Text.

Sporadic-E Summary 2010 – 144 MHz

by DL8HCZ/CT1HZE

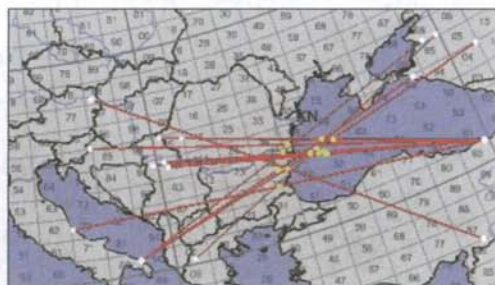
a.) EUROPE

Notes: With (best) MUF the highest Maximum Usable Frequency of the opening is meant. MUF was calculated from real 2m Es spots only. Many wrong spots (announcements, 2m instead of 6m QRG spotted) were removed from the maps. All times in UTC. Green and blue maps: TNX to LiveMUF by G7RAU, colour NA maps TNX to EA6VQ, EU map from June 3 TNX to MMonVHF.



11. May – 1430-1432 and 1508z: S-DL to UU5 and IV3 to UA6

First (known) 2m Es opening of the 2010 season, and at 14:30z the very first QSO by DL8NP (JN58SC) to UT5JCW (JN64SN) 1728km, MUF 151MHz, (2009 1st 2m Es opening was on May 17th), UT5JCW wkd until 14:32z also OE2UKL, OE6IWG and at 15:10 IV3GBO in FAI. At 15:08 RZ6BU hrd IV3GBO. Best MUF 161 MHz over KN26.



14. May – 1631-1706z: OE to TA0, TA7 to YU, I6, I7 to UA6, SV2 to UA6

TA7X KN90UX wkd: 9A9T JN76, YU7MS KN05, YO2LHD KN05, YU2DX KN04, IK6CPD JN72. TB2NII/8 KM87KB wkd: OE1SOW JN88.

Best MUF 157 MHz over KN53



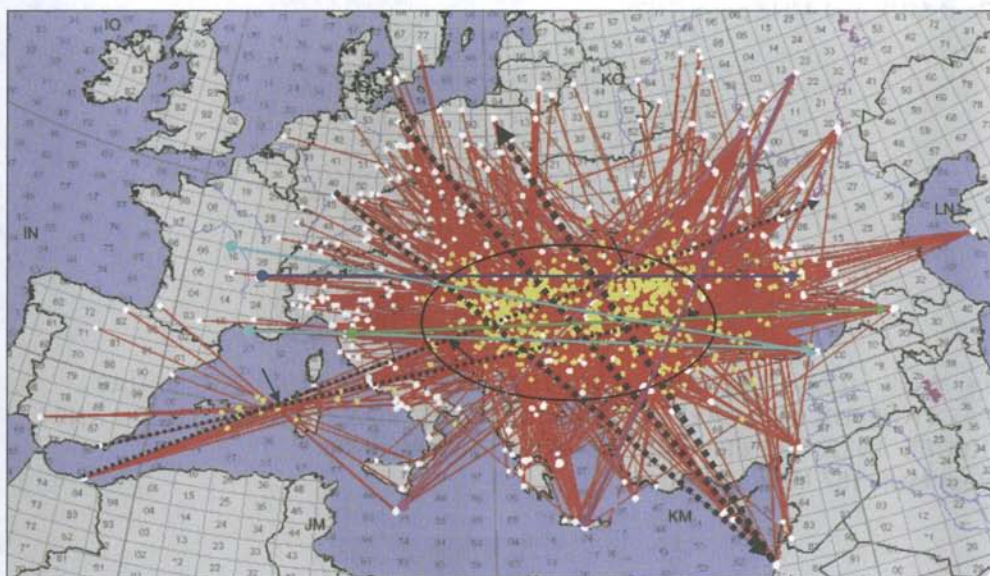
15. May – 1628-1638z: SW4LRJ KN10 to TB2NII/8 KM87QA 1307km, SV3BEF KM07 to TA7OM KN90 - MUF 172 MHz over KM59



17. May – 1744-1855z: G & Northern-F & ON to SV, Southern F to LZ/SV, W-DL to SV, about 20 to 25 QSOs in total, S-DL to UA6

Best MUF 161 MHz over JN62

Best DX: 1818z: G4FUF JO01GN to SV9CVY KM25KA over 2673km



23. May – 1238-1640z 1746-1803z: 732 spots - Huge wide spread opening! Black dotted lines are the QSOs from EA9IB IM85 to UA6 in LN17 (3936km), the best Es QSO of 2010, and another nice QSO from EA7 to UT5JCW, KN64 (3124km). Arrows show mid point and reflection areas of the 3936km QSO.

One can clearly see that this was a DOUBLE HOP and that the touch down point was in Croatia. This is not the case for the DL and SP to 4X QSOs over about 2900km (thick black dotted lines) Here we have a chordal mechanism

in the middle. Same for the QSOs from Italy to 4L (green line) and F to TA7 (light blue line) and F to UA6 (dark blue line) and 9H to UA3 (pink line) and SV9 to UA4 (violet line).

The QSOs from UN7AX (LN53) to the west started after 15z when the chordal event was over already obviously, thus he worked only max. 2400km to YU.

1st QSO of the entire opening 1238 & 1302z TA7KA KN90UX wkd F1EYB JN23KK 2860km.

TA7KA wkd 201 QSOs in total until 1510z.

DL to LZ, TA, 5B, E7 to UA6, EA1 to I8, EA2 to I8/IT9, EA9 to UA6 & YO, F to LZ/YO/UA6, HA to TA/LZ/UA6/4L, HB9 to LZ and TA7 (hrd), I1/2/3/4/5 to TA/UR5/UA6/YO, EA2 LY to SV3 I0/I5 to UA6/UR/ER/4L1FP (2671km) I8 to UR/UA6/CT/EA5/EW/UA3 IT9 to UR/UA6/YO/EA3 LZ to TA7/4L/UR/UA4/UA6/UA3/DL/OK/OE/I/F/9A/HB9/UN7AX LN53NP (2200km)

OE to SV/TA/LZ/4L/UA6 OK1&2&OM3 to TA/LZ/4X/SV9 SV5/LZ1WL KM36

SP to SV/SV5/SV9/5B/TA/4X YU7 to UR/UA6/TA/EA9/ UN7AX 2400km

UF6VA LN02LX wkd to HA OD3ET KM73 wkd to UA3 4X to HA, OK, DL

Many TA/5B wkd to S- & E-DL, like TA1E/m KN41, TA1FA, KN40, TB1CIG KN40, TA2ZAF KM69, TA2EY KM59, TA7KA KN90, TA7X KN90, TA2TR KN40, TA1BX KN41, TB2NCH KN40, 5B4AIF KM64, 5B4AZ KM64.

The best DX QSOs of this opening:

1257z F6DRO JN03TJ hrd TA7KA KN90UX **3122km**

1322z DH8BQA JO73CE wkd 4X1IF KM72KD **2863km**

1326z RX3QFM KO91OO wkd 9H1BT JM75EU **2632km**

1331z DJ4TC JO63PN wkd 4X1IF **2961km**

13xxz SP4MPB KO03HT wkd 4X1IF **2662km**

1348z EA9IB IM85NG wkd: RZ6MB + RA6LOT LN17CM 3936km, 1351z UA6AGK KN96DQ, **3633km**, 1401 UA6MA KN97VE **3752km**, 1402 RV6LJ **KN97VE**, 1407 RU6LZ KN96DQ plus YO3JW & YO5PLD from KN34CK **2666km**, YO4FYQ KN44HE **2849km**, UX0FF KN45AJ **2894km**, YO8DDP KN36UF **2827km**, UR5GIM from KN76CL **3321km**, YU1LA KN04FR **2237km**, 9A, I6. WOW congrats to EA9IB!!

1401z F1BRV JN16MX wkd TA7X KN90UX **2979km**

1402z UT5JCW KN64SN wkd EA7RZ IM86SU **3124km** (same time to JN61&KN17)

1420z F6BEG JN25JS wkd RV6YY LN04AO **2743km**

1456z UA4FRL LO23AE wkd SV9GPV KM25EH **2512km**

4L1FP, LN21FQ wkd 1319-1756 to LZ, YO, SV, S5, HA, UR, SV9CVY in the usual 1500 to 2400km range and via chordal hop from 1341-1402z IW0FFK JN62FS 2662km, IK0GHB JN61GO **2678km**, IK6EIW JN63RJ **2572km**, IZ5EME JN52NS **2770km**, IZ5BRW JN53op **2749km**, IK4DRY JN64BL **2666km**, IK0VKL JN61GV **2672km**, IK0RWX/5 JN52US **2723km**, IK0LZR JN52VC **2728km**, IZ5MMT JN52GW **2814km**. Also 4L1O, 4L1AMM, 4L1UN all from LN12 made Es QSOs to HA, LZ, YO.

5B4AZ, KM64, wkd from 1306-1417z: UA3WM KO72, YO8RHI KN37, UR5TW KN39, SP9KUP, DH8BQA JO73 **2529km**, DD3SP JO72 **2471km**, SP2NJI JO92, UR5UI KN39, SP2MKO JO93, SP2JYR JO92, UT5DV KN18, YO8MF KN14.

Map on the right:

May 23 1303-1524z – 29 (!)spots with MUF >180 MHz,
10 of them even >200 MHz

Hot spots of best MUF: KN13/14/04/23 and KN35/54/55/63
MUF max. **214 MHz over KN55** at 1523z

1401z LZ3GM KN32RL wkd US8ZAL KN66AU over 606km.





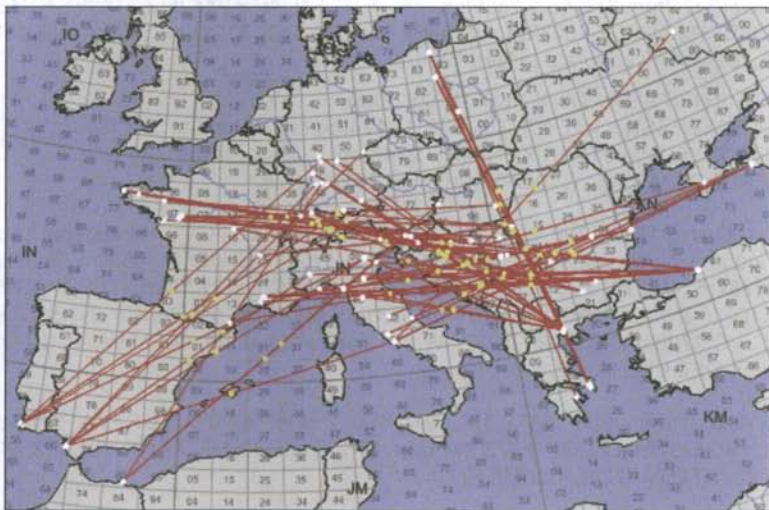
24. May – 388 QSOs plotted 1330-1740z

EI4DQ to I, 9A, S5, SP9, YU7 EA6 to SP, OK, G to I F to SV, YU, LZ, E7, I
G to I, 9A, OE, DL, S5 GJ to I, SV DL to IT9 EA1 to YU7, 9A, YO2
EA3+5 to OE, OK, OK2, OM, SP8+9 HA to F, G, EA

ON+PA to I, IT9 UR5 to EA3/5 - 7X was hrd only by SP2/3

Best MUF 191.7 MHz over JN24 1621z

Note: Mistakes on cluster/web maps due to EI2GHB wrong locator in IO57 instead of IO51



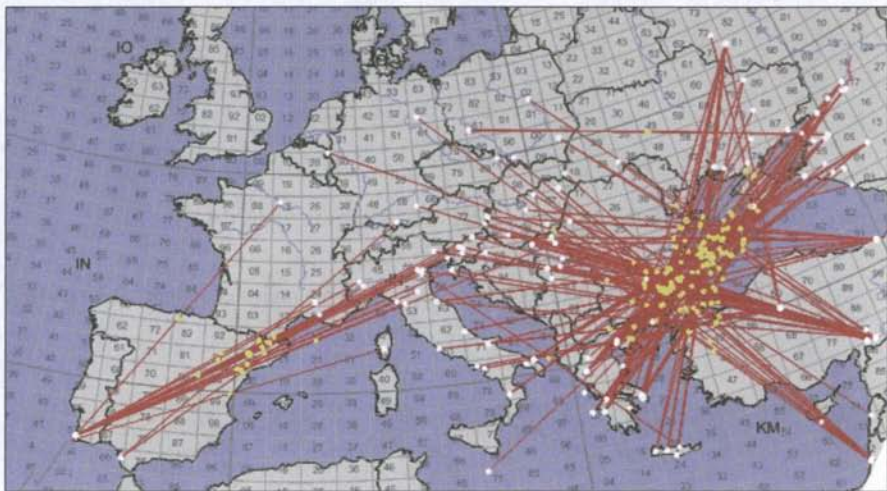
25. May several scattered high MUF areas over southern EU

1234z DL to EA9 1409-1422z F to YU, 9A, LZ 1227-1335 EA7 to OK, I
1310-1336 CT to PA, DL, OE, I

1531-33z OM to EA3 1645-49z UA6 to I 1717 UA3 hrd by IO

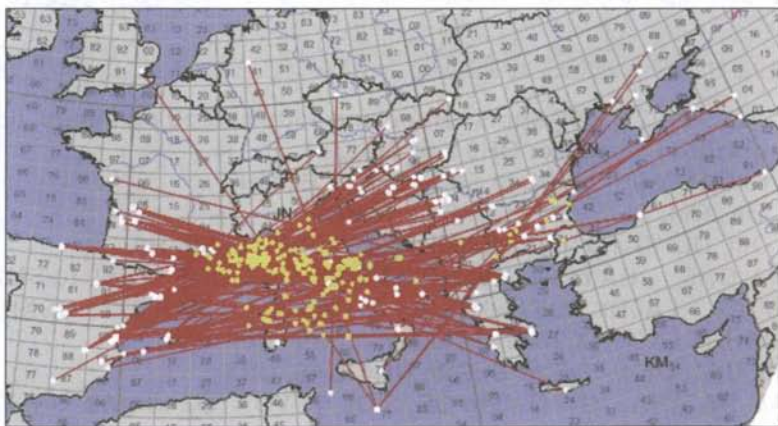
1820-1852z LZ to I, DL, HB9, F SV to DL, I 2041z LY to OE9

Best MUF 182 MHz over JN82 at 1828z



26. May 0752-0835z: CT to I, F, 9A, S5, TK best MUF 165 MHz over IN80
 1414-1600z TA to UA, UT, 9A, OE, HA, S5, YO UR+UA3 to SV3, SV9, I
 UA6 to I, LZ, SV, 9H TB2NII/8 KM87QA made 55 QSOs
 OD5ET KM73TW wkd to HA 4X to HA, OK
 1520z 5B4AZ KM64 wkd YT3I KN05OP
 1602z DL1RNW JO62 to 4X1IF KM72 2879km
 Best MUF 214 MHz over KN53 at 1334z

27. May no map - 1135z CT1HZE IM57 wkd I1DMP JN34

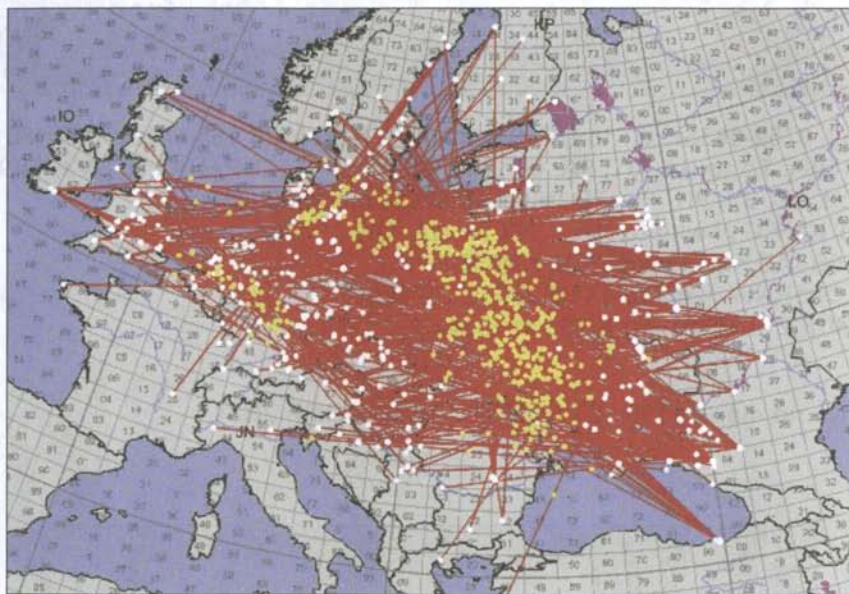


28. May - 1407-1928z: EA to LZ, SV, TA, YU, 9A, S5, YO, HA F to SV, LZ, I
 HA+OM to EA5/6 TA7 to IO UA6 to I UB5 to IS0, 9H 9H to DL, G
 Best MUF 194 MHz over JN33 at 1731 to 1737z



30. May - 1012-1024z: EA8 to EA4 MUF 151MHz over IM44

31. May (no map) 0842 4L1FP LN21 wkd RD3WAL KO71 1430km, originally spotted as Tropo by 4L1FP, will not be counted as 2m Es day!



1 June - 1213-2122z: 598 spots Huge and wide spread openings, covering also rare northern areas like OH9 and SM2.

From DL to UA1/3/4/6 S-DL to SM3, G, GM, EI, OH8

EI to SM, OK, OM, DL GM to UA3 up to 2700km

G to OK, OM, DL, UA1/3 (up to 2400km), LY, EW, YL, SP, HA

F to SM2/3, OH6 HA to G, GW, GD, EI, UA6, UA3, UR5 HB9 to SM2/3

LA to UR/UA6 (LA0BY JO59 wkd: 18:32z UA6EC LN14AE 2725 ODX!!!!

18:49z RA6HHT LN04WX 2648km, likely chordal hop)

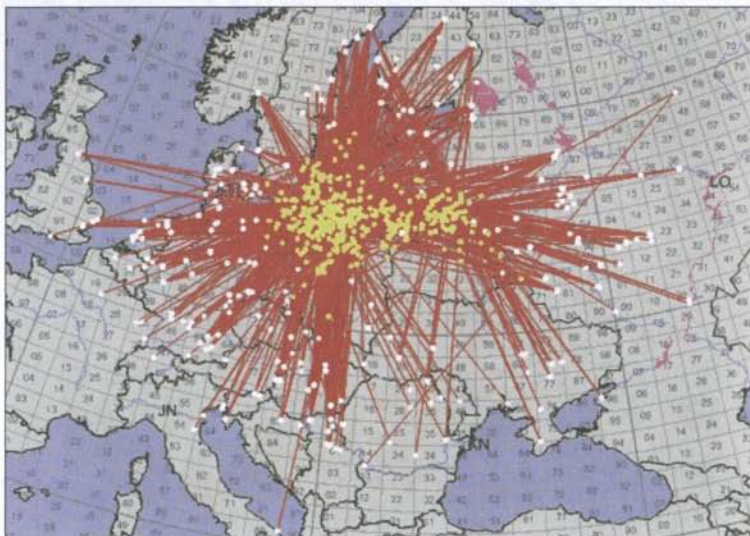
LZ to SM3, UA1, OH4 OE to G, GW, UA4, UA6, UR5

OK to UA4, UA3, UA6, G OH8 to OE, S-DL, F, YO OZ to UA3, UR, TA

PA to UA3, LY S5 to G, UA6, UA3 SM to G, EI, UA3, UA6, UR, EU, TA

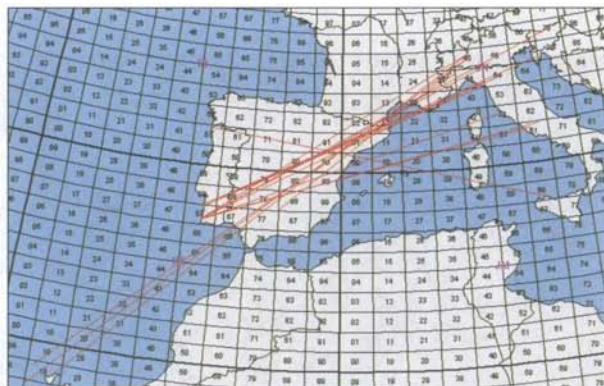
SP to UA4, UA6, TA, F YU to G, GM, GW, GD, UA3, UA6

At times extremely high MUF far above 200 MHz, e.g. 244MHz over JO94 at 1834z and 239MHz over KN16 at 1640z

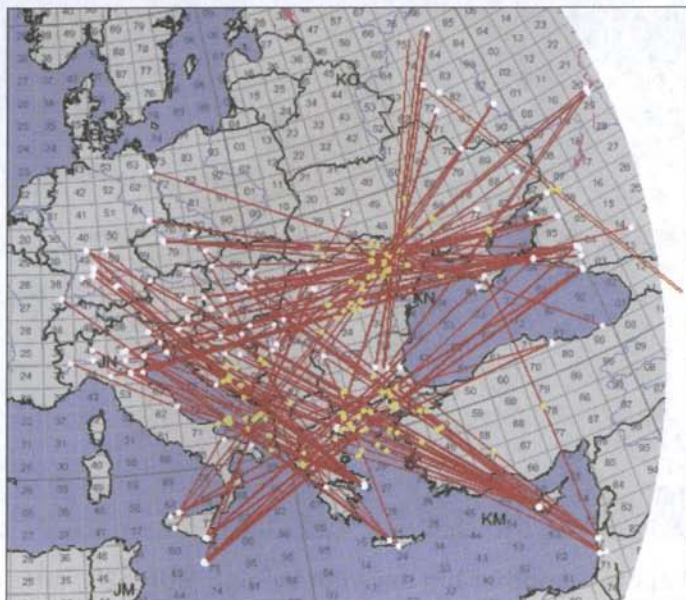


2 June - 423 spots - another big day with vy high MUF >200 MHz and partly over same areas as on the day before. (note the spot from LO49 to KN13 is wrong!)
0745z-1109z and 1250z-1255z:

SM6/7 to UA3, OH/SM2/3/0 to 9A, HA, DL, S5, OK, I3, UR, YU7, OM, OE
DL to UA1/3/4, OH, ES, YL, EW ON to UA1/3, EW OZ to UA3
PA to UA1/3, EW, YL, ES, OH SP to UA3, SM3/4 I4 to OH4
G to UA1/3 (max. 2365km), EW HB9 to UA1, YL LA to UR, ER, SP, YO
Max. MUF 207 MHz over JO84 at 1045z



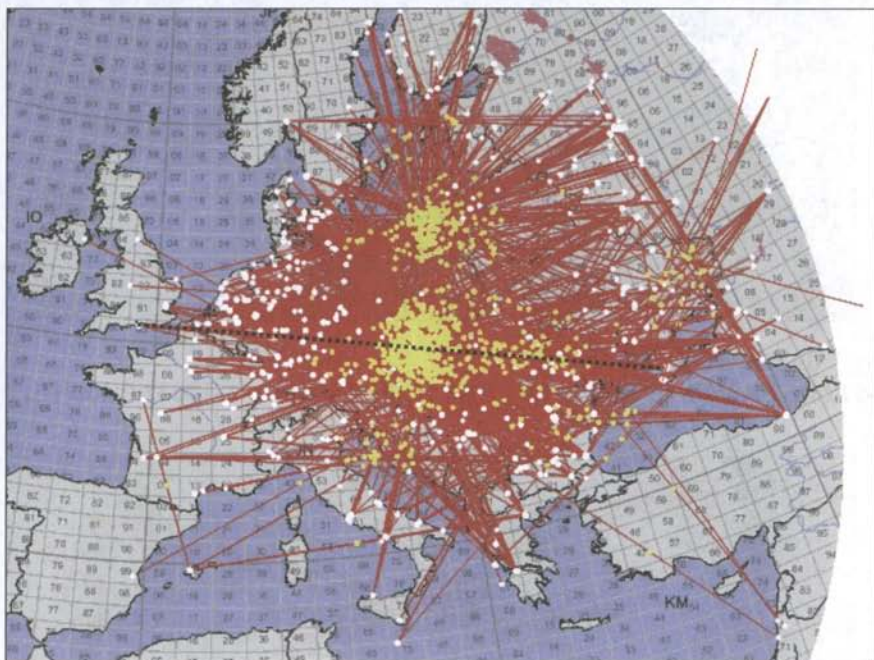
3 June - 1238-1305z CT to I, 9A, S5 EA8 to I2
EA8/DL3GCS IL17AT (rare!) wkd to IW2HAJ JN45 3095km,
EA8TX IL18 to I2SVA JN45 2974km, EB8AYA IL18 wkd I1DMP JN34 2893km.
(note: G7RAU map spoiled by Tropo spots SW of CT)
(1745z G0LGS IO81 spotted EA6AM JM29, may be a short Es or MS burst)
Best MUF just 151 MHz over JN01 at 13:05z



5 June - 132 spots, 0705-0917z: UA6 to 9H, I4 4X to HA, OK, S5, YU
 5B4 to DL, I, HA, S5, YU DL to SV, YO, UR
 IT9 to LZ, YO, UA6, UR, TA2IR (KN81) SV9 to LZ, OE, DL, I3
 and 1233-1735z: UA6 to OM, HA, 9A, I3, OK, DL UA4 to YU7, LZ
 UA3 to LZ, DL 4L1FP LN21 to UA3 DL to UU2, TA7 4X to UU2
 Best MUF: 199 MHz over KM29 at 0812z and 168 MHz over KM57 at 1712z



6 June - A few very scattered and very short openings
 0850z DL to LZ 1845z 9H to EA4
 the other spots may be also MS bursts



7 June - Huge openings with multiple and widespread high MUF areas, 855 spots mapped, 0638z – 1631z: All started with DL, PA and G to SV then F to LZ/YO/YU and G to UR5 and EA6 to YO8 (8z), (the EA6 to IN97 spot is a bit strange as MUF would be 214MHz there at 08z but nothing else there), then UA6/3 to I and 9H and TA to S5.

Then from 1000z PA/ON/DL to YO, ER, UR, LZ SM7 to YU, SV, Z3

F to UR5, YO OZ to YU, Z3, LZ IT9 to YL, LY GI hrd YU1

HB9/ON to UR5, YO, UA3 I to EU, UA3 SP to SV G to UR5, LZ, YO, YU EA6 to SV

1215z YO to UA6 LZ to UA4 F/I to UA3 TA7 to UA3 LY to UA6 UA3 to UA6 ER to UA4

from 15z: OZ to EA6 LA to UR5/UA3/ER/YO DL/PA to UA1/3/6/UR

YU/YO/HA/9A/OE to SM5/2/3 and to OH1/2/4/5/6/7

OK to YL, UR, ES, UA3, TA7 F to UA3/6 DL to OH7, YL

DL, SP, OK to TA7 I to UA4 UA6 to SV LZ to OH, LY

Best MUF 188 MHz from 1010-1030z over JN87/97/98 and at 1303z 194 MHz over KN88 and then an amazing 262 MHz over JO93 at 1508z (QSO from DK1CO JO63 to EU4AG KO13 over 672km!) and 1529z 196 MHz still over JO93.

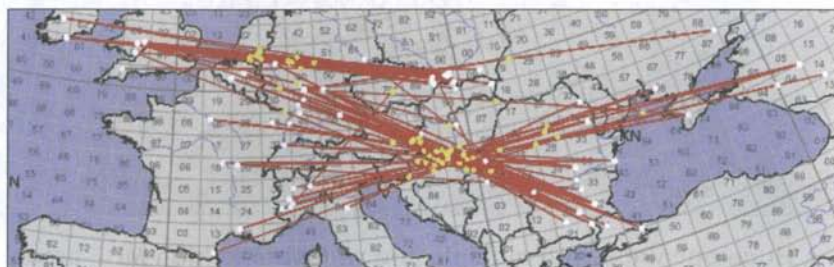
Best DX was 1028z from G7RAU to UT5JCW over 2670km. See black dotted line on map above. Some other QSOs over a bit more than 2500 km from DL to UA6, G to UU and F to UR5.

(Note JO39 + JO49 spots on MMM map are wrong)



8 June 0927z: YO to 4X

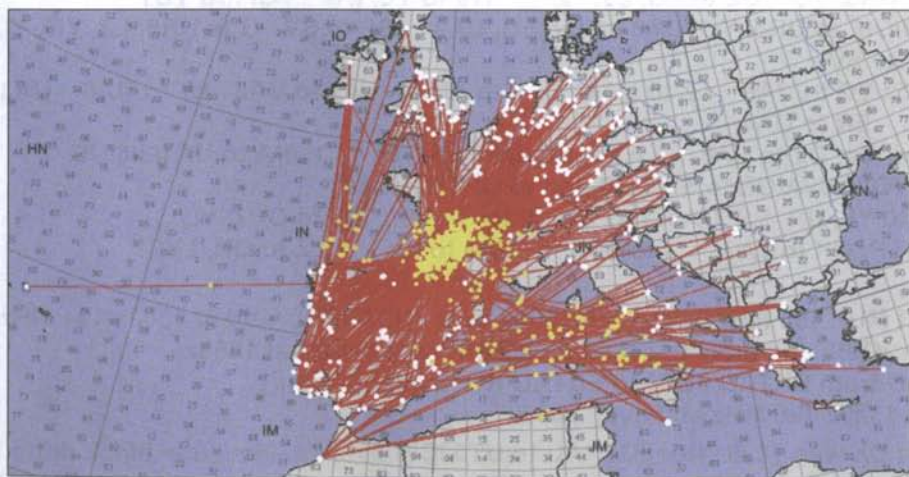
1700-1721z: EA3/4/5 to SV/LZ/YO EA5 to IO CT to I7 1803z 9H to DL



9 June - 1611-1725z: UA6 to E7, I1 LZ to DL, 9A, ON YO to HB9, I DL to UR5, TA2BK KN40, F to YO, LZ, UR

1741-1752z: GW to SP, 9A EI to OM/OK/SP G to OM, HA, SP F to UR

(Note: Italian and S-F spots missing completely on MMM map)



10 June - 1646-0025z (!): 499 spots: A late evening opening, quite rare as Es contact were made by CT1HZE even after 00.00 UTC!

1646-2154z:

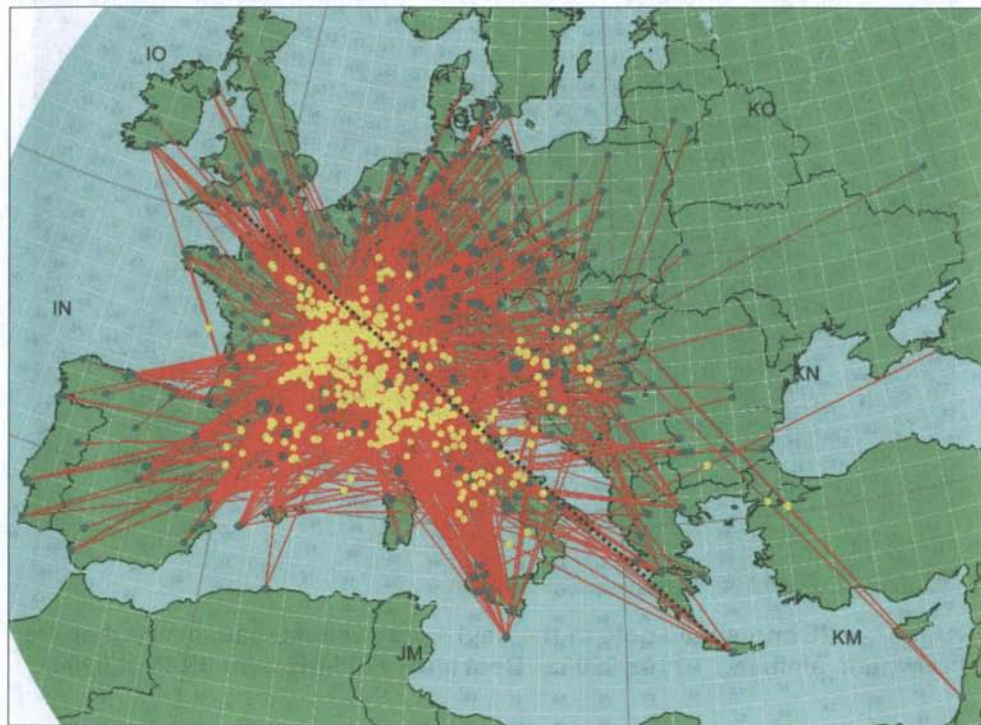
EA/CT to I/SV3/SV1/LZ/EI/DL/F/OE/OM/G/9A/GW/GM/ON/PA/OK/HB9/S5/YU
CN to 9A/I/SV EA6 to SV1/SV5/LZ/G/PA 9H to EA/F

Best MUF 160 MHz over JN10 at 1724z and 192 MHz JN04 2000z

2248-0035 CT/EA7 to GI/G/EI and EA1 to CU3 (weak)

Best MUF 171.7 MHz over IN66 at 2320z

Best QRBs: CT1HZE IM57 to SW1KWG KM18 2854km and to DK1CO JO53
2521km, CT1HZE made 144 QSOs via Es on this day.



11 June - 650 spots Quite a repetition of the day before with a very early start and end. 0618-0945z:

EA/F to SV/SV9/LZ/YU/G/DL/9A/HA/OM/SP/YO/OZ/HB9/OK EA1 to UT5

N-F to EA5/6 4X to HA/OM EI to I G to IS0/TK/IT9/F/SV9/9H

CT to I/LZ/9A/S5/TK 9H to DL/F/G/SP/LY

DL to EA/F/SV/IT9/EA6/7X (7X2VX JM16)

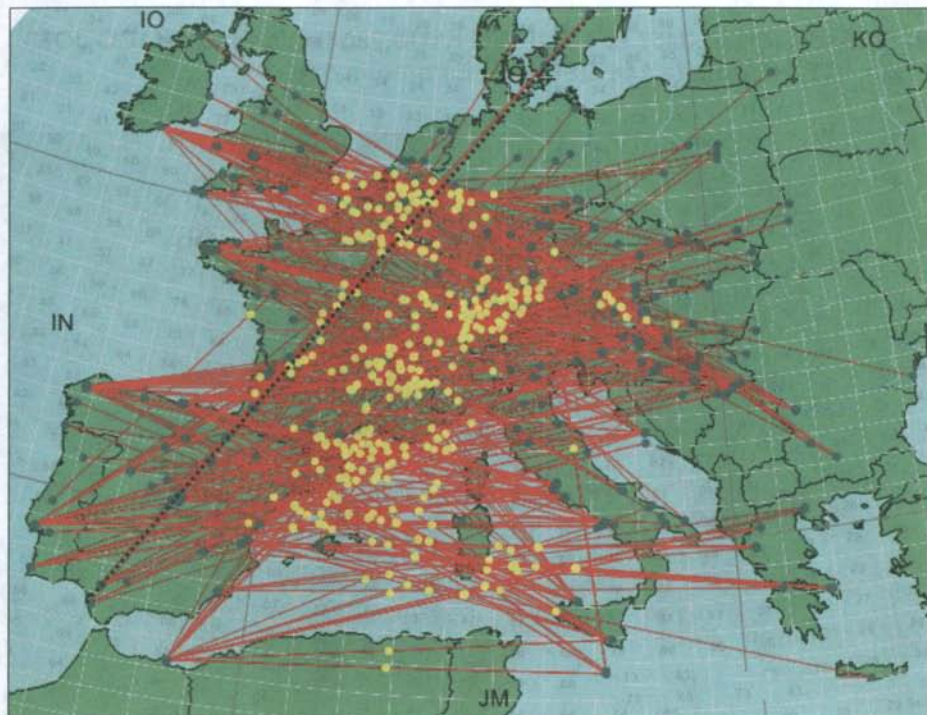
UA6 to IT9 SM7 to EA6/EA3/F/SV

Best DX: 0658z: G4LOH IO70 to SV9CVY KM25 2949km (see black dotted line on map above) and 0728z CT1HZE IM57 to LZ2CN KN13 2784km

Best MUF 184MHz over IN94 at 0923z and 244MHz over JN26: F6DCD JN38
wkd F5BUU JN03 over 739km at 0750z.



12 June - 1002z: F6DRO JN03 hrd CU8DUB/B HM49 1145z I1BEP hrd CU3EQ



13 June - 425 spots (all spots of the day) – very widespread, everywhere to everywhere, almost... 0719z-0908z Best MUF 173 MHz over JN65 at 0904z



13 June:

left Map: QSOs from 0719-0908z only

1540-1756z: 7X to 9H/IT9/SV/I/DL/F

EA/CT to I/9A/S5/YU/E7/DL/HA

Best DX: 1723-1724z: SM7GVF JO77 wk

EB7COL IM77 2668km and EA7TL IM66

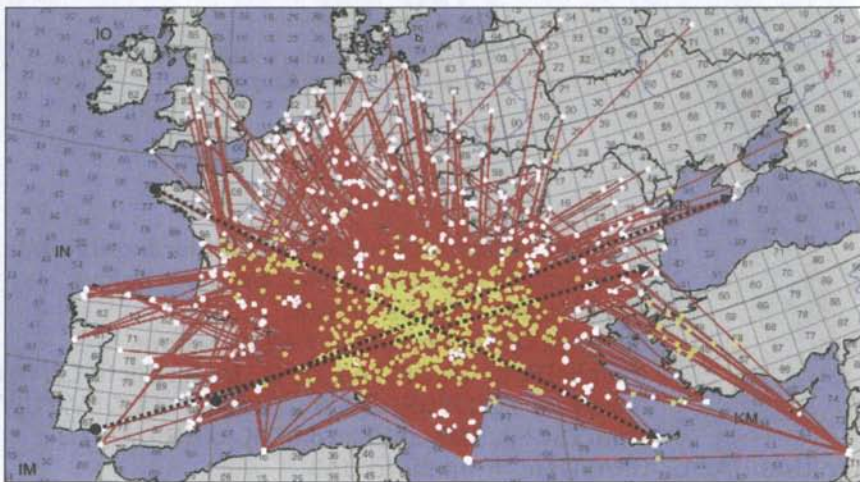
2744km (black dotted line on map above)

Best MUF 1657-1715z 185MHz over JO10

+ JN22, 192 MHz over JO31, 196 MHz over

JN19, 205 MHz over JN29+JN39;

1744z 202 MHz over JN57



14 June - 913 spots mapped: 1151-1855z: Again a big and widespread opening with good activity from 4X, SV9, SV5 and 7X.

Best MUF 188 MHz over KN04 at 1452z, 197 MHz over JN40 at 1526z, 217 MHz over JN30 at 1522z, 186 MHz over JN63 at 1644z, 197 MHz over JN71 at 1653z, 187 MHz over JN80 at 1754z.

Best DX: 1513-1521z EA7TL IM66 to LZ4JD KN33 2977km, LZ1ZX KN32 2879km, LZ3RX KN14 2655km

1514-1636z: UT5JCW KN64 to EA6FB JM08 2728km, EA5/DG5KL 2922km, EA5UB JM08 2826km and several EA3's from JN11 over about 2550km 1728z F8DBF IN78 to SV9CVY KM25 2830km

See dotted black lines on map for EA5 to UT5 and EA7 to LZ and F to SV9 chordal hop QSOs. (Note: 4X to 9H on the map is Tropo, of course.)

5B4AZ, KM64, wkd 1223-1231z: YT1VP JN95, 9A2LX JN95, 9A3GL JN95, YU1EN KN04, S56P JN76.

5B4AZ writes: This year has been good for my observations so far. I had noticed from previous years that Es in my region mostly occurs late spring / early summer (May/June) and before the Wx gets very hot (>28 C). Then openings seem to occur further North, between East and West Eu. Then as the Wx gets hotter in Eu, the openings are also reduced. This is what seems to be happening now. There is then some more openings in Eu as the Wx cools off before it gets cold again in the autumn.

I suppose this means that Es openings occur at the interface between Spring and Summer, first in Southern latitudes like my region, then further North, in Eu. These seem to be the periods of more unstable Wx producing updrafts, wind shear and - big Cumulo-nimbus clouds! Haven't seen many of those lately in Eu or my region.... So I think Es is related to Wx conditions that produce these clouds, but only if there is sufficient humidity, otherwise an Es opening may sometimes occur with only the underlying conditions that generate such clouds. May be its a good idea to get some volunteers to keep an eye on the Wx near the Es center of activity.



15 June - 0643-0845z: three short bursts, may be Es, may be MS. 750-1752z: F5SCL JN29 wkd 2 stations from 9H. Es? Will not be counted as Es day.



17 June - 1630-1730z:

F8DBF to CT3/EA8 (Op is sure that it was Es),
but will not be counted for the annual Es statistic!

19 June - 676 spots mapped - Another big day with wide spread high MUF areas. See map below! 4L1FP made 2 QSOs to SV9.

Massive QSO numbers in E-W directions,
mainly DL to UA/UR/TA/LZ/YO, from HB9 to LZ/Y/UR
from F to YO/LZ/UR/UA6/SV, from G to LZ/SV/YU/YO,
from ON/PA/SM7 to LZ, from TK to UR/UA6/YO,

from I to UA3/UA6/LZ/UR/CT/TA, from 9H to UA3

from OK/OM/OE/SP to TA/UA6, from YU to UA4/F/G/EA

0716z-1114z from SV/SV9 to W and Northeast

Best MUF 168 MHz over JM98 at 1057z

1421z-1914z the "rest" from SV to N and all outside SV.

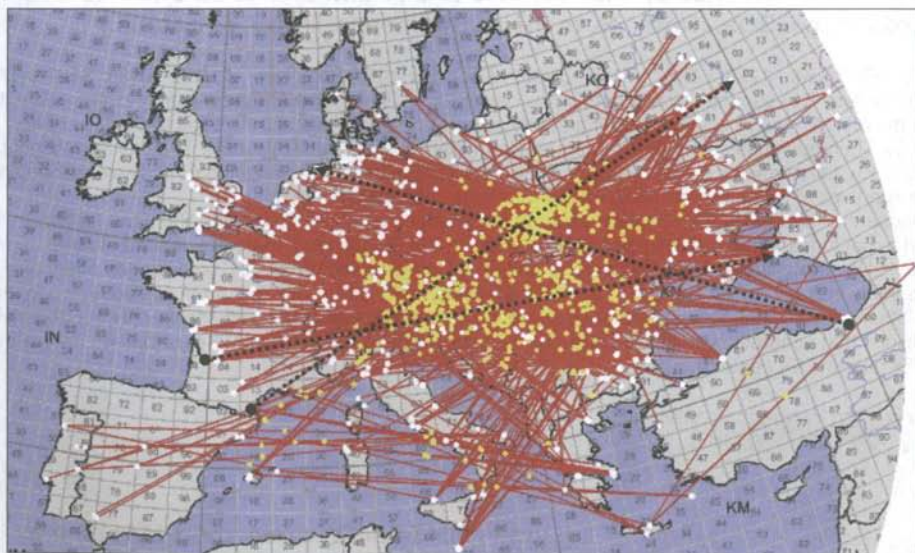
Goodies were TA2AD KN51 and TA2ES KN40 and TA7OM and TA7X KN90.

Best MUF 194 MHz over KN16 at 1536z

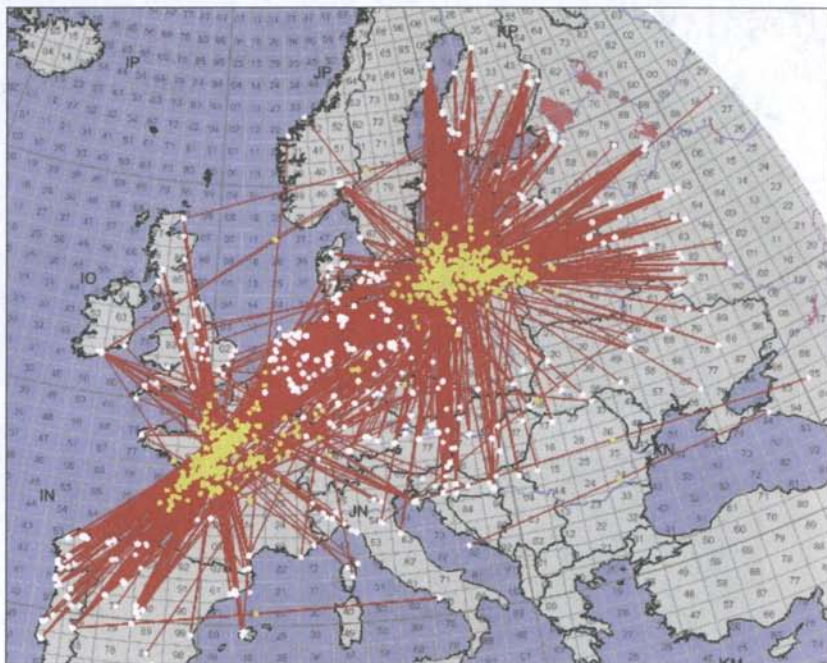
Best DX from F6FHP IN94 to RZ6BU KN84 2942km (1613z), US8ZAL 2660km,
UU8JY 2598km. F5VHF JN04 to RZ6BU KN84 2876km (1614z)

F6HTJ JN12 wkd UA3WM KO92 2644km.

Other long DX from F to YO over 2560km and DJ0TB JO32 to TA7OM 2765km
and PA3C JO33 to TA7X over 2822km (1527z)



Map from June 19th 2010 – again several chordal hop QSOs up to almost 3000km
From PA to TA7, F to UA6 and F to UA3, see dotted black lines.



20 June - 641 spots mapped - and again a big Es day, this time with 2 high MUF areas far apart, thus no chordal hops possible. Again real northern stations in OH9/OH7 and SM2/3 were able to make many QSOs.

0813 CT to I8 vy short and 0827z short from UA6 to I4

1037z-1506z first the opening appeared in the NE and in the afternoon the second opening in the SW.

1.) DL to OH/UA1/UA3/YL/ES/EW 9A to SM2/OH EI to OH1 and 9A

HA to OH/SM2 G/ON to UA3

HB9 to OH/UA3 LA to OR/YO/HA/SP5 OE to SM2/OH

OK/OM/S5/9A/HA/YU/YO/SP to OH6

OZ/PA/ON to UA3 PA to YL SM6/7 to UA3/UR5

2.) DL to EA1/CT/F OK/SP to EA1 EA2 to ON/G G/GM to

EA3/EA6/TK/F

EI to F/TK/I1 F to G/GM/SM7/GW/GI ON/PA/OZ/SM7 to CT/EA1

Best DX: SM6GVF JO77 to CT1DIZ/p IM69 over 2533km at 1356z

Best MUF 197 MHz over JO95 at 1136z (abt 30 mins >170 MHz in that area)

181 MHz over JN18 at 1348z

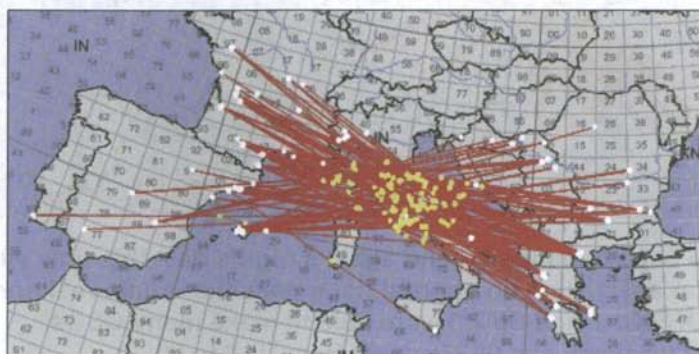
Notes: Although RA1ANN/p said LO28 to several DL stations, in fact he was in St. Petersburg. Thus the line to LO28 on the map is wrong! Why no double hop from ES to EA1/CT? Because the openings were just not at the same time. Pity. - Several interesting spots (EI to OH, GM to UA1, LA to UT5 missing on MMM map)



22 June

0812-0834z: UA6 to YU/I

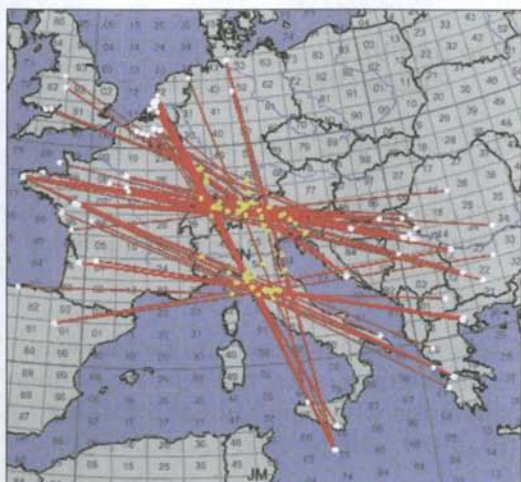
1358-1415z: UA3 to I, IT9 hrd UA3



23 June - 154 spots: 1627z EA3 to IT9

1823-1949z F to SV EA to LZ/YU EA6 to YO/LZ/YU/SV

Best MUF 192 MHz over JN52 at 1912z, best DX just above 2100km



24 June - 79 spots

1542-1726z:

F to YU/LZ/YO/SV/9A 9H to PA/DL

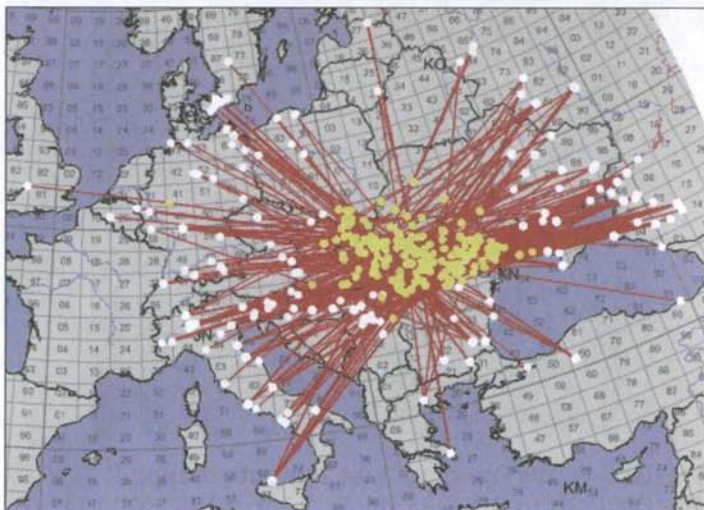
G to 9A GW to 9A/S5 ON to 9A/I

EA to Z3/LZ

**Best MUF 180 MHz over JN57/58
at 1612 to 1620z**

Best DX F to SV3 over 2400km

**25 June 16:46z: DX de YT3I: 144300 7X2GX
KN05HP<>JM16OS weak in/out**



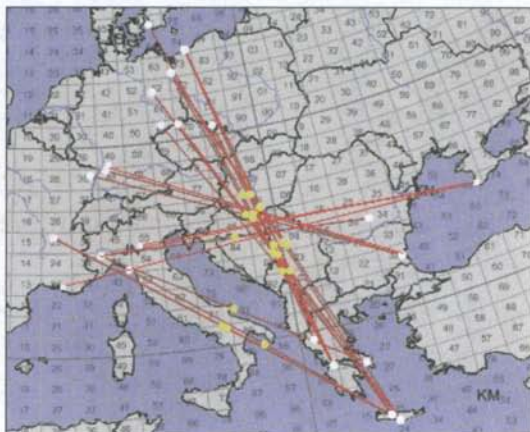
28 June - 204 spots, 2 single spots: 1310z G to OK2 and 1354 YU to UR5 and then a good opening from 1545z-1739z: I to UR5/UA6/UA3 IT9 to UA3 DL/OZ to TA/UR/LZ/UA6/YO/ER SV/LZ to LY/YL/UA3/SP OE to UA6 HB9 to UA3/UA6 9A+S5+YU to UR5/UA6 SM7 + SP to LZ OK to UR5/UA6 Goodie wkd from DL: TA1E/m KN60el
 Best MUF 166,8 MHz over KN17/26 at 1612-1621z
 Best DX IT9 to UA3 over 2505km
 and DK5YA to YM7VHF/B KN90 2546km at 1604z



1 July - 1809z: ON to LZ and 1830-1831z: ON to YO



4 July - 0800 to 0953z 4X to LZ/S5/YO/YU YO/9A to 5B4
 Best MUF 177 MHz over KM49 at 0901z, best QRB 2300km from 9A to 4X
 2103-2123z: CT1HZE hrd CU8DUB/B on Es (and at 0210 UTC (!) on July 5 via FAI with 41F) not on map!



5 July 1038-1108z – Little opening, just 24 spots mapped
 SV9 to F, I, DL, OK SV to SP, OZ, SM, I LZ to F/DL, YO to I
 SV9 to DL/F UT5 to I/F

Best MUF 162 MHz over JN94 at 1056z, best QRB just over 2100km.
 Between 1420 and 1540 there took place also 2m Es in the “far east” between
 UA9 and UN/4K and UA4 to UK8, not on map.



6 July - 123 spots mapped, 2 hot spot areas –
 one over YO/ER and another over SW-DL

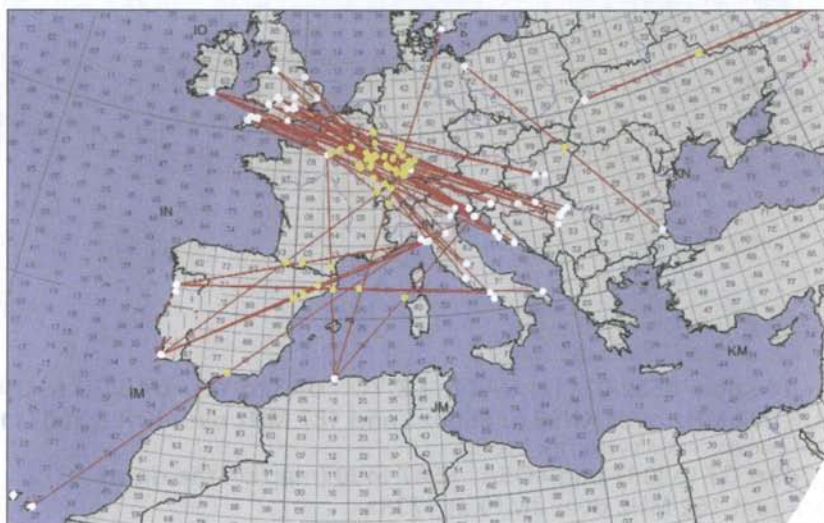
1.) The eastern opening, 61 spots:

0719z-1016z UA6 to 9H/I/LZ/SV/9A/HA/S5 TA7 to HA/OK/OE/OM
 LZ to UR5/UA6 YU to UA6/4X - Best MUF 218 MHz over KN55 at 0751z

2.) 1552-1707z The western opening, 62 spots:

TA to LZ F to UB5/HA/OM/SP9/OE/OK/UT5/LZ G to YU/HA/I3/S5/9A GW
 to S5/YU GJ to HA/YU EI to S5/YU/9A

Best MUF 172.8 MHz over JN37 at 1620z and 200 MHz over JN48 at 1619z



9 July - Several small spots, one bigger area over NE France

(Note: the 3 spots from 7X are false!)

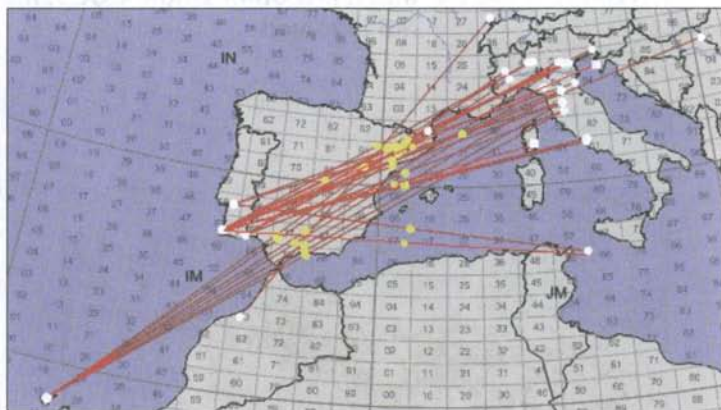
0750-0755z: UA4 to UR5

1720-1757z: G to I/YU/HA/9A EI to S5/I/HA GW to 9A/I

1833-1909z: CT to I/9A/F/DL

1745z: SP to LZ (quite away from main opening)

1839z: EA8 to I1 and YT3I KN05 also hrd EA8 weak (best DX)

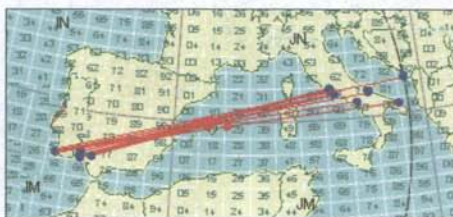


13 July - 1629z-1713z CT to I/F/9A/IH9 YT3I hrd CT1HZE 2600km CN to F
EA8 to I1/3/4/5 via TROPO + Es!

Best MUF 181MHz over JN12 at 1642z - Best DX EA8TX IL18 to I3MEK JN55
over 3116km and to IK4ADE JN54 over 3032km

and several QSOs from EA8 to I1 over 2800 to 2900km

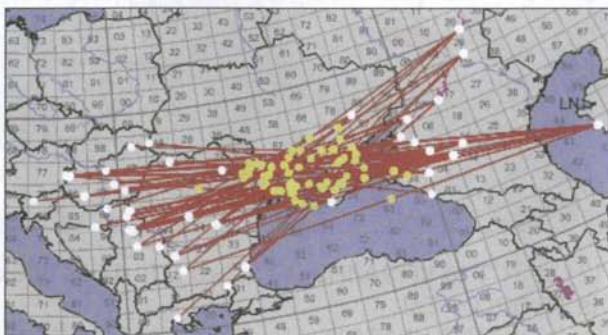
EA8TX, IL18 wkd from 1641-1654z: IW1FZR JN45 2882km, I3MEK JN55SJ 3113km, I5CTE JN53XG
3040km, IK5YJY JN53PG 2991km, IZ5EME JN52NS 2956km, IK4ADE JN54OE 3029km, IZ5BRW JN53
2984+-



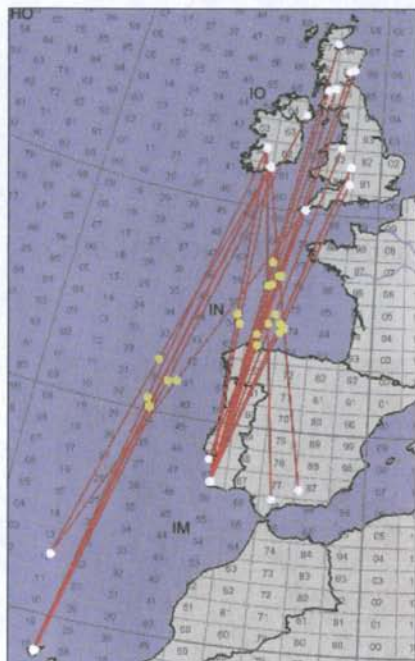
17 July - 13 spots 0532-0711z: UA4 to LZ/YO UA3 to YO UA3/EU to UA6
Best MUF 202 MHz over KN98 at 0600z and 187 MHz over KN68 at 0711z
 (Note: MMM map not really covering this event)
1720z-1749z CT to I0/I7 and 4O5A EA7 to I0 (map on the right)
Best MUF just 152 MHz over JM19 at 1733z



18 July - 1137-1147z: UA3 to DL UB5 to SM7 best MUF 160MHz over KO23
and a few other single QSOs, may be with MS involved



22 July - 73 spots 0926-1145z:
UN7AX LN53 to LZ/YO/YU7/HA UA6 to YU/YO/HA/LZ/E7/S5/UR5
UR5 to YO UA4 to YO/LZ/YU7 Best MUF 189 MHz ver KN65/55 at 1028z
Best DX: 1123z HA1FV JN87 wkld UN7AX LN53 over 2692km



2 August - 1141z-1237z:

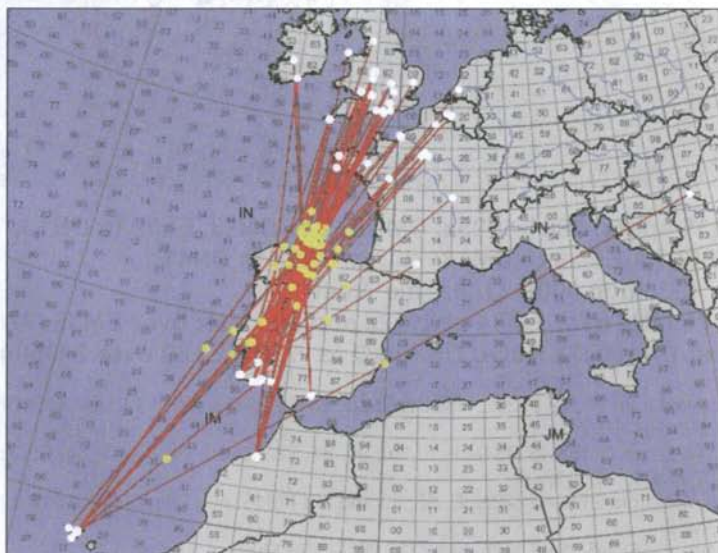
CT to GM/G/GW/EI EA7 to EI

CT3 to EI/G EA8 to G/EI/GI

Best MUF 160 MHz over IN63 at 1159z

Best DX 1221z:

GI6ATZ IO74 to EA8TJ IL18 3020km



7 August - 63 spots - 1706z-1817z: CT to G/F/GW F/ON to EA8 EI to CN

G to CN/CT F/EI to EA7 Best MUF 171,5 MHz over IN72 at 1751z

Best DX: ON4KHG JO10 to EA8CQW IL18 3009km at 1753z

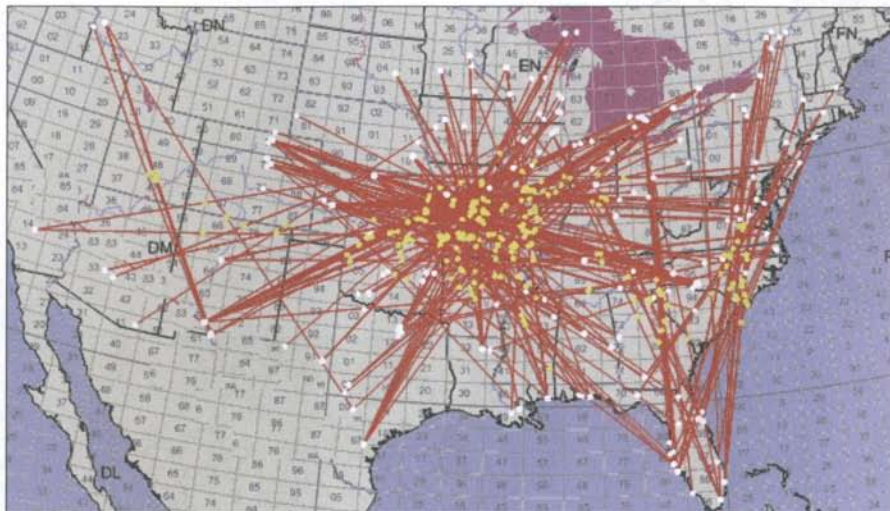
and YT3I KN05 hrd EA8YT IL18 with 52 over 3760km at 1756z

5 October - 1533z: CT1HZE IM57 wkd F8EMH JN29 (100% Es!)

b.) North America

14 May - 2130-2230z MUF max. 111 MHz over FN43/53
20 May - several spots over the U.S with MUF between 80 and 95 MHz
22 May - 1900z over CN80 MUF >100 MHz
23 May - 1600z over DN50 MUF > 100 MHz and 2345z over DN05 >95 MHz
17 May - 1218z EN82 hrd EL95 calling CQ on 2m. Es or MS?

30 May - 1644z: N3LL EL86 wkd K5WFT EM03 and was hrd by K7AEH DN17.
(no map)



2/3 June - 235 spots: 1801-1925z: DM61/62 to DN13, EL09 to DN13, EM09 to DM43/14, EM29 to DM33 2038z EN22 to DN41
2115-2400z & 3 June 0000-0140z the "rest"

Best MUF 174 MHz over EM84 at 2122z and 204 MHz over EM36 (37/38) at 00:10z. Best DX: 0017z K0GU DN70MQ to W3HH EL89 over 2435km.

VE3DXP, EN92, wkd from 2332z-0029z: N5OSK EM25, KR5V EM13, AA5JG EM04, KC5UFO EM15, W3XO/5 EM00, KB0HH EM06.

K0GU wkd from 0012z to 0116z 45 QSOs to EM86, 95, 81, 72, 55, 66, 74, 84, 51, 54, 65, 75, 86, 76, 93, 94, 64, 43, 96, 67 FM06, EL89, 49

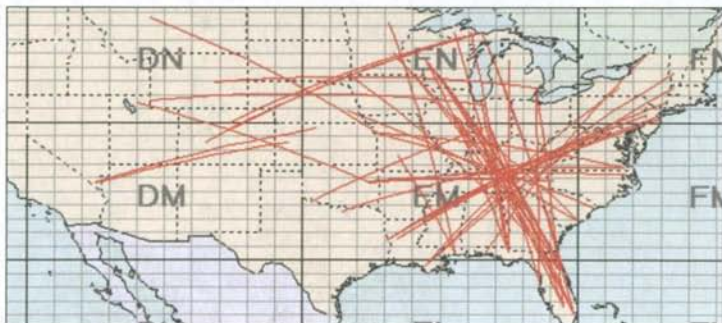
KB9WZJ, EM69, wkd from 2117z-2142z: EL95, 99 and hrd FM16 and from 0004-0101z: EM00, EM06, DM95, DM65, DM62

VE3KU, FN03, hrd 2115z N5OSK EM25, hrd 2336 W3XO/5 EM00 for 10 mins, wkd 2342z AA5JG EM04, wkd 0008z KC5UFO EM15, wkd 0020z KC5AF EM15, wkd 0030z KB0HH EM06

N8PUM, EN66, wkd 2332-0112: K5RUS EM32, WA5LFD EM12, W5UWB EL17, W5LUA EM13, K0CIY EM25.

AC4TO, EM70, wkd 2330z-2356z: N2GHR FN30, W1COT FN31, W1GHZ FN42, K1MAA FN31, K1BXC FN31, WW1Z FN42, W1FKF FN42, WA1Z FN42, NY2NY FN30, N1DZ FN41, W9JJ FN31, N2EOQ/m FN30 146.52 FM, K1DAT/m FN31 146.52 FM, N2NQG FN30 146.52 FM, N2TRK/m FN30 146.52 FM, W1LMZ FN42, K1CMF FN42, N1IBM/2 FM29, AD1DX FN41, K1WY FN31, K1UC FN42, W1RIL FN42, KB1OLX FN31, N2SLO FN30, KU2A FN42, K1WHS FN43, W1RZF FN42, W1JR FN42.

0013z: N0LL EM09, 0017z K0GU DN70, 0050z W0NRW EN11.



12/13 June - 2346z-0237z W5 to W1/3/3 and W8/9 to W4

Best MUF about 170 MHz at 0110z above EM65/75

Best DX: 0125z N4QV (EL96VC) to W0GHZ (EN34IX) 2401km

KB9WZJ, EM69, wkd from 0103-0200z: KF4YOX EM69, KO4MO EL88, AC4TO EM70, WB5AFY EM04.



17/18 June - 2345z to 0049z FN25/25 to EM29/39 FN13/25 to EN40

FN12/31/32 to EN10/22/31/32 FN43 to EN41/EM09 FM18/28 to EN35

FM17 to EN37 FN30 to EN52/13 FN33 to EN10 FN10 to EN26 FN20 to EN13

Best MUF 165 MHz above EN82 at 0025z

Best DX: 0019z K1WHS FN43 to N0LL EM09 over 2360km

Map see next page:

18/19 June 1415-1441z EM25+EM13 to EL86 EM04 to EL86 1600-1625z EL09/17/19 to EL86/95/96

and the "rest": June 18 1733z-2400z and June 19 0000z-0257z

A major opening, several US 2m DXers commented that they have not such an opening in 30 or 40 years. Several chordal hop QSOs were reported, which are the bold green lines on the below map:

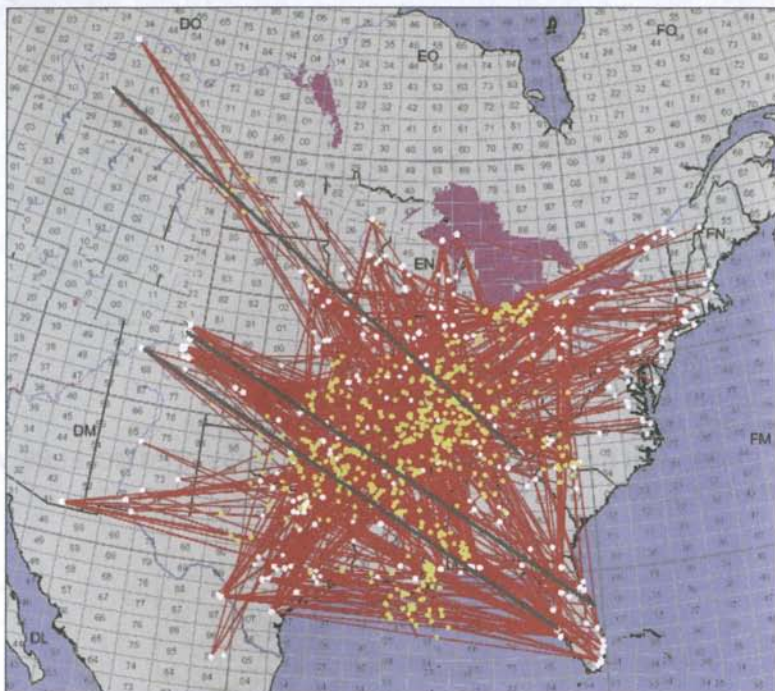
0101z VE6SH DO21 to WB4JGG EM26 over 2927km,

K0GU DN70 to N4QV EL96 over 2798km and

2319z N0KE DM69 to N3LL EL86 over 2717km and to KD4ESV EL87.

Best MUF: 162 MHz above EL48 at 1600z, 185 MHz above EM22 at 1910z

196 MHz above EM43 at 2342z, 196 MHz above EM66 at 0127z



KD4ESV, EL87, wkd 2333z N0KE DM69, 0019z KS7S DN71

VE3DXP, EN92, wkd from 0021-0154z into EM00, 03, 04, 10, 12, 13, 15, 20, 22, 23, 25, 26, 27, 32 and from 0213-0219z into EL86, 87, 89 and EM80.

KØGU, DN7ØMQ, wkd from 0053z-1006z: N3LL EL86TX 2570km, KD4ESV EL87RL 2520km, N4QV EL96VC 2795km, K4KV EM81CF 2167, N4VC EM66 1627+-, W4VC EM81 2214+-, KO4MA EL88PG 2451km.

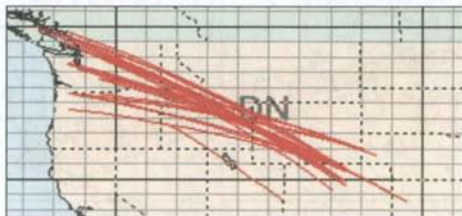
K0AWU, EN37ED, wkd 2320-2334z: W5LUA EM13, KA5DWI EM12, KR5V EM13, WA5LFD EM12 and 0016-0121z: WA5TFW EM41, K5YG EM50, AF4OD EM72, K4KV EM81, WB4JGG EM75, WB4GTB EM73, W4KVV EM80, W4VC EM81, WB4GGG EM75, K4YRK EM75, W4RL EM60, KW4RZ EM60, K4LY EM85, W4EFT EM60.

June 19, 0157z FAI: W5LUA EM13 worked KN4SM FM16 over 2182km



20 June - 0156-0348z: MUF 160 MHz over DN51

Best DX: 1957z WØRLI (CN85SJ) to W5JZ (EM12MT) over 2589km



29 June - 1732-1947z: Best MUF 222 MHz at 1913z over DN31RC: WA7GSK (DN13SM) wkd K0DU (DM58MM) 838km, best DX just about 2000km.

K0GU, DN70MQ wkd 1823z-1941z: N7NW CN87, KC7ITP CN96, KE7SW CN87, W7EW CN84, N7EHP CN87, W7FI CN87WS, KD7TS CN87, VE7SL CN88IU, KI7JA CN85, K7CW CN87, VE7HLO CN89, VE7DAY CO70, VE7FW/M CN89, K7ND CN87. All between 1500 and 1900km.



**2 July 0102-0234z EN44 to DM79 EN37 to EM23/25/28/36/38/39
EN52 to EN04 EM44 to EN44 DN17 to EM26 0423z EM66 to EN43
VE3DXP, EN92, wkd at 0135z to W6OAL DM79.**

2340 DN70 to EM75 (not on map)

Best MUF 213 MHz over EN33 at 0130z from W9RM EN52 to WB0ULX EN04

And 210 MHz over EN33 at 0127z from K0AWU EN37 to K0JRD EM38

Spotted QSO from KA0KYZ EN33 to EM38 over 600km (MUF 283 MHz) may have been Tropo.

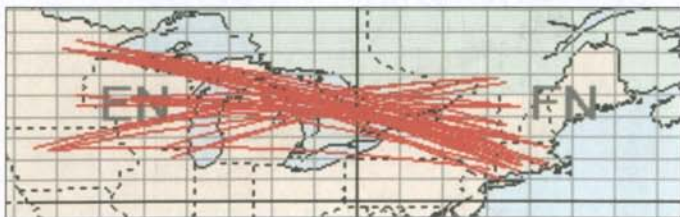
Best DX: 0105z: W7MEM (DN17NT) to W6ZI (EM26BI) over 2138km



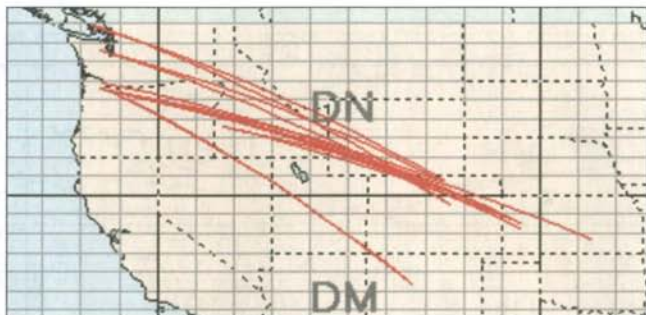
3 July - 1312z: 1 spot from EL95 to FN14

1802-1803z: W3XO/5 EM00 to EN81/EM69 1821z: EM55 to DN47

Note: 4 July: Spots containing W5GJ DM52 were no Es, but local Tropo has he was in EL87.



5 July - 0001-0127z: EN22/34/36/37/43/44/52/56 to FN30/31/32/33/34/35/41/42 EN37 to FN12. All QSOs below 1800km. Best MUF 0018z 169 MHz over EM94
 Not on map: 0054z K7XC DM09 hrd NT0V/B (EN07) 1833km



6 July - 0028-0101z: DM98 to CN85/DN13 DN41 to DM58 CN87/88 to DN70 DM65 to CN85 DN13 to EM17
 Best MUF >160 MHz over DM51 0028z

K0GU, DN70MQ, wkd 0058z to 0105z: VE7SL CN88, W7GLF CN87, N7MWV CN87, K7MDL CN87, K7CW CN87, W7CE CN87, W7FI CN87, K7JX CN87, KE7SW CN87. All 1600km to 1700km.

The following reports which were published elsewhere as "Es" turned out to be false!

12 July 1250z FM16 to FN31 650km 267MHz.... -> was Tropo

13 July EL95 to DM52 W5GJ. W5GJ is not in DM52 but in EL87! Thus just a local QSO!

28 July EL95 to EM00/DM65: was in fact via SAT AO-51!!!

29 July EL95 to EM78/FN31: most probably also AO-51 as same OP from EL95 made these spots

2 August 0220z: K0AWU EN37 to N4LI & K0JXI EM55 1350km was Tropo!!

Comments: Thanks to G7RAU and his LiveMUF software for 90% of the maps and also to MMMonVHF and EA6VQ DX Sherlock for another few maps. Again about 100 hours were spent for careful checking and redrawing where necessary to produce this 2010 Es summary. There are far too many mistakes in the reports and maps on the web which often cause false ODX and false max. MUF results for an opening. On many of the web maps there are also false lines, caused by 6m QSOs which were spotted by mistake on 2m or by other "smart" spots. During major openings it is normal that only about 30-40% of the QSOs are spotted on the cluster. Thus many lines are missing on maps that are published real time. Maps that are drawn automatically from unchecked logs often contain nonsense lines (e.g. into water or wrong areas) due to typos in the locators or because home locators are used although someone is operating portable. Thus it still makes sense to spend time and reedit and recalculate everything in case one has serious interest in Es propagation analysis.

Results: NA total 2010: 14 calendar days (UTC days) with 2m Es openings. Would be 3 days less if local time days would be taken. This is 50% (!) down from the 2009 numbers! EU total 2010: 42 calendar days with 2m Es vs. 48 in 2009, so about 10% less.

NA	May	June	July	August	TOTAL
2009	0 (0)	12 (0)	15(1)	1(0)	28 days
2010	1 (0)	9 (1)	4(1)	0(0)	14 days

EU	May	June	July	August	TOTAL
2009	3(1)	23(7)	14(2)	8(1)	48 days
2010	11(2)	19(7)	9(1)	2(0)	41 days

2011

HUGE openings on June 2/3 and June 18/19

HUGE openings on May 23/24, June 10/11, and June 13/14, June 19/20

In brackets the number of days with MUF >200MHz. The 2010 numbers again confirm the long term observations and trends which have been shown and discussed in (1). Reasons for the differences between EU and NA have been discussed also in (2).

In 2010 the season started earlier than 2009 both in EU and NA and it stopped earlier.

The Oct. 5th event in EU was a very remarkable and exceptional event.

It is also interesting to check Es hot spots on consecutive days. For Europe there are 7 (2009: 15) pairs of consecutive days where a perfect or very good geographical correlation can be found:

May: 24 to 15

(1)

June: 1 to 2, 6 to 7, 10 to 11, 13 to 14, 19 to 20, 23 to 24

(6)

For North America there is just 1 of such pairs (2009: 3):

June: 17/18 to 18/19

(1)

Due to the relatively high number of 16 different days with very high MUF (>180 MHz) in 2010 in Europe it was possible to compare their locations optically on a map, see below. It was quite amazing to find different 4 days each with a MUF of 197 MHz or even higher over Northern Poland! Can this be coincidence??? Also the areas with 3 days and 2 days are remarkable. Remember this is 180 MHz, what is RARE!



Map: 16 different days with MUF >180 MHz in 2010 – each red cross means that over the according square was the MUF >180 MHz on one day. Circled areas denote regions where on 2 or more different days the MUF was >180 MHz.

Area 1 over Northern Poland: JO94 244MHz 1 June, JO84 207 MHz 2 June, JO93 262 MHz 7 June, JO95 197 MHz June 20. 4 different days, amazing!

Area 2 over Northern France, Belgium and Germany: JO10 185 MHz, JO31 192 MHz, JN19 196 MHz, JN29/39 205 MHz all on 13 June, JN18 181 MHz June 20. 2 different days.

Area 3 over SW-France: JN04 192 MHz 10 June, IN94 184 MHz 11 June. 2 different days.

Area 4 below France: JN22 185 MHz 13 June, JN30/40 217 MHz 14 June, JN12 181 MHz 13 July. 3 different days.

Area 5 over southern Germany: JN57 202 MHz 13 June, JN57/58 180 MHz 24 June. JN48 200 MHz 7 July. 3 different days.

Area 6 over central Italy: JN52 192 MHz 23 June, JN63 186 MHz 14 June. 2 different days.

Area 7 over Western Romania: KN16 239 MHz 1 June, KN16 194 MHz 19 June, 2 diff. days.

Area 8 south of Moldavia: KN55 218 MHz 6 July, KN55/65 189 MHz 22 July. 2 different days

Area 9 Eastern Ukraine: KN88 194 MHz 7 June, KN98 202 MHz and KN68 187 MHz 17 June. 2 different days.

1 Day Spots with MUF >180 MHz in 2010:

over Hungary / Slovakia: JN97/87/98 188 MHz 7 June

over southern Italy: JN71/80 197 MHz 14 June

over Serbia: KN04 188 MHz 14 June

over France: JN26 244 MHz 11 June

over Greece: KM29 199 MHz 5 June

In 2009 there were observed 17 different days with MUF > 180 MHz, which are denoted by the green crosses in the map below. There are several areas (yellow) which overlap well with the 2010 areas.



Same map as above, but additionally green crosses for days with MUF >180 MHz in 2009 and green circled areas with 2 or more different days with MUF >180 MHz in 2009, number of days in yellow. Yellow circles denote areas where MUF was >180 MHz in 2009 AND 2010. Are these repeating hot spots?

2m Es Season VK/ZL 2010/2011

2m Es openings were observed on the following 13 days. The count for 2009/2010 was 15 days, thus abt. 10% less now. 18 days were counted in the season 2008/2009.

7.12., 19.12., 25.12., 29.12., 1.1., 3.1., 8.1., 10.1., 12.1., 13.1., 14.1. 15.1., 19.1.

Best Es DX was ZL3TY RE57 to VK5ZK over 2917km on Jan 13th. The counts from VK/ZL are well in line with the forecast according to (1). We expect again less days with 2m Es in the coming years.

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

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

On Sporadic E, VHF Propagation, MUFs and *Petit Chordal Hop*

by Roger Harrison VK2ZRH

The classical model of Es propagation can support maximum usable frequencies above 144 MHz, but only rarely. How, then, to explain the frequent reports, worldwide, of VHF propagation with high MUFs? This paper demonstrates, for the first time, that this propagation likely occurs by means of *petit chordal hop* in a disturbed Es layer.

There has been much comment, discussion and speculation over decades on the why's and wherefores of sporadic E (Es) propagation at VHF. Given that it's an ionospheric mode, just how Es supports propagation at frequencies into the mid-VHF range and higher has puzzled amateurs and scientists alike and led to some interesting speculation on occasions.

Sporadic E contacts between amateurs on the 50 MHz band have been commonplace for many decades. More recently, contacts on 70 MHz between amateurs in countries having that band allocation have also become more or less commonplace. With the proliferation of amateurs operating on 144 MHz in countries the world over, reporting of contacts via sporadic E has burgeoned over the last 20 years. It's almost 50 years since I first experienced Es DX on 6m and 2m, 40 years since I first researched ionospheric sporadic E and VHF propagation.

In my early career, during the 1970s, I worked in a senior technical position at the Australian IPS Radio and Space Services (IPS) for some seven years. I learned a lot about the ionosphere and ionospheric radio propagation. I learned to interpret and scale ionograms (read off the parameters). I worked in transequatorial VHF propagation research and ionosonde technology, among other things, and pursued my interest in sporadic E in my own time, with the encouragement of colleagues at IPS. I have trawled through and scaled many thousands of ionograms, recorded on 35 mm and 16 mm film in that era. When I rekindled my interest in sporadic E this past decade, all this experience came in handy.

Es propagation on the lower VHF bands of 50 and 70 MHz is generally considered to be via conventional ionospheric propagation modes. The simple geometry you learned about when studying for your licence exam. But many amateurs are skeptical of or don't believe this could hold up at 144 MHz (or even at 100 MHz in the FM broadcast band). Or if it did, such events would be extremely rare. But reports of widespread 144 MHz Es DX over decades are now so numerous as to confound that [1], while the observations of Pocock and Dyer on the 88-108 MHz FM broadcast band are legendary [2]. So what's happening?

With the advent of the VK logger (www.vklogger.com) for reporting VHF propagation, and the availability of IPS ionograms online [3], I have been able to scrutinise VHF propagation paths in Australia where the mid-points are located within 'view' of an ionosonde as this enables direct modelling of the propagation geometry and its relation to ionospheric conditions. The results have been both 'as expected' and delightfully surprising!

Mid-latitude sporadic E consists of thin, dense layers of ionisation formed by wind shears in the E-region that compress long-lived metallic ions into horizontal clouds or 'patches' from less than 1 km to about 5 km thick, appearing at heights ranging generally between 90 and 130 km altitude. Patches may be only 100m across, with clouds up to 1000s of km in extent [4], [5], [6].

I have found that VHF propagation by sporadic E occurs by at least two principal modes:

- (a) conventional ionospheric reflection ("classical") by a thin, 'plane' Es layer, and
- (b) by successive reflections via the crests of ripples or other structures in an Es layer that subsequently returns the raypath to Earth – which I call '*petit chordal hop*'.

In each case, I can demonstrate with case studies that the well established propagation geometry and ionospheric science can be applied to analyse and model the propagation and the maximum usable frequency (MUF) for a path. However, **there may be a third propagation mode** that I have dubbed 'layer trapping', which I will discuss briefly later in this article.

Before going into the details of these propagation models, it is first necessary to understand something about sporadic E as seen on vertical incidence (VI) ionograms.

Es on ionograms

VI ionograms are produced by swept frequency, pulsed RF HF radars with antennas pointed straight up. The echoes returned from the various regions of the ionosphere are displayed on a graph of height versus frequency. Figure 1 is a fairly typical summer morning ionogram for Brisbane, Australia, showing the E, F1 and F2 layers and sporadic E [3]. I have marked the various features. The ordinary (O) and extraordinary (X) reflections are clearly seen, O to the left, X to the right. The 'split' reflections result from the effect of the Earth's magnetic field on RF propagation in the ionosphere. The E, F1 and F2 echoes curve upwards to a cusp as frequency increases due to group retardation of the signal near the peak electron density. The Es traces do not curve up as the layer is very thin and the ionosonde resolution is insufficient to resolve it. Note the multiple reflections. After the first return, the others are from repeated ground-ionosphere-ground echoes.

The ordinary ray penetration frequency, or foEs, is important because it's a measure of the layer's peak electron density. The Es virtual height, or h'Es, plays a key role in determining the propagation path distances and, in conjunction with foEs, the MUF of the path. The extraordinary ray penetration frequency, fxEs, is 0.7 MHz higher than foEs. The difference (called the 'split') is half the gyrofrequency (fH), the natural 'spin rate' of electrons in the ionosphere, which is 1.4 MHz at Brisbane [7]. Hence, fxEs - foEs = 0.7 MHz.

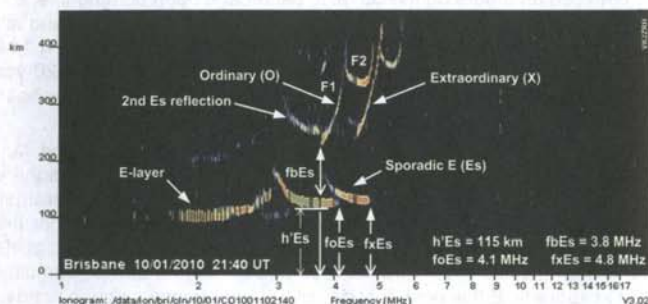


Figure 1. Vertical incidence ionogram with various key features marked. The ordinary (O) and extraordinary (X) ray reflections are clearly seen, O to the left, X to the right. The ordinary ray penetration frequency of the Es layer, foEs, is a measure of the peak electron density.

The Es layer is 'blanketing' the F1 layer below 3.8 MHz (denoted as fbEs).

The ionosonde 'view'

IPS ionosonde antennas are upward pointing crossed-deltas (many ionospheric stations use these antennas). They have a half-power beamwidth of about 90° through the mid-HF range, narrowing to about 60° above 10 MHz.

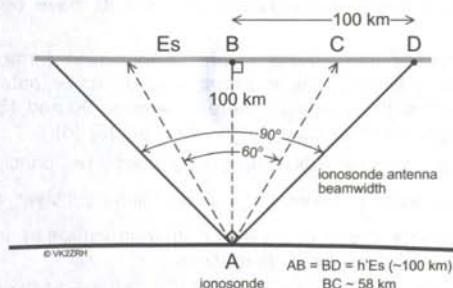


Figure 2. Vertical elevation, showing geometry of the ionosonde 'view' of a sporadic E layer (not to scale). As shown, if h'Es is 100 km, the antenna system illuminates a circle of 100 km radius (BD).

If h'Es is 115 km, then the view radius is 115 km.

As illustrated in Figure 2, when Es is present, the antenna system "illuminates" an area with a radius equal to the height of the Es layer (also referred to as "whole sky" illumination) and the receiver will respond to returns from within the entire area covered. If h'Es is 100 km, the view radius is 100 km. At the narrower beamwidth, the radius of the circle illuminated is about 58% of that for the wider beamwidth. Nevertheless, the ionosonde receiver responds to echoes across the whole area, particularly when the Es has ripples or other structures within it.

Ionograms of particular interest

Figure 3 is an ionogram showing Es typical of a flat (or 'plane'), thin, dense layer over Brisbane. Note the multiple reflections. No F-layer echoes can be seen, so the Es is said to be fully blanketing. The virtual height of the first return is 110 km, and it ceases at the 'top' penetration frequency, denoted as f_{TEs}, which is 9.6 MHz. To determine f_{oEs} from an ionogram like this, f_{TEs} is generally assumed to be f_{xEs}, and f_{oEs} is found by subtracting half the gyrofrequency. So in this instance, f_{TEs} - 0.7 MHz = f_{oEs} = 8.9 MHz.

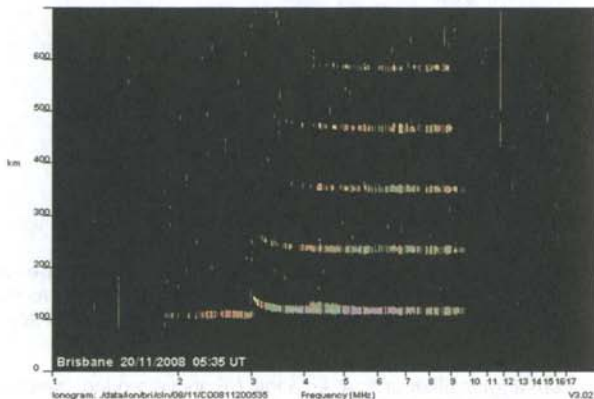


Figure 3. Ionogram showing a dense, totally reflecting plane Es layer at 110 km, having a high value for f_{TEs} of 9.6 MHz. Hence, f_{oEs} here is 8.9 MHz.

Figure 4 is another ionogram, this time showing "spread" Es. The spreading of the Es traces likely arises from crinkles, ripples or other structures in the Es layer, which reflect the transmitter pulses from varying ranges at oblique angles, as well as from directly overhead, perhaps at different heights. Group retardation also contributes to the spreading. Note that the Es trace extends off-scale at 20 MHz and only partially blankets the F-layer. Spread Es is a common phenomena.

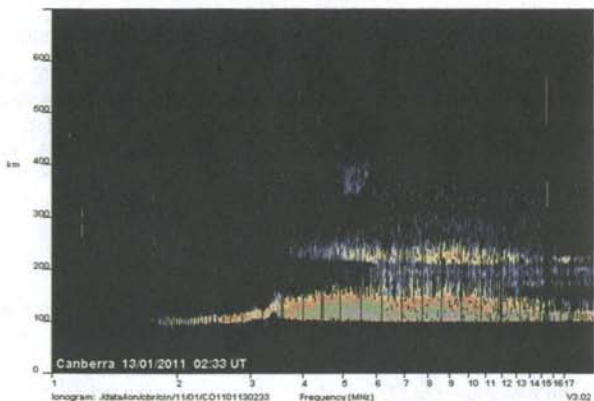


Figure 4. An example of "spread Es". The first F-layer echo is mid-image; f_{TEs} is 5 MHz. Lowest virtual height, h'Es, is 99 km. The top frequency is above 20 MHz, so peak electron density is very high.

VHF propagation via a thin, 'plane' Es layer

The geometry of a propagation path via plane Es is illustrated in Figure 5. A plane Es layer lies parallel to the Earth's surface, not tilted across its extent or having ripples or other structures in it (no lumpy bits!).

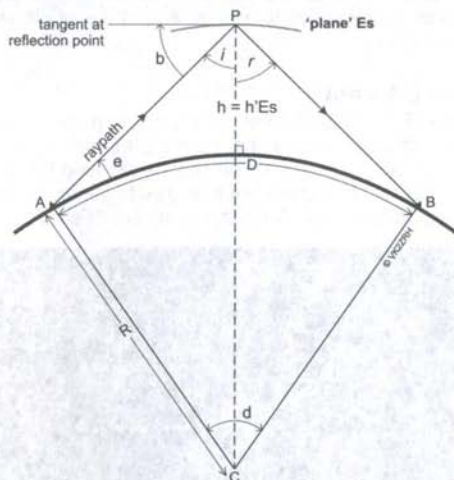


Figure 5. Geometry of propagation via plane Es (exaggerated scale). R is the radius of the Earth. D is the distance over the Earth's surface between A and B. The line from C to P is at right angles to the Earth's surface and has a length of $R + h$. Angle $(b) = 90 - i$.

The raypath of a signal from a transmitter at A, at an angle (e) above ground, travels towards the Es layer, is refracted towards the ground at P and received at B. The common convention refers to this as reflection. Here, (i) is the angle between the incident raypath and the vertical line through P, while (r) is the angle between the vertical and the emerging raypath. Angle (e) is the raypath elevation angle, while angle (b) is that between the incident raypath and a tangent to the reflection point at P, which is a horizontal line. These angles are important in determining the MUF for a path.

In *Ionospheric Radio* [8], author Davies sets out the relationships for propagation in a thin layer in a series of very useful equations.

$$f_{OP} = f_oEs \cdot \sec(i) \quad (1.0)$$

where f_{OP} is the usable operating frequency, and

f_oEs the measured ordinary ray vertical incidence penetration frequency at P

This is the well known "secant law" relationship, from which the "classical MUF" can be evaluated. The secant of an angle varies from 1.0 at 0° to infinity at 90° . So you can see immediately that the larger the incident angle, the greater the usable operating frequency for a given value of f_oEs . There is a maximum value for (i) , which is reached when the elevation angle is tangent to the Earth, ie. angle $(e) = 0^\circ$. Triangle CAP is now a right angle triangle. Hence, $\sin(i) = CA/CP$. The length of CA is R , while CP is $R+h$, so we can find the maximum of angle (i) as follows:

$$(i)_{MAX} = \arcsin \left[\frac{R}{(R+h)} \right] \quad (1.1)$$

When (e) is 0° , this sets the maximum (theoretical) one-hop range or path distance, expressed as:

$$D_{MAX} = \sqrt{8Rh} \quad (1.2)$$

This situation also sets the maximum possible usable frequency, expressed as:

$$f_{MAX} = f_oEs \sqrt{1 + \frac{R}{(2h)}} \quad (1.3)$$

These three equations cover the "limiting case", where $(e) = 0^\circ$. Equation 1.3 gives us the MUF for the limiting case. Clearly, the height of the Es layer ($h'Es = h$) is important to all these relationships, so all the critical parameters of Es propagation are determined by $foEs$ and $h'Es$. For a given value of $foEs$, the maximum path distance and f_{MAX} vary directly with the Es layer height, as shown in Table 1. The mean radius of the Earth used in the calculations is 6371 km [9].

$foEs$	$h'Es$ (km)	D_{MAX}	Angle (i)	f_{MAX}
9 MHz	90	2141.8	80.43	54.2
	100	2257.6	79.91	51.5
	110	2367.8	79.43	49.2
	120	2473.1	78.97	47.2
	130	2574.1	78.52	45.4

Table 1. Es propagation parameters for the limiting case, where angle $(e) = 0^\circ$. Indicative values of f_{MAX} are derived for $foEs$ of 9 MHz. Note how D_{MAX} and f_{MAX} vary with $h'Es$.

Achieving a raypath elevation of 0° is generally impractical, but many Es propagation paths occur at remarkably low angles, often in the range $2-3^\circ$, or occasionally below. VHF antenna radiation patterns in the vertical plane may show low responses at such angles compared to the peak gain elevation angle, but the response is not zero. Remember that aircraft enhanced propagation on long paths occurs at angles below 1° , for example.

For path geometries other than the limiting case, ie. generally 'usual' circumstances, a little trigonometry provides the following equations for determining (i) and D :

$$(i) = \arcsin \left[\frac{R}{(R + h)} \sin(90 + e) \right] \quad (2.1)$$

$$D = \frac{2R}{57.3} [(90 - e) - i] \quad (2.2)$$

The MUF is determined by the secant law:

$$MUF = foEs \cdot \sec(i) \quad (2.3)$$

Knowing $foEs$ and $h'Es$ at a path mid-point, and thus being able to derive angle (i), $\sec(i)$ is referred to as the "M factor" (multiplier), for obvious reasons. To make life easier in determining the MUF, it's more convenient to deal with the more familiar sine and cosine trigonometric functions, which are 'standard' functions on scientific calculators and in printed tables of sin, cos and tan values. The secant of an angle is the inverse of its cosine, so 2.3 can be rewritten as:

$$MUF = \frac{foEs}{\cos(i)} \quad (2.4)$$

As angle (b) is the complement of (i) [that is, $90 - i$] and sine is the complement of cosine, 2.4 can be rewritten as:

$$MUF = \frac{foEs}{\sin(b)} \quad (2.5)$$

Thus, the M factor can be evaluated from either $1/\cos(i)$ or $1/\sin(b)$.

$$M \text{ factor} = \frac{1}{\cos(i)} = \frac{1}{\sin(b)} \quad (2.6)$$

The relationship between the raypath elevation angle (e) and the M factor is non-linear, with a different curve for different Es layer heights, as illustrated in Figure 6. Es layers at the lower heights yield a higher M factor and thus higher MUFs. A lower raypath elevation angle, with longer paths, rapidly improves the M factor, but angles below 2° experience a flattening of the M factor increase in all cases.

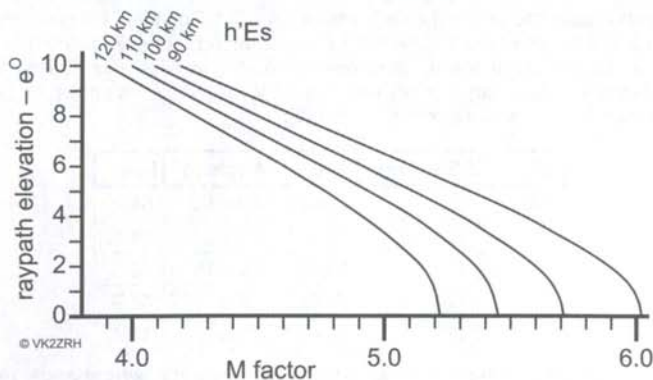


Figure 6. How the M factor varies with the raypath elevation angle and height of a plane Es layer.

Table 2 illustrates the MUFs achievable for a variety of ionospheric and path parameters. The range of h'Es values here are commonly observed on ionograms (eg. Figures 3 and 4) and the path lengths are generally typical, at least in the Australasian-South Pacific region. For Es propagation at 144.5 MHz, note that foEs needs to be above 24 MHz for elevation angles up to 4° or 6°. I have personally observed such values of foEs on ionograms when 'sondes swept 1-30 MHz (1950s-70s era). Indeed, I have seen ionograms with off-scale Es (at 30 MHz) from that era. However, while memorable, they were not common. Instances of off-scale Es (at 20 MHz) on present era ionograms are readily found among the online displays of the IPS network stations [3].

h'Es	(e)	(i)	D (km)	M factor	MUF for foEs of		foEs for MUF ≥ (MHz)		
					9 MHz	20 MHz	50.5	70.5	144.5
90 km	1	80.37	1919.1	5.98	53.82	119.6	8.5	11.8	24.2
	2	80.22	1730.1	5.89	53.01	117.8	8.6	12.0	24.6
	4	79.63	1416.5	5.56	50.04	111.1	9.1	12.7	26.0
	6	78.72	1174.1	5.11	45.99	102.2	9.9	13.8	28.3
	8	77.55	989.6	4.64	41.76	92.8	10.9	15.2	>30
100 km	1	79.87	2030.3	5.69	51.21	113.8	8.9	12.4	25.4
	2	79.72	1841.3	5.6	50.4	112	9.1	12.6	25.8
	4	79.16	1521	5.32	47.88	106.4	9.5	13.3	27.2
	6	78.28	1271.9	4.92	44.28	98.4	10.3	14.4	29.4
	8	77.15	1078.5	4.5	40.5	90	11.3	15.7	>30
110 km	1	79.38	2139.2	5.42	48.78	108.4	9.4	13.1	26.7
	2	79.24	1948	5.36	48.24	107.20	9.5	13.2	27.0
	4	78.71	1621.1	5.11	45.99	102.2	9.9	13.8	28.3
	6	77.86	1365.4	4.76	42.84	95.2	10.7	14.9	>30
	8	76.77	1163	4.37	39.33	87.4	11.6	16.2	>30

Table 2. MUFs achievable via plane Es for common path geometry parameters and two indicative values of foEs, plus foEs values required for propagation on 6m, 4m and 2m. Note how relatively small changes in h'Es and path elevation angle (e) affects the MUF.

Figure 7 sums up the case for the geometry of VHF propagation via plane Es. As Es is very thin compared to its altitude, the trigonometry is much simpler than that employed for F-layer propagation and parallels optical reflection from a mirror.

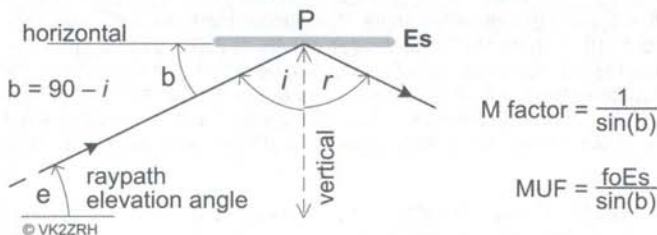


Figure 7. Close up of the geometry for propagation via plane Es.

A case study of plane Es VHF propagation

Figure 8 shows a path between VK4 and VK7 where the path mid-point passes within the view of the Canberra ionosonde at Es heights. The mid-point, and likely point of reflection, is marked *PoR*. Scott VK4CZ frequently spots this 50.057 MHz beacon on the VK logger with RST reports ranging from 419 through 599. Figure 9 is the ionogram nearest to the time of one such spot – 2304 UT on 2/01/09. Here, *ftEs* is 10.2 MHz. As *fH* is 1.6 MHz at Canberra [7], *foEs* would be $10.2 - 0.8 = 9.4$ MHz.

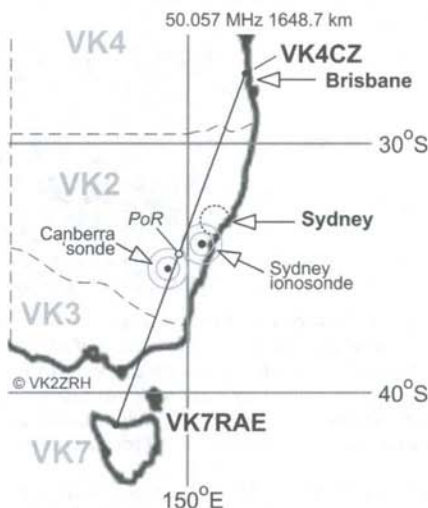


Figure 8. The path between the VK7RAE 50.057 MHz beacon at Devenport, Tasmania, and VK4CZ on the north side of Brisbane, Queensland. The circles around the two ionosonde locations show each ionosonde's view at Es heights; they don't quite overlap.

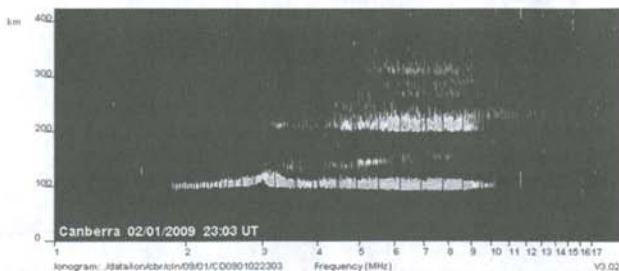


Figure 9. Ionogram for VK4CZ – VK7RAE (beacon) spot of 2304 UT 2/01/09. The beacon runs 20 W to crossed dipoles [10]. RST was 549. *h'Es* is 92 km. *ftEs* is 10.2 MHz. An echo from another Es cloud at a large oblique angle (44°) is evident. Path length is 1648.7 km.

As the path length is known, the elevation angle (e) is calculated to be 2.6° , and angle (i) to be 79.98° . Hence, angle (b) is 10.02° . Thus, $MUF = 9.4/\sin(b) = 9.4/0.17399 = 54.026$ MHz. We can be confident that it was Es within the Canberra 'sonde's view that supported the propagation on this occasion as the VK7RAE signal raypath to the north of the PoR passes below the Es layer at the latitude of the Sydney 'sonde' by at least 15 km. A raypath from VK7RAE slightly lower than 2.6° would be reflected from the Es layer in the Sydney 'sonde's' view, but make landfall some 100 km north of VK4CZ (in the sea!).

Petit Chordal Hop VHF propagation via Spread Es

As outlined earlier, the spreading of Es traces on ionograms likely arises from crinkles, ripples or other structures in the Es layer, which reflect the 'sonde' transmitter pulses from varying ranges at oblique angles, as well as from directly overhead, perhaps at different heights. The structure of Es layers has been the subject of considerable scientific research and discussion over decades, eg. [11], [12], [13], [14], [15], [16]. It seems that wind shear turbulence in the neutral atmosphere modulates the ionisation in complex ways. While 'structured' Es is likely to take a number of forms, From and Whitehead [12] and Bernhardt [15, 16] describe layers having "crinkles" or being "rippled", or having "clumps" of greater electron density within the cloud. Likely models of Es structures are illustrated in Figure 10. It appears that Es ripples, as in example (1) and A, are of small scale, perhaps 1-5 km crest-to-crest, with vertical amplitudes very much less than that. Other likely periodic structures include lobes on the underside of Es clouds (as in example (3) and B) of up to 10 km lobe-to-lobe and around 1 km deep, or elliptical structures some 5-10 km long by about 1 km deep.

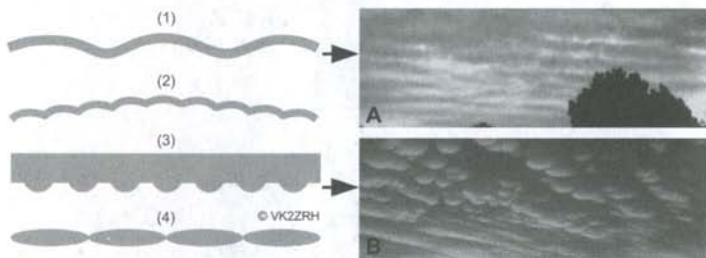


Figure 10. At left: some likely models for Es structures (seen in profile), based on [12], [15] and [16]. Turbulent wind shear structures are the cause of spread Es on ionograms.

(1) Rippled layer. (2) Ripples on a long wave. (3) Lobes on the underside of a layer.

(4) Clumping produced by Kelvin-Helmholtz turbulence.

At right: images of atmospheric clouds produced by wind shear turbulence. A – rippled wave cloud formation (pic: author). B – mammatus cloud formation (pic: Wikipedia commons).

The proposed principle of petit chordal hop Es VHF propagation is illustrated in Figure 11. A raypath from a transmitter at A, at elevation angle (e), meets a ripple in the Es layer at a small angle (c) to a tangent with an upward tilt of the ripple at P1. If the electron density is sufficient to refract the raypath such that it emerges horizontally, it will then travel to meet the next crest of the ripple at P2, where it will be deflected in a reciprocal manner. The upward tilt of the ripple improves the raypath's obliquity to the Es layer and thus the path MUF. The question is, by how much?

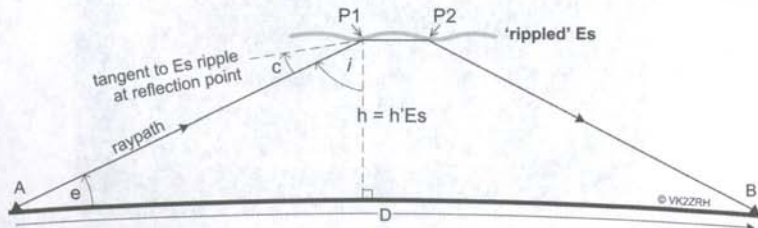


Figure 11. The general geometry of petit chordal hop propagation via a rippled (or structured) Es layer. The raypath is refracted to the horizontal at P1 via a suitable tilt in the Es layer, then refracted back to ground at P2 via a reciprocal tilt. Path MUF rises significantly. The distance from P1 to P2 may range from 1 km to perhaps 10 km.

Figure 12 shows a close up of the refraction geometry. The incident signal will reach the Es layer over a range of raypath elevation angles. If one raypath strikes a ripple at a tangent such that the tilt angle (t) equals the raypath-to-tangent angle (c), the refracted raypath will be horizontal (ie. angle (d) = 0°).

The M factor, which I have called the "M_R factor", is determined by angle (c) as is the MUF, now called MUF_R. Angle (c) will be half that of angle (b), which determined the M factor and MUF in the plane Es case. **The impact of this is that the M factor and thus the MUF are very nearly doubled for the range of small angles involved.** For example, if angle (b) is 10° for the plane Es case, then angle (c) for the spread Es case is 5°. Sin(10) divided by sin (5) is 1.9924. The equations for the M factor and MUF now become:

$$M_R \text{ factor} = \frac{1}{\sin(c)} \quad (2.7)$$

$$MUF_R = \frac{foEs}{\sin(c)} \quad (2.8)$$

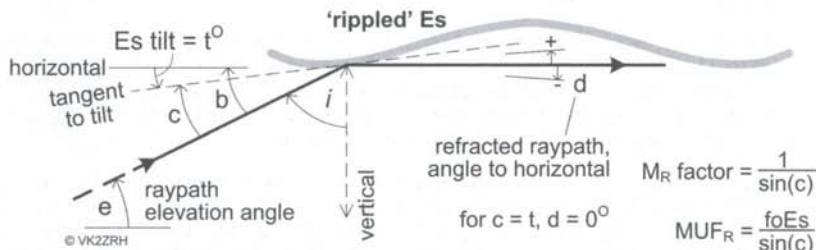


Figure 12. Close up of the geometry for propagation via rippled Es. The refracted raypath will be horizontal when angle (c) equals the tilt angle (t), yielding angle (d) of zero degrees. The ripples do not need to be orthogonal to the propagation path. On an ionogram, h'Es will be the lower height of the crests and the Es trace will be spread, as in Fig. 4. The impact is to almost double the MUF.

The geometry establishes a critical angle for the Es tilt angle (t) related to the raypath elevation angle (e). For a raypath elevation angle very slightly greater, it will meet a slightly smaller tilt angle (closer to the nose of the crest) and the reflected raypath will emerge at an angle below the horizontal. A raypath with (e) very slightly smaller will meet a slightly greater tilt angle (further to the right of the crest's nose) and the reflected raypath will emerge above the horizontal.

For a raypath that strikes the right hand crest just past the nose, the elevation angle will be lower and it will need a slightly smaller Es tilt angle to be reflected horizontally. Likewise, a raypath that strikes a crest to the left will be at a higher elevation angle and will find a slightly greater Es tilt angle to be reflected horizontally.

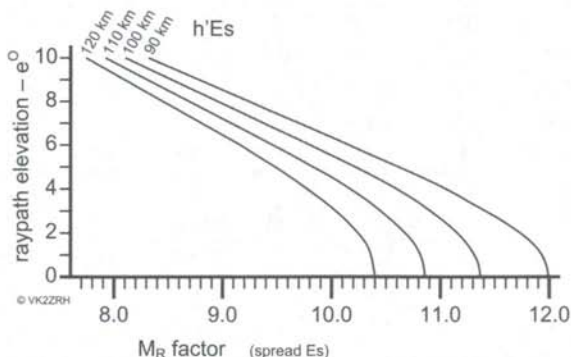


Figure 13. Under the right spread Es conditions, leading to petit chordal hop propagation, the M factor (M_R factor here) increases dramatically, almost doubling. Compare this to Fig. 6.

The array of wave-like ripples or other periodic structures in the Es will act on an incident wavefront in a similar way to how an optical diffraction grating affects monochromatic light. The emergent wavefront breaks into alternate areas of *constructive* and *destructive* wave interference, yielding footprints on the ground of high signal strength in some places and low strength or no signal in others. This is sometimes called the "flashlight effect". It torments operators who can hear nearby stations working DX that they can't hear! There can be a number of reasons for this effect with Es, the foregoing is just one.

For petit chordal hop via spread Es, the variation of the M_R factor with elevation angle and h'Es is illustrated in Figure 13. Compare this to Figure 6.

One last question arises: if the ripples are shallow, will they produce the tilt angles in the Es required to support petit chordal hop? Yes! If the ripples are sinusoidal in shape (or roughly so), with a depth of at least 5% of the crest-crest distance, the tilt angle will range from 0° at the lower crest to 5.7° maximum at half depth, which is sufficient for paths having elevation angles up to 6° , 5° , 4° , and 3° when h'Es is, respectively, at 90, 100, 110 and 120 km. Ripples with a crest-to-crest scale of 1 km may be less than 100 m deep; at 3 km crest-to-crest, only 150 m deep. Greater depth/crest-crest ratios provide a greater range of angles. The range of tilt angles required for petit chordal hop extend from about 4.8° up to about 7.4° for h'Es ranging from 90 km to 120 km.

If the spread Es consists of structures as in Fig. 10 (3) and (4), their cross-sections may range from roughly circular to elliptical and thus present a suitable range of tilts facing the ground. Figure 14 illustrates a plan view of raypaths supported by such structures. Propagation by petit chordal hop from wave-like ripples in Es would not be supported where raypaths were parallel, or nearly so, to the waves. Lobular Es structures will support petit chordal hop in any direction.

Table 3 (like Table 2) illustrates the MUFs achievable for a variety of ionospheric and path parameters under spread Es conditions. Values of h'Es and path lengths (D) are generally typical. For Es propagation at 144.5 MHz, note that the required foEs ranges between only 12.2 MHz and 16.7 MHz! It is clear from the foregoing that the MUF can potentially reach 350 MHz when foEs reaches 30 MHz, but we already know that such occasions are rare.

h'Es	(e)	(t)	D (km) approx.	M_R factor	MUF _R for foEs of		foEs for MUF $\geq$ (MHz)		
					5 MHz	20 MHz	50.5	70.5	144.5
90 km	1	4.815	1920	11.91	59.55	238.2	4.3	6.0	12.2
	2	4.89	1731	11.73	58.65	234.6	4.4	6.1	12.3
	4	5.185	1417	11.07	55.35	221.4	4.6	6.4	13.1
	6	5.64	1175	10.18	50.9	203.6	5.0	6.9	14.2
	8	6.225	991	9.22	46.1	184.4	5.5	7.7	15.7
100 km	1	5.065	2031	11.33	56.65	226.6	4.5	6.3	12.8
	2	5.14	1842	11.16	55.8	223.2	4.6	6.4	13.0
	4	5.42	1522	10.59	52.95	211.8	4.8	6.7	13.7
	6	5.86	1273	9.8	49	196.0	5.2	7.2	14.8
	8	6.425	1080	8.94	44.7	178.8	5.7	7.9	16.2
110 km	1	5.31	2140	10.8	54	216	4.7	6.6	13.4
	2	5.38	1949	10.67	53.35	213.4	4.8	6.7	13.6
	4	5.645	1622	10.17	50.85	203.4	5.0	7.0	14.3
	6	6.07	1366	9.46	47.3	189.2	5.4	7.5	15.3
	8	6.615	1164	8.68	43.4	173.6	5.9	8.2	16.7

Table 3. MUFs achievable for petit chordal hop Es for common path geometry parameters and two indicative values of foEs, plus foEs values required for propagation on 6m, 4m and 2m. Note the values of foEs required to support 2m Es propagation compared with those in table 2.

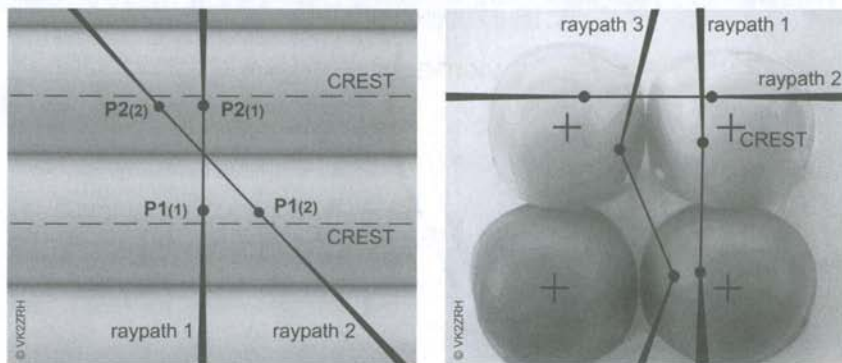


Figure 14. I've used shaped plastic to model these plan views of petit chordal hop propagation raypaths as if seen from the ground. At left is the rippled Es case, as in Fig. 10(1). At right, lobe ('mammatus') structures as in Fig. 10(3). With rippled Es, as raypaths approach paralleling the crests, the less certain it becomes that petit chordal hop will be supported. Lobe structures in the Es layer will support raypaths in any direction.

Two case studies of Petit Chordal Hop Es propagation

50 MHz: To demonstrate the validity of the petit chordal hop model, I examined VK logger 6m spots for the VK7RAE-VK4CZ path (Fig. 8) and looked for instances where the ionogram closest in time to a spot had an foEs value well below that required for classical (or plane) Es propagation. It was not difficult to find one. Indeed, there were many over the past few years. VK4CZ spotted the VK7RAE beacon at 0255 UT on 29/12/10, giving a 569 report. Figure 15 is the Canberra ionogram for 0253 UT on that day. With h'Es of 101 km, the raypath elevation angle (e) is 3.2° , (i) is 79.38° and (b) 10.62° . The classical M factor would be 5.42 (eq. 2.6) and, with an foEs of 4.7 MHz, the MUF (eq. 2.5) would be about 25.4 MHz. With spread Es, the VK7RAE raypath would need to find an Es tilt angle (t) of half $10.62^\circ = 5.31^\circ$. **Now, the M_R factor is 10.81 (eq. 2.7) and thus the MUF (eq. 2.8) is 50.8 MHz!**

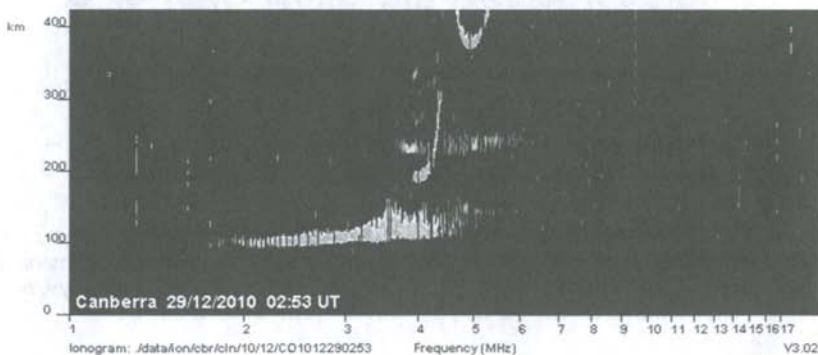


Figure 15. Ionogram relating to VK7RAE-VK4CZ spot of 29/12/10 at 0255. Note the distinct Es spreading; ftEs = 5.5 MHz (foEs = 4.7 MHz) and h'Es = 101 km. Path length is 1648.7 km. The path MUF was calculated to be 50.8 MHz!

144 MHz: As before, I trawled VK logger 2m spots for the VK4-VK7 path, seeking instances where the ionogram closest in time to a spot had an foEs value well below that required for classical Es propagation. Doug VK4OE, in Brisbane, Queensland, spotted a contact with Karl VK7HDX in Launceston, Tasmania, on 10/01/08 at 0533 UT, on 144.13 MHz SSB, giving a 52 report. Figure 16 shows the path, which reveals the mid-point (PoR) within the Sydney ionosonde's view.

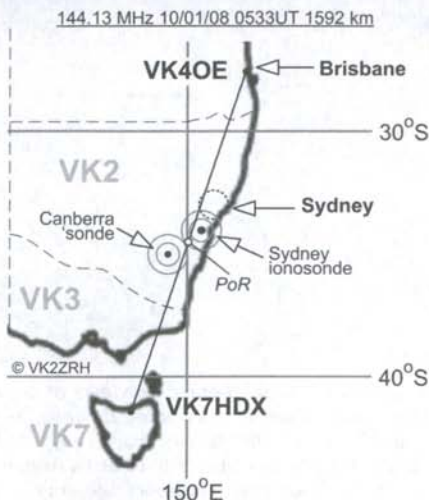


Figure 16. Path for the VK4OE-VK7HDX 2m SSB contact of 10/01/08, showing the relationship to the Canberra and Sydney ionosonde views.

Path length is 1592 km. The PoR is within the Sydney 'sonde's view.

Figure 17 is the Sydney ionogram for 0535 UT on the day. With h'Es of 98 km, the raypath elevation angle (e) is 3.4° , (i) is 79.46° and (b) is 10.54° . In this case, the classical M factor would be 5.47 and the related MUF almost 75 MHz. With spread Es, the raypath would need to find an Es tilt angle (t) of half $10.54^\circ = 5.27^\circ$. Now, the M_R factor is 10.89 and thus the MUF is 149.16 MHz!

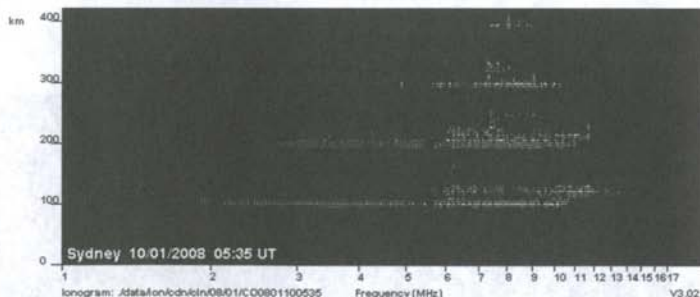


Figure 17. Ionogram relating to the VK4OE-VK7HDX contact at 0533 UT on 10/01/08. h'Es is 98 km. ftEs is 14.5 MHz, so foEs is $14.5 - 0.8 = 13.7$ MHz. The E, F1 and F2 layers are fully blanketed and the Es shows spreading. This ionogram could be interpreted in several different ways, but the fact that it shows spread Es is sufficient for the purpose in this case.

In relating reported contacts to ionograms at or near paths' mid-points, I have found that spread Es is more the norm than the exception. I can conclude that, for a given path, the sporadic E MUF depends on three things:

- the height of the Es layer (h'Es),
- the peak electron density (foEs) and
- the presence or absence of spread Es at the path mid-point.

However, as spread Es can arise from a variety of structural morphologies in an Es layer, for petit chordal hop VHF propagation, spread Es is a necessary but not sufficient condition of itself. The spread Es needs to arise from ripples or other favourable periodic structures that present a series of small tilts in the vicinity of the propagation path mid-point.

A 2003 paper by Grassman and Langenohl [17], on long distance propagation paths at 144 MHz, provides ionograms relating to the paths of many reported single-hop and two-hop Es contacts involving the Canary Isles, the Iberian Peninsula and Central Europe. The ionograms are from 'sondes at Roquetes (north-east Spain) and Huelva (south-west Spain). Both ionograms show intense, spread Es with fEs at 13.6 MHz in each case. This implies an foEs of 12.9 MHz, which the auto-scaling correctly scales in one case (Roquetes), but the other incorrectly scales foEs at 9.9 MHz. The authors reject the simple (classical) ionospheric model and other suggested models, such as cloud-to-cloud skip or Pederson ray propagation, but don't advance a model for the ionospheric refraction geometry. It seems to me that petit chordal hop available via the spread Es at each general area of reflection would adequately explain the propagation model for the great 144 MHz DX opening of 20 May 2003.

The von der Heide model of Es reflection geometry

In DUBUS No.4 2010 [18], Klaus von der Heide DJ5HG proposed an explanation for 144 MHz Es propagation in which the wave is 'captured' within the Es layer if it is bent (or curved) such that the quotient of bending divided by the layer thickness (b/d) lies between 1.5 and 4.0, and that the value of foEs is between 12 MHz and 16 MHz.

This model improves the raypath's obliquity to the Es layer and thus the path MUF. However, I think that the conditions Dr. von der Heide proposes for capturing a wave at 144 MHz are difficult to achieve in nature, if not impossible. Firstly, the electron density gradient in a plane Es layer does not appear to vary linearly, with a constant gradient from base to top. The electron density reaches a sharp peak, sometimes at half the layer thickness, and sometimes closer to the base [19], [20]. In ionospheric science, the profile of electron density in an Es layer, from base to peak, is taken to be quasi-parabolic [21], for which modelling and real world results agree.

Secondly, Dr. von der Heide calculates that a value for foEs of only 2.5 MHz is necessary for 144 MHz waves to be captured inside the layer. For the VK4-VK7 paths, which pass through the circles of view of the Sydney and Canberra ionosondes, I have trawled many, many VK logger 144 MHz spots since January 2008, but cannot find a single instance of such a low foEs coincident with 2m propagation.

Layer Trapping VHF Es propagation

A 2m opening between VK3 and southern VK4, in January 2006, showed some peculiar characteristics. Path lengths ranged from 1750 to 1950 km. No short-skip 6m propagation was reported at the time. Short-skip 6m signals are often a tell-tale indicator for 2m openings [6]. However, reception of the 28 MHz VK2RSY beacon located NW of Sydney was reported in Melbourne (VK3) at the time (path of ~880 km).

With tropospheric refraction ruled out on the basis of signal characteristics and a negative Hepburn indication, I examined the sequence of IPS ionograms for the period spanning the signal reports, from 2330 to 2350 UT. The terminals of the N-S paths indicated that the mid-points were close to the latitude of the Sydney ionosonde. The ionograms showed that a multi-layer structure had developed, with two closely spaced layers at 108 km and 113 km; see Figure 18.

Analysis of the ionogram for 2345 UT shows the F-layer is blanketed at 6 MHz, while the Es layer at 108 km blankets the 113 km layer up to about 6.5 MHz (point X), after which some spreading of the 113 km layer is evident. Another Es return is seen at 132 km. From the sequence of ionograms, this turns out to be an echo from another Es patch at an oblique angle, moving horizontally. Three values for fEs are identified, of 7.5, 9.9 and 11.8 MHz. For the 108 and 113 km layers, foEs values are 6.7 MHz and 9.1 MHz, respectively, which means the electron density of the layer at 113 km was greater than the one below.

The path lengths of 1950 km and 1750 km mean raypath elevation angles to the 108 km layer ranged between 1.9° and 3° . The plane Es MUF for a 1950 km path would be 40.6 MHz, while for a 1750 km path, it would be 39.7 MHz.

My proposition is this: an incident signal at 144 MHz would be partly refracted by the lowest (108 km) Es layer and then continue to the Es layer above (113 km), meeting it at a grazing angle, to be refracted back towards the 108 km layer, in turn reaching it at a grazing angle, to then be refracted back toward the upper layer and so on, the signal being 'trapped' or 'guided' between the layers for a distance before exiting the pair of Es layers some distance later or upon meeting some discontinuity that directs a raypath towards the ground.

Figure 19 illustrates the principle. Once the incident signal penetrates the lower layer, and with a grazing angle of just less than 3° between the raypath and each Es layer, the calculated MUF in this instance

would have been above 148 MHz. Multi-layer Es is not uncommon, being reported many times over decades in rocket observations of Es [19], [20], [22]. Figure 20 shows a relatively recent rocket sounding (2005), where two thin layers 2 km apart were observed over Japan [22].

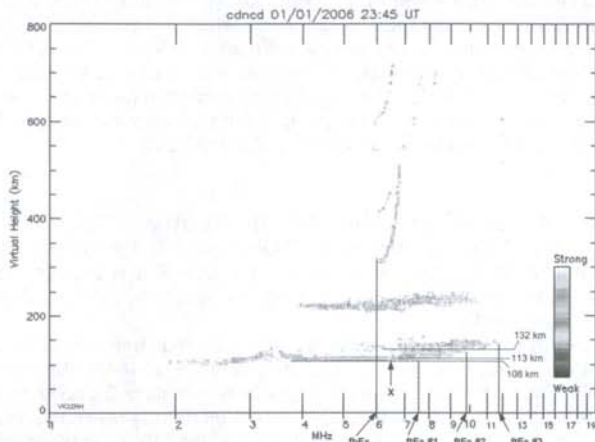


Figure 18. Sydney ionogram for 2345 UT on 1/01/06, showing multi-layer Es that may have 'trapped' 2m signals between them, supporting contacts over 1750-1950 km at the time. Short-skip propagation at 6m was not evident at the time, but it was for 10m. An foEs of 6.7 MHz for the lowest layer (108 km) meant that the classical MUF only reached about 40 MHz.

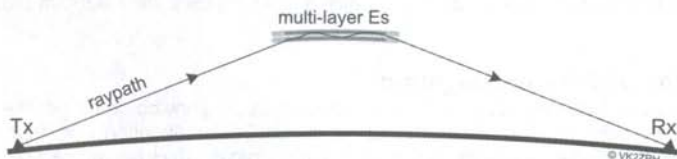


Figure 19. The principle of 'layer trapping' VHF propagation. The grazing angles of the raypath trapped between the layers provides a higher MUF than the lower layer could support.

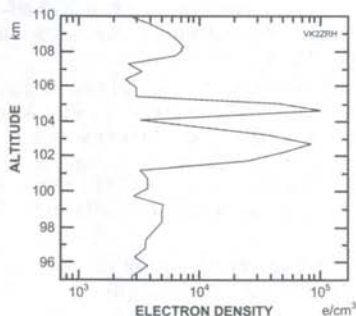


Figure 20. Multi-layer Es from a rocket sounding [22]. The layer peaks here are separated by 2 km, the lower layer being 2.5 km thick, the upper one being 1.5 km thick with slightly higher electron density.

As layer trapping propagation excludes short-skip 6m propagation while at the same time supporting 2m propagation, this may act as a tell-tale for observant operators (provided 6m stations are on the air). If multi-layer Es extends over a large geographical extent, path lengths would be extended well beyond the classical maximum single-hop skip range.

Epilogue

Under some circumstances, spread Es may support petit chordal hop propagation over considerable distances, further than the maximum single-hop skip range. Small-scale ripples on a long wave of, say, 300+ km extent, as illustrated in Fig.10 (2), could create a kind of "whispering gallery". An incident signal meeting the crest of a ripple at the base of a long wave will be deflected with some raypaths emerging above the horizon, which are then able to reach the next crest of a ripple at a slightly higher altitude, and so on, following the curve of the long wave, eventually returning towards ground when the long wave curves downward.

Layer trapping has the potential to extend MUFs beyond 350 MHz. It may have been involved in the few reports of 220 MHz Es propagation in North America. Anecdotal evidence from VK operators suggests one-way signals have been observed on 432 MHz during an intense 144 MHz opening. Remember that, in the past, 2m Es propagation was not thought possible.

I am indebted to Terry Bullett [23] for help with the ionogram analysis (Fig. 18) and beneficial comments on the propagation models.

References

- [1] Kraft, J. DL8HCZ/CT1HZE 2008, "Midlatitude Sporadic E on VHF in Correlation to the 22-year Magnetic Cycle of the Sun", DUBUS Technik 8.
- [2] Pocock, E. and Dyer, P.J. 1992, "Eleven Years of Sporadic E", QST, March, pp23-28.
- [3] www.ips.gov.au/HF_Systems/1/3
- [4] Whitehead, J.D. 1997, "Sporadic E – A Mystery Solved?", QST, October and November.
- [5] Whitehead, J.D. 1989, "Recent work on mid-latitude and equatorial sporadic-E", Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, Vol. 51, No. 5, pp 401-424.
- [6] Harrison, R. VK2ZRH 2007, "Sporadic E: turmoil, turbulence and torment", Proceedings from the Gippsland Technical Conference, 7/8 July 2007. www.vk3bez.org/gippstech.htm
- [7] www.ips.gov.au/World_Data_Centre/2/1/28.
- [8] Davies, K. 1990, "Ionospheric Radio (IEE Electromagnetic Waves Series, Vol. 31)", P. Peregrinus, London, ISBN 10 086341186X; chapter 6, Oblique propagation.
- [9] http://en.wikipedia.org/wiki/Radius_of_earth
- [10] www.vklogger.com/beacon.php
- [11] Smith, L.G. and K.L. Miller 1980, "Sporadic-E layers and unstable wind shears", Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, Vol. 42, January, pp 45-50.
- [12] From, W.R., and J.D. Whitehead 1986, "Es structure using an HF radar", Radio Science, Vol. 21, No. 3, pp 309-312.
- [13] Barnes, R.I. 1992, "An investigation into the horizontal structure of spread-Es", Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, Vol. 54, Issues 3-4, pp 391-399.
- [14] Barnes, R.I. 1993, "HF observations of the vertical structure of mid-latitude spread-Es", Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics, Vol. 55, Issue 6, pp 863-871.
- [15] Bernhardt, P.A. 2002, "The modulation of sporadic-E layers by Kelvin-Helmholtz billows in the neutral atmosphere", Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, Vol. 64, August-September, pp 1487-1504.
- [16] Bernhardt, P.A., Werne, J. and M.F. Larsen 2006, "Modeling of Sporadic-E Structures from Wind-Driven Kelvin-Helmholtz Turbulence", Characterising the Ionosphere, Meeting Proceedings RTO-MP-IST, Paper 34, pp 34-1 – 34-14.
- [17] Grassman, V. DF5AI and U. Langenohl DK5YA 2003, "Very Long Distance Propagation on the 144 MHz Band: Discussion of the May 20, 2003 dx opening", at www.qsl.net/iw2nor/vldp_ea8.pdf
- [18] von der Heide, K. 2010, "On the Geometry of Sporadic-E Reflection", DUBUS, No.4, pp 8-12.
- [19] Seddon, J.C. 1961, "Sporadic-E as observed with rockets", Technical Note D-1043, NASA Goddard Space Flight Center, Greenbelt, Maryland, July.
- [20] Smith, L.G. 1965, "Rocket observations of sporadic E and related features of the E region", GCA Technical Note 65-22-N, GCA Corporation, Bedford, Massachusetts, August.
- [21] Norman, R.J., Dyson, P.L. and J.A. Bennett 1999, "Modelling and mapping Sporadic E using Backscatter Radar", IPS Radio & Space Services, at www.ips.gov.au/IPSHosted/STSP/meetings/aip/robert/paper.htm
- [22] Wakabayashi, M. and T. Ono 2005, "Multi-layer structure of mid-latitude sporadic-E observed during the SEEK-2 campaign", Annales Geophysicae, Vol.23, pp 2347-2355.
- [23] Personal communication, Terry Bullett, USA World Data Center A, University of Boulder, Colorado USA.

Über Sporadic E, VHF-Ausbreitung, MUFs und *Petit Chordal Hop*

von Roger Harrison VK2ZRH

Das klassische Modell der Es-Ausbreitung kann MUFs oberhalb von 144 MHz erklären, das gilt aber nur für wenige Fälle. Wie kann man dann die häufigen Berichte aus aller Welt über VHF-Ausbreitung mit hohen MUFs erklären? Diese Arbeit zeigt erstmalig, dass diese Ausbreitungsart mittels eines „petit chordal Hop“ (kleinen Sehnensprungs), in einer unruhigen Es-Schicht ermöglicht wird.

Über viele Jahrzehnte gabe es viele Kommentare, Diskussionen und Spekulationen über das Wieso und Warum der Es-Ausbreitung aus UKW. Unter Annahme, dass es sich um eine ionosphärische Ausbreitungsart handelt, hat die Frage wie Es die Ausbreitung auf Frequenzen im mittleren VHF-Bereich und höher unterstützen kann, Amateure und auch Wissenschaftler verwirrt und gelegentlich zu einigen interessanten Spekulationen geführt.

Sporadic-E-Kontakte zwischen Amateuren auf dem 50-MHz-Band sind seit vielen Jahrzehnten alltäglich. In jüngerer Zeit wurden solche Kontakte auf 70 MHz zwischen Amateuren in Ländern, die dieses Band freigegeben haben, auch mehr oder weniger alltäglich. Mit dem Anstieg der Zahl der Amateure, die weltweit auf 2m arbeiten, nahmen auch die Berichte über Sporadic-E in den letzten 20 Jahren zu. Es ist fast 50 Jahre her, dass ich erstmalig Es DX auf 6m und 2m beobachtet habe, und 40 Jahre seit ich erstmalig ionosphärische Es- und VHF-Ausbreitung wissenschaftlich untersuchte.

Am Anfang meiner Karriere in den 1970er Jahren, habe ich für etwa 7 Jahre in einer führenden Pstition bei den Australischen IPS Radio and Space Services (IPS) gearbeitet. Ich lernte sehr viel über die Ionosphäre und ionosphärische Funkausbreitung. Ich lernte Ionogramme zu interpretieren und auszumessen (die Parameter auszulesen). Ich habe u.a. im Bereich der transequatorialen Ausbreitung und der Ionosondentechnologie geforscht und mein Interesse an Sporadic-E in meiner Freizeit mit Unterstützung von Kollegen am IPS weiter verfolgt. Ich habe viele Tausende Ionogramme durchforstet und ausgewertet und zu der Zeit auf 35 und 16mm Film aufgenommen. Als mein Interesse an Sporadic-E im vergangenen Jahrzehnt wieder auflebte, machte sich diese ganze Erfahrung gut.

Für Es-Ausbreitung auf den unteren VHF-Bändern wie 50 und 70 MHz wird generell angenommen, dass es sich um konventionelle ionosphärische Ausbreitung handelt. Die einfache Geometrie also, die man beim Lernen für die Lizenz beigebracht bekommen hat. Viele Amateure aber bezweifeln oder können einfach nicht glauben, dass dies auch für 144 MHz (oder sogar für 100 MHz im FM-Rundfunkband) gelten kann. Oder, wenn es so sein sollte, dann müssten solche Ereignisse extrem selten sein. Aber die Berichte über ausgedehntes 144-MHz-Es-DX über Jahrzehnte sind nun so zahlreich [1] und die Berichte von Pocock und Dyer [2] für das FM-Rundfunkband sind legendär. Also, was passiert hier?

Seit der Existenz des VK Loggers (ähnlich ON4KST-Chat) zum Berichten von VHF-Ausbreitung und der Online-Verfügbarkeit von IPS-Ionogrammen [3], war ich in der Lage VHF-Ausbreitungsstrecken in Australien genau zu untersuchen, wobei sich die Streckenmittelpunkte im „Sichtfeld“ einer Ionosonde befanden und so eine direktes Modellieren der Ausbreitungsgeometrie im Zusammenhang mit den ionosphärischen Bedingungen ermöglichten. Die Ergebnisse waren beides: sowohl „wie erwartet“ als auch erfreulich überraschend!

Sporadic-E der mittleren Breiten besteht aus dünnen, dichten, ionisierten Schichten, die durch Windscherungen in der E-Region geformt werden, welche langlebige metallische Ionen in horizontale Wolken zusammenpressen oder zu Flecken von einer Dicke von weniger als 1km bis zu 5km, die generell in einer Höhe von 90 bis 130km auftreten. Flecken können nur 100m groß sein, während Wolken tausende von Kilometern ausgedehnt sein können [4], [5], [6].

Ich habe herausgefunden, dass VHF-Ausbreitung mittels Sporadic-E aufgrund von mindestens zwei Hauptprinzipien auftritt:

(a) Konventionelle ionosphärische Reflektion („klassisch“) an einer dünnen, „planen“ Es-Schicht, und

(b) Sukzessive Reflektionen an Wellenkämmen oder anderen Strukturen innerhalb einer Es-Schicht, die anschließend den Strahl zur Erde zurück schickt, was ich „petit chordal hop“ (kleinen Sehnsprung) nenne.

Für jeden Fall kann ich mit Fallstudien beweisen, dass die bekannte Ausbreitungsgeometrie und Ionosphärenwissenschaft angewendet werden können, um die Ausbreitung und die MUF auf der Strecke zu analysieren und modellieren. Es könnte allerdings noch eine **dritte Ausbreitungsart** geben, die ich als „Layer Trapping“ (Schichtfalle) bezeichne und die ich kurz etwas später diskutieren werden.

Bevor ich in die Details der Modelle dieser Ausbreitungsarten gehe, ist es zuerst nötig, ein wenig über die Darstellung von Sporadic-E auf den Ionogrammen mit vertikalem Einfallswinkel (VI) zu verstehen.

Es auf Ionogrammen

VI-Ionogramme werden mit einem gepulsten HF Radar mit durchlaufender Frequenz und senkrecht nach oben zeigender Antenne erzeugt. Die Echos, die von den verschiedenen Regionen der Ionosphäre reflektiert werden, werden in einem Diagramm dargestellt, bei dem die Höhe gegen die Frequenz aufgetragen ist. Abb 1. ist ein ziemlich typisches Ionogramm eines Sommermorgens für Brisbane, Australien, das E, F1 und F2, sowie Sporadic-E zeigt [3]. Ich habe die verschiedenen Bereiche markiert. Die ordinären (O) und extraordinären (X) Reflektionen können klar gesehen werden, O links und X rechts. Die „aufgespaltenen“ Reflektionen resultieren aus dem Einfluß des Erdmagnetfeldes auf die HF-Ausbreitung in der Ionosphäre. Die E-, F1- und F2-Echos haben eine Spitze nach oben mit steigender Frequenz aufgrund der Gruppenverzögerung des Signals in der Nähe der höchsten Elektronendichte. Die Es-Spuren haben keine Spitze nach oben, da die Schicht sehr dünn ist und die Auflösung der Ionosonde nicht ausreichend ist, um das darzustellen. Man beachte die multiplen Reflektionen. Nach der ersten Reflektion zurück zur Erde folgen andere wiederholte Erde-Ionosphäre-Erde-Echos.

Die ordinäre kritische (maximale) Frequenz, oder f_oEs , ist wichtig, weil sie ein Maß für die maximale Elektronendichte der Schicht ist. Die virtuelle Es-Höhe oder $h'Es$, spielt eine Schlüsselrolle bei der Bestimmung der Entfernungen auf der Ausbreitungsstrecke und in Verbindung mit f_oEs bei der Bestimmung der MUF auf der Strecke. Die extraordinäre kritische Frequenz f_xEs liegt 0.7 MHz höher als f_oEs . Der Unterschied (auch als „Split“ bezeichnet) ist die Hälfte der Gyrofrequenz (fH), des natürlichen Spins, den die Elektronen in der Ionosphäre aufweisen und der 1.4 MHz für Brisbane beträgt [7]. Folglich ist $f_xEs - f_oEs = 0.7$ MHz.

Abb. 1: Ionogramm mit vertikalem Einfallswinkel mit verschiedenen Schlüsselbezeichnungen.

Die ordinären (O) und extraordinären (X) Strahlenreflektionen können klar erkannt werden.

O ist links, X rechts. Die ordinäre kritische Frequenz der Es-Schicht ist ein Maß für die maximale Elektronendichte. Die Es-Schicht „verdeckt“ die F1-Schicht unterhalb von 3.8 MHz (als fbEs beschriftet).

Die „Sicht“ der Ionosonde

Antennen der IPS-Ionosonden sind nach oben ausgerichtete Kreuz-Deltas (viele Ionosphären-Stationen benutzen diese Antennen. Sie weisen einen 3-dB-Öffnungswinkel von etwa 90° bis zum mittleren HF-Frequenzbereich auf, der sich auf etwa 60° oberhalb von 10 MHz verkleinert.

Abb. 2: Vertikal Geometrie des „Blicks“ der Ionosonde auf eine E-Schicht (nicht maßstabsgetreu).

Wenn $h'Es$ 100km beträgt, leuchtet das Antennensystem einen Kreis mit 100km Radius aus.

Wenn $h'Es$ 115km beträgt, wird der Sichtradius auch 115km.

Vertical elevation, showing geometry of the ionosonde 'view' of a sporadic E layer (not to scale).

As shown, if $h'Es$ is 100 km, the antenna system illuminates a circle of 100 km radius (BD). If $h'Es$ is 115 km, then the view radius is 115 km.

Wie in Abb. 2 illustriert, beleuchtet das Antennensystem eine Fläche mit einem Radius, der der Höhe der Es-Schicht entspricht, wenn Es anwesend ist (auch als Ausleuchtung des „ganzen Himmels“ bezeichnet) und der Empfänger kann Echos von der ganzen ausgeleuchteten Fläche aufnehmen. Wenn $h'Es$ 100 km beträgt, ist der Sichtradius auch 100 km. Bei dem kleineren Öffnungswinkel wird der Radius der ausgeleuchteten Fläche etwa 58% des Wertes des größeren Winkels betragen. Dennoch wird der Empfänger der Ionosonde Echos von der ganzen Fläche empfangen können, insbesondere, wenn die Es-Schicht wellenförmige oder andere Strukturen in sich trägt.

Ionogramme von besonderem Interesse

Abb. 3 zeigt ein Ionogramm, dass eine Es-typische flache (oder ebene), dünne Schicht über Brisbane aufweist. Man sieht auch die multiplen Reflektionen. F-Schicht-Echos sind nicht sichtbar, die Es-Schicht schattet komplett ab. Die virtuelle Höhe des ersten Echos liegt bei 110 km und es endet bei der „top“ Grenzfrequenz, als fE_s bezeichnet, die hier bei 9.6 MHz liegt. Um f_oE_s aus einem Ionogramm wie diesem zu bestimmen, wird generell fE_s mit f_xE_s gleichgesetzt und f_oE_s wird durch Abziehen der halben Gyrofrequenz erhalten. In diesem Beispiel $fE_s - 0.7 \text{ MHz} = f_oE_s = 8.9 \text{ MHz}$.

Abb. 3: Ionogramm mit einer dichten, total reflektierenden Es-Schicht bei 110km und einem hohen fE_s Wert von 9.6 MHz. Folglich ist f_oE_s hier 8.9 MHz.

Abb. 4 zeigt ein weiteres Ionogramm. Hier sieht man „spread Es“. Dieses Aufweiten der Es-Spuren wird wahrscheinlich durch Kräuselungen, Wellen oder andere Strukturen in der Es-Schicht hervorgerufen, so dass die gesendeten Impulse aus verschiedenen Regionen mit unterschiedlichen Winkeln und auch direkt von oben und vielleicht auch aus unterschiedlichen Höhen reflektiert werden. Gruppenverzögerung trägt auch zur Aufweitung bei. Man beachte, dass die Es-Spur über das Skalenlimit von 20 MHz hinausgeht und die F-Schicht nur partiell abgeschattet wird. Dieses spread Es ist eine häufige Erscheinung.

Abb. 4: Ein Beispiel für „spread Es“. Das erste Echo der F-Schicht ist mitten im Bild; fE_s beträgt 5 MHz. Die niedrigste virtuelle Höhe $h'E_s$ beträgt 99 km. Die top Frequenz liegt über 20 MHz, die Elektronendichte ist sehr hoch.

VHF-Ausbreitung über eine dünne, ebene Es-Schicht

Die Geometrie einer Ausbreitungsstrecke über eine ebene Es-Schicht ist in Abb. 5 gezeigt. Eine ebene Es-Schicht liegt parallel zur Erdoberfläche, sie ist in ihrer Ausdehnung nicht geneigt und weist keinerlei wellenförmige oder andere Strukturen auf.

Abb. 5: Geometrie der Ausbreitung via ebener Es-Schicht (nicht maßstabsgetreu). R ist der Erdradius. D ist der Abstand an der Erdoberfläche zwischen A und B. Die Linie von C zu P ist rechtwinklig zur Erdoberfläche und hat die Länge $R + h$. Winkel $(b) = 90^\circ - i$.

Der Strahlenverlauf eines Signals vom Sender bei A, bei einem Winkel (e) über Grund, läuft zur Es-Schicht, wird bei P zum Boden zurückgebeugt und bei B empfangen. Nach üblicher Übereinkunft wird dies als Reflektion bezeichnet. Hier ist (i) der Winkel zwischen dem einfallenden Strahl und der vertikalen Linie durch P, während (r) der Winkel zwischen der Vertikale und dem ausfallenden Strahl ist. Der Winkel (e) ist der Elevationswinkel des Strahls, während (b) der Winkel zwischen einfallendem Strahl und einer Tangente am Reflektionspunkt P ist, welche eine horizontale Linie ist. Diese Winkel sind wichtig, um die MUF für eine Strecke bestimmen zu können.

In *Ionospheric Radio* [8], beschreibt der Autor Davies die Abhängigkeiten bei die Ausbreitung in einer dünnen Schicht mittels einer Serie von sehr nützlichen Formeln.

$$f_{OP} = f_oE_s \cdot \sec(i) \quad (1.0)$$

mit f_{OP} für die verwendbare Arbeitsfrequenz und
 f_oE_s für die gemessene ordinäre Penetrationsfrequenz bei vertikalem Einfall bei P

Dies ist das bekannte Gesetz der Sekanten, aus dem die „klassische MUF“ erhalten werden kann. Die Sekante eines Winkels variiert von 1.0 bei 0° bis zu unendlich bei 90° . Damit kann man sofort sehen, dass, je größer der Einfallswinkel wird, desto höher wird auch die verwendbare Arbeitsfrequenz für eine n gegebenen f_oE_s -Wert. Es gibt einen maximalen Wert für (i) , der erreicht wird, wenn der Elevationswinkel eine Tangente zur Erde ist, d.h. der Winkel (e) ist $= 0^\circ$. Das Dreieck CAP ist nun ein rechtwinkliges Dreieck. Folglich ist $\sin(i) = CA/CP$. Die Länge von CA ist R , während CP gleich $R+h$ ist, so dass wir das Maximum des Winkels (i) wie folgt bestimmen können:

$$(i)_{MAX} = \arcsin \left[\frac{R}{(R+h)} \right] \quad (1.1)$$

Wenn (e) gleich 0° ist, bestimmt dies die (theoretisch) maximale Einsprungdistanz oder Streckenentfernung, ausgedrückt als:

$$D_{\text{MAX}} = \sqrt{8Rh} \quad (1.2)$$

Diese Situation bestimmt auch die maximal mögliche verwendbare Frequenz, ausgedrückt als:

$$f_{\text{MAX}} = f_o E_s \sqrt{1 + \frac{R}{(2h)}} \quad (1.3)$$

Diese 3 Formeln decken den "limitierenden Fall" ab, bei dem $(e) = 0^\circ$ ist. Gleichung 1.3 bringt uns die MUF für den Grenzfall. Ganz klar ist die Höhe der Es-Schicht ($h'Es = h$) wichtig für alles diese Wechselbeziehungen, d.h. all die kritischen Parameter der Es-Ausbreitung werden durch f_oEs und $h'Es$ bestimmt. Für einen gegebenen Wert von f_oEs variere die maximale überbrückbare Entfernung und f_{MAX} direkt mit der Höhe der Es-Schicht, wie in Tabelle 1 gezeigt. Der für die Berechnungen hier verwendete Wert für den mittleren Erdradius ist 6371 km [9].

f_oEs	$h'Es$ (km)	D_{MAX}	Angle (i)	f_{MAX}
9 MHz	90	2141.8	80.43	54.2
	100	2257.6	79.91	51.5
	110	2367.8	79.43	49.2
	120	2473.1	78.97	47.2
	130	2574.1	78.52	45.4

Tabelle 1: Parameter für Es-Ausbreitung für den Grenzfall mit Winkel $(e) = 0^\circ$.

Werte für f_{MAX} werden für f_oEs 9 MHz angegeben.

Man beachte, wie sich D_{MAX} und f_{MAX} mit $h'Es$ verändern.

Einen Elevationswinkel von 0° einzuhalten ist generell nicht praxisfreundlich, aber viele Es-Strecken laufen über bemerkenswert niedrige Winkel, oft im Bereich von 2 bis 3 Grad, gelegentlich auch niedriger. Vertikale Strahlungsdiagramme von VHF-Antennen decken oft diese niedrigen Winkel nicht gut ab, jedenfalls beim Vergleich zum Winkel, bei dem der maximale Gewinn erreicht wird. Aber der Gewinn ist bei diesen niedrigen Winkeln ja nicht Null. Man erinnere sich z.B., dass Aircraft-Scatter über lange Strecken bei Winkeln von unter 1 Grad vonstatten geht.

Für Streckengeometrien, die nicht dem Grenzfall entsprechen, d.h. die generell "üblichen" Umstände, liefert ein wenig Trigonometrie die folgenden Gleichungen zur Bestimmung von (i) und D :

$$(i) = \arcsin \left[\frac{R}{(R + h)} \sin(90 + e) \right] \quad (2.1)$$

$$D = \frac{2R}{57.3} \left[(90 - e) - i \right] \quad (2.2)$$

Die MUF wird mittels des Sekanten-Gesetzes bestimmt:

$$MUF = f_o E_s \cdot \sec(i) \quad (2.3)$$

Wenn f_oEs und $h'Es$ am Streckenmittelpunkt bekannt ist und deshalb in der Lage ist, den Winkel (i) abzuleiten, wird $\sec(i)$ aus nahe liegenden Gründen als M-Faktor (Multiplikator) benannt. Um das Bestimmen der MUF zu erleichtern, ist es bequemer mit den gebräuchlicheren Sinus- und Cosinus-Funktionen zu arbeiten, die auf Taschenrechnern Standard sind und in Tabellen nachgeschlagen werden können. Die Sekante eines Winkels ist der Kehrwert seines Cosinus, so dass Gleichung 2.3 umgeschrieben werden kann in:

$$MUF = \frac{f_o E_s}{\cos(i)} \quad (2.4)$$

Da der Winkel (b) komplementär zu (i) ist [d.h. $90 - i$] und Sinus das Komplement zu Cosinus, kann Gleichung 2.4 umgeschrieben werden in:

$$MUF = \frac{f_o E_s}{\sin(b)} \quad (2.5)$$

Folglich kann der M-Faktor erhalten werden aus sowohl $1/\cos(i)$ als auch $1/\sin(b)$.

$$M \text{ factor} = \frac{1}{\cos(i)} = \frac{1}{\sin(b)} \quad (2.6)$$

Die Beziehung zwischen Elevationswinkel (e) und dem M-Faktor ist nicht linear, und der Verlauf ist verschieden für verschiedene hohe Es-Schichten, wie in Abb. 6 dargestellt. Es-Schichten in niedrigeren Höhen ergeben einen höheren M-Faktor und damit höhere MUFs. Eine niedrigerer Elevationswinkel bei längeren Distanzen verbessert den M-Faktor rapide, aber Winkel unter 2 Grad erfahren eine Abflachung des M-Faktor-Anstiegs in allen Fällen.

Abb. 6: Abhängigkeit des M-Faktors von Elevationswinkel und Höhe der Es-Schicht für eine ebene Schicht.

Tabelle 2 gibt die erreichbaren MUFs für verschiedene ionosphärische und Strecken-Parameter wieder. Der Bereich der Werte für $h'Es$ wird üblicherweise bei Ionogrammen beobachtet (z.B. Abb. 3 und 4) und die Streckenlängen sind typisch, zumindest in der Region Australien-Südpazifik. Für Es-Ausbreitung auf 144.5 MHz, vergegenwärtige man sich, dass $foEs$ über 24 MHz liegen muss für Elevationswinkel bis zu 4 oder 6 Grad. Ich habe persönlich solche Werte für $foEs$ auf Ionogrammen gesehen, wenn die Sonden den Bereich von 1-30 MHz abgedeckt haben (in der Zeit von den 50er bis 70er Jahren). Tatsächlich habe ich sogar Ionogramme aus der Zeit gesehen, wo die Es außerhalb des Messbereichs lag (über 30 MHz). Auch wenn man sich gut an sie erinnert, häufig waren diese Ereignisse nicht. Fälle von Es außerhalb des Skalenbereichs (bei 20 MHz) findet man in der heutigen Zeit leicht in den Online-Daten der Ionosonden des IPS-Netzwerks [3].

Tabelle 2: Mit ebener Es-Schicht erreichbare MUFs bei üblicher Streckengeometrie, sowie zugehörige Werte für $foEs$ und die für Verkehr auf 6m, 4m und 2m nötigen $foEs$ -Werte. Man beachte, wie relativ kleine Änderungen bei $h'Es$ und Elevationswinkel (e) die MUF beeinflussen.

Abb. 7 faßt den Fall der Geometrie der VHF-Ausbreitung bei ebener Es-Schicht zusammen. Da die Es-Schicht sehr dünn ist im Vergleich zu ihrer Höhe, ist die Trigonometrie viel einfacher als diejenige, die bei F-Schicht Ausbreitung angewendet wird und entspricht einer optischen Reflexion an einem Spiegel.

Abb. 7: Nahbetrachtung der Geometrie für Ausbreitung via ebener Es-Schicht.

Eine Fallstudie für VHF-Ausbreitung mittels ebener Es-Schicht

Abb. 8 zeigt eine Strecke zwischen VK4 und VK7, wo der Streckenmittelpunkt im „Sichtbereich“ auf Es-Schichthöhe der Ionosonde von Canberra liegt. Der Mittelpunkt und damit wohl der Reflektionspunkt ist mit PoR gekennzeichnet. Scott, VK4CZ meldet oft die Bake VK7RAE auf 50.057 MHz im VK Logger mit RST-Rapporten von 419 bis 599. Abb. 9 zeigt das Ionogramm was einer dieser Meldungen zeitlich am nächsten kommt, 2304 UT am 2.1.2009. Hier ist $ftEs$ 10.2 MHz. Da fH 1.6 MHz für Canberra beträgt [7], wird $foEs$ $10.2 - 0.8 = 9.4$ MHz.

Abb. 8: Die Strecke zwischen der Bake VK7RAE (50.057 MHz) in Devenport, Tasmanien und VK4CZ nördlich von Brisbane, Queensland. Die Kreise rund um die beiden Ionosonden beschreiben die Abdeckung jeder Sonde auf Es-Höhe, die überlappen nicht.

Abb. 9. Ionogramm für den Spot von VK4CZ – VK7RAE (Bake) um 2304 UT am 2.1.2009. Die Bake sendet mit 20 W an einem Kreuzdipol [10]. RST was 549. $h'Es$ ist 92 km. $ftEs$ ist 10.2 MHz. Ein Echo von einer anderen Es-Wolke bei einem sehr schiefen Winkel (44° !) ist offensichtlich. Die Streckenlänge beträgt 1648.7 km.

Da die Streckenlänge bekannt ist, kann der Elevationswinkel (e) mit 2.6° berechnet werden und der Winkel (i) mit 79.98° . Folglich ist der Winkel (b) 10.02° und die MUF = $9.4/\sin(b) = 9.4/0.17399 = 54.026$ MHz. Wir können also getrost davon ausgehen, dass es die Es im Sichtfeld der Canberra-Ionosonde war, die die Ausbreitung in diesem Fall ermöglicht hat, da die VK7RAE-Signalstrecke nördlich des PoR auf der Höhe von Sydney-Sonde mindestens 15km unterhalb der Es-Schicht verläuft. Ein Strahlengang von VK7RAE etwas niedriger als 2.6° würde von der Es-Schicht im Bereich des Blicks der Sydney-Sonde reflektiert werden, aber rund 100km nördlich von VK4CZ (im Wasser!) auftreffen.

Petit Chordal Hop VHF-Ausbreitung mittels Spread Es

Wie zuvor herausgestellt, rühren die Aufweitungen von Es-Spuren in Ionogrammen wahrscheinlich von Kräuselungen, Wellungen oder anderen Strukturen in der Es-Schicht her, die das Signal des Sondersenders aus wechselnden Entfernungen und mit schrägen Winkeln reflektieren, sowie direkt von oben, vielleicht aus verschiedenen Höhen. Die Struktur von Es-Schichten war Gegenstand vieler wissenschaftlicher Forschungsarbeiten und Diskussionen über Dekaden hinweg, z.B. [11], [12], [13], [14], [15], [16]. Es scheint, dass Windscherungsturbulenzen in der neutralen Atmosphäre die Ionisierung auf komplexe Art modulieren. Während „strukturiertes“ Es wohl eine Anzahl verschiedener Formen annehmen kann, beschreiben From und Whitehead [12] und Bernhardt [15, 16] Schichten die „Kräuselungen“ haben oder „gewellt“ sind oder „Klumpen“ höherer Elektronendichte innerhalb der Wolke aufweisen. Entsprechende Modelle der Es-Strukturen sind in Abb. 10 gezeigt. Es sieht so aus, dass Es-Wellungen, wie im Beispiel (1) und A, einen kleinen Ausmaß haben, vielleicht 1 bis 5 km von Berg zu Berg mit vertikalen Amplituden noch deutlich kleiner als dies. Andere wahrscheinliche periodische Strukturen sind Lappen auf der Unterseite von Es-Wolken (wie im Beispiel (3) der B) mit Distanzen von 10 m von Lappen zu Lappen und etwa 1 km tief oder elliptische Strukturen um die 5 bis 10 km lang und etwa 1 km tief.

Abb. 10: Links einige wahrscheinliche Modelle für die Es-Struktur (im Profil), basierend auf [12], [15] und [16]. Turbulente Windscherungsstrukturen sind die Ursache für Spread Es in Ionogrammen. (1) Wellige Schicht. (2) Wellen auf einer langen Welle. (3) Lappen auf der Unterseite einer Schicht. (4) Klumpen hervorgerufen durch eine Kelvin-Helmholtz-Turbulenz. Rechts Wolken-Bilder verursacht durch Windscherungsturbulenzen in der Atmosphäre A – Wellige Wolkenformation (Bild: Autor). B – Mammatus Wolkenformation (Quelle: Wikipedia)

Das vorgeschlagene Prinzip der kleinen Sehnensprung-Es-VHF-Ausbreitung ist in Abb. 11 dargestellt. Ein Strahl vom Sender A mit dem Elevationswinkel (e) trifft auf eine Welle in der E-Schicht mit dem kleinen Winkel (c) bezogen auf eine Tangente mit einer Aufwärtsneigung der Welle bei P1. Wenn die Elektronendichte ausreicht, um den Strahl so zu beugen, dass er horizontal weiter läuft, wird er sich bis zum nächsten Wellenkamm bei P2 fortsetzen, wo er in umgekehrter Weise abgelenkt wird. Die Aufwärtsneigung der Welle verbessert die Schrägheit des Strahlengangs in Bezug auf die Es-Schicht und damit die MUF auf der Strecke. Die Frage ist um wie viel?

Abb. 11: Die zu Grunde liegende Geometrie einer Petit Chordal Hop Ausbreitung via wellenförmiger (oder strukturierter) Es-Schicht. Der Strahl wird bei P1 mittels einer passenden Neigung der Es-Schicht in die Horizontale gebeugt und dann via P2 mittels einer reziproken Neigung zurück zum Grund reflektiert. Die Strecken-MUF steigt signifikant an. Der Abstand zwischen P1 und P2 kann zwischen 1 und vielleicht 10 km betragen.

Abb. 12 zeigt die Beugungs-Geometrie nochmal vergrößert. Das einfallende Signal wird die Es-Schicht über einen Bereich von Elevationswinkeln erreichen. Wenn einer der Strahlen die Welle mit der Tangente so trifft, dass der Neigungswinkel (t) gleich dem Winkel (c) zwischen Strahl und Tangente wird, wird der gebeugte Strahl horizontal (d.h. der Winkel (d) wird = 0°).

Der M-Faktor, den ich hier als "M_R-Faktor bezeichne, wird durch den Winkel (c) bestimmt, genau wie die MUF, die nun als MUF_R bezeichnet wird. Der Winkel (c) wird die Hälfte des Winkels (b) sein, der den M-Faktor und die MUF für den Fall der ebenen Es-Schicht bestimmt. **Das bewirkt, dass der M-Faktor und damit die MUF nahezu fast verdoppelt werden für den Bereich der beteiligten kleinen Winkel.** Zum Beispiel, wenn der Winkel (b) für den Fall der ebenen Es 10° beträgt, dann wird der Winkel (c) für den Fall der Spread-Es 5°. Sin(10) geteilt durch (5) ist 1.9924. Die Gleichungen für den M-Faktor und die MUF werden zu:

$$M_R \text{ factor} = \frac{1}{\sin(c)} \quad (2.7)$$

$$MUF_R = \frac{foEs}{\sin(c)} \quad (2.8)$$

Abb. 12: Vergrößerte Ansicht der Geometrie für Ausbreitung mittels welliger E-Schicht. Der gebeugte Strahl wird horizontal, wenn der Winkel (c) gleich dem Neigungswinkel (t) wird, was einen Winkel (d) von Null Grad ergibt. Die Wellen müssen nicht orthogonal in Bezug auf die Ausbreitungsstrecke liegen. In einem Ionogramm wird h'Es die untere Höhe der Wellenkämme und die Es-Spur wird aufgeweitet wie in Abb. 4. Die Auswirkung ist nahezu eine Verdopplung der MUF.

Die Geometrie macht den Es-Neigungswinkel (t) zu einem kritischen Winkel hinsichtlich des Elevationswinkels (e) des Strahls. Bei einem ganz leicht größeren Elevationswinkel, wird auf einen etwas kleineren Neigungswinkel getroffen (näher am Scheitelpunkt) und die reflektierte Strahl wird mit einem Winkel unterhalb der Horizontalen weiter laufen. Ein Strahl mit etwas kleinerem (e) wird auf einen etwas größeren Neigungswinkel treffen (weiter rechts neben Wellengipfel) und der reflektierte Strahl wird oberhalb der Horizontalen weiter verlaufen.

Bei einem Strahl der den Wellenkamm direkt recht neben der „Nase“ trifft, ist der Elevationswinkel niedriger und es wird ein etwas kleinerer Es-Neigungswinkel benötigt, damit horizontal weiter reflektiert werden kann. Genauso gilt für einen Strahl, der links davon auftritt, dass ein größerer Elevationswinkel vorliegt und ein etwas größerer Es-Neigungswinkel gefunden werden muß, um horizontal reflektiert werden zu können.

Abb. 13: Bei geeigneten Spread-Es-Bedingungen, die zu Petit-Chordal-Hop-Ausbreitung führen, vergrößert sich der M-Faktor (hier M_R -Faktor) dramatisch, er verdoppelt sich fast. Vgl. mit Abb. 6!

Die Anordnung von wellenartigen oder anderen periodischen Strukturen in der Es-Schicht wird sich für eine einfallende Wellenfront ähnlich verhalten, wie eine optisches Beugungsgitter für monochromatisches Licht. Die austretende Wellenfront teilt sich in abwechselnde Gebiete von konstruktiver und destruktiver Welleninterferenz, was in Mustern am Boden mit Gebieten hoher Signalstärke und Gebieten niedriger oder keiner Signalstärke führt. Dies wird manchmal auch „Blitzlicht-Effekt“ genannt.

Es quält Amateure, die Stationen nahebei schönes DX arbeiten hören, was sie selbst nicht hören können! Es gibt einige Gründe dafür bei Es, der eben genannte ist nur einer. Für Petit-Chordal-Hop mittels Spread-Es, ist die Schwankung des M_R -Faktors mit dem Elevationswinkel und h'Es in Abb. 13 dargestellt. Man vergleiche dies mit den Daten in Abb. 6.

Eine abschließende Frage gibt es noch: Wenn die Wellen flach sind, werden sie dann noch die Neigungswinkel in der Es produzieren, die für Petit-Chordal-Hop nötig sind? Ja! Wenn die Wellen sinusförmige Form haben (oder nahezu), wird der Neigungswinkel bei einer Tiefe von wenigstens 5% des Abstands von Wellenkamm zu Wellenkamm, zwischen 0° am unteren Kamm bis zu maximal 5.7° bei halber Tiefe liegen, was ausreichend ist für Strecken mit Elevationswinkeln bis zu 6° , 5° , 4° , und 3° , sofern h'Es bei 90, 100, 110 bzw. 120 km liegt. Wellen mit einer Kamm-zu-Kamm-Ausdehnung von 1km könnten weniger als 100m tief sein, bei 3km Ausdehnung bis zu nur 150m. Größere Tiefe/Kamm-zu-Kamm-Verhältnisse liefern einen größeren Winkelbereich. Der Bereich von Neigungswinkeln der für Petit-Chordal-Hop benötigt wird bewegt sich von ca. 4.8° bis ca. 7.4° für h'Es-Bereiche von 90 km bis 120 km. Wenn die Spread-Es aus Strukturen wie in Abb. 10 (3) und (4) gezeigt besteht, könnten ihre Querschnitte von ungefähr zirkular bis elliptisch aussehen und folglich einen passenden Bereich von Neigungen gegenüber der Erdoberfläche bieten. Abb. 14 zeigt einen ebenen Ansicht von Strahlen, die durch solche Strukturen unterstützt wurden. Ausbreitung via Petit-Chordal-Hop mittels wellenförmiger Es-Schicht wird nicht unterstützt, wenn die Strahlengänge parallel oder nahezu parallel zu den Wellen verlaufen. Lobulare Es-Strukturen werden die Petit-Chordal-Hop-Ausbreitung in jeder Richtung unterstützen.

Tabelle 3 (wie Tabelle 2) illustriert die erreichbaren MUFs für abwechselnde ionosphärische und Streckenparameter unter Spread-Es-Bedingungen. Die Werte für h'Es und die Streckenlängen (D) sind generell typisch. Man beachte, das für Es-Ausbreitung auf 144.5 MHz die benötigte foEs zwischen nur 12.2 MHz und 16.7 MHz liegt! Aus dem Vorangegangenen ist klar, dass die MUF damit potentiell 350 MHz erreichen kann, wenn foEs 30 MHz erreicht. Wir wissen bereits, dass solche Ereignisse selten sind.

Tabelle 3: Mit Petit-Chordal-Hop-Es erreichbare MUFs für übliche Streckengeometrie-Parameter und zwei verschiedene foEs-Werte; benötigte foEs-Werte für Ausbreitung auf 6m, 4m und 2m.

Man beachte die Werte von foEs, die für 2m-Es-Ausbreitung benötigt werden und vergleiche mit den Werten in Tabelle 2.

Abb. 14: Ich habe geformtes Plastik verwendet, um diese Ansichten der Petit-Chordal-Hop-Ausbreitungsstrecken, so wie sie vom Boden aus aussehen würden, zu modellieren. Links ist der Fall der wellenförmigen Es, wie in Abb. 10 (1). Rechts die lappenartigen Strukturen wie in Abb. 10 (3). Bei wellenförmiger Es, wird es um so unsicherer, dass Petit-Chordal-Hop-Ausbreitung auftritt, je parallel die Strahlen zu den Wellenkämmen verlaufen. Lappenartige Strukturen in der Es-Schicht unterstützen Strahlenverläufe in alle Richtungen.

Zwei Fallstudien für Petit Chordal Hop Es Ausbreitung

50 MHz: Um das Petit-Chordal-Hop-Modell zu validieren, habe ich Spots aus dem VK-Logger für die Strecke von VK7RAE zu VK4CZ untersucht (Abb. 8) und nach Beispielen gesucht, wo das Ionogramm zeitmäßig am dichtesten dran lag und einen foEs-Wert aufwies, der deutlich unter dem für klassische (oder ebene) Es-Ausbreitung nötigen Wert lag. Es war nicht schwierig dies zu finden. Tatsächlich gab es viele in den letzten paar Jahren. VK4CZ meldete die VK7RAE-Beacon um 0255 UT am 29.12.2010 mit einem 569-Rapport. Abb. 15 zeigt das Ionogramm von Canberra um 0253 UT an diesem Tag mit h'Es 101 km. Der Elevationswinkel (e) beträgt 3.2° , (i) ist 79.38° und (b) 10.62° . Der klassische M-Faktor wäre 5.42 (Gl. 2.6) und mit einer foEs von 4.7 MHz wäre die MUF (nach Gl. 2.5) ungefähr 25.4 MHz. Mit Spread-Es, müsste der VK7RAE-Strahlengang einen Es-Neigungswinkel (t) von der Hälfte von $10.62^\circ = 5.31^\circ$ finden. Dann wird der M_R -Faktor 10.81 (Gl. 2.7) und damit die MUF (Gl. 2.8) 50.8 MHz!

Abb. 15: Ionogramm für den VK7RAE-VK4CZ-Spot vom 29.12.2010 um 0255z. Man beachte die ausgeprägte Aufweitung der Es-Schicht; ftEs = 5.5 MHz (foEs = 4.7 MHz) und h'Es = 101 km. Sie Streckenlänge ist 1648.7 km. Die Strecken-MUF wurde mit 50.8 MHz berechnet!

144 MHz: Wie gehabt wurde der VK-Logger nach 2m-Spots für die VK4-VK7-Strecke nach Fellen durchsucht, wo das Ionogramm zeitlich am nächsten dran lag und einen foEs-Wert aufwies, der niedriger war, als für klassische Es-Ausbreitung benötigt. Am 10.1.2008 meldete Doug, VK4OE, aus Brisbane, Queensland, um 0533 UT eine Verbindung mit Karl, VK7HDX, in Launceston, Tasmanien, auf 144.13 MHz in SSB. Es wurde ein 52 Rapport gegeben. Abb. 16 zeigt die Strecke, die erkennen lässt, dass der Streckenmittelpunkt (PoR) im Bereich der Ionosonde von Sydney liegt.

Abb. 16: Strecke des 2m-SSB-QSOs von VK4OE zu VK7HDX vom 10.01.2008, mit den Ionosondenbereichen von Canberra und Sydney. Die Streckenlänge beträgt 1592 km. Der Streckenmittelpunkt wird von der Ionosonde in Sydney erfasst.

Abb. 17 zeigt das Ionogramm von Sydney von 0535 UT an diesem Tag. Mit h'Es 98 km wird der Elevationswinkel (e) 3.4° , (i) ist 79.46° und (b) ist 10.54° . In diesem Fall wäre der klassische M-Faktor 5.47 und die zugehörige MUF fast 75 MHz. Mit Spread-Es müsste der Strahl einen Es-Neigungswinkel (t) von der Hälfte von $10.54^\circ = 5.27^\circ$ finden. Dann beträgt der M_R -Faktor 10.89 und damit wird die MUF 149.16 MHz!

Abb. 17: Ionogramm für den Kontakt VK4OE-VK7HDX am 10.1.2008 um 0533 UT on 10/01/08. h'Es ist 98 km. ftEs ist 14.5 MHz, somit ist foEs $14.5 - 0.8 = 13.7$ MHz. Die E-, F1- und F2-Schichten sind komplett verdeckt und die Es-Schicht weist eine Aufweitung auf. Dieses Ionogramm könnte auf verschiedene Weisen interpretiert werden, aber die Tatsache, dass es Spread-Es zeigt, ist in diesem Fall für unseren Zweck ausreichend.

Beim Inbezugsetzen von gemeldeten Kontakten zu Ionogrammen am oder nahe des Streckenmittelpunktes habe ich festgestellt, dass Spread-Es mehr der Normalfall als die Ausnahme ist.

Ich fasse zusammen, dass für eine gegebene Strecke die Es-MUF von drei Dingen abhängig ist:

- (a) der Höhe der Es-Schicht (h'Es),
- (b) der Spitzenelektronendichte (foEs) und
- (c) der An- bzw. Abwesenheit von Spread-Es am Streckenmittelpunkt.

Da aber Spread-Es durch eine Mehrzahl struktureller Morphologien in der Es-Schicht hervorgerufen werden kann, ist für Petit-Chordal-Hop-Ausbreitung Spread-Es eine nötige aber allein nicht hinreichende Bedingung. Das Spread-Es muss von Wellenformen oder anderen geeigneten periodischen Strukturen

herrühren, die eine Folge von kleinen Neigungen in der Nähe des Streckenmittelpunktes bilden.

In einem Aufsatz von Grassman und Langenohl [17] über DX-Ausbreitung auf 2m, werden Ionogramme für Einfach- und Doppel-Hop-QSOs zwischen den Kanaren, Spanien und Mitteleuropa gezeigt. Die Ionogramme stammen von den Sonden in Roquetes (im Nordosten Spaniens) und Huelva (Südwest-Spanien). Beide Ionogramme zeigen intensive Spread-Es mit fEs jeweils bei 13.6 MHz, was eine foEs von 12.9 MHz bedeutet, was bei Roquetes im Autoscaling korrekt wiedergegeben wird, bei Huelva jedoch mit 9.9 MHz nicht. Die Autoren verwerfen das einfache (klassische) Ionosphären-Modell und andere vorliegende Modelle, wie der Wolke-zu-Wolke-Sprung oder die Pederson-Ausbreitung, liefern selbst aber kein Modell für die ionosphärische Beugungsgeometrie. Es scheint mir, dass Petit-Chordal-Hop-Ausbreitung via Spread-Es bei jedem der Reflektionsgebiete adäquat als Ausbreitungsmodell für die großartige 2m-Öffnung vom 20. Mai 2003 dienen kann.

Das von der Heide Modell für die Geometrie der Es-Reflektion

In DUBUS 4/2010 [18] hat Klaus von der Heide, DJ5HG, eine Erklärung für 144-MHz-Es-Ausbreitung vorgeschlagen, bei der die Welle innerhalb der Es-Schicht "gefangen" wird, sofern die Es-Schicht gebogen (oder kurvig) ist, wobei der Quotient der Biegung und der Schichtdicke (b/d) zwischen 1.5 und 4.0 liegt und der Wert von fEs zwischen 12 MHz und 16 MHz liegt.

Dieses Modell verbessert die Neigung der Strahls zur Es-Schicht und damit die MUF auf dieser Strecke. Ich denke jedoch, dass die Bedingungen, die Dr. von der Heide für das Einfangen der Welle bei 144 MHz vorschlägt, in der Natur schwierig zu erreichen sein werden, wenn sie nicht sogar unmöglich sind. Erstens scheint der Gradient der Elektronendichte in einer ebenen Es-Schicht nicht linear mit einem konstanten Gradienten von unten nach oben zu variieren. Die Elektronendichte erreicht einen scharfen Peak, manchmal bei der Hälfte der Schichtdicke und manchmal näher an der Basis [19], [20].

In der Ionosphärenwissenschaft wird das Profil der Elektronendichte in einer Es-Schicht von der Basis bis zum Peak als quasi-parabolisch angenommen [21], wofür Modell und Ergebnisse aus der realen Welt übereinstimmen. Zweitens brechnet Dr. von der Heide, dass eine Wert für fEs von nur 2.5 MHz nötig ist, um 144-MHz-Wellen in die Schicht einzufangen. Für die VK4-VK7-Strecken, die durch die Bereiche der Ionosonden von Sydney und Canberra laufen, habe ich seit 2008 sehr viele 2m-Spots aus dem VK-Logger untersucht, kann aber nicht einen einzigen Fall finden, wo solch ein niedriger fEs-Wert mit 2m-Ausbreitung einhergeht.

VHF-Es-Ausbreitung mittels Layer Trapping

Eine 2-m-Öffnung zwischen VK3 und dem südlichen VK4 vom Januar 2006 zeigte einige eigenartigen Eigenschaften. Die Entfernungen lagen zwischen 1750 und 1950 km. Keine Short-Skip-Ausbreitung wurde zu dieser Zeit auf 6m gemeldet. Short-Skip-Signale auf 6m sind oft gute Indikatoren für 2-m-Öffnungen [6]. Auf 10m jedoch wurde der Empfang der VK2RSY-Bake, die nordwestlich von Sydney steht, aus Melbourne (VK3) zu dieser Zeit berichtet (ca. 880km Entfernung).

Aufgrund der Signaleigenschaften wurden troposphärische Überreichweiten ausgeschlossen und auch der Hepburn-Index war negativ. Deshalb wurde eine Reihe von IPS-Ionogrammen für den Zeitraum der Beobachtungen von 2330 bis 2350 UT von mir ausgewertet. Die Enden der N-S-Strecken legten Nahe, dass die Streckenmittelpunkte nahe des Breitengrades der Sydney-Ionosonde legen sollten. Die Ionogramme zeigten, dass sich hier eine Multi-Schicht-Struktur entwickelt hatte, mit zwei nahe beieinander liegenden Schichten bei 108 und 113km, siehe Abb. 18.

Die Analyse des Ionogramms für 2345 UT zeigt, dass die F-Schicht bei 6 MHz verdeckt wird, während die Es-Schicht bei 108 km die Schicht bei 113 km bis zu etwa 6.5 MHz (Punkt X) abdeckt, nach welchem etwas Aufweitung der 113-km-Schicht sichtbar ist. Eine weitere Es-Schicht ist bei 132km zu sehen. Aus der Sequenz der Ionogramme scheint sich zu ergeben, dass dies ein Echo von einem anderen sich horizontal bewegenden Es-Flecken unter einem schrägen Winkel ist. Drei fEs-Werte werden identifiziert: 7.5, 9.9 und 11.8 MHz. Für die 108- und 113km-Schichten sind die foEs-Werte 6.7 bzw. 9.1 MHz, was bedeutet, dass die Elektronendichte bei 113m höher als bei der Schicht darunter war.

Die Streckenlängen von 1950 km und 1750 km bedeuten Elevationswinkel zu der 108km Schicht zwischen 1.9° und 3° . Die MUF bei ebener Es für eine 1950 km Strecke wäre 40.6 MHz, für 1750 km wäre sie 39.7 MHz.

Mein Vorschlag ist folgender: Ein einfallendes 144-MHz-Signal wird durch die untere Es-Schicht bei 108 km teilweise gebeugt, läuft dann weiter zur Es-Schicht darüber (bei 113 km) und trifft auf diese mit einem Streifwinkel, so dass es zurück zur 108-km-Schicht reflektiert wird, um wieder dann wieder zur 113-km-

Schicht reflektiert zu werden usw., usw. Das Signal ist zwischen den beiden Schichten gefangen und wird über eine gewisse Distanz weitergeleitet bevor es das Paar der beiden Schichten wieder verlässt oder auf eine Diskontinuität trifft, so dass es zum Boden gerichtet weiter läuft.

Abb. 19 zeigt dieses Prinzip. Sobald das einfallende Signal die untere Schicht durchstoßen hat, mit einem Streifwinkel von gerade unter 3° zwischen Strahl und jeder Es-Schicht, wäre die berechnete MUF für diesen Fall über 148 MHz gewesen. Multi-Schicht-Es ist nicht ungewöhnlich und wurde vielfach über Jahrzehnte bei Es-Raketenexperimenten beobachtet [19], [20], [22]. Abb. 20 zeigt ein relativ aktuelles Raketen-Echo-Experiment (2005), bei dem zwei dünne Schichten in 2km Abstand über Japan beobachtet wurden [22].

Abb. 18: Das Sydney-Ionogram zeigt am 1.1.2006 um 2345 UT Multi-Schicht-Es, zwischen der evtl. 2m Signale eingefangen wurden, so dass Kontakte ber 1750-1950km ermöglicht wurden. Short-Skip-Ausbreitung auf 6m wurde zu dieser Zeit nicht beobachtet, aber auf 10m. Ein foEs von 6.7 MHz für die unterste Schicht (108 km) bedeutet, dass die klassische MUF nur etwa 40 MHz erreicht hat.

Abb. 19: Das Prinzip der VHF-Ausbreitung mittels Schichtenfalle. Die Streifwinkel des zwischen den Schichten gefangenen Strahls führen zu einer höheren MUF als die untere Schicht hätte erbringen können.

Abb. 20: Multi-Schicht-Es bei einem Raketenexperiment [22]. Die Peaks der Schichten liegen hier 2km auseinander, die untere Schicht ist 2.5km dick, die obere ist 1.5km dick und weist eine etwas höhere Elektronendichte auf.

Da Ausbreitung mittels Schichtenfalle Short-Skip-Ausbreitung auf 6m ausschließt, während es aber gleichzeitig 2m-Ausbreitung gibt, kann dies als Indikator für beobachtende OPs dienen (vorausgesetzt 6m-Stationen sind in der Luft). Wenn sich Multi-Schicht-Es über einen größeren geographischen Bereich ausdehnt, werden die Streckenlängen deutlich länger sein, als die klassische maximale Einsprungdistanz.

Nachwort

Unter bestimmten Umständen könnte Spread-Es die Petit-Chordal-Hop-Ausbreitung über Distanzen ermöglichen, die größer sind, als das Maximum bei Einsprungausbreitung. Kleine Wellungen entlang einer langen Welle, sagen wir mal von 300km Ausdehnung, wie in Abb. 10 (2) illustriert, könnten eine Art „Flüsterstrecke“ hervorrufen. Ein einfallendes Signal, das den Berg einer kleinen Welle am Anfang der langen Welle trifft, wird gebeugt, wobei einige Strahlen oberhalb der Horizontalen liegen, die dann den nächsten Wellenberg in einer etwas größeren Höhe erreichen können und schließlich zur Erde zurückkommen, wenn die lange Welle nach unten verläuft.

Schichtenfallen haben das Potential die MUFs über 350 MHz anzuheben. Es könnte bei den wenigen Berichten über 220-MHz-Es-Ausbreitung in Nordamerika involviert gewesen sein. Es gibt Anekdoten aus Australien, wo einseitig Signale auf 432 MHz bei starken 144-MHz-Öffnungen gehört worden sein sollen. Man bedenke, dass in der Vergangenheit geglaubt wurde, dass 2m-Es-Ausbreitung unmöglich sei.... Ich danke Terry Bullet [23] für seine Hilfe bei der Analyse der Ionogramme (Abb. 18) und nützliche Kommentare für die Modelle der Ausbreitungsarten.

Referenzen

Siehe am Ende des engl. Textes oberhalb.

VHF South America

by Flávio Archangelo, PY2ZX

Propagation openings on Low VHF

The utility segment between 30 and 50 MHz clearly demonstrated the propagation improvements of the new solar cycle. March and April 2011 was full of traditional Es openings between Argentina, Chile, Northeast Brazil to South Brazil (on days 9 and 16 March 2011, Francisco Junior in Sao Paulo heard 4 international TV stations on Ch A4, one confirmed came from Chile), but it was also followed by openings to North America, Asia and possible Oceania and Europe as noted by the author and Luiz PY2OC from GG66. We heard the NOAA weather voice information at 33.42 MHz at 2005z on April, 02, 2011. It is a feeder from Orlando's Office of Emergency Management (Florida) serving 4 MIS (municipal information station) on MW (thanks to several US listeners which helped with the identification). At same time I heard, after a long time, the WW4DC repeater at 29.68 MHz.

29,68	WW4DC RPT	36,07	CE Muzak	46,67	tel
30,075	talks JJ	36,7	NE PP, SS, CC?	46,73	tel
30,095	talks JJ	36,86	digi?	46,73	UTY PP
30,1	talks seems CC	36,87	NE PP	46,87	UTY PP
30,375	talks JJ	37,44	talks SS	47,06	UTY PP
30,42	Es	38,32	UTY PP (SP)	47,2	UTY PP
30,66	talks SS	38,4	talks SS	47,24	UTY PP
30,69	R. Nacional ARG	38,42	UTY PP Macapá	47,26	UTY PP
30,7	talks JJ	38,44	UTY PP (SPO)	47,34	UTY PP (Pol?)
30,925	talks JJ	38,56	UTY PP	47,58	UTY PP (Pol CE?)
31,06	UTY SS	38,74	UTY PP	47,6	CE Muzak
31,065	talks SS	38,76	UTY PP?	47,77	UTY PP
31,26	UTY JJ	38,78	UTY PP	47,83	CE Muzak orch.
31,32	talks SS	38,78	UTY PP NE	47,84	CE Muzak
31,395	talks JJ	38,84	UTY PP (SP)	47,9	CE Muzak inst.
33	digital	38,96	UTY PP (Natal?)	47,9	CE Muzak orch.
33,01	FM spread?	38,96	UTY PP SPO	47,94	UTY PP (SRB?)
33,02	BC SS	38,96	UTY PP, bip	47,96	CE Muzak
33,42	NOAA Florida	39,04	UTY PP	47,97	CE Muzak
33,42	UTY JJ	39,1	UTY PP (Natal?)	47,99	CE Muzak
33,425	talks JJ	39,2	tel	47,995	Muzak inst.//47,9
33,47	talks SS	39,46	UTY PP	47,995	Muzak pop SS
33,53	UTY NE	39,56	UTY PP SP	48	Muzak inst.//47,9
33,56	UTY NE	39,56	UTY PP, RS? SP?	48,04	UTY PP NE
33,675	talks JJ	39,66	JJ?	48,18	CE Muzak
33,7	talks SS	39,66	UTY PP	48,2	CE Muzak
33,775	talks EE	39,72	UTY PP SP	48,3	CE Muzak clas.
33,85	talks CC?	42,06	UTY SS	48,36	CE Muzak
33,85	UTY JJ strong	42,08	UTY PP	48,39	CE Muzak clas
33,92	UTY JJ	42,08	UTY SS	48,5	UTY PP NE BA
34,04	talks CC	42,16	UTY SS	48,58	UTY PP NE
34,5	talks JJ	42,36	UTY SS YL	48,66	UTY PP NE
34,52	UTY PP (SP)	42,56	UTY PP (RJ/MG)	48,86	tel
34,56	UTY PP	43,04	digi?	49,1	tel
34,82	UTY PP Macapá	43,74	tel	49,15	CE Muzak
34,95	UTY CC	43,755	digital?	49,2	CE Muzak splash
35,08	UTY SS (Eur)	43,76	Andes data	49,2	tel
35,095	talks SS	43,82	tel, RPT?	49,2	UTY PP (Pol SP?)
35,1	UTY JJ	43,96	tel	49,42	tel
35,1	UTY SS (Eur)	44,12	tel	49,46	UTY PP
35,105	talks JJ	44,12	tel	49,67	tel
35,45	FM spread	44,16	tel	49,77	tel
35,6	UTY Asia not JJ	44,18	tel	49,83	baby monitor
35,68	Sev. tones Eur	44,46	tel	49,86	CE Muzak
35,82	UTY unid Eur	44,48	tel	49,87	baby monitor
35,86	UTY SS Eur	45,3	UTY PP	49,88	tel
35,9	UTY Eur	45,67	UTY, Unid	49,93	tel

Table 1: Frequencies detected on low VHF in Southwest Brazil. Unidentified content, harmonics and carriers were taken off the table. In brackets Brazilian States short names are mentioned. European references are unconfirmed and were detected during big 50 MHz openings to the continent. The table has to be updated frequently and it seems that many more targets are available for VHF UTY listener.



**Photo 1: Dial image when NOAA WX audio service was noted in Brazil.
Video at: <http://tinyurl.com/noaa-orlando>**

Several Asiatic-like chats (possible fishers) were very loud on several channels for limited time (see table above), as well Chinese Fax type at 33 MHz, that one also heard by Gustavo Maia placed more to the central part of Brazil at GH53. Todd Emslie from ICDX considered these latest openings as F2 + Es extension into Brazil. The Asian fishing boats use simple vertical whips and 1 to 5 Watts output on NFM.

50 MHz openings

The action on low VHF turned the lights on 50 MHz. The Magic Band also produced good logs with stronger presence of the Mediterranean - South American path. Stations from Portugal, Spain, Balearic, Canary, Madeira and Azores Islands, Gibraltar, Morocco, Malta, Sicily, Sardegna were easily worked in Brazil and Argentina. But the keynotes came from Middle East, Oceania and North America. Fred PY2XB worked A92IO from Bahrain on April 04, 2011 at 1756 Z (the first A9 - PY QSO on this band). On several days in the end of March and beginning of April several PYs and LUs worked (including QRP) E51WL of South Cook, identified as "multi-hop east-west F2" by Todd Emslie. And for the final, South Americans also worked the Revillagigedo 4A4A expedition around 2200 Z in March 13, 2010.

13 April 2011			
E51WL	50039.4 CE1B/B	579x EA look 4 me	1938
08 April 2011			
PY5EW	50110.0 E51WL	tnx 59 in gg46	2104
PY4ZO	50049.0 E51WL/B	GH51<>BI00 589	2004
07 April 2011			
OA4TT	50110.0 E51WL	559 tnx new one	2316
LU5FF	50110.0 E51WL	tnx new one	2120
PY5HOT	50110.0 E51WL	cq cq s 5/9 in gg46ip	1955
E51WL	50039.4 CE1B/B	559 and hearing sweeps on same fre	1952
05 April 2011			
PY2OE	50119.9 E51WL	tnx qso new one	2005
PY2NL	50119.9 E51WL	tnx qso	1959
PY2HN	50120.0 E51WL	cq cw strong tnx qso	1957
PY5HOT	50110.0 E51WL	s 5/9+++++++ strong	1948
CX4CR	50110.0 E51WL	try to sa.	1916
E51WL	50039.0 CE1B/B	just started coming in 518x	1852
04 April 2011			
E51WL	50038.0 CE1B/B	beacon consistant 519	1906
03 April 2011			
PY5EW	50110.0 E51WL	CQ CQ - TNX NEW IN BAND	2022
PY5HOT	50110.0 E51WL	s 5/7 in gg46ip	2014
02 April 2011			
PY2SP	50110.0 E51WL	North Cook Is.	2032
PP2RON	50111.0 E51WL	TU new one. First time in GH53!	2030
E51WL	50110.0 PY4ZO		2022
PY2SRB	50110.9 E51WL	CW 559	2017
E51WL	50039.0 CE1B/B	very weak, no ce6 bcn	1942
13 March 2011			
PY2OC	50110.1 E51WL	559 in GG66 - TNX QSO	2144
PY2KP	50111.0 E51WL	tnx qso CW 73	2140
PY2REK	50110.0 E51WL	599	2135
PY2DO	50110.0 E51WL	tnx qso	2130
PP5XX	50111.1 E51WL	559 in GG53 cqing F2	2127
PY2SRB	50111.0 E51WL	CQING 579 QTF 270	2120
PY4ZO	50110.0 E51WL	CQ 599	2120
12 March 2011			
PY2XB	50110.0 E51WL	working SA strong	2230
PY2KP	50110.0 E51WL	tnx qso 73 strong	2225
PY2SRB	50111.0 E51WL	tnx CW QSO BI00<>GG48	2221
PY4ZO	50110.9 E51WL	wked qrp 5w	2210

Table 2: 6m QSOs made between South Americans and E51WL as archived by DX Summit.

Drifting stations on 6 meters

The author heard the still unidentified 6 meters station(s) on March 03, 2011 at 2136 LT. They were 2 carriers, the first on lower freq. with 5000 Hz BW and the second 1500 Hz apart on upper freq. with 3600 Hz BW. They slowly moved through the band toward higher freq., lasted noted around 50,150 MHz. Checking on SDR image is clear some CW amateur radio beacons from Chile and Northeast Brazil running at the same time. Any information about this case is very welcome. SDR file for SpectraVue post analysis is available. The video of the reception is located at: <http://tinyurl.com/50-radar>

Expedition to Trindade Island with new beacon



The Cantareira DX Group is promoting a DXpedition to Trindade and Martin Vaz (PP0T) and will deploy a beacon PP0TA on 50,003 MHz with 10 watts output. More information will be on the next edition of DUBUS. The solely operator of this trip is Junior PY2ZA and he's the responsible person for the installation of the beacon in the Brazilian Navy base. He received the support of Muniz PY2ZY, builder of 144 MHz and 50 MHz beams to be

used on the expedition and during the next Araucaria VHF Contest. More and updated information of the expedition and beacon status at <http://trindade2011.com>. The beacon was already heard by PY2ZX and PY2OC when running only for previous limited test in Sao Paulo. The recording at: <http://tinyurl.com/pp0ta>

TEP 2010/2011 Season

Samuel Cássio Martins (São Carlos, São Paulo, Brazil), founder of DX Clube do Brasil, wrote at fmvbr list that this season of TEP on 3m broadcasting band was as usual full of Barbados stations (BBS, BBC, VOB, CBC, Q and Slam FM), but now receipts were better documented and reported. The season started for him on October 08, 2010, had a peak on November 20, 2010, and came to an end on March 01, 2011 between 0200 – 0300z. Rubens Ferraz Pedrosa and Anderson José Torquato, located more to the South, last heard the Caribbean on April 01, 2011. On 144 MHz PP5XX last worked FM8DY on March 22, 2011.

Araucária VHF Contest

The Autumn edition of the Araucaria VHF Contest took place on May 07 and 08, 2011, while the Spring edition will take place in October 22 and 23, 2011. In May several stations from rare grids were qrv, including PP0T. On May 8th some CT and EA stations wkd PY's on 6m in the contest. It's an international contest based on CQWW VHF rules. More information (also in English and Spanish) at: <http://www.avhfc.com>

Contest University Brasil

Contest University (CTU) is a training program focused on practices and operational techniques on contesting. It was placed at USA, England, Germany, Italy, and will be placed in Porto Alegre, Brazil in July 16 – 17, 2011 with support of Araucaria DX, Fortaleza DX and Rio DX Groups. The teachers are: Doug Grant K1DG, Tim Duffy K3LR and Atilano de Oms Sobrinho PY5EG/PP5EG. For more information of CTU Brazil, check <http://www.ctubrasil.com/> and for CTU in USA and UK visit <http://www.contestuniversity.com>

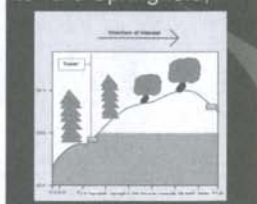
Webinar on antenna ordinance and zoning

Image 1 and 2: Some of the slides of the speech by K1VR. One of the arguments to not restrict local amateur radio antenna height was the topography and necessity of towers to access the repeaters for ARES operations.

Shiny or dull - these are BAD.



KB1IPR radian toward Springfield, MA



ARRL West Gulf Division produced an almost 2 hours very insightful webinar on antennas ordinances that can restrict DX antennas heights and sizes. Chris W3KD made the speech on "Antenna zoning and public land use and regulations" while Fred K1VR worked with "Selected topics in antenna zoning". They did not only notice on regulations, but included practical suggestions how operators, clubs and leagues can influence authorities on rulemaking processes relevant to amateur radio installations. It's not strictly a South American subject but some examples were well applied to similar cases in PY and also can be helpful for other hams abroad facing the same problems. The webinar and other past events can be watched on DVDs sold by ARRL at: <http://www.atldiv.org/training>

4m News

Reports, Expeditions, Infos
Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

Poland and Netherlands on 4m later

The release of the 4m band to SP amateurs is delayed again and not expected to take place before autumn this year. The same situation is reported from the Netherlands.

Iceland: 2 Expeditions on 4m

TF/DL3GCS will be qrv from HP93 from June 18 to July 2 with a small rig for Es openings. TF/G4ODA will be qrv with 100w and a Yagi from July 29 until mid August and will try JT6M to EU on 70.175 MHz. Several squares will be activated. It is no problem to get a free temporary permit for 4m for several months for visitors from the TF PTT via email!

DLs on 4m

DJ9YE ist qrv from JO43HV since May 1 on 69.990 MHz for 1 year. DC8TS is qrv until Sept. 30th as DI2BK on 69.950 MHz from JO30JP with a special permit.

4m NA beacon in 2011

WA1ZMS was successful in obtaining another experimental 4m beacon licence for summer 2011! The beacon runs since May 2nd 2011 again from FM07FM on 70.005 MHz with 3KW ERP and a Yagi towards EU using the new callsign WE9XUP. The beacon will be on air until Sept. 1st 2011.

4m NA X-band activity in summer 2011

VE2DFO and VE9AA will be very active this summer on 6m/4m X-band. They both run new long Yagis.

New 4m Beacon from Azores Islands

A new 4m beacon qrv from HM68KR on 70.160 MHz. The callsign is CS4BFM. 5W, dipole, 500m a.s.l.

Namibia on 4m

V51PJ (JG82) reports that Namibia has the same 4m allocation as ZS. He is qrv already with 25 W and a 6 ele Yagi and has worked with ZS6NK (KG46) on March 26th 2011.

1st ever TEP QSOs on 4m

The first ever TEP QSO on 4m took place on March 28th 2011 at 1756z between SV2DCD (KN00PL) and ZS6WAB (KG46RC) in SSB with 52/53 over a QRB of 7208km. This is the first ever SV to ZS on 4m and a 4m distance world record. Then ZS6NK (KG46) was worked in CW with 519 and at 1833 SV8CS from KM07. On March 29 and 30 SV2DCD wkd again with ZS6WAB around 18z.

New 4m OP on Madeira

Beside CT3HF there is also Brian, CT3NA (ex GM6VDQ) qrv now on 4m with 25 W and a 3 ele from IM12KR.

New 4m OPs in Northern OH

OH7LMQ and OH7AZL are qrv on 4m from KP33.

OX on 4m

OZ1DJJ plans to be qrv again from Gronland (HP15) as OX3LX in July and he will probably be active on 4m.

San Marino on 4m

T7 will be active again on 4m this summer.

6m News

Reports, Expeditions, Infos
Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

DX on 6m in Spring 2011

The usual evening F2 from SW EU (CT/EA7) to PY, CE, LU and CX started to extend more to the East in the last weeks. Also 9H, IT9, SV, I, S5, 9A etc were able to work into South America on several occasions. On April 15th there was a nice TEP opening from southern DL to Mauritius: DL3RBH (JN68) made the first ever DL to 3B by working 3B8DB (LG89) and DK1MAX was able to work LU5FF from FF99 and DL5FDP (JN49) wkd VP8NO (GD18) over 12911 km. On May 2nd DK3WG wkd TJ3AY for the first ever DL to TJ on 6m. On this day 9J2BO was workable with 59+ from all DL and many other countries. On May 9th a strong Es link into the F2 finally brought the first SA in the logs even for central and northern EUs like DL, PA, ON, OZ and G. PY1RO from GG87 wkd DL1MAX and ON4IVA on this day. For ON4IQ it was the first PY QSO since 2003. Many EUs wkd also C5YK IK13 and TZ6TR IK84 on this day. DK1MAX hrd LU2MCA/B from FF57 for 30 mins. On May 10th there was another nice opening when PY1RO, PY2VA, PY2HN, PP5XX and LU5FF wkd into DL/SP/PA/OZ and SM. So, 6m is really alive again thanks to the continuous solar flux over 100 enabling F2 and TEP. - Highlight for CT1HZE was a 6m SSB QSO with YO4RYU/MM on March 13 at 2335z who was in the rare grid FF22.

Possible 6m beacon range shift - update

Regarding the decision about a possible 6m beacon range shift at the IARU-R1 Sun City conference in August anything seems to be possible. Most member societies don't publish their proposals in advance unfortunately, but there is e.g. one proposal from the UKSMG where a splitted (!) beacon band is suggested with a small segment from 50.020 - 50.050 for IBP style like beacons (who would coordinate, realise and pay for this?) and another segment from 50.470 to 50.500 for the other beacons. We don't think that less range for beacons and a splitted range would be a god solution. At least the HB9 proposal seems a bit more realistic as it suggests to wait with any changes until after the solar cycle maximum. (CT1HZE)

6m Beacon News

DB0DUB/B 50.083 MHz, JO31HF, 2 W ERP on air again since March 2011.

EA7URC/B 50.077 MHz, IM78IE, Cordoba, is a new beacon on air since April 2011.

F6IKY/B 50.300 MHz, JN26OP, 3 W, GP, on air 5/2011

HG5BVC/B 50.061 MHz, has changed QTH from JN97PL to KN06HT in April 2011.

PP0TA/B 50.002 MHz, HG59IM, Trindade Island!, 2W, vertical, is planned for June.

CQWW VHF

VE3CRU/R will be active on 6m with 400w and 4 el from rare grids EN96/FN06/FN16 in the CQWW VHF Contest on July 16/17. - VE3IKV/R will activate EN95 in this contest.

Tropo Reports

2m, 70cm and up

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

2m

CT1HZE, IM57NH, wkd on 144 MHz:

On Feb 24 at 19ut with 59 and Feb 26 at 21 UT with 55 on SSB: D44TD from HK86NO over 2681km

On February 6th there was a huge Tropo opening from EA1 and EA2 to ON/PA and DL.

Best DX on 2m was probably from **EA1FDI IN53TF to DJ0QZ JN49LM over 1500km** and from **DK9OY JO42CK to EA2TO/1 IN83FD over 1451km**.

Many more QSOs in the range from 1300 to 1400km took place, of course.

70cm

F6DUL, JN37IS wkd on 432 MHz

Date: 06 Mar 2011

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
08:51	G6HIE	IO90ST	620km	
09:30	G5B	IO92WS	738km	
09:32	G0VHF/P	JO01PU	598km	
09:36	G0EHV	IO94XT	913km	
09:37	G0XDI	IO91RQ	679km	
09:40	G0AJJ	JO02QT	677km	
09:48	F4DSN	JN38EE	53km	
09:49	GD8EXI	IO74PC	1064km	
09:50	G3XDI	JO02OB	619km	
10:02	G4HGI	IO83PL	918km	
10:04	G4APJ	IO83UP	910km	
10:38	G4CPE	IO91SW	692km	
10:41	G8EOP	IO93EQ	881km	
10:48	MM0GPZ/P	IO85AK	1125km	
11:04	G4NPH	JO02BI	693km	
11:09	GM4JR	IO85FB	1077km	
11:57	GW0PEB/P	IO72WX	961km	
80W / 21 elements / JN37IS / 850m ASL				
TNX FOR REPORT MICHEL!				

EA1DDU, IN73EM, wkd on 432 MHz:

Date: 06 Feb 2011

1318 DR3M JO43SV 1595km
several other DL, PA, F were wkd over 1100, 1200
1300, 1400km.

23cm

DK7QX, JO42KH, wkd on 23cm (>500km):

Time	Call	LOC	QRB	Remark
16 Nov 2010				
19:27	SM7GEP	JO77IP	700km	AR
20:56	G3XDY	JO02OB	523km	SSB
21 Dez 2010				
19:45	SM6AFV	JO67GQ	642km	AR
20:03	SM7GEP	JO77IP	700km	AR
21:34	G3XDY	JO02OB	523km	TS,SSB

18 Jan 2011

Time	Call	LOC	QRB	Remark
18:47	SM7GEP	JO77IP	700km	AR
19:02	SM6AFV	JO67GQ	642km	AR

18 Jan 2011

Time	Call	LOC	QRB	Remark
21:23	G3XDY	JO02OB	523km	TS
21:50	SM7DTE	JO75CN	503km	AR

31 Jan 2011

13:55	GB3USK-B	IO81QJ	796km	TD,hrd
14:04	2E0NEY	IO81VK	766km	TD,SSB
17:20	G4BRK	IO91HP	705km	TD
20:36	G4CBW	IO83UB	757km	TD

06 Feb 2011

09:09	F5DQK	JN18GR	599km	TS+AR
-------	-------	--------	-------	-------

15 Feb 2011

18:32	SM7DTE	JO75CN	503km	AR
18:44	SM6AFV	JO67GQ	642km	AR
21:23	G3XDY	JO02OB	523km	

02 Mar 2011

19:48	G8GXP	IO93FQ	713km	TD,SSB
21:06	G4RGK	IO91ON	667km	TD

05 Mar 2011

15:44	OL4K	JO70TQ	501km	SSB
21:00	OK5Z	JN89AK	595km	

06 Mar 2011

09:23	OL9W	JN99AK	718km	
10:58	OE3A	JN77XX	697km	
11:08	SM6AFV	JO67GQ	642km	AR
11:49	G4RGK	IO91ON	667km	AR
13:03	G3XDY	JO02OB	523km	TS
13:49	OK1KPA	JN79US	555km	
13:53	OK1MAC	JN79IO	507km	

15 Mar 2011

19:12	SM7GEP	JO77IP	700km	AR
19:18	SM6AFV	JO67GQ	642km	AR
19:32	SM7DTE	JO75CN	503km	AR
21:20	G3XDY	JO02OB	523km	TS
22:25	G4DDK	JO02PA	518km	TS

20 Mar 2011

10:38	OK2KJT	JN99AJ	720km	AR
-------	--------	--------	-------	----

10 Apr 2011

07:02	GB3NO-B	JO02PP	515km	TD,hrd
07:37	G4KIY	IO92WN	610km	TD,SSB
11:02	G3XDY	JO02OB	523km	TD
11:59	G4DDK	JO02PA	519km	TS

AR: Airplane Reflection

TD: Tropo Ducting

TS: Tropo Scatter

RIG: 180W, MGF1302, 44 Ele Yagi

TNX FOR REPORT ECKHARD!

OZ1FF in JO45BO wkd on 1296 MHz with QRB > 600 km

Date,	Time,	Call,	Loc,	Mode,	QRB	
2011/02/15	19:03	SM0ERR	JO89WJ	CW	718km	
2011/02/15	19:30	SM0DFP	JP90JC	CW	804km	
2011/02/15	20:47	GM4CXM	IO75TW	CW	781km	
2011/02/15	21:37	G3XDY	JO02OB	CW	600km	
2011/03/02	14:43	G4KUX	IO94BP	SSB	644km	
2011/03/02	16:12	GW8ASD	IO83LB	SSB	776km	
2011/03/02	22:17	GM4CXM	IO75TW	CW	781km	
2011/03/02	22:35	2E0NEY	IO81VK	SSB	824km	
2011/03/02	22:38	G4CBW	IO83UB	SSB	731km	
2011/03/02	22:52	G8EOP	IO93EQ	SSB	662km	

2011/03/02 22:56 G8XVJ IO83RJ SSB 730km
 2011/03/02 23:09 G0MJW IO91IO SSB 763km
 2011/03/03 08:48 2E0NEY IO81VK SSB 824km
 2011/03/15 18:30 SM0ERR JO89WJ CW 718km
 2011/03/15 18:45 SK0CT JO99BM CW 737km
 2011/03/15 19:29 DF9IC JN48IW CW 742km
 2011/03/15 20:02 SP4MPB KO03HT CW 826km
 2011/03/15 20:52 DL6NAA JO50VF CW 646km
 RIG: 1,5 m dish, 145 W
 TNX FOR REPORT KJELD!

13cm

OZ1FF in JO45BO wkd on 2320 MHz with QRB > 500 km

Date, Time, Call, Loc, Mode, QRB
 2011/02/22 18:56 SM0ERR JO89WJ CW 718km
 2011/02/22 20:00 DF9IC JN48IW CW 742km
 2011/03/02 22:43 G4CBW IO83UB SSB 731km
 2011/03/02 23:15 G0MJW IO91IO SSB 763km
 2011/03/22 18:50 SM0DFP JP90JC CW 804km
 2011/03/22 19:49 DF9IC JN48IW CW 742km
 2011/03/22 21:03 GM4CXM IO75TW CW 781km
 RIG: 1,5 m dish, 200 W
 TNX FOR REPORT KJELD!

6cm

OZ1FF in JO45BO wkd on 5760 MHz with QRB > 400 km

Date, Time, Call, Loc, Mode, QRB
 2011/02/22 20:15 SM7GEP JO77IP CW 462km
 RIG: 1,5 m dish, 7 W
 TNX FOR REPORT KJELD!

3cm + up

G4ALY in IO70VL wkd on 10368 MHz

2011/02/06 10:14 F6DRO JN03TJ 904km Tropo

G4KUX in IO94BP wkd on 10368 MHz

2011/04/21 18:54 SM6HYG JO58RG SSB 910 km 55

OZ1FF in JO45BO wkd on 10368 MHz with QRB > 300 km

Date, Time, Call, Loc, Mode, QRB
 2011/02/22 19:26 SM7DTE JO75CN CW 382km
 2011/02/22 21:30 SM6AFV JO67GQ CW 356km
 2011/03/02 14:50 G4KUX IO94BP CW 644km
 2011/03/22 21:59 SM7ECM JO65NQ CW 314km
 RIG: 0,65 m dish, 4 W
 TNX FOR REPORT KJELD!

OZ1FF in JO45BO wkd on 24048 MHz

Date, Time, Call, Loc, Mode, QRB
 2011/03/22 20:10 DC6UW JO44VJ SSB 171km
 TNX FOR REPORT KJELD!

ATV-Magazin von DB0QI aus München

Wöchentliche Informationen für Süddeutschland und Österreich

Seit 1993 ist das ATV-Relais DB0QI in der bayerischen Landeshauptstadt München „on air“. Der Standort ist das mehr als 75m hohe SIEMENS-Hochhaus. Vor fünf Jahren wurde von der ATV-Gruppe München die Grundlage für eine regelmäßige, wöchentliche Informationssendung für Funkamateure geschaffen, die heute als ATV-Magazin in Süddeutschland und Österreich zu sehen ist. Der Inhalt des Magazins sind Nachrichten aus den Ortsverbänden, aktuelle Meldungen, Auszüge aus dem Deutschlandrundspruch des DARC und technische Informationen zum Amateurfunkfernsehen. Die Sendung wird von zwei Teams aus dem Umland Münchens redaktionell und technisch bearbeitet und im Wechsel live auf 13cm (digital) an das ATV-Relais DB0QI gesendet. Verantwortlich für die Technik sind hierbei Horst, DL2GA und Herwig, DH1MMT; Cornelia, DF8MN und Hilde, DL6MHM sind die charmanten und unermüdlichen Sprecherinnen.

Jeweils montags, 19.30 Uhr beginnt nach einer technischen Vorlaufsendung die Übertragung. Dabei wird das Magazin von DB0QI für den Großraum München auf 23cm analog und digital, sowie auf 10 GHz analog abgestrahlt.

Weitere ATV-Relais in Deutschland und Österreich sind über 10 GHz-Linkstrecken angebunden. Derzeit übernehmen das ATV-Magazin die Relais DB0TVM (Olympiaturm München), DB0ITV (Ingolstadt), DB0HOB (Rosenheim), DB0QP (Winhöring), DB0KN (Grandsberg), OE2XUM (Untersberg / Salzburg) und OE7XZR (Zugspitze). OE7XZR auf der 2966m hohen Zugspitze hat einen besonders großen Einzugsbereich und ist im Bodenseegebiet und weit nach Norden zu sehen. OE2XUM reicht das ATV-Magazin über Linkstrecken auch bis Wien weiter.

Im Anschluß an das Magazin erfolgt ein Bestätigungsverkehr über die ATV-Anruf Frequenz auf 144,750 MHz. Seit Januar 2011 verbreitet auch der TV-Sender Dr. Dish auf ASTRA das ATV-Magazin; weiterhin sind die Ausstrahlungen von DB0QI auch über das Internet zu verfolgen. Nähere Auskünfte unter www.db0qi.de. (nach Herwig, DH1MMT) (TNX an DJ9PE für Info!)



Aurora Reports

Editor: Stefan Heck, LA0BY
LA0BY@dark.de

Dear fellow VHF enthusiasts!

Finally the Solar cycle nr 24 is getting up to speed, and so we have had a couple of good Aurora openings over the last months. Since the maximum of the last solar cycle, many countries have allocated 70 MHz for Amateur Radio. Thereby the number of bands useful for Aurora has come up to four (6m, 4m, 2m, 70cm). If activity on 2m appears low, one should try also other bands. It will be interesting to see how many stations will be on the new 4m band.

The Nordic Activity Contests (NAC) are particularly useful for working Aurora. Very often there is some Aurora opening at either the beginning or end of the contest period, at least at northern latitudes. The NAC lasts from 17 to 21 UTC (during summertime). The 144 MHz leg is on the first and the 432 MHz leg on the second Tuesday every month. 50 MHz and 70 MHz are on the second and third Thursday every month.

Since CW is not mandatory anymore for obtaining an amateur radio license, it may be useful to try not only the CW but also the SSB section of any band (perhaps except for 432 MHz where the distortion probably is too high).

Please do not forget to send me your reports from time to time. There is a template for a report form on my website, see

www.mydark.de/la0by/DUBUS_Aurora_reportform.xls

which you could use for this.
73, Stefan (LA0BY)

GM4VVX in IO78TA wknd on 50 MHz:

2011-02-14

2056	LA1QDA	JP20QH	55A	52A	45°
2103	LA4WKA	JP20MG	44A	52A	45°

2011-03-10

1601	OY9JD	IP62OA	57A	55A	00°
------	-------	--------	-----	-----	-----

RIG: FT897 at 80w into a 4 ele yagi

GM4VVX in IO78TA wknd on 70 MHz:

2011-03-10

1931	MM5DWW	IO89ID	57A	55A	05°
------	--------	--------	-----	-----	-----

2011-03-11

1756	GM4JYB	IO88VP	57A	55A	010°
1800	G4PBP	IO82WO	57A	53A	010°
2342	OZ3ZW	JO54RS	44A	51A	080°

2011-04-06

1806	OY9JD	IP62OA	44A	55A	010°
------	-------	--------	-----	-----	------

RIG: FT897 + XVTR at 25w into a 6 ele yagi

GM4VVX in IO78TA wknd on 144 MHz:

2011-03-11

1647	G4KWQ	IO92AQ	55A	54A	020°
1654	G7RAU	IO90AS	44A	52A	020°
1658	PA5DD	JO22IC	57A	55A	020°
1703	G4PBP	IO82WO	59A	57A	020°
1706	PA4VHF	JO32JE	54A	53A	020°
1708	G4MKF	IO91HJ	57A	54A	020°
1710	GM4GUF	IO85EP	54A	54A	020°
1716	DF0MU	JO32PC	59A	55A	048°
1726	DG9YIH	JO32PC	54A	59A	048°
1734	G3WZT	IO90UX	33A	55A	048°
1742	DK9OY	JO33QM	54A	55A	030°
1746	DL6YBF	JO31OX	55A	55A	030°
1749	G4HGI	IO83PL	59A	57A	030°
1825	SK6DK	JO67SH	57A	57A	010°

2011-04-06

1540	DL2LAH	JO44QS	55A	55A	025°
1545	OZ8ABE	JO55VF	45A	55A	025°
1555	G4RGK	IO91ON	56A	55A	020°
1558	M0PNN	IO82TS	59A	59A	020°
1600	G4KUX	IO84BP	59A	59A	020°
1602	PA4VHF	JO32JE	57A	59A	020°
1605	DH6JL	JO31NI	55A	55A	020°
1744	G7RAU	IO90AS	57A	57A	015°
1747	G3YYD	IO91TR	57A	55A	015°

RIG: TR751e + amp at 400w into a single 10 ele
tnx for report, Clive

SM7GVF in JO77GA wknd on 144 MHz:

2011-02-04

1823	SM4IVE	JO79SD	58a	59a	243 km
1841	GM0GTU	IO87BN	55a	55a 318°	1104 km
2038	OH3TE	KP31HL	57a	59a	845 km
2048	OH6NVQ	KP13IQ	55a	55a 34°	865 km
2051	RA1WU	KO47ET	55a	55a	831 km
2053	SM2OXB	JP93WN	55a	55a	784 km
2058	LA1AL	JP43NP	56a	57a	794 km

2011-02-14

2003	OH3BYZ	KP21UA	55a	57a 10°	777 km
------	--------	--------	-----	---------	--------

2011-03-01

1634	ES5QA	KO38OM	57a	57a 12°	768 km
1635	YL2FZ	KO37QI	55a	55a	773 km
1637	LA8AV	JO49VL	59a	59a	390 km
1639	RA1AJF	KO59CT	55a	55a 25°	961 km
1641	OH2BPU	KP20PP	59a	55a	737 km
1643	OH5HBA	KP30RM	59a	59a	838 km
1645	YL2OK	KO37AS	59a	55a	693 km
1648	ES5QA	KO38OM	59a	59a	768 km
1649	RA1WU	KO47ET	55a	59a 20°	831 km
1650	YL2GD	KO37ML	55a	57a	752 km
1651	OH2KW	KP20IJ	55a	59a	696 km
1652	RA1WZ	KO47DT	55a	59a 49°	826 km
1658	OH6PA	KP02PL	59a	59a	714 km
1717	RA1AC	KP50DB	55a	59a	971 km
1719	ES1TI	KO29HI	55a	55a	644 km
1721	RW3LL	KO54QR	55a	55a 43°	1077 km
1723	EU6AF	KO35LA	55a	59a	802 km
1725	UA3IGA	KO68UC	55a	59a 37°	1145 km

1727	RD3FD	KO95CO	55a	55a 46°	1460 km
1729	YL2HC	KO35HT	55a	55a	754 km
1731	OH2K	KP20IF	57a	55a	687 km
1710	OH2KW	KP20IJ	55a	55a	696 km
1711	SK2AT	KP03BU	55a	55a	818 km

2011-03-11

1810	GM8OEG	IO86NM	55a	55a 300°	1059 km
1812	DF0MU	JO32PC	57a	57a 320°	718 km
1815	DK9OY	JO52CK	57a	55a 301°	580 km
1817	ES2DF	KO29GG	55a	57a 352°	637 km
1819	DJ2NR	JO50VF	55a	55a	776 km
1824	DG9YIH	JO32PC	57a	59a 304°	718 km
1825	DL6YBF	JO31OX	57a	57a	733 km

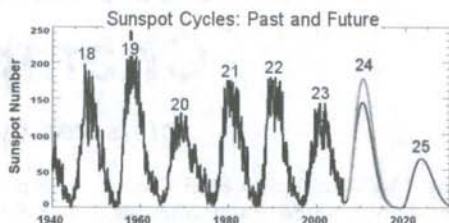
2011-04-06

1527	YL2EM	KO36QM	55a	59a	783 km
1528	RA1CP	KO49MV	55a	59a	899 km
1530	YL2PJ	KO36QM	55a	55a	783 km
1534	RV2FW/1	KO59EU	59a	59a 31°	971 km
1534	UA3WM	KO72QI	55a	55a 60°	1429 km
1554	LY3UE	KO24OP	55a	57a	715 km
1557	OH2LE	KP20DH	59a	59a	671 km
1559	OH2NAF	KP20KE	59a	59a	693 km
1600	OH1ZN	KP01UH	59a	59a	641 km
1602	EW1AA	KO33RH	55a	57a 63°	916 km
1607	RA1AJF	KO59CT	55a	55a	961 km
1614	OK1FPR	JO80CE	55a	55a 61°	767 km
1619	SM3VAC	JP83VA	57a	55a	691 km
1622	DL5DBT	JO41NG	55a	55a	729 km
1624	SP5BTN	KO02MG	55a	51a	673 km
1626	RA1WU	KO47ET	55a	59a	831 km
1627	PA5DD	JO22IC	57a	57a	835 km
1639	DL6YBF	JO31OX	57a	57a 295°	733 km
1650	DF0WD	JO42FD	55a	55a	668 km

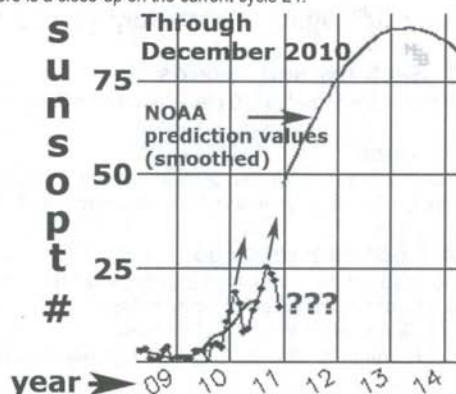
tnx for report, Kjell

Update on sunspot predictions

Sunspot predictions from 2006 suggested a higher maximum of solar cycle 24 than of the previous one, but then the next cycle 25 does not look promising:

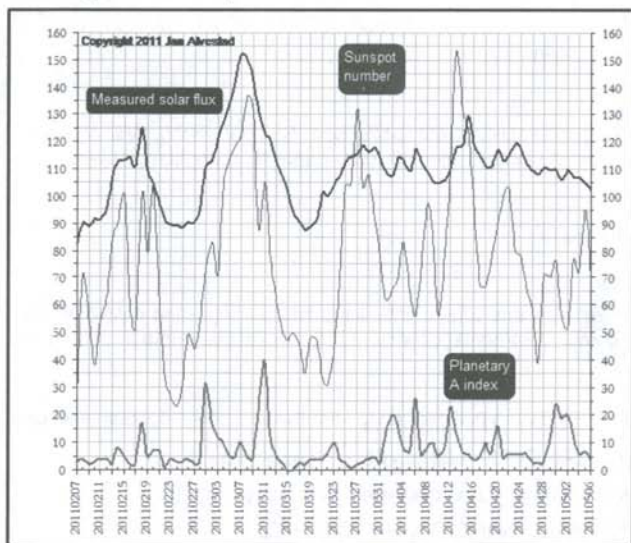


Here is a close-up on the current cycle 24:



It seems that the number of sunspots is actually lagging behind predictions. There are even scientists who predict we are moving towards a "solar ice age" with almost no sunspots for several consecutive cycles!

Geomagnetic activity 7.2.-6.5.2011



So you should better work Aurora while you can...

PLEASE NOTE YOUR BEAM HEADING (QTF) of your Aurora QSOs in your logs / reports. These data are important for future evaluation! Thank you.

The 2011 144 MHz Digital EME Championship

sponsored by DUBUS and REF

The 144 MHz Digital EME Championship is intended to encourage world-wide activity on 2m moonbounce. Each different call prefix forms a multiplier.

1. Championship Date

July 30th 00:00 UTC to July 31st 23:59 UTC (48 hours) 2m Digital only

2. Sections and Awards

No sections! The first 10 places will get an award. The winner will get 1 year free DUBUS subscription.

3. Rules

For the purpose of the contest only one scoring per valid QSO with the same other callsign can be logged. No other limitations! Use of loggers and cluster is allowed.

4. Contest Exchange

For a valid EME QSO, both stations must have copied all of the following via the EME radio path:

4.1 Both callsigns from the other station

4.2 Signal report from the other station

4.3 R, from the other station, to acknowledge complete copy of 4.1 & 4.2

5. Logs

Logs should be in usual logbook format. Exported files from logging software are acceptable.

Each QSO: Date/Time, Callsign, Report sent, Report received

Bottom line: Total QSO points, total multipliers, total claimed score.

6. QSO Points

1 point for each QSO completed (random = sked)

7. Multipliers

Each different call prefix is a multiplier (e.g. CT1, DK9, SM2, SM3, S51, S54, G6, KM5, W5, JA6, VK4, WA6, K6, PA1, PE1, etc). See example of WPX Contest rules for further details on prefix multipliers.

8. Total Score

Score = Total of QSO points * Total of multipliers.

9. Contest Entries

Copy of the log with details of points, multipliers and total points. Also add name(s) and call(s) of operator(s) and grid locator. Other info is welcome: Comments, conditions, station details, photographs, etc.

10. Sending Your Entry

Contest entries **MUST** be sent no later than **14 days via Email only** after the end of the contest weekend

(i.e. by **August 14th, 2011**) to: **FUNK-TELEGRAMM@t-online.de**

All email entries will be acknowledged within 5 days. If not, please resend your entry!

Good Luck and 73! Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE

EME News

70cm & up

Editor: Bernd Wilde, DL7APV

Intro

We had several good expeditions and the first contests 2011. We will move the CW center qrg for 432.

Next dates

May 29: 432 MHz CW activity 5-7 & 11-13UT

June 4/5: Dubus 23cm CW contest

July 3: 432 MHz CW activity 8-10 & 15-17UT

Lars SM4IVE organized a Swedish eme meeting in Örebro, 13-15 May. About 18 HAMS from SM, G, DL, PA0 and G planned to attend. No special programs just socializing.

EME NET SAT/SUN 14:00 UT 14.345 kHz

EME2012 August 16-18, 2012 Cambridge England

Planning and preparation for EME2012 are proceeding fast and we would like to announce an important innovation. There will be a wide range of opportunities to advertise in the conference proceedings and CD and on the conference website www.eme2012.com as well as to demonstrate and sell products at the conference itself. We believe that this will be provide a significant opportunity, especially for the smaller producers of amateur radio components and systems, to bring their products to the notice of the world wide EME community. We also plan to sell the conference proceedings widely after the conference. For details contact Brian Coleman, G4NNS at brian-coleman@tiscali.co.uk

Expeditions

C56EME

Wkd 11 Stations on 432: PI9CAM, UA3PTW, HB9Q, DL7APV, PA3CSG, LZ1DX, NC1I, OZ4MM, OK1DFC, K2UYH, DF3RU. Seen/heard and called I1NDP, DL9KR. Then they had problems with antenna / rig and swiched off because high SWR. More at: www.emelogger.com/gambia

BJ8TA

Michael, BD5RV/4 and some others made a DXpedition to Shangri-la (NL97ut) and Chengjian Observatory (OL14kq). In Shangri-la they had technical problems and wkd only 3 QSOs on 2m. In Chengjiang (OL14) with a 10m dish they made only one qso with LZ1DX on 432 and some more on 2m. 70cm: output 75W, antenna gain: 27dB

SK6OSO

As an very early preannouncement for a possible SK6OSO activity, the crew of VMG would like to inform you. Early this summer there can be a possibility to activate the 25.6 m dish of Onsala Space Observatory, OSO, on 6cm EME. The most likely weekend is July 1st to 3rd, 2011. We are at an early planning stage and still need to get full permission to use the dish during one weekend. We will update the information with more details as soon as we have received a full GO for this activity. We look forward to work you via the moon on 6 cm! A description of previous activities from SK6OSO is on www.sk6yh.org/activities/sk6oso/ 73 Ulf, SM6GXV and Ingolf, SM6FHZ



PJ2/PE1L 1st ever EME from Curacao

PJ4X

Was QRV from Bonaire (FK52ud). The crew was, PA3FPQ Johan, PE1L Rene, PE1LWT Jurgen, PJ4NX Peter. On 432MHz we did setup our small station at the rented house, a 23 el yagi and a 100 watt brick with preamp close to the antenna. After 4 qsos the Transceiver TS2000 got suddenly a problem, on all bands it sounds like static rain even without a antenna connected. We did use our spare FT100 and manage to get another 6 stations in the log for a total of 10: PI9CAM, DL7APV, OK1DFC, I1NDP, UA3PTW, DK3WG, DL9KR, K2UYH, HB9Q, WA4NJP.

PJ2/PE1L

From Curacao (Locator: FK52nc) we also operated 432MHz and we made 12 stations happy with a new DXCC: PI9CAM, OK1DFC, HB9Q, UA3PTW, DL7APV, OZ4MM, DK3WG, DL9KR, DF3RU, I1NDP, WA4NJP, K2UYH. Highlight where the CW qsos with OZ1HNE on 144 and DL9KR on 432. At least we are happy with the result. 73 René PE1L

Albania

OK1DFC plans his ZA1EME expedition on 70cm, 23cm and up now for September.

432 MHz

432 CW random segment Ever since I can remember the CW calling frequency on 432 has been 432.010. Many stations are now reporting (Europe and US) that the bottom 20kHz of 432MHz is full of birdies. **G3LTF** would like to suggest that we change the CW calling frequency to **432.030**. The change would surely be a step in the right direction in trying to increase CW operation on 432MHz.

SM2CEW: Good suggestion. I have a lot of birdies in the low end of the band so a move up in FQ will help in my case. If 432.030 is the calling fq I suppose that ± 10 kHz is to be expected as the main area where people will hang out.

DL9KR: Here, birdies are everywhere but their number decreases moving away from 010. Therefore I support Peter's idea.

SV1BTR: 432.020 - 432.040 makes sense to me.

It looks like most stations agreed with Peters proposal, so lets try how it works in practice.

Some **new stations** in JT56 appeared lately:

WA0ARM Bill	8x15el.	150w	
VK3KH Michael	1x17el.	200w	
K17JA Bruce	1x28el.	150w	
PY2BVF Benito	2x25el.	500w	
DL1SUZ Uwe	2x7,7wl.	300w	
WQOP Greg	2x13wl.	400w	no elev.
IW4BLG Pierluigi	1x23el.	50w	

SSB contest

G3LTF: On 432MHz I worked the following on 2way ssb. UA3PTW, OZ4MM, I1NDP, NC11, F2TU, LX1DB. Heard and CWNr on ssb, JJ1NNJ, SP6JLW, Heard on ssb but never found a CQ, DG1KJG. QSOd on CW SM2CEW, LZ1DX, heard on CW ES5PC, OK2POI, G4FUF, DL5FN. The biggest signal was OZ4MM. On the basis that, for the same antenna aperture, 432 is 9dB harder than 1296 and correcting for power difference, +4dB, the ratio of the stations worked $10 \log 16/6 = 4\text{dB}$ which seems reasonable agreement. Cond were very poor at the start with variable and spread faraday but after local sunset were much improved. Tnx for the fun, 73, Peter

F2TU wkd in 1 hour activity 2 way ssb: UA3PTW NC11 OZ4MM DF3RU G3LTF. Tnx for the pleasant voice traffic via the moon. Philippe

DJ3JJ Had a lot work with 70cm system. I did copy OZ4MM with very good signal 559 on Sunday until 12 utc. When I was ready with my sequenzer repair I had no luck because Stig went off to enjoy the nice weather. Did also copy DL5FN when he made QSO with OZ4MM. Could copy and work UA3PTW 549 in the evening and this with

only 300W and 4 x YU7EF 7015. Had to reduce my power because of high SWR of about 1:1.6 due to unknown reason. Will put down 70cm system now and concentrate on my 23cm dish. 73s Andreas,

DUBUS contest

WA6PY: was shortly QRV in EU / Dubus contest on 9-10 April. I was on the band about 2 hours each day only toward eastern horizon limited by other home activities. On 432 QSO'd: On Saturday SM6FHZ - Moon was still low and I had 4 dB extra ground noise, next OZ4MM, I1NDP and on Sunday UA3PTW, SP7DCS. I1NDP was exactly on QRM. Fortunately polarization of the signal changes every 15 seconds and QRM on one polarization was much weaker.

SM6FHZ wkd: SV1BTR, OZ4MM, UA3PTW, DF3RU, DL9KR, G3LTF, JA6AHB, PI9CAM, SP6JLW, OZ6OL#, DG1KJG, I1NDP, N4GJV, VE6TA#, WA6PY, K2UYH#, KL6M, DL1YMK#, JJ1NNJ, OK1CA, DL7APV, JA0TJU# and LZ1DX#. It all adds up into 24 QSO's with 6 #. I am quite happy with the results using my new feed (BFR Loop) for the first time in combat. The rx performance seem to have been improved. I had chain-saw qrm for a while during Sat. morning. So even in the deep forest you get QRM from human activities. I had an spectacular arc with 4 fuses blown, that actually lit up the room and had a solid sound effect as well. Faraday had a ball during the full weekend. 90 deg most of the time with sudden fast changes. I started up on H-pol and made 21 changes during the weekend. Getaways were SV3AAF, IK2RTI and others. Tnx to everyone for nice QSO's and a lot of fun! 73 Ingolf

OZ6OL worked 12: UA3PTW, DF3RU, JA6AHB, G3LTF, SM6FHZ, SV1BTR, N4GJV, K2UYH, VE6TA, SM2CEW, OK1CA, SP7DCS. 5m dish 600W and hor. pol. Tnx to all for the qso. 73 Hans.

N4GJV was QRV during the DUBUS EME contest, and I logged QSOs with KL6M, VE6TA, JA6AHB, VK3UM, OZ4MM, I1NDP, SM6FHZ, UA3PTW, OZ6OL, DF3RU, SP6JLW, SP7DCS, DL7APV, DG1KJG, SV1BTR, K2UYH, OK1CA, SM2CEW, and G3LTF. Many thanks to all for the fb QSOs! Got-aways include LZ1DX, DL1YMK, SV3AAF, F6HLC, PI9CAM, OK2POI, PA3DZL, and WA6PY. Conditions often seemed to be very good, but Faraday rotation was often uncooperative. Multiple thunderstorms forced me to QRT, an Saturday, in the midst of what had been the period of best activity, as observed from here. 73 de Ron

SP7DCS: during last 1.5 year me and my son Maciek SP7MC were working on a 6m dish project. Finally, we were able to make a first test on 70cm CW eme! During half of Saturday window

we were struggling to mount dual-dipole feed during high wind. We had to mount feed "just anyhow" and pray it would work. We were not ready with polarization rotor, so we had to mount feed in fixed polarization. We have choosen H pol - but next hours shown that it was wrong decision. First sun noise test shown 12dB, not optimal yet, but OK quick installation of feed. I we had about 300W at feed. At late Saturday afternoon we were able to work OZ4MM as a first qso with new antenna. We had a lot of fun during and were able to make 14 qsos. I believe Mr Faraday was not cooperative at all. I wish we had mounted the feed in V pol on Sat. morning. Anyway I found signals stronger than with the old 4 yagi array. The highlight was qso with Paul WA6PY that is a single yagi station. Contest log: OZ4MM, SV1BTR, K2UYH, N4GJV#, UA3PTW, KL6M, I1NDP, G3LTF, PI9CAM, OK1CA#, SM2CEW, WA6PY#, DF3RU, OZ6OL#. VY 73 !!! de Chris



SP7DCS New 6m dish for 70cm

VE6TA found good conditions the first moon pass. Worked: N4GJV, (VK4EME# outside contest), KL6M, JA6AHB, SV1BTR, SP6JLW, UA3PTW, G3LTF, I1NDP, DF3RU, OZ6OL, SM4IVE, DL7APV, SM6FHZ, IK2RTI, OZ4MM, LZ1DX, DG1KJG. 73 Grant

G3LTF was intermittently active due to many conflicting activities (and resultant tiredness!) The conditions were very difficult, Faraday shift was around 90 degrees variable and mostly very sharply defined (at times I couldnt even see my echoes on the SDR, very unusual, until I rotated the feed). There were also very varied and deep

fading patterns. I suspect we may have got too used to the last few years of low solar activity and a stable ionosphere. I worked 21 on CW. DF3RU, UA3PTW, DG1KJG, SM6FHZ, OZ6OL, LZ1DX, JA6AHB, DL7APV, SP6JLW, SV1BTR, IK2RTI, PI9CAM, K2UYH, DL5FN, SV3AAF, VE6TA, I1NDP, SP7DCS, F6HLC, OK1CA, N4GJV. Heard JA0TJU, G3LQR, OZ4MM. 73 Peter

OK1CA worked OZ4MM, SV1BTR, UA3PTW, JA6AHB, KL6M, SM6FHZ, JJ1NNJ, I1NDP, PI9CAM, G3LTF, DF3RU, SP6JLW, DL1YMK #, SP7DCS, N4GJV, SM2CEW, OK2POI #, DL7APV, DG1KJG, K2UYH and OZ6OL. The both days was very strong wind here. Franta

1296 & up 1296 SSB contest

G3LTF could not operate on ssb due to a tx tube flashover problem but I was QRV 1800-2300 on CW and worked the following 16 stations ssb-CW All with Q5 copy. G4CCH, OK2DL, F2TU, OZ6OL, SM4IVE, LX1DB, UA3PTW, RA3AUB, SP7DCS, WA6PY, SP6JLW, VE6TA, K2UYH, K5AZU, N2UO, F5SE/P. Hrd on ssb IZ1BPN, Hrd on CW G4RGK, 9A5AA, S59DCD, DF3RU, VA7MM. Worked on CW DL6SH. I was running only 300W at the feed. Condx seemed good but a dissapointing low number of US stations, I guess due to the wx situation. 73 Peter

F2TU made 36 qsos and worked 2 way ssb: W7JM, K2UYH (modulation problem), K5AZU, VK3UM, OK2DL#, DL6SH, SP6JLW, I5MPK, HB9BBD, LX1DB, SM4IVE (modulation problem), UA3PTW, RA3AUB, OZ6OL, IK3COJ, HB9MOON, SV3AAF, SP7DCS, IZ1BPN, DF3RU, DL1YMK, OZ4MM, SV1BTR, PA7JB, ES5PC, F5SE/P#, IZ2DJP, S59DCD, G4CCH, N4PZ, VE6TA, WA6PY, N2UO. SSB/CW: G4RGK, G3LTF, VE3KRP. Hrd and CWNr on ssb: DL4DTU (ssb), SD3F (cw), K5JW(ssb), PA3FXB(ssb), JA6CZD (cw), VA7MM (cw). Phillippe

LX1DB worked 38 stations on Saturday.

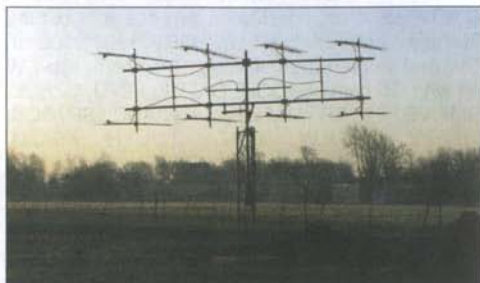
VK3UM wkd: N2UO, W7JM, VE6TA, K2UYH, VA7MM, VK5MC, VK2JDS, OK2DL, UA3PTW, VK4CDI, SP6JLW, F2TU, HB9BBD, SM4IVE, I5MPK, OZ4MM, LX1DB, OZ6OL, HB9MOON, DL6SH, RA3AUB, SV3AAF. Total 42x11. 73 Doug

2320 MHz DUBUS Contest

CT1DMK: First pass 30 stations: JA4BLC, OK1CA, OK1KIR, RK3WWF, SP6OPN, LZ1DX (unspaced cw), SV1BTR, IW2FZR, F2TU (killing my ears), PA0BAT, ES5PC (very doted call :-), SV3AAF, OH2DG, LA8LF, G3LTF, G4CCH,

SM2CEW, VE6TA, WW2R, S50C, K2UYH (wild LO), DL1YMK, OZ4MM, W5LUA, DL4MEA, WA6PY, PY2BS, SP6GWN, WD5AGO, LX1DB (below his window!!!) Second pass: 9 more: JA8ERE (quick trigger, tks), SD3F, G3LQR, G4DDK (patient with me), PA3DZL, W7JM, VE4MA ('twin-peaks'), NA4N, S59DCD. Total 39 QSO's. Added #22 and now I'm #44 on this nice 13cm band. Thanks to all for the nice weekend. Luis Cupido, CT1DMK. 5.6m/150W/0.3dB

OK1CA: The part of DUBUS Contest was for me the best Contest on 13cm. I worked Saturday 40 QSOs and Sunday 8 QSOs - summary 48 QSO. Initials CT1DMK, G4RGK, S50C # 100, S59DCD and SM3JQU. Very good activity from all regions and the good signals from stations with small dishes like G4DDK, G4RGK, SP6GWN, IZ2DJF etc. Thanks to all for the nice weekend. Franta



WA0ARM 8x15el. 432 MHz

3400/3456 MHz

Dubus contest

WA6PY I was testing new OE5JFL tracking system DRIACS-G2 for 3.6 m dish. Alex HB9DRI made very good job, system worked very well all the time. I had little bit of wind, system was correcting antenna position even though I have some backlash in AZ drive. I am planning to build the same tracking system for my 3 m dish used on 10 and 24 GHz. On 3.4 GHz I QSO'd: OK1KIR - strong OK1CA, DL1YMK - strongest on the band, OZ6OL, ES5PC, OH2DG, S59DCD. On Sat. hrd G3LTF, but could not find Peter anymore later. On Sun hrd LX1DB and VE6TA. Vy 73 Paul

OZ6OL worked 11 stations: OK1KIR, OK1CA, OH2DG, ES5PC, DL1YMK, WA6PY, G3LTF, LX1DB, S59DCD, HB9JAW, W5LUA. 5m dish and 40Watts on 3.4GHz cir. pol.

Thanks to all for the qso. vy 73 de Hans.

HB9JAW: went to setup the station at HB9Q. It is a very difficult task as the dish is too large for this freq. and on lower elevation not usable at all. Then will measuring the sunnoise I was not happy at all, As the noise was down many db's. Rethinking my

last setup I found out that the feed was off focalpoint by about 30cm. This changed quite alot. But time was running out so no further adjustments were made. After about 1 hours off activity I worked 6 stations OK1KIR, DL1YMK, G4NNS, OK1CA, S59DCD, ES5PC. Signals are still down compared to last year but usable. I got another 9cm licence valid until summer 2012. 73 de Michel

VE6TA found fair conditions, the second pass with many QRZ. Worked the following stations: S59DCD, OK1KIR, DL1YMK#, ES5PC, LX1DB, OH2DG. I cwnr on 3400; LZ1DX, W5LUA. Both had fantastic signals. 73 Grant

OK1KIR found good activity. Worked OK1CA, OH2DG, OZ6OL, ES5PC, DL1YMK, HB9JAW, G4NNS, S59DCD, G3LQR, SM4DHN, WA6PY, G3LTF, LX1DB, PA0BAT, VE6TA, W5LUA and WW2R O/O. Total 17 QSOs. Unfortunately no new initial. Tonda, Vlad and Jan for OK1KIR

OK1CA worked OK1KIR, OH2DG, OZ6OL, ES5PC, DL1YMK, G4NNS, HB9JAW, S59DCD, SM4DHN#, G3LQR, WA6PY#, LX1DB and G3LTF. The both days was very strong wind here and I had the trouble with 10m dish on 3,4 GHz. Franta

G3LTF wkd 12 stations on CW: DL1YMK, LX1DB, S59DCD, OK1KIR, OK1CA, ES5PC, OZ6OL, G4NNS, OH2DG, HB9JAW, PA0BAT, G3LQR. Unfortunately before I got a chance to work the US window one of the PA units failed. W5LUA was heard. Thanks to everyone for the nice QSOs. 73 Peter

W5LUA was able to get on for an hour on Sunday and worked the following: DL1YMK, ES5PC, S59DCD, OK1KIR, OH2DG, LX1DB, OZ6OL. I must say Michael DL1YMK takes the prize for the strongest signal. Congrats Michael! Best 73 Al. 5m and 160 watts in the shack

WW2R: This weekend dusted off the dish after its 5 month hibernation. Saturday, despite gusting winds at my moonrise heard OK1KIR, ES5PC, K5GW and HB9JAW then I got called to the QRL and didnt get back until after EU moonset. Sunday while setting up one of the pa modules went from 15A quiescent to 4A and produced no output so final stage blown. Despite this, and using just one module (50W) worked OK1KIR, ES5PC, DL1YMK (loudest signal of the weekend award) and OH2DG for a new initial and country. CWNLR LX1DB, S59DCD, heard VE6TA, W5LUA. Dave

10GHz

Dubus contest

OK1KIR wkd: F2TU only O/O due to a decrease in output pwr. Due to that failure and resulting

repair missed VK3NX (hrd) and JA6CZD. After repair with full pwr (over 35W in feed) F1PYR #54; ON5TA; ES5PC; G4NNS; HB9SV; PA0EHG #55; R3YA #56; F5JWF; IQ4DF; IZ2DJP # 57; OK1CA; WA6PY and LX1DB. 13.3. first echoes already at elevation of only 1.7°. OK2D #58. It is our smallest rig worked on 3cm EME (1.2 m/17 W tropo rig with H polarisation!). Close to the contest end suddenly W7CJO (= ex WA7CJO) with obvious great signal. In total 16 QSOs on 10GHz. F2CT & 9A5AA only CNR and hrd 539 by DF9QX. Measured noises G/CS 4,8 dB; Sun 18,2 dB (SF 120), Moon 2,7 dB (in first quarter).

ON5TA enjoyed very much participating in the contest with my small set-up, 35 W and a 2.3 m offset dish. I found good activity and quite stable conditions. R3YA had a strong and very constant signal during all week-end with his 2m dish! Had QSOs with F2TU, OK1CA, F1PYR (#), OK1KIR, PA0EHG (#), F5JWF, G4NNS, IQ4DF, HB9SV (#), WA6PY, R3YA (#), LX1DB, ES5PC and W7CJO. No skeds, all random. Total 14 QSOs and 4 new initials. 73 Eric

WA6PY Prior to the contest weekend 12/13 March I reinstalled 10 GHz setup on the feed. Then I discovered that transverter RX gain dropped by 15 dB, TWT trips when I apply even very low power to the input. It was not much time to do any repair. I quickly and in dirty way extended spare TWT supply wires. TWT is located in the focal point and power supply on the rear of the dish. New TWT has lower power compared to the old one. I did not had time to play with magnets. I just put few on outside to lower helix current. My echoes were weaker then in the past. Thanks to the extra gain in LNA's in the focal point cascade NF was almost the same as originally and I was getting 1.6 dB of Moon noise. Before it was in average 0.2 dB better. QSO'd: OK1KIR F2TU HB9SV OK1CA ON5TA W7CJO ES5PC G4NNS. Vy 73 Paul

News

Silent key

LU8EDR, passed away. He was in his early fifties. He was working on his new dish up on the roof of the house when he apparently had a deadly heart attack. I worked with Daniel for several years. He was the best technician I ever worked with, and also a very honest and respectful person. He was passionate about motorcycles. Together with LU4DHD, we made the first 23 cm EME QSO from LU in 1998. RIP, Daniel. Marc, N2UO

23cm EME Newcomers

ZS6WAB (KG46) plans to be active on 23cm EME with a 5.5m dish and 500w.

SV2DCD (KN00) plans to be active soon on 23cm EME with a 3.2m dish.

4O3A (JN92) plans to be active from DXCC Montenegro on 23cm & 13cm EME with a 7m dish.

1st QSO on 24GHz G to OK

On May 4th OK1KIR wkd G4NNS on 24 GHz EME for the 1st ever QSO between G and OK. Congrats

W.W. A.R.I. ITALIAN E.M.E. MARATHON 2010, Top 3

	CALL	QSO	Multi	Points
Category 432 MHz. 1B				
CL*	I1NDP	166	25	415.000
1	OK1DFC	109	26	283.400
2	DL7APV	87	25	217.500
3	DG1KJG	66	21	138.600
Category 432 MHz. 2B				
1	DL7APV	281	52	1.461.200
2	OK1DFC	220	46	1.012.000
CL*	I1NDP	191	41	783.100
3	OK1KIR	54	25	135.000
Category 1296 MHz. 1C				
1	JA6AHB	111	27	299.700
2	IK3COJ	104	28	291.200
3	IK5QLO	72	21	151.200
Category 1296 MHz. 2C				
1	G4CCH	268	36	964.800
2	OK1DFC	191	34	649.400
3	SP6JLW	186	33	613.800
Category 1296 MHz. 3C				
1	PA3FXB	240	29	696.000
2	G4CCH	145	33	478.500
3	JA6AHB	101	25	252.500
Category 2.3 GHz. 1D				
1	OK1CA	83	23	190.900
2	SP6OPN	76	23	174.800
3	OK1DFC	72	22	158.400
Extra Category 2.3 GHz. Digital				
OK1DFC	5	3		
Category 5.7 GHz. 1E				
1	OK1KIR	49	18	88.200
2	WA6PY	10	9	9.000
3	JA4BLC	6	6	3.600
Extra Category 5.7 GHz. Digital				
OK1KIR	4	3		
Category 10 GHz. 1F				
1	OK1KIR	22	13	28.600
2	WA6PY	14	8	11.200
3	JA4BLC	7	5	3.500
Extra Category 10 GHz. Digital				
OK1KIR	1	1		

Here you see the complete results:

<http://www.eme2008.org/ari-eme/WW%20EME%202010e.pdf>

Congrats to the Winners. 73de Enrico I5WBE

73 Bernd DL7APV

VHF News

Australia & New Zealand

ISCAT for Microwave Aircraft Scatter

Rex VK7MO and Dave VK3HZ have been experimenting with digital modes for aircraft scatter at 10 GHz. They are using around 7 watts to 65 cm dishes. While the WSJT mode JT65c works well for aircraft that cross at angles of up to 10 or 15 degrees at higher angles the variation of Doppler (40 Hz per minute or more) becomes too great for WSJT to follow even with AFC. It has been found that for larger crossing angles the new ISCAT mode in WSJT9 works well and can cope with Doppler variations of up to 1000 Hz per minute as occurs at 10 GHz when jet aircraft cross at right angles.

While ISCAT has an averaging feature that works to around -17 dB (on the WSJT scale) it has been found that at 10 GHz aircraft scatter comes in short bursts of a second or so and that non-averaged decoding by clicking on the waterfall produces better results even though it works to only around -10 dB. On shorter aircraft scatter paths such as 450 km the bursts of signal can peak at +5 dB and even on long paths of 700 km peak signals of -2 dB have been measured – albeit for only a fraction of a second. Good decodes can still be obtained on weaker bursts down to -10 dB on longer messages such as two call signs and a report and -12 dB on short messages such as RRR. For aircraft crossing near right angles it is found that an aircraft produces only one or two burst of a second or so duration but these still decode well though clicking on the waterfall – but it does take some practice to learn the operating procedures and react quickly when a burst of signal is detected.

ISCAT provides for TX/RX periods of 30 and 15 seconds as selected by clicking on the box near the centre at the bottom of the WSJT 9 window. It is recommended that 15 second periods be used for microwave aircraft scatter as this potentially allows a QSO to be completed on a single aircraft crossing as has been achieved with aircraft crossing at 30 degrees. At larger crossing angles it will usually be necessary to use multiple aircraft but still the faster TX/RX period is an advantage.

New 10 GHz VK Digital Record

On 11 March Dave VK3HZ operating portable from Andy VK2ES's property on the North side of Mt Macedon and Rex VK7MO operating portable from near Peterborough South Australia achieved a new 10 GHz digital record of 715 km. The QSO was achieved using ISCAT on aircraft crossing at between 65 and 75 degrees on either the Sydney-Adelaide or Adelaide-Sydney flights. Signals peaked at -2 dB. It took bursts from 5 separate

aircraft over 90 minutes to complete the QSO and some produced no signals at all.

VK2KU

Qualifies for Digital DXCC on 144MHz

Congratulations to Guy VK2KU on being the first VK to work 100 countries on 144 MHz and qualify for DXCC. Guy provided the following report:

DXCC is a good award because it is eminently achievable, especially on the HF bands. When I began playing with EME in late 1999, the only mode was CW except for SSB with super-stations. A DXCC on 2 m is of course only possible using EME, but for an ordinary station to achieve this on CW is an almost impossible dream. The arrival of the WSJT Digital modes (JT44 at the end of 2002 and JT65 four years later) changed all this, and DXCC became a real possibility.

The first award to which EME stations aspire is WAC (Worked All Continents), not trivial with the lack of stations in some continents, but not hard either. At the other end of the scale of difficulty lie the American WAS (Worked All States) and the Australian WAS VHF awards; these are particularly difficult on EME because you have to work all 50 American States, or all 8 prefixes VK1 to VK8 in Australia, and there just aren't the necessary EME stations in some states. DXCC is easier than those awards because you don't have to work them all, just 100!

I now have 21 DXCC entities on 2m EME CW, but I have also worked all of those again using the Digital modes. So it has taken from December 2002 to March 2011, rather more than 8 years to work the magic 100 entities or "countries" on 2 m Digital EME. Of course the first countries worked were the easy ones: the USA, Germany etc, and all of those early countries have been worked again many times since, up until Cyprus 5B in January 2005. I have not worked Cyprus again, so in one sense the 100 countries have taken only 6 years or so. The 100th was HL5QO in March 2011.

The first 50 come fairly easily and steadily. These are the countries with at least several resident EME stations, sometimes dozens. The next 30 are harder because where only 1 or 2 stations operate regularly in a country, they often have only 1 or 2 yagis and quite modest power. They may also live in RF-noisy cities, creating serious problems of deafness! VK was once quite a rare country on 2m EME, but we now have enough regular stations to have met most of that demand. Above 80 countries you are relying more and more on EME expeditions to rare countries, usually well equipped, but with limited time and very much in demand with the corresponding pileups. The last 10 come quite slowly and consist almost entirely of such expeditions with the occasional resident station like HL5QO, my 100th. It's a great feeling to have made it at last, though I still have a few QSLs to collect.

They say that the next 10 actually seem easier! It's also time I worked some more CW EME, which has its own special satisfaction.
(Many thanks to Rex VK7MO for the above reports)

2m Es from ZL in January 2011

On the 3rd January southland stations around 08:46 UTC with stations, ZL3NW, ZL4LV, ZL3AUU, ZL3JT, ZL3ADT, ZL4PP and ZL3TLA were working VK1 and VK2 districts.

On the 12th January between 22:00 to 23:50 UTC, ZL1 were working both VK4, VK2. Also on the 12th at 22:40 UTC ZL3OZ worked VK9NA at 1712 km. The same afternoon, on the 13th Bob, ZL3TY reported working 27 station in total, VK4, VK2, VK1 and VK5 stations with reported VK5ZK as Bob's first VK5 terrestrial contact at 2917 km and reported as a nice double hop opening.

David, ZL4DK also reported working two VK2's with only 25 Watts mobile and a 1/4 wave whip while parked on the grass at Haast Township on Thursday the 13th. The following day being Friday the 14th David reports, "There was a lovely opening to VK2 and VK4 on 2 m. I worked VK4OX 5/3 over a 2 hour period, along with VK2BCC, VK2ZT, VK2DVZ, and VK2AMS. This was from Knights point and I logged the first QSO to VK4OX at 2031 local time.

On the 15th January at around 23:24 UTC, ZL1 worked numerous VK2 stations via 2 m Es.

Steve - ZL1TPH

JA7KAB in Miyagi Pref. said 'We live safely at home but spent a few weeks using candle light. Our daily life is improving'. Another microwaver, JA7IRI, informed us that all were ok but petrol had been unavailable for a while after the Quake.

'The Quake was severe enough to mess up shacks even in JA1', said Hideyuki, JE1BQE (6m) in Metropolitan Tokyo, JA1CUY and JF1VAS (microwave) in Chiba Pref., JA1WQF (EME) in Toride City, Ibaraki Pref., 7L1RLL in Kawasaki City and JA1DUC (microwave) in Hadano City, Kanagawa Pref., and JH1EFA (EME) in Saitama Pref. 'No significant damages', said JG1QGF, JA7JJN/1 and JA1ATI in Tokyo. The similar reports arrived from JA0RUZ, JA0BQU, JA0DAE, JA0TJU, JH0TOG, JH0WJF, JH9CFT, JN7WGO, and JN7EZE. All of them are microwavers or EMEers.

Japanese amateurs lost some colleagues and their families. The readers may have looked at the disasters through the Internet and television. I would like to pray their souls may rest in peace.



QSL est omen

I moved again. My new address is 2-4-204 Higashi Koorimoto-cho, Kagoshima City 890-0068 Japan.

Microwave Japan

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

The Earthquake

by Seiji Fukushima, JH6RTO

Here is some information that I received from the Quake areas.

One of the famous EMEers, Koji, JM1GSH, in Kita Ibaraki City, Fukushima Prefecture reports: I survived from the office building destructed but I am OK anyway. Even now we have a lot of aftershocks; however, the infrastructures are recovering. Japan Railway started its operation from Takahagi and Iwaki across the boundary of Fukushima and Ibaraki Prefectures. My shack recovered partly and, then, I was able to chase PJ4. I sincerely appreciate warm messages from a lot of hams.

Another EMEer, JR7JPM in Ibaraki Pref., lost his car and his office was destructed, but he is safe. Six-metre hams of JA7QVI in Fukushima Pref. and JA7WSZ in Miyagi Pref. survived but lost everything. Microwavers, JA7AVQ, JA7HKY, and

Microwave USA

Editor: Kent Britain, WA5VJB
WA5VJB@flash.net

47 GHz EME

KC6QHP is working towards his 47 GHz EME station, but in a very different way. Tony is planning to do it solid state! Tony has acquired a wafer of 4 watt MMIC amplifiers that cover the 47 GHz frequency range. And not very many of us have their own wirebonder to mount the dies. Some 30 years ago the US was developing it's 45 GHz Milstar program. One of prototype transmitters used 16 Impatt diode oscillators and a waveguide

power combiner. Will, W0EOM has one of these surplus transmitters. The plan is to split the 16 way power combiner as an 8 way splitter and as an 8 way combiner to combine 8 of the 4 watt MMIC amps. This would give Tony about 30 watts solid state on 47 GHz.



KC6QHP millimeter stations



KC6QHP's wire bonder

Microwave Update 2011

I would like to invite everyone to the Microwave Update Conference held this year in Enfield, Connecticut this October 13 to 16. Please visit www.microwaveupdate.org for current information

Microwave Europe

Editors:

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

Microwaves UK

Martlesham Microwave Round table (MMRT) meeting

The UK's Premier microwave meeting has moved to April from its previous November timeslot. This was at the request of a significant number of

visitors who felt that a move to a time after the clocks went forward would make travel easier. I am pleased to report that the move was successful and almost as many visitors registered and attended as last November, in spite of at least one big counter attraction (the Kempton Park rally).

This year's talks programme was varied and leading edge with G8AGN and G0EWN, talking about their record breaking optical distance record and first UK lightwave contact at over 100km (remember, the UK has few long line-of-sight paths). Barry and Gordon have gradually improved their optical lens system by using some clever optical techniques and also by using DSP based systems to remove 50Hz and harmonic street and other lighting system interference.

For the record, G8CYU and the Tyneside group have since further increased the UK distance record to 117km from Barry and Gordon's 111km! DL4MEA talked about his superb Mode S aircraft tracking system. The small receiver unit is more sensitive than the commercial offerings and Günter's software seems to be a lot more effective. With the, small, vertical, antenna contained within the measurement room and no window with direct view to the south east, aircraft over northern France round to the Low Countries were being reliably received and decoded.

G7OCD demonstrated his USB power meter system. This was initially developed before several of the commercial 'big boys' made their expensive commercial offerings available. Only now has Jason brought the system to public attention.

We had two American speakers, one of whom is actually British, but has lived in the USA for many years. Dave, WW2R, talked about his experiences with a number of very high power SSPAs for the microwave bands. Our invited speaker was Paul, W1GHZ, who many will know from his on-line antenna book and many great circuit designs. Paul spoke about his simple microwave transverter designs. These are becoming well known in the USA and are justifiably popular as starter transverters.

John, G4SWX, of high power 2m 'fame' spoke about his highly unusual and innovative antenna designs that you might just see appearing commercially in the future. Since John retired he has been spending a lot of time further developing these antenna designs.

As well as the talks programme there was the usual measurements facility, flea market and the opportunity to meet and chat with friends you may not have seen for some time.

All of this took place on Sunday 17th April at the BT Laboratories, Martlesham, near Ipswich. The previous afternoon and evening there was a pre-meet held at a local hotel where we were all able to meet up and chat before the usual group dinner in the evening.

Next year the MMRT will be held on the 28th and 29th April. The last full weekend of April will be the new date for MMRT.

Put it in your diary now!

MMRT 2012 will be just a few months ahead of

EME 2012, to be held in nearby Cambridge. In spite of this, MMRT 2012 will be back to being a full two day event. We hope to see many of our regular overseas visitors as well as a lot of new faces.

Band activity

The majority of UK microwave activity seems to be concentrated around the UKAC contests on Tuesday evenings with the 23cm event particularly popular. The 13cm and up UKAC is steadily increasing in activity, especially since 13cm was split from 23cm at the beginning of this contest year.

There is some evidence that stations on the continent are more reluctant to call towards the UK or even initiate contacts via KST. We are not sure why this is, but the change to the UKAC rules that limit scoring for UK stations to points/km only for all contacts, but UK only squares counting as multipliers, may be giving the impression that UK stations are no longer interested in working to the continent. This could not be further from the truth and I would like to assure everyone outside the UK that your contacts are both needed and appreciated. Some of us are seeking to get this strange RSGB VHFCC rule changed.

The level of activity from GM has improved steadily for several years and in the last 23cm UKAC more than 12 GM stations were active. Some of the guys up there struggle -by on just a few contacts all evening. Please beam towards GM on Tuesday evenings. These guys deserve to make lots of contacts using aircraft reflection (very effective up to around 700-800km) and tropo across the North Sea.

One particularly notable contact (outside UKAC and NAC) was made by GM4PMK (Isle of Mull - IO66) who, on the 29th April finally succeeded in working GM3SEK (near Stranraer- IO74) on 23cm over a very difficult path using a combination of Roger's polar mount EME dish and Ian's tropo antenna system. The mode was aircraft scatter. Roger had previously worked, on 13th April, GM0USI/P (Isle of Skye -IO76) on 23cm using scatter or reflection from some as-yet unidentified 'object' to the S.E. of Mull.

A strange report was received from IZ5ILX (JN54) who claims to have received an FSK441 burst from G0DJA (IO93) on 1296370.0 MHz using, presumably, MS. Dave, G0DJA, was running just 10W RF output at the time. Naturally there is a lot of scepticism about the authenticity of this claim. Is it possible?

During the 13cm and up UKAC on 26th April conditions were felt to be difficult by many of the contest entrants. However, Hepburn was showing the presence of a small ducting area between the UK and OZ. OZ1FF worked a number of UK stations on 13cm with signal levels ranging from close to noise level up to S9. He was worked by GM4CXM, G3XDY and G4DDK. Kjeld also worked John, G3XDY, on 6 and 3cm.

Nick, GM4OGI/DL4, has been reporting his reception in Cologne of the Martlesham beacons on 23cm and 3cm. As well as the usual morning

'Microwave Greyline' (Nick's term!) enhancement of the 3cm beacon he has also noticed brief signals from GB3MHL corresponding with local thunderstorms. I put this down to lightning scatter, but Nick believes that the lack of any Doppler on the signal makes it appear more like a refraction path. He has reason to believe that cloud to cloud discharges provide the best signals. He has provided a number of 3D plots of the very brief bursts received in Cologne. I'm sure we'll hear more about this from Nick.

73 de Sam, G4DDK



Inside the measurements room at the Martlesham Microwave Round Table. G3XDY on the left, with G4DDK on the right, taking measurements. Paul in the background.



Dave, WW2R/G4FRE on the left, enjoying a break from the talks, with John, G8ONH.

Microwaves France Reports

This year, the Rain Scatter season icame very early specially into northern part of France with very high pressure, hot temperature and low moisture. The activity on 24 GHz band is increasing drastically and some qos in the 200 /300 km range are "easy " even with smallest stations (500 mW/48 cm dish)

So I hope that new RS world record on 10 and almost 24 GHz will be reached soon!

I wish you a lot of fun during summer on SHF

Vy 73 Guy F2CT

F4DRU/P, JN18GF, wkcd:

April 2nd 2011

10 GHz :

F6DRO	JN03TJ	542km
F6CXO	JN03SL	534km
F1DBE/P	JN19BC	102km
F6DWG/P	JN19AJ	135km
F6APE	IN97QI	256km
F2CT/P	IN93HG	629km

24 GHz:

F6DKW	JN18CS	65km
F1DBE/P	JN19BC	102km

73, Yoann F4DRU

F2CT/P, N93HG, wkcd:

April 2nd

10 GHz:

F6DKW	JN18	670 km
F4DRU/P	JN18	628 km 52/53
F6DWG/P	JN19	729 km

F2CT/P, JN14CS, wkcd:

April 6th

10 GHz:

F6DKW	JN18	444 km
F6DWG/P	JN19	514 km

24 GHz:

F6DWG/P	JN19	514 km only heard 2 times
---------	------	---------------------------

519 during 10 min test!

F2CT/P, JN07MF, wkcd:

April 7th

10 GHz:

F1DBE/P	JN19,	F1PYR/P	JN19,	F6DKW	JN18,
F6DWG/P	JN19,	F5BUU	JN03.		

24 GHz:

F1BZG	JN07
-------	------

F2CT/P, JN07NI, wkcd:

April 8 th

10 GHz:

F1HNF	IN97,	F6DKW	JN18,	F6DWG/P	JN19,
F5BUU	JN03,	F1VL	JN03.		

F2CT/P, JN16DL, wkcd:

April 13th

10 GHz:

F1VL	JN03,	F6DRO	JN03,	F6CXO	JN03,	F5HRY	JN18,
F6DWG/P	JN19,	F6DKW	JN18,	F1BZG	JN07.	F6APE	IN97 via RS!
F6CBC	IN94 via RS,	F1PYR/P	JN19,	F1DBE/P	JN19 via RS.		

F4CKC/P, JN19BC, wkcd:

April 24th

10 GHz:

Hrd:	LX1DB	JN39	59s,	ON0GHZ	57s,	F1ZAI	JN07
	59s,	F5ZWM	JN05	51s,	F6CBC/B	IN94	51s,
		F5ZBA	JN06	41s;			

QSO:	DF2GB	JN39	59s,	F6APE	IN97	58s,	F1BZG
	JN07	58s,	F2CT/P	IN93DH	59s	707km;	F1NPX/P
	JN29	59s.					

73 Pat F4CKC

F1NPX/P, JN29DH, wkcd:

April 24th

10 GHz:

DF2GB	JN39GM	59s,
F5DQK	JN18GR	59s,
F6FAX/P	JN18CP	59s,
F4CKC/P	JN19BC	59s,
DH2SAV	JN48QU	59s (new loc),
DL7QY	JN59BD	59s.

73's Dom F1NPX

F2CT/P, IN93DH, 400m asl wkcd:

April 24th

10 GHz:

F6DWG/P	JN19	734 km
F4CKC/P	JN19	708 km
F5HRY	JN18	675 km
F6DKW	JN18	677 km



F2CT/P, IN93DH, 400m asl, on April 24

**ON4SHF/P, JO10, (OPs ON4IY and ON4CDU)
wkd on 24 GHz:**

March 5, 2011

F6DWG/P	JN19	190km
F6DKW	JN18	242km
PA6NL		145km
PE1MPP		187km, qso no possible

due to their 400mW !!!

March 6, 2011

PA0BAT 187km

PA3AWJ 140km

Very nice weather on sunday but very cold with moisture.

Rigs: DBF W1GHZ, 3.5W, DB6NT NF 2.3dB, 85cm offset.

73 qro xtof on4iy/on4cdu (on4shf/r)



ON4SHF/P in JO30

EA3XU/3, JN11IP, wkd.

April 8th 2011

First test on 24GHz with EA5YB/3, JN01XG, 59 SSB over 75 km.

Rigs:

EA5YB/3 Tx 30mW + Procom 45cm + LNA SMD

EA3XU/3 Tx 2.5W + offset 47cm + LNA WR42

73s Benjamin EA3XU



EA3XU/p, JN11IP, on 24GHz



EA3XU 24 GHz TVTR

ON4IY, JO20HT, wkd:

24 GHz:

April 23rd 2011

F6DWG/P JN19 242km, F6DKW JN18 286km,

F5HRY/JN18 286km.

F6DWG/P, JN19AJ, wkd:

April 22th 2011: first RS opening on 24 GHz in 2011:

ON4IY, JO20HT 242km 59S with 5° tilt. (On 10 GHz DL7QY received F5ZTR over 600km)

April 23rd 2011

PA0BAT JO21 423 km.

73s Marco F6DWG

Weltrekord im 76 GHz-Band wieder in Europa

Am 08.03.2011 holten DL2AM, DL2GWZ und DJ5AP den Weltrekord wieder nach Europa. Bisher lag der Entfernungsrekord bei 177 km, gehalten von einem US-amerikanischem Team. Mit einer Verbindung zwischen der Zugspitze (JN57lk, 2962 m ü. NN) und dem Feldberg im Schwarzwald (JN47au, 1450 m ü. NN) überbrückte das deutsche Team nun eine Entfernung von 228 km, was einer Steigerung von fast 30 % entspricht. Dabei kam es sogar zu FM QSOs.

Um das Vorhaben zu realisieren, war große Beharrlichkeit nötig: In jahrelanger Entwicklungsarbeit sorgte Philipp, DL2AM, dafür, dass uns die neueste Technik zur Verfügung stand. So verfügten wir nun, im Gegensatz zum Versuch vom 16.01.2010, bei dem der Europarekord fiel [1], auf beiden Seiten über jeweils einen Transverter mit Wendeverstärker [1] & [2]. Mit dem herkömmlichen Transverter, der 2010 zum Einsatz kam, wäre der Weltrekord Versuch mit Sicherheit sehr viel schwerer gewesen, wenn überhaupt möglich. Neben der Technik spielte aber auch das Wetter eine entscheidende Rolle: Wir waren auf sehr trockenes und kaltes Wetter angewiesen. Wir dachten auch, dass eine klare Sicht eine unabdingbare Voraussetzung sei. Über mehrere Wochen hinweg beobachteten wir daher das Wettergeschehen im Februar und Anfang März sehr genau. Bereits fest ins Auge gefasste Termine wurden teilweise 12 h vor Beginn wieder verworfen. So trafen wir auch erst am Abend des 07.03.2011 den endgültigen Entschluss, den Weltrekordversuch am folgenden Tag zu wagen. Vorhergesagt waren Morgentemperaturen von ca. 15 °C auf der Zugspitze und 5 °C auf dem Feldberg, dazu sonnig und Sichtweiten jenseits von 180 km. Der Hochnebel, das größte Problem der Vortage, sollte bis max. 800 m ü. NN reichen. Das einzige Problem schienen die schnell steigenden Tagestemperaturen zu sein. Es galt also die Weisheit: „Der frühe Vogel pickt das Korn.“

Mit einer ersten telefonischen Lagebesprechung um 04:15 Uhr begann für uns der Tag. Wenig später machte sich DL2AM auf den Weg von Leutkirch zur Zugspitze, DL2GWZ startete von Bensheim in Richtung Feldberg. Bereits um 07:15 Uhr erreichte DL2GWZ den Feldberger Hof, wo er mit DJ5AP, aus Villingen Schwenningen kommend, zusammentraf. Vom Feldberger Hof sollte es zu Fuß auf den Feldberggipfel gehen, die Ausrüstung sollte, wie bereits 2010, mit dem Schlitten gezogen werden. Die Wetterlage stellte sich jedoch nicht als sehr vielversprechend dar: Temperatur und Bewölkungsgrad entsprachen zwar den Erwartungen, die Sichtweite war jedoch durch sehr starken Dunst auf 25 km eingeschränkt. Der

Skepsis von DL2GWZ wurde der Optimismus von DJ5AP entgegengestellt: „Dass es nicht funktioniert, wissen wir erst, wenn wir es versucht haben.“ Die Stimmung war gut, der Gipfel in neuer Rekordzeit von nur 30 min erreicht, sodass wir bereits um 08:00 Uhr mit dem Aufbau beginnen konnten. Der betriebsfertige Zustand wurde um 08:30 Uhr erreicht.

DL2AM, seine Frau und ein Helfer erreichten die Talstation der Zugspitz Seilbahn auch bereits um 07:30 Uhr, den Gipfel gegen 08:00 Uhr. Das Wetter dort entsprach nahezu vollständig den Erwartungen, auch die Sicht lag bei über 150 km, vor allem inneralpin. DL2AM fiel aber sofort auf, dass es Richtung Norden sehr dunstig war, in Richtung Westen etwas weniger ausgeprägt, Richtung Süden war es völlig dunstfrei. Der Feldberg war nicht zu sehen. Dennoch wurde zügig mit dem Aufbau begonnen, der aber aufgrund der niedrigen Temperaturen länger dauerte, sodass DL2AM erst gegen 10:00 Uhr betriebsbereit war.

Die Querverbindung auf 2 m war schnell hergestellt. Es folgten die ersten Versuche auf 47 GHz. Ursprünglich sollten die Antennen optisch ausgerichtet werden, was der Dunst aber unmöglich machte. Mittels des vorbereiteten Kartenmaterials und eines Kompasses konnten wir dennoch die ungefähren Richtungen ermitteln. DL2AM hatte vor einem halben Jahr auf der Zugspitze zusätzliche Fotos gemacht. Diese waren nun sehr hilfreich für die Ausrichtung seiner Spiegel. Durch die vorhandene Montierung mit Optik war es möglich, die Spiegel mit einer Genauigkeit von +/- 0,5° auszurichten.

Gegen 10:30 Uhr konnten DL2GWZ und DJ5AP das CW Signal von der Zugspitze eindeutig identifizieren. Nach beidseitigem Optimieren der Antennen konnten in SSB beidseitig 59 Rapporte ausgetauscht werden, was aufgrund der Entfernung für dieses Band bereits einen Erfolg darstellte. Wegen des Dunstes hatten wir nicht mit so starken Signalen gerechnet, sodass sich nun auch für 76 GHz wieder deutlicher Optimismus breit machte. Auf 47 GHz kamen auf dem Feldberg ein Transverter mit Wendeverstärker und 25 mW (sowie ein 25 cm Spiegel zum Einsatz. Auf der Zugspitze arbeitete DL2AM auch mit einem Transverter mit Wendeverstärker (Eigenbau) und 180 mW Leistung sowie einem 45 cm Spiegel von Procom.

Im Hinblick auf 76 GHz war uns klar, dass das Auffinden des Signals bzgl. der Antennenrichtung das größte Problem sein würde. Dort arbeiteten DL2GWZ und DJ5AP mit einem größeren 45 cm Spiegel, ebenfalls von Procom. Auch die höhere Frequenz verkleinert den Öffnungswinkel weiter, sodass am Ende ein 3 dB Öffnungswinkel von ca. 0,3° übrig bleibt. Mittels eines bewährten Lasersystems, das beide Seiten verwendet haben, hatten wir deshalb die auf einer gemeinsamen

Plattform befestigten Stationen samt Spiegel sehr exakt gegeneinander ausgerichtet. Wie bereits auf 47 GHz begann DL2AM gegen 10:40 Uhr mit der CW Sendung auf 76 GHz.

Gegen 10:45 Uhr konnten DL2GWZ und DJ5AP das sehr schwache CW Signal mit 419 aufnehmen. Wir wollten es kaum glauben, riesige Freude kam auf. Erstaunlich ist, wie verzerrt das Zeitempfinden sein kann: DL2AM kamen die 5 min des Wartens sehr kurz vor, DL2GWZ hingegen, der mit der Suche des Signals beschäftigt war, kam die Zeit wie eine Stunde vor. Bei früheren Versuchen, bei denen unsere Ausrichttechnik noch nicht so ausgeklügelt war, verbrachten wir regelmäßig mehr als eine viertel Stunde mit dem Suchen. Unterm Strich also ein gewaltiger Fortschritt.

Nach dem Optimieren der Antenne auf dem Feldberg zeigte das großzügige S Meter einen Wert von immerhin 4 an. DL2GWZ ging auf Sendung, DL2AM konnte das Signal sofort hören und seine Antenne optimieren. Was danach kam, hätte keiner von uns erwartet: Das Signal war klar und deutlich mit S7 und leichtem QSB aufzunehmen. Schnell konnten zwischen DL2AM und DL2GWZ in SSB die 57 Rapporte ausgetauscht werden, das QSO zwischen DL2AM und DJ5AP folgte sofort danach. Die Signale waren sehr sauber, die Frequenzabweichung betrug dank GPS Stabilisierung lediglich 0,3 kHz, eine erstaunlich kleine Abweichung. Über einen Zeitraum von über 60 min war die Frequenz absolut stabil. Nach den CW und SSB QSOs wollte es DL2GWZ wissen und schlug vor, in die Betriebsart FM zu wechseln. Um 11:15 Uhr wurden auch in dieser Betriebsart 57-Rapporte ausgetauscht. Die Verbindung wurde über einen Zeitraum von 30 min aufrecht erhalten und war die meiste Zeit nahezu rauschfrei. Es konnte jedoch ein sehr langphasiges und regelmäßig wiederkehrendes QSB beobachtet werden, welches in CW bzw. SSB sehr viel weniger auffiel. Auf beiden Seiten kamen auf 76 GHz Transverter mit Wendeverstärker zum Einsatz, beide gefertigt von DL2AM. Auf der Zugspitze betrug die Sendeleistung 35 mW PEP an einem 45 cm Spiegel, der auf 76 GHz einen Gewinn von ca. 49 dBD aufweist. Auf dem Feldberg standen 30 mW an einem baugleichen 45 cm Spiegel zur Verfügung. Die meteorologischen Bedingungen waren wie folgt:

Zugspitze:

- Temperatur: 10 °C
- relative Luftfeuchte: ca. 70 %
- Taupunkt: 14,4 °C
- Sichtweite in Richtung Feldberg: ca. 100 km

Feldberg:

- Temperatur: 2 °C
- relative Luftfeuchte: ca. 90 %
- Taupunkt: 3,5 °C
- Sichtweite in Richtung Zugspitze: ca. 25 km

Zufällig kam auf dem Feldberg ein belgischer OM samt XYL vorbei und erkundigte sich in tadellosem Deutsch nach unseren Versuchen. Er war sehr überrascht, einem solch seltenen Versuch zufällig beizuwohnen. Den Vorschlag eines QSOs musste er aber leider abschlagen, da seine Einsteiger-Lizenz in Deutschland keinen Betrieb auf 76 GHz zuließ. So blieb es bei der sehr freundlichen persönlichen Begegnung.

Die Versuche haben allen Beteiligten riesigen Spaß gemacht. Erfolge wie diese sind nur durch enge Zusammenarbeit, wahren Ham-Spirit und eine jahrelangen Beharrlichkeit zu realisieren. Alle drei Beteiligten verfügen über jahrelange Betriebserfahrung auf den hohen Mikrowellenbändern. DL2AM stellte für beide Seiten mit seinen Geräten den neuesten Stand der Technik zur Verfügung. Für den Bau hat er ungezählte Arbeitsstunden und sehr viel Enthusiasmus investiert. DJ5AP verfügt ebenfalls über enormes technisches Wissen. Der Feldberg ist quasi sein Hausberg, auf dem er jeden Stein kennt, was für alle von enormen Nutzen war. DL2GWZ ist im Team verantwortlich für die digitale Simulation der Funkstrecken (Topographie, Streckendämpfung), für die meteorologischen Beobachtungen sowie für Logistik und zeitliche Organisation. Zusammen sind wir ein mittlerweile eingespieltes Team, in dem sich jeder auf den anderen verlassen kann. Der spezielle Dank von DL2AM geht an Michael Kuhne (DB6NT), Ewald Göbel (DB2DB), an die Firma Axtal (DK1AG) sowie an die Firma Procom für die Parabolspiegel. Philipp Prinz (DL2AM) und Alexander Wetzel (DL2GWZ) (siehe auch Titelbild dieser Ausgabe!)

228km World Record on 76 GHz

On March 8th 2011 DL2AM, DLGWZ and DJ5AP made a direct path QSO on 76 GHz over 228km between Zugspitze (DL2AM/p, JN571k, 2962 m asl) and Feldberg (DJ5AP/p and DL2GWZ/p, Black Forest, JN47au, 1450 m asl).

This is about 30% more than the previous world record distance of 177km that was done the U.S.

A lot of planning and patience was necessary to realise this QSO. Finally the WX was dry and cold enough to the start attempts. DL2AM had visibility of 150km from the Zugspitze in the Alps at the time of the record QSO.

On both sides transverters from DL2AM with mechanical change over were used. DL2AM had 35mW PEP and a 45cm dish with about 49 dBD. The team on the Feldberg had the same dish and about 30mW.

Special thanks to Michael Kuhne (DB6NT), Ewald Göbel (DB2DB), Axtal (DK1AG) and Procom for the dishes.

Philipp Prinz (DL2AM) und Alexander Wetzel (DL2GWZ) (see also cover picture of this issue!)

DL2GWZ/p
Andreas
on 76 GHz
QTH
Feldberg
Black
Forest
JN47AU



DL2AM/P
on 76 GHz
on the
Mount
Zugspitze
in JN57LK
talking
even in FM
over
228km!



Finally a all
the efforts
paid off:
Philipp and
his wife
Eleonore
are very
happy
about the
new world
record.



News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ
info@DUBUS.de

Expeditions and DX

MM UT1FG/MM is back home since April 2011 and will most likely not be qrv this summer.

MM GM0KZG/MM will be qrv on 6m during the following periods: 30.5.-20.6., 11.7.-1.8., 22.8.-12.9. He will activate IO56, 57, 67, 68, 69, 78 and 79 qrv. JT6M on 50.260 MHz.

Andy plans to be active on 2m MS from September.

3D2C Conway Reef: YT1AD etc. will be qrv from Oct. 1 to 10 2011 also on 6m and 2m EME in JT65.

5W Samoa: W7GJ will be qrv on 6m EME as 5W0GJ from AH36un in the last week of August. No 2m operation.

8P Barbados: DL8YHR etc. will be qrv from 9.-11.9. on 2m via EME in JT65 as 8P9DL. Rig 500w + 14 el. xpol. Loc.: GK03. Also 6m and may be 70cm EME with small rig.

A6 U.A.E. A611 plans to be qrv on 2m EME with 4 x 22 el.

CN Morocco: HB9HLM will be qrv again from IM63 as CN2DX in October on 6m and 2m.

CR Azores: DL9MS and DM1CG will be qrv from 29.6.-5.7. on 2m EME in JT65. Call probably CR2EME. Rig: 500w + 14 El xpol. Also 6m for Es. Loc.: HM77.

DX0 Spratley, Pagasa Isl.: The announced DX0DX expedition will take place in the beginning of 2012. It is not yet sure if GM0RLZ will join the team again and work EME on 6m and 2m. Check updates on www.dx0dx.net

EY Tadjikistan: DL8YHR plans to be qrv from EY8MM on 2m EME when the situation in the region is safe again.

GJ Jersey: MJ/EA1AP and EA1SA will be qrv from 12.-17.6. also on 6m. QRG: 50103 + 50120.

GU Guernsey: MU/EA1AP + EA1SA will be qrv from 17.-21.6. also on 6m. QRG: 50103 + 50120.

HB0 Liechtenstein: HB0/DL4ML, DL6OLI, DJ8KI, DG1SFJ and DL4MP will be qrv from 18.-21.6. also on 6m (4 el.) and 2m (7 el. + 170 W). 1400m a.s.l., JN47tc. - HB0/I23ESV, I2VGV + I22LSC will be qrv from 2.-5.6. also on 6m.

HK0 Malpelo: In the beginning of 2012 the HK0NA expedition will be active on 6m. Loc. EJ93FX.

HP93 Iceland: TF/DL3GCS is qrv from 18.6.-3.7. on 6m, 4m, 2m und 70cm for Tropo + Es.

IL07 EA8/DL3GCS will be qrv from 1.-14.6. on 6m, 4m, 2m and 70cm for Tropo + Es.

IO65 GM0HIK will be qrv from June 25 to July 1 on 6m, 4m, 2m and 70cm from IO65UO. QSL via G0HIK.

IO75 OZ/SP7VC will be qrv from June 13 to 16 from Bornholm on 5.7 and 10 GHz. 7W/2W and 60cm dish.

IP.... Iceland: TF/G4ODA and G1GSN will be qrv from July 29 to mid August on 6/4/2m from several squares. FSK-MS on 144.360 and JT6M on 70.175 MHz (100w and a Yagi). TF always first. They can RX on 69.950.

(TNX to Keith, G4ODAI)

JN12 EA3/DH4FAJ will be qrv from 6.-20.8. on 2m + 6m via Tropo + MS. Loc: JN12NG.

JN66 OE/DD0VF will be qrv from June 26 to July 1 from JN66WM (910m a.s.l.) on 2m with 100w and 7 el.

JN83 9A/IK0BZY will be qrv from Aug 24 to Sept. 2 on 4m (3el/150w) and 2m (4 el/200w). May be 1 day also from JN82.

JO34 DG7TG plans to be qrv again from Helgoland Isl. on July 2/3, Sept. 3/4 and Oct. 1/2 in the contests on 2m, 70cm, 23cm and may be 3cm. Call: DR3M, loc. JO34WE.

JO85 DL2SB ist als OH5SB/mm is qrv on July 3rd and 29th on 2m in SSB on 144.288 and 144.300. May be also 6m.

JP65 LA/SP7VC + SP7IDX will be qrv from 23.6.-2.8. on 6m in SSB (6 el + 500w). May be also from JP55.

JP78 LA/SM6CMU will be qrv again on 2m FSK MS and 6m from the end of July from Lofoten Isl. Also some other squares in Northern LA and SM will be activated.

JO98 SM/PE1BTU will be qrv from 12.-14.8. on 2m FSK-MS only Random. QRG 144.370/380. Rig.: 500w + 9 el.

J6 St. Lucia: WB4NXX will be qrv on 6m from 25.6.-15.7. as J68HS from FK93. 500w + 6 el. - Resident J69MV is qrv on 6.

JX Jan Mayen: An international group will be qrv as JX50 from July 6 to 14 also on 6m in CW/SSB. QRGs: 50094 + 50120. Loc.: IQ51SA. Info: <http://janmayen2011.org>

KM27: SV1OAA is qrv on 2m Es and EME now from his new QTH in KM27DP.

KN20 SV8/HA1YA will be qrv from 28.6.-12.7. on 2m, 4m and 6m. Incl. FSK-MS. Loc. KN20IS.

KP17... SM/OH5LID will be qrv from 9.6.-15.6. on 6m and 4m from different squares in northern SM and OH: Start on 9.6. from KP17UE, then KP06XP, JP94AX, JP85XA and JP84XX. SSB + JT6M.

KP30 DL2SB will be qrv from 4.7. - 28.7. as OH5SB on 2m and 6m in SSB.

KQ50 LA/OH6ZZ will be qrv from 8. to 13.8. on 2m via MS and EME from KQ50AB.

OJ0 Market Reef: PA2AM etc plan to be qrv in August on 6m and 4m. Loc.: JP90.

OX Greenland: OZ1DJJ plans to be qrv in July as OX3LX from HP15 on 6m and may be 4m.

PJ2 Curacao: DK9KX, DJ9ON + DJ8NK will be qrv from 26.6.-7.7. on 6m qrv. Loc.: FK52.

PJ4 Bonaire: W0SD + may be ON4IQ will be qrv from June 4 to 19 on 6m with QRO. QRG: 50107. Grid: FK52.

PJ6 Saba: K5AND, W5OZI + K5TR will be qrv from 22.6.-6.7. on 6m with QRO for EU. CW on 50.106, SSB on 50.118

PJ7 St. Maarten: W6JKV + K6MYC will be qrv from June 20 to July 5 on 2m and 6m, incl. EME with QRO. Loc.: FK87.

PY0F Fernando de Noronha: PY2FN will be qrv from 2.-9.7. as PY0FO on 6m in CW.

ST0 South-Sudan: Will be a new DXCC from July 9th. From July 9 to 30 EA7KW will be qrv as ST0DX on 6m. Loc. KK65.

SV9 Crete: SV1BJY, SV8GKE + SV2HWR will be qrv from 29.6.-5.7. as SY9VHF on 4m, 6m, 2m, 70cm, 23cm and 10 GHz. Loc. mountain top in KM15.

T32 Christmas Isl: JA1RJU will take part as an 6m EME OP in the first 2 weeks of the T32C expedition in Sept./Oct. 2011.

TJ Kameroun: F6EAY continues to be active as TJ3AY on 6m for a longer period. Loc.: JJ53SU.

TZ Mali: TZ6TR is qrv for 4 more years on 6m from IK84.

UN Kasachstan: UN/DL9LBH is qrv until August 2013 from MO51. He will be ready for 2m EME (4 x 11 el) and 70cm (4 x 23 el) very soon.

V2 Antigua: W9DR will be qrv from 14.-28.6. as V25DR in SSB/CW on 6m (50.115) qrv. QSL via HC.

V4 St. Kitts & Nevis: W5JON (V47JA) + W5HAM (V47HAM) will be qrv from 12.7-2.8. also on 6m in SSB. Locator FK87PG. QSLs via W5JON.

ZA Albania: OK1DFC etc. plan their big EME/MS expedition on 2m, 70, 23cm + up for September. Call may be ZA1EME.

ZD8 Ascension Isl.: DK1IP, DL7OR, DJ4KW, DL1CW + DJ9KH will be qrv from 24.7-9.8. as ZD8D on 6m with 100w and 2 Ele. qrv. Loc.: IL22.

ZF Cayman Isl.: W5UQ + W5SJ will be qrv from 11.-18.7. as ZF2UQ and ZF2EZ in SSB/CW on 6m + 2m qrv. Loc.: EK99. QSLs via W5JAY.

Grande Bleue 2011

In the end of June several teams from F, HB9 and EA will be active from promising spots in the Mediterranean on the Microwave bands: TK/F5BUU and TK/F1AAM will be active from southern Corsica.

IS0/HB9EOF will be active from June 18 - 20 from Sardegna from JM49SD and from June 21 to 26 from JN40CT.

Other participating stations will be EA3LA, EA3EBN, EA3XU, IZ3JIO and 9H1VW. F2CT plans to be from spots in EA5 during this time. Bands are 23cm, 6cm, 3cm and 1.2 cm.

Beacons

DBØHK/B 24,04812 GHz, 47,08812 GHz and 76,03212 GHz, JO40OM, 753m a.s.l. is on air. Keeper is DJ6BU.

DBØMOT/B 3400.800, 5760.800, 10368.820 + 24048.853 MHz. JO40FF, 839m ÜNN, je 10 WEIRP, Slot, will go on air in June from a new QTH (is ex DBØKHT). 47088.850 MHz with 100mW EIRP will follow a bit later. (Volker, DL1ZB)

DBØRDH/B, 5760,860 MHz and 10368,860 MHz is on air from JN68KW. Keeper is DL2RDH.

DMØDUB/B 144.436 MHz, JO40AQ (ex test beacon DA5DUB) is on air again since April with 15 Watt ERP.

EA7URC/B 144.477 MHz, IM78IE, proposal.

GB3AZA/B 10368.900 MHz, IO94TF, is back on air since April 5th 2011 with 10dB more power. 2 x 20db horns one to 190deg and a second new horn at 100deg looking across the N sea to Holland and Germany. The beacon site in very close to the coast with an excellent take off down the UK and across the N Sea into Northern Europe. ERP is approximately 25W from each horn antenna.

OE5XBM/B JN87DJ is on air again since mid March on 10, 24, 47 + 76 GHz all at .875 (OE5VRL)

OZ5SHF/B 10.368,000000 MHz, JO45VX58, 25 W ERP and OZ5SHF/B 24.048,900000 MHz, JO45VX58, 7 W ERP are both on air again since April 9th. Both are GPS locked.

SR6XHC, **SR6KHC** and **SR6GHC** are the new callsign for ex SR6NCI, SR6KBL and SR6BTU on 10/24/47GHz. Loc.: JO80JG, 1150m a.s.l. Data: 10368,906 MHz, 10 W ERP, omni. 24048,220 MHz, 2,5W ERP, omni. 47088,123, 0,5 W ERP, omni.

403A/B 144.413 MHz, JN92HJ, 8,5W, 5 Ele, QTF 300, 700m a.s.l., on air since February 20.

403A/B 1296.929 MHz, JN92HJ, 12W, 16 x Slot, omni, 700m a.s.l. on air since February 19.

K4MHZ/B Transatlantic Beacons

The 144.300.5 MHz K4MHZ beacon is 100W into a 12.5 dbd yagi. This will be upgraded to a 15.5 dbd yagi in June.

The 50.0625 MHz beacon is now at 85 watts into a M2 OMNI. It was 30W. We are investigating a 3 element 6M yagi headed to Europe for 2012. A 432.300 MHz 100W beacon into a 22 element yagi will follow in 2012.

W1JJ Transatlantic Experiment 2011

Mick W1JJ is running a 2m Transatlantic beacon on 144.1035 MHz from FN41GP since May 8th 2011. The beacon transmits with 300w into a 43 el. 100ft (30m) rope Yagi with 19 dBD gain to EU in JT65B (W1JJ first). The beacon transmits during the first and third 15 minutes of each our. The text is CQ W1JJ, thus decoding by Deep Search mode will be possible. The beacon is supposed to be on air for the entire summer Es and Tropo season.



W1JJ's 100ft 2m rope Yagi beaming EU



W1JJ's 300w 2m beacon

Azores Transatlantic Beacon

The CU7VHF 2m transatlantic beacon will be on air this summer on 144.4085 from HM58QM, 1043m a.s.l. beaming 270 deg (to W1VE1), pwr 10w to 1 long Yagi.

News

Spain on the Microwaves - addendum

EA1DDO reports that for any of the bands 2320 to 2322 MHz, 5760 to 5762 MHz and 10368 to 10370 MHz still a special licence is necessary in EA. But it looks like that these licences are granted in most cases now quickly and without any trouble for a period of 1 year.

Russian callsign changes

Several EME OPs from Russia have changed their callsigns recently to a shorter one, e.g. RA4A ex UA4API, RT4I ex RZ4HF, RA6A ex RA6DA, RW7A ex RW6AG, R9SL ex UA9SL, RK9JR ex UA9JMB, RA9J ex RV9JD.

G3JHM SK

Don Hayter, G3JHM, a well know 2m and 4m DXer from the U.K. became a silent key on March 8th 2011.



2 x "F1JRD module" for 2.5 KW on 2m



WA1ZMS 2m PA with 2x MRFE6VP61K25

Above are 2 photos of the 2m amp running a pair of MRFE6VP61K25 based amplifier by F1JRD in DUBUS. The desire for this design was to have an amplifier that would deliver US legal limit power for the band, that being 1500w yet to do so with excellent linearity and high gain. This amplifier requires only 3.5W drive power to obtain 1.5kW output! IMD3 is -29dBc at that power level and since this amplifier is water cooled, it can operate at the power level in CW mode for quite some time. A printed PCB Wilkinson combiner from 3m FM broadcast service is used along with a 1/4-wave delay line to give true quadrature combining between the amplifier's dual MRFE6VP61K25 devices. A similar 3m 9-pole LPF and directional coupler are used after the combiner to provide harmonic suppression and SWR detection. A W6PQL style controller is used along with digital LED metering to give the operator full information about the status of the amp while in-use. A digital LCD thermometer display indicates the amplifier base plate temperature and in operation rarely exceeds 63 degs C so long as 4 liter per minute of 25 deg C water can be feed into the water cooling plates on the bottom of the amplifier. The amplifier is an original WA1ZMS design after the F1JRD device gain stages were built and individually tested with results exactly in-line with the results that Lionel, F1JRD obtained. A similar 432 design amp is planned and results will be available after the design has been proven on the test bench.

Brian Justin, WA1ZMS

Dates

July 30/31: DUBUS/REF Digital 2m EME Championship 2011

For rules see www.DUBUS.org

Sept. 10/11: UKW-Tagung Bensheim

For more info see www.ukw-tagung.de

Deadline for next issue 3/2011: August 1st
Redaktionsschluß Ausgabe 3/2011: 1. August

New Products

New from DB6NT

MKU PA 131000 CU: 1 KW on 23cm



The brand new power amplifier MKU PA 131000 CU provides excellent efficiency together with brilliant linearity and is ideally suited for huge EME- and contest-operations. The used LDMOS-technology represents the current state of the art and allows the development of compact amplifier modules with high output power. Operating safety is given by a built-in sequencer which controls internal procedures or external components, e. g. a coaxial relay. An abnormal temperature protection guards the power amplifier against overheating.

Features

- Built-in sequence controller and overheat protection
- Milled copper case for optimum heat transfer

Applications

- Analog and digital operation modes e. g. SSB, CW, (D)ATV
- High-Power EME-operations

Specifications

Type	MKU PA 131000 CU
Frequency range	1280 ... 1300 MHz
Input power	20 W ... 30 W
Output power	1000W
Efficiency	typ. 50 %
Supply voltage	+50 V
Current consumption max.	40A
Input connector / impedance	SMA-female, 50 ohms
Output connector / impedance	7/16-female, 50 ohms
Case:	milled copper, silver- / nickel-plated
More information is available on the website www.db6nt.com	
Kuhne electronic GmbH, Scheibenacker 3, 95180 Berg, Germany	



ATC



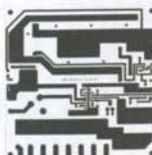
helical
filters for
transverter



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

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



New High Power Amplifier Modules for 1.3 GHz!

The brand new power amplifiers MKU PA 131000 CU and MKU PA 13250 CU provide excellent efficiency together with brilliant linearity and are ideally suited for huge EME- and contest-operations. The used LDMOS technology represents the current state of the art and allows the development of compact amplifier modules with high output power.



Type	MKU PA 13250 CU	MKU PA 131000 CU
Frequency range	1270 ... 1300 MHz	1280 ... 1300 MHz
Input power	4 ... 6 W	20 W ... 30 W
Output power	250 W	1000 W
Efficiency	typ. 50 %	typ. 50 %
Supply voltage	+ 50 V	+ 50 V
Current consumption	max. 12 A	max. 40 A
Input connector / impedance	SMA-female, 50 ohms	SMA-female, 50 ohms
Output connector / impedance	N-female, 50 ohms	7/16-female, 50 ohms
Case	milled copper, silver-plated	milled copper, silver-/nickel-plated

Applications

- Analog and digital operation modes e. g. SSB, CW, WSJT, (D)ATV
- High-Power EME-operations

Transverter module for the 4 m band

A well-engineered design, the use of latest components and several decades of experience in development, manufacturing and application form the basis of our transverter module for 4 m. By means of switchable configurations the module can be operated with most of the current HF transceivers with transverter output jack.



Type	MKU 70 62
VHF range	69.9 ... 72 MHz
IF range	27.9 ... 30 MHz
IF input power	2 ... 50 mW, adjustable / switchable to range 60 ... 2000 μ W
Output power	min. 100 mW
RX gain	typ. 25 dB
Noise figure @ 18 °C	typ. 1.5 dB NF

Features

- Low noise figure and large signal performance
- Separate IF connectors (can be switched to one common connector)
- IF input power switchable
- Temperature compensated crystal oscillator with precision crystal heater (40 °C)

KUHNE electronic
MICROWAVE COMPONENTS

For further information please visit our website
www.db6nt.com

Different new modules at the HAM Radio, Stand A1-310.

Will be nice to see you.

InnoAntennas

Performance through Innovation

Your Antenna is the **most** important part of your station. Why compromise?



A 4 element 28MHz LFA Yagi installed at VK4NXD

The **New OP-DES Yagi** for HF and **LFA Yagi** for high performance VHF/UHF applications set new standards in directional antenna technology. You too could have the best.

Come join the party!

Call Us Free: 0800 0124 205

We are very happy to hear from you and will spend as much time as you need!

British Innovation, Design & Build - www.innovantennas.com