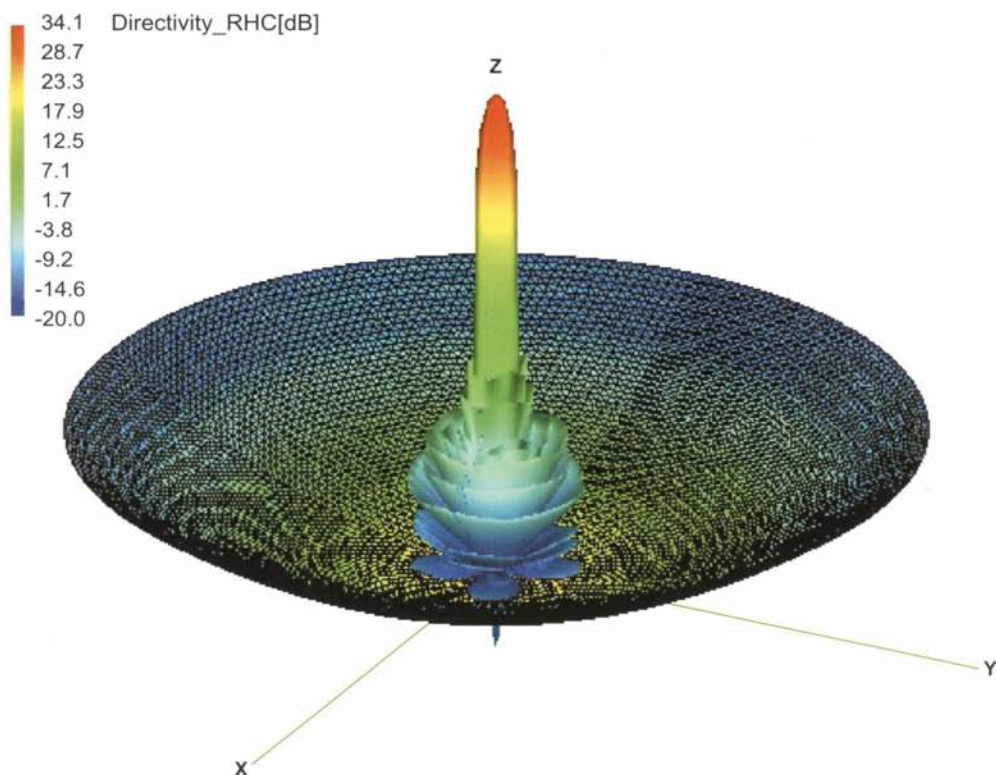


DUBUS

4/2006

Vol.35 4.Quarter



Circular Polarization and Polarization Losses



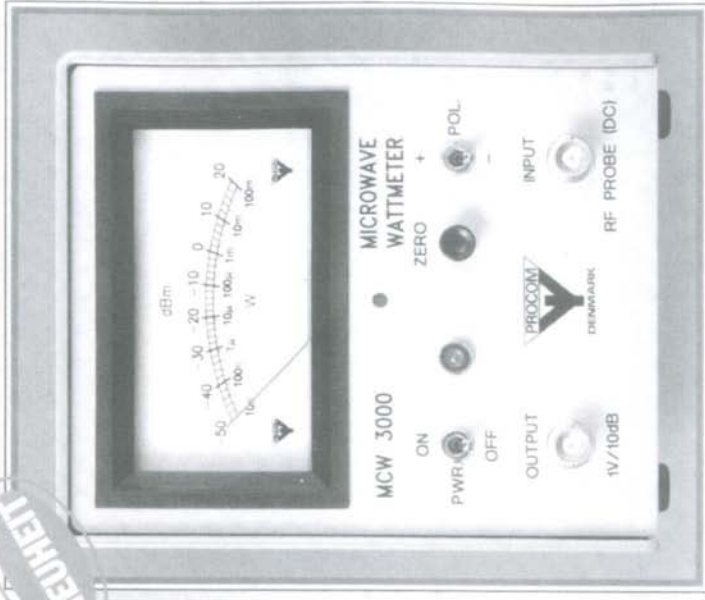
DENMARK

MCW 3000

**Mikrowellen-
Wattmeter**

- ★ 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 3330B-, 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

Content / Inhalt 4/06

Title: Copolarization computed for a feed with square cross section equipped with a 4-step septum polarizer, (Fig. 7a), see article on p. 8

Editorial	7
Circular Polarization and Polarization Losses by Rastislav Galuscak - OM6AA and Pavel Hazdra	8
Measurement Test Results with JT65 V. 5.9.3 by Heinrich F. Reckemeyer, DJ9YW	24
Low Temperature Antennas by Popa Ljubisa, YU7EF	32
432 MHz Long Boom EME Yagi by Popa Ljubisa, YU7EF	48
144 & 432 MHz Low IP3 PA3BIY LNAs - Modified Version by Peter Frenning, OZ1PIF	54
Addendum to the 122 GHz-Transverter from DUBUS 2/2006 by Philipp Prinz, DL2AM	57
A Comment on Joe's Paper „How Many Bits Are Copied in a JT65 Transmission?“ by Klaus von der Heide, DJ5HG	62
Very long distance propagation in the 144 MHz band – Part 3: Use of satellite and aerial images to analyse double hop sporadic E radio links by Volker Grassmann, DF5AI	67
Microwave Parts – MRF6V2300, MRF284	89
Microwave Europe	91
Microwave Japan	94
Microwave USA	94
VHF South America	95
EU EME Contest 2006 Result	97
2m - EME News	101
70cm + up - EME News	105
Lunar Weekend Calendar 2007	110
Tropo News	111
2m Es News with EA8 Special	115
Expedition Report: GM4SIV – IO57	120
Aurora News	123
6m News / 4m News	124
News & Comments	125
DUBUS Contents 2006	127

Editorial Staff / Redaktion

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, R. S. Joao, Lote 5, St. Joana, 3810 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 Weekend Calendar	Bernd Wilde, DL7APV, Nordhoferstr. 8, D-16833 Koenigshorst, email: DL7APV@t-online.de
EME News, 2m	Heinz Borde, DM2BHG, Meisenweg 7, D-38820 Halberstadt email: Heinz.Borde@t-online.de
EME Email List 70cm + up	Klaus Tiedemann, DL4EBY, Halskestr. 35, D-12167 Berlin email: tklaus@snafu.de
Microwave Europe	Simon Lewis, GM4PLM / DL4PLM, Heinrich Heine Alle 19, D-40213 Düsseldorf. SimonM.lewis@vodafone.com
Microwave Japan	JH6RTO (also 7L3TDO/M0RAA/AH0R), Seiji Fukushima, 1182-2505 Hase, Atsugi-city 243-0036 Japan. email: 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@mandic.us
FAI Reports	Dom Dehays, F6DRO, Le Fourtou, F-31450 Montesquieu Lauragais France. email: f6dro@wanadoo.fr or dominique.dehays@enac.fr
Aurora Reports	Stefan Heck, LA0BY, Hildsvej 5, N-1349 Rykkinn, Norway. email: la0by@darf.de
Meteor Scatter Reports Es Reports Top List	Norbert Goettsche, DL8LAQ, Tulpenweg 3, D-24568 Kaltenkirchen email: DL8LAQ@sh-home.de
Tropo Reports	Wolfgang Schneider, DJ8ES, Lohweg 14, D-25591 Ottenbüttel email: DJ8ES@GMX.de
6m News, 4m News Beacon List New Products News & Comments	Joachim Kraft, CT1HZE / DL8HCZ, Gruetzmuehlenweg 23, D-22339 Hamburg email: funk-telegramm@t-online.de info@dubus.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 22,- Euro für Deutschland und 22,- 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 22,- to our account or contact your national representative (see next page). Rate for overseas air mail is 30,- Euro or 30,- 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 – 2007 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 – 2007 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. Februar 2007

Deadline

for the next issue:

February 1st 2007

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
Bulgaria	Christo Mintchev, LZ1DP, UI Boruigrad 8 AP 10, 6004 Stara Zagora email: lz1dp@stz.orbitel.bg
Czech Republic	GES Electronics, OK1FM, Sady 5 Kvitna 28, 30100 Plzen, Tel: +420 37 73 73 111 email: ges@ges.cz
Denmark	Gert Rahbek-Udengaard, OZ1FKZ, Vurringvej 60, Vurring, 8660 Skanderborg Tel.: 0045 8657 2660, email: oz1fkz@mail.sonofon.dk
Eire	David Moore, EI4BZ, Dooneen, Carrigtwohill, Co. Cork, EI4BZ@eircom.net
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 Tel: 03 2619255, email: Jukka.Hietaranta@elektrobit.com
Greece	Dimitris Vitorakis, SV1BTR, Thivon 6, 16673 Voula, Ph/Fax 302108990708, jimmyv@hol.gr
Italy	Tony Fumagalli, I2FUM, Via Masia 34, 22100 Como Tel: 031571537, email: elcosrl@tin.it a.fumagalli@elcocomo.it
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 email: veroncb@worldonline.nl
Norway	Anders Thorrud, LA8LF, Jerpeveien 20, 3030 Drammen email: anders@LA8LF.com info: www.la8lf.com/pris.htm
Portugal	Luis Cupido, CT1DMK, R. S. Joao, Lote 5, St. Joana, 3810 Aveiro email: cupido@mail.ua.pt
Poland	Andrzej Wlodarczyk, SP1JX, P.O. Box 67, 76-270 Ustka
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	Sergej Joutiaev, RW3BP, P.O. Box 462, 111555 Moscow, email: rw3bp@co.ru
R.S.A.	Ivo Chladek, ZS6AXT, P.O.Box 3093, 1745, Kenmare email: zs6axt@telkomsa.net
Spain	J.R. Daglio Accunzi, EA2LU, Manual Irribarren 2-5 D, 31006 Pamplona email: ea2lu@telefonica.net
Serbia	Nemethy Istvan, YU7EW, Branka Radicevica 63, 23217 Aleksandrovo email: yu7ew@gimelnet.co.yu or yu7ew@yahoo.com
Slovenia	SLOVHF RADIOKLUB S50VHF, Klavniska 13, 9000 Murska Sabota www.slovhf.net dubus@slovhf.net
Sweden	Anders Pettersson, SM7ECM, Hökvägen 111, 24562 Hjärap email: Anders.Pettersson@sonyericsson.com
Switzerland	Ferdinand Stämpfli, HB9MIO, Dragonerstrasse 53, 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: 22.00 EURO; Overseas Air Mail: 30.00 EURO (USD 30.00)

Editorial

Dear DUBUS Reader!

Here is the last issue for 2006 and it is time again to ask you to renew your subscription for 2007 with your national distributor (or directly with us) as soon as possible. The subscription rate remains unchanged again!

We would be happy to see all subscriptions renewed again for 2007, of course.

We have some changes on our distributor list: Many thanks to Kyle Britain (KB5UBE) and Filipe Ferreira (CT1DDW) for many years of good work! And welcome to the new ones: Janet and Ed (KL7UW) Cole for USA and Luis Cupido (CT1DMK) for Portugal.

Please check for dates and rules for the EU WW EME contest 2007 on page 92 in issue 2/2006 and addendum on page 88 in issue 3/2006. The digital only section will take place on February 24/25 2007.

This issue has got another bonus of 16 pages as you may have noticed already. So you have got a 132 pages issue. This is a new record. If you know anyone who may be interested to receive this copy as a free sample please don't hesitate to contact us. We want new subscribers for 2007.... ☺

Please keep sending your reports and technical articles. Thank you!

Seasons's Greetings to all readers and friends and all the best for 2007

from Joe, DL8HCZ / CT1HZE
and the DUBUS team!

P.S. The DUBUS Toplists will appear in next issue 1/2007, please send your update until February 1st 2007.

Liebe DUBUS Leser!

Hier ist nun die letzte Ausgabe für das Jahr 2006 und es ist schon wieder Zeit, das Abo für 2007 zu verlängern. Wir bitten alle unsere Leser in DL zu unserer Arbeitserleichterung, das Abo für 2007 möglichst zwischen dem 2. Januar und dem 28. Februar 2007 zu verlängern. Der Abo-Preis beträgt unverändert wieder 22 Euro für 2007. Wir würden uns freuen, wenn uns möglichst alle Leser auch im Jahr 2007 weiterhin treu bleiben.

Wir haben einige Änderungen auf unserer Distributor-Liste: Vielen Dank an Kyle Britain (KB5UBE) und Filipe Ferreira (CT1DDW) für viele Jahre guter Arbeit! Und ein herzliches Willkommen an die Neuen: Janet und Ed (KL7UW) Cole für die USA und Luis Cupido (CT1DMK) für Portugal.

Auf Seite 92 der Ausgabe 2/06 (und Zusatz auf Seite 88 der Ausgabe 3/06) finden sich die Termine und Ausschreibungsbedingungen für den EU WW EME Contest 2007. Der rein digitale Teil findet am 24./25.2.2007 statt.

Wie vielleicht schon mancher bemerkt hat, hat diese Ausgabe weitere 16 Seiten mehr als üblich. Mit insgesamt 132 Seiten ist das ist ein neuer Rekord. Für eine Info, wem man diese Ausgabe einmal als kostenloses Musterheft zukommen lassen könnte, wären wir dankbar. Wir suchen nämlich auch noch neue Abonnenten für 2007... ☺

Wir bitten weiterhin zahlreich Aktivitätsberichte und technische Artikel einzusenden, vielen Dank!

Allen unseren Lesern und Freunden wünschen wir alles Gute für das Jahr 2007!

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

P.S. Die DUBUS-Toplisten erscheinen wieder in der nächsten Ausgabe 1/2007. Bitte Updates einsenden bis zum 1. Februar 2007.

Circular Polarization and Polarization Losses

by Rastislav Galuscak - OM6AA, Pavel Hazdra⁽¹⁾,

⁽¹⁾CTU Prague, FEE, Dept. of Electromagnetic Field, Technicka 2, 166 27, Prague, Czech Republic,
E-mail: om6aa@yahoo.com, hazdrap@fel.cvut.cz

Introduction

Circularly polarized microwave radiation is frequently used in EME (Earth-Moon-Earth) communication on the 23, 13 and 6 cm bands. Recently published findings [1] suggest that favorable properties of CP (circular polarization) should also enable utilization on the 3cm band. The main advantage of CP versus linear polarization is that CP eliminates polarization mismatch losses caused by Faraday's rotation and varies the squint angle of polarization vectors between stations on the Earth. This article is intended to familiarize and clarify the application of CP in conjunction with parabolic reflector antennas and to publicize problems that CP antenna designers may encounter.

1. Polarization Losses

1.1 Definitions

The **polarization** of an electromagnetic wave is defined as the orientation of its electric field vector. If the vector appears to rotate with time, then the wave is elliptically polarized. The ellipse so described may vary in ellipticity from a circle to a straight line, or from circular to linear polarization. So, in the general sense, all polarization may be considered to be elliptical.

Axial ratio is the ratio of the major axis to the minor axis of the polarization ellipse:

$$\begin{array}{ccc} \text{as a ratio} & & \text{expressed in dB} \\ \text{Axial ratio} = \frac{\text{major axis (E}_{\text{max}})}{\text{minor axis (E}_{\text{min}})} & \text{or} & = 20 \log [E_{\text{max}}/E_{\text{min}}] \quad (1) \end{array}$$

Directivity is a measure of the concentration of radiation in the direction of the maximum and is easily estimated from the radiation pattern:

$$\begin{array}{ccc} \text{as a ratio} & & \text{expressed in dB} \\ \text{Directivity} = \frac{\text{maximum radiation intensit (U}_{\text{max}})}{\text{average radiation intensity (U}_0)} & \text{or} & = 10 \log [U_{\text{max}}/U_0] \quad (2) \end{array}$$

Gain, on the other hand, must be measured and is related to directivity by an efficiency factor:

$$\begin{array}{ccc} \text{as a ratio} & & \text{expressed in dB} \\ \text{Gain} = \text{directivity (ratio)} \times \text{efficiency} & \text{or} & = 10 \log[\text{directivity (ratio)} \times \text{efficiency}] \quad (3) \end{array}$$

Analysis of circular polarization (CP) utilizes two independent, orthogonal, components: right- and left-hand circular (RHC and LHC). The desirable component, having the intended sense of rotation (right, or left), is called the **copolateralization** component. The undesirable component, with the opposite polarization, is called the **crosspolarization** component. The mix of copolarization and crosspolarization components determine the quality of CP and correlates with the axial ratio. More details can be found in [2].

If incident radiation is polarized differently from that which an antenna is designed to receive, then the power available at the antenna output will be less than maximum. This loss resulting from polarization mismatch can vary between infinity and zero. To better analyze this problem, we can divide it into two interfuse groups:

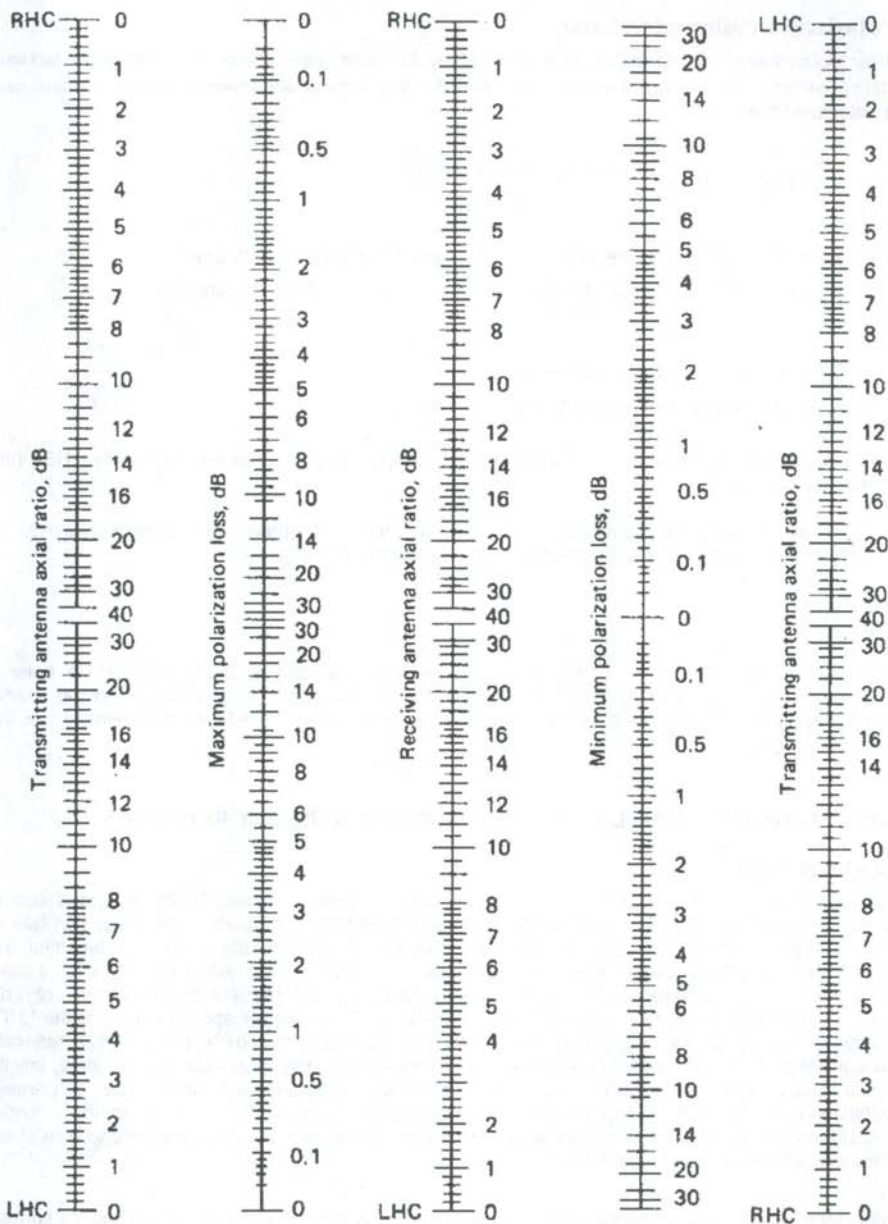


Fig. 1 Maximum and minimum polarization loss (reprinted from [2], with John Wiley & Sons, Ltd., permission)

Abb. 1 Maximaler und minimaler Polarisationsverlust (entnommen aus [2] mit Genehmigung von Wiley & Sons, Ltd.)

1.2 Polarization Mismatch Loss

For linear polarization, the mismatch loss is given by $\Gamma = \cos^2(\theta)$, where θ is the angle between polarization vectors. The polarization mismatch loss for any angular alignment θ between major axes can be calculated from (4):

$$\Gamma(\text{dB}) = 10 \log \left[\frac{1 + \rho_w^2 \rho_A^2 + 2\rho_w \rho_A \cos 2\theta}{(1 + \rho_w^2)(1 + \rho_A^2)} \right] \quad (4)$$

where $\rho_w = (r_w + 1)(r_w - 1) =$ the circular polarization ratio of the transmitted wave

$\rho_A = (r_A + 1)(r_A - 1) =$ the circular polarization ratio of the receiving antenna

and $r_w =$ axial ratio of transmitted wave (not in dB)

$r_A =$ axial ratio of receiving antenna (not in dB).

Note that the axial ratio is negative for RHEP (right-hand elliptically polarized) and positive for LHEP (left-hand elliptically polarized).

Since the actual calculation is somewhat impractical, various nomographs have been published. A nomograph showing maximum and minimum losses [2] is reprinted in Fig. 1.

Example 1

Consider the transmission between a RHEP TX antenna with axial ratio 6 dB and a RHEP RX antenna with axial ratio 2 dB. As read from the nomograph, the polarization mismatch loss is in the interval between 0.2 and 0.85 dB depending on the angle between major axes. This is not the dramatic loss that we might first imagine.

1.3 CP Crosspolarization Losses of a Parabolic Reflector Antenna

1.3.1 An Ideal Feed

Consider an "ideal" feed having RHCP (right-hand circular polarization) and LHCP (left-hand circular polarization) capabilities. "Ideal" means that the feed has symmetrical properties and each port has an axial ratio of 0 dB, so each port responds only to signals with the appropriate sense of polarization and signals with the opposite sense are infinitely attenuated. The feed is mounted at the dish's focal point. Now consider the antenna assembly of Fig. 2 receiving a purely RHCP signal with an axial ratio of 0 dB. Since the dish reverses polarization, the reflected signal is LHCP which will appear mainly at the LHCP port connector and will be very highly (but not infinitely) attenuated at the RHCP port. Perfect reflection with concurrent perfect transformation of the sense of circularity is only attainable with an ideal, infinite, conductive plane. Since the dish surface has parabolic curvature and finite size, a parasitic crosspolarization component having the opposite polarization is created in addition to the intended copolarization radiation. This means, that some degradation of the signal's axial ratio due to dish shape and diffractive effects must be taken into account.

Remarks: Incident CP electromagnetic fields induce a circular current on the parabolic reflector's surface, so to achieve proper reflection it is very important that the reflector has good omnidirectional conductivity and is preferably made of a solid material. Reflectors fabricated with rods or rough mesh are not suitable. Since the crosspolarization components are radiated at the expense of desirable radiation, their presence degrades the antenna's efficiency by a corresponding amount. For illustration, Fig. 3 depicts 2D radiation patterns of co- and crosspolarized components for 1296 MHz and a 3 m diameter dish with $f/D=0.26$ and 0.5 ratio. The feed is modeled with RHCP $\cos^N \theta$ illumination having a -10 dB edge taper. These types of polarization losses, originating in this case due to the parabolic reflector, are all considered to be crosspolarization losses.

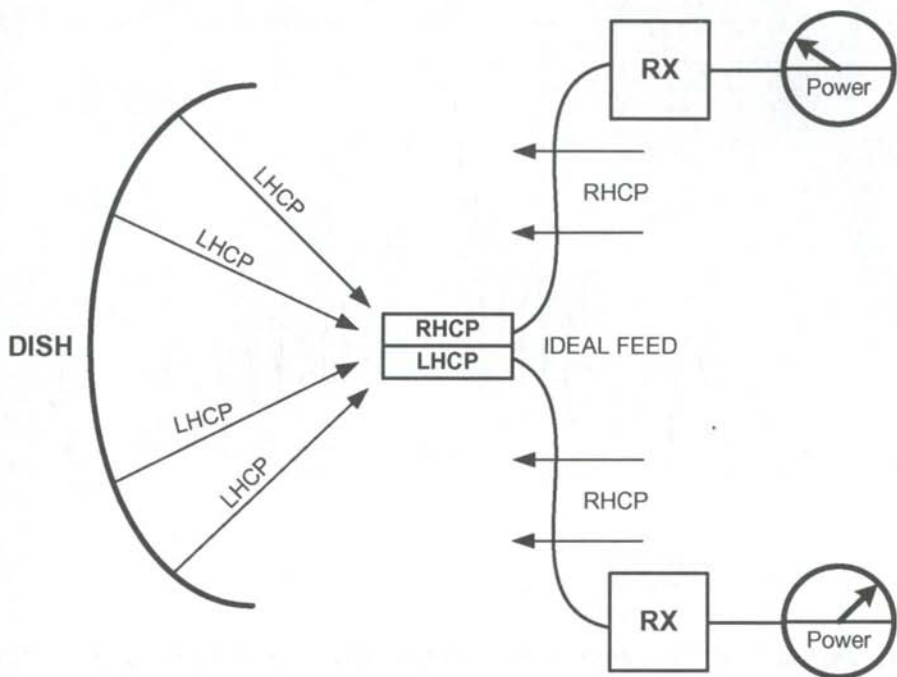


Fig. 2

Crosspolarization efficiency, in addition to illumination, spillover and phase efficiency (5), is one of the four main independent components which lower parabolic reflector antenna performance [2]. From the diagram of Fig.3, it is evident that the crosspolarization component originating due to dish reflection is rather low and its amplitude depends on the f/D parabolic dish ratio. It has continuous proportion; a deeper dish has a larger crosspolarization component. Since the amount of crosspolarization losses created by a parabolic reflector is about 40 dB, additional efficiency calculations may be neglected. This has been demonstrated using ICARA [3] software.

1.3.2 A Real Feed

Waveguide feeds that produce circular polarization generally consist of three interfuse sections:

- A. Waveguide excitation section - coaxial to waveguide transition
- B. Polarization transformer
- C. Radiation section

Real feeds designed to deliver a specific sense of CP radiation will also radiate a crosspolarized component. The amount of energy radiated in this undesirable component primarily depends on the quality of the feed's integral polarization transformer. Another source of the crosspolarized component arises from the radiation section due to unbalanced surface currents originating on the open side of the waveguide. An electromagnetic field excited by these currents is radiated mainly in the reverse direction. State-of-the-art software permits determination of both of these components, so the antenna performance analyses are fairly accurate. To illustrate some of the software's capabilities, Fig. 7a, 7b and 7c show the computed copolarization and crosspolarization patterns and the axial ratio for a feed with square cross section equipped with a 4-step septum polarizer.

The feed's polarization efficiency has been evaluated using the following equation (consider the LHC port as being active):

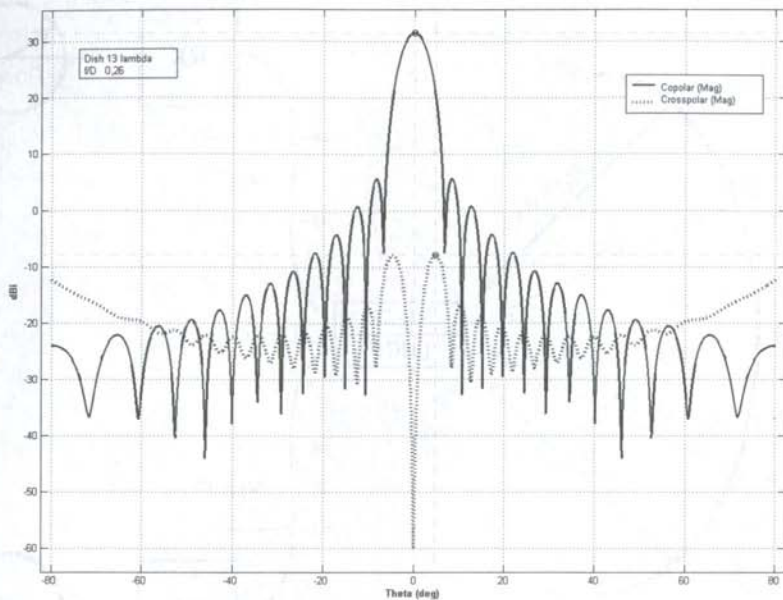


Fig. 3a: Far field: Phi constant cuts MAGNITUDE – Dish 13 lambda, f/D 0.26

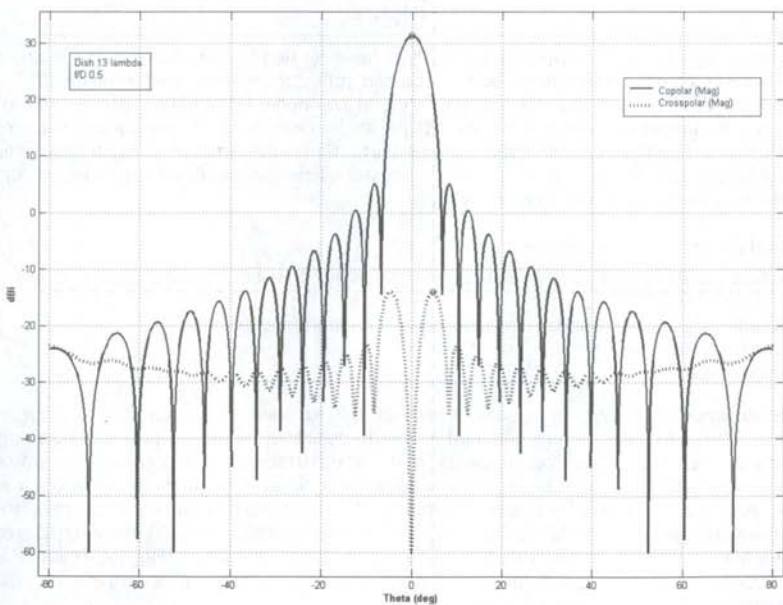


Fig. 3b: Far field: Phi constant cuts MAGNITUDE – Dish 13 lambda, f/D 0.5

$$\eta_{POL} = \frac{P_{LHC}}{P_{LHC} + P_{RHC}}, \quad (6)$$

where P is radiated power calculated by integrating the feed's farfield pattern over the sphere.

For further illustration, Tab. 1 lists calculated polarization efficiencies for various feeds. Calculations were performed by CST Microwave Studio [4] and MATLAB [5] software. Pure CP excitation of feeds was modeled by two simultaneously excited orthogonal modes with 90° phase shift. Data in the table suggest that polarization efficiency is affected by the presence of a choke and its position, in addition to the polarization transformer. Since crosspolarization losses are not very high, some recently published antenna analyses ignore them [6]. Regardless, determination of accurate antenna efficiency requires that these analyses be taken into account, especially when the choke position is more than 0.2λ back from the open end of the waveguide. Additionally, to achieve good parabolic antenna efficiency, not only polarization efficiency but all other factors (5) must be taken into account.

Feed Style	Waveguide Diameter	Choke Dimension Width x Depth	Choke Position X	Efficiency
	λ	λ	λ	%
Round Waveguide	0,8			97,7
Round Waveguide	0,71			96,1
Square Feed	0,63 x 0,63			96
VE4MA	0,8	0,5 x 0,5	0,15	97,1
Super VE4MA	0,8	0,61 x 0,46	0,15	99,2
Chaparral 1 Ring	0,8	0,25 x 0,32	Flush	99,9
Chaparral 3 Rings	0,8	0,24 x 0,32	Flush	99,9
Chaparral 3 Rings	0,8	0,24 x 0,32	0,15	99,3
Chaparral 3 Rings	0,8	0,24 x 0,32	0,3	98,4

Table 1 – Feed Polarization Efficiency / Tab. 1 Feed-Polarisationseffektivität

2. Performance of a Parabolic Dish Antenna for CP

To gain a better understanding of polarization losses, the polarization characteristics of a parabolic dish antenna with 0.4 f/D ratio and 20λ diameter were calculated. The dish was illuminated by a VE4MA style feed. A choke with dimensions 0.5 x 0.5λ was positioned 0.15λ back from the waveguide's open end. See Fig. 4. The feed was excited by two identical signals with 0 to 90 degrees phase difference in 15 degrees steps. In practice it is quite simple to realize this phase difference by varying the coaxial line lengths between the hybrid power divider and feed to verify the computer simulation.

Computer simulation was used to calculate antenna performance. The feed was modeled using CST Microwave Studio [4] and FEKO software [7] was used to calculate parabolic dish antenna performance as regards axial ratio, co- and cross-polarization directivity and total directivity. Respective characteristics are shown in Fig. 5. Detailed analysis of each computed parameter follows:

2.1 Axial ratio

From the graph of Fig. 5, it is evident that phase differences between the excitation signals cause changes in the axial ratio. The more the phase shift differs from 90 degrees on either side, the more the axial ratio deteriorates. The graph shows a very small difference between the feed axial ratio and the antenna axial ratio for boresight transmission. This validates the simulation described in the previous section. Variations in axial ratio due to reflection from the parabolic dish are minor and may be neglected. A properly designed feed should have a low axial ratio within the feed subtended angle for the respective

dish ratio f/D . In EME communication, the axial ratio of the reflected signal is influenced by the Moon's rough and inhomogeneous surface, by Faraday's rotation, the station's position on the Earth, etc. These factors degrade the signal even if a perfect CP signal (axial ratio=0 dB) has been transmitted and the received CP signal exhibits statistical behavior consistent with its axial ratio.

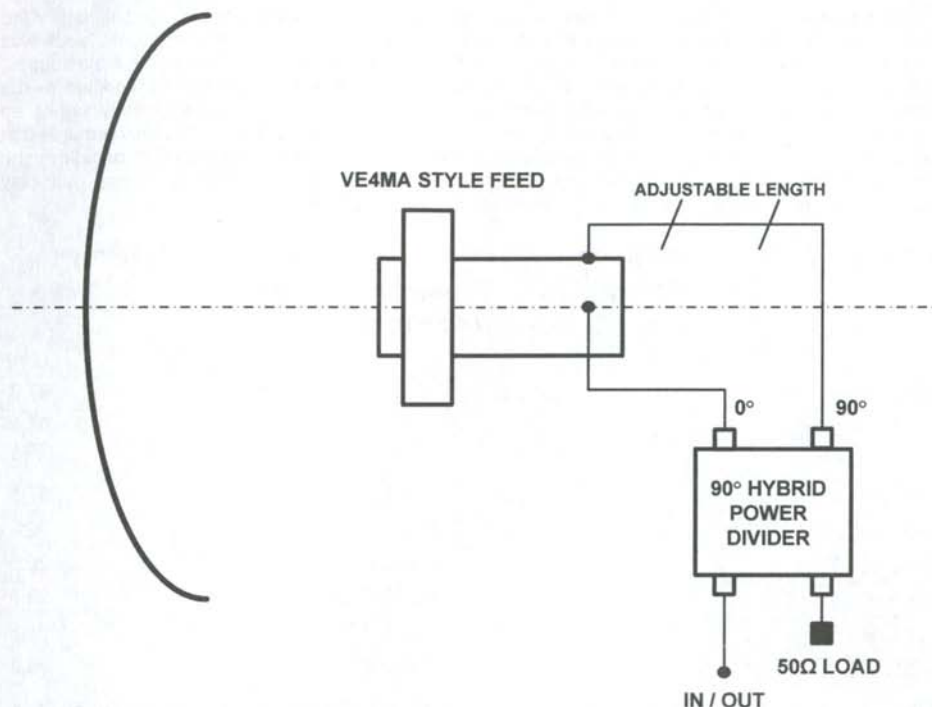


Fig. 4

2.2 Co-polarization directivity

The co-polarization directivity value depends on the uniformity of circular polarization. When the phase shift equals 90 degrees, the axial ratio approaches 0 dB. 0 dB can be achieved in an antenna assembly having no crosspolarization losses when co-polarization directivity is identical with the total directivity. In other words, the antenna operates at its highest possible efficiency when receiving a pure CP signal with the same sense of polarization that the antenna is designed to receive. When the phase shift equals 0 degrees, linear polarization is produced instead of CP and co-polarization directivity falls to a minimum, which is 3 dB below the total directivity for ideal linear polarization.

2.3 Cross-polarization directivity

Cross-polarization directivity represents the undesirable parasitic component. Similar to co-polarization, cross-polarization can be only as high as 3 dB below the total directivity when ideal linear polarization is provided. Alternatively, the more that cross-polarization is suppressed, the better the axial ratio will become.

2.4 Total/absolute directivity

The total directivity, which is also referred to as absolute directivity, denotes the directivity of signals having identical axial ratios and angles between both polarization vectors. As shown in the graph, the total directivity does not depend on phase shift between the excitation signals or the axial ratio and is

PARABOLIC DISH ANTENNA POLARIZATION CHARACTERISTICS

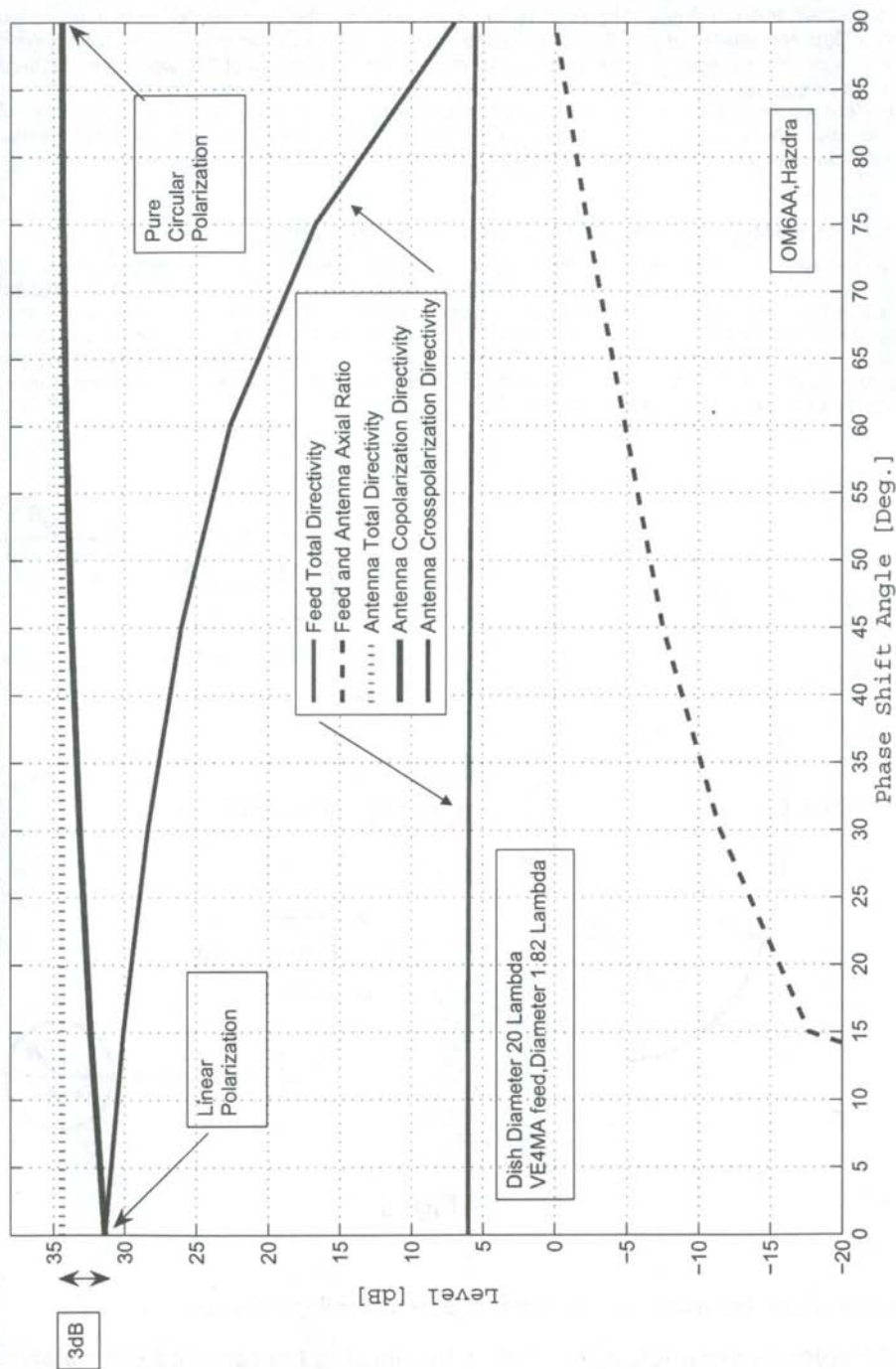


Fig. 5

constant over its entire range. However, when we try to utilize total directivity for an antenna with axial ratio of 3dB and without any additional polarization mismatch losses, for example, such antenna must receive a compatible signal, i.e. the signal must have the same axial ratio of 3dB and alignment angle θ between polarization vectors. Such a situation may exist in EME communication for a short time, but for a longer period, the alignment angle θ will suffer from random variations due to Faraday's rotation, Moon libration and others factors. As a result, polarization mismatch loss is created. Its behavior is statistical and its value can be estimated from the diagram in Fig. 1.

3. CP Parabolic Antenna and Sun Noise Optimization

When receiving sun noise with the described antenna assembly, the total directivity will be employed since sun noise is incoherent, that is, non-correlated. In this case the antenna adds noise power randomly from both co- and cross-polarization components since sun noise is not polarized. This may be easily verified by the measurement depicted in Fig. 6. If the feed has symmetrical properties, then the level of sun noise power on LHCP and RHCP ports is equal. As described above, total directivity does not depend on the polarization properties of an antenna, so its polarization parameters cannot be optimized by maximizing sun noise reception.

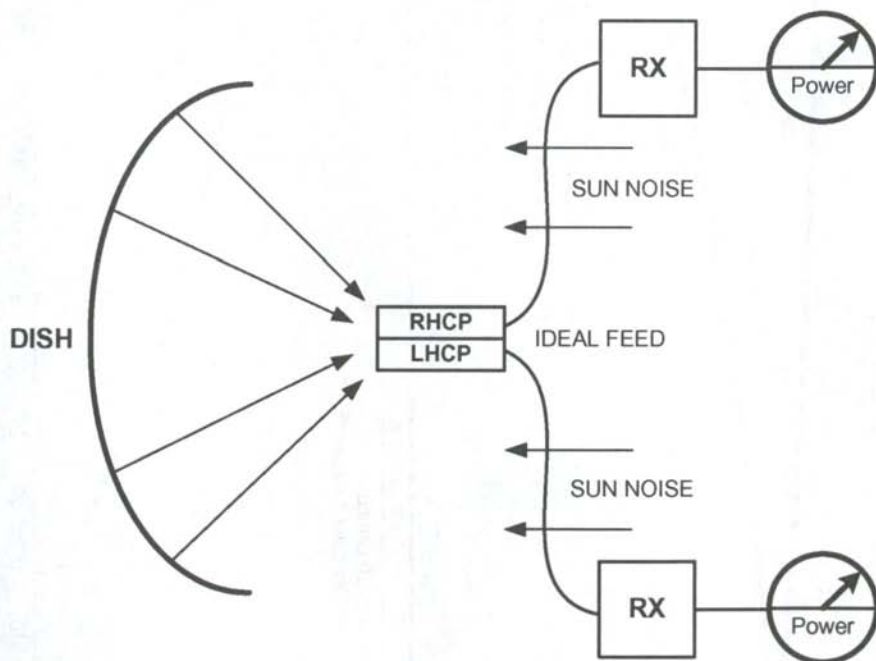


Fig. 6

Noting the polarization losses described above, we state the following conclusion:

A CP antenna assembly optimized by maximizing the received sun noise/cold sky ratio is not optimized for the best circular polarization performance.

4. Summary and Conclusion

It has been demonstrated that the operation and performance of circular polarization dish antennas differ significantly from that of antennas designed for linear polarization. Only with proper understanding of these differences is it possible to configure these antennas to attain optimum performance. This is especially true for small size CP antennas, where a reserve in gain is usually lacking.

Noteworthy is the fact that it is not possible to use sun noise measurements to investigate the polarization properties of parabolic dish antenna assemblies, while other antenna properties such as illumination and spillover efficiency may be properly optimized utilizing sun noise reception. Also, it is very difficult to adjust an antenna feed for proper CP performance without the use of special equipment since an inspection of the polarization pattern is required.

Consequently, when the verified design of a CP feed is copied, good polarization parameters are inherently attainable. Such design of a feed for 10 GHz was recently published [1, 8]. A CP feed for 23 and 13 cm utilizing a septum polarizer configured in a circular waveguide will be described in a future issue of DUBUS magazine.

5. Acknowledgement

We would like to express our thanks to Mr. Vladimír Masek - OK1DAK, Mr. Miroslav Prochazka and Mr. Robert Valenta for their valuable remarks and help to create this article.

6. References

- [1] Cupido, Luis-CT1DMK and Bauer, Willi-LX1DB, "Circular Polarized Antenna Feed for EME on 10 GHz and 5,7 GHz," DUBUS, 2/2006, p. 22-33
- [2] Milligan, Thomas A. "Modern Antenna Design," Wiley-IEEE Press; 2nd edition, July 11, 2005
- [3] ICARA, Induced Current Analysis of Reflector Antennas, www.com.uvigo.es/ant/icara_english.htm
- [4] Computer Simulation Technology website: www.cst.com
- [5] The MathWorks, MATLAB, website : www.mathworks.com
- [6] Wade, Paul-W1GHZ, Henderson, Tommy-WD5AGO, "High-Efficiency Feedhorns for Prime-focus Dishes," paper for EME conference in Würzburg, 2006
- [7] FEKO_EM Software & Systems-S.A. (Pty) Ltd, website: www.feko.info
- [8] Cebokli, Marko-S57UUU, "A Simple Circular Polarizer for 10GHz," DUBUS, 3/2006, p. 45-53

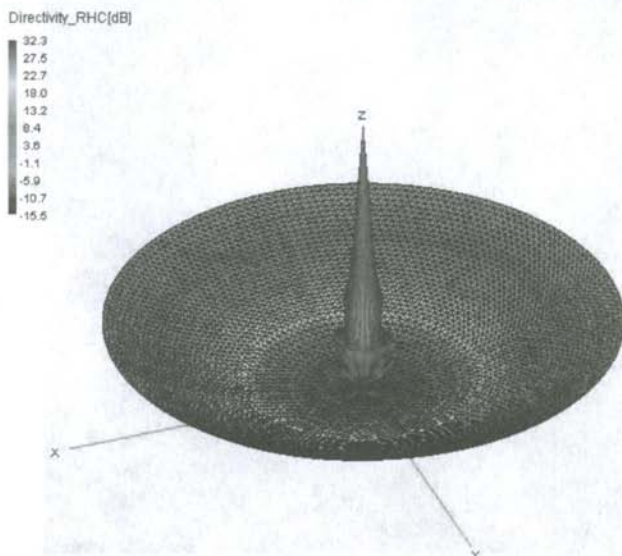


Fig. 7 a Copolarization – see also cover for color picture

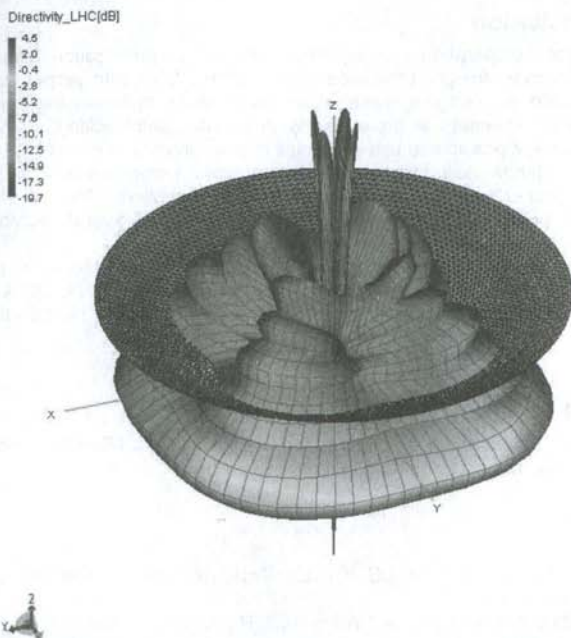


Fig. 7 b Crosspolarization – see also cover for color picture

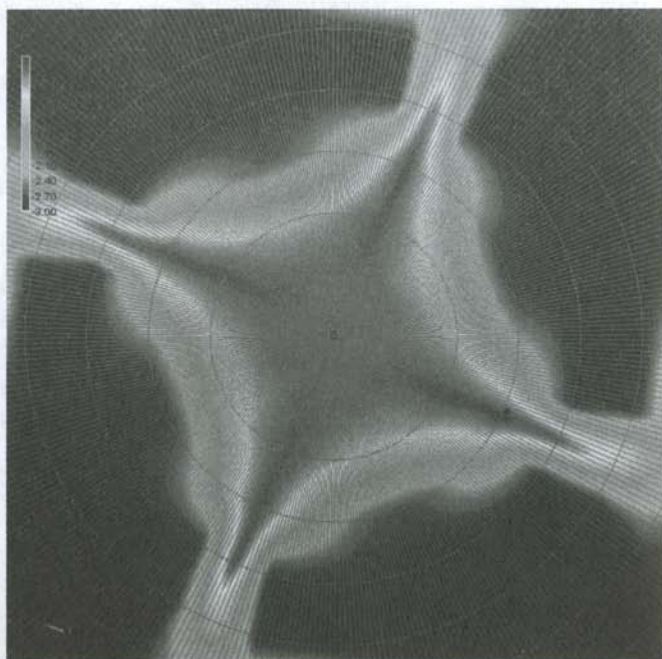


Fig. 7c Axial ratio - see also cover for color picture

Zirkulare Polarisierung und Polarisationsverluste

von Rastislav Galuscak - OM6AA, Pavel Hazdra⁽¹⁾,

⁽¹⁾CTU Prague, FEE, Dept. of Electromagnetic Field, Technická 2, 166 27, Prague, Czech Republic,
E-mail: om6aa@yahoo.com, hazdra@fel.cvut.cz

Einleitung

Zirkular polarisierte Wellen werden häufig bei EME-(Erde-Mond-Erde)-Kommunikation auf dem 23, 13 und 6cm-Band verwendet. Vor kurzem publizierte Erkenntnisse [1] ermutigen, dass günstige Eigenschaften zirkularer Polarisation (CP) auch eine Verwendung im 3cm-Band ermöglichen sollten. Der Hauptvorteil von CP gegenüber linearer Polarisation besteht darin, dass CP durch Faraday Rotation hervorgerufene Verluste ungleicher Polarisation eliminiert und den Squint-Winkel der Polarisationsvektoren zwischen Stationen auf der Erde variiert. Dieser Artikel soll dazu dienen, die Anwendung von CP in Verbindung mit Parabolreflektor-Antennen zu vergegenwärtigen und verdeutlichen und Probleme zu publizieren, die Entwickler von Antennen mit zirkularer Polarisation eventuell begegnen werden.

1. Polarisationsverluste

1.1 Definitionen

Die **Polarisation** einer elektromagnetischen Welle ist definiert als die Orientierung des Vektors ihres elektrischen Feldes. Wenn der Vektor mit der Zeit rotierend auftritt, dann ist die Welle elliptisch polarisiert. Die so beschriebene Ellipse kann in ihrer Ellipsizität von einem Kreis bis zu einer geraden Linie variieren, oder (anders ausgedrückt) von zirkularer bis linearer Polarisation. Also kann, im generellen Sinn, jede Polarisation als elliptisch angenommen werden.

Axial ratio ist das Verhältnis der größeren Achse zur kleineren Achse der Polarisations-Ellipse:

$$\begin{array}{l} \text{als Verhältnis} \qquad \qquad \qquad \text{ausgedrückt in dB} \\ \text{Axial ratio} = \frac{\text{Große Achse (E}_{\text{max}})}{\text{Kleine Achse (E}_{\text{min}})} \quad \text{oder} \quad = 20 \log [E_{\text{max}}/E_{\text{min}}] \quad (1) \end{array}$$

Directivity / Richtschärfe ist ein Maß für die Konzentration an Strahlung in der Richtung des Maximums und kann leicht aus dem Strahlungsdiagramm berechnet werden:

$$\begin{array}{l} \text{als Verhältnis} \qquad \qquad \qquad \text{ausgedrückt in dB} \\ \text{Directivity} = \frac{\text{maximale Strahlungsintensität (U}_{\text{max}})}{\text{durchschnittliche Strahlungsintensität (U}_0)} \quad \text{oder} \quad = 10 \log [U_{\text{max}}/U_0] \quad (2) \end{array}$$

Der **Gewinn** andererseits muß gemessen werden und steht über einen Effektivitätsfaktor im Verhältnis zur Directivity / Richtschärfe:

$$\begin{array}{l} \text{als Verhältnis} \qquad \qquad \qquad \text{ausgedrückt in dB} \\ \text{Gain} = \text{directivity (ratio)} \times \text{efficiency} \quad \text{oder} \quad = 10 \log [\text{directivity (ratio)} \times \text{efficiency}] \quad (3) \end{array}$$

Die Analyse der zirkularen Polarisation verwendet zwei unabhängige, orthogonale Komponenten: rechts- und linksdrehend zirkular (RHC und LHC). Die erwünschte Komponente, die die beabsichtigte Rotationsrichtung (rechts oder links) enthält, heißt Kopolarisationskomponente („Copolarization“). Die unerwünschte Komponente, mit der entgegengesetzten Polarisation heißt Kreuzpolarisationskomponente („Crosspolarization“).

Die Mischung der Anteile von Kopolarisation und Kreuzpolarisation bestimmt die Qualität der CP und korreliert mit der Axial Ratio. Weitere Details findet man in [2].

Wenn die einfallende Strahlung anders polarisiert ist, als wofür die Antenne zum Empfang entwickelt wurde, dann wird die verfügbare Leistung am Ausgang der Antenne unter dem Maximum liegen. Der Verlust aufgrund von Polarisationsfehlانpassung kann variieren von unendlich bis null. Um dieses Problem besser zu analysieren, können wir es in zwei Gruppen unterteilen:

1.2 Verlust durch Polarisationsfehlانpassung

Für lineare Polarisation ist der Fehlanpassungsverlust gegeben durch $\Gamma = \cos^2(\theta)$, wobei θ der Winkel zwischen den Polarisationsvektoren ist. Der Fehlanpassungsverlust für eine beliebige Winkel-Ausrichtung θ zwischen großen Achsen kann errechnet werden aus (4):

$$\Gamma(\text{dB}) = 10 \log \left[\frac{1 + \rho_w^2 \rho_A^2 + 2\rho_w \rho_A \cos 2\theta}{(1 + \rho_w^2)(1 + \rho_A^2)} \right] \quad (4)$$

mit $\rho_w = (r_w + 1)(r_w - 1) =$ das zirkulare Polarisationsverhältnis der gesendeten Welle
 $\rho_A = (r_A + 1)(r_A - 1) =$ das zirkulare Polarisationsverhältnis der empfangenen Welle

und $r_w =$ Axial Ratio der gesendeten Welle (nicht in dB)
 $r_A =$ Axial Ratio der empfangenen Welle (nicht in dB).

Man beachte, dass das Axial Ratio für RHEP (rechtsdrehend elliptisch polarisiert) negativ ist und für LKEP (linksdrehend elliptisch polarisiert) positiv.

Da die vorliegenden Formeln etwas unpraktisch sind, wurden verschiedene Normogramme veröffentlicht. Ein Normogramm, das die maximalen und minimalen Verluste aufzeigt [2] ist in Abb. 1 abgedruckt.

Beispiel 1

Angenommen wird eine Übertragung zwischen einer RHEP TX-Antenne mit einem Axial Ratio von 6dB und einer RHEP RX-Antenne mit einem Axial Ratio von 2dB. Wie aus dem Normogramm abzulesen, bewegt sich der Verlust durch Polarisationsfehlانpassung im Intervall zwischen 0.2 und 0.85 dB abhängig vom Winkel zwischen den Hauptachsen. Dies ist nicht der dramatische Verlust, den man sich vielleicht zuerst vorgestellt hatte.

1.3 CP Kreuzpolarisationsverluste von Parabolantennen

1.3.1 Ideales Feed

Angenommen wird ein "ideales" Feed, das RHCP (right-hand circular polarization) und LHCP (left-hand circular polarization) erzeugen kann. "Ideal" bedeutet, dass das Feed symmetrische Eigenschaften hat und jeder Port eine Axial Ratio von 0 dB hat, so dass jeder Port nur auf Signal emit der passenden Polarisation anspricht und Signale mit der entgegen gesetzten Drehung unendlich abgeschwächt werden. Das Feed ist im Brennpunkt des Spiegels montiert. Nun stellt man sich die Anordnung in Abb. 2 vor, wobei ein reines RHCP-Signal mit Axial Ratio 0 dB empfangen wird. Da der Spiegel die Polarisation umkehrt, ist das reflektierte Signal LHCP, das hauptsächlich am LHCP-Port erscheint und am RHCP-Port stark abgeschwächt (aber nicht unendlich) sein wird. Perfekte Reflektion mit einhergehender perfekter Transformation des Drehsinns der Zirkularität gibt es nur an einer idealen, unendlichen und leitfähigen Fläche. Da die Spiegeloberfläche eine Parabol-Form besitzt und eine endliche Größe hat, wird zusätzlich zur erwünschten Kopolarisation eine parasitäre Komponente an Kreuzpolarisation, die die entgegengesetzte Polarisation hat, erzeugt. Dies bedeutet, dass eine gewisse Verschlechterung des Axial Ratio des Signals aufgrund der Form des Spiegels und von Beugungseffekten berücksichtigt werden muss.

Anmerkung: Einfallende CP-elektromagnetische Felder induzieren einen zirkularen Strom auf der Oberfläche des parabolischen Reflektors. Um also eine gute Reflektion zu erreichen, ist es sehr wichtig, dass der Reflektor eine gute Leitfähigkeit in alle Richtungen hat und sollte vorzugsweise aus Vollmaterial bestehen. Reflektoren aus Stäben oder rauhem Drahtgitter sind ungeeignet.

Da die Anteile an Kreuzpolarisation auf Kosten der erwünschten Strahlung abgestrahlt werden, verschlechtert ihre Anwesenheit den Wirkungsgrad der Antenne um einen gleichgroßen Betrag.

Zur Illustrierung zeigt Abb. 3 2-D-Strahlungsdiagramme von ko- und kreuzpolarisierten Komponenten bei 1296 MHz für einen 3m Spiegel mit $f/D=0.26$ und Ratio 0.5. Das Feed erhält hier RHCP $\cos^N \theta$ Illumination mit einem Randabfall von -10 dB.

Diese Arten von Polarisationsverlusten, in diesem Fall durch den Parabol-Reflektor verursacht, werden alle als **Kreuzpolarisationsverluste** angesehen.

Die Kreuzpolarisationseffektivität ist mit der Ausleuchtung, dem Überschuss und der Phaseneffektivität (5), eine der 4 wichtigen Hauptkomponenten, die die Performance einer Parabolantenne herabsetzen können [2]. Aus der Kurve in Abb. 3 ist ersichtlich, dass die Kreuzpolarisationskomponente verursacht durch die Reflektion am Spiegel relativ niedrig ist und ihre Amplitude vom f/D des Parabolspiegels abhängig ist. Sie ist dazu durchgehend proportional. Ein tieferer Spiegel hat eine größere Komponente an Kreuzpolarisation. Da die Summe an Kreuzpolarisationsverlusten, die durch einen Parabolreflektor verursacht werden etwa 40 dB beträgt, können zusätzliche Effektivitätsberechnungen vernachlässigt werden. Dies wurde durch Verwendung der ICARA [3] Software gezeigt.

1.3.2. Reales Feed

Wellenleiter-Feeds, die zirkuläre Polarisation erzeugen bestehen generell aus 3 Sektionen:

- D. Wellenleiter Sektion zur Erregung – Koax-Wellenleiter Übergang
- E. Polarisationsumformer
- F. Strahlungssektion

Reale Feeds, die dafür entwickelt sind, eine bestimmte Art von CP zu liefern, werden auch eine kreuzpolarisierte Komponente abstrahlen. Der Anteil an Energie dieser unerwünschten Komponente hängt primär von der Qualität des im Feed integrierten Polarisators ab. Eine andere Quelle der kreuzpolarisierten Komponente entsteht bei der Strahlungssektion aufgrund ungleichmäßiger Oberflächenströme an der offenen Seite des Wellenleiters. Ein elektromagnetisches Feld, das durch diese Ströme erzeugt wird wird hauptsächlich in entgegengesetzter Richtung abgestrahlt. Software, die auf dem Stand der Technik ist, ermöglicht beide dieser Komponenten zu bestimmen, so dass die Analyse der Performance der Antenne ziemlich genau wird. Um einige der Möglichkeiten der Software zu illustrieren, zeigt die Abb. 7 die gerechneten Diagramme für Kopolarisation (7a), Kreuzpolarisation (7b) und Axial Ratio (7c) für ein Feed mit quadratischer Sektion und einem 4-stufigen Septum-Polarisator.

Die Polarisations-Effektivität des Feeds wurde unter Verwendung folgender Gleichung abgeschätzt (unter Annahme, dass der LHC-Port aktiv ist):

$$\eta_{POL} = \frac{P_{LHC}}{P_{LHC} + P_{RHC}}, \quad (6)$$

wobei P die abgestrahlte Leistung ist, errechnet durch Integration des Fernfelddiagramms des Feeds über die Sphäre.

Zur weiteren Verdeutlichung listet Tabelle 1 (siehe engl. Text oben) die errechneten Polarisationsseffektivitäten für verschiedene Feeds auf. Die Berechnungen wurden durchgeführt mit CST-Microwave-Studio- [4] und MATLAB- [5] Software.

Reine CP-Erregung der Feeds wurde ausgeführt durch zwei gleichzeitig erregte orthogonale Modes mit 90° Phasenverschiebung. Die Daten in der Tabelle legen nahe, dass zusätzlich zum Polarisator die Polarisationsseffektivität durch die Anwesenheit eines Choke beeinflusst wird und durch dessen Position. Da die Kreuzpolarisationsverluste nicht sehr groß sind, werden sie in Antennenanalysen, die in letzter Zeit publiziert wurden, ignoriert [6]. Trotzdem, die Bestimmung der genauen Antenneneffektivität erfordert, dass dies in Analysen berücksichtigt wird, besonders, wenn die Choke-Position mehr als 0.2λ hinter des offenen Endes des Wellenleiters liegt. Zusätzlich muss, um eine gute Effektivität der Parabol-Antenne zu

erreichen, nicht nur die Polarisierungseffektivität, sondern alle anderen Faktoren (siehe (5)) berücksichtigt werden.

2. Leistungsfähigkeit einer Parabolspiegel-Antenne für CP

Für ein besseres Verstehen der Polarisationsverluste wurde die Polarisationscharakteristik einer Parabolspiegel-Antenne mit f/D 0.4 und Durchmesser 20λ berechnet. Der Spiegel wurde mittels eines VE4MA-Feeds ausgeleuchtet. Ein Choke mit den Abmessungen $0.5 \times 0.5\lambda$ wurde 0.15λ hinter dem offenen Ende des Wellenleiters positioniert. Siehe Abb. 4. Das Feed wurde mit zwei identischen Signalen mit 0 bis 90 Grad Phasendifferenz in 15-Grad-Schritten erregt. In der Praxis ist es ziemlich einfach diese Phasendifferenzen durch Verändern der Koaxialkabelängen zwischen Hybrid-Leistungsteiler und Feed zu realisieren, um die Computersimulation zu verifizieren. Eine Computersimulation wurde gemacht, um die Leistungsfähigkeit der Antenne zu berechnen. Das Feed wurde mittels der Software CST Microwave Studio [4] modelliert und die FEKO Software [7] wurde verwendet, um die Leistungsfähigkeit des Parabolspiegels wie Axial Ratio, Ko- und Kreuzpolarisationsrichtschärfe und Gesamttrichterschärfe zu berechnen. Die zugehörigen Charakteristiken zeigt Abb. 5. Detaillierte Analysen der einzelnen gerechneten Parameter folgen nun:

2.1 Axial Ratio

Aus der Kurve in Abb. 5 ist ersichtlich, dass die Phasendifferenz zwischen den Erregungssignalen Änderungen in der Axial Ratio verursacht. Je mehr die Phasenshift von 90 Grad zu jeder Seite abweicht, um so mehr verschlechtert sich das Axial Ratio. Der Graph zeigt eine sehr kleine Differenz zwischen Axial Ratio des Feed und Axial Ratio der Antenne für Aussendung in axialer Richtung. Dies bestätigt die Simulation, die oben beschrieben wurde. Abweichungen der Axial Ratio aufgrund von Reflektion am Parabolspiegel sind klein und können vernachlässigt werden. Ein gut designtes Feed sollte ein niedriges Axial Ratio haben innerhalb des dem Feed gegenüberliegenden Winkels entsprechend zum f/D des Spiegels. Bei EME-Kommunikation ist das Axial Ratio des reflektierten Signals beeinflusst durch die rauhe und inhomogene Mondoberfläche, Faraday-Rotation, die Position der Station auf der Erde etc. Diese Faktoren verschlechtern das Signal, auch wenn ein perfektes CP-Signal (Axial Ratio = 0 dB) ausgesendet wurde und das empfangene CP Signal statistisch konsistentes Verhalten beim Axial Ratio aufweist.

2.2 Richtschärfe der Kopolarisation

Der Wert der Richtschärfe der Kopolarisation hängt ab von der Gleichförmigkeit der Polarisation. Wenn die Phasenverschiebung genau 90 Grad beträgt, erreicht die Axial Ratio 0 dB. 0 dB kann in einem Antennenaufbau ohne Verluste durch Kreuzpolarisation erreicht werden, wenn die Richtschärfe für die Kopolarisation mit der Gesamt-Richtschärfe übereinstimmt. Mit anderen Worten: Die Antenne arbeitet mit der höchst möglichen Effektivität, wenn ein reines CP-Signal mit demselben Polarisationsinnern empfangen wird, für das die Antenne konstruiert wurde. Wenn die Phasendifferenz null Grad beträgt, wird anstatt CP lineare Polarisation erzeugt und die Richtschärfe der Kopolarisation fällt auf ein Minimum, das 3 dB unter der Gesamt-Richtschärfe für ideale lineare Polarisation liegt.

2.3 Richtschärfe der Kreuzpolarisation

Die Richtschärfe der Kreuzpolarisation repräsentiert die unerwünschten parasitären Komponenten. Ähnlich wie bei der Kopolarisation kann die Kreuzpolarisation höchstens 3 dB unter der Gesamt-Richtschärfe liegen, wenn ideale lineare Polarisation anliegt. Je mehr die Kreuzpolarisation unterdrückt ist, umso besser wird das Axial Ratio.

2.4 Gesamt-Richtschärfe

Die Gesamt-Richtschärfe, auch absolute Richtschärfe genannt, beschreibt die Richtschärfe von Signalen mit identischer Axial Ratio und identischen Winkeln zwischen beiden Polarisations-Vektoren. Wie im Graph gezeigt, hängt die Gesamt-Richtschärfe nicht von Phasenverschiebung zwischen den

Speisesignalen ab oder von der Axial Ratio und er ist konstant über den gesamten Bereich.

Wenn wir jedoch versuchen, die Gesamt-Richtschärfe für eine Antenne anzuwenden mit Axial Ratio 3dB und ohne irgendwelche zusätzlichen Verluste durch Polarisationsfehlpassung, z.B., muss solch eine Antenne ein kompatibles Signal empfangen, d.h. das Signal muß dasselbe Axial Ratio von 3 dB und dieselbe Winkelausrichtung θ zwischen den Polarisationsvektoren haben.

Solch eine Situation kann bei EME-Kommunikation für eine kurze Zeit vorliegen, aber bei längeren Zeitabschnitten wird die Winkelausrichtung θ leiden unter zufälligen Abweichungen aufgrund von Faraday-Rotation, Mond-Libration und anderer Faktoren. Als Resultat entsteht Verlust durch Polarisationsfehlpassung. Er verhält sich statistisch und sein Wert kann aus dem Diagramm in Abb. 1 abgeschätzt werden.

3. CP-Optimierung für Parabolspiegel und Sonnenrauschen

Wenn man mit der beschriebenen Antennenanordnung Sonnenrauschen empfängt, arbeitet die Gesamt-Richtschärfe, da Sonnenrauschen inkohärent ist, das bedeutet unkorreliert.

In diesem Fall addiert die Antenne Rauschleistung zufällig von Ko- und Kreuzpolarisationskomponenten, da das Sonnenrauschen nicht polarisiert ist. Dies kann leicht verifiziert werden durch einen Messaufbau wie in Abb. 6 dargestellt.

Wenn das Feed symmetrische Eigenschaften hat, dann ist die Höhe des Sonnenrauschens am LHCP und RHCP-Port gleich. Wie oben beschrieben, hängt die Gesamt-Richtschärfe nicht von den Polarisationsseigenschaften der Antenne ab, so dass diese Eigenschaften auch nicht durch Maximierung des Sonnenrauschens optimiert werden können.

Die oben beschriebenen Polarisationsverluste beachtend, kommen wir zu folgender Schlussfolgerung:

Ein Antennenaufbau für CP (zirkulare Polarisation), der durch Maximierung des empfangenen Verhältnisses von Sonnenrauschen zu kaltem Himmel optimiert wurde, ist nicht für beste Eigenschaften der zirkularen Polarisation optimiert.

4. Zusammenfassung und Schluß

Es wurde gezeigt, dass der Betrieb und die Leistungseigenschaften von Spiegeln für zirkulare Polarisation sich signifikant von denen von Antennen für lineare Polarisation unterscheiden.

Nur mit dem richtigen Verstehen dieser Unterschiede ist es möglich, diese Antennen so zu konfigurieren, dass optimale Performance erhalten wird. Dies ist besonders zutreffend bei CP-Antennen kleiner Größe, da hier eine eventuelle Gewinnreserve normalerweise fehlt.

Bemerkenswert ist die Tatsache, dass es nicht möglich ist, Messungen des Sonnenrauschens zu verwenden, um die Polarisationsseigenschaften eines Parabolspiegelantennenaufbaus zu untersuchen während andere Eigenschaften wie Ausleuchtung und Überschuß-Effektivität ausreichend gut mittels Empfang von Sonnenrauschen optimiert werden können.

Auch ist es sehr schwierig ein Antennen-Feed für gute CP-Eigenschaften zu justieren, ohne die Verwendung von speziellem Equipment, da eine Prüfung des Polarisationsbildes nötig ist.

Folglich sind, wenn ein verifiziertes Design eines CP-Feed kopiert wird, gute Polarisations-Parameter direkt erzielbar. Solch ein Design eines Feed für 10 GHz wurde kürzlich publiziert [1, 8]. Ein CP-Feed für 23cm und 13cm, das einen Septum-Polarisator in einem runden Hohlleiter verwendet, wird in einer folgenden Ausgabe des DUBUS-Magazins veröffentlicht werden.

5. Danksagung

Wir möchten unseren Dank aussprechen an Herrn Vladimír Masek - OK1DAK, Herrn Miroslav Prochazka und Herrn Robert Valenta für ihre wertvollen Kommentare und Hilfe bei der Erstellung dieses Artikels.

6. Referenzen

siehe engl. Text

Measurement Test Results with JT65 V. 5.9.3

by Heinrich F. Reckemeyer, DJ9YW

Introduction

The results of my measurements may help WSJT users to decide on the parameters for JT65. Frequently WSJT users are not sure which version JT65B or JT65C is more suitable for a QSO considering the band used, the frequency drift of the transceiver and drift of the EME Doppler. Furthermore it is shown what the AFC of the later JT65 versions (5.9.3 R119) affects and how far a QSO is possible and valid on the "-dB" scale without using the "deep search decoder" ("DSD"). JT65A was not tested as it is very sensitive to small changes in frequency and is probably not used very much.

Measurement setup

The measurement setup is shown in the block diagram (Fig. 1) with two PC's, a standard transmitter and receiver, a RF link like a real QSO but using here a coaxial cable. It was important to prevent RF crosstalk on the cables and unwanted RF interference into the RX. In order to obtain reproducible results the ambient temperature had to be kept constant and a sufficient running-in period of the equipment was necessary. The measurements were quite time-consuming because after any 0.2 dB step at a different frequency drift one had to wait for the decoding time in order to detect a threshold. For that purpose the appearance of the transmitted information < DJ9YW DF5OR JO52 > in the average display after two transmit periods was used instead of the signal level (-dB) in the RX PC. See Fig. 2. The DSD was deactivated by putting nothing into the fields "to radio" and "Grid" and by deleting the file call3.txt in order to prevent any access. "Sked" and "aggressive" were not switched on. In order to produce a reliable tuneable simulated frequency drift an OXCO module was developed and built and its PTT controlled signal was fed to the TX as an external reference oscillator source. The OXCO stability is ± 1 Hz/h and the shift during a TX period can be adjusted in steps from 4 Hz/min to 60 Hz/min. With this different defaults were possible for obtaining points of a measured graph. Using the factor 0.8 the Hz/min values can be converted into the "W" results of the JT display.

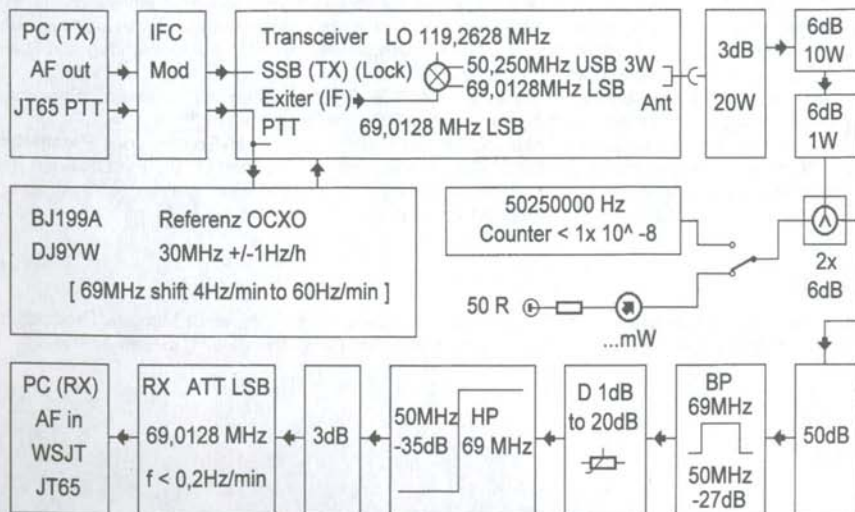


Fig. 1

Effects of the frequency drift on JT65

Here we want to look more closely at 2m and 23cm. Mostly JT65B is used for 2m and JT65C for 23cm. Earlier versions of JT65 did not show any improvement on 23cm regarding the RX decoding compared to JT44. This has been published already. Since the "AFC" function was introduced this has changed quite a lot as one can see in Fig. 2. Anyway it would be most welcome if K1JT could include the program calculated Doppler as a correction factor. With this another improvement on 23cm would be possible and without usage of the DSD.

Which frequency drifts do we face on 23cm EME? The mostly negative Doppler can reach values of -13Hz but when there are changes of the moon's height also +5 Hz is possible. In addition we have the drifts of the transmitters and receivers. All these three often add to 20Hz/min or more. Only in a very few cases we get a beneficial compensation. If we have to choose, JT65C with "AFC on" is the better option when >6 to 8 Hz/min as we can easily see from Fig. 2. The total result of the drift can be watched perfectly with the great SpecJT (Fig. 3) of the WSJT program. When using a transverter the inclusion of an OXCO or TXCO may be useful. Any user can now estimate which JT version has more advantages and if the AFC should be switched on. Regarding the AFC one should consider that when receiving signals with little frequency drift the AFC may decrease the decoding quality. The related threshold was found to be about 5 Hz/min for JT65C and 6 Hz/min for JT65B. For 2m EME JT65B will be the best choice in most cases as the drift of the EME Doppler is only about 1 Hz/min.

If good equipment is used the full JT65 quality is usable. But not all 2m rigs are stable and they could show delta f values of more than 10 Hz/min. Although modern transceivers have improved reference oscillators as regards temperature and long term characteristics sometimes there are deficiencies during the RX-TX cycle, especially during the "1 minute cycle" which is important for AFSK / JT65. This is often caused by thermal effects of the voltage regulators due to the different load at RX and TX.

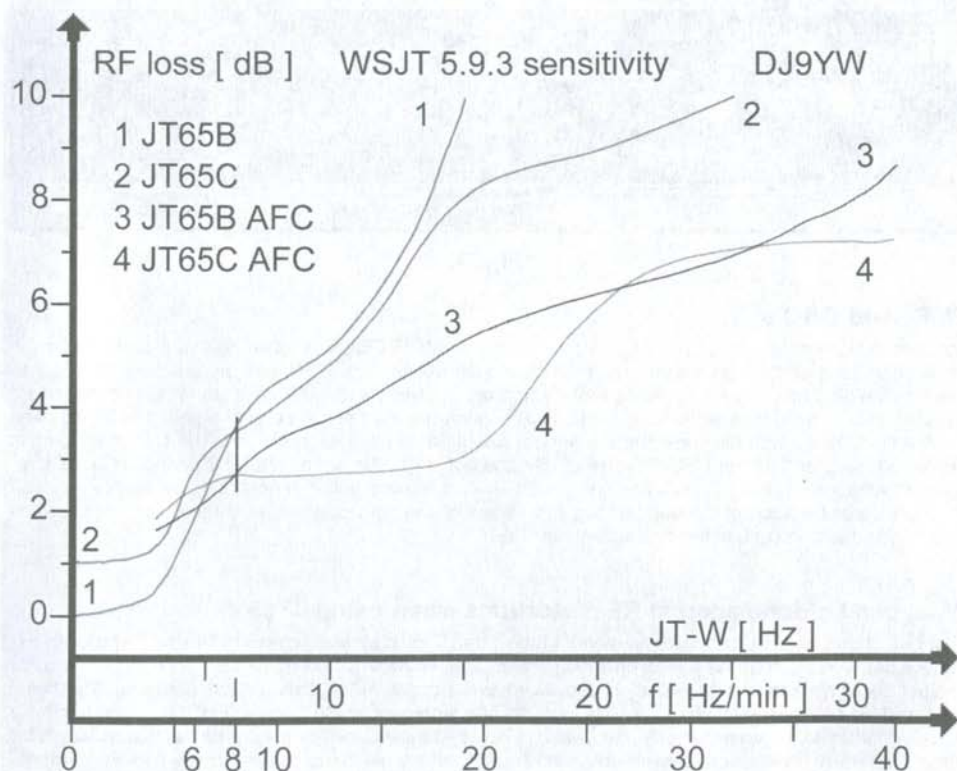


Fig. 2

The term "RF loss" in Fig. 2 does not denote the RF level itself but shows how much the TX power has to be increased for a certain frequency drift in order to obtain the same result of the digital decoding. Here an example for 2m: Both QSO partners work with a total sum of 3 Hz/min without AFC, which is nearly the optimum. A new partner shows up with a rig with a drift of 20Hz/min. If for the first case 100 Watt RF were sufficient now 1000 W are necessary (for the same result). If one has realized this and switched on the AFC function still 400 W are necessary after all. From the measurement results we can come to the following rule of thumb:

until	W 5 JT65B without AFC
over	W 5 JT65C with AFC



Fig. 3

EME sked QSO's

Some remarks regarding the discussion about validity of WSJT QSOs. Another test was made under the same conditions and measurement setup as described above. The DSD was switched off. In order to check those dB-limits that are in the current discussion, the Sync was set from "1" to "0" to find the lowest possible level at maximum sensitivity. Skeds in JT mode normally take place over a period of 30 minutes. For the first TX line with the calls and the answer about 10 minutes each are set. The rest of the time is easily sufficient for "RO" and "RRR" respectively and both "73". Accordingly after 6 periods (Fig. 4) a result with -29dB +/- 1dB was confirmed without DSD. This may be a little proof for the nonbelievers, hi. If one gets upset because of the appearance sometimes of phantom callsigns I would advise not to switch below Sync 1 and in case of need deactivate the DSD.

What can be done against RF distortions when using JT65?

First one should search for the Sync signal in the SpecJT display and limit with "freeze" in order to exclude other signals from the synchronisation procedure. Anyway distorting signals within the passband can not be eliminated with this method and may have a negative influence on the decoding. The noise blanker (NB) probably contains no notch function and works only with pulses. For the measurement a weak signal from the generator was used, which simulated a sequence of pulses similar to a typical radar signal. The noise level was increased until it was gently detectable in the speaker of the receiver. Surprisingly nothing was notable in the JT display. Just the RX noise display changed from 0 to 2 dB in a similar way to turning the beam toward the sun. Accordingly the SpecJT background became a bit brighter. With weak JT 65 signals of about -29 dB now the decoding was suppressed due to this distortion and nothing

was displayed anymore. This could not be changed by the noise blanker. After increasing the RF signal by 2 dB we have got the calls again in the result display. Maybe the NB is more successful with higher noise levels but then the RF signals are probably in the CW level. If one owns a transceiver with a real IF hardware noise blanker this should be used.

What affects the "deep search decoder"?

Regarding the check of the sensitivity the same assembly was used as above without DSD (Fig. 4). It was shown that with the DSD switched on no change was detected in the transmitted RF power and thus no increase in sensitivity. Simply the callsigns appeared already after the first transmission period in the upper display (Fig. 5) at a level of -29dB again. The evaluation QSB in the display ranged from 0 -1 to 0 -10 which means a quality between 10% and 100% and 0 -5 on average. The range 0 -1 to 0 -5 contained a (?) question mark and had to be considered as doubtful.

After these results with "sked off" the next measurements were made with "sked on". No remarkable difference was detected. But possibly wrong displays are prevented with "sked on" under real radio conditions with pulse interference.

Another test was an error check with similar callsigns. CT1HZE IM57 was the TX PC and on the RX PC under "to radio" only one letter was changed at the end of the callsign. Grid was kept with IM57. After 80 transmissions with one displayed result line each not a single wrong decode was detected with and without sked function which should be considered as quite reliable. Accordingly one should assume that possible DSD mistakes are overestimated from time to time and unobjective criticism does not do justice.

I wish all DXers including the QRP stations a lot of success and "good DX" with SSB/CW and WSJT.

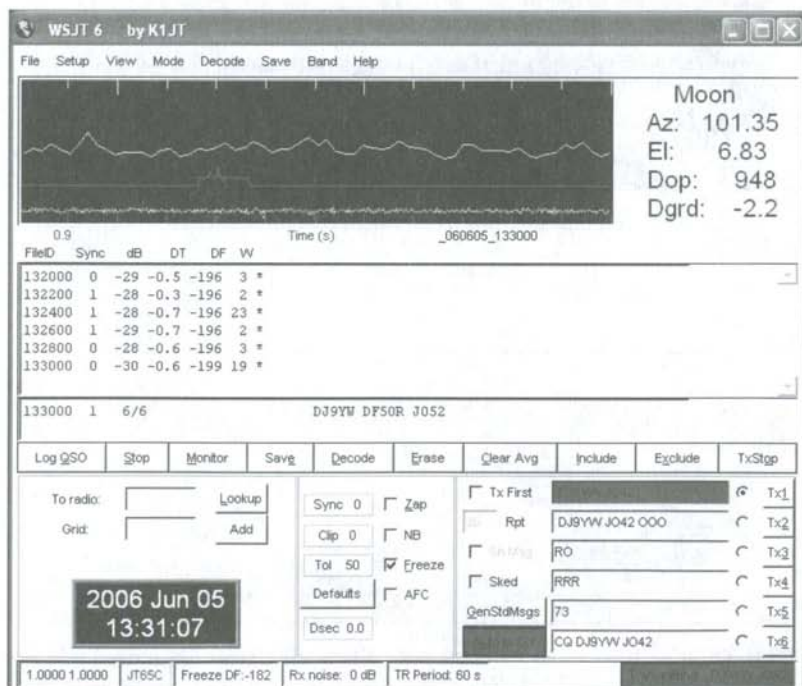


Fig. 4

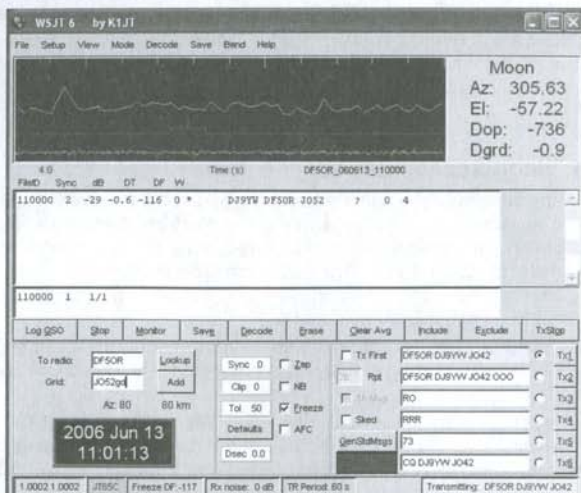


Fig. 5

Appendix

The following figures were obtained using the same measurement setup as described in Fig.1 and kindly provided by DJ9YW. But the comments to Fig. 6 and 7 are by DL8HCZ.

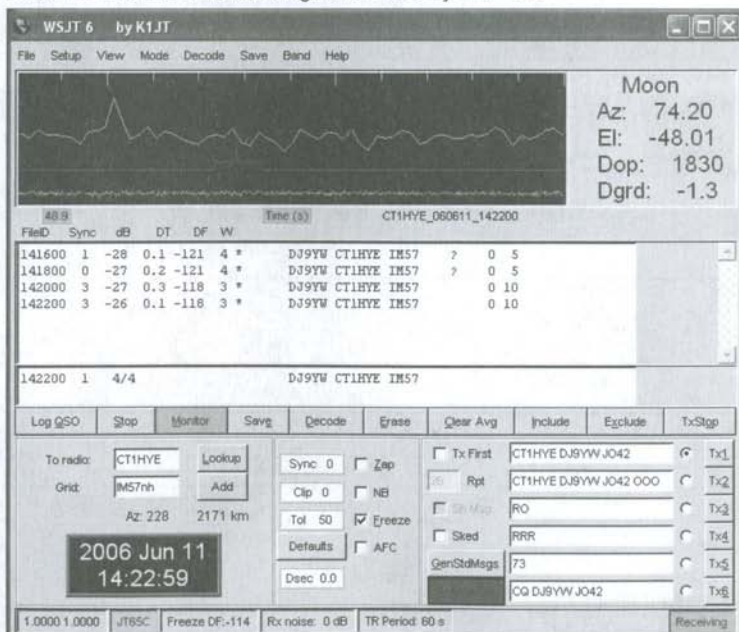


Fig. 6 CT1HYE IM57 NOT (!) in call3.txt and "Sked off": DSD instantly finds the "right" decode, although CT1HYE IM57 is NOT in the database (call3.txt)! There is NO explanation for this except that the information from the "To Radio" and "Grid" boxes is used although "Sked" is not activated.)

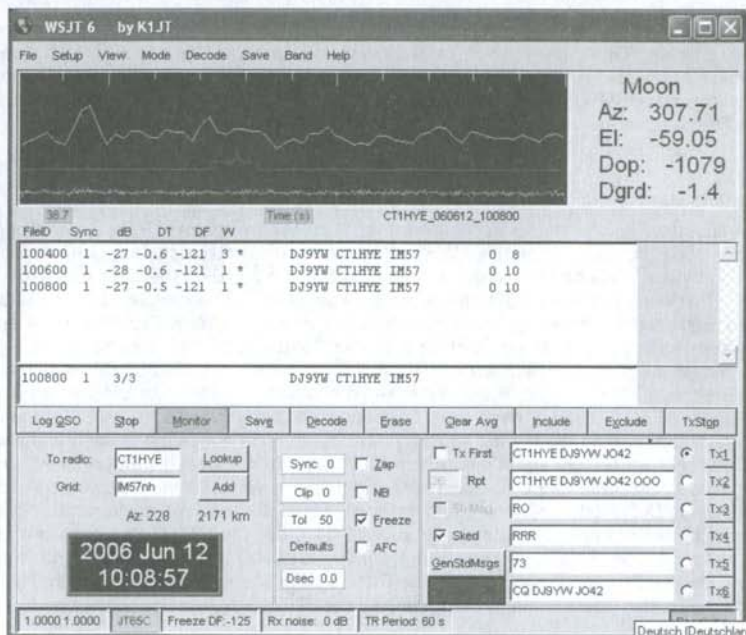


Fig. 7 CT1HYE IM57 NOT (!) in call3.txt "SKED ON": Result as expected, one can clearly see that information is taken from the "To Radio" and "Grid" boxes again, with "sked on" this could be considered as "normal".

We hope that this will help to understand the JT65 users what it means when one fills in a callsign and locator in the boxes. There are many who thought that deleting the call3.txt would have switched off the DSD which was wrong. Note that all this is valid only for version 5.9.3.

Abb. 6 und 7 sollen verdeutlichen, was alleine schon die Eingabe von Call und Locator in die „To Radio“ und „Grid“ – Felder bewirken. Selbst ohne CT1HYE in der Call3.txt-Datei wird diese Information vom Programm verwendet, da in Abb. 6. selbst bei -29 sofort mit DS dekodiert wird. Ein Löschen der Call3.txt-Datei hat also überhaupt keinen Effekt, solange das Call des QSO-Partners in der „To-Radio“-Box stand! Das ganze wurde mit der Version 5.9.3 getestet.

Messtechnische Testergebnisse mit JT65 V. 5.9.3

von Heinrich F. Reckemeyer, DJ9YW

Einleitung

Die Ergebnisse könnten einigen WSJT-Liebhabern bei der Entscheidung bezüglich der JT65-Parameter-Einstellungen etwas behilflich sein.

Immer wieder sind die WSJT-Nutzer sich nicht sicher, ob nun die JT65B- oder die JT65C-Variante für ein QSO besser geeignet erscheint. Dies insbesondere bezüglich des Bandes und der Frequenzdrift durch

die Funkgeräte und des EME-Dopplers. Ebenso sollte nachfolgend auch einmal aufgezeigt werden, was die AFC in der neueren JT65-Version 5.9.3 r119 bewirkt und weiterhin, bis wie weit noch eine QSO Verbindung bezüglich der "- dB " Anzeige möglich ist und gewertet werden kann, ohne das der "deep search decoder" (nachfolgend "DSD" genannt) aktiv wurde. JT65A wurde nicht untersucht, weil besonders anfällig für kleinste Frequenzveränderungen und daher wohl auch nur selten in Gebrauch.

Der Messaufbau

Dieser erfolgte labormäßig, wie im Blockschaltbild (Fig. 1) zu sehen, mit zwei PCs, sowie einem handelsüblichen Sender und Empfänger über eine HF Strecke, wie bei einem praxisnahen QSO, jedoch hier über eine koaxiale Verbindung. Wichtig war dabei das Verhindern von HF-Übersprechen der Kabel, bzw. eine ungewollte HF-Einstreuung in den Empfänger. Auch auf konstante Temperaturverhältnisse und genügend Einlaufzeit des Equipments musste geachtet werden, um reproduzierbare Ergebnisse zu erzielen. Die Messungen waren recht zeitaufwändig, weil nach jedem 0,2dB-Schritt bei verschiedener Frequenzdrift immer wieder die Auswertungs-Phasen abgewartet werden mussten, um eine Schwelle zu erkennen. Dazu wurde im Empfangs-PC nicht der Signalwert in (-dB) beurteilt, sondern das Erscheinen der gesendeten Info: < DJ9YW DF5OR JO52 > nach zwei Sendephasen als Nachweis im AVG-Feld gewertet. Der DSD wurde deaktiviert, in dem die Felder "to radio" und "Grid" nicht ausgefüllt wurden und der Inhalt der call3.txt Liste gelöscht wurde, um somit einen Zugriff zu verhindern. Ebenso wurden "sked" und "aggressiv" nicht angeklickt. Um überhaupt künstlich eine einstellbare verlässliche Frequenzdrift erzeugen zu können, wurde ein OCXO-Modul entwickelt und gefertigt, wobei dessen PTT gesteuertes Signal dem TX-Funkgerät als externe Referenz-Oszillatorquelle zugeführt wurde. Die OCXO-Stabilität liegt bei $\pm 1\text{ Hz/h}$ und die Shift während einer TX-Phase kann von 4Hz/min bis 60Hz/min in Stufen eingestellt werden. Somit waren verschiedene Vorgaben möglich, um die Punkte einer Mess-Kurve zu ermitteln. Mit dem Faktor 0,8 lassen sich die Hz/min Werte in die "W"-Ergebnisse der JT-Display-Anzeige umrechnen.

Die Auswirkung der Frequenzdrift bei JT65

Hier sollen nun einmal 2m und 23cm in Augenschein genommen, wobei bisher ja oft für 2m JT65B und für 23cm JT65C gebräuchlich waren. Anfängliche Versionen von JT65 zeigten auf 23cm keine besondere Verbesserung der Empfangsauswertung gegenüber JT44, wie in älteren Berichten schon einmal veröffentlicht. Dies hat sich nun mit der "AFC" Funktion aber beachtlich verbessert, wie man in Fig. 2 sieht. Jedoch wäre es sehr wünschenswert, wenn es K1JT gelingen könnte, den bereits softwaremäßig im Programm errechneten Doppler als Korrektur gleich mit einzubeziehen. Dann wäre zumindest auf 23cm eine weitere Verbesserung möglich, ohne das der DSD aktiviert werden müsste.

Welche Frequenzschwankungen ergeben sich nun bei 23cm EME? Der meist negative Doppler kann Werte von -13Hz erreichen, aber bei Mondhöhenchwankungen auch schon mal +5Hz aufzeigen. Dazu kommen nun noch die Abweichungen des Senders und des Empfängers. Diese drei Beträge addieren sich oft auf Werte von 20Hz/min und mehr. Nur in wenigen Fällen kann es aber auch zu einer günstigen Kompensation kommen. Bei der Bewertung ist JT65C mit "AFC on" über etwa 6 bis 8Hz/min die bessere Wahl, wie unschwer in der Grafik Fig 2 zu ersehen ist. Das Gesamtergebnis der Drift lässt sich nunmehr auch mit dem neuen hervorragenden SpecJT (Fig. 3) bestens beobachten. Bei Transverterbetrieb ist möglicherweise der Einbau eines OXCO's oder TXCO's anzuraten. Nun kann dann jeder Nutzer für sich selber abschätzen, wie auch weiter für QSO's bewerten, welche JT-Version vorteilhaft erscheint und ob die AFC eingeschaltet werden sollte. Bei der AFC ist noch zu beachten, dass diese bei wenig frequenzschwankenden Eingangssignalen die Auswertqualität auch verschlechtern kann. Diese Schwelle lag mit JT65C bei etwa 5Hz/min und bei JT65B bei 6Hz/min. Für 2m wird JT65B mehrheitlich die beste Wahl sein, denn die Schwankung des EME-Doppler liegt dort nur noch bei etwa 1Hz/Min. Wenn gute Funkgeräte zum Einsatz kommen, ist die volle JT65B-Qualität nutzbar. Jedoch sind nicht alle 2m-Geräte so frequenzstabil und können sogar delta-f-Werte von mehr als 10Hz/min aufweisen. Wenngleich auch bei neuen Transceivern eine Verbesserung der Referenz-Oszillatoren bezüglich Temperatur- und Langzeitverhalten festzustellen ist, treten manchmal Mängel während der RX/TX Umschaltung für die wichtige erste "1 Minuten Phase" für AFSK, wie JT65 in Erscheinung. Dies hat oft mit thermischen Gegebenheiten der Spannungsregler während der unterschiedlichen TX/RX-Belastung zu tun. Die Bezeichnung "RF loss" in der Grafik soll nicht den RF-Pegel selber beschreiben, sondern nur darstellen, um wieviel der Sendepegel bei einer Drift erhöht werden muss, damit die digitale Auswertung wieder ein Ergebnis abbildet. Hier ein Beispiel für 2m: Beide QSO Partner arbeiten gesamt addiert mit 3Hz/min ohne AFC, praktisch optimal...

Ein neuer Partner hat ein Funkgerät mit einer Drift von 20Hz/min. Wenn im ersten Fall 100 W HF reichen,

müssen nun 1000 W aufgebracht werden. Erst wenn man den Mangel erkannt hat und die AFC in Funktion genommen wurde, sind aber immerhin noch 400 W erforderlich. Aus den Mess-Ergebnissen ist in etwa folgende Faustformel abzuleiten:

bis	W 5	JT65B ohne AFC
über	W 5	JT65C mit AFC

EME-Sked-QSOs

Nun noch etwas zu dem umgehenden Thema der Anerkennung von QSO's mit WSJT. Dazu auch noch ein Test. Hier wurden die gleichen Bedingungen wie bei den Vormessungen vorgenommen und der DSD außer Betrieb gesetzt. Um teilweise im Umlauf befindliche feste Grenzen des -dB-Wertes zu überprüfen, oder zu widerlegen, wurde lediglich für die beste Empfindlichkeit die Sync-Einstellung von "1" auf "0" geändert, um den untersten machbaren Level zu ermitteln. Skeds mit JT werden normal in 30 Minuten abgewickelt. So werden für die erste Sendezeile mit den Calls sowie die Antwort jeweils etwa 10 Minuten angesetzt. Die restliche Zeit reicht dann noch bequem für "RO" bzw. "RRR" und die beiden "73". Entsprechend konnte hier nach 6 Durchgängen (Fig. 4) eine Auswertung mit -29dB +/-1dB ohne DSD bestätigt werden. Dies ein kleiner Beleg an die Ungläubigen, hi. Wer sich jedoch über gelegentlich auftauchende Phantom-Rufzeichen aufregt, dem kann ich nur raten, nicht unter Sync 1 zu schalten und den DSD notfalls zu deaktivieren.

Was kann man gegen HF-Störungen bei JT65 unternehmen?

Zuerst sollte man das Sync-Signal im SpecJT suchen und mit "Freeze" einengen, um andere Signale bei der Synchronisationsfindung auszuschließen. Störende Signale im Bereich des Frequenzbandes der Nutzinformationen lassen sich damit jedoch nicht entfernen, können aber die Auswertung negativ beeinflussen. Der Noise-Blanker (NB) dürfte keine Notch-Funktion haben und deshalb nur bei Impulsstörungen wirken. Für diese Messung wurde ein schwaches Generator-Signal eingespeist, welches eine simulierte Impulsfolge, ähnlich einer Radaranlage erzeugt. Der Störpegel wurde soweit angehoben, bis dies im RX-Lautsprecher leise zu hören war. Interessanterweise war davon im JT65-Display nichts zu erkennen. Es erhöhte sich lediglich die RX noise Anzeige von 0 auf 2dB, ähnlich dem Schwenken einer Yagi-Antenne auf die Sonne. Entsprechend wurde der SpecJT-Hintergrund etwas heller. Bei schwachen JT65-Signalen um -29dB wurde nun die Auswertezeile durch diese Störung blockiert und nicht mehr angezeigt. Dies konnte der NB jedoch nicht eliminieren. Erst wenn nunmehr das HF-Signal um 2dB erhöht wurde, hatte man wieder die Calls im Ergebnisfeld. Vielleicht ist der NB bei stärkeren Störpegeln erfolgreicher, aber da sind wohl die HF-Signale auch im Bereich von CW-QSOs. Wer noch einen Transceiver mit echtem ZF-Hardware Noise-Blanker besitzt, sollte diesen vorrangig verwenden.

Was bewirkt der "deep search decoder"?

Bezüglich der Empfindlichkeitsprüfung wurde der gleiche Messaufbau wie ohne DSD (Fig. 4) vorgenommen. Dabei zeigte sich nun mit dem DSD keinerlei Veränderung bezüglich der zu übertragenen HF-Leistung und somit keine höhere Empfindlichkeit. Lediglich erschienen die QSO-Calls nun schon nach der ersten Aussendung im oberen Feld (Fig. 5) bei wiederum -29 dB als Pegel. Das Auswerte-QSB erstreckte sich allerdings in der Displayanzeige von 0 - 1 bis 0 - 10, also somit bei einer Qualitäts-Bewertung zwischen 10% und 100%. Im Mittel dann um die 0 - 5, wobei der Bereich ab 0 - 1 bis 0 - 5 ein (?) Fragezeichen enthielt und somit als nicht sicher anzusehen war. Nach diesem Ergebnis mit „sked off“, wurde für die nächste Messreihe nun „sked“ aktiviert. Es konnte aber kein wesentlicher Unterschied festgestellt werden. Möglicherweise werden damit aber Fehlanzeigen eher verhindert, wenn im Freifeld Funkbetrieb Impulsstörungen dazu anregen. Ein weiterer Test bestand in einer Irrtumskontrolle mit zwei ähnlichen Rufzeichen, wobei CT1HZE mit IM57 als TX-PC lief und beim RX-PC unter „to radio“ lediglich nur ein Buchstabe am call-Ende verändert wurde. Der Grid wurde ebenso mit IM57 verwendet. Nach 80 Durchgängen mit jeweils einer Auswertezeile trat sowohl mit, wie auch ohne „sked“ keine einzige Decodierung der gesendeten Zeile auf, was somit doch als recht zuverlässig einzuordnen ist. Entsprechend ist davon auszugehen, dass mögliche DSD-Fehler wohl gelegentlich überbewertet werden und hin und wieder unsachliche Kritik der Sache nicht gerecht wird.

Allen DX-Funkfreunden, einschließlich der QRP-Stationen wünsche ich viel Erfolg und "good DX" mit SSB/CW, wie auch mit WSJT.

Low Temperature Antennas

by Pops "Pop" Ljubsa, YU7EF. yu7ef@K-013.com

Ever since I started working on 144MHz, back in 1985, my major problem has been fighting with urban noise (man made noise) since I live in a medium sized city with a lot of industrial facilities. Sometimes noise was just unbearable in some particular directions and it was almost impossible to listen for weak signals. At that time I was using the very popular and well known DL6WU 11 element yagi – a very good performance antenna but obviously still not good enough – now I see and know why. Most of my activity in those days was high speed CW MS and all of you that have done that kind of communication know that very often reflections are weak, particularly when we operate out of major meteor showers, trying to use sporadic meteors.

Later I built a new 15 element DL6WU antenna that gave me better results noise-wise and more gain but it was not that efficient in collecting signals reflected from meteors due to its narrow beam width.

As soon as I got my first PC in 1991 (286/12MHz with math co-processor and 5MB RAM) I came across the "Mininec 1" software for antenna simulation and started "playing" with it. It was very useful to visualize antenna patterns and excitation parameters. However, due to the very slow computer it was painful to do it – just for one calculation I had to wait for 15 to 20 minutes. Very quickly I got the W7EL program "Elnecc 1.0" that was much more user friendly so I was spending more and more time analyzing various antennas and trying to do modifications to existing ones. As a result, I came to a somewhat modified design of the DL6WU antenna and built it immediately to see if it really worked. In short, it was noticeably better than the original antenna and that gave me the first idea of where the design had to go to reduce urban noise pickup. With these two antennas stacked vertically I even worked quite a few EME stations in early 90's, using only my TR-9000 and about 500w.

Later, with the even better AO software having an optimization feature available, I actually started designing my own antennas, rather than just doing modifications to published designs. Once I got the NEC2 program things were much better and results were more reliable and I have used it ever since. There are many different programs on the market today but most of them give similar results and the difference is just how the authors have developed the user interface and a couple of different options. For several years now I have used the 4nec2 software from Arie Voors, in my opinion the best software currently available.

Being intrigued by antenna performance I have spent many hours analyzing any antenna I came across in various magazines and publications, just to verify the declared specifications and to see if they are really that good as they say. Well, I must say that probably > 70% of those antennas were not even close to the declared specifications and were not at all good and just a few actually met their declared specifications. Doing those analyses I also realized how many mistakes were made and some statements were false, no wonder good antennas were rare in those days. Having all that in mind, ever since then, I have never used any antennas other than my own designs.

Naturally, it took me many years and thousands of hours on simulations and optimizations until I came to designs that are comparable to some of the most famous designs. For a long time I was in the dark, not being able to make a breakthrough on how to get rid of those side lobes since I did realize they are to blame for increased local, man made noise pickup.

Thanks to Peter Sundberg's program Yagi Analysis 3.54 I finally had an opportunity to actually "see" where the problem really is, since it clearly shows what part of the radiation pattern is to blame for good or poor noise specification of the antenna. Only with that program could I see that the total antenna temperature is mostly dependant on side lobe suppression and a clear pattern. At the same time, it was obvious that the F/B ratio is not so important since a difference from say 20dB to 25dB would reduce the total temperature by only a few K which is not worth too much sacrifice. Many designs could have been much better if only the people doing them had not been so much focused on F/B ratio that, led to poor side lobe suppression.

As every optimization is a "game" with various trade-off parameters, I focused on getting a design with a pure 50 Ohm impedance, reasonably wide operating range, gain as close to the FOM as per DL6WU formula and side lobes suppressed to an acceptable level in order to get an as good G/T ratio as possible.

Most of those designs were tested by myself or my friends and the results were very good. However, for a very long time I did not publish my designs for various reasons. Finally, after several friends told me I should do it, I sent files to Lionel VE7BQH for his review and opinion. After they were published in his chart, many people started asking for information and I decided to publish them on the WEB as I was not able to answer the numerous mails I was receiving on a daily basis.

However, I am confident that each and every one of these antennas can be improved even more so I will continue working on them and hopefully will come up with even better results so there is definitely more to follow.

When I started this article I was thinking which antenna I should present here and it didn't look reasonable to pick one of the antennas already published on the WEB. Instead, I have decided to present an antenna that was especially developed for those living in extremely noisy areas such as big cities or huge industrial facilities who are suffering the most from man made noise.

As I said before, I was always competing with heavy urban noise and always trying to figure out ways to reduce it as much as possible. In order to get an antenna with maximum side lobe suppression it is necessary to give up much more gain than usual. The reasoning behind this is:

If my antenna has to pick up noise from all directions, and it does, let me then reduce pick up from all other directions except the main lobe. I will give up more gain than usual for superior side lobe suppression but incoming signals will be heard with less birdies and other junk.

As a result the antenna presented here is something that can not be considered as a top class antenna by looking at gain or G/T ratio. As a matter of fact, if you compare the gain of this antenna with some other designs of the same boom length, it is about 0.5-0.6dB below the DL6WU figure of merit for that boom length. I consider this worth doing and acceptable if I can reduce city noise pick up.

This boom length is chosen from my experience as such an antenna has an optimal -3dB beam width for MS and terrestrial communications. Two of these vertically stacked antennas will give us more than sufficient gain for successful work on daily basis and an H stack of four antennas should be sufficient even for EME.

Since there are so many different methods of antenna construction and element mounting I always give the free space dimensions for elements – this lets everyone build in their preferred way. Naturally, depending on the chosen construction technique, the appropriate boom corrections to the element lengths must be applied in order to maintain the original specification.

EF0210LT ANTENNA FREE SPACE DIMENSIONS										
	REF	DE (10mm)	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8
SPACINGS	0	280	387	744	1318	1984	2727	3536	4390	5190
5 mm	1028	1004	970	957	936	916	896	876	840	794

Table with dimensions

The driven element length shown in the table is for an open dipole but, as always, I highly recommend using a folded dipole whenever possible for many reasons. If nothing else, a folded dipole will collect far less static noise from the atmosphere than open dipole. Since the impedance is optimized to a pure 50 Ohm a folded dipole can be easily fed using a traditional $\lambda/2 \times 4:1$ balun.

As it can be seen from the radiation patterns, the -3dB beam width is very good and therefore these antennas can be stacked much closer which is very convenient. As per the DL6WU stacking formula

$$S_{opt} = \lambda / \sin \phi/2 \quad (1)$$

The optimum stacking distance for this antenna would be:

SH = 3.0m

SV = 2.8m



Fig. 1 Gain - Abb. 1 Gewinn

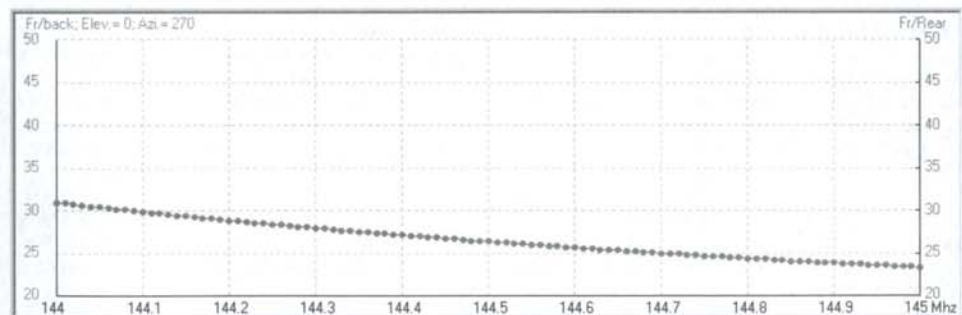
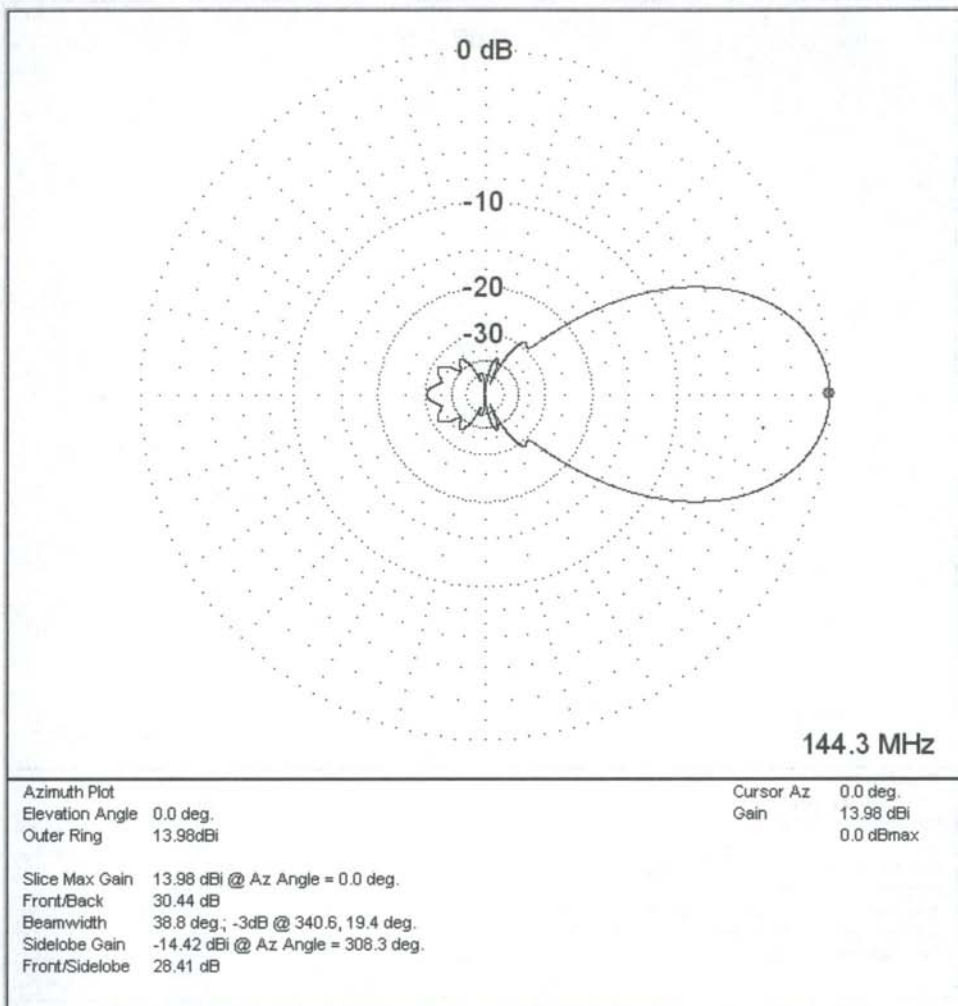


Fig. 2 F/B ratio - Abb. 2 Vor-/Rückverhältnis



Fig. 3 SWR diagram - Abb. 3 SWR-Diagramm



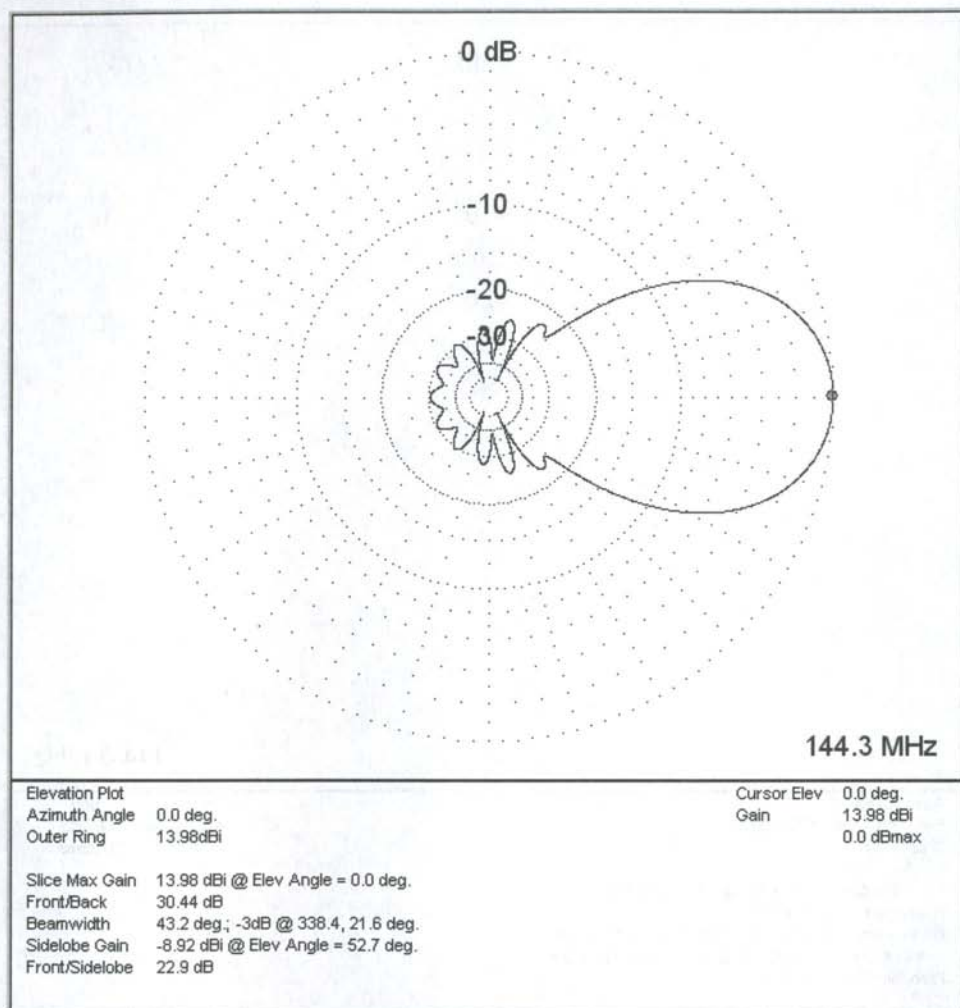
**Fig. 4 Single antenna
horizontal plane radiation pattern**

**Abb. 4 Horizontales Strahlungsdiagramm
für eine einzelne Antenne**

With antennas stacked to this spacing the 4 yagi bay gain will be:

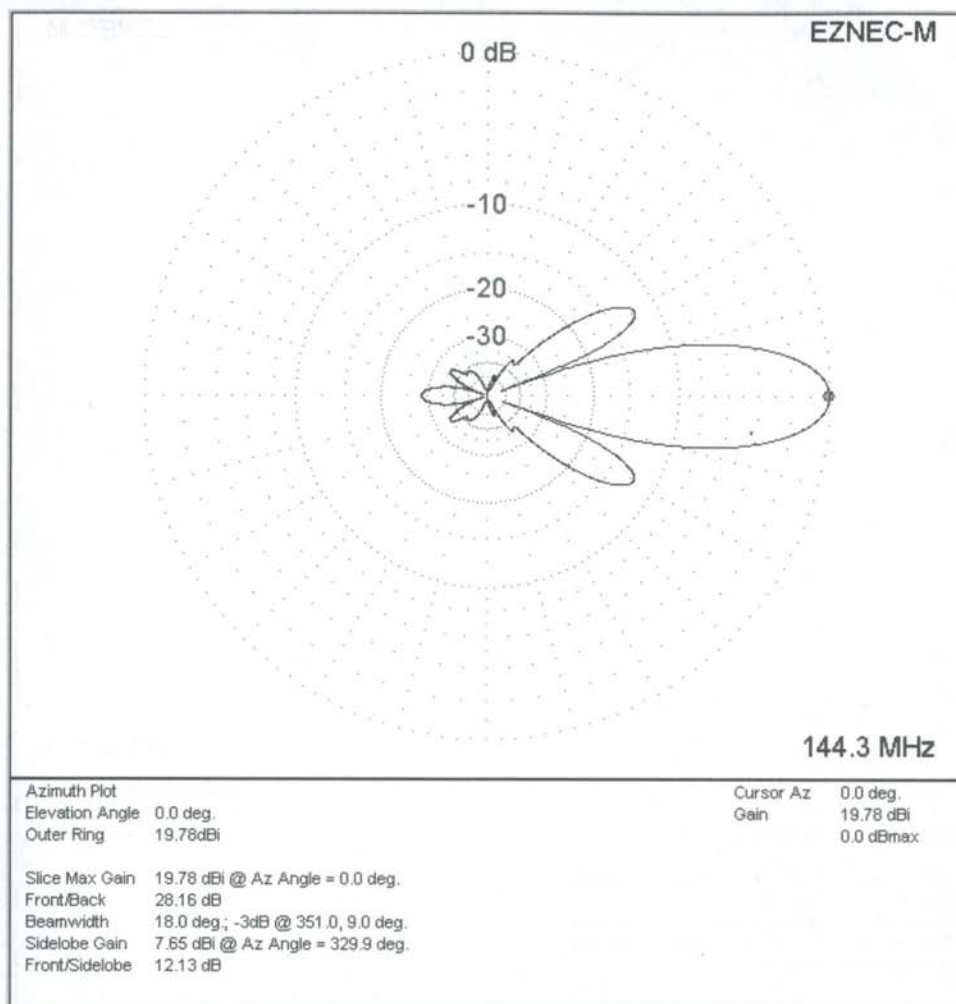
Gain	19.78 dBi
Ta	224.5 K
G/T	-3.73 dB

and the first side lobes would be down 11 – 12 dB and radiation patterns would look as shown in Fig. 6.



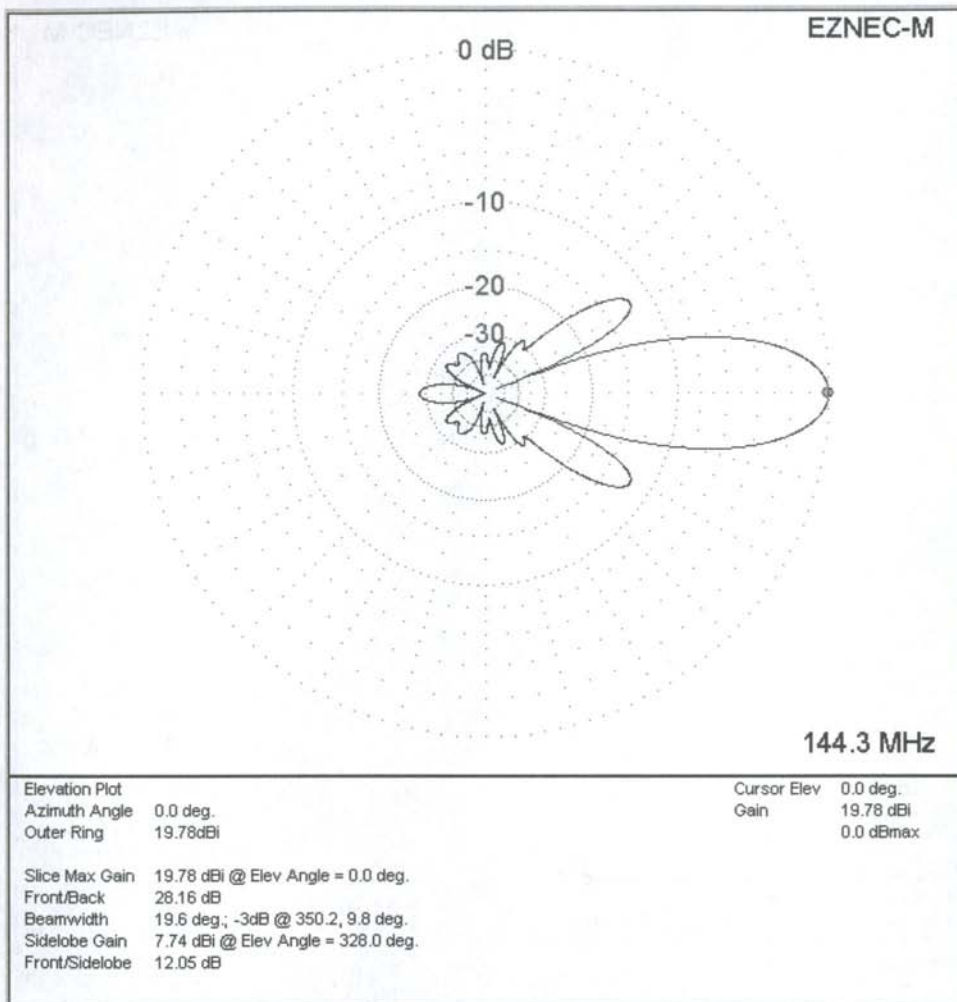
**Fig. 5 Single antenna
Vertical plane radiation pattern**

**Abb. 5 Vertikales Strahlungsdiagramm
für eine einzelne Antenne**



**Fig. 6 Horizontal plane pattern for 4 yagis
with SH = 3.0m and SV = 2.8m**

**Abb. 6 Horizontales Strahlungsdiagramm für 4 Yagis
mit SH = 3.0m und SV = 2.8m**



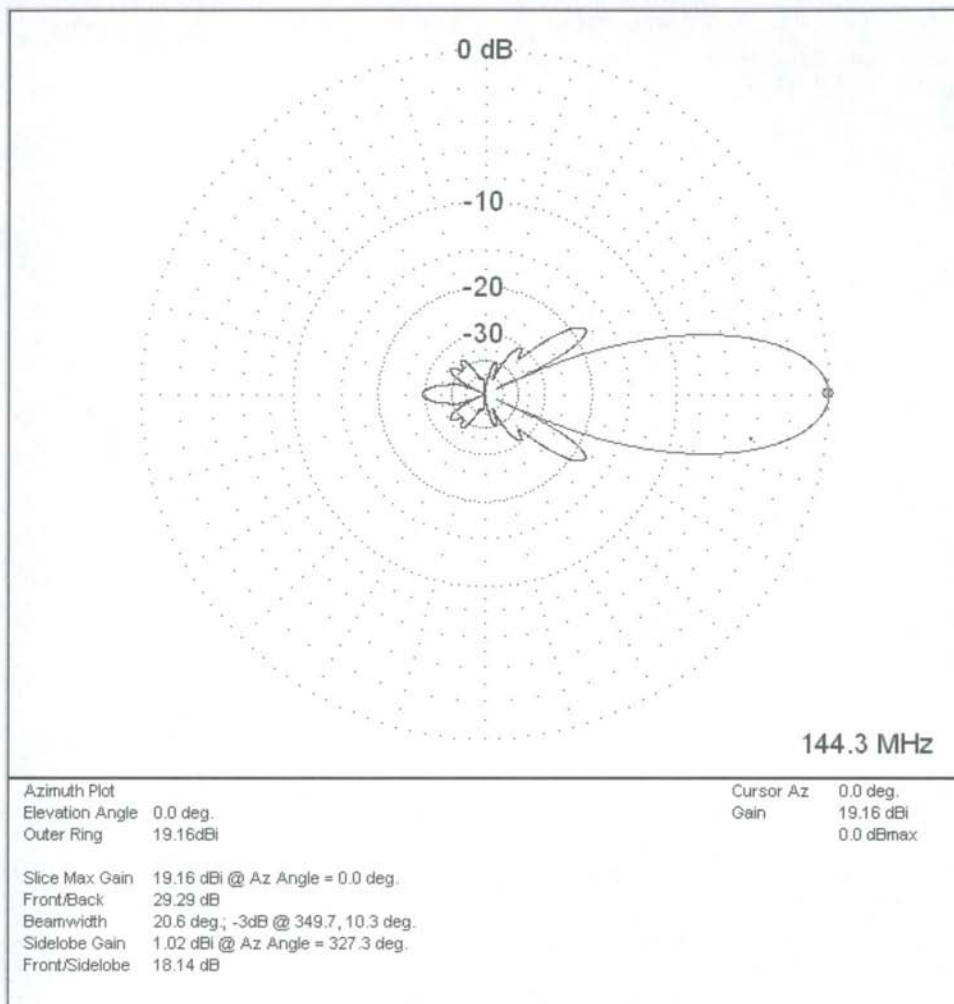
**Fig. 7 Vertical plane pattern for 4 yagis
with SH = 3.0m and SV = 2.8m**

**Abb. 7 Vertikales Strahlungsdiagramm für 4 Yagis
mit SH = 3.0m und SV = 2.8m**

However, for those who still may think the first side lobes will pick up too much unwanted junk from the neighborhood, antennas can be stacked even closer to

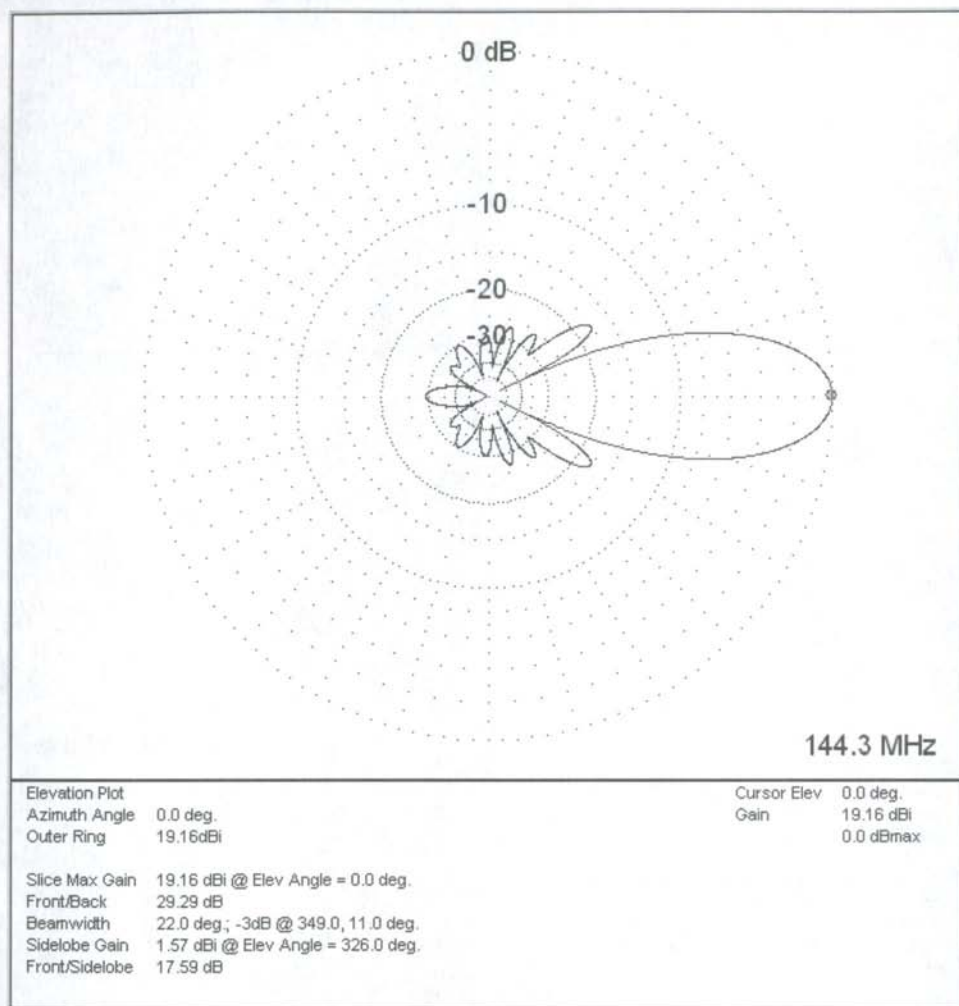
**SH = 2.5 m
SV = 2.4 m**

This way, with sacrifice of some additional 0.6dB of gain we will get almost ideal radiation pattern. See Fig. 8 and Fig. 9.



**Fig. 8 Horizontal plane pattern for 4 yagis
with SH = 2.5m and SV = 2.4m**

**Abb. 8 Horizontales Strahlungsdiagramm für 4 Yagis
mit SH = 2.5m und SV = 2.4m**



**Fig. 9 Vertical plane pattern for 4 yagis
with SH = 2.5m and SV = 2.4m**

**Abb. 9 Vertikales Strahlungsdiagramm für 4 Yagis
mit SH = 2.5m und SV = 2.4m**

In this case, the specifications of the 4 yagi bay are:

Gain	19.16 dBi
Ta	211.4 K
G/T	-4.09 dB

and the first side lobes would be down to as much as 17 – 18 dB.

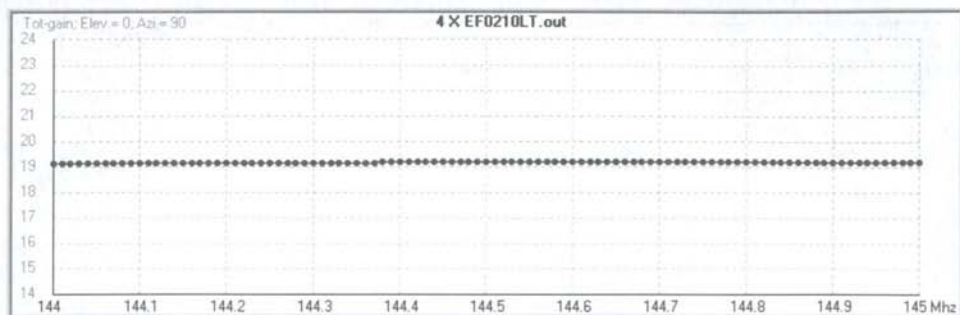


Fig. 10 Four yagi bay gain diagram

Abb. 10 4er-Gruppe Gewinn

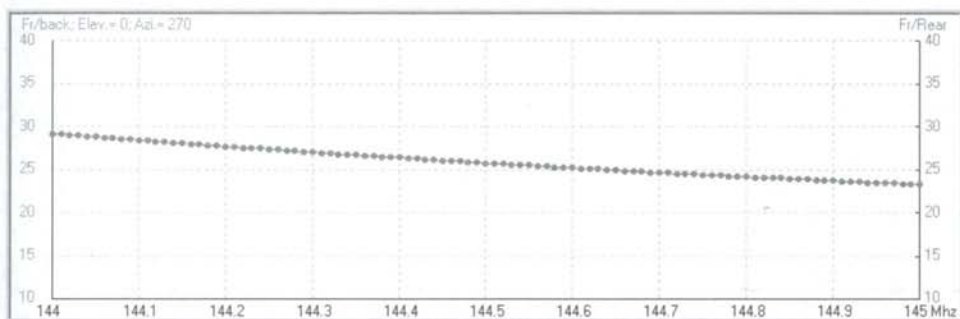


Fig. 11 Four yagi bay F/B diagram

Abb. 11 Vor-/Rückverhältnis 4er-Gruppe

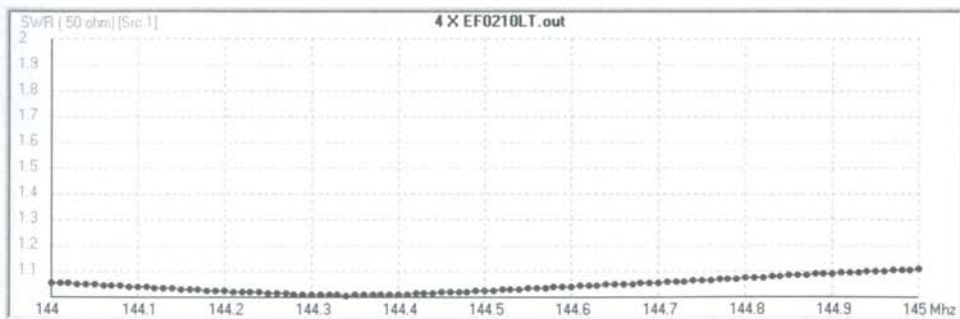
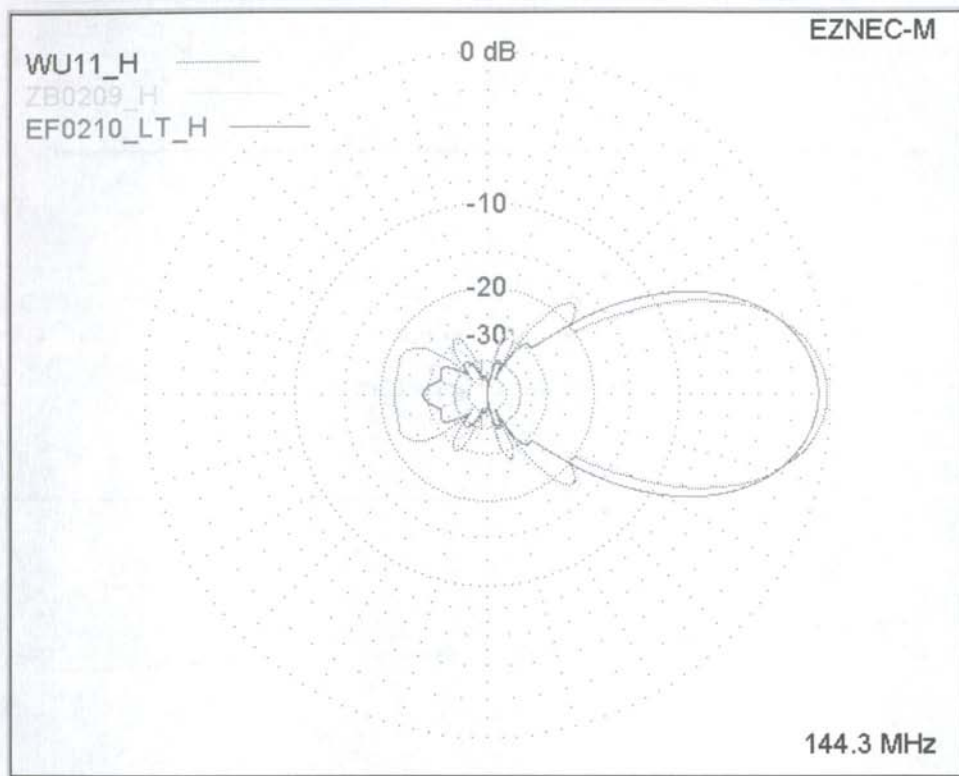


Fig. 12 Four yagi bay SWR diagram

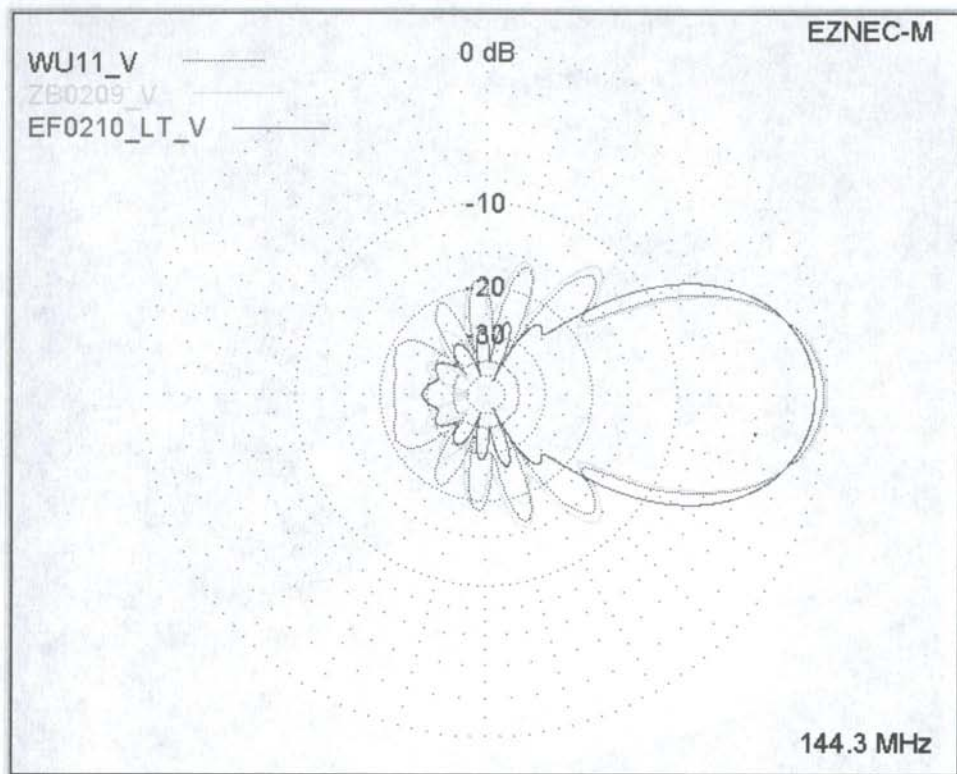
Abb. 12 4er-Gruppe SWR-Diagramm



**Fig. 13 Horizontal plane pattern comparison
DL6WU – DK7ZB – YU7EF**

**Abb. 13 Vergleich horizontales Strahlungsdiagramm
DL6WU – DK7ZB – YU7EF**

What is the difference of this antenna to other published designs? Well, take a look at the patterns in figure 13 and figure 14 and you will see how this antenna looks compared to popular and known designs. As a useful example I have chosen to compare it to a DL6WU 11 element yagi and 9 element DK7ZB antenna that are of about same boom length.



**Fig. 14 Vertical plane pattern comparison
DL6WU – DK7ZB – YU7EF**

**Abb. 14 Vergleich vertikales Strahlungsdiagramm
DL6WU – DK7ZB – YU7EF**

I consider it worth giving up 0.5 – 0.6 dB of gain for such a clear pattern.

For this antenna all remarks and notes I have given on the web [1] are the same so probably there is no need to repeat them.

Unfortunately, I didn't have time to actually build this antenna and have it tested but definitely it will be done in some time in the future. If anyone would consider it with trying, I would appreciate honest reports of performance as well as pictures of built antennas.

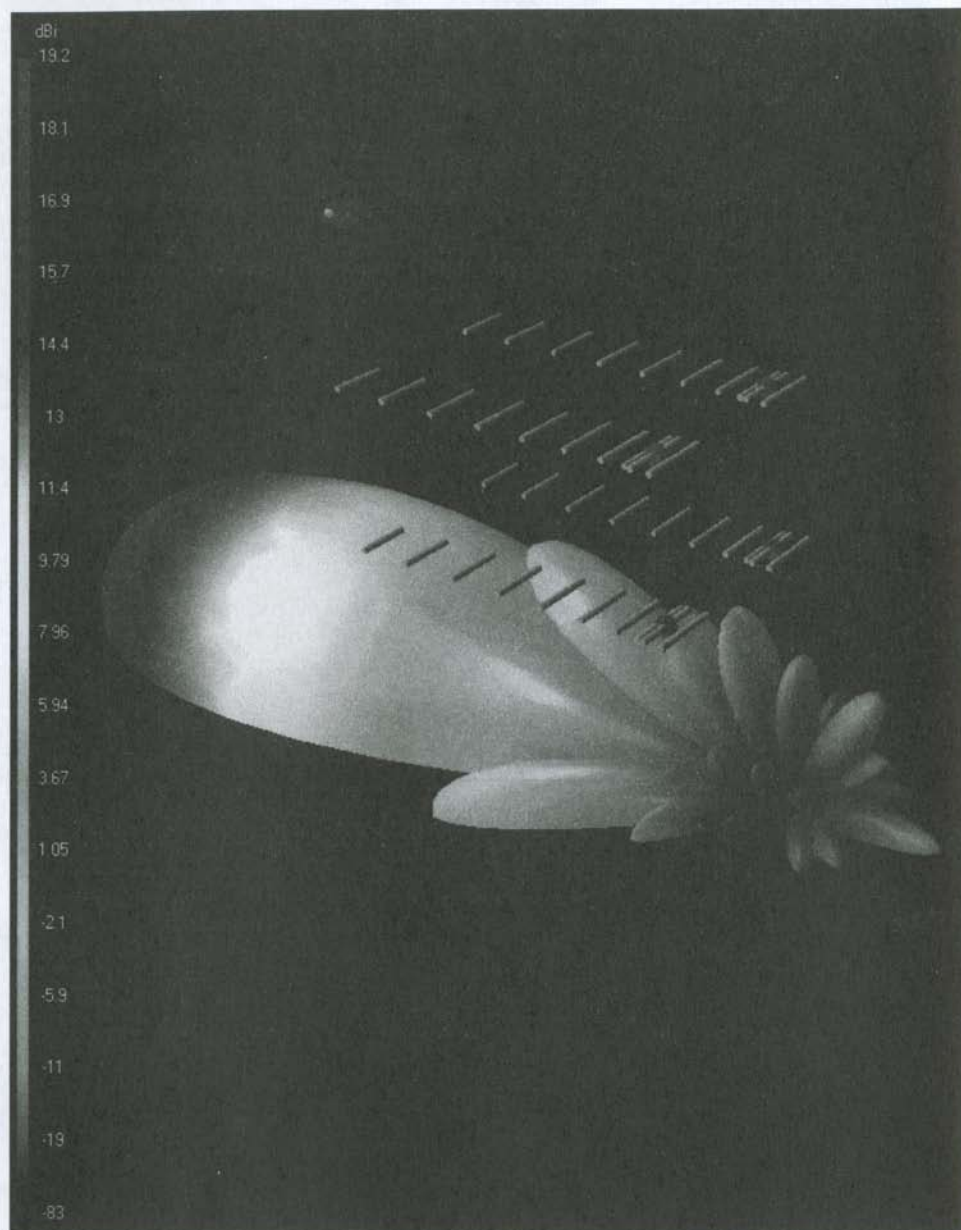


Fig. 16 3D pattern for the 4 yagi YU7EF array

Abb. 16 3D-Diagramm für die YU7EF 4er-Gruppe

References

- [1] www.rkntesla.org.yu/LowTemperatureAnt.htm

Niedrig-Temperatur-Antennen

by Popa "Pop" Ljubsza, YU7EF. yu7ef@K-013.com

Schon seitdem ich im Jahr 1985 begann auf 2m zu arbeiten, war der Kampf gegen das Rauschen der Stadt (menschengemachtes Rauschen) mein Hauptproblem, da ich in einer mittelgroßen Stadt lebe, die viele Industriebetriebe hat. Manchmal war das Rauschen in einige bestimmte Richtungen unerträglich und es war nahezu unmöglich, schwache Signale zu empfangen. Zu der Zeit habe ich eine sehr populäre und bekannte DL6WU 11 Element Yagi verwendet – eine Antenne mit sehr guten Eigenschaften, aber offensichtlich noch nicht gut genug – inzwischen weiß ich, warum. Die meiste meiner Aktivität zu dieser Zeit war in CW-MS und alle, die diese Art der Übertragung schon mal gemacht haben, wissen, dass sehr oft die Reflektionen sehr schwach sind, besonders wenn man außerhalb größerer Meteorschauer arbeitet und versucht, die sporadischen Meteoriten zu benutzen.

Später habe ich dann eine neue 15 Element DL6WU-Antenne gebaut, die bezüglich des Rauschens bessere Ergebnisse brachte sowie mehr Gewinn, aber nicht so effektiv war bei der Aufnahme von Signalen via Meteor-Scatter wegen der schmalen Richtkeule.

Sobald ich 1991 meinen ersten PC (286/12MHz mit Math. Koprozessor und 5MB RAM) bekam, lief mir die Software für Antennensimulationen "Mininec 1" über den Weg und ich begann damit zu „spielen“. Sie war sehr nützlich, um Strahlungsdiagramme zu visualisieren und die Parameter für die Erregung. Wegen des langsamen Computers war es jedoch anstrengend dies zu tun, für nur eine Rechnung musste ich 15 bis 20 Minuten warten. Kurz danach bekam ich das Programm „Elnec 1.0“ von W7EL, das viel anwenderfreundlich war, so dass ich mehr und mehr Zeit damit verbrachte, verschiedene Antennen zu analysieren und Modifikationen an existierenden Antennen vorzunehmen. Als Resultat kam ich zu einem etwas modifizierten Design der DL6WU-Antenne, das ich sofort nachbaute, um zu sehen, ob es wirklich funktionierte. Kurz gesagt, es war merkbar besser als die originale Antenne und brachte mir die ersten Ideen, in welche Richtung das Design gehen muss, um das Aufnehmen des Rauschens aus der Stadt zu reduzieren. Mit zwei solchen Antennen vertikal gestockt habe ich Anfang der 90er Jahre einige EME Stationen gearbeitet, wobei ich nur meinen TR-9000 und etwa 500 Watt benutze.

Später, mit der AO-Software, die noch besser war, da sie eine Optimierungs-Funktion hatte, begann ich meine eigenen Antennen zu entwickeln und nicht mehr nur bekannte Designs zu modifizieren. Als ich das NEC2-Programm hatte, das ich bis heute verwende, liefen die Dinge viel besser und die Ergebnisse waren viel zuverlässiger. Es gibt heute viele verschiedene Programme auf dem Markt, aber die meisten bringen ähnliche Ergebnisse und der Unterschied liegt nur darin, wie der Autor das User-Interface entwickelt hat und in einigen verschiedenen Optionen. Für einige Jahre benutze ich nun die 4nec2 Software von Arie Voors, meiner Meinung nach die zur Zeit beste erhältliche Software.

Fasziniert vom Thema Antennen-Performance habe ich viele Stunden damit verbracht, alle möglichen Antennen, die mir in verschiedenen Zeitschriften und Publikationen über den Weg liefen, zu analysieren, nur, um die deklarierten Spezifikationen zu verifizieren und zu sehen, ob sie wirklich so gut sind, wie angegeben. Tja, ich muss sagen, dass wahrscheinlich über 70% dieser Antennen nicht einmal auch nur in der Nähe der angegebenen Spezifikationen lagen und alles andere als gut waren. Nur bei wenigen konnten die angegebenen Spezifikationen bestätigt werden. Bei diesen Analysen realisierte ich auch, wie viele Fehler gemacht wurden und viele Aussagen waren einfach falsch, so dass es kein Wunder war, dass in jenen Tagen gute Antennen rar waren. Das vergegenwärtigend, habe ich seitdem nichts mehr, außer meine eigene Designs, verwendet.

Klar, es hat viele Jahre und tausende von Stunden für Simulationen und Optimierungen gedauert, bis ich zu den Designs kam, die vergleichbar sind mit einigen der berühmtesten Designs. Für lange Zeit tappte ich im Dunkeln und kam zu keinem Durchbruch, wie man die Seitenzipfel beseitigen könnte. Ich realisierte nämlich, dass sie die Verursacher für die Aufnahme des unerwünschten Rauschens waren.

Dank Peter Sundberg's Programm Yagi Analysis 3.54 hatte ich endlich eine Möglichkeit, zu „sehen“, wo

das Problem wirklich liegt, da es offensichtlich zeigt, welcher Teil des Strahlungsdiagramms für gute oder schlechte Rauscheigenschaften der Antenne verantwortlich ist.

Nur mit diesem Programm konnte ich sehen, dass die gesamte Rauschtemperatur der Antenne überwiegend von der Nebenzipfelunterdrückung und einem sauberen Diagramm abhängt. Gleichzeitig wurde klar, dass das Vor-Rückverhältnis nicht so wichtig ist, da ein Unterschied von - sagen wir - 20 dB zu 25 dB die Gesamtrauschtemperatur nur um einige wenige K reduzieren würde, was nicht so viel Verlust ist. Viele Designs hätten wohl viel besser ausfallen können, wenn die Entwickler nicht so auf das Vor-Rückverhältnis fokussiert gewesen wären, was andererseits zu schlechter Nebenzipfelunterdrückung führt.

Da jede Optimierung ein „Spiel“ mit verschiedenen sich entgegenlaufenden Parametern ist, habe ich mich konzentriert, ein Design zu erhalten, das eine 50 Ohm Impedanz hat, einen brauchbar breiten Bandbreite, einen Gewinn nahe FOM, wie nach der DL6WU-Formel und auf einem akzeptierbaren Niveau reduzierte Nebenzipfel, um ein möglichst gutes G/T zu erhalten.

Die meisten dieser Designs wurden von mir selbst oder von Freunden getestet und die Ergebnisse waren sehr gut. Dennoch habe ich für sehr lange Zeit aus verschiedenen Gründen nichts darüber veröffentlicht. Letztendlich, nachdem mir einige Freunde dazu rieten, habe ich die Files zu Lionel, VE7BQH, geschickt, um seine Meinung einzuholen. Nachdem sie in seiner Liste veröffentlicht wurden, erhielt ich vielen Anfragen nach Informationen und es wurde einiges im Web [1] veröffentlicht, da ich gar nicht alle täglich eintreffenden Anfragen beantworten konnte.

Ich glaube, dass alle diese Antennen noch weiter verbessert werden können und ich werde weiter daran arbeiten und hoffe in der Zukunft noch bessere Ergebnisse vorstellen zu können.

Als ich mit diesem Artikel begann, überlegte ich welche Antenne ich hier präsentieren sollte und es wäre sicher nicht sinnvoll, eine der Antennen zu nehmen, die bereits auf meiner Webseite ist. Ich habe mich entschieden, eine Antenne zu nehmen, die speziell für diejenigen neu entwickelt wurde, die in einer Umgebung mit extremem Rauschen, wie große Städte oder nahe Industrieanlagen, wohnen.

Wie oben erwähnt, habe ich selbst immer gegen starkes Rauschen aus der Stadt ankämpfen müssen und immer versucht, einen Weg zu finden, dieses so weit wie möglich zu reduzieren. Um eine Antenne mit einer maximalen Unterdrückung der Nebenzipfel zu erhalten, ist es nötig, auf viel mehr Gewinn zu verzichten als üblich. Dem liegt folgender Grundgedanke zu Grunde:

Wenn meine Antenne Rauschen aus allen Richtungen aufnehmen muss, und das tut sie, dann lass uns das Aufnehmen des Rauschens reduzieren aus allen Richtungen außer der Hauptkeule. Ich verzichte auf etwas mehr Gewinn als üblich für eine hervorragende Unterdrückung der Nebenzipfel, dafür werden einfallende Signale viel weniger durch Pfeifstellen und anderen Müll gestört.

Als Resultat kann die Antenne, die hier präsentiert wird, nicht als etwas angesehen werden, das eine Antenne erster Klasse ist, was Gewinn oder G/T-Verhältnis angeht. Es ist Tatsache, dass, wenn jemand den Gewinn dieser Antenne mit anderen Designs selber Boomlänge vergleicht, dieser etwa 0.5 bis 0.6 dB unter dem Leistungswert von DL6WU für diese Boomlänge liegt. Mir erscheint es, dass Wert zu sein und akzeptabel, wenn ich die Aufnahme unerwünschten Rauschens reduzieren kann.

EF0210LT ANTENNE FREIRAUM DIMENSIONEN										
	REF	DE (10mm)	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8
ABSTÄNDE	0	280	387	744	1318	1984	2727	3536	4390	5190
5 mm	1028	1004	970	957	936	916	896	876	840	794

Tabelle

Die Boomlänge wurde gewählt, weil meiner Erfahrung nach solch eine Antenne einen optimalen -3dB Öffnungswinkel für MS und terrestrische Kommunikation hat. Zwei dieser Antennen vertikal gestockt werden uns mehr als genug Gewinn für den täglichen Bedarf geben und 4 Antennen im H gestockt sollten

sogar für EME ausreichend sein.

Da es so viele verschiedene Arten für die praktische Konstruktion der Antenne und der Elementbefestigung gibt, gebe ich für die Elemente immer Freiraumabmessungen, so dass jeder nach seinem Belieben bauen kann. Abhängig von der ausgewählten Konstruktionstechnik, muss eine angemessene Boomkorrektur auf die Elementlängen durchgeführt werden, um die originalen Spezifikationen beizubehalten.

Die Länge für das gespeiste Element in der Tabelle ist für einen offenen Dipol, aber wie immer aus vielen Gründen, empfehle ich ausdrücklich die Verwendung eines Faltdipoles, wenn immer es möglich ist. Auch nimmt ein Faltdipol viel weniger statische Störungen aus der Atmosphäre auf als ein offener Dipol. Da die Impedanz auf 50 Ohm optimiert ist, kann ein Faltdipol einfach mittels eines traditionellen 4:1 Baluns mit $\lambda/2 \cdot k$ gespeist werden.

Wie aus den Strahlungsdiagrammen ersichtlich, ist der -3dB-Öffnungswinkel ϕ sehr gut und deshalb können die Antennen viel enger gestockt werden, was sehr angenehm ist. Nach der DL6WU-Stockungsformel

$$S_{opt} = \lambda / \sin \phi/2 \quad (1)$$

beträgt der optimale Stockungsabstand für diese Antenne:

SH = 3.0m

SV = 2.8m

Der Gewinn einer 4er-Gruppe dieser Yagis, die so gestockt wurden, beträgt:

Gain 19.78 dBi

Ta 224.5 K

G/T -3.73 dB

und der erst Nebenzipfel ist 11-12 dB abgesenkt. Das zugehörige Strahlungsdiagramm zeigt Abb. 6.

Für diejenigen, die immer noch denken, dass der erste Nebenzipfel zuviel unerwünschten Müll aus der Nachbarschaft aufnehmen könnte, kann sogar noch enger gestockt werden:

SH = 2.5 m

SV = 2.4 m

Dadurch werden weitere 0.6 dB des Gewinns geopfert und wir erhalten ein fast ideales Strahlungsdiagramm. Siehe Abb. 8 und 9.

Für diesen Fall lauten die Daten für die 4er-Gruppe:

Gain 19.16 dBi

Ta 211.4 K

G/T -4.09 dB

und der erste Nebenzipfel ist ganze 17 – 18 dB unterdrückt.

Was ist der Unterschied dieser Antenne zu anderen publizierten Designs? Man schaue sich die Abb. 13 und 14 an und man sieht, wie diese Antenne aussieht im Vergleich zu verbreiteten und bekannten Designs. Als nützliches Beispiel habe ich den Vergleich mit einer 11 Element DL6WU Yagi und einer 9 Element DK7ZB Yagi von nahezu gleicher Boomlänge gewählt. Ich meine, dass es Wert ist, 0.5 bis 0.6 dB des Gewinns für solch ein sauberes Diagramm aufzugeben.

Für diese Antenne sind grundsätzlich alle Bemerkungen und Hinweise gültig, so wie ich sie auf der Webseite [1] für meine anderen Yagis gegeben habe, so dass es nicht nötig ist, sie hier zu wiederholen.

Leider hatte ich noch keine Zeit, diese Antenne zu bauen und zu testen. Es wird aber sicher in einiger Zeit geschehen. Wenn jemand meint, dass es einen Versuch wert ist, wäre ich für ehrliche Erfahrungsberichte über die Leistung sowie für Fotos der gebauten Antenne dankbar.

432 MHz Long Boom EME Yagi

by Popa "Pop" Ljubsa, YU7EF. yu7ef@K-013.com

Even though I myself did not spend too much time working on 432MHz, I was always amazed with the results some hams were achieving. I will never forget the memorable times of operating in EME contests from the YU1AW location, using his monster 12m home-made parabolic dish and some fantastic signals I heard off the Moon. Compared to 144MHz there are far less good antenna designs available for 70cm and most of the people are using DJ9BV, K1FO and DL9KR antennas. In my opinion those are very good antennas, particularly DJ9BV antennas. From some aspects K1FO antennas look even better, with lower temperature and better G/T, but I never liked them because of awkward impedances that required Gamma or T-Match feed — causing problems to many builders.

After publishing my low noise antennas on the WEB, a few hams asked me if I had some longer 70cm antennas than the 9 WL boom. Since at that moment I was just finalizing a few designs with boom length > 10 WL, I was able to complete it in a short time and the designs were sent to the people who were asking for them, namely to S52CW and 9A4QV.

As such long boom designs are quite demanding and require a lot of fine tuning to achieve perfect results, I am more than pleased with those antennas and hope that practical results will confirm the calculated specifications. The antenna presented here has 12.5 WL boom and it could be perfect for those aiming for high gain EME array. As it can be seen from radiation patterns, all side lobes are well suppressed, resulting in a very low isotropic antenna temperature, much more important on 70cm than on 2m. As it can be seen from the impedance diagram, it is optimized for pure 50 Ohm and minimum reactance which should perform very well, even when exposed to wet weather conditions.

EF7032	REF	DE	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	D9
SPACINGS	0	147	201	333	488	676	933	1212	1518	1828	2136
5 mm	332	324	312	300	298	294	290	286	282	279	276
	D10	D11	D12	D13	D14	D15	D16	D17	D18	D19	D20
SPACINGS	2452	2772	3098	3404	3742	4069	4386	4702	5034	5352	5676
5 mm	274	272	269	267	265	263	261	259	257	255	253
	D21	D22	D23	D24	D25	D26	D27	D28	D29	D30	
SPACINGS	5996	6315	6642	6945	7242	7528	7813	8102	8391	8670	
5 mm	251	249	247	246	245	244	243	242	241	240	

Table 1

SPECIFICATIONS		1 YAGI	4 YAGIS
GAIN	dBi	19.86	25.48
F/B	dB	29.52	
TA	K	25.8	25.60
G/T	dB	5.74	11.41
STACKING	m	SH = 1.94 SV = 1.90	-

Table 2

All dimensions (Table 1) are for 5mm elements and are FREE SPACE so, depending on the type of antenna construction and element mounting, and just as with all other antennas I published, appropriate boom correction has to be applied. DE length is given for an OPEN dipole but I do strongly recommend the use of a FOLDED dipole and a 4:1 impedance transformer.

Some of the readers will probably have noticed that the antenna temperature (Ta) and G/T value shown with my antennas on the WEB and in my articles defer from the values shown in VE7BQH chart. The reason is that we (VE7BQH and myself) came to the conclusion that the YA program is making small errors while calculating Ta and G/T, particularly for 4 yagi array – giving more optimistic values. It probably comes from the fact that it doesn't take into account the complete internal losses and the material of the elements. Since in the meantime OM Sinisa, YT1NT, has made and published a very small and practical program for isotropic antenna temperature calculation named TANT (<http://www.geocities.com/va3ttn/Tant.zip>) which seems to be much more precise, I am using that program for all temperature calculations. As an example, the comparative results from YA and TANT for this antenna will look like this:

	<u>YA 3.54</u>	<u>TANT</u>	<u>TANT w/o material loss</u>
Gain	20.01dBi	19.86dBi	19.95dBi
Ta	23.55 K	25.80 K	20.20 K
G/T	+6.29dB	+5.74dB	+6.90dB

However, OM Lionel is still maintaining his chart with values calculated from the YA 3.54, as the re-calculation of all those antennas using TANT would be a huge and time consuming effort – there is no way to directly transfer antenna files from YA into Eznec, all has to be done manually. Even though the results from YA seem to be a bit incorrect, the main purpose of his chart – the comparison of different antenna designs – is accomplished.

Following are the radiation pattern diagrams for a single antenna (Fig. 1 & 2) and a 4 yagi bay (Fig. 3 & 4) as well as Gain (Fig. 5), F/B ratio (Fig. 6), SWR (Fig. 7) and impedance (Fig. 8) diagrams of a single antenna.

I have finished one more design on a 10.4 WL boom so if there is interest in a ham community for that one, I will publish it with pleasure.

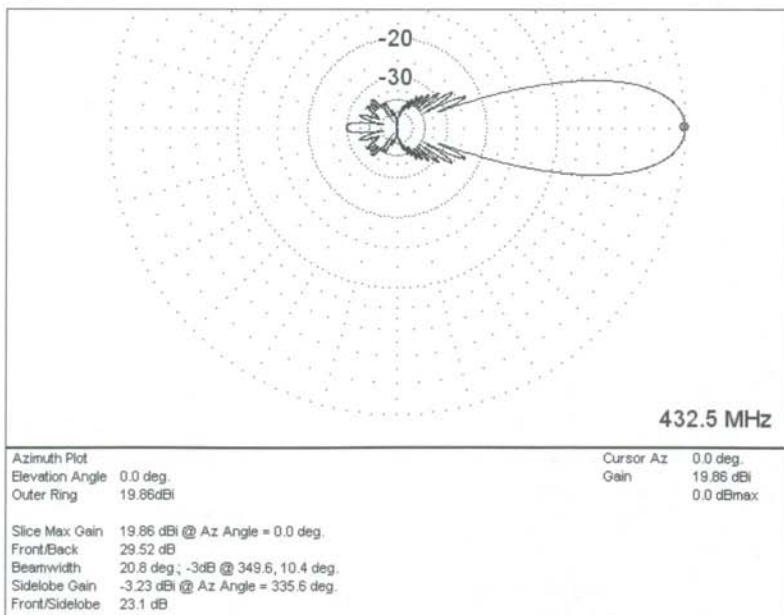


Fig. 1 Single antenna E plane pattern – Abb. 1 Eine Yagi E-Feld

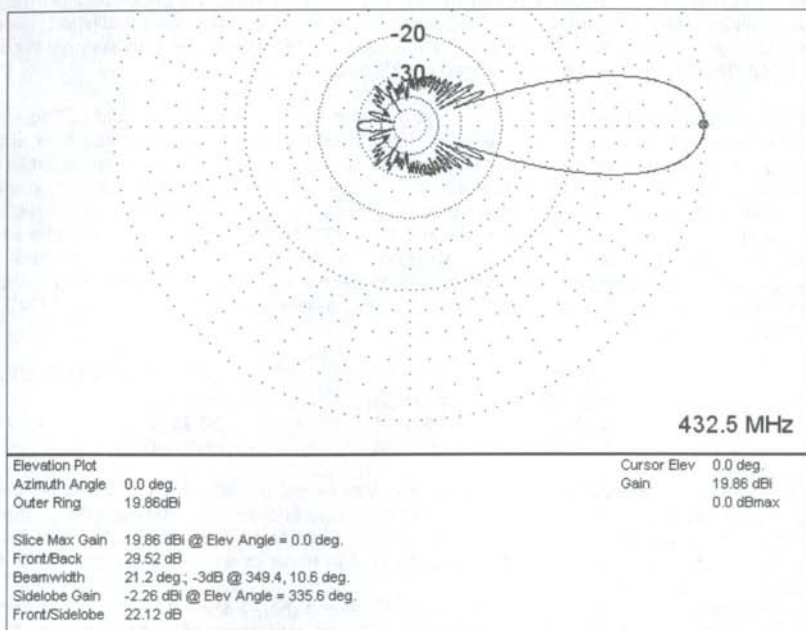


Fig. 2 Single antenna H plane pattern - Abb. 2 Eine Yagi H-Feld

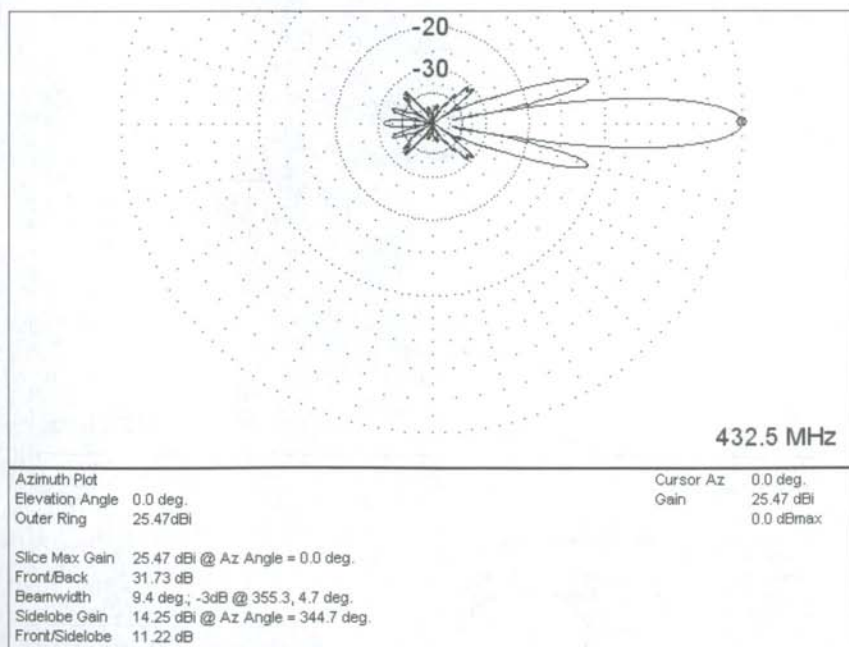


Fig. 3 4 yagi bay E plane pattern - Abb. 3 4 Yagis E-Feld

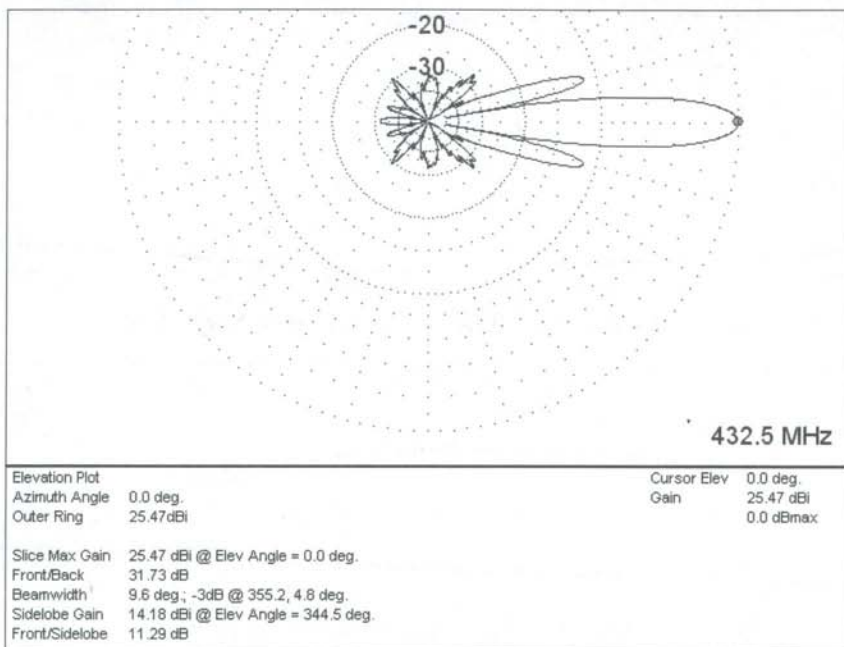


Fig. 4 4 yagi bay H plane pattern - Abb. 4 4 Yagis H-Feld

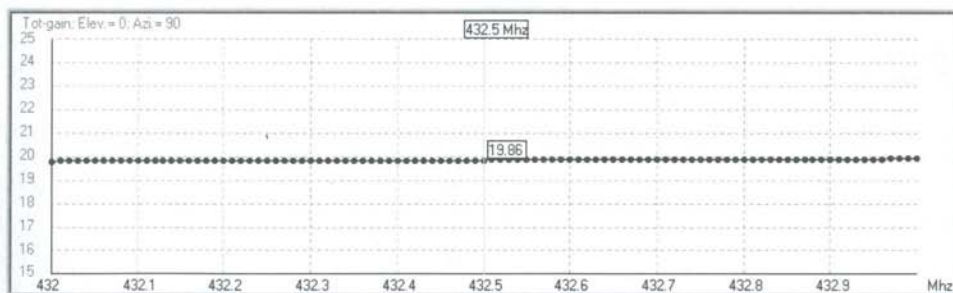


Fig. 5 Single yagi GAIN - Abb. 5 Eine Yagi - Gewinn

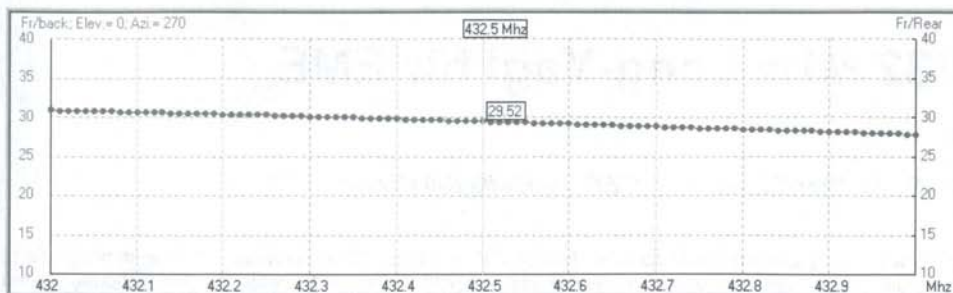


Fig. 6 Single yagi F/B ratio - Abb. 6 Eine Yagi Vor-Rückverhältnis

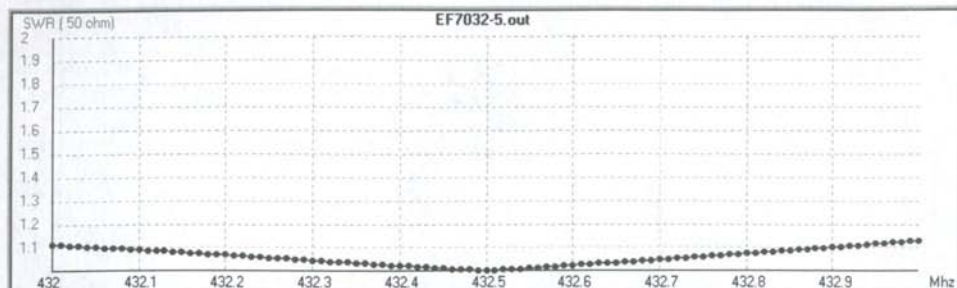


Fig. 7 Single yagi SWR - Abb. 7 Eine Yagi - SWR

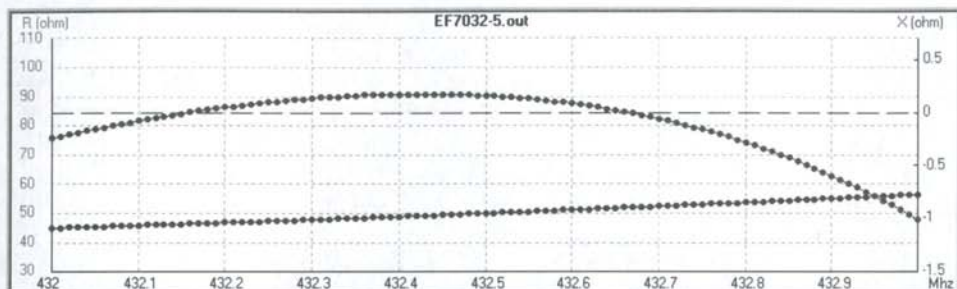


Fig. 8 Single yagi impedance - Abb. 8 Eine Yagi - Impedanz

References

[1] www.rkntesla.org.yu/LowTemperatureAnt.htm

432 MHz Lang-Yagi für EME

by Popa "Pop" Ljubsa, YU7EF. yu7ef@K-013.com

Auch wenn ich persönlich nicht so sehr viel Zeit auf dem 70cm-Band verbringe, ich war immer erstaunt über die Ergebnisse, die einige Amateure dort erreicht haben. Ich werde nie die schönen Zeiten vergessen, als ich EME-Verbindungen von YU1AW's QTH aus mit seinem selbstgebaute 12m-Monster Parabolspiegel gemacht habe und einige phantastische Signale über den Mond gehört habe.

Verglichen mit 144 MHz gibt es weitaus weniger gute Antennendesigns für 70cm und die meisten Leute verwenden DJ9BV, K1FO und DL9KR-Antennen. Ich denke, dass dies sehr gute Antennen sind, besonders die DJ9BV-Antennen. Unter bestimmten Aspekten sieht die K1FO-Antenne sogar besser aus, mit niedrigerer Rauschtemperatur und besserem G/T, aber ich möchte sie nie wegen der fürchterlichen Impedanz, die eine Gamma- oder T-Match-Speisung erforderte – was Probleme für viele Selbstbauer verursacht.

Nachdem ich meine rauscharmen Antennen ins Web gestellt hatte, haben mich einige Amateure gefragt, ob ich größere Antennen als 9 Lambda für 70cm hätte. Da ich zu der Zeit gerade einige Designs mit Boomlängen > 10 Lambda fertig stellte, konnte ich schnell darauf reagieren und die Designs wurden und die Interessenten weitergegeben, wie z.B. S52CW und 9A4QV.

Da solche langen Boom-Designs sehr aufwändig zu erreichen sind und sehr viel Feinabstimmung brauchen, um perfekte Ergebnisse zu erreichen, bin ich mehr als erfreut über diese Antennen und hoffe, dass die praktischen Ergebnisse die gerechneten Spezifikationen bestätigen werden.

Die hier vorgestellte neue Antenne hat einen 12.5-Lambda-Boom und könnte perfekt für die sein, die eine Hochgewinn EME-Anlage möchten. Wie aus den Strahlungsdiagrammen gesehen werden kann, sind alle Nebenzipfel schön unterdrückt, was in einer sehr niedrigen Antennentemperatur resultiert, was auf 70cm noch viel wichtiger ist als auf 2m. Wie aus dem Impedanz-Diagramm ersichtlich, ist die Antenne auf reine 50 Ohm und minimale Verstimmungsempfindlichkeit optimiert, so dass sie sehr gut arbeiten sollte, sogar unter nassen Witterungsbedingungen.

Alle Dimensionen sind für 5mm-Elemente und für Freiraum (Tabelle 1, siehe engl. Text oben), so dass abhängig von Antennentyp und Elementbefestigung – so wie bei allen anderen Antennen, die ich publiziert habe – eine angemessene Boom-Korrektur vorgenommen werden muss. Die Dipol-Länge ist für einen offenen Dipol angegeben, ich empfehle aber dringend, einen Faltdipol mit 1:4 Balun zu verwenden.

Einige Leser haben wahrscheinlich bemerkt, dass die Antennentemperaturen (T_a) und die G/T-Werte meiner Antennen im Web und in meinen Artikeln von den Werten in der VE7BQH-Tabelle abweichen. Der Grund ist, dass wir (VE7BQH und ich) zu dem Schluß kamen, dass das YA-Programm kleine Fehler verursacht bei der Berechnung von T_a und G/T, und das speziell für 4er-Yagi-Gruppen, und zu gute Werte anzeigt.

Das kommt wahrscheinlich durch die Tatsache, dass es die kompletten internen Verluste und das Material der Elemente nicht berücksichtigt. Da in der Zwischenzeit OM Sinisa, YT1NT, eine sehr kleines und praktisches Programm mit dem Namen TANT erstellt und veröffentlicht hat, mit dem man die isotrope Antennentemperatur berechnen kann und das anscheinend viel genauer arbeitet, verwende ich dieses Programm für alle Antennentemperatur-Berechnungen. Das Programm gibt es im Web unter:

<http://www.geocities.com/va3ttnt/Tant.zip> Zum Beispiel sehen für diese Antenne die Ergebnisse von YA und TANT im Vergleich folgendermaßen aus:

	<u>YA 3.54</u>	<u>TANT</u>	<u>TANT ohne Materialverluste</u>
Gewinn	20.01dBi	19.86dBi	19.95dBi
T_a	23.55 K	25.80 K	20.20 K
G/T	+6.29dB	+5.74dB	+6.90dB

Trotzdem beläßt OM Lionel seine Tabelle mit den Werten, die mit YA 3.54 errechnet wurden, da die Neuberechnung all dieser Antennen mit TANT eine riesiges, zeitaufwändiges Unterfangen wäre, da es keine Möglichkeit gibt, die Files der Antennen direkt von YA in Ezrec zu transferieren. Es müsste also alles von hand neu eingegeben werden. Auch wenn die Ergebnisse von YA etwas unrichtig sein mögen, der Hautzweck der Tabelle, nämlich der Vergleich verschiedener Antennendesigns, ist erfüllt.

Es folgen (siehe oben im engl. Textteil) die Strahlungsdiagramme für die einzelne Antenne (Abb. 1 und Abb. 2) und einer 4er-Yagi-Gruppe (Abb. 3 und Abb. 4), sowie Gewinn (Abb. 5), Vor-Rückverhältnis (Abb. 6), SWR (Abb. 7) und Impedanz (Abb. 8) für die einzelne Antenne.

Ich habe auch ein Design für eine 10.4 Lambda 70cm Yagi fertig vorliegen und kann es bei Interesse sehr gerne veröffentlichen.

144 & 432 MHz Low IP3 PA3BIY LNAs - Modified Version

by Peter Frenning, OZ1PIF

When I first saw the article about PA3BIY's 2m preamp in Dubus 1/2002, I was very impressed with the data and quality of the construction. I managed to get hold of one of PA3BIY's PCBs, and built an LNA more or less from his description, although it only got an aluminium house from the junkbox to live in. To my great surprise it measured as well as, or better, in all respects as the published figures. After a few months of usage by me, I needed one more, and as there was considerable interest from members in my local ARC to build their own copies of this construction, a minor redesign was planned. Based on my experience, I wanted a somewhat smaller PCB lay-out that would fit in a tin-plated "RF-Tight" standard enclosure 55x37x30mm, instead of the superior but rather bulky and expensive milled block of aluminium that Peter used. Steen, OZ3SW undertook the PCB redesign, and 50 boards were made professionally, and kitted out for members to build. It was a roaring success, with the exception of a few soldering problems and a couple of killed ATFs all copies worked and exceeded original specifications. Steen decided that the design ought to work on 432MHz with just a few changes, and built a quick prototype to prove this. It turned out to have excellent figures of merit, and as expected spurred a new round of demand for kits, which were then fulfilled in short order. This second batch was also quickly sold out, and has been out of stock for more than a year now.

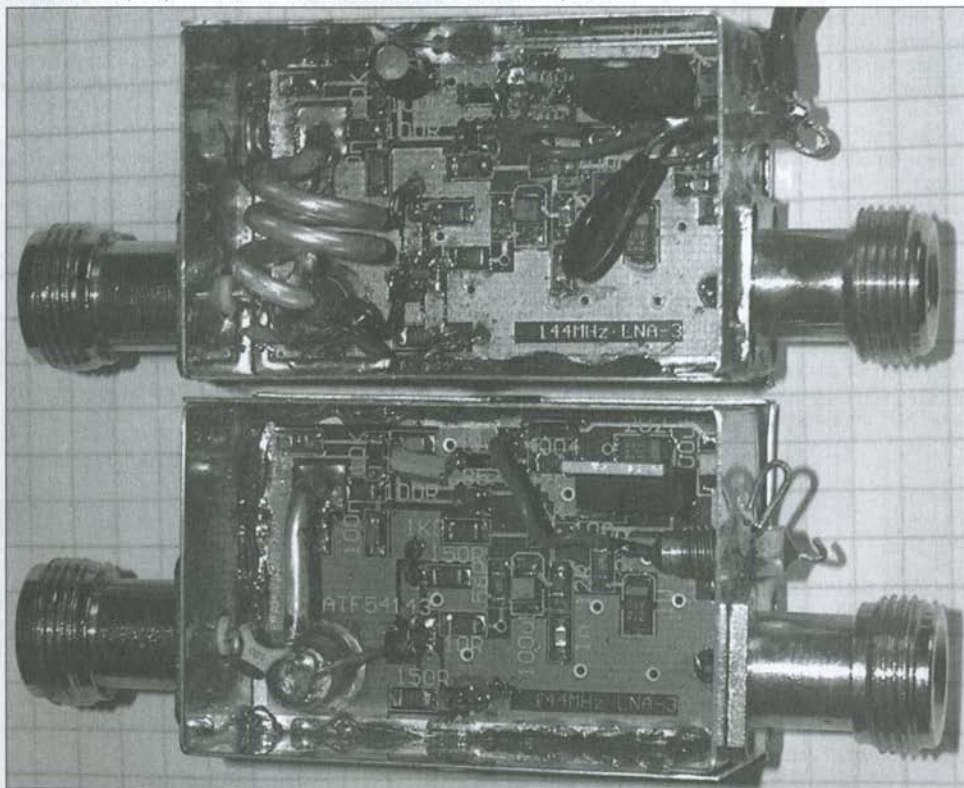


Fig.1 : 144 MHz LNA on top and 432 MHz LNA at the bottom

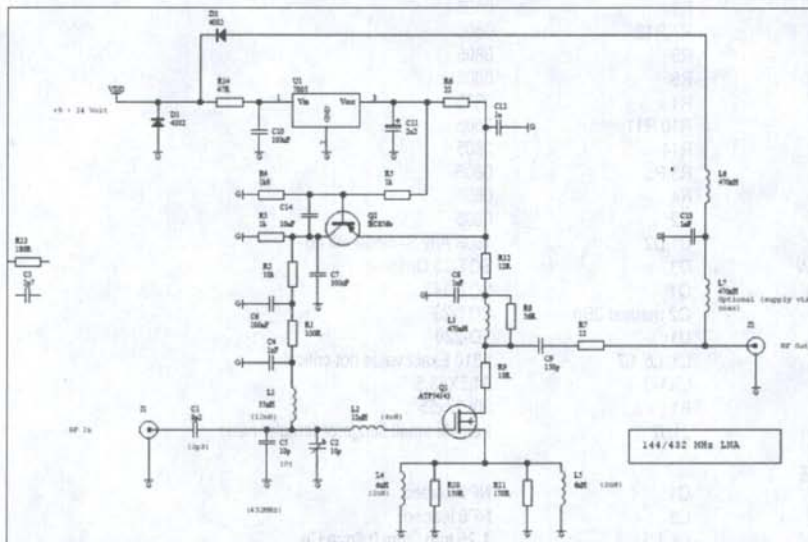
The large black component in the 144MHz version in Fig. 1 is a MOV in an attempt to combat possible lightning induced failure.

Data measured with calibrated professional equipment:

(Typical):	144 MHz	432 MHz
Gain	22dB	16dB
Input Return Loss	>20dB	39dB
IIP3(Input Intercept Point)	>2dB	>2dB
Current Consumption	60mA	60mA
Noise Figure	0.30dB ¹	0.38dB ¹

¹ ±0.2dB!

A few pundits have declared that these data are theoretically impossible to achieve with this design, to which i can only comment that: "If the theory doesn't fit repeatedly and independantly observed data, then the theory is clearly wrong, and needs to be re-placed".



144 MHz High IP3 LNA by PA3BIY – Circuit Diagram (modified!)

Note: R13 and C3 are not used in our version, and some other non-critical components have different values! A 10nF capacitor has been placed in at R4 to kill a tendency to LF oscillation caused by excessive gain in Q2



From PA3BIY, Peter: "I forgot something that is worth adding. Over the past years I have had some complaints about the sensitivity of the LNA for static and (too much) rf power. I have come up with a simple solution, that does not degrade the NF significantly (0.05 dB or less) and has minor influence on the IP3 behaviour: **2 PIN diodes across the input**. Normal fast switching diodes will obviously ruin the NF and IP3 properties, but PIN diodes act like a variable resistor, instead as a clipper! If you look for the data sheet info, there are some references to PIN diode clippers. I have used the **HSMP-3822-TR1G** with success. They are about 1 Euro each (Farnell for example). The IIP3 properties remain practically unchanged until the RF input signals reach -30 dBm or so, then the IP3 properties degrade. But if you calculate the IIP3 from 2 signals that are below (approx) -30 dBm, the IIP3 remains around +4 dBm". (See Fig. on the left)

The original Dubus article is on the web at:

Part one http://www.frenning.dk/OZ1PIF_HOMEPAGE/images/Dubus_part1.zip

and Part two: http://www.frenning.dk/OZ1PIF_HOMEPAGE/images/Dubus_part2.zip

The original PA3BIY Build notes:

http://www.frenning.dk/OZ1PIF_HOMEPAGE/images/Building_description_v2.pdf

Further information regarding the layout of the PCB and possible kits of PCB and ATF is available from the author OZ1PIF via email peter@frenning.dk, in the web at <http://frenning.dk> or via Phone ++45 4619 3239, or via mail to Peter Frenning, Ternevej 23, DK-4130 Viby Sj., Denmark

Parts List 144/432 MHz LNA Stückliste

Common parts	Gemeinsame Teile	
Value	Designator	Type
1-10pF Trimmer	C2	AT5453, TL246
120p	C9	0805
1nF	C4,C8,C13	0805
100nF	C6,C7,C10	0805
2.2µF	C12	1206
2.2µF	C11	1206
10nF	C14	0805
10R	R9	0805
12R	R7,R12	0805
22R	R6	0805
56R	R8	0805
100R	R1	0805
150R	R10,R11	0805
47R	R14	0805
1k	R3,R5	0805
1k8	R4	0805
10k	R2	0805
1N4148	D1,D2	1808 Any Si-diode will do
BAR64-04W	D3	SOT-23 Optional
ATF-54143	Q1	SOT-343
BC857b	Q2 marked 3Bp	SOT-23
7805	U1	TO-220
100µH	L3, L6, L7	1810 Exact value not critical
PCB	LNA-3	34,5X53,5
BOX	B1	30x37x55
"N"	J1,J2	Female small flange(or female/male)

144 MHz

10p	C1	NP0 leaded
10p	C5	NP0 leaded
6nH	L4, L5	1,25 turn 3mm 0,8mm Cu
12nH	L2	1,25 turn 3.5mm 0,8mm Cu
35nH	L1	2,5 turn 10mm 2,5mm CuAg

432 MHz

3p3	C1	NP0 leaded
	C5	Not used
2nH	L4, L5	0,8mm Cu very small "U" ~½turn
4nH	L2	0,8mm Cu (See photo)
12nH	L1	2,5mm CuAg (See photo)

Deutsche Zusammenfassung: Vorgestellt wird eine modifizierte Version des Vorverstärkers von PA3BIY aus DUBUS 1/2002 bei dem eine kleinere Platine (55x37x30mm) sowie ein „normales“ Gehäuse zum Einsatz kommen. Auf ein schweres gefrästes Alu-Gehäuse wurde verzichtet. Es ergibt sich dadurch eine einfachere und kostengünstigere Möglichkeit, den Vorverstärker nachzubauen. In der modifizierten Schaltung wurden R13 und C3 weggelassen. Neben R4 wurde ein 10 nF Kondensator eingefügt. Insgesamt wurden nun sogar bessere Werte als beim Original gemessen und die Schwingneigung reduziert. Gegen eventuelle statische Schäden und zuviel HF wurden zwei PIN-Dioden (z.B. HSMP-3822-TR1G) über den Eingang gelegt. Außerdem wurde eine 70cm-Version entwickelt, die ebenfalls hervorragende Eigenschaften aufweist. Weitere Infos zum möglichen Bezug von Layout des PCB und PCB/ATF-Kit gibt es beim Autor OZ1PIF per email unter peter@frenning.dk, im Web unter <http://frenning.dk> oder via Tel. 0045 4619 3239, oder per Post: Peter Frenning, Ternevej 23, DK-4130 Viby Sj., Denmark

Addendum to the 122 GHz-Transverter from DUBUS 2/2006

by Philipp Prinz, DL2AM - www.dl2am.de

As a fan of the Microwave bands there is always a lot to report and add. Thus I want to give some hints about the latest developments regarding the 122 GHz transverter that was presented in DUBUS 2/2006.

I am happy about the good interest for these high frequencies, especially from the Czech Republik as I can see from my incoming emails.

Here a hint for gluing the PCB, flip chips and beam lead diodes: If one needs to mix the two-component adhesive e.g. 5 parts silver glue and 1 part hardener one should not mix a too small portion because then the correct mixing ratio is difficult to obtain. With too much hardener the adhesive gets too high a resistance. This is a disadvantage especially for the diodes.

Half a year ago I have started with experiments for another frequency generation scheme. See diagram in Fig. 1. The frequency is generated like this: $15.26325 \text{ GHz} \times 2 = 30.5265 \text{ GHz} \times 2 = 61.053 \text{ GHz} \times 2 = 122.106 \text{ GHz} + 144 \text{ MHz IF} = 122.250 \text{ GHz}$.

The two PCBs are from DB6NT (see www.DB6NT.com), the first one is used for the doubler and the second for a harmonic mixer (x 2). See figures 2, 3 and 4. The case was made from Hubert Krause (see www.Micro-Mechanik.de).

By the way the waveguide flanges have now got fitting pins. The multiplier is from Toshiba and doubles from 15 GHz to 30 GHz giving more than 200 mW output. Unfortunately I have just one of them, which I got from Franc, LX1DU.

From 30.5 to 61 GHz I have used the single diode Diode MA4E1317 and from 61 to 122 GHz the anti parallel diode pair MA4E1318.

At 61 GHz I have reached 16 mW RF but this has not resulted in much more power on 122 GHz, like with the system recently described in DUBUS 2/2006. From many experiments I know that these MA diodes come alive only with higher LO power.

But used as a RX mixer (x 2) with the anti parallel diode this configuration was reasonably better than the x3 / single diode setup from DUBUS 2/2006.

On 61 GHz the power should be 60 to 80 mW after the first doubler. This would be a good starting point. In the meantime I have tried 11 different types of microwave diodes, but the MA4E1317-18 produces the most power. These diodes may have some variation as well but this is limited. I will continue to make more experiments. Also I have built a so called 'pass-through' mixer by moving the 122 GHz mixer PCB glued to a brass plate with the glued diode beneath the 60 GHz waveguide. This resulted in large power differences. A short circuit screw on the side was also effective.

Tekelec offers different short circuit sliders (Microwave Tuning Elements - www.Tekelec-Temex.com). See Fig. 5 and 6. I have used the one with the part number AT 6926-7-SL. They work extremely well. I glue these tuning elements into the aluminium body with silver conductive glue. Now exact tuning is possible. Also it is now easy to tune the output matching in the completely assembled transverter with the dish. These microwave tuning elements should be used for 46, 76 and 122 GHz.

I have made experiments with the 26-40 GHz thermistor head R 486A from HP which suits the HP 432 meter. This head still works very well on 60 and 76 GHz and also on 122 GHz there is still a reading. For this head I have built a WR12 waveguide with 2 flanges, one of the flanges with 4.5mm holes for mounting. See Fig. 7. Now RF is fed into the WG and I move this flange with the 4 holes and the WG back and forth at the flange of the thermistor head until I have maximal readout on the HP 432 meter. Then I screw the both flanges together using suitable washers. See Fig. 8. Now the WG directs power exactly to the thermistor in the measuring head. With it one can measure relative output power from 60 to 122 GHz. At 60 GHz the result has to be multiplied by about 1.5 and at 76 GHz by about 6 to get right power value. At 122 GHz the reading is even less but it is still possible to read 20 μW . With the help of a power reference this head could be calibrated. One can easily check the function of a thermistor head with the help of pocket torch (not LED!): Shine the light into the WG and a large reading is produced on the meter. A nice method for quick checking at a flea market.

During this year's VHF-Meeting in Bensheim („Weinheim“), thanks to the initiative from Franc Cronauer, LX1DU, Dipl. Ing. Max Münch, DJ1CR, had brought a commercial power meter for measuring our 122 GHz equipment. DJ1CR told us that the meter has been calibrated exactly by a calorimeter. See Fig. 9. Measuring the transverter from DUBUS 2/2006 surprisingly resulted in a total output power of 150 μW . I assumed I was getting only 5 to 10 μW ! See Fig. 10. DJ1CR repeated this measurement with another power meter and got the same result. Now all the speculation about the power and power measurement on 122 GHz came to an end. I have modified my beacon TX and an output power of 500 μW was measured.

I still can hardly believe this, some months ago I was just dreaming about 100 μW

Measurement results – 122 GHz transverter from DUBUS 2/2006. See also Fig. 9/10
Messergebnisse – 122 GHz Transverter aus DUBUS 2/2006, siehe auch Abb. 9/10.

Total output power		150 μ Watt
LO power	-12 dB	-9,4 μ Watt
Lower sideband	-9 dB	-18,9 μ Watt
Upper sideband		121,7 μ Watt

I want to thank Max, DJ1CR. I wish you much joy with your experiments. Philipp - DL 2 AM

Transverter 122 GHz **New concept - Neues Konzept**

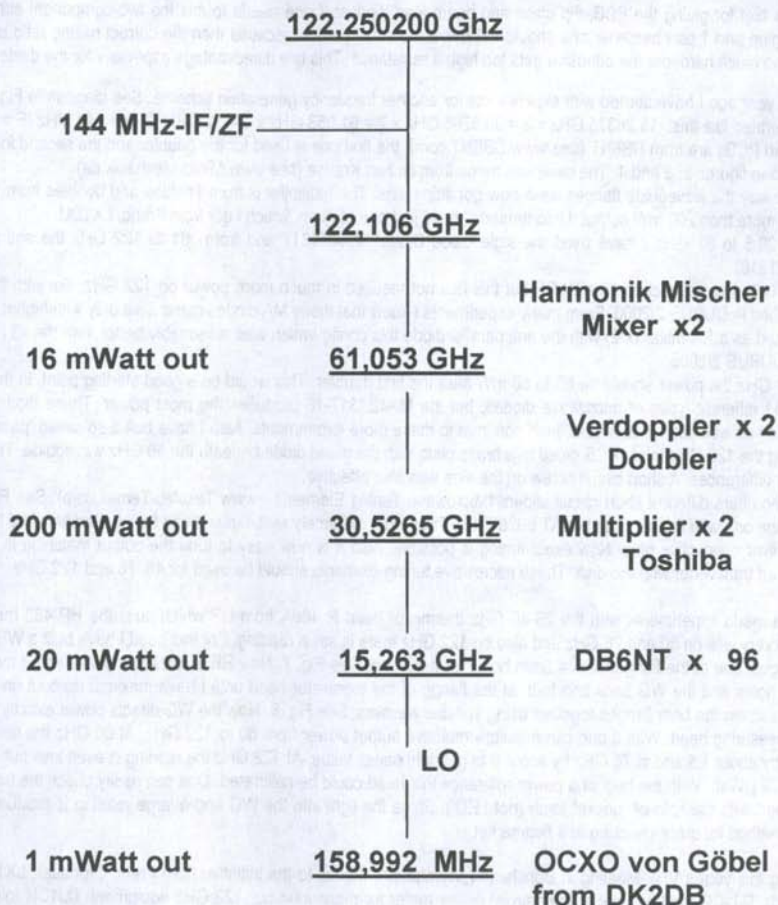


Fig. 1 New concept for producing the 122 GHz frequency
Abb. 1 Neues Konzept der Frequenzaufbereitung für 122 GHz

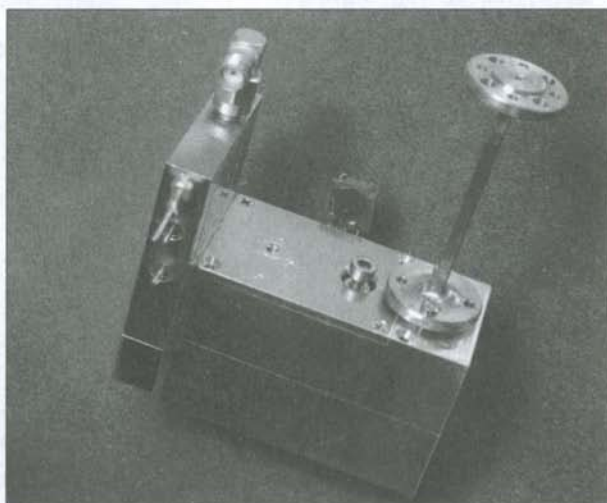
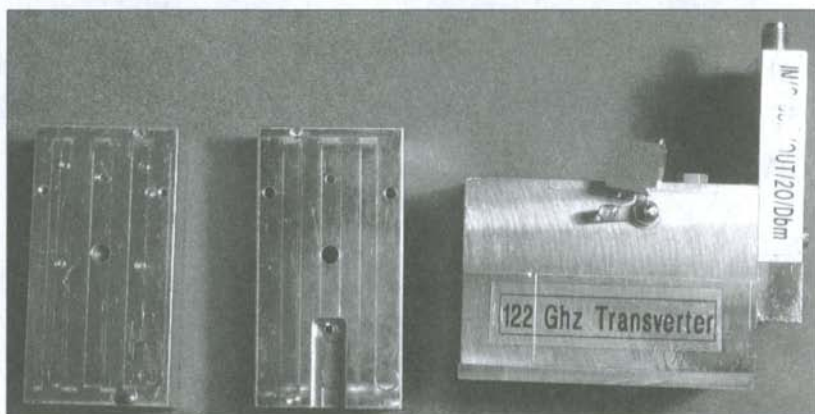
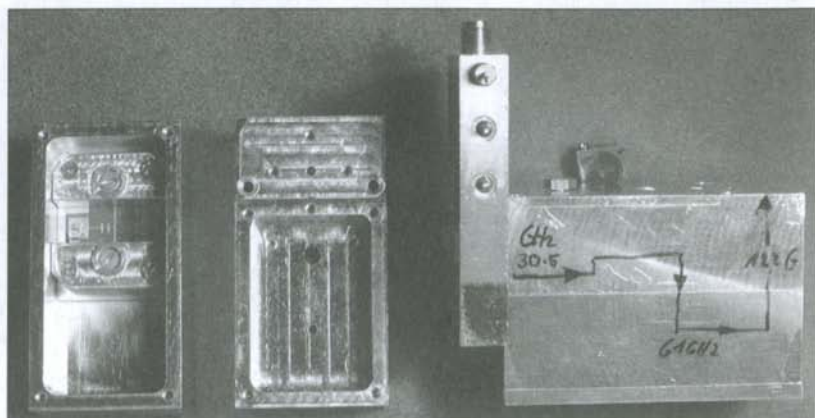


Fig. 2, 3 and 4 - 122 GHz Transverter - Abb. 2, 3 und 4

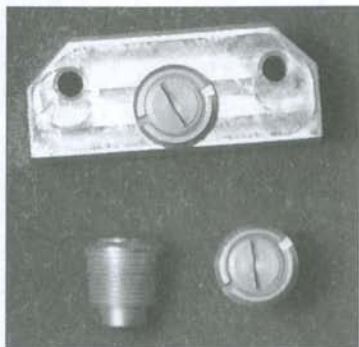
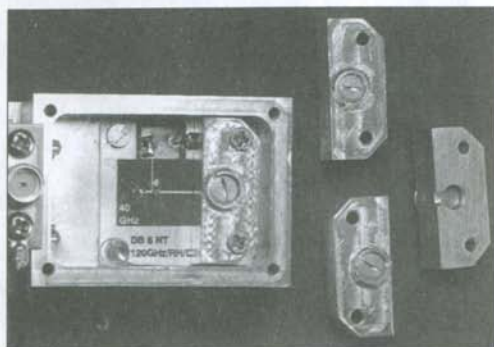


Fig. 5 and 6: Short circuit sliders – Abb. 5 und 6: Kurzschlußschieber



Fig. 7 Waveguide flange for HP R486A
Abb. 7 Hohlleiter-Flansch für HP R486A



Fig. 8 flange connected to HP R486A
Abb. 8 Messkopf mit WR12



Fig. 9: Max, DJ9CR, in action

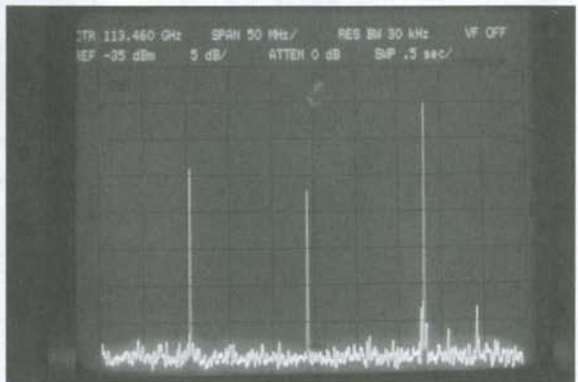


Fig. 10/Abb.10: 122 GHz TX SSB Spectrum

Nachtrag zum Artikel über den 122 GHz-Transverter aus DUBUS 2/06

von Philipp Prinz, DL2AM - www.dl2am.de

Es gibt noch vieles darüber zu schreiben, insbesondere, wenn man von der Mikrowelle nicht mehr loskommt. Es freut mich sehr, daß das Selbstbauinteresse auf diesen mm-Wellenlängen zugenommen hat, besonders in der Tschechischen Republik, wie ich aus dem Eingang meiner e-mails ersehen kann.

Nochmals etwas zu dem Einkleben der PCB's, Flip-Chip und Beam-Lead Dioden: Wenn beim 2-Komponenten-Kleber z.B. 5 Teile Silber und 1 Teil Härter vorgeschrieben ist, sollte nicht eine zu kleine Menge gemischt werden, da sonst das Mischverhältnis nicht gut dosiert werden kann. Bei zu viel Härter wird der Klebeteil zu hochviskos, dies wirkt sich besonders beim Einkleben von Dioden nachteilig aus.

Ich habe bereits vor einem halben Jahr Versuche gemacht mit einer anderen Frequenzaufbereitung, s. Diagramm, Bild 1. Die Frequenzaufbereitung ist $15,26325 \text{ GHz} \times 2 = 30,5265 \text{ GHz} \times 2 = 61,053 \text{ GHz} \times 2 = 122,106 \text{ GHz} + 144 \text{ MHz ZF} = 122,250 \text{ GHz}$. Die zwei PCBs sind von Michael, DB6NT (www.DB6NT.com), davon ist die erste ein Verdoppler (x 2) und die zweite ein Harmonisch-Mischer (x 2). Siehe Abb. 2, 3 und 4. Die Gehäuse hat Hubert Krause (www.Micro-Mechanik.de) angefertigt. Übrigens sind jetzt bei ihm die Hohlleiter-Flansche mit Pass-Stiften versehen. Der Multiplier ist von Toshiba und macht eine Verdopplung von 15 GHz auf 30 GHz und bringt es auf mehr als 200 mWatt Ausgangsleistung. Leider besitze ich vorerst nur einen, den ich von Franc, LX1DU, erhalten habe. Von 30,5 auf 61 GHz habe ich die Single-Diode MA4E1317 benutzt und von 61 auf 122 GHz die Anti-Parallel-Diode MA4E1318. Bei 61 GHz habe ich 16 mWatt HF erreicht, dies hat auf 122 GHz aber nicht wesentlich mehr Leistung gebracht, wie es beim zuletzt beschriebenen System im Dubus 2/06 der Fall war. Aus vielen Versuchen ist mir wohl bekannt, daß diese MA-Dioden erst bei höherer LO-Leistung munter werden. Als Empfangs-Mischer (x 2) mit der Anti-Parallel-Diode war diese Anordnung aber einiges besser als x 3 und Single-Diode wie in Dubus 2/06. Auf 61 GHz sollte die Leistung nach dem ersten Verdoppler 60 - 80 mWatt sein. Dies wäre eine gute Voraussetzung. Inzwischen versuchte ich schon 11 verschiedene Typen von Mikrowellen-Dioden, doch von den MA4E1317-18 bekomme ich die größte Leistungsausbeute. Es sind wohl auch Streuungen dieser Dioden vorhanden, sie halten sich aber in Grenzen. Ich werde damit noch weitere Versuche machen. Auch habe ich einen sogenannten Durchblase-Mischer gebaut und Versuche gemacht, die auf ein Messingblech aufgeklebte 122 GHz Mischer-PCB mit aufgeklebter Diode unter dem 60 GHz Hohlleiter zu verschieben und es zeigten sich große Leistungsunterschiede. Eine von der Seite angebrachte Kurzschluß-Schraube war wirkungsvoll.

Von Tekelec gibt es Kurzschluß-Schieber (Microwave Tuning Elements), siehe Abb. 5 und 6, in verschiedenen Ausführungen (siehe im Web www.Tekelec-Temex.com). Ich habe den Schieber mit der Artikel-Nr. AT 6926-7-SL verwendet, er geht hervorragend. Ich klebe diese Tuning-Elemente in den Alukörper mit Silberleitpaste. Es ist damit ein präziser Abgleich möglich. Auch ist es leicht möglich, im komplett aufgebauten Transverter, einschließlich montiertem Spiegel, die Ausgangs-Anpassung zu verändern. Diese Microwave-Tuning-Elements sind zu verwenden bei 47, 76 und 122 GHz.

Mit dem Thermistor-Leistungskopf R 486A von HP (für 26 - 40 GHz), der mit dem HP 432 geht, habe ich Versuche gemacht. Dieser Thermistor-Kopf geht sehr gut noch auf 60 GHz und 76 GHz und bei 122 GHz ist auch noch eine Anzeige vorhanden. Für diesen Thermistor-Kopf habe ich an einem WR-12-Hohlleiter 2 Flansche angebracht, davon einen mit 4,5 mm Befestigungslöchern versehen. Siehe Abb. 7. Diesen Flansch mit den 4 großen Bohrungen und mit Hohlleiter verschiebe ich so lange an dem Flansch des Thermistor-Kopfes, bis ich maximale Anzeige auf meinem HP 432 habe, wobei ich die entsprechende Frequenz in den Hohlleiter einpasse. Danach verschraube ich die beiden Flansche mit Zuhilfenahme von geeigneten Unterlagscheiben. Siehe Abb. 8. Der Hohlleiter zeigt jetzt genau auf den Thermistor im Meßkopf. Damit ist es möglich, von 60 - 122 GHz relative Leistung zu messen. Bei 60 GHz ist das Meßergebnis mit ca. 1,5 und bei 76 GHz mit ca. 6 zu multiplizieren. Bei 122 GHz ist die Anzeige noch einiges weniger, aber 20 μ Watt out kann ich schon ablesen. Wenn eine Leistungs-Referenz vorhanden ist, kann dieser Meßkopf auch geeicht werden. Auch möchte ich noch erwähnen, daß die Thermistor-Köpfe leicht auf Funktion mit einer Taschenlampe (nicht LED) geprüft werden können. Man leuchtet nur in den Hohlleiter rein und schon hat man einen riesen Ausschlag am Anzeige-Instrument. Auf Afu Flohmärkten ist diese Methode ein Ruhekitzen.

Auf der diesjährigen UKW-Tagung in Bensheim hat Dipl. Ing. Max Münich, DJ1CR, (Abb. 9) auf Initiative von Franc Cronauer, LX1DU, ein kommerzielles Leistungs-Messgerät mitgebracht, um unsere 122-GHz-Geräte messen zu können. Er sagte, dieses Gerät hätte eine absolute Eichung mit einem Kalorimeter. Bei der Messung von meinem Transverter, wie beschrieben in Dubus 2/006, auf 122 GHz war ich doch sehr erstaunt, daß er eine Summenleistung von 150 μ Watt feststellte, da ich nur mit 5 - 10 μ Watt gerechnet hatte. Siehe Abb. 10. Max, DJ1CR, hat auch eine Kontrollmessung mit einem anderen Leistungsmesser gemacht und ist auf das gleiche Ergebnis gekommen. Jetzt kann ich meine Messgeräte auf das von Max DJ1CR gemessene Ergebnis eichen. Nun hat das Rätselraten ein Ende gefunden bei Leistungsmessungen auf 122 GHz.

Danach habe ich einen meiner Bakensender nochmals verbessert und daraufhin eine Ausgangsleistung von 500 μ Watt gemessen. Ich kann dies immer noch nicht fassen, da ich vor Monaten noch von 100 μ Watt nur geträumt habe. 73 DL2AM

A Comment on Joe's Paper „How Many Bits Are Copied in a JT65 Transmission?“

by Klaus von der Heide, DJ5HG

In an earlier paper [1] the author tried to outline a problem concerning the interpretation of rules for the validity of QSOs. In the last issue of DUBUS Joe Taylor, K1JT, published a paper [2], that partly is an answer to [1]. Joe and me agree in nearly all aspects. Differences especially occur in non-technical aspects. Since these are of concern to the ham radio community the problem again is discussed here.

1. The Problem

There are many factors in a communication system that influence the information throughput. The most important stage in a coded digital system is that where the decision has to be made which codeword is taken as „received“. The base-2-logarithm of the number of possible choices is an upper limit of the information content that on average can be transferred by one code word. Applying this to JT65 we get the following result: Both, the hard-decision Reed-Solomon decoder and the Kötter-Vardy decoder really transfer 72 bit (minus a very small portion due to a remaining uncertainty on the correct message). If subsequent receptions are averaged and then decoded by these decoders then also 72 bit are received. Deep Search (DS) only transfers less than the base-2-logarithm of the number of possible messages. With an actual full list we get about 14 bit, and taking EME entries only we get 12 bit (as above minus a portion of uncertainty). Even repeated transmissions of the same message cannot superseed this limit. By repetition only the portion of uncertainty can be reduced. The information content of an amateur radio callsign is given by the base-2-logarithm of the number of existing callsigns. Since this value is greater than 14 bits it is proven that DS cannot communicate callsigns. Although Joe in his last paper [2] verifies that this theoretical view of the transferred information content is correct he argues that in practise there are transferred other and more bits. The aim of this comment is to clear up the contradiction.

2. The Meaning of a Bit

Bit in most cases means a *binary digit*. A binary digit is a symbol that only has two possible values, usually written as 0 and 1. These binary digits are used to code everything within our computers. Shannon [3] on the other hand (before binary computers were ubiquitously used) introduced the concept of information content with the unit *bit*. Both units are related by the fact that a message with information content c measured in *bit* can only be encoded into n *binary digits* with $n \geq c$. A symbol of an alphabet with 43 equally likely symbols for example has an information content of 5.4263 *bit*. A binary code for such a single symbol at least must use 6 *binary digits* or 7 of these symbols would fit into 38 *binary digits* ($7 \cdot 5.4263 = 37.984$).

On the other hand the information content of a message encoded by n *binary digits* may be a value between 0 and n in *bit*. If we encode each symbol of the alphabet with 43 different symbols by the ASCII-code then 5.4263 *bit* of information are encoded by 8 *binary digits*. The decoder at the receiving end gets 8 - possibly corrupted - *binary digits* and it must decide between 43

possible symbols. So the received information content (at maximum) is 5.4263 *bit* while the number of received *binary digits* is 8. The *binary digits* define the physical platform the information is represented on. They by themselves do not carry any information. It is the encoding specification that converts an information to a coded pattern of *binary digits* and that inversely enables the reconstruction of the original information from the binary pattern.

Joe Taylor [2] says the same in other words: *However, these measures of the quantity of ransferred information should not be confused with the number of probabistically evaluated information-carrying symbols or bits conveyed over the radiopath from transmitter to receiver. The latter quantities ... are roughly analogous to characters or other fragments copied from a marginal CW signal.*

3. How Many Bits Are Copied in a JT65 Transmission?

The most important point of my argumentation is the following: *The only relevant value is the information content that the deciding stage of the implemented decoder actually can extract from the set of information-carrying symbols.*

Joe, K1JT, measures the rate of correctly copied symbols depending on the SNR. He argues that these correctly received symbols carry more information than necessary for two callsigns if the SNR is greater than -28 dB (at a bandwidth of 2500 Hz). This argumentation is highly misleading in two aspects:

(1) In a simulation, we know which symbols are correct. But a real transmission will result in 63 symbols, and we neither know exactly how many of these symbols are correct nor which they are. It is inappropriate, therefore, simply to add the information content of correctly decoded symbols.

Indeed, Joe does not add information content. He simply counts symbols. But in that case it is impossible to compare the reception of symbols to that of callsigns. In CW too, it is not the number of received dots and dashes that counts, but the fact whether a callsign can confidently be retrieved or not.

Instead of summing the information of correctly received symbols we have to apply Shannon's formalism to the JT65 case. The result is shown as a line called „Shannon Limit“ in figure 1. The Shannon limit is computed here based on Joe's measurements concerning correctly copied symbols and applied to a channel with 64 equally likely symbols.

Figure 1 shows that theoretically one callsign could be transferred per minute at -27 dB. But the limit cannot be reached with finite information content as is used in QSOs. So the practical limit is somewhere at -25 dB.

(2) As stated above, the behaviour of the decoder determines the information throughput. As most digital communication systems JT65 degrades in steps, not continuously. The two steps are shown in figure 1. The medium level depends on the number of entries in the list used for DS. The lowest level 0 *bit* is not shown. Although there is some more information in front of the decoder, DS principally cannot make use of it. The argumentation of Joe in [2] indeed is based on the continuous degradation. Yes, there is more than the 14 bits which DS can deliver. But what should we count: information that in principle with other codes and decoders could be extracted or information which an implemented mode actually delivers?

The paper of Joe [2] contains a nice outline of JT65, and (with the exception of the inappropriate comparison with „two callsigns“ in figure 2) all data are a good base for further studies. But the title is misleading because the bits counted there do not measure the information transfer of JT65.

4. Conclusion

The question whether the *community* accepts QSO's with less than 16 bits transferred in either direction as valid is still open. It cannot be answered by Joe or by this author. The community must do it. It is just this author's feeling that there should be a lower limit. By editing the list of

callsigns used in the DS-decoder of JT65 every user can freely reduce the transferred information content to very few bits. We should not restrain our freedom by a general proscription of DS-related methods. But, on the other hand, there is the problem of competition in two aspects: (1) There must be clear rules for *First Contacts*, for *contests* etc. and (2) any other future digital mode must do as well if it wants to compete with a mode that uses some sort of DS.

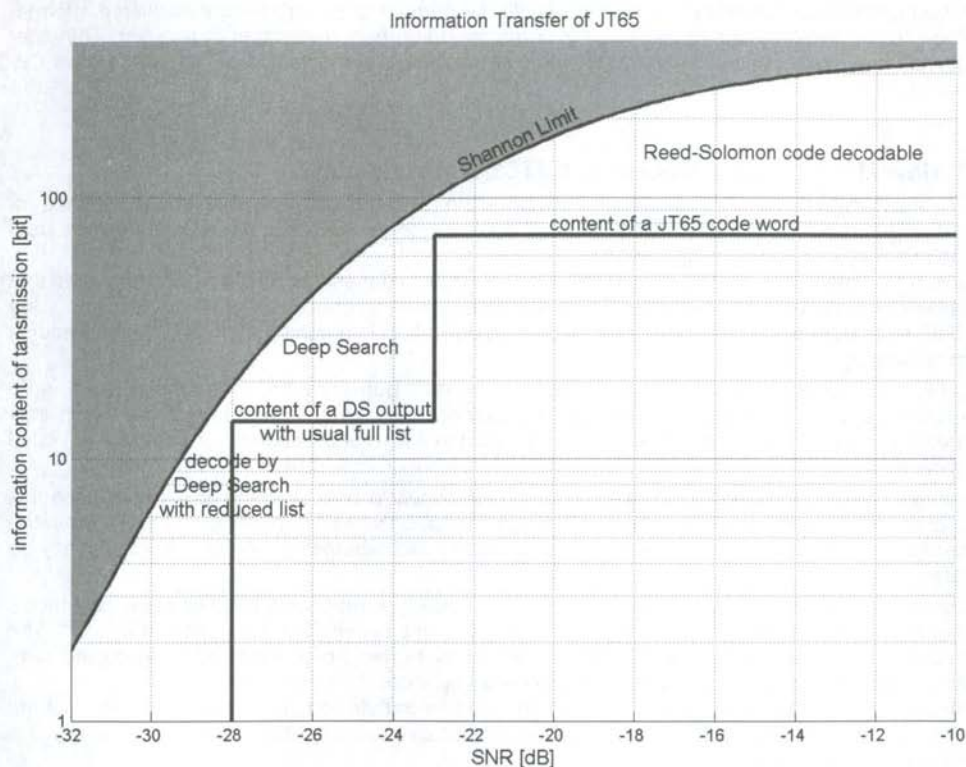


Fig. 1: As in most digital modes the information throughput of JT65 does not degrade continuously with decreasing SNR but degrades in steps. The actual information transfer of JT65 is 72 bit or 14 bit or less than 14 bit or 0. The Shannon limit is computed here based on Joe's measurements concerning correctly copied symbols and applied to a channel with 64 equally likely symbols. This limit cannot be reached with finite information content as is used in QSOs.

Literature

- [1] K. von der Heide, "Minimal QSOs and Their Validity", DUBUS 35, No 1, pp. 38-53, 2006
- [2] J. Taylor, "How Many Bits Are Copied in a JT65 Transmission?", DUBUS 35, No 3, pp.64-68, 2006, also printed in EME 2006 conference - Proceedings, Würzburg, 2006
- [3] C. E. Shannon, A Mathematical Theory of Communication, The Bell System Technical Journal, Vol. 27, pp.397-423,623-656, July, October 1948

Ein Kommentar zu Joe's Arbeit „How Many Bits Are Copied in a JT65 Transmission?“

von Klaus von der Heide, DJ5HG

In einer früheren Arbeit [1] hat der Autor auf ein Problem der Interpretation von Regeln hingewiesen, die die Gültigkeit von QSOs festlegen. In der letzten Ausgabe von DUBUS publizierte Joe Taylor, K1JT, eine Schrift [2], die zum Teil eine Antwort zu [1] ist. Joe und ich stimmen in fast allen Aspekten überein. Differenzen gibt es speziell in nicht-technischer Hinsicht. Da QSO-Regeln die Gemeinschaft der Funkamateure grundsätzlich betreffen, wird das Problem hier nochmals behandelt.

1. Das Problem

Der Informationsfluss in einem Kommunikationssystem wird von mehreren Faktoren bestimmt. Die wichtigste Station in solch einem digitalen System ist die, an der die Entscheidung getroffen wird, welches Kodewort als das empfangene angesehen wird. Der Logarithmus zur Basis 2 für die Anzahl der möglichen Kodewörter ist eine obere Grenze für den Informationsgehalt, der im Mittel pro Kodewort übertragen werden kann. Auf JT65 angewandt ergibt sich:

Beide Dekodierer, der Reed-Solomon-Dekodierer mit vorheriger harter Symbolentscheidung sowie der Kötter-Vardy-Dekodierer übertragen 72 bit (abzüglich eines sehr kleinen Anteils, der die verbliebene Unsicherheit über die Korrektheit der Entscheidung misst). Auch wenn aufeinander folgende Durchgänge gemittelt werden und erst dann dekodiert (average), ist der Informationsgehalt 72 bit.

Tiefensuche (DS) überträgt weniger als der Logarithmus zur Basis 2 für die Anzahl der möglichen Dekodierungen. Bei einer aktuellen vollen Liste sind das 14 bit bzw. 12 bit, wenn nur EME Einträge benutzt werden (auch hier abzüglich einer Größe, die die Unsicherheit der Entscheidung misst). Bei der Mittelung aufeinander folgender Durchgänge kann nur die Unsicherheit verkleinert werden, nicht aber der vorgegebene Wert von 12 bzw. 14 bit überschritten werden. Der Informationsgehalt eines Amateurrufzeichens ist im Mittel gleich dem Logarithmus zur Basis 2 für die Anzahl vergebener Rufzeichen. Dieser Wert ist mit ca. 22 bit deutlich größer als der mit DS maximal übertragbare Informationsgehalt. Deshalb ist es nicht möglich, mit DS ein Amateurrufzeichen zu übertragen.

Joe bestätigt in seiner Arbeit [2], dass diese theoretische Behandlung des Informationsflusses korrekt ist. Allerdings wendet er ein, dass in der Praxis mehr bit übertragen werden. Ziel dieses Kommentars ist, deutlich zu machen, an welcher Stelle der Widerspruch besteht.

2. Zwei Bedeutungen für „Bit“

Meistens ist mit Bit *binary digit* gemeint, also Binärzeichen. Ein *Bit* ist ein Symbol, das zwei verschiedene Zustände annehmen kann, 0 oder 1. Diese *Bit* werden benutzt um alles innerhalb unserer Rechner zu kodieren. Shannon [3] andererseits führte das Konzept des Informationsgehaltes mit der Einheit *bit* ein (bevor binär arbeitende Rechner allgegenwärtig wurden). Im deutschsprachigen Raum ist es üblich, mit *Bit* Binärstellen zu bezeichnen und *bit* als Einheit der Informationsmenge zu verwenden. Beide Einheiten hängen dadurch zusammen, dass eine Nachricht des Informationsgehaltes c gemessen in *bit* nur kodiert werden kann in n *Bit* mit $n \geq c$. Ein Symbol eines Alphabetes mit 43 gleichwahrscheinlichen Symbolen hat z.B. den Informationsgehalt 5.4263 bit. Der Binärkode für soch ein einzelnes Symbol muss wenigstens 6 Bit enthalten oder 7 dieser Symbole passen in 38 Bit ($7 \cdot 5.4263 = 37.984$). Andersherum kann der Informationsgehalt einer aus n *Bit* bestehenden Nachricht zwischen 0 und n *bit* liegen. Wenn man jedes Symbol des Alphabetes mit 43 Symbolen nach ASCII kodiert, dann enthalten 8 *Bit* den Informationsgehalt 5.4263 bit. Der Dekodierer auf der Empfängerseite empfängt 8 *Bit* (möglicherweise fehlerhaft) und er muss sich für eines der 43 Symbole entscheiden. Der empfangene Informationsgehalt ist (maximal) 5.4263 bit, obwohl die Anzahl der empfangenen *Bit* 8 ist. Die *Bit* definieren die Basis, auf der die Information repräsentiert wird. Sie allein tragen keine Information. Es ist die Kodiervorschrift, die die Information in ein Bitmuster wandelt und mit der invers die Information rekonstruiert werden kann.

Joe Taylor [2] sagt dasselbe mit anderen Worten: *However, these measures of the quantity of transferred information should not be confused with the number of probabilistically evaluated, information-carrying symbols or bits conveyed over the radiopath from transmitter to receiver. The latter quantities ... are roughly analogous to characters or other fragments copied from a marginal CW signal.*

3. Wie viele Bit / bit werden empfangen bei einer JT65 Übertragung?

Der Kernpunkt meiner Argumentation ist der folgende: *Der einzig maßgebliche Wert ist der Informationsgehalt, den die entscheidende Station des implementierten Dekodierers tatsächlich extrahieren kann aus dem angebotenen Signal.* Auch bei CW zählt man nicht empfangene Punkte und Striche oder dekodierte Zeichen. Einzig ob alles zusammen ein Rufzeichen ergibt ist wichtig. Joe, K1JT, [2] misst die Rate korrekt empfangener Symbole abhängig vom SNR. Er argumentiert, dass diese korrekt empfangenen Symbole zusammen mehr Information übertragen als zwei Rufzeichen enthalten, solange das SNR besser als -28 dB ist (bei einer Bandbreite von 2500 Hz). Diese Betrachtungsweise ist sehr irreführend in zweierlei Hinsicht:

(1) In einer Simulation weiß man, welche Symbole korrekt sind. Eine reale Übertragung mit JT65 liefert 63 Symbole, doch ist unbekannt, wieviele davon richtig sind und schon gar nicht welche das sind. Den Informationsgehalt aus einer Simulation stammender korrekter Symbole einfach zusammenzuzählen, ist deshalb falsch. Tatsächlich meint Joe auch nur die Anzahl korrekter Symbole und nicht den Informationsgehalt. Dann aber ist der Vergleich mit ganzen Rufzeichen nicht möglich. Auch bei CW zählt man nicht empfangene Punkte und Striche oder dekodierte Zeichen. Einzig ob alles zusammen ein Rufzeichen ergibt ist wichtig. Statt dessen muss man den Formalismus von Shannon [3] systematisch anwenden. Abbildung 1 zeigt das Ergebnis in Form der mit „Shannon Limit“ bezeichneten Grenzlinie. Die Shannon-Grenze wurde hier direkt berechnet durch Anwendung von Joe's Messergebnissen über die Rate korrekter Symbole auf einen Kanal mit 64 gleichwahrscheinlichen Symbolen. Abbildung 1 zeigt, dass bei -27 dB theoretisch ein Rufzeichen pro Empfangsdurchgang übertragen werden könnte. Allerdings kann die Shannon-Grenze mit so kleinen Informationsgehalten wie sie in QSOs üblich sind, bei weitem nicht erreicht werden. Realistisch wäre die Übertragung eines Rufzeichens bei etwa -25 dB.

(2) Wie oben angemerkt bestimmt das Verhalten des Dekodierers maßgeblich den Informationsfluss. Bei schlechter werdendem SNR degradieren die meisten digitalen Übertragungsverfahren in Sprüngen und nicht kontinuierlich. JT65 degradiert in zwei Schritten. Sie sind in Abbildung 1 gezeigt. Die mittlere Ebene hängt von der Anzahl der für die Tiefensuche benutzten Listeneinträge ab. Die unterste Ebene mit 0 bit ist nicht eingezeichnet. Die Argumentation von Joe basiert auf der Annahme einer kontinuierlichen Degradierung. Vor dem Dekodieren kann tatsächlich etwas mehr an Information sein als dieser prinzipiell nutzen kann. Was aber soll für die Beurteilung eines Kommunikationssystems zählen: Information, die mit anderer Kodierung und mit anderem Dekodierer im Prinzip übertragen werden könnte oder Information, die bei einer vorliegenden Implementierung real gewonnen werden kann? Die oben erwähnte Möglichkeit, ein einzelnes Rufzeichen bei -25 dB zu übertragen, ist bei JT65 nicht implementiert.

Joe's Schrift [2] gibt einen sehr guten Einblick in JT65. Auch die dort veröffentlichten Messungen sind eine gute Grundlage für weitere Studien. Allerdings ist die dort gebrachte Interpretation fragwürdig, und der Titel der Arbeit ist irreführend, weil die *Bit*, die dort gezählt werden, nicht die von JT65 übertragene Information messen

4. Folgerung

Die Frage, ob die Amateurgemeinde QSOs akzeptiert, bei denen insgesamt in jede Richtung weniger als 16 bit übertragen wird, ist nach wie vor offen. Sie kann weder von Joe noch vom Autor beantwortet werden. Das muss die Gemeinschaft machen. Der Autor hat das Empfinden, dass es eine untere Grenze für ein QSO als solches geben sollte. Immerhin kann man bei JT65 durch Editieren der Liste den Informationsgehalt frei wählen bis herunter zu wenigen bit. Die Freiheit sollte man aber nicht grundsätzlich einschränken sondern nur die Regeln für die Gültigkeit von QSOs in digitalen Verfahren präziser formulieren. Solche Regeln sind dort nötig, wo ein fairer Vergleich versucht wird: (1) Bei *Erstverbindungen*, *Contesten* etc. und (2) bei zukünftigen digitalen Betriebsarten, die ebenfalls dopen müssen, wenn sie mit einem Verfahren mithalten wollen, das Tiefensuche (DS) benutzt.

Abb. 1: Wie die meisten digitalen Übertragungsverfahren degradiert JT65 mit abnehmendem SNR nicht kontinuierlich sondern in Sprüngen. Die tatsächlich übertragene Informationsmenge ist 72 bit oder 14 bit oder 0 bit. Die Shannon-Grenze wurde durch Anwendung von Joe's Messwerten aus [2] auf einen Kanal mit 64 gleichwahrscheinlichen Symbolen ermittelt. Diese Grenze kann mit den geringen Informationsgehalten in QSOs nicht annähernd erreicht werden.

Very long Distance Propagation in the 144 MHz Band

Part 3: Use of satellite and aerial images to analyse double hop sporadic E radio links

by Volker Grassmann (DF5AI)

1 Introduction

In 2003, a number of remarkable 144 MHz dx QSOs between the Canary Islands and central Europe has been analysed to understand its geophysical origin and to study the radiowaves' propagation path along the distance of more than 3.000 kilometers. [1]. Two models have been discussed, i.e. a cascade of tropospheric over-the-horizon radio propagation and sporadic E forward scatter and, on the other hand, *double hop* ionospheric radio propagation involving two sporadic E patches at appropriate geographical positions, see Fig. 1. The latter case requires the assumption of ground reflection of VHF radiowaves at the path center which has motivated a closer inspection of the topographical features within the actual *footprint* areas on the Iberian peninsula.



Fig. 1. Schematic view of a double hop sporadic E QSO.

In sixty percent of all cases, rivers, dams and lakes were found in close vicinity to the radiowaves' footprints on the Earth surface which has raised the speculation of radiowaves reflected at the surface of rivers and lakes or, alternatively, radiowaves reflected at the topside of local tropospheric inversion layers correlating with the geographical position of major rivers and inland lakes [1]. This hypothesis was however controversially discussed within the community of radio amateurs, see, e.g., [2]. In a second study, the results are extrapolated to other regions on the European continent, e.g. the lake Balaton in Hungary and the river Dnieper in the Ukraine, which permits the interpretation of 'historical' 144 MHz dx observations between the southern tip of Norway and Crete and also between Northern Germany and the Caspian Sea [3], [4]. In 2004 and 2005, few very long distance QSOs were reported by VHF radio amateurs but, again, rivers and lakes were found at the midpoint of the corresponding radio paths [6].

In 2006, the number of very long distance QSO has increased considerably which is documented, e.g., in [12], [13], [16], [18]. Two 144 MHz dx QSOs represent radio distances of more than 4.000 kilometers, one between the Canary Islands and Romania (4.295 km, EA8AVI – YQ4FNG, June 25) and another one between Portugal and Russia (4.080 km, CT1HZE – RA6DA, July 12) which strongly supports the assumption of double hop sporadic E propagation because a combination of tropospheric and (single hop) sporadic E propagation can hardly explain this long radio paths.

Having received dx reports from VHF radio amateurs [11], [15], [17], [19] and having received KRAFT's (DL8HCZ/CT1HZE) consolidated list of all European very long distance QSOs published in 2006 [14], a database of 128 dx QSOs became available which is analysed in this paper. Contrary to the discussion in [1], the radio path's geometrical midpoint is no longer considered identical to the radiowaves' footprint on the Earth surface. It is shown, that both positions may indeed deviate considerably if the two sporadic E patches differ in height. Rivers, dams and lakes are therefore not searched at the geometrical path center but within an elongated geographical corridor (*footprint search area*) which is aligned to the great-circle path between the transmitter and the receiver. By referring to satellite and aerial images of the GOOGLE EARTH internet service, this paper benefits from a geographical resolution which exceeds the geographical accuracy in [1] considerably. In all cases, large water expanses are found within the footprint search areas, i.e. 24 percent of the 2006 dx QSOs represent seasurface reflection in the ocean, all the remaining QSOs obviously represent ground reflection of radiowaves correlating to the position of major rivers and big lakes. This paper strongly supports the above hypothesis and concludes that, to a very high degree of certainty, 144 MHz double hop dx QSOs are indeed enabled by major rivers and lakes located in the middle of the zigzag radio path between the Earth surface and the E region of the ionosphere.

2 Geometrical model of double hop sporadic E QSOs

In double hop sporadic E QSOs, there is no chance to identify the true geographical position of ground reflection with certainty. These positions may be however estimated by implementing a model which can describe the double hop geometry with sufficient accuracy. Terrestrial radio propagation is a complicated subject though which is controlled by many parameters and by many effects and we can indeed imagine a large variety of anomalies and complications which could make any model questionable. Thus, if we wish to develop a model which can describe all possible scenarios in double hop ionospheric propagation, we better give up by realizing it is not worth the trouble because we cannot win. With this philosophy, this paper would end right here.

In a more moderate approach, we may focus on a model which cannot interpret all double hop scenarios but can explain at least, say seventy, eighty or ninety percent of the dx events on a statistical basis. A model brings thoughts and ideas into position without verifying its correctness unless we start feeding the model with data. If the results appear inappropriate, the model is inappropriate too, so are the thoughts and ideas which have been implemented in the model. However, if the model can provide consistent results (and, in particular, can provide predictions which may be verified in practice), there is reason to assume that the model is based on thoughts and ideas which cannot be considered totally wrong, at least. This is the purpose of this chapter, i.e. designing a simple model which can describe the 2006 dx QSOs to a certain degree even if it cannot explain all dx QSOs in every aspect. If the model turns out to be too simple, the initial assumptions, idealisations and simplifications may be replaced by more sophisticated concepts - at a later stage of discussion though because we wish to keep the initial model as simple as possible. However, what happens if the model is not successful at all and fails from the beginning? In this case, this paper would be a rather short document, but it isn't.

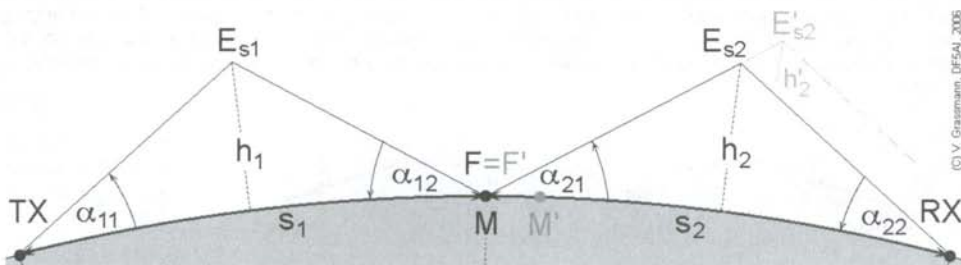


Fig. 2. Schematic view of the double hop geometry. The right hand side displays the second skip in two alternative scenarios, i.e. identical E_s -layer heights ($h_1 = h_2$ black lines) and $h_2' > h_1$ (gray lines).

Fig. 2 displays a simplified picture of a double hop sporadic E radio path where TX and RX denote the transmitter and the receiver, E_{s1} and E_{s2} the two sporadic E patches in the E region of the ionosphere (first and second hop) and where M is the geometrical path center (midpoint) which is considered identical to the position of ground reflection which is referred to as the radiowaves' footprint F on the Earth surface (the reader is requested to ignore the gray symbols and drawings at this stage of discussion). In fact, the midpoint and the footprint are assumed identical geographical locations in the papers [1] and [3]. This assumption, however, has been challenged by other radio amateurs, e.g. by ZIMMERMAN (W3ZZ) who argues that the two places, i.e. M and F, are very likely geographically separated by 50, 150 or even 350 kilometers [23]. The identity of the midpoint and the footprint is indeed a critical question and has actually motivated the studies presented in this paper. In the following, we will first discuss the requirements which can justify the hypothesis of identical geographical locations. Further below, however, the hypothesis of identical locations will be removed because the author agrees to ZIMMERMAN's scepticism. It will be shown that the midpoint and the footprint may indeed deviate by 130 kilometers from a theoretical perspective and by, say 20 to 50 kilometers in practice.

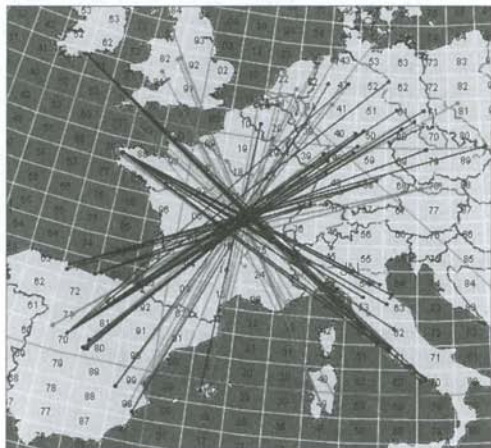
Two-dimensional geometry

Fig. 2 interprets the double hop scenario by a two-dimensional geometry because the locations TX, RX, E_{s1} , E_{s2} , M and F are all located in the same geometrical plane. Neglecting this assumption, the radiowaves would no longer travel along the great-circle path i.e. the receiver would observe maximum fieldstrength at an azimuth different from the transmitter's azimuth (which is the case, for example, in Aurora and FAI backscatter). The author is however not aware that this type of radio propagation has been ever reported in (double hop) sporadic E' dxing - if it is, the model will ignore this rare phenomenon anyway. The two-dimensional double hop geometry will indeed play a major role in the discussion further below.

¹ The term 'sporadic E' refers to ham radio terminology which exclusively denotes the forward scatter of radiowaves contrary to the scientific term 'sporadic E scatter' which comprises forward as well as backscatter scenarios.

Sporadic E positions

It is furthermore assumed that the sporadic E layer E_{s1} separates the first skip into two identical legs, the same assumption applies to the second skip, i.e. E_{s1} and E_{s2} is located above the midpoint of the line s_1 and s_2 , respectively, see Fig. 2. Thus, the model introduces a geometrical symmetry with the first skip and also with the second skip without postulating that the first skip is identical to the second skip (which will be introduced further below when discussing the sporadic E heights). With this assumption, we may conclude that $\alpha_{12} = \alpha_{11}$ and also that $\alpha_{22} = \alpha_{21}$, respectively. Without this local symmetries, a much more complicated model is required which would lead, for example, to the assumption of sporadic E layers tilted relative to the local horizontal plane. In fact, *slanted sporadic E layers* are indeed occasionally observed in the ionosphere but there are reasons to neglect this phenomenon here. Considering sporadic E layers in a non-horizontal direction, the radiowaves' angle of incidence at the position E_{s1} will increase (if not here then at the position E_{s2}) which would make the rare phenomenon of 144 MHz double hop sporadic E QSOs even more unlikely.



Also, if the postulated geometrical symmetry would not exist, radio amateurs would have noticed this effect even in single hop sporadic E QSOs. Whenever a sporadic E cloud connects dx stations in different geographical areas, we obtain spider web displays similar to Fig. 3 which results from the radio paths intersecting each other at the sporadic E position. In all cases, this cross section is found at the corresponding path centers (which is not obvious in Fig. 3 though). Sporadic E clouds not located at the path center would manifest in an asymmetrical spider web pattern which isn't observed in practice though, the author is at least not aware of any sporadic E event in which the intersection appears shifted to one or the other end of the propagation path.

Fig. 3. 144 MHz sporadic E QSOs on July 17, 2006 [18].

Horizontal plane of ground reflection

In double hop sporadic E QSOs, we are forced to assume 'some sort' of ground reflection of radiowaves at the footprint position F. Relative to the plane of reflection, the angle of incidence equals the angle of reflection (which introduces further assumptions which are however not discussed in the following). If the plane of reflection is directed parallel to the Earth surface, both angles may be interpreted by the elevation angle α_{12} and α_{21} , see Fig. 2, i.e. we obtain $\alpha_{21} = \alpha_{12}$. Assuming ground reflection of 144 MHz radiowaves would exist in hilly terrain, the assumption of a horizontal plane of reflection is evidently not justified at all. However, discussing ground reflection of radiowaves at the surface of large rivers and lakes, this assumption is indeed perfectly fulfilled which is also true when discussing the reflection of radiowaves at the topside of tropospheric inversion layers (neglecting slanted inversion layers which could play a role too, perhaps).

Line-of-sight propagation versus atmospheric refraction

In the practice of sporadic E dxing, the elevation α_{12} and α_{22} both represent angles of 3° to 4° , i.e. the radiowaves' takeoff angle is rather low resulting in a relatively long propagation path through the atmosphere. From this perspective, refraction and bending of the radio path needs to be taken into consideration contrary to the line-of-sight propagation displayed in Fig. 2. Although shown in the graphics, the model refers neither to line-of-sight propagation nor to a refractive bending of the radio path, i.e. the straight lines in Fig. 2 may be considered a graphical feature not necessarily identical to the true radio path. In fact, the model focuses exclusively on the relative position of TX, E_{s1} , M, E_{s2} and RX but does not consider the path which the radiowave actually travels from one position to the other. Thus, introducing atmospheric refraction into the model, the straight lines in Fig. 2 may be replaced by bended lines, neither the two sporadic E patches nor the path center will change its geographical position though. These positions will only change if the model would consider a horizontal gradient in the refractive index but this approach would result in a much more complex model which is not intended here.

Identical sporadic E heights

The model considers further simplifications (e.g. the assumption that the Earth represents by a perfect sphere which affects the accuracy when calculating the geometrical path center) but all this assumptions appear less important and are therefore not

discussed in detail here. However, a critical assumption needs to be addressed which is not yet mentioned, i.e. the hypothesis of identical sporadic E heights. Having obtained the identities $\alpha_{12} = \alpha_{11}$, $\alpha_{22} = \alpha_{21}$ and also $\alpha_{21} = \alpha_{12}$, we may conclude that all elevation angles are identical, i.e. $\alpha_{11} = \alpha_{12} = \alpha_{21} = \alpha_{22}$. By introducing identical sporadic E heights too, i.e. $h_1 = h_2$, we obtain a symmetrical geometry in which the second skip is fully identical to the first skip. In consequence, the radiowaves' footprint F on the Earth surface is identical to the path center M by pure geometrical reasons. Because of this geometrical symmetry, the papers [1] and [3] have focused on rivers and lakes in close vicinity to the geometrical path center.

Introducing variable sporadic E heights

In the analysis of the May 30, 2003 dx event [1], the above simplifications and idealisations result in a, say *success rate* of sixty percent, i.e. this amount of dx QSOs reveals major rivers, dams and lakes at the actual path center which has motivated the hypothesis of double hop sporadic E QSOs enabled by radiowave reflection on water surfaces or, alternatively, on local tropospheric inversion layers. Evidently, the model cannot verify this hypothesis with sufficient confidence because a success rate much higher than sixty percent would be required. However, we may also argue that the above hypothesis cannot be rejected in general, at least not at this stage of investigation. Referring to above discussion (see chapter 2), the initial thoughts and ideas do not appear totally wrong, however, they do not appear fully correct either.

The weakest point in the above model is probably the assumption of identical sporadic E heights. In double hop sporadic E QSOs, we are facing two sporadic E layers which are geographically separated by 1.500 to 2.000 kilometers, i.e. its individual heights may perhaps differ more or less significantly. In this case, the first and the second skip would be no longer identical which is best seen when replacing the sporadic E height h_2 by the higher height h'_2 , see the gray lines in Fig. 2. Note that the angle of incidence still equals the angle of reflection at the footprint position, i.e. $\alpha_{21} = \alpha_{12}$ is still a valid statement. Note also that the footprint's geographical position does not change (i.e. $F' = F$) but the midpoint's position does (see M' in Fig. 2) because the second skip is longer than the first skip in this scenario.

Thus, rejecting the assumption of identical sporadic E heights removes the identity of the footprint's and the midpoint's geographical position. Calculating the geometrical details of a 3.000 km dx QSO, the offset between the footprint and the path center may exceed 130 kilometers when considering the maximum height variation of sporadic E layers in the ionosphere which ranges from 90 to 120 kilometers (which appears to justify ZIMMERMAN's estimation in chapter 2 to a certain degree). In practice, the height difference is typically much smaller, so is the geographical offset between the footprint and the geometrical path center. For example: with $h_1 = 100$ km and $h_2 = 110$ km, the offset is 50 kilometers, it is 25 and 15 kilometers if h_2 becomes 105 and 103 km, respectively. Considering a rather small height difference of only 1 kilometer, the offset is still 5 kilometers.

The grid locators' geographical accuracy

There is quite a drastic contrast between, on the one hand, the geographical displacements of some ten kilometers and, on the other hand, the radio path lengths which are measured in thousands of kilometers. Does it actually make sense to analyse a 3.000 km dx QSO by considering a geographical resolution of a few kilometers? This is indeed a critical question because the dx stations' exact geographical position remains unknown in general. In fact, the radio amateur's *Maidenhead grid system* (see, e.g., [22]) does not describe spots on the Earth surface but geographical areas which are 5' wide and 2'30" high. Thus, calculating the transmitter's geographical position by using the central position of its QTH locator, the geographical accuracy is not better than, say 3 to 5 kilometers. The same argument applies, of course, to the receiver's geographical position and, in consequence, to the geographical position of the path center (in some cases, however, the transmitter's and the receiver's geographical inaccuracy may cancel each other when calculating the geometrical path center). The midpoint's geographical ambiguity finally affects the footprint's position error too which is – in accordance to the above paragraph – furthermore connected to an unknown displacement of 10, 20 or 50 kilometers. From a geographical perspective, all these dx QSOs therefore appear to represent an unsharp and blurry picture of the geographical setup which apparently prevents analyses on small scale lengths.

The true size of the footprint area

Another geographical uncertainty results from the directional behaviour of sporadic E forward scatter. The sporadic E reception area is generally highly localized, i.e. the fellow radio amateur from next town may work one dx QSO after the other but our receiver cannot pickup even a faint dx signal. Measurements of the footprint's actual geographical size were never made (and are probably difficult to manage in practice) but we may estimate from the many ham reports that the signal reception is restricted to an area of, say 20 kilometers in diameter, more or less (LANGENOHL, DK5YA, reports an example where he wasn't able to contact a dx station which his ham colleague could easily work although the two fellow hams were geographically separated by only five kilometers [1]). Note that the signal reception area may appear much larger in practice which is however less controlled by a large footprint area but by the very high variability of the sporadic E channel, i.e. the footprint area may sweep across large geographical regions within a few seconds without changing its actual geometrical size though. In the scope of this paper, we conclude that the size of the footprint area adds another geographical ambiguity which is larger than the inaccuracy caused by the Maidenhead grid system.

Designing a simple model is no simple process, obviously. Considering the true complexity of ionospheric radio propagation, we

would obtain a rather complex model with lots of parameters and quantities which are difficult to handle in practice (because we cannot access measurements which could tell us the quantities' actual value). Therefore, the model is kept as simple as possible by focusing on the most fundamental features in double hop sporadic E propagation. Feeding the model with data, it could happen, perhaps, that we are forced to accept that all this simplifications represent a much too drastic approach. In this case, we would go back to the simplifications and would try to replace them by more sophisticated concepts. However, it isn't wise to push complexity into the model from the beginning. In this case it could happen, perhaps, that the model fails because of its complexity even if the model's initial idea may be considered an appropriate description of the scenario which needs to be analysed.

Nevertheless, even this simple model presents us a quite confusing picture: the calculated path center *M* is connected to a geographical inaccuracy of at least some kilometers, the footprint *F* may deviate from the geometrical path center *M* by 20, 50 or even more kilometers and, finally, this footprint does not correspond to a spot like geographical feature but to an area of 20 or 30 kilometers width, or so. Evidently, we may not expect to identify rivers and lakes at predetermined locations. Assuming a river which is precisely located at the geometrical path center, it is obviously relevant in the scope of this paper. However, identifying a river separated from the geometrical path center by, say 500 kilometers, it is evidently not relevant at all. Thus, we need to define a, say *footprint search area* in which the existence of rivers and lakes is considered relevant to the analysis, i.e. rivers and lakes located outside of this area will be ignored all together.

3 Designing the footprint search area

Note that the above discussed displacement between the geometrical path center and the footprint does not represent a displacement in any direction but represents an offset along the great-circle path (see Fig. 2, in which the footprints *F* and *F'* remain identical, i.e. it is the midpoint which moves along the great-circle path from *M* to *M'*). Perpendicular to the great-circle path, the geographical accuracy is much higher because it is exclusively controlled by the QTH locators' geographical accuracy and, even more important, by the size of the true sporadic E footprint area.

Thus, the *footprint search area* is described by an elongated geographical corridor along the great-circle path with the geometrical path center in the middle. The corridor's length is, say 40 or 50 kilometers but its width is only 20 kilometers, or so. The *footprint search area* is obtained as follows:

- Calculation of the transmitter's and the receiver's geographical coordinates by referring to the central point of the corresponding grid locators.
- Calculation of the midpoint's geographical coordinates (geometrical path center).
- Generation of a map display indicating the great-circle path and also the geometrical path center.
- Identification of major rivers, dams and lakes located 20 to 30 kilometers up or down the great-circle path with a maximum transverse offset to the great-circle path of 5 to 10 kilometers.

Using GOOGLE EARTH to analyse the dx QSO between

**EA8AVI (Canary Islands, IL28GC) and
DH4FAJ (Germany, JN48EX)
on July 16, 2006, 1618 UT**

- Enter EA8AVI's position, i.e. **28.1042 N 15.4583 W**, into the so-called **Fly to edit** field of the GOOGLE EARTH client software. This position denotes the center of the IL28GC grid square which is located 300 meters northwest of a sports stadium.
- Activate the **measure tool** which opens a small window floating on top of the screen map. Select the **line** option and click the **clear all** button in order to remove all lines already existing on the screen map.
- Click on EA8AVI's position once which draws a line from EA8AVI's position to the actual mouse cursor position on the screen – do not click a second time in order to keep this *rubber band effect* alive.
- Enter DH4FAJ's position, i.e. **48.9792 N 8.3750 E**, into the **Fly to edit** field. This position denotes the center of the JN48EX grid square which is located close to a motor highway.
- Click on DH4FAJ's position once which completes the great-circle path connecting the two dx stations. Zoom out in order to see the entire dx path from the Canary Islands towards Germany.
- Enter the geometrical path center, i.e. **39.1380 N 5.3155 W**, into the **Fly to edit** field. Note that the geographical region, contrary to the above positions, is displayed in low image resolution.
- Zoom out to study the *footprint search area*, i.e. the terrain surrounding the geometrical path center (30 kilometers "up" and "down" the great-circle path and 10 kilometers "left" and "right" from it). Compare your results to Fig. 4.

With 128 double hop dx QSOs, this procedure will turn into a cumbersome effort though. The manual process which has been applied in the first paper [1] is no longer suitable here, from a practical perspective and also from the requirement of a much higher geographical accuracy. We will therefore refer to the GOOGLE EARTH internet service [10] which provides almost perfect tools in the purpose of this paper. The service allows the user to download a free client software which accepts coordinates of any place on the Earth surface. The software retrieves satellite and aerial images from the GOOGLE EARTH database which sup-

ports a surprising high image resolution (displaying even buildings and cars in many cases). Using the software's drawing tool, the footprint search area may be easily identified, the flexible zoom function allows the user to analyse topographical features within the footprint search area in detail. A detailed step-by-step procedure is described in the gray box encouraging the reader to follow these steps on his or her personal computer in practice (analysis of the dx QSO between EA8AVI and DH4FAJ on July 16, 2006). Doing so, the reader will discover the river *Guadiana*, see Fig. 4, which is directed almost parallel to the great-circle path along a distance of more than 50 kilometers. The river is displaced from the great-circle path by about 7 kilometers at the image center and crosses the great-circle path at the map's lower left corner. The river's width is 400 meters at the image center and opens to more than 2.5 kilometers in the south-west (this dimensions, by the way, may be easily measured by using the ruler function in the GOOGLE EARTH software). Note that another river is also visible at the bottom, i.e. the river *Zújar* which is also 20 to 30 kilometers long reaching a maximum width of 4 to 5 kilometers. The river *Guadiana*, at least, is located within the footprint search area and may be perhaps interpreted the origin of the double hop sporadic E QSO between EA8AVI and DH4FAJ on July 16, 2006.

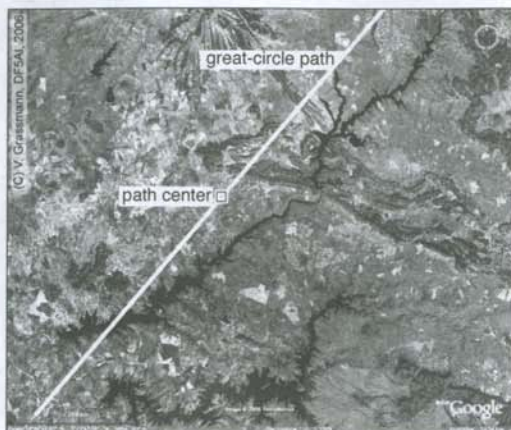
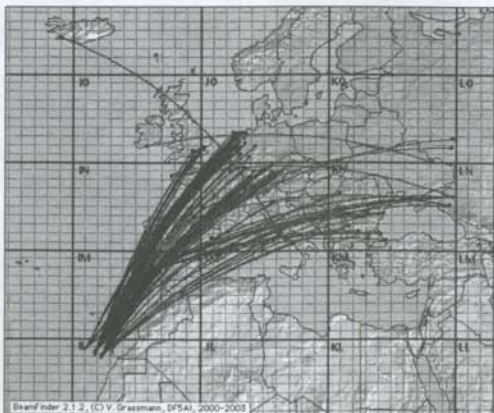


Fig. 4. Footprint area of the 144 MHz dx QSO between EA8AVI and DH4FAJ on July 16, 2006, 1618 UT. The horizontal and vertical size of the terrain is 60 x 50 kilometers. The great-circle path denotes the radiowaves' direction when travelling from the Canary Islands to Germany. The path center denotes the geometrical midpoint of the 3.162 km dx path between EA8AVI and DH4FAJ. The black area parallel to the great-circle path displays the river *Guadiana* around 200 kilometers south-west of Madrid, Spain. The river *Zújar* is displayed at the bottom. The map display was taken from GOOGLE EARTH [10].

Unfortunately, the author cannot provide detailed information on GOOGLE EARTH's geographical accuracy, not from the image resolution perspective, which is impressive, but with respect to the handling of map projections. Assuming the map projection would be handled less carefully, the great-circle path displayed on the screen map may deviate from the true great-circle line considerably which would cause complications in the analysis. The opposite is true, apparently, because the geometrical path center (which is calculated independently from the great-circle path) hits the displayed great-circle more or less perfectly, see Fig. 4, which also applies to all the other dx QSO which were analysed in the same way. We may therefore assume that the GOOGLE EARTH service handles map projections more or less perfectly.

4 The data

The GOOGLE EARTH service represents a perfect tool to analyse the 2006 double hop dx QSOs in practice. The required input parameters (i.e. the dx stations' geographical coordinates derived from the grid locators and also the actual coordinates of the



geometrical path centers) were calculated by using a special version of the *BeamFinder* analysis software [5]. With this information, all dx QSOs were analysed by using the GOOGLE EARTH client software, version 4.0.1694.0 (Macintosh) from July 2006 [10].

The list of QSOs represents information submitted by fellow radio amateurs [11], [15], [17], [19] and information which is distributed by the *Dubus* magazine [12] extended by additional dx information compiled by KRAFT (DH8HCZ/CT1HZE), [14]. The entire database comprises 128 double hop sporadic E QSOs (2.900 to 4.200 kilometers), see Fig. 5, covering the dx events on June 11, 25 and 27, on July 6, 12, 16, 18 and 26 and also on August 13, 2006.

Fig. 5. 144 MHz double hop dx QSOs in 2006. The map display was taken from the *BeamFinder* software [5].

Fig. 6 displays the calculated path centers by date. Note the path centers of four noteworthy 144 MHz dx events, i.e. the 4.293 km QSO between the Canary Islands and Romania (EA8AVI worked YO4FNG, June 25, see A in Fig. 6), the 4.080 km QSO between Portugal and Russia (CT1HZE worked RA6DA, July 12, see B), the dx observation between Iceland and Italy (TF3BX heard IK0SMG, July 18, see C) and the dx observation between Ireland and the Ukraine (UY5ON heard EI5FK, July 6, see D). The two latter ones are mentioned here because of the path centers' high geographical latitude. The case of TF3BX and IK0SMG probably represents the most northern 144 MHz double hop observation ever made by radio amateurs because one of the two sporadic E patches was obviously located around 60° northern latitude.

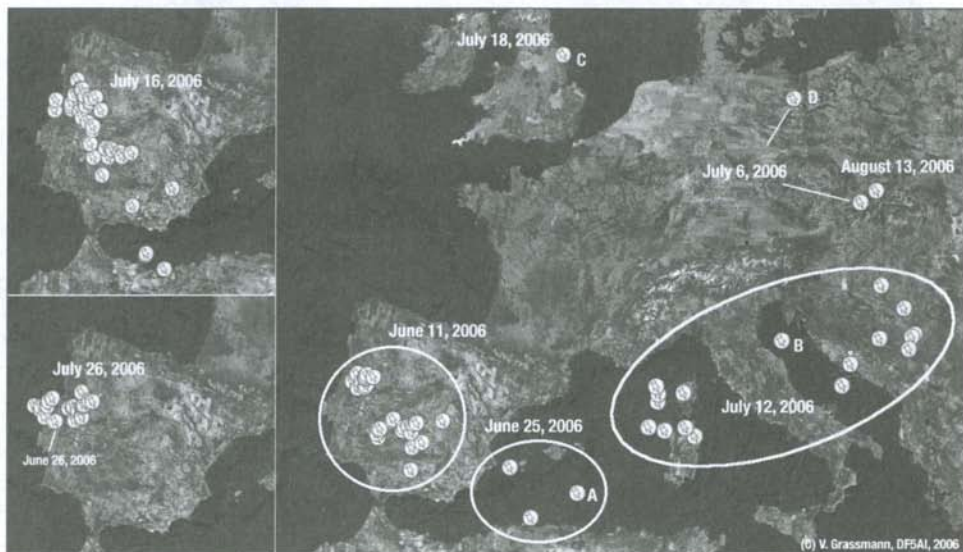


Fig. 6. Geographical position of the geometrical path centers by date. The map display was taken from Google Earth [10].

Hundreds and thousands of single hop sporadic E QSOs are reported by VHF radio amateurs every year, double hop sporadic E QSOs represent a rare phenomenon though. Fig. 6 therefore displays an extract of the corresponding sporadic E openings indicating only one double hop event on June 26, July 18 and August 13 and two events on July 6. Many double hop dx QSOs were however reported in the dx openings on June 11, 25 and also on July 12, 16 and 26 which reflect high sporadic E activity in the European sector that was probably associated with wide-spread sporadic E layers. Note that the path centers do not show a random geographical distribution but show bulks of path centers accumulating within areas of a few hundred kilometers width. In the July 12 dx event, however, this area is surprisingly large extending from Corsica/Sardinia into the Balkans.

5 Discussion of results

Almost a quarter (24 percent) of the dx QSOs indicate footprint search areas located in the Mediterranean, in the Adriatic Sea or in the Atlantic Ocean close to the Portuguese seacoast. Thus, the remaining 97 dx QSOs correspond to ground reflection on land and Fig. 4 is indeed a representative example because all the other QSOs exhibit major rivers and lakes within the footprint search areas too (in one case only, poor image resolution has prevented a detailed analysis of the topographical features). Compared to the analysis in [1] where major rivers and lakes are found in 60 percent of the double hop dx events, the new model results in a 100 percent match which is indeed very surprising. Typical examples of the rivers and lakes within the footprint search area are displayed in Fig. 7.

The results show a systematic behaviour which is documented by Fig. 8. The panel Fig. 8a illustrates the three distances which were measured with each individual dx QSO, i.e. river's/lake's distance to the geometrical path center, its vertical offset relative to the great-circle path and its horizontal displacement along the great-circle path. Note that Fig. 8 only refers to dx events corresponding to ground reflection on land, i.e. footprints located in the ocean are neglected here. All rivers and lakes identified in this analysis represent large water expanses, i.e. the rivers correspond to a width of at least a few hundred meters, the lakes typically correspond to a size of at least 1x1 kilometers, i.e. small rivers, creeks and pools were systematically ignored in the site survey. Note also that the distances are measured from the path center to the lakes' central position or, alternatively, to the place

Note also that the distances are measured from the path center to the lakes' central position or, alternatively, to the place where the corresponding river shows its broadest width or its widest opening, respectively. In many cases, more than one river or lake was found within the footprint search area, the data then represents the water surface which is largest or which is closest to the path center. It is perhaps worth to mention that, in some cases, the search process has identified the same river and lake even with independent QSO data (see the examples in Fig. 7).

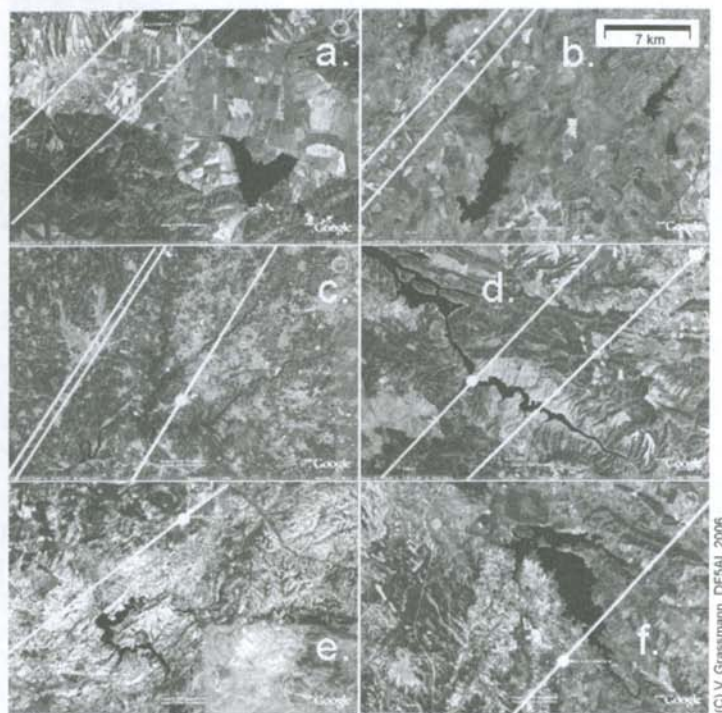


Fig. 7. Examples of the footprint search areas in the dx opening from June 11, 2006. The white lines denote the corresponding great-circle paths. Note the rivers and lakes which are displayed together with two or three great-circle paths indicating independent dx QSOs which result in almost identical search areas. The white dots denote the position of the corresponding geometrical path center. All images are shown with identical scale. The map displays were taken from GOOGLE EARTH [10].

Distance to the geometrical path centers

40 percent of the rivers and lakes are found within a distance of less than 10 kilometers relative to the geometrical path center, in 90 percent of all cases the distance is not longer than 30 kilometers, see Fig. 8b. Only few examples are found corresponding to rivers and lakes at distances beyond 30 kilometers. This result indicates a strong correlation between the geographical position of the path centers and the geographical position of major rivers and lakes.

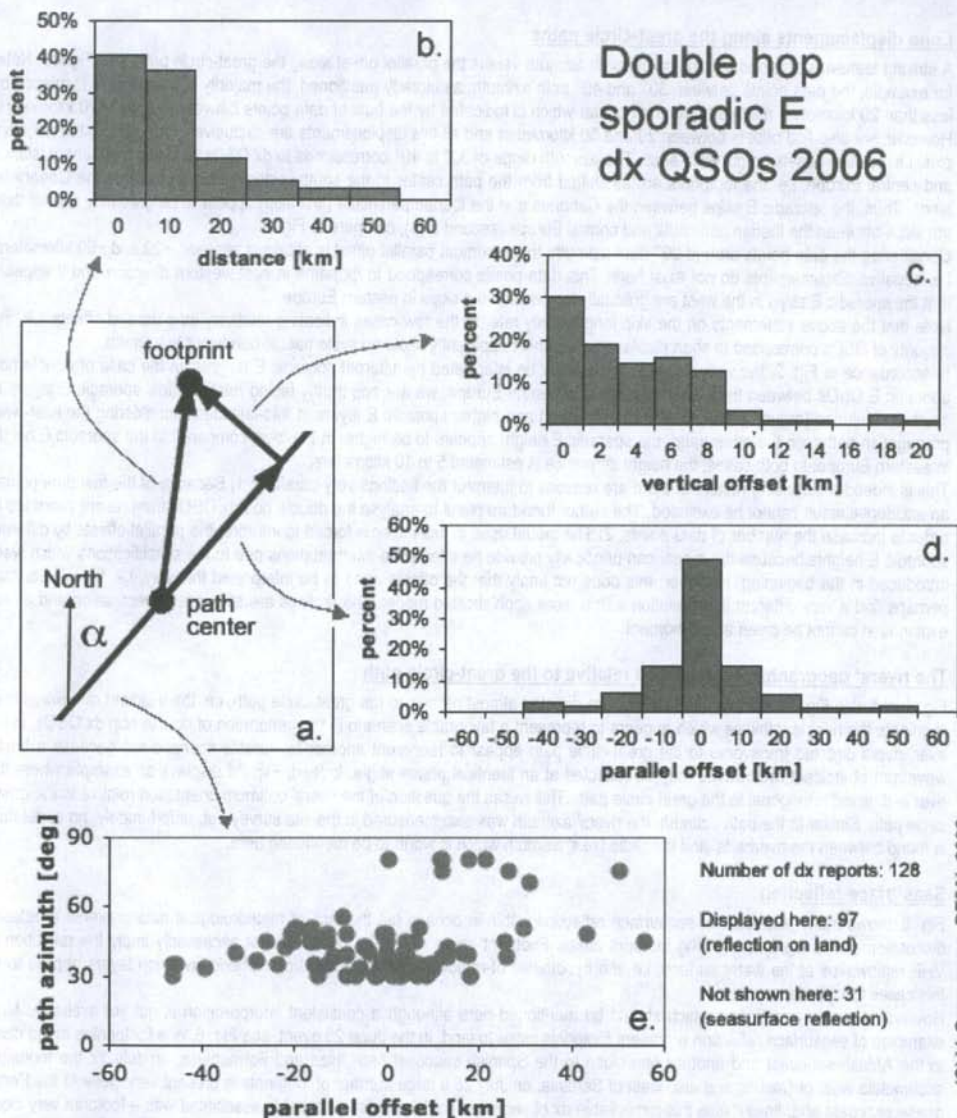
Distance to the great-circle paths (vertical offset)

The majority of rivers and lakes (more than 90 percent) is located close to the great-circle path, i.e. in a distance of less than 10 kilometers, see Fig. 8c. 30 percent of all cases represent a vertical offset of less than 2 kilometers, i.e. the great-circle paths are crossing the position of rivers and lakes more or less perfectly. Hence, the position of rivers and lakes correlates not only to the geometrical path centers but also to the great-circle paths.

Displacements along the great-circle paths (parallel offset)

Fig. 8d displays the rivers' and lakes' offset parallel to the great-circle path. The parallel offset is measured in positive quantities if the river or lake is displaced to the north-east when considering QSOs between the Canary Islands and central Europe or is displaced eastwards when considering the east-west dx QSOs, e.g. between Portugal and Russia, the displacement is measured in negative quantities otherwise. In 50 percent of all cases, the parallel displacement does not exceed 10 kilometers, in almost 80 percent of the cases the rivers'/lakes' offset is less than 20 kilometers relative to the geometrical path center and very few examples are found with a parallel offset of more than 30 kilometers. Interpreting the parallel offset by variable sporadic E heights, see Fig. 2, the two sporadic E patches appear not to differ in altitude significantly, the estimated height difference is 1 to 2 kilometers; in a few cases, a larger height difference is apparently present though.

Double hop sporadic E dx QSOs 2006



(C) V. Grassmann, DF5AJ, 2006

Fig. 8. Analysis of double hop sporadic E QSOs using satellite and aerial images from the GOOGLE EARTH internet service in order to identify rivers and lakes at the radiowaves' footprint on the Earth surface. a) schematical diagram of the great-circle path, the corresponding path azimuth α , the geometrical path center, the footprint position estimated from the satellite images and also the three distances which have been analysed; b) distribution of the footprints' distance to the geometrical path center; c) distribution of the footprints' vertical offset relative to the great-circle paths; d) distribution of the footprints' parallel offset relative to the great-circle paths (negative and positive signs indicate displacements 'up' or 'down' the great-circle path, respectively), e) distribution of the path azimuth as a function of the parallel offset.

Long displacements along the great-circle paths

A striking feature is obtained by plotting the path azimuth versus the parallel offset along the great-circle path, see Fig. 8e. Note, for example, the data points between 30° and 40° path azimuth: as already mentioned, the majority of footprints is displaced by less than 20 kilometers relative to the path center which is indicated by the bulk of data points between -20 and +20 kilometers. However, we also find offsets between 20 and 50 kilometers and all this displacements are exclusively found along the negative axis, i.e. positive offsets do not exist at all. The azimuth range of 30° to 40° corresponds to dx QSOs between the Canary Islands and central Europe, i.e. the footprints are all shifted from the path center to the southwestern direction towards the Canary Islands. Thus, the sporadic E skips between the Canaries and the Iberian peninsula (first skip) appear to be gradually shorter than the skips between the Iberian peninsula and central Europe (second skip), compare to Fig. 2.

Considering the data points around 90° path azimuth, the maximum parallel offset is obtained between +20 and +50 kilometers, i.e. negative displacements do not exist here. This data points correspond to dx paths in east-western direction and it appears that the sporadic E skips in the west are gradually longer than the skips in eastern Europe.

Note that the above statements on the skip lengths only refer to the few cases indicating relatively long parallel offsets, i.e. the majority of QSOs correspond to short displacements which apparently show no systematical behaviour in azimuth.

In accordance to Fig. 2, the variable skip lengths may be interpreted by different sporadic E heights. In the case of double hop sporadic E QSOs between the Canary Islands and central Europe, we are apparently facing relatively low sporadic E layers at southern latitudes (around the west African sea coast) and higher sporadic E layers in mid-latitudes. Considering the east-west propagation paths, on the other hand, the sporadic E height appears to be higher in the west compared to the sporadic E height in eastern Europe. In both cases, the height difference is estimated 5 to 10 kilometers.

This is indeed a surprising result but there are reasons to interpret the findings very carefully: 1) Because of the few data points, an accidental result cannot be excluded. The author therefore plans to analyse the double hop dx QSOs from recent years too in order to increase the number of data points; 2) The model used in this paper is forced to interpret the parallel offsets by different sporadic E heights because the model can principally provide no alternative interpretations due to the simplifications which were introduced in the beginning. However, this does not imply that the offsets need to be interpreted this way, i.e. the offsets may perhaps find a very different interpretation with a more sophisticated model. The findings are still under investigation and a final explanation cannot be given at the moment.

The rivers' geographical orientation relative to the great-circle path

Fig. 4 and also Fig. 7c displays rivers which are directed almost parallel to the great-circle path, i.e. the incident radiowave may illuminate the river lengthwise which appears to represent a favourable scenario in the generation of double hop dx QSOs. However, rivers directed transverse to the great-circle path appear to represent another favourable scenario too because a broad wavefront of incident radiowaves may be reflected at an identical phase angle. Indeed, Fig. 7d displays an example where the river is directed orthogonal to the great-circle path. This raises the question of the rivers' optimum orientation relative to the great-circle path. Similar to the path azimuth, the rivers' azimuth was also measured in the site survey but, unfortunately, no correlation is found between the riverbeds' and the radio links' azimuth which is worth to be mentioned here.

Seasurface reflection

Fig. 6 shows many examples of seasurface reflection within in oceans but the lack of meteorological data prevents a detailed discussion of this highly interesting footprint areas. Footprint areas within the ocean do not necessarily imply the reflection of VHF radiowaves at the water surface, i.e. the hypothesis of radiowave reflection on tropospheric inversion layers applies to all this cases too, perhaps.

However, there is one finding which should be mentioned here although a consistent interpretation is not yet available. Most examples of seasurface reflection represent footprints close to land. In the June 25 event, see Fig. 6, one footprint is found close to the African seacoast and another one close to the Spanish seacoast near Ibiza and Formentera, on July 12 the footprints accumulate west of Corsica and also west of Sardinia, on July 26 a large number of footprints is present very close to the Portuguese seacoast and, finally, also this remarkable dx observation on July 18 (see above) is associated with a footprint very close to the English Northsea coast. Thus, very few footprint areas are found in the oceans far away from land which is perhaps an accidental result controlled by the geographical distribution of VHF radio amateurs on the continent. However, it could also indicate, perhaps, the influence of tropospheric inversion layers on double hop dx QSOs when considering the hot air masses above land in summer time which perhaps drift or diffuse towards the sea with rather moist air masses which may lead to the formation of tropospheric inversion layers. At this stage of investigation, this is however nothing else than a vague speculation.

6 Concluding comments

The analysis in [1] is challenged by a counter-argument which appears to apply to the present analysis too. The footprint search areas represent geographical corridors of 300 to 500 square kilometers, i.e. rivers and lakes may exist within these areas all the time, at least in geographical regions comprising many lakes and lots of rivers which is indeed true for the Iberian peninsula. However, chapter 5 very likely represents no accidental results for the following reasons: 1) The Fig. 8b, c and d clearly indicate a geographical correlation between the rivers and lakes on the one hand and the geometrical path centers on the other hand

(and also to the great-circle paths) which appears inconsistent with the assumption of an accidental result because the rivers and lakes would then show a random distribution within the search areas which is obviously not the case. 2) Because of the many rivers and lakes on the Iberian peninsula, double hop sporadic E QSOs between the Canary Islands and central Europe represent an every year experience contrary to alternative dx paths in Europe. Considering, e.g., the dx path between Israel and western Europe, the number of double hop dx QSO is more or less negligible which is actually surprising because the number of active VHF radio amateurs in Israel is probably in the same range as the number of VHF hams on the Canary Islands. This discrepancy may be easily explained by considering the few rivers and lakes on the Balkans which represents the footprint target area in this case. Thus, the above counter-argument is no counter-argument at all, it represents a supportive argument, in fact: the many rivers and lakes on the Iberian peninsula indeed support the hypothesis of double hop sporadic E radio propagation enabled by inland lakes and rivers because it explains the high number of dx QSOs between the Canary Islands and central Europe and it explains the absence of similar dx QSOs in other geographical regions of Europe.

However, it should be mentioned that double hop radio paths between Israel and the Baltic sea coast (e.g. Lithuania and Estonia) may benefit from seasurface reflection in the Black Sea but this type of dx QSOs is not reported either. A detailed discussion of the 144 MHz double hop sporadic E probability in Europe therefore needs to consider the latitudinal and longitudinal sporadic E probability on the European continent. GRAYER (G3NAQ) has demonstrated this type of analysis for 50 MHz mid-latitude sporadic E QSOs in Europe [9] which he has obtained by referring to the contour lines of the percentage of time the critical frequency f_{oE_s} exceeds 7 MHz which corresponds approximately to a *maximum-usable-frequency* of 50 MHz, see, e.g., [8] and the references cited therein. His analysis appears relevant here because GRAYER emphasises the relatively low sporadic E probability at the west coast of the Black Sea which perhaps may explain the absence of double hop dx QSOs between Israel and Europe.

Independent from the above results, the physical nature of the radiowaves' ground reflection remains an open question. We are still facing two competing concepts (and there are perhaps even more), i.e. the reflection of radiowaves at the surface of rivers and lakes and, on the other hand, the reflection of radiowaves at the topside of local tropospheric inversion layers correlating with the geographical position of rivers and lakes. By analysing the vertical profile of air temperature and air humidity, there is perhaps a chance to investigate the importance of tropospheric inversion layers in double hop dxing. Information of upper air sounding data is indeed available, see, e.g., [20] and [21]. However, this data only considers few places on the Iberian peninsula which only allows the identification of wide-spread inversion layers. In the scope of this paper, however, we need to identify local (and perhaps relatively low) tropospheric inversion layers close to the many rivers and lakes representing footprint areas in double hop dx QSOs, this type of meteorological data is however not available, unfortunately. From this perspective, this paper cannot provide any significant progress in the interpretation of ground reflection of VHF radiowaves.

Nevertheless, the above results are closing the case which was opened with the analysis of 144 MHz very long distance QSOs in 2003 [1]. Only the double hop model can consistently explain the dx QSOs, which becomes in particular obvious when considering the QSOs exceeding the distance of 4.000 kilometers. From the author's perspective, the speculation of a cascade of tropospheric and ionospheric propagation needs to be rejected (this statement, however, does not affect the very long distance QSOs between the Canary Islands and UK/Ireland which are observed almost every year and which may be interpreted by pure tropospheric dx propagation, see, e.g., [7]). The hypothesis of rivers and lakes enabling double hop dx QSOs is strongly supported by this paper. It is actually safe to say that the hypothesis is verified to a high degree of certainty.

Comparing the results in [1] with the present findings, it is perhaps worth to clarify the reasons why the first analysis results in a 'hit rate' of only 60 percent while the current analysis indicates a 'hit rate' of 100 percent. Note that the analysis in [1] has implicitly introduced footprint search areas too, i.e. circular areas of around 20 to 30 kilometers in diameter in order to consider the limited geographical resolution of the maps which were used in 2003 (see, e.g., Fig. 6.19 and 6.20 in [1]). However, the present analysis introduces a geographical corridor which comprises much more square-kilometers than the circular markers in [1]. Thus, we may speculate that larger footprint search areas will of course result in a higher number of rivers and lakes identified in the site survey. This is not the case though. Fig. 8b indicates that this paper reveals a much higher number of rivers and lakes even within a distance of 20 (or 30) kilometers, with other words: implementing the circular search areas from [1] even in this analysis, the 'hit rate' is almost 80 (or 90) percent in contrast to the 60 percent in [1]. The discrepancy between [1] and the present analysis is more or less exclusively controlled by the much higher geographical resolution of the GOOGLE EARTH service compared to the maps which were used in [1], i.e. this analysis may take rivers and lakes into consideration which simply do not appear in the maps.

The author plans to repeat the above analysis method with the dx data from 2003, 2004 and 2005 to compare the results with the findings in Fig. 8b, c and d. By combining all the data, Fig. 8e will benefit from more data points which hopefully clarifies the open question on skip lengths and sporadic E height variations. Another finding needs to be addressed too, although not yet mentioned in this document. Fig. 7 indicates QSOs which all lead to the same river and lake which is however not surprising in some situations. Assuming the same dx station on the Canary Islands works two or three German fellow hams located in the same town or in the same grid field, the corresponding great-circle paths are almost identical and, in consequence, the footprint search areas are identical too, more or less. However, if the same river is obtained in different band openings and with different dx stations, we may conclude that this river has enabled double hop dx QSO not only once but more often. The 2006 data indicates

several rivers and lakes which appear to have this quality. Note, for example, that the dx events on June 11, July 16 and July 26 (see Fig. 6) all show an accumulation of footprints in the north of Portugal and in the northwest of Spain which often involves the same rivers and lakes when analysing the corresponding footprint areas. This feature could perhaps support the hypothesis of local tropospheric inversion layers supporting the generation of double hop dx QSOs. Final results are not yet available though.

Although the occurrence of double hop sporadic E events cannot be predicted, VHF radio amateurs may develop strategies to increase the chance of observation. By searching all major rivers and big lakes surrounding the radio station at a distance of, say 1.400 to 2.000 kilometers, the VHF operator may identify potential footprint areas in double hop sporadic E dxing. By doubling the distance between the radio station and a particular river/lake, the VHF operator may identify the corresponding dx target area where he or she may expect dx stations to be worked in double hop dx openings (in most cases, however, this area is located somewhere in the oceans). This procedure has been already described in detail in the second part of the series of papers, see [3] and [4]. By referring to the GOOGLE EARTH service, this concept may be realized very easily and with high geographical accuracy on a personal computer.

Acknowledgement. The author is grateful to C. HEINZEL (HB9DFG), E. LAUWERS (ON4LN), B.J. MISCHLEWSKI (DF2ZC) and G. SAMPOL (EA6VQ) for submitting dx observations in the 2006 sporadic E season. Special thanks to J. KRAFT (DL8HCZ/CT1HZE) for providing a complete list of all 2006 double hop dx QSOs in the European sector, without this information this paper would indeed not exist. The author thanks E. ZIMMERMAN (W3ZZ) for the many valuable discussions which have actually motivated the analysis presented in this paper. A special credit is given to the GOOGLE EARTH INC. for providing its fine service in the internet which has supported the study of double hop sporadic E radio propagation considerably.

7 References

- [1] Grassmann V. (DF5AI), Langenohl U. (DK5YA), Very long distance propagation in the 144 MHz band, part 1: Discussion of the May 20, 2003 dx opening, Amateur Radio Propagation Studies, July 2003
http://www.df5ai.net/ArticlesDL/VLDP_EA8.pdf
- [2] Grassmann V. (DF5AI), Very long distance propagation in the 144 MHz band, discussion of the May 20, 2003 dx opening, readers' comments, feedback, contributions, Amateur Radio Propagation Studies, October 2003
http://www.df5ai.net/ArticlesDL/VLDP_Discussion_EA8/VLDP_Discussion_EA8.html
- [3] Grassmann V. (DF5AI), Very long distance propagation in the 144 MHz band, part 2: dx opportunities in the European sector, Amateur Radio Propagation Studies, October 2003
http://www.df5ai.net/ArticlesDL/VLDP_LakesEU.pdf
- [4] Grassmann V. (DF5AI), Dx opportunities in 144 MHz double hop sporadic E, ground reflection of radiowaves by lakes and rivers, Dubus, 4, p. 66-69, 2003 - http://www.df5ai.net/ArticlesDL/VLDP_LakesEU_Dubus.pdf
- [5] Grassmann V. (DF5AI), The BeamFinder analysis software, 2004. <http://www.beamfinder.net>
- [6] Grassmann V. (DF5AI), Very long distance propagation in the 144 MHz band, results of the 2004 sporadic E season (August 2004) / results of the 2005 sporadic E season (September 2005)
<http://www.df5ai.net/Material/articles.html>
- [7] Grassmann V. (DF5AI), 144 MHz long distance radio propagation from western Europe into the Atlantic Ocean, Amateur Radio Propagation Studies, September 2005
<http://www.df5ai.net/ArticlesDL/AtlanticTropoAug05/ATropoAug05.html>
- [8] Grayer G. (G3NAQ), VHF/UHF propagation, The VHF/UHF DX Book (edited by I. White, G3SEK), Radio Society of Great Britain, Dir Publishing Ltd., Herfordshire, 1995, ISBN 0 9520468 0 6
- [9] Grayer G. (G3NAQ), personal communication, 1999
- [10] Google Earth Inc., Google Earth - Erforschen, suchen und entdecken, Mountain View, 2005
<http://earth.google.com>
- [11] Heinzel C. (HB9DFG), personal communication, 2006
- [12] Kraft J. (DL8HCZ / CT1HZE), Sporadic E 144 MHz report, Dubus, 3, p. 103-108, 2006
- [13] Kraft J. (DL8HCZ / CT1HZE), UKW-DX-Telegramm 9/06, Funktelegramm, 9, p. 37, 2006
- [14] Kraft J. (DL8HCZ / CT1HZE), personal communication, 2006
- [15] Lauwers E. (ON4LN), personal communication, 2006
- [16] Mischlewski B. J. (DF2ZC), UKW-QTC, Funkamateureur, 9, p. 1104, 2006
- [17] Mischlewski B. J. (DF2ZC), personal communication, 2006
- [18] Regis S. (DM2SR), Sporadic E summaries, 2006
<http://www.vhf-contest.com>
- [19] Sampol G. (EA6VQ), personal communication, 2006
- [20] Universität Köln, Institut für Geophysik und Meteorologie, Radiosondenaufstiege in Europa, 2006
http://www.uni-koeln.de/math-nat-fak/geomet/meteo/winfos/radiosonden/Europa/index_europa.html
- [21] University of Wyoming, Department of Atmospheric Science, upper air sounding data, 2006
<http://weather.uwyo.edu/upperair/sounding.html>
- [22] Wikipedia, The Free Encyclopedia, Maidenhead locator system, 2006 - http://en.wikipedia.org/wiki/Maidenhead_Locator_System
- [23] Zimmerman E. (W3ZZ), personal communication, 2006

Langstrecken-Funkverbindungen im 144 MHz Band

Teil 3: Satelliten- und Luftbildanalyse von „double hop“ Sporadisch E Funkverbindungen

von Volker Grassmann (DF5AI)

Hinweis: Die angegebenen Abbildungs- und Literaturverweise beziehen sich auf die englischsprachige Version dieses Aufsatzes.

1 Einleitung

Im Jahre 2003 wurde eine Anzahl von 144 MHz Weitverbindungen zwischen den Kanarischen Inseln und Mitteleuropa ausgewertet, um deren geophysikalischen Hintergrund und um den Ausbreitungsweg der Radiowellen entlang des Funkweges von über 3000 Kilometer aufzuklären [1]. In diesem Zusammenhang wurden zwei Modelle diskutiert, d.h. einerseits eine troposphärische Überhorizontausbreitung, welche in Sporadisch E „Forward-scatter“ einmündet, und andererseits eine ionosphärische „double hop“ Funkausbreitung¹, bei welcher zwei Sporadisch E Wolken an geeigneten geografischen Positionen angenommen werden, siehe Abb. 1. Im letzten Fall muss eine Bodenreflektion der UKW-Funkwellen am Funkstreckenmittelpunkt angenommen werden, wodurch eine genauere Untersuchung der topografischen Begebenheiten innerhalb der Reflektionsgebiete auf der Iberischen Halbinsel angeregt wurde.

Bildunterschrift zu Abb. 1: Schematische Darstellung eines „double hop“ Sporadisch E QSOs.

In sechzig Prozent aller Fälle wurden Flüsse, Dämme und Seen in unmittelbarer Nähe des Reflektionsgebiets gefunden, weshalb „double hop“ Sporadisch E Funkverbindungen mit der Reflektion von Radiowellen an der Oberfläche von Flüssen und Seen in Verbindung gebracht wurde. Alternativ wurde auch über die Reflektion von Radiowellen an der Oberseite von troposphärischen Inversionsschichten spekuliert, deren Position mit der geografischen Lage von Flüssen und Seen korreliert [1]. Diese Hypothesen wurden von Funkamateuren jedoch kontrovers diskutiert, siehe z.B. [2]. In einer zweiten Studie wurden die Ergebnisse auf andere geografische Gebiete in Europa extrapoliert, beispielsweise auf den Plattensee in Ungarn und dem Fluss Dnjepr in der Ukraine, wodurch „historische“ 144 MHz DX Beobachtungen zwischen der Südküste Norwegens und Kreta sowie zwischen Norddeutschland und dem Kaspischen Meer erklärt werden konnten [3], [4]. Im Jahr 2004 und 2005 wurden nur wenige Langstrecken-QSOs von UKW-Funkamateuren berichtet, dennoch konnten erneut Flüsse und Seen am Funkstreckenmittelpunkt identifiziert werden [6].

Im Jahr 2006 wurden ungewöhnlich viele UKW-Weitverbindungen über 3000 Kilometer berichtet, siehe die Dokumentierung z.B. in [12], [13], [16] und [18]. Zwei dieser 144 MHz QSOs repräsentieren sogar Funkstrecken von mehr als 4000 Kilometern: ein QSO erfolgte zwischen den Kanarischen Inseln und Rumänien (4295 km, EA8AVI – YO4FNG, 25. Juni) und ein weiteres zwischen Portugal und Rußland (4080 km, CT1HZE – RA6DA, 12. Juli), was das Modell von „double hop“ Sporadisch E Verbindungen nachhaltig unterstützt, denn eine Kombination aus troposphärischer und ionosphärischer („single hop“) Sporadisch E Ausbreitung kann derart lange Funkstrecken nur schwerlich deuten.

Nachdem der Autor DX-Berichte von UKW-Funkamateuren zur Verfügung gestellt bekam [11], [15], [17], [19] und nachdem KRAFT (DL8HCZ/CT1HZE) eine konsolidierte Liste aller veröffentlichten Langstrecken-QSOs in Europa anfertigte [14], konnte eine Datenbasis von 128 DX QSOs ausgewertet werden. Im Gegensatz zur Untersuchung in [1] wird der geometrische Streckenmittelpunkt hier nicht mehr mit dem Reflektionsgebiet der Radiowellen gleichgesetzt. Es wird gezeigt, dass beide Positionen deutlich voneinander abweichen können, wenn sich die beiden Sporadisch E Wolken um einige Höhenkilometer unterscheiden. In diesem Aufsatz werden Flüsse, Dämme und Seen daher nicht am geometrischen Streckenmittelpunkt gesucht, sondern innerhalb eines langgestreckten Korridors, der entlang des Großkreises zwischen Sender und Empfänger ausgerichtet ist (im englischen Originaltext wird dieser Korridor als „footprint search area“ bezeichnet, im Folgenden wird der allgemeinere Begriff „Suchgebiet“ verwendet). Durch Verwendung von Satelliten- und Luftbildaufnahmen des Internetdienstes GOOGLE EARTH konnte eine geografische Auflösung erzielt werden, die die in [1] zur Verfügung stehende geografische Genauigkeit erheblich übertrifft. In allen Fällen wurden innerhalb des Suchgebiets große Wasserflächen identifiziert, d.h. 24 Prozent der DX QSOs repräsentieren

¹ Die im englischen Originalartikel verwendeten Begriffe *single hop*, *double hop* sowie *skip* werden hier (in Kleinschrift und in Anführungszeichen) weiterverwendet, da diese auch von deutschsprachigen Funkamateuren bevorzugt werden.

Reflektionsgebiete auf hoher See, die verbleibenden QSOs deuten Bodenreflektionen an, die offensichtlich mit der geografischen Lage von größeren Flüssen und ausgedehnten Seen in Verbindung stehen. Dieser Aufsatz unterstützt daher die oben genannte Hypothese und kommt daher zu der Schlussfolgerung, dass 144 MHz „double hop“ DX QSOs mit hoher Wahrscheinlichkeit durch Flüsse und Seen ermöglicht werden, die sich nahe dem Mittelpunkt des zickzack-förmigen Funkweges zwischen Erdboden und ionosphärischer E-Schicht befinden.

2 Geometrisches Modell von Sporadic E „double hop“ Funkverbindungen

Leider besteht bei „double hop“ Sporadic E Funkverbindungen keine Möglichkeit, den tatsächlichen Ort der Bodenreflektion mit Sicherheit zu bestimmen. Diese Positionen können jedoch durch ein geeignetes Modell abgeschätzt werden, sofern das Modell die Geometrie der „double hop“ Funkverbindungen genügend genau zu beschreiben in der Lage ist. Terrestrische Funkverbindungen werden jedoch durch zahlreiche Parameter und Effekte beeinflusst, weshalb eine Vielfalt möglicher Anomalien und Schwierigkeiten ein jedes Modell fragwürdig erscheinen lassen kann. Wenn man also nach einem Modell trachtet, welches jegliche Szenarien in der ionosphärischen „double hop“ Ausbreitung zu beschreiben in der Lage ist, dann sollte man das Vorhaben geeigneterweise sogleich aufgeben. Mit einem solchen Anspruch würde der vorliegende Aufsatz bereits an dieser Stelle sein Ende finden.

Bei einem weniger anspruchsvollen Ansatz können wir uns hingegen darauf beschränken, nicht alle, aber wenigstens siebzig, achtzig oder neunzig Prozent der DX-Ereignisse auf statistischer Grundlage zu beschreiben. Jedes Modell basiert auf Gedanken und Ideen, deren Richtigkeit jedoch solange unbestätigt bleibt, bis das Modell anhand von Daten überprüft wird. Falls dabei keine befriedigenden Ergebnisse erzielt werden können, dann ist das Modell der Sachlage wahrscheinlich nicht angemessen, gleiches gilt für die „Gedanken und Ideen“, die dem Modell zugrunde liegen. Falls das Modell jedoch konsistente Ergebnisse zu liefern im Stande ist (und insbesondere in der Praxis überprüfbare Vorhersagen treffen kann), dann gibt es Gründe anzunehmen, dass die dem Modell zugrunde liegenden „Gedanken und Ideen“ zumindest nicht völlig abwegig sind. Dies ist das Ziel dieses Kapitels, d.h. die Konstruktion eines Modells, welches die in 2006 berichteten DX-QSOs zu einem gewissen Grade zu beschreiben in der Lage ist, auch wenn nicht alle DX-QSOs in jeder Hinsicht auf diese Weise erklärt werden können. Falls sich das Modell als zu vereinfachend herausstellen sollte, dann können die ursprünglichen Annahmen, Idealisierungen und Vereinfachungen nachträglich durch anspruchsvollere Konzepte ersetzt werden – dies soll allerdings erst zu einem späteren Zeitpunkt erfolgen, denn das Modell soll anfänglich so einfach wie möglich gestaltet werden. Was geschieht jedoch, wenn sich das Modell als nicht erfolgreich herausstellt und von Beginn an an der Aufgabenstellung scheitert? Unter dieser Voraussetzung würde das vorliegende Dokument einen nur sehr kurzen Aufsatz darstellen, was jedoch nicht der Fall ist.

Bildunterschrift zu Abb. 2: Schematische Darstellung der „double hop“ Geometrie. Auf der rechten Bildseite wird der zweite „skip“ in zwei alternativen Szenarien dargestellt, d.h. einmal im Fall identischer E_s -Schichthöhen ($h_1 = h_2$, schwarze Linien) und einmal im Fall $h'_2 > h_1$ (graue Linien).

Abb. 2 zeigt eine vereinfachte Darstellung eines „double hop“ Funkweges wobei TX und RX den Sender und Empfänger kennzeichnen, E_{s1} und E_{s2} bezeichnen die beiden Sporadic E Wolken in der ionosphärischen E-Schicht (erster und zweiter „skip“), M ist der geometrische Streckenmittelpunkt, welcher identisch zum Reflektionsgebiet F („footprint“) angenommen wird (die grau gezeichneten Bildelemente werden an späterer Stelle erläutert). Diese Darstellung folgt den Ausführungen in [1] und [3], wo der Streckenmittelpunkt in der Tat mit dem Reflektionsgebiet gleichgesetzt wird. Diese Annahme wurde von Funkamateuren jedoch kritisch kommentiert, beispielsweise vermutet ZIMMERMAN (W3ZZ), dass die beiden geografischen Orte M und F sich in Wirklichkeit um 50, 150 oder sogar um 350 Kilometer unterscheiden können [23]. Die Identität der beiden Orte ist in der Tat eine kritische Annahme und motiviert schließlich die in diesem Aufsatz präsentierte Untersuchung. Im Folgenden werden zunächst die Voraussetzungen behandelt, die die Hypothese identischer Orte unterstützen können. Weiter unten wird diese Hypothese jedoch ersetzt, da der Autor die Skepsis von ZIMMERMAN teilt. Es wird gezeigt, dass der Streckenmittelpunkt und das Reflektionsgebiet sich aus theoretischer Sicht tatsächlich um 130 Kilometer und aus praxisnaher Sicht um 20 bis 50 Kilometer unterscheiden können.

Zweidimensionale Geometrie

Abb. 2 interpretiert die „double hop“ Geometrie als ein zweidimensionales geometrisches Problem, da die Orte TX, RX, E_{s1} , E_{s2} , M und F in einer gemeinsamen Ebene angeordnet sind. Ohne diese Annahme würden sich die Funkwellen nicht entlang des Großkreises ausbreiten und der Empfänger würde die maximale Feldstärke unter einem Azimut beobachten, der nicht dem Azimut zum Sender entspräche (wie es beispielsweise bei Aurora und FAI Funkverbindungen der Fall ist). Dem Autor ist jedoch nicht bekannt, dass derartige Beobachtungen bei „double hop“ Verbindungen jemals gemacht wurden – und selbst wenn es derartige Beobachtungen geben sollte, so würden als seltenes Ereignis hier vernachlässigt werden. Die zweidimensionale „double hop“ Geometrie wird bei den weiteren Betrachtungen in der Tat eine wichtige Bedeutung erlangen.

Sporadic E Positionen

Es wird weiterhin angenommen, dass die Sporadic E Wolke E_{s1} den ersten „skip“ in zwei identische Schenkel teilt, gleiches

wird auch für den zweiten „skip“ angenommen, d.h. E_{s1} und E_{s2} befinden sich jeweils über dem Mittelpunkt der Strecken s_1 und s_2 , siehe Abb. 2. Das Modell führt somit eine geometrische Symmetrie beim ersten und zweiten „skip“ ein, was jedoch nicht bedeutet, dass beide „skips“ identisch sein müssen (diese Annahme wird erst weiter unten bei der Diskussion der Sporadisch E Höhen hinzugefügt). Wir können daher annehmen, dass $\alpha_{12} = \alpha_{11}$ und ebenso dass $\alpha_{22} = \alpha_{21}$. Ohne Verwendung dieser geometrischen Symmetrie wäre ein deutlich komplizierteres Modell erforderlich, in welchem wahrscheinlich auch Sporadisch E Schichten angenommen werden müssten, die gegen die horizontale Ebene geneigt sind. Zwar werden so genannte *slanted sporadic E layers* gelegentlich in der Ionosphäre beobachtet, dies Phänomen darf hier jedoch vernachlässigt werden: 1) Bei der Annahme geneigter Sporadisch E Schichten würde nämlich der Einfallswinkel der Funkwellen am Ort E_{s1} größer werden (wenn nicht hier, dann am Ort E_{s2}) was das ohnehin seltene Phänomen von 144 MHz „double hop“ Sporadisch E QSOs noch unwahrscheinlicher werden ließe. 2) Falls die postulierte geometrische Symmetrie nicht vorhanden wäre, so hätten UKW-Funkamateure diesen Effekt auch bei gewöhnlichen „single hop“ Verbindungen längst festgestellt: sobald eine Sporadisch E Wolke Funkverbindungen in verschiedenen geografischen Regionen ermöglicht, ergeben die jeweiligen Funkwege ein grafisches Muster wie in Abb. 3, was sich durch die Kreuzung der Funkwege am Ort der Sporadisch E Wolke erklärt. In allen Fällen befinden sich die Kreuzungspunkte jeweils bei den Streckenmittelpunkten (was in Abb. 3 jedoch nicht augenfällig wird). Sporadisch E Wolken, die sich nicht an den Streckenmittelpunkten befinden, würden sich durch ein asymmetrisches Muster bemerkbar machen, was in der Praxis jedoch nicht beobachtet wird - zumindest sind dem Autor keine Fälle bekannt, in welchem die Kreuzungspunkte der Funkverbindungen zum einen oder anderen Ende der Funkwege verschoben sind.

Bildunterschrift zu Abb. 3: 144 MHz Sporadisch E QSOs am 17. Juli 2006, [18].

Bodenreflektion an horizontalen Ebenen

Bei „double hop“ Sporadisch E QSOs müssen wir im Reflektionsgebiet F eine geeignete Bodenreflektion der Funkwellen annehmen. In Bezug zur Reflektionsebene ist dabei der Einfallswinkel der Funkwellen identisch zum Reflektionswinkel (was weitere Annahmen erforderlich macht, die hier jedoch nicht diskutiert werden). Falls die Reflektionsebene horizontal zum Erdboden verläuft, dürfen beide Winkel mit den Elevationswinkeln α_{12} und α_{21} gleichgesetzt werden, siehe Abb. 2. Diese Annahme ist selbstverständlich nicht erfüllt, wenn die Reflektion der 144 MHz Funkwellen in hügeligem Gelände erfolgen sollte. Die Annahme ist hingegen ideal erfüllt, wenn die Bodenreflektion auf einer Wasseroberfläche oder auf der Oberseite einer troposphärischen Inversionsschicht erfolgt (wenn man eine mögliche Neigung jener Inversionsschicht vernachlässigt, obwohl eine solche möglicherweise auch eine Rolle spielen könnte).

Geradlinige Funkwellenausbreitung versus atmosphärischer Beugung

In der Praxis entsprechen die Elevationswinkel α_{12} und α_{22} einem Wert von 3° bis 4°, d.h. die Funkwellen treten unter einem flachen Winkel in die Atmosphäre ein und beschreiben dort einen vergleichsweise langen Ausbreitungsweg. In dieser Hinsicht wäre, im Gegensatz zu der in Abb. 2 gezeigten strahlenoptischen Funkausbreitung, ein gekrümmter Funkausbreitungsweg anzunehmen. Die in der Grafik gezeigten Funkwege beschreiben jedoch keine Eigenschaft des hier diskutierten Modells, da dieses weder auf geradlinige noch auf gekrümmte Funkwege Bezug nimmt, d.h. die geraden Linien in Abb. 2 können als ein grafisches Darstellungselement gedeutet werden, welches jedoch nicht notwendigerweise den tatsächlichen Verlauf des Funkweges anzeigt. Das Modell beschränkt sich nämlich auf eine Diskussion der Orte TX, E_{s1} , M, E_{s2} und RX ohne dabei die Frage klären zu wollen, auf welchem Wege die Funkwellen vom einen zum anderen Ort gelangen. Würde man im Modell das Phänomen der atmosphärischen Beugung einarbeiten, so wären die geraden Linien zwar durch gekrümmte zu ersetzen, weder die Sporadisch E Wolken noch der Streckenmittelpunkt würden aber eine veränderte Position einnehmen. Dies wäre nur dann der Fall, wenn das Modell einen horizontalen Gradienten im Brechungsindex annähme, was jedoch in ein deutlich kompliziertes Modell einmünden würde, welches hier jedoch bewußt nicht angestrebt wird.

Identische Sporadisch E Höhen

Das Modell beinhaltet weitere Vereinfachungen (z.B. die Annahme einer exakt kugelförmigen Erde, was bei der Berechnung der Streckenmittelpunkte eine Rolle spielt), die jedoch weniger wichtig erscheinen und deshalb hier nicht diskutiert werden. Eine bisher nicht erwähnte Annahme muss jedoch Beachtung finden, d.h. die Annahme identischer Sporadisch E Höhen. Mit den Beziehungen $\alpha_{12} = \alpha_{11}$, $\alpha_{22} = \alpha_{21}$ und $\alpha_{21} = \alpha_{12}$ ergibt sich die Gleichheit aller Elevationswinkel, d.h. $\alpha_{11} = \alpha_{12} = \alpha_{21} = \alpha_{22}$. Nimmt man zusätzlich identische Sporadisch E Höhen an (d.h. $h_1 = h_2$), dann erhalten wir eine geometrische Symmetrie, bei der der zweite „skip“ identisch zum ersten „skip“ wird. Aus geometrischen Gründen befindet sich somit das Reflektionsgebiet F an der identischen Position wie der Streckenmittelpunkt M. Aus diesem Grunde wurden in [1] und [3] die Flüsse und Seen in unmittelbarer Nähe des Streckenmittelpunkts gesucht.

Einführung unterschiedlicher Sporadisch E Höhen

In der Untersuchung des Ereignisses vom 30. Mai 2003 [1] führten die obigen Vereinfachungen zu einer „Erfolgsquote“ von sechzig Prozent, d.h. bei diesen Anteil der untersuchten DX-QSOs wurden am Streckenmittelpunkt Flüsse und Seen identifiziert, was schließlich zu der Hypothese führte, wonach „double hop“ Sporadisch E Verbindungen auf Reflektionen von Funkwellen an

Wasseroberflächen bzw. an lokalen Inversionsschichten zurückzuführen sind. Das damalige Modell konnte diese Hypothese jedoch nicht zweifelsfrei bestätigen, da hierfür eine „Erfolgsquote“ von deutlich über sechzig Prozent erforderlich wäre. Andererseits kann die Hypothese beim derzeitigen Erkenntnisstand auch nicht grundsätzlich verworfen werden. Im Hinblick auf die obige Diskussion erscheinen die dem Modell zugrunde liegenden „Gedanken und Ideen“ (siehe Kapitel 2) nicht völlig abwegig zu sein – zutreffend sind diese aber auch noch nicht.

Die Annahme identischer Sporadisch E Höhen repräsentiert vermutlich den Schwachpunkt des obigen Modells. In „double hop“ Sporadisch E QSOs liegen zwei Sporadisch E Wolken in einem Abstand von 1500 bis 2000 Kilometern vor, deshalb können ihre Höhen möglicherweise erheblich voneinander abweichen. In diesem Fall wäre der zweite „skip“ nicht mehr identisch zum ersten „skip“, was augenfällig in Abb. 2 verdeutlicht wird, wo neben der Höhe h_2 auch eine größere Höhe h'_2 eingezeichnet ist. Man beachte, dass auch in diesem Fall die Identität von Einfallswinkel und Reflektionswinkel gilt, d.h. es gilt weiterhin $\alpha_{21} = \alpha_{12}$. Man beachte ferner, dass sich die geografische Position des Reflektionsgebiets nicht ändert (d.h. $F' = F$), allerdings ändert sich die Position des Streckenmittelpunkts (siehe M' in Abb. 2), weil in der gezeigten Anordnung der zweite „skip“ nunmehr länger ist als der erste „skip“.

Gibt man also die Annahme identischer Sporadisch E Höhen auf, so resultieren hieraus unterschiedliche Positionen für das Reflektionsgebiet und für den Streckenmittelpunkt. Betrachtet man die Höhenvariation von Sporadisch E Schichten (die zwischen 90 und 120 Kilometern Höhe angetroffen werden können), dann berechnet sich bei einem 3000 km DX QSO eine Abweichung von bis zu 130 Kilometern (was die Abschätzung von ZIMMERMAN in Kapitel 2 in gewisser Hinsicht bestätigt). In der Praxis ist der Höhenunterschied der Sporadisch E Schichten jedoch geringer, weshalb auch der Abstand zwischen dem Reflektionsgebiet und dem Streckenmittelpunkt geringer ausfällt. Beispielsweise führen die Höhen $h_1 = 100$ km und $h_2 = 110$ km zu einem Abstand von 50 Kilometern, der sich auf 25 bzw. 15 Kilometer verkürzt, wenn sich die Höhe h_2 auf 105 bzw. 103 km verringert. Bei einem eher geringen Höhenunterschied von 1 Kilometer beträgt der Abstand zwischen den Orten F und M immerhin noch 5 Kilometer.

Geografische Genauigkeit von QTH-Kenner Angaben

Die Untersuchung von geografischen Abständen von einigen zehn Kilometern steht in einem mehr oder weniger deutlichen Kontrast zu der Länge der Funkausbreitungswege, die in tausenden Kilometern gemessen werden. So mag man die Frage nach der Sinnhaftigkeit stellen, wenn 3000 km lange Funkausbreitungsstrecken mit einer geografischen Auflösung von nur wenigen Kilometern behandelt werden. Dies ist in der Tat eine wichtige Frage, da die genaue Position der DX-Stationen typischerweise unbekannt bleibt. Tatsächlich beschreibt das Maidenhead QTH-Kenner System (siehe z.B. [22]) keine Orte auf der Erdoberfläche, sondern Flächen von 5' Breite und 2'30" Höhe. Wenn man also den Senderstandort anhand des QTH-Feld-Mittelpunkts errechnet, dann ist die geografische Genauigkeit nicht besser als circa 3 bis 5 Kilometer. Gleiches gilt selbstverständlich auch für den Empfängerstandort und daher auch für die geografische Lage des Funkstreckenmittelpunkts (es sei jedoch darauf hingewiesen, dass sich die spezifische Ungenauigkeiten beim Sender- und Empfängerstandort bei der Berechnung des Streckenmittelpunkts in einigen Fällen kompensieren können). Die geografische Ungenauigkeit des geometrischen Streckenmittelpunkts beeinträchtigt natürlich auch den Ortsfehler bei der Bestimmung des Reflektionsgebiets, welches – wie im obigen Absatz beschrieben – zusätzlich einen unbekannten Versatz von 10, 20 oder 50 Kilometern zum Streckenmittelpunkt aufweisen kann. In dieser Hinsicht scheinen die DX-QSOs ein unscharfes und verschwommenes Bild der geografischen Zusammenhänge anzuzeigen, was kleinskalige Analysen auszuschließen scheint.

Die Ausdehnung des Reflektionsgebiets

Ein weiterer geografischer Fehler entsteht durch die Eigenschaften der Sporadisch E Ausbreitung, die im Allgemeinen zu sehr lokalisierten Empfangsgebieten führt. So kann ein Funkamateurland in der Nachbarstadt vielleicht ein DX-QSO nach dem anderen bewältigen, während unser Empfänger noch nicht einmal ein schwaches DX-Signal nachweisen kann. Messungen der Empfangsgebietgröße wurden nie angestellt (und sind wahrscheinlich auch schwierig zu verwirklichen), aber aus den zahlreichen Funkberichten darf man von einer Empfangsfläche von vielleicht 20 Kilometer Durchmesser ausgehen (LANGENOHL, DK5YA, berichtet von einer Bandöffnung, in welcher er eine DX-Station nicht erreichen konnte, die von einem in nur fünf Kilometer Entfernung befindlichen Funkkollege problemlos gearbeitet werden konnte [1]). Man beachte, dass das Empfangsgebiet in der Praxis deutlich ausgedehnter erscheinen kann, was jedoch weniger auf eine ausgedehnte Empfangsfläche, sondern vielmehr auf die besondere Variabilität des Sporadisch E Funkkanals zurückzuführen ist, weil dieser innerhalb weniger Sekunden über größere geografische Bereiche hinwegschwanken kann. Im Hinblick auf die hier geführte Untersuchung sei somit festgestellt, dass die Größe der Empfangsfläche eine zusätzliche geografische Mehrdeutigkeit hervorruft, die den aus dem QTH-Kenner resultierenden Ortsfehler noch übertrifft.

Die Entwicklung eines einfachen Modells stellt somit kein einfaches Vorhaben dar. Würde man die tatsächliche Komplexität der ionosphärischen Funkwellenausbreitung vollständig zu berücksichtigen versuchen, dann würde dies zu einem komplexen Modell führen, welches zudem mit zahlreichen Parametern und Einflußgrößen in Verbindung stünde, die in der Praxis jedoch unbekannt blieben (weil keine Messungen zur Verfügung stehen, die die aktuellen Werte anzeigen könnten). Aus diesem Grunde wurde das Modell so einfach wie möglich gestaltet, indem es nur die grundsätzlichen Eigenschaften einer „double hop“ Sporadisch E Funkverbindung beachtet. Wendet man das Modell auf konkrete Beobachtungsdaten an, so kann sich möglicherweise dabei herausstellen, dass die Idealisierungen eine zu weitgehende Vereinfachung darstellen. In diesem Falle würde man die Idealisierungen durch anspruchsvollere Ansätze zu ersetzen versuchen. Es ist jedoch nicht sinnvoll, die Komplexität eines Modells von Beginn

an steigern zu wollen. Tatsächlich könnte ein Modell an einer unnötigen Anfangskomplexität scheitern, obwohl die dem Modell zugrunde liegende Idee dem zu beschreibenden Szenario durchaus angemessen wäre.

Dennoch offenbart auch das hier diskutierte einfache Modell ein verwirrendes Gesamtbild: der berechnete Streckenmittelpunkt M ist mit einem geografischen Fehler von wenigstens ein paar Kilometern behaftet, der Reflektionspunkt F kann vom Streckenmittelpunkt um 20, 50 oder noch mehr Kilometer abweichen, außerdem muß der Punkt F als eine ausgedehnte Fläche von 20 oder 30 Kilometer Durchmesser gedeutet werden - offenbar dürfen wir die gesuchten Flüsse und Seen nicht an vorbestimmten Stellen erwarten. Angenommen, ein Fluss befände sich exakt am geometrischen Streckenmittelpunkt, so würde dieser Fluss in jedem Falle bei der Untersuchung Berücksichtigung finden - im Gegensatz zu einem Fluss, der vielleicht 500 Kilometer vom Streckenmittelpunkt entfernt ist, denn dieser würde als irrelevant eingestuft werden. Es besteht daher das Erfordernis zur Definition eines Suchgebiets (im Originalaufsatz als „footprint search area“ bezeichnet), welches die als relevant betrachteten Flüsse und Seen einschließt, jedoch jene unberücksichtigt läßt, die außerhalb des Suchgebiets angetroffen werden.

3 Suchmethode zum Auffinden des Reflektionsgebiets

Man beachte, dass der räumliche Versatz zwischen dem Reflektionsgebiet und dem geometrischen Streckenmittelpunkt nicht in beliebiger Richtung erfolgen kann, sondern stets entlang des Großkreises gerichtet ist (siehe Abb. 2, in welcher die Reflektionspunkte F und F' identisch bleiben, der Streckenmittelpunkt sich jedoch von M nach M' verschiebt). Senkrecht zum Großkreis finden wir jedoch eine höhere geografische Genauigkeit vor, weil diese nur von der Genauigkeit des QTH-Kenners und insbesondere von der Größe der Reflektionsfläche abhängt.

Der zu untersuchende Bereich stellt daher einen langgezogenen geografischen Korridor dar, der sich über eine Länge von 40 bis 50 Kilometer erstreckt, dabei jedoch nur eine Breite von etwa 20 Kilometer aufweist und den geometrischen Streckenmittelpunkt als Zentrum besitzt. Die genaue Bestimmung des Suchgebiets erfolgt nach folgender Vorschrift:

- Berechnung der geografischen Koordinaten von Sender und Empfänger anhand der QTH-Kenner-Mittelpunkte.
- Berechnung der geografischen Koordinaten des Streckenmittelpunkts anhand der oben ermittelten Sender- und Empfängerkoordinaten.
- Übertrag des Großkreises und des Streckenmittelpunkts in eine geeignete Landkarte.
- Identifikation von größeren Flüssen, Dämmen und Seen, die sich 20 bis 30 Kilometer „auf-“ und „abwärts“ des Großkreises befinden, jedoch nicht mehr als 5 bis 10 Kilometer vom Großkreis in senkrechter Richtung abweichen.

Bei insgesamt 128 „double hop“ QSOs würde sich die beschriebene Methodik jedoch als ein aufwendiges und mühsames Verfahren herausstellen. Eine manuelle Auswertung wie in [1] verbietet sich daher aus praktischen Gründen und ebenso aus den Anforderungen an eine höhere geografische Genauigkeit. Aus diesem Grunde werden die Möglichkeiten des GOOGLE EARTH Internetdienstes nutzbar gemacht, welcher sich als ein hervorragendes Werkzeug bei der hier diskutierten Studie herausstellt. Der Anwender kann eine kostenlose Software aus dem Internet herunterladen, welche beliebige Standortkoordinaten auf der Erdoberfläche verarbeiten kann. Die Software lädt entsprechende Satelliten- und Luftbildaufnahmen aus der GOOGLE EARTH Datenbank, die eine erstaunlich hohe räumliche Auflösung besitzen (in vielen Fällen können einzelne Gebäude oder sogar Kraftfahrzeuge auf den Bildern erkannt werden). Mit den in der Software eingebauten Werkzeugen kann das beschriebene Suchgebiet recht einfach identifiziert werden, eine flexible Zoomfunktion erlaubt die eingehende Untersuchung der Topografie innerhalb

Verwendung von GOOGLE EARTH bei der Analyse des DX-QSOs zwischen

EA8AVI (Kanarische Inseln, IL28GC) und DH4FAJ (Deutschland, JN48EX)
am 16. Juli 2006, 1618 UT

- Geben Sie den Standort von EA8AVI (28.1042 N 15.4583 W) in das so genannte **Anfliegen**-Eingabefeld der GOOGLE EARTH Software ein. Diese Position beschreibt das Zentrum des QTH-Kenners IL28GC, welches sich circa 300 Meter nordwestlich eines Sportstadions befindet.
- Aktivieren Sie das **Lineal Werkzeug**, was sich als kleines Anzeigefenster über der Bildschirmkarte öffnet. Wählen Sie die Darstellungsmethode **Linie** und betätigen Sie die **Löschen** Taste, um eventuell schon vorhandene Linien zu entfernen.
- Führen Sie einen Einfachklick auf EA8AVI's Standort aus, womit von dort eine Linie zur aktuellen Mauszeigerposition gezeichnet wird - drücken Sie kein zweites Mal, um den **Gummibandeffekt** aufrecht zu erhalten.
- Geben Sie den Standort von DH4FAJ (48.9792 N 8.3750 E) in das Eingabefeld **Anfliegen** ein. Diese Position beschreibt das Zentrum des QTH-Kenners JN48EX, der sich in unmittelbarer Nähe zu einer Autobahn befindet.
- Führen Sie einen Einfachklick auf den Standort von DH4FAJ aus, womit die Großkreisenfernung zwischen beiden DX-Stationen vervollständigt wird. Verändern Sie die Zoomeinstellung, um den gesamten Funkweg zwischen den Kanarischen Inseln und Deutschland einblicken zu können.
- Geben Sie den geometrischen Streckenmittelpunkt (39.1380 N 5.3155 W) in das Eingabefeld **Anfliegen** ein. Beachten Sie, dass die angezeigte Region in einer deutlich geringeren Auflösung angezeigt wird.
- Verändern Sie die Zoomeinstellung, um das Suchgebiet analysieren zu können (30 Kilometer „auf-“ und „abwärts“ und 10 Kilometer „links“ und „rechts“ vom Großkreis. Vergleichen Sie Ihre Ergebnisse mit Abb. 4.

des Suchgebiets. Im grauen Kasten wird eine detaillierte Anleitung gegeben, welche den Leser ermuntert, die Analyse des DX-QSOs zwischen EA8AVI und DH4FAJ vom 16. Juli 2006 am eigenen PC nachzuvollziehen. Der Leser wird im Verlauf des Verfahrens auf den Fluss *Guadiana* treffen (siehe Abb. 4), der über eine Entfernung von mehr als 50 Kilometer parallel zum Großkreis verläuft. Der Abstand zwischen Großkreis und Fluss beträgt in der Bildmitte nur 7 Kilometer, im Südwesten kreuzen sich Fluss und Großkreis sogar (die Abstandsangaben können übrigens mit dem Linealwerkzeug der GOOGLE EARTH Software einfach und bequem ermittelt werden). Man beachte den zweiten Fluss *Zújar* am unteren Bildrand, der auf einer Länge von 20 bis 30 Kilometer ein Flußbett von bis zu 4 bis 5 Kilometer Breite aufweist. Zumindest der Fluss *Guadiana* liegt offenkundig im Suchgebiet, weshalb dieser möglicherweise das „double hop“ Sporadisch E QSO zwischen EA8AVI und DH4FAJ am 16.07.06 ermöglichte.

Bildunterschrift zur Abb. 4: Reflektionsgebiet zum 144 MHz DX QSO zwischen EA8AVI und DH4FAJ am 16.07.06, 1618 UT. Das Bild zeigt ein Terrain von 60x50 km. Der Großkreis („great-circle path“) beschreibt die Ausbreitungsrichtung der Funkwellen auf ihrem Wege zwischen den Kanarischen Inseln und Deutschland. Das „path center“ beschreibt den Mittelpunkt der 3162 km langen Funkstrecke zwischen EA8AVI und DH4FAJ. Die schwarze Fläche zeigt den Fluß *Guadiana* etwa 200 km südwestlich von Madrid, Spanien. Der Fluss *Zújar* befindet sich am unteren Bildrand. Die Kartendarstellung stammt von GOOGLE EARTH [10].

Leider kann der Autor keine Angaben über die geografische Genauigkeit des GOOGLE EARTH Dienstes machen, womit weniger die (beeindruckende) bildliche Auflösung gemeint ist, sondern vielmehr die zutreffende Berücksichtigung der Kartenprojektion. Bei einer zu arglosen Berücksichtigung der Kartenprojektion könnte beispielsweise der Fall eintreten, dass der auf dem Bildschirm angezeigte Großkreis vom tatsächlichen Großkreis erheblich abweicht, was die Auswertung deutlich schwieriger gestalten würde. Offenbar ist aber gerade das Gegenteil der Fall, weil der geometrische Streckenmittelpunkt (welcher unabhängig vom Großkreis berechnet wird) exakt mit dem Großkreis zur Deckung kommt, siehe Abb. 4. Diese Beobachtung gilt für alle ausgewerteten QSOs, weshalb die berechnete Annahme besteht, dass der GOOGLE EARTH Dienst die Kartenprojektion der Satelliten- und Luftbilddaufnahmen perfekt berücksichtigt hat.

4 Die Daten

Der GOOGLE EARTH Dienst stellt ein perfektes Hilfsmittel zur praktischen Auswertung der „double hop“ QSOs dar. Die benötigten Eingabeparameter (d.h. die aus den QTH-Kennern abgeleiteten geografischen Koordinaten von Sender und Empfänger und die Koordinaten des Streckenmittelpunkts) wurden mit einer Spezialversion der *BeamFinder* Analysesoftware [5] berechnet. Die QSOs wurden mit der GOOGLE EARTH Softwareversion 4.0.1694.0 (Macintosh) ausgewertet, die im Juli 2006 veröffentlicht wurde, [10].

Die ausgewertete QSO-Liste begründet sich auf Informationen, die von Funkamateuren für diesen Zweck zur Verfügung gestellt wurden [11], [15], [17], [19] sowie auf Angaben aus dem *Dubus* Magazin [12], die von KRAFT (DH8HCZ/CT1HZE) mit weiteren Beobachtungsberichten ergänzt wurden [14]. Der gesamte Datenbestand umfaßt 128 „double hop“ Sporadisch E QSOs (2900 bis 4200 Kilometer), siehe Abb. 5, in welchem die DX-Ereignisse vom Juni (11., 25., 27.), Juli (6., 12., 16., 18., 26.) und August (13.) 2006 berücksichtigt sind.

Abb. 6 gliedert die berechneten Streckenmittelpunkte nach den genannten Beobachtungstagen. Man beachte insbesondere vier bemerkenswerte DX Ereignisse: das 4293-km-QSO zwischen den Kanarischen Inseln und Rumänien (EA8AVI arbeitet YO4FNG, 25. Juni, siehe „A“ in Abb. 6), das 4080-km-QSO zwischen Portugal und Rußland (CT1HZE arbeitet RA6DA, 12. Juli, siehe „B“), die DX-Beobachtung zwischen Island und Italien (TF3BX hört IK0SMG, 18. Juli, siehe „C“) sowie die DX-Beobachtung zwischen Irland und der Ukraine (UY5ON hört E15FK, 6. Juli, siehe „D“). Die beiden letzten Beobachtungen werden wegen der vergleichsweise hohen geografischen Breite der Streckenmittelpunkte erwähnt. Der Fall von TF3BX und IK0SMG stellt vermutlich die bisher nördlichste von Funkamateuren berichtete 144 MHz „double hop“ Beobachtung dar, denn eine der zwei Sporadisch E Wolken befand sich offenbar bei 60° nördlicher Breite.

Bildunterschrift zur Abb. 5: 144 MHz „double hop“ QSOs in 2006. Die Kartendarstellung wurde von der Beam-Finder Software [5] genommen.

Bildunterschrift zur Abb. 6: Nach Datum geordnete Position der geometrischen Streckenmittelpunkte. Die Kartendarstellung wurde von GOOGLE EARTH genommen [10].

Jedes Jahr berichten UKW-Funkamateure über hunderte und tausende von „single hop“ Sporadisch E Verbindungen, „double hop“ QSOs stellen jedoch seltene Ereignisse dar. Abb. 6 dokumentiert die jeweiligen Bandöffnungen daher nur teilweise, wobei der 26. Juni, 18. Juli und 13. August nur jeweils ein „double hop“ Ereignis und der 6. Juli zwei „double hop“ Ereignisse anzeigen. Zahlreiche „double hop“ QSOs wurden jedoch in den Bandöffnungen am 11. und 25. Juni und ebenso am 12., 16. und 26. Juli berichtet, was auf eine hohe Sporadisch E Aktivität im europäischen Bereich mit wahrscheinlich ausgedehnten Sporadisch E

Schichten hindeutet. Man beachte, dass die Streckenmittelpunkte keine zufällige geografische Verteilung aufweisen, sondern jeweils in zusammenhängenden Regionen von einigen hundert Kilometer Durchmesser auftreten. Am 12. Juli handelte es sich allerdings um eine besonders ausdehnte Region, da sich die Streckenmittelpunkte von Korsika/Sardinien bis in den Balkan erstrecken.

5 Diskussion der Ergebnisse

Beinahe ein Viertel der DX-QSOs (24 Prozent) zeigen Reflektionsgebiete im Mittelmeer, in der Adria oder im Atlantischen Ozean nahe der portugiesischen Westküste. Die verbleibenden 97 DX-QSOs zeigen daher Reflektionsgebiete auf dem Festland an, wobei Abb. 4 in der Tat ein repräsentatives Beispiel darstellt, weil alle QSOs auf größere Flüsse und Seen innerhalb der Suchzone hinweisen (nur in einem Beispiel konnte wegen einer zu geringeren Bildauflösung keine Auswertung vorgenommen werden). Während in [1] in nur 60 Prozent der Fälle Flüsse und Seen im Reflektionsgebiet der Radiowellen gefunden wurden, sind es in dieser Auswertung erstaunlicherweise 100 Prozent. Typische Beispiele der Suchgebiete und der dort angetroffenen Wasserflächen werden in Abb. 7 gezeigt.

Bildunterschrift zu Abb. 7: Beispiele von Suchgebieten in der DX Öffnung vom 11.06.06. Die weißen Linien kennzeichnen die Großkreise zwischen Sender und Empfänger. Man beachte jene Flüsse und Seen, die mit zwei oder drei Großkreisen in Verbindung stehen, was darauf zurückzuführen ist, dass unabhängige QSOs dennoch zu identischen Suchgebieten führten. Die weißen Punktmarkierungen beschreiben die jeweiligen geometrischen Streckenmittelpunkte. Alle Abbildungen sind im gleichen Maßstab dargestellt. Die Kartendarstellungen stammen von GOOGLE EARTH [10].

Abb. 8 dokumentiert die in den Ereignissen gefundenen systematischen Merkmale. Abb. 8a erklärt dabei die drei unterschiedlichen Abstände, die bei jedem ausgewerteten QSO erfasst wurden: einerseits handelt es sich um die Entfernung zwischen dem jeweiligen Fluss/See und dem Streckenmittelpunkt und andererseits um den vertikalen Abstand der Wasserfläche vom Großkreis bzw. um den entlang des Großkreises gemessenen Abstand. Abb. 8 beschreibt ausschließlich die Beispiele, die Bodenreflektionen auf dem Festland repräsentierten, d.h. Reflektionsgebiete auf hoher See bleiben in der Darstellung unberücksichtigt. Alle Flüsse und Seen entsprechen übrigens vergleichsweise großen Wasserflächen, wobei die Flüsse eine minimale Breite von einigen hundert Metern und die Seen eine Ausdehnung von mindestens 1x1 Kilometer aufweisen - kleine Flüsse, Bäche und Teiche blieben bei der Untersuchung grundsätzlich unberücksichtigt. Die Entfernungsangaben beziehen sich auf den Mittelpunkt des jeweiligen Sees, bzw. bei Flüssen auf die Stelle der maximalen Flußbettbreite. In vielen Fällen wurden übrigens mehrere Flüsse und/oder Seen innerhalb des Suchgebiets identifiziert, die Daten beziehen sich dann entweder auf die ausgedehnteste Wasserfläche in der Suchzone oder auf die Wasserfläche, die dem Streckenmittelpunkt besonders nahe kommt. Es sei angemerkt, dass in einigen Fällen die Auswertung unterschiedlicher QSOs am Ende dennoch zum identischen Fluss oder See führten, siehe die Beispiele in Abb. 7.

Entfernung zum geometrischen Streckenmittelpunkt

40 Prozent der Flüsse und Seen befinden sich in einer Entfernung von weniger als 10 Kilometer zum geometrischen Streckenmittelpunkt, in 90 Prozent der Fälle ist die Entfernung nicht größer als 30 Kilometer, siehe Abb. 8b. In nur wenigen Beispielen befindet sich der identifizierte Fluss oder See in einer Entfernung von mehr als 30 Kilometer. Diese Ergebnisse weisen auf eine starke geografische Korrelation zwischen den Streckenmittelpunkten und größeren Flüssen und Seen hin.

Entfernung zum Großkreis (vertikaler Abstand)

Die Mehrzahl der Flüsse und Seen befindet sich in unmittelbarer Nähe zum Großkreis zwischen Sender und Empfänger, d.h. in Entfernungen von weniger als 10 Kilometer, siehe Abb. 8c. 30 Prozent aller Fälle repräsentieren gar einen Abstand zum Großkreis von weniger als 2 Kilometer, d.h. der Großkreis kreuzt die geografische Position der Flüsse und Seen mehr oder weniger exakt. Die geografische Lage der Flüsse und Seen korreliert daher nicht nur mit den Streckenmittelpunkten, sondern auch mit den jeweiligen Großkreisen.

Bildunterschrift zu Abb. 8: Analyse von „double hop“ Sporadisch E QSOs anhand von Satelliten- und Luftbildaufnahmen des Internetdienstes GOOGLE EARTH. a) schematische Darstellung des Großkreises, des jeweiligen Richtungsazimut α , des geometrischen Streckenmittelpunkts und der aus den Satellitenaufnahmen vermuteten Lage des Reflektionsgebiets sowie der drei daraus resultierenden Entfernungswerte. b) Entfernungsverteilung der Reflektionsgebiete zu den Streckenmittelpunkten. c) Verteilung des senkrechten Abstands der Reflektionsgebiete zum Großkreis. d) Paralleler Versatz der Reflektionsgebiete entlang des Großkreises (positive und negative Werte beschreiben eine Verschiebung des Reflektionsgebietes entweder „auf“ oder „abwärts“ entlang des Großkreises). e) Verteilung des Großkreisazimuts als Funktion des parallelen Versatzes.

Versatz parallel zum Großkreis

Abb. 8d zeigt den entlang des Großkreises gemessenen Abstand zwischen Streckenmittelpunkt und den identifizierten Flüssen und Seen. Positive Abstände bedeuten Flüsse und Seen, die im Vergleich zum Streckenmittelpunkt nach Nordosten (im Falle der DX-QSOs zwischen den Kanarischen Inseln und Zentraleuropa) bzw. nach Osten (im Fall der in West-Ost Richtung verlaufenden DX-QSOs wie die Verbindung zwischen Portugal und Rußland) verschoben sind. In 50 Prozent der Fälle beträgt der parallele Versatz weniger als 10 Kilometer, in beinahe 80 Prozent aller Fälle beträgt dieser weniger als 20 Kilometer und in nur sehr wenigen Fällen ist der großkreisparallele Abstand zwischen Streckenmittelpunkt und der identifizierten Wasseroberfläche größer als 30 Kilometer. Wenn man diese Abstände durch unterschiedliche Sporadisch E Höhen deutet (siehe Abb. 2), dann scheinen die Höhen der jeweils zwei beteiligten Sporadisch E Schichten sich nur um 1 oder 2 Kilometer zu unterscheiden. Dennoch scheint es auch Fälle zu geben, wo der Höhenunterschied deutlich größer ausfällt.

Großer Versatz parallel zum Großkreis

Ein bemerkenswertes Ergebnis resultiert aus dem Vergleich des jeweiligen Großkreisazimuts mit dem oben beschriebenen großkreis-parallel Versatz der Flüsse und Seen, siehe Abb. 8e. Betrachtet man beispielsweise die Datenpunkte bei 30° und 40° Azimut, dann ist – wie bereits erwähnt – die Mehrzahl der mutmaßlichen Reflektionsgebiete nicht weiter als 20 Kilometer vom Streckenmittelpunkt entfernt, was man an der Punktwolke im Bereich zwischen -20 bis +20 Kilometer erkennt. Dennoch findet man auch Datenpunkte zwischen 20 und 50 Kilometer, die jedoch alle entlang der negativen Achse angeordnet sind, d.h. positive Abstände sind nicht vorhanden. Der Azimutbereich zwischen 30° und 40° entspricht den DX-QSOs zwischen den Kanarischen Inseln und Zentraleuropa, d.h. die Reflektionsgebiete sind hier nach Südwesten in Richtung der Kanarischen Inseln verschoben. Die Sporadisch E „skips“ zwischen den Kanaren und der Iberischen Halbinsel (erster „skip“) scheinen daher geringfügig kürzer zu sein als die „skips“ zwischen der Iberischen Halbinsel und Zentraleuropa (zweiter „skip“), vergleiche mit Abb. 2.

Betrachtet man hingegen den Großkreisazimut bei 90°, dann findet man einen maximalen Parallelversatz zwischen +20 und +50 Kilometer, d.h. hier fällt das Fehlen negativer Abstände auf. Diese Datenpunkte beschreiben die DX-QSOs in West-Ost Richtung, d.h. die Sporadisch E „skips“ scheinen im Westen Europas geringfügig länger zu sein als jene im Osten.

Man beachte, dass die obigen Aussagen zur „skip“-Länge sich nur auf die wenigen Fälle beschränken, in denen der Parallelversatz des Reflektionsgebiets vergleichsweise groß ist. Die Mehrzahl der Daten entspricht jedoch kleinen Abständen und diese scheinen eine Azimutabhängigkeit nicht anzuzeigen.

Gemäß Abb. 2 können die unterschiedlichen „skip“-Längen durch unterschiedliche Sporadisch E Höhen gedeutet werden. Im Falle der Sporadisch E QSOs zwischen den Kanarischen Inseln und Zentraleuropa würde dies bedeuten, dass die Sporadisch E Höhen in niedrigen Breiten (westlich der Afrikanischen Atlantikküste) geringer sind als die Sporadisch E Höhen in mittleren Breiten. Bei den in West-Ost Richtung verlaufenden DX-QSOs muss hingegen vermutet werden, dass die Sporadisch E Schichten im Westen Europas in einer größeren Höhe liegen als in Osteuropa. In beiden Fällen wurde der Höhenunterschied auf 5 bis 10 Kilometer abgeschätzt.

Dies ist in der Tat ein erstaunliches Ergebnis, welches aber aus folgenden Gründen noch vorsichtig behandelt werden sollte:

- 1) Wegen der vergleichsweise wenigen Datenpunkte kann ein zufälliges Ergebnis nicht ausgeschlossen werden (weshalb der Autor beabsichtigt, die DX-Informationen der vergangenen Jahre hinzuzuziehen, um die Anzahl der Datenpunkte zu vergrößern);
- 2) Das verwendete Modell ist gezwungen, die unterschiedlichen Parallelverschiebungen der Reflektionsgebiete durch unterschiedliche Sporadisch E Höhen zu deuten, weil wegen der anfänglich eingearbeiteten Idealisierungen und Vereinfachungen alternative Interpretationen gar nicht möglich sind. Dies bedeutet freilich nicht, dass die Parallelverschiebungen notwendigerweise auch so gedeutet werden müssen, d.h. ein detaillierteres Modell könnte den Befund auch auf ganz andere Weise deuten wollen. Die Ergebnisse werden momentan noch genauer analysiert, weshalb eine abschließende Bewertung noch nicht möglich ist.

Himmelsrichtung des Flußverlaufs im Vergleich zum Großkreisazimut

Abb. 4 und Abb. 7c zeigen Flüsse, die nahezu parallel zum Großkreis verlaufen, d.h. die einfallenden Radiowellen leuchten den Fluß entlang seiner Längsachse aus, was als eine günstige Konstellation für „double hop“ DX-QSOs erscheint. Flüsse, die den Großkreis senkrecht kreuzen scheinen aber auch eine günstige Anordnung darzustellen, denn die einfallenden Radiowellen können entlang einer breiten Wellenfront phasengleich reflektiert werden. In der Tat zeigt Abb. 7d ein Beispiel, in welchem der Flußverlauf senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Radiowellen verläuft. Insgesamt stellt sich die Frage nach der optimalen Himmelsrichtung des Flußverlaufs in Bezug zum Großkreisazimut. Der Flußazimut wurde bei der Auswertung der DX-QSOs ebenfalls beachtet, allerdings konnte keine nennenswerte Korrelation gefunden werden.

Reflektionsgebiete auf hoher See

Abb. 6 zeigt zahlreiche Beispiele von Reflektionsgebieten im Meer, der Mangel an geeigneten meteorologischen Daten erlaubt aber leider keine Auswertung dieser interessanten Reflektionsgebiete. Es sei angemerkt, dass Reflektionsgebiete auf hoher See nicht notwendigerweise auch eine Reflektion von UKW-Radiowellen an der Meeresoberfläche anzeigen, denn die Hypothese von Radiowellenreflektionen an der Oberseite troposphärischer Inversionsschichten kann möglicherweise auch für diese Fälle zutreffen.

Es soll jedoch auf eine Beobachtung hingewiesen werden, die noch nicht auf konsistente Weise gedeutet werden kann. Es fällt auf, dass die im Meer befindlichen Reflektionsgebiete dennoch eine Nähe zum Festland aufzuweisen scheinen. Beispielsweise

befindet sich am 25. Juni ein Reflektionsgebiet nahe der Afrikanischen Mittelmeerküste (siehe Abb. 6) und ein weiteres nahe der Spanischen Küste bei Ibiza und Formentera. Am 12. Juli stellt man eine Häufung der Reflektionsgebiete vor Korsika und Sardinien fest, am 26. Juli befinden sich sehr viele Reflektionspunkte unmittelbar vor der portugiesischen Atlantikküste und schließlich repräsentiert auch die ungewöhnliche DX-Beobachtung vom 18. Juli (siehe oben) ein Reflektionsgebiet in der Nordsee sehr nahe am nordenglischen Festland.

In der Tat findet man sehr wenige Reflektionsgebiete in großer Entfernung zum Festland, was allerdings ein zufälliges Ergebnis darstellen könnte, welches mit der geografischen Verteilung der UKW-Amateure in Verbindung stehen könnte. Möglicherweise gibt diese Beobachtung aber auch einen Hinweis auf die Bedeutung von troposphärischen Inversionsschichten bei der „double hop“ Sporadisch E Übertragung. Berücksichtigt man die vergleichsweise heißen und trockenen Luftmassen, die im Sommer über dem Festland angetroffen werden, so könnte man darüber spekulieren, ob diese in Meerrichtung driften oder diffundieren, wo sie die vergleichsweise kühlen aber feuchten Luftmassen antreffen, was bei geeigneten Bedingungen möglicherweise die Entstehung von Inversionsschichten zum Ergebnis haben könnte. Beim jetzigen Untersuchungsstand handelt es sich hierbei jedoch noch um eine vage Vermutung.

6 Abschließende Bemerkungen

Die Untersuchung in [1] wird mit einem Gegenargument konfrontiert, welches auch bei der vorliegenden Analyse Relevanz zu besitzen scheint. Das oben beschriebene Suchgebiet beschreibt einen geografischen Korridor mit einer Fläche von circa 300 bis 500 Quadratkilometer, d.h. Flüsse und Seen könnten in Flächen dieser Ausdehnung möglicherweise immer angetroffen werden, was insbesondere für geografische Regionen wie die Iberische Halbinsel gilt, da hier in der Tat zahlreiche Flüsse und Binnenseen vorhanden sind. Aus folgenden Gründen stellen die in Kapitel 5 vorgestellten Ergebnisse jedoch keine Zufallsergebnisse dar:

1) Die Abb. 8b, c und d weisen auf eine deutliche geografische Korrelation zwischen den identifizierten Flüssen und Seen und den Streckenmittelpunkten (und auch den Großkreisen) hin, was mit der Vermutung eines Zufallsergebnisses unvereinbar scheint, denn in diesem Fall müssten sich die Flüsse und Seen innerhalb der Suchzone statistisch zufällig verteilen, was offenkundig nicht der Fall ist.

2) Aufgrund der zahlreichen Flüsse und Seen auf der Iberischen Halbinsel stellen „double hop“ Sporadisch E Funkverbindungen ein alljährlich wiederkehrendes Ereignis dar, was für andere Regionen in Europa keinesfalls zutrifft. Betrachtet man beispielsweise den Funkweg zwischen Israel und Westeuropa, dann ist die Anzahl von „double hop“ DX QSOs vernachlässigbar, was eigentlich erstaunlich ist, denn die Anzahl von aktiven UKW-Funkamateuren ist in Israel etwa gleich hoch wie auf den Kanarischen Inseln. Den Unterschied kann man einfach erklären, weil es auf dem Balkan, der hier die Reflektionsgebiete beherbergen würde, vergleichsweise wenige Flüsse und Seen gibt. Das obige Gegenargument ist daher in Wirklichkeit ein unterstützendes Argument, weil es der Hypothese zustimmt, wonach Flüsse und Seen die Entstehung von „double hop“ Sporadisch E Ereignisse ermöglichen können – eben deshalb erklärt sich die hohe Anzahl von DX Verbindungen zu den Kanarischen Inseln und das Ausbleiben einer vergleichbar häufigen „double hop“ Funkausbreitung in anderen geografischen Gebieten Europas.

Es sollte jedoch bemerkt werden, dass „double hop“ Sporadisch E QSOs zwischen Israel und den baltischen Ländern (d.h. insbesondere Litauen und Estland) durch Reflektionsgebiete im Schwarzen Meer unterstützt werden könnten, von derartigen QSOs wird allerdings ebenso wenig berichtet. Eine genaue Untersuchung der Häufigkeit von 144 MHz „double hop“ Verbindungen muss daher die längen- und breitenabhängige Sporadisch E Häufigkeit in Europa berücksichtigen. GRAYER (G3NAQ) hat eine solche Analyse für europäische 50 MHz Sporadisch E QSOs in mittleren Breiten durchgeführt, indem er die Konturlinien zu Hilfe nahm, die die zeitliche prozentuale Häufigkeit anzeigen, mit der die kritische Frequenz f_{crit} den Wert von 7 MHz überschreitet, weil diese einen Anhalt für eine *maximum-usable-frequency* (MUF) von 50 MHz gibt, siehe z.B. [8] und die dort angegebenen Literaturhinweise. Seine Untersuchung erscheint hier bedeutsam, weil GRAYER auf die vergleichsweise geringe Sporadisch E Häufigkeit an der Westküste des Schwarzen Meers hinweist, was möglicherweise das Ausbleiben von „double hop“ Sporadisch E Verbindungen zwischen Israel und Europa erklären kann.

Unabhängig von den erzielten Ergebnissen bleibt die physikalische Erklärung der Bodenreflektion von UKW-Radiowellen ungeklärt. Zwei Modelle stehen weiterhin zur Diskussion (wobei weitere Modelle ebenfalls denkbar bleiben), d.h. einerseits die Reflektion von Radiowellen an der Wasseroberfläche von Flüssen und Seen und andererseits die Reflektion von Radiowellen an der Oberseite von troposphärischen Inversionsschichten, deren geografische Lage mit der Position von Flüssen und Seen in Verbindung steht. Die Wichtigkeit von Inversionsschichten bei der „double hop“ Sporadisch E Ausbreitung könnte man anhand von Vertikalprofilen der Lufttemperatur und –feuchte erkunden, zumal entsprechende Meßdaten von Radiosondenaufstiegen verfügbar sind, siehe z.B. [20] und [21]. Jedoch liegen die Daten nur an wenigen Orten auf der Iberischen Halbinsel vor, weshalb diese nur die Identifikation ausgedehnter Inversionsschichten ermöglichen. Bei den hier diskutierten Untersuchungen gilt es allerdings, lokale (und vermutlich tief liegende) Inversionsschichten in der Nähe jener Flüsse und Seen aufzufinden, die als Reflektionsgebiet der Radiowellen identifiziert wurden – solche Daten sind leider jedoch nicht verfügbar. In dieser Hinsicht können die vorliegenden Untersuchungen keinen entscheidenden Beitrag zur Aufklärung des Reflektionsprozesses leisten.

Dennoch beenden die Ergebnisse die Diskussion, die in 2003 mit der Analyse von 144 MHz Weitverbindungen [1] ihren Anfang

nahm. Derartige DX-QSOs können nur im Modell der „double hop“ Sporadisch E Ausbreitung gedeutet werden, was insbesondere bei den QSOs über 4000 Kilometer Entfernung augenfällig wird. Der Autor vertritt die Auffassung, dass das konkurrierende Modell einer Kombination von troposphärischer und ionosphärischer Funkwellenausbreitung aufgegeben werden sollte (dies betrifft jedoch nicht die alljährlichen Weitverbindungen zwischen den Kanarischen Inseln und England/Irland, die ausschließlich durch troposphärische Überreichweiten gedeutet werden können, siehe z.B. [7]). Die Hypothese von Flüssen und Seen als Auslöser von „double hop“ Sporadisch E Verbindungen wird durch diesen Aufsatz nachhaltig unterstützt – mit einiger Sicherheit ist sogar die Aussage zulässig, dass jene Hypothese nunmehr als bestätigt gelten kann.

Vergleicht man die Ergebnisse in [1] mit den hier gefundenen Resultaten, dann sollte nochmals verdeutlicht werden, weshalb im ersten Fall nur eine „Trefferquote“ von 60 Prozent erzielt wurde, während die vorliegende Analyse eine „Trefferquote“ von 100 Prozent anzeigt. Auch die Analyse in [1] hat ähnlich wie hier auf Suchgebiete Bezug genommen, die dort jedoch Kreisflächen von circa 20 bis 30 Kilometer Durchmesser um den Streckenmittelpunkt repräsentierten, die zur Berücksichtigung der geografischen Ungenauigkeit des in 2003 verwendeten Kartenmaterials notwendig wurden (siehe z.B. Abb. 6.19 und 6.20 in [1]). In dieser Auswertung werden hingegen geografische Korridore herangezogen, die eine wesentlich größere Fläche einschließen als die in [1] eingeführten Kreisflächen. Man könnte daher mutmaßen, dass eine größere Suchfläche notwendigerweise auch eine größere Anzahl von Flüssen und Seen innerhalb des Suchgebiets zum Ergebnis haben muss. Dies ist jedoch nicht der Fall, denn Abb. 8b zeigt an, dass das hier diskutierte Verfahren auch innerhalb eines Radius von 20 (oder 30) Kilometer deutlich mehr Flüsse und Seen auffindet als die in [1] beschriebene Methode. Mit anderen Worten: würde man die kreisförmigen Suchgebiete aus [1] auch hier anwenden, dann wäre die „Trefferquote“ mit nahezu 80 (bzw. 90) Prozent immer noch deutlich größer als die in [1] ermittelten 60 Prozent. Der Unterschied der beiden Auswertungen erklärt sich in Wirklichkeit fast ausschließlich durch die wesentlich verbesserte geografische Auflösung, weil durch Verwendung der GOOGLE EARTH Daten nunmehr Flüsse und Seen Berücksichtigung finden können, die im Kartenmaterial von [1] gar nicht verzeichnet sind.

Der Autor beabsichtigt, die obige Analyse auf die DX-Daten von 2003, 2004 und 2005 auszudehnen, um die Ergebnisse dann mit den Resultaten in Abb. 8b, c und d vergleichen zu können. Durch eine kombinierte Behandlung aller Daten wird schließlich auch Abb. 8e von mehr Datenpunkten profitieren können, was hoffentlich die offenen Fragen zu den „skip“-Längen und Sporadisch E Höhen zu klären hilft. Ferner kann auch eine weitere Beobachtung adressiert werden, die in diesem Aufsatz noch keine Erwähnung fand. Abb. 7 weist darauf hin, dass unterschiedliche DX-QSOs dennoch zu identischen Flüssen und Seen als Reflektionsgebiet führen können. Unter bestimmten Voraussetzungen ist dies jedoch kein überraschendes Ergebnis. Nimmt man beispielsweise eine DX-Station auf den Kanarischen Inseln an, die zwei oder drei Gegenstationen in Deutschland arbeitet, die sich alleamt in der gleichen Stadt oder im selben QTH-Feld befinden, so sind die jeweiligen Großkreise mehr oder weniger identisch, die Übereinstimmung der Suchgebiete ist daher nicht verwunderlich. Wenn jedoch ein Fluss bei unterschiedlichen Bandöffnungen und bei Beteiligung unterschiedlicher DX-Stationen dennoch mehrfach als Reflektionsgebiet identifiziert wird, dann hat dieser Fluss scheinbar mehrfach zur Entstehung von „double hop“ Sporadisch E Verbindungen beigetragen. Die 2006 Daten weisen auf Flüsse und Seen hin, die genau diese Qualität zu besitzen scheinen. Man beachte, dass die Bandöffnungen am 11. Juni sowie am 16. und 26. Juli (siehe Abb. 6) eine Häufung von Streckenmittelpunkten im Norden Portugals und im Nordwesten Spaniens anzeigen, was teilweise identische Flüsse und Seen als Reflektionsgebiet einschließt. Dies könnte möglicherweise Hinweise auf die Bedeutung von troposphärischen Inversionsschichten bei „double hop“ Verbindungen erbringen, abschließende Ergebnisse liegen jedoch noch nicht vor.

Obwohl das Auftreten von 144 MHz „double hop“ Sporadisch E Funkverbindungen nicht vorhersagbar ist, können UKW-Funkamateure dennoch Strategien entwickeln, die Chance einer Beobachtung zu erhöhen. Wenn man in einem Abstand von circa 1400 bis 2000 Kilometer um die eigene Funkstation alle großen Flüsse und ausgedehnten Seen vorab identifiziert, dann erhält man eine Übersicht über die möglichen Reflektionsgebiete, die für die eigenen Funkbeobachtungen relevant sein könnten. Wenn man zusätzlich die Entfernungen zu diesen Flüssen und Seen verdoppelt, dann kann man auch das Zielgebiet für mögliche DX-QSOs identifizieren (in den meisten Fällen werden diese Zielgebiete allerdings im Meer liegen). Dies Verfahren wurde bereits ausführlich im zweiten Teil der Dokumentenserie beschrieben, siehe [3] und [4], durch Verwendung des GOOGLE EARTH Internetdienstes kann das Verfahren aber nunmehr besonders einfach und mit hoher geografischer Genauigkeit auf Personalcomputern angewendet werden.

Danksagung. Der Autor dankt C. HEINZEL (HB9DFG), E. LAUWERS (ON4LN), B.J. MISCHLEWSKI (DF2ZC) und G. SAMPOL (EA6VQ) für die zur Verfügung gestellten DX-Beobachtungen in der 2006 Sporadisch E Saison. Spezieller Dank gilt J. KRAFT (DL8HCZ/CT1HZE) für die Gesamtübersicht aller europäischen 144 MHz „double hop“ Verbindungen in 2006, die die hier vorliegende Auswertung erst ermöglichte. Der Autor dankt ferner E. ZIMMERMAN (W3ZZ) für die zahlreichen wertvollen Diskussionen, die als Anregung für diesen Aufsatz dienten. Der GOOGLE EARTH INC. wird für den gleichnamigen Internetdienst gedankt, der die Untersuchung von „double hop“ Sporadisch E Weitverbindungen maßgeblich unterstützte.

Microwave Parts

Freescall Semiconductor
Technical Data

Document Number: Order from RF Marketing
Rev. 2, 5/2006

✓RoHS

RF Power Field Effect Transistor N-Channel Enhancement-Mode Lateral MOSFETs

Designed primarily for pulsed wideband large-signal output and driver applications with frequencies up to 450 MHz. Devices are unmatched and are suitable for use in industrial, medical and scientific applications.

- Typical CW Performance at 220 MHz: $V_{DD} = 50$ Volts, $I_{DQ} = 900$ mA, $P_{out} = 300$ Watts
Power Gain — 27 dB
Drain Efficiency — 68%
- Capable of Handling 10:1 VSWR, @ 50 Vdc, 210 MHz, 300 Watts CW Output Power

Features

- Integrated ESD Protection
- Excellent Thermal Stability
- Facilitates Manual Gain Control, ALC and Modulation Techniques
- 200°C Capable Plastic Package
- RoHS Compliant

MRF6V2300N
MRF6V2300NB

PREPRODUCTION

10-450 MHz, 300 W, 50 V
LATERAL N-CHANNEL
BROADBAND
RF POWER MOSFETs

CASE 1486-03, STYLE 1
TO-270 WB-4
PLASTIC
MRF6V2300N

CASE 1484-04, STYLE 1
TO-272 WB-4
PLASTIC
MRF6V2300NB

Table 1. Maximum Ratings

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	-0.5, +120	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-0.5, +12	Vdc
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C
Operating Junction Temperature	T_J	200	°C

Table 2. Thermal Characteristics

Characteristic	Symbol	Value (1)	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case Case Temperature TBD °C, TBD W CW Case Temperature TBD °C, TBD W CW	$R_{\theta JC}$	TBD TBD	°C/W

1. Refer to AN1955, *Thermal Measurement Methodology of RF Power Amplifiers*. Go to <http://www.freescall.com/rl>.
Select Documentation/Application Notes - AN1955.

This document contains information on a preproduction product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

RF Power Field Effect Transistors

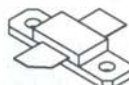
N-Channel Enhancement-Mode Lateral MOSFETs

Designed for PCN and PCS base station applications with frequencies from 1000 to 2600 MHz. Suitable for FM, TDMA, CDMA, and multicarrier amplifier applications. To be used in Class A and Class AB for PCN-PCS/cellular radio and wireless local loop.

- Specified Two-Tone Performance @ 2000 MHz, 26 Volts
Output Power = 30 Watts PEP
Power Gain = 9 dB
Efficiency = 30%
Intermodulation Distortion = -29 dBc
- Typical Single-Tone Performance at 2000 MHz, 26 Volts
Output Power = 30 Watts CW
Power Gain = 9.5 dB
Efficiency = 45%
- Capable of Handling 10:1 VSWR, @ 26 Vdc, 2000 MHz, 30 Watts CW Output Power
- Excellent Thermal Stability
- Characterized with Series Equivalent Large-Signal Impedance Parameters
- In Tape and Reel. R1 Suffix = 500 Units per 32 mm, 13 inch Reel.
- Low Gold Plating Thickness on Leads. L Suffix Indicates 40µ" Nominal.

MRF284LR1
MRF284LSR1

2000 MHz, 30 W, 26 V
LATERAL N-CHANNEL
BROADBAND
RF POWER MOSFETs



CASE 360B-05, STYLE 1
NI-360
MRF284LR1



CASE 360C-05, STYLE 1
NI-360S
MRF284LSR1

Table 1. Maximum Ratings

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	-0.5, +65	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	±20	Vdc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	87.5 0.5	W W/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J	200	$^\circ\text{C}$

Table 2. Thermal Characteristics

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	2.0	$^\circ\text{C/W}$

Table 3. Electrical Characteristics ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0$, $I_D = 10 \mu\text{Adc}$)	$V_{(BR)DS}$	65	—	—	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = 20 \text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$)	I_{DSS}	—	—	1.0	μAdc
Gate-Source Leakage Current ($V_{GS} = 20 \text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0$)	I_{GSS}	—	—	10	μAdc

(continued)

NOTE - CAUTION - MOS devices are susceptible to damage from electrostatic charge. Reasonable precautions in handling and packaging MOS devices should be observed.

Microwave Europe

Editor: Simon Lewis, DL4PLM

Hello and welcome to another Microwave Column!

Well winter is on the way and here in Germany the weather has changed dramatically in only 1 week. One day it was still 25c and summer was still with us and a week later it was snowing in some parts of Germany! So time to start thinking of those long dark nights and what new band you are going to build for! I have also been busy at the work bench, having just completed a new 20 watt 5.7 GHz transverter, some 10W 3cms solid state PA blocks and I am just working on a high power 3.4 GHz transverter for next spring. So all busy here too. I attended the annual trip own to Weinheim again but this year I was limited to a day trip due other pressures - actually the day was more than long enough and I noticed many traders packing away early and we even got parked near the school so attendance appeared to be down this year. I notice that the reflectors are full of interesting information on 24 GHz and some long distance QSOs from F - HB9 - so there is still some activity to be found, and so on to news of some recent wave openings, some interesting satellite news and contest news. Regards, Simon

STEREO Satellites received

Radio amateurs in Europe have successfully received 8.4GHz signals from the STEREO A&B satellites launched on the 25th of October, 2006. In the first two days after launch, Paul MOEYT, Bertrand F5PL, Luis CT1DMK, Achim DH2VA and Iban EB3FRN all managed to copy strong signals using a variety of home built and off the shelf equipment. All of the coordination work for receiving these signals is done in the Amateur-DSN Internet group at Yahoo (<http://groups.yahoo.com/group/amateur-DSN>).

The next stages of check out for the two space craft include testing of the high gain antenna as the satellite is currently transmitting its signals back to Earth using an omnidirectional antenna with a very low amount of gain. FFT Screen shots of the telemetry signals received so far are online at <http://www.uhf-satcom.com/stereo/>

Activity Report from GM4OGI - IO85dx

These are notes taken from the jottings in my propagation logbook for Wednesday/Thursday 20/21 September 2006.

With all the talk about 'the future of microwaves' we must not lose sight of the fact that contacts with distances of 1200km are becoming quite common on all microwave bands across Europe particularly with increased activity from the Baltic States and Russia. I paid more attention to the 1345km contact on 23cm and the 1132km contact on 3cm than 9cm. The 9cm was so stable and easy it felt 'routine'... All in all quite a surprise to have such an opening when the local weather was so bad with a southerly 'breeze' and rain. Hope you can make sense of the notes!

Wednesday 20th September saw the first 'stiff breeze' of the autumn. The southern wind was particularly warm and increasingly humid. No unusual condition being noted. Antennas fixed to point into the wind all day. Thursday 21st Sep-

tember 02.20utc Wind particularly strong. One of the satellite dishes had been ripped off its mounting so spent a while retrieving the bits that were left. 02.40utc - 03.30utc Checked beacons on 23cm. Surprised to hear GB3IOW at good strength. First time via tropo. Checked for French beacons and HB9EME but found nothing. Checked UK beacons and only found GB3IOW and GB3USK audible. The latter being considerable weaker than the former. Parked antennas. 17.55utc Noted that SM6AFV in JO67 was hearing GB3EDN on 23cm. Checked for Scandinavian beacons on 23cm but found none. Wind still strong from the South but subsiding. 18.03utc Exchanged 539/569 signals on 23cm with SM6AFV. Contacts with SM7GEP and SM6EAN followed directly after. 18.20utc 23cm beacon search...none found. Nil 3cm contacts result from attempts with the West Coast SMs.

18.40utc after a prompt from SM7GEP try 3.4GHz. Surprised to swap 519/539 reports. Optimising the dish bearing brought the signal to 559. 18.47utc completed with SM7GEP on 3cm with signals 569/519. My first contact with the 1w PA.

18.51utc Hear SK6MH/B on 3cm - nothing on 23cm from the JO57 beacons or from OZ1UHF on 9cm. SM6 stations now quite weak.

19.15utc 9cm session with GM0UHC - ironing out system bugs from his new kit.

21.00utc Return to dx mode. SM6 stations very weak on 23cm. Nil beacons heard.

21.17utc Work SM1NJC on Gotland for a new square on 23cm. QRB 1345km, exchange 539/569 signals quite stable.

21.38utc Work SM7LCB on 23cm 519/519 weak but stable. Nil on 3cm.

Feeling quite pleased with the 1345km contact I returned to the chat on ON4KST where G3XDY reported that my 9cm contact with SM7GEP might be a UK record. OZ2M's calculator reports that the distance is 1136km (WGS 84) or 1132km (standard model). The following day Matej, OK1TEH informs me that the 9cm contact with SM7GEP is a European record. Equipment summary: 1296MHz. 67 element yagi at 10m, 140w. - 3400MHz 1m dish (0.25f/D) dipole/splashplate feed...on a tripod in the garden, 45watts. - 10368MHz 80cm mesh dish at 8m, 1watt.

Time	Call	Loc	TX	RX	Band	Mode	QRB
------	------	-----	----	----	------	------	-----

21:09/2006							
21:38	SM7LCB	JO86GH	519	519	23cm	CW	TRS 1250
21:27	SM1NJC	JO97DO	539	569	23cm	CW	TRS 1345
18:47	SM7GEP	JO77IP	569	519	10GHz	CW	TRS 1132
18:40	SM7GEP	JO77IP	519	539	3.4GHz	CW	TRS 1132
18:14	SM6EAN	JO57WQ	579	559	23cm	CW	TRS 964
18:13	SM7GEP	JO77IP	539	559	23cm	CW	TRS 1132
18:00	SM6AFV	JO67GQ	539	569	23cm	CW	TRS 1004

GM4OGI continues: Some interesting microwave conditions over the period 14th-17th October 2006. Like many other others I noticed a High pressure building and anchoring itself over the North Sea. Unlike many though I reached for the radiosonde data and kept a close watch on data from Ekofisk, Essen and Wroclaw during the period. The data from these measurements showed without a doubt that propagation should be good from GM to SP and possibly OK. In fact this was borne out by the success Ray GM4CXM experienced on 432 MHz.

Propagation over the period was characterised by the fact that all beacons heard on 23cm over the period, OZ1UHF, SK6MHI, SK6UHI, OZ71GY, SK7MHL and DB0VC remained quite weak. However, numerous stations were worked over the period. It was clear the band was in very good shape but to an area of nil amateur activity. Nonetheless it was gratifying to work and welcome some new stations onto 23cm. SM7GEP and SM6EAN were worked frequently on 23cm during the period to assess the path, both stations provided excellent and consistent signals on 23cm until the band conditions changed on Tuesday 17th when it was only possible to work Kjeld, OZ1FF.

You may also note that I worked SM7GEP on 9cm again on the 15th October, this time on both CW and SSB so proving the contact we had earlier was not a single chance event, at the same time increasing the DX record for SSB on the band too. Many opportunities were taken to work all stations on 3cm but no successful contacts resulted.

14/10/2006

20:56 SK7MW JO65MJ 559 559 23cm CW TRS 1049

21:31 SM7GEP JO77IP 519 519 23cm CW TRS 1132

22:48 SM6AFV JO67GQ 559 529 23cm CW TRS 1004

15/10/2006

12:58 SM7GEP JO77IP 579 559 3.4GHz CW TRS 1132

included a change over to SSB

13:46 SM6EAN JO57WQ 549 539 23cm CW TRS 964

14:52 DL1SUN JO53PN 519 519 23cm CW TRS 996

15:09 SM7GVF JO77GA 539 549 23cm CW TRS 1122

GM is a new country for Kjell .. he runs 67 ele

19:33 DK1KR JO53HW 519 529 23cm CW TRS 941

21:01 SM7ECM JO65NQ 599 599 23cm CW TRS 1049

21:55 SM7GEP JO77IP 539 559 23cm CW TRS 1132

22:15 OZ1FKZ JO56AA 55 56 23cm SSB TRS 853

10w into 60 element

22:28 OZ2ABI JO46WD 53 51 23cm SSB TRS 842

16/10/2006

08:24 SM6EAN JO57WQ 539 529 23cm CW TRS 964

09:03 SM7GEP JO77IP 539 529 23cm CW TRS 1132

17/10/2006

17:16 OZ1FF JO45BO 519 519 23cm CW TRS 740

Regards, Nick - GM4OGI

M0EYT/P - October Contest report

The M0EYT/P 5.7GHz and 10GHz station was active for the weekend of the 7th/8th October from IO80UV which is a site only a few hundred yards from the Bell Hill beacon complex. The whole station was run by Paul M0EYT and Julian G3YGF, with Tony G3PFM joining us on Sunday morning. Jules G0NZO/P was also on site with 1.3GHz and 2.3GHz.

Saturday the 7th was very quiet in terms of contacts, with only 10 stations being worked, and the best DX being G3LRP at 308Km. 7 stations were worked on 5.7GHz, again with the best DX being G3LRP. The number of UK stations operational during this contest was exceptionally low which was surprising. On Sunday the 8th, the first QSO was around 9 am local despite the station being operational since 7 am; again the turn out from UK operators was very disappointing indeed. It did however allow a bit of rag-chewing with other contest

operators and some hours listening to beacons - all very exciting. The new Manchester beacon was checked a few times during the morning and varied in strength between S1 and S5, but generally easy to copy. Before lunch, only 4 stations were worked on 5.7GHz, with 6 being worked on 10GHz. After lunch, due to the bands being so quiet, preparations were being made to disassemble the station in order to head off early. This changed at around 13:10 local, when G3PFM who was calling CQ on 2.3GHz worked DL0GTH at a distance of 920Km. Shortly afterwards, I managed to work this station on both 5.7GHz and 10GHz, giving DL0GTH his all time ODX which was pretty cool. There is a recording of the 10GHz contact online at <http://www.uhf-satcom.com/dl0gth.mp3>

Needless to say, I was pretty chuffed with this QSO, but a few minutes later, DM7A was worked on both bands at 1074Km, with a 55 report being received on 10GHz and a 59+++ on 5.7GHz. After that, Julian G3YGF and Tony G3PFM finished with a QSO on 10GHz with PI4TUE at only 543Km! Overall, an interesting contest with some really excellent conditions, albeit only for a short time. The only major disappointment was the distinct lack of UK stations.

New European Record on 122 GHz

On March 28th 2005 Karl Ochs, DJ6BU and Walter Iller, DH6FAE made the first ever 2-way QSO on the 122 GHz band and after many attempts on April 4th 2005 a distance of 0.5 km was achieved. (see DUBUS 2/2005, p. 68). Then a long period of experiments followed with different setups and ongoing portable activities. During the IARU contest in October on Oct. 8th 2006 another record was set at 11:10z: A QSO with 529 reports on both sides was completed over a distance of 31km. There was a nice H pressure system, sunshine and low humidity. Congratulations to DJ6BU and DH6FAE! RIG DJ6BU on Mt. Wasserkuppe, JO40XL, 950 m a.s.l.:

RX: 45cm Ø offset dish with horn and 50,3 dBD gain, mixer with HP diode HSCH 9161 driven by about 6 mW LO on 61 GHz from a tripler with a M/A COM-diode 1317.

TX: 60cm Ø offset dish with horn with 53 dBD gain, tripler with diode M/A COM 1317 driven by tripler module S00-4079 with 80 mW on 41 GHz, output on 122 GHz about 150 µW in CW. Station DH6FAE near Fulda in JO40SN, 320 m a.s.l.:

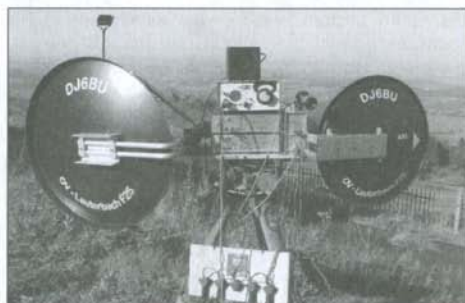
RX: 60cm Ø offset dish with circular WG horn and 53 dBD gain, mixer with HP diode HSCH 9101 driven by about 4 mW LO on 41 GHz (reduced power from a 38 GHz amplifier module ARCOM 38 PA 003)

TX: 60cm Ø offset dish with circular WG horn with 53 DB gain, varactor tripler with an unknown diode driven with 100 mW on 41 GHz with amplifier module ARCOM 38 PA 003, output on 122 GHz about 750 µW in CW.

I have described a simple TX-RX system for 122 GHz in DUBUS 1/2005 on page 45. Today this TX is used as a portable beacon from DJ6BU and the RX is used as reference RX.

In the meantime the input sensitivity on 122 GHz was improved a lot compared to the usual methods due to a new frequency processing for the oscillator. Instead of the LO frequency of 41 GHz DJ6BU now starts at 61 GHz and in the mixer head a sensitive zero bias detector diode is used.

An article about this new TRX-system will be published from me in DUBUS 1/2007. Jürgem Dahms, DC0DA



DJ6BU 122 GHz station

Neuer Europarekord auf 122 GHz

Am 28.03.2005 glückte den beiden Funkpartnern Karl Ochs, DJ6BU und Walter Iller, DH6FAE das erste Zweiweg- QSO auf 122 GHz und nach vielen Versuchen konnten dann am 04.04.2005 10,5 km überbrückt werden (DUBUS 2/2005, S. 68). Danach begann eine lange Experimentierphase mit verschiedenen Aufbauten und fortlaufenden Portabelversuchen. Während des IARU- Oktobercontestes am 08.10.2006 war es dann endlich so weit. Bei sonniger Hochdruckwetterlage und geringer relativer Luftfeuchtigkeit konnten 31 km mit beidseitigen Rapporten von 5/2/9 überbrückt werden. Herzlichen Glückwunsch an dieser Stelle an DJ6BU und DH6FAE!

Station von DJ6BU auf der Wasserkuppe in JO40XL, 950 m ü. NN am 08.10. um 11.10 Uhr UTC

RX: 45-cm-Ø- Offsetspiegel mit Rillenhorn mit 50,3 dBD Gewinn, Mixer mit HP- Diode HSCH 9161 angesteuert mit ca. 6 mW LO auf 61 GHz aus einem Verdreifacher mit der M/A COM- Diode 1317

TX: 60-cm-Ø- Offsetspiegel mit Rillenhorn mit 53 dBD Gewinn, Frequenzverdreifacher mit M/A COM Diode 1317 angesteuert mit Verdreifacher- Modul S00- 4079 mit 80 mW auf 41 GHz, Ausgangsleistung auf 122 GHz ca. 150 µW in CW

Station von DH6FAE in Nähe der Stadt Fulda in JO40SN, 320 m ü. NN am 08.10. um 11.10 Uhr UTC

RX: 60-cm-Ø- Offsetspiegel mit Rundhohlleiterhorn mit 53 dBD Gewinn, Mixer mit HP- Diode HSCH 9101 angesteuert mit ca. 4 mW LO auf 41 GHz (reduzierte Leistung aus einem 38 GHz Verstärker- Modul ARCOM 38 PA 003)

TX: 60-cm- Ø- Offsetspiegel mit Rundhohlleiterhorn mit 53 dBD Gewinn, Varactorverdreifacher mit unbekannter Diode angesteuert mit 100 mW auf 41 GHz mit Verstärker- Modul ARCOM 38 PA 003, Ausgangsleistung auf 122 GHz ca. 750 µW in CW

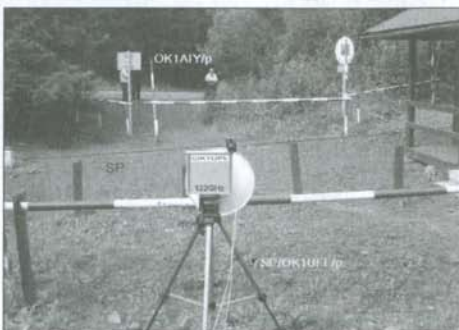
Ein einfaches Sende- Empfangssystem für 122 GHz wurde von mir in DUBUS 1/2005, S. 45 beschrieben. Heute dient der Sender als Portabelbake bei DJ6BU und der Empfangsbau- stein als Vergleichsempfänger.

Durch eine neue Frequenzaufbereitung des Oszillators für den Empfänger konnte die Eingangsempfindlichkeit auf 122 GHz erheblich gegenüber bis dato üblichen Verfahren verbessert werden. Anstelle einer LO- Frequenz von 41 GHz wird nun bei DJ6BU von 61 GHz ausgegangen und im Mischkopf eine empfindliche Zero Bias Detektordiode eingesetzt. Ein Artikel für den DUBUS über das neue Sende- Empfangssystem ist in

Vorbereitung und wird Anfang 2007 von mir veröffentlicht.
Jürgen Dahms, DCØDA

First SP to OK on 75 GHz & 122 GHz

The first ever QSOs from OK to SP on the 75 GHz and 122 GHz bands took place on August 20th 2006 between OK1AIY/p and SP/OK1UFL/p.



SP to OK directly at the borderline



OK1VAM with his 10 GHz station



Weinheim 2006

Microwave Japan

Seiji Fukushima, Ph.D, JH6RTO

High-speed IP connection on 5760 MHz

by Hiroyuki, JH1UGF and Tsuguo, JN1AYV

We report a 63km high-speed IP connection on 5760MHz using ICOM ID-1's and modified transverters, UTV5600BIIP. The throughput was measured as about 100kb/s at the application of layer. Here are the details.

On the 29th of October, 2006, Hiroyuki, JH1UGF moved to Mt. Toogasa (altitude about 900 metres) and Tsuguo, JN1AYV stayed at home in Chagasaki, Kanagawa for this experiment. The distance was 63km and both of us were within the line-of-sight. We used the same systems as follows. Our 1295MHz, digital transceiver was ICOM's ID-1. To up/down-convert frequency, the 5760MHz transverters UTV5600BIIP were employed but some circuits were modified for this experiment. Since fast T/R switching is quite important, we removed the coaxial relay and added a circulator instead, as shown in Fig. 1. In addition, two anti-parallel diodes were inserted at the RX front end in order not to damage the preamplifier. These diodes cannot be seen in Fig. 1 unfortunately. The driver amplifier is MGF0904A and the final amplifier is 2xMGF1302, which outputs about 1W. We used a homebrew 25cm dish antenna with a horn radiator. Its gain was 25dBi.

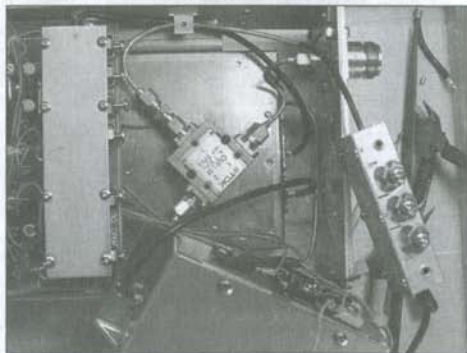


Fig. 1 Modified 5.7 GHz transverter

We started our experiment. The voice QSO on FM was quite successful, RS 59+, as the distance was short enough. Then, we switched to direct digital mode for IP connection but the result was poor. Using a ping command of MS-DOS, its connection rate was lower than 10%. Considering the multi-path effect, we changed the frequency and/or antenna direction, but in vain. Lastly, Tsuguo moved

his entire system, which was initially set in his room, to a balcony. Tsuguo had thought the experiment would have been successful even through a glass window since they had been within the line-of-sight. We got 100% ping connection after this trial.



Fig. 2 Screenshot

Then we tried an application experiment. Using IP Messenger (IPmsg) software, Hiroyuki loaded an Tsuguo's image file into the Hiroyuki's PC. Look at our evidence of Fig. 2. The front is Hiroyuki and the back is Tsuguo in the inset photograph. The 90KB file transfer took 6 or 7 seconds and, then, its application-layer throughput was calculated to be approximately 100kb/s. We learned that any thin obstacle in the path might make the multi-path interference at high-speed data communication. We would like to make the distance longer and to make the throughput higher in future.

Editor's address: S. Fukushima, 1182-2506 Hase, Atsugi 243-0036 Japan. Email jh6rto@m.iceice.org
URL <http://www.geocities.com/ah0r/>

Microwave USA

Editor: Kent Britain, WA5VJB

The big microwave activity this summer was the 7000 km DXpedition trip by WA5WCP to activate 4 rare New England states on 23 and 13 cm EME. Paul was able to make 110 QSO's, operating from Rhode Island, Connecticut, Vermont and Massachusetts. Improvements in both his 23 and 13 cm stations are planned, and you can expect his pickup truck and trailer mounted dish to be in some more rare states in the western parts of the US next summer. A very good chance we will see the first 1296 MHz Worked All States in the next year.



WA5WCP on Rhode Island



WA5WCP in his mobile EME shack

EME on 76 GHz

24 and 47 GHz EME have been conquered. What next? We hear rumors that W5LUA is now getting 2 dB of Sun Noise with his 47 GHz EME dish and a 80 GHz downconverter! Also RW3BP has got his first sun and moon noise on 76 GHz! Can VE4MA be far behind?

Microwave Update

I would like to congratulate N8ZM and WB8UFM for their excellent work hosting the 2006 Microwave Update conference. The Midwest VHF/UHF Society really put on a show for the 140 microwavers who attended. The talks were excellent and the conference proceedings are available from the ARRL as publication #9809. Next year the conference will be held in the Philadelphia area hosted by the 'Packrats'. I'll pass along more details and they sort things out.

VHF South America

Flávio Archangelo, PY2ZX
PY2ZX@mandic.us

New Radio Beacons

Besides PY5XX (under repairs), ZZ2TXT (144,055 MHz, GG66po) 2m beacons and ZD8DUB's transmissions (144,300 MHz, 75,300 MHz), there's new emitters in Brazil and Caribb as following:

PY2PE - GG66 - 144,010 MHz

Active since September, 30th by Gerson Junior PY2PE on 144,010 MHz with 10 Watts into 3x5/8 omni ARS antenna. Wilson PY2WFG has build the transmitter and Francisco PY2NF helped with the location in the Mountains of, Cantareira (1250 m ASL), north of São Paulo city, GG66PO. The message is "VVVVV DE PY2PE BEACON. QTH GG66PO. ALT 1250 M. PWR 10 W. 73 K". The log and QSL can be automatic generated online at the address <www.py2pe.eng.br> or by letter to: Rua Aloisio de Azevedo, 233. Apto 93B. Bairro Santana. São Paulo - SP - Brasil. CEP 02021-030.

PR8ZX - GI64 - 50,018

This beacon is located in Imperatriz (GI64gl), Maranhão, near the Geomagnetic Equator. It's related to "The 6 Meter Beacon Project". Dave N3DB, Norman K1DG and Peter PP5XX helped with the transport of the equipment: one modified Motorola Maxar with 45 Watts output into a Halo KB6KQ model for 50,018 MHz. The manager is Pedro Miguel (PR8ZX/CT1DYX) and the reports could be send by e-mail <pr8zx@hotmail.com>

ZZ3TZY - GF49 - 50,050

Rafael Tettamanzy Marques ZZ3TZY held one temporarily beacon on 50,050 MHz with 10 W and dipole at GF49jw, city of Porto Alegre, Rio Grande do Sul, from 2300 to 1000 Z. The full message of 15 ppm is sent after 03 and half minutes of silence interval: "vvv de zz3tzy zz3tzy beacon grid gf49jw 50050 khz 10 watts dipole qsl sase email zz3tzy at 50mhz dash br dot com".

C6AFP - FL16 - 50,062

Steve N4JQQ informed about the the return of the C6AFP beacon in FL16, Green Turtle Cay, Abaco, The Bahamas with 1 watt into a Ringo antenna on 50,062 MHz. Bill C6AGN and Ott W4WSR are on this job, too. Reports can be sent to Steve <crownhaven@bellsouth.net>

YV4AB - FK60 - 50,025

The YV4AB beacon is again on the air according to Antonio Scomialero YV4DDK on the usual QRG 50,025 MHz. It's one of the most traditional indicators for TEP over SA.

900 MHz

Tales Amorin PU9AKN/PY2 is ready for DX experiences in 908,000 MHz from GG66pi in WFM and 100 watts. He also created one list for exchanging information about SHF. See: <http://br.groups.yahoo.com/group/shf-brasil>

Tropo to Fernando de Noronha

André PY0FF has noted good Tropo conditions on Nov 3rd 2006 between the Archipelago of Fernando de Noronha (PY0F) and continental Brazil when heard the repeaters 145,330 MHz (Campina Grande, Paraíba, PR7 with 40 dB over 9) and 146,760 MHz (Guaramiranga, Ceará, PT7 with 20 dB over 9) but no responses. The range covered is approximately 700 km. The propagation was also open on 50 MHz for Bahia PY6. André used this kind of propagation on recent CB144 contests. On 2m he is qrv with 4 x 12 Ele and 100W.

The TEP Season in autumn 2006

The listener Rubens Ferraz Pedroso (Bandeirantes, Paraná) wrote on September, 05 2006 the first TEP log of this season with 10 Caribbean stations heard in FM broadcasting band with an ICSW-7600G Sony receiver and telescopic antenna. Since then several others made the monitoring from PY2, PY5, PP5 and PY3 areas. Peter PP5XX, Arnaldo PY5AQ, Luiz PU5YFT, Remy FM5CS, Phil FJ5DX, Alain FG5GP, Jean François FG1GW and Clement J73CI have made the major ham TEP QSO traffic in 144,200 MHz SSB until the beginning of November. These signals appear to be much more louder than FM. PY5AQ and FM5CS even exchange AM QSO with 59 signals at 0008Z on October 26, 2006. Other interesting reports (DX Cluster) came from FJ5DX who noted doppler of 200 Hz on PY5EW's signals when he called FG5GP in SSB. Many others DXers are QRV in LU, WP4, YV, HI, PJ, 9Y and HK. They were previously invited for skeds by the Japy DX Group who tried on 21-22 October for 2m TEP from Itanhaém (GG65ns) but without success (except 50 MHz). However members of the DX Clube do Brasil (DXCB) from the annual DX Camp (Comprida Island, around GG65cb, 01-05 November) almost daily listened to these stations from Barbados on 3m FM:

90,7 MHz – Barbados Broadcasting Company BBS
92,9 MHz – Voice of Barbados (Starcom)
94,7 MHz – Caribbean Broadcasting Corporation
95,3 MHz – Hott FM (Starcom)
98,1 MHz – The One (CBC)
100,7 MHz – Q 107.7 FM (CBC)
102,1 MHz – Faith FM (BBS)
104,1 MHz – Love 104.1 FM (Starcom)

Important QRGs for TEP observations are:

50,015 – 9Y4AT (important TEP indicator)
144,200 - CW/SSB Calling frequency

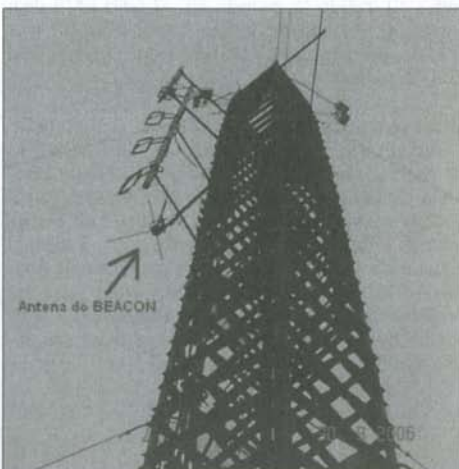
144,390 - Caribbean APRS signals
(serving like beacons)
146,640 - Unid Caribbean repeater
146,940 - J6LSF repeater
147,360 - J7 repeater

Some recent TEP audio recording links:

Samuel Cássio's FM recordings:
<http://scassio.multiply.com/music>
Rubens Pedroso's FM recordings:
<http://rubensdx.multiply.com/music>
PY5YR - FM5CS 2m QSO:
http://www.radioamador.com/tep/out2006/fm5cs_py5yr_24102006.wav
PP5JD - FM5CS 2m QSO:
http://www.radioamador.com/tep/out2006/fm5cs_pp5jd_24102006.wav
PP5XX - FM5CS 2m QSO:
http://br.groups.yahoo.com/group/vhf-dx/files/fm5cs_21102006.wav



Junior, PY2PE, with his beacon (open box)



Antenna of PY2PE beacon located in the Mountains of Cantareira, Sao Paulo

EUROPEAN EME Contest 2006 – CW Results *by F6HYE*

144 MHz

Place	Call	Points	QSO (+Sked)	Multi	Pwr	OP
1	IK3MAC	355200	96	37	QROMUL	
					(I3YXQ, I3MEK)	
2	SV1BTR	180090	62(+1)	29	QROSIN	
3	SP7DCS	132500	53	25	QROMUL	
					(SP7DCS, SP7MC)	
4	LZ2US	103400	47	22	QROSIN	
5	F3VS	98900	43	23	QROSIN	
6	IK1FJI	69300	33	21	QROSIN	
7	IK2DDR	34500	23	15	QROSIN	
8	EA6VQ	29400	21	14	SIN	
9	LZ1DP	24000	20	12	QROSIN	
10	YO2AMU	20400	17	12	QROSIN	
11	SK0UX	15400	14	11	QROMUL	
					(SM0EPO, SM0MXO, SM0DFP, SM0NB, SM0LQB)	
12	YO9FRJ	15000	15	10	QRP SIN	
13	I3EVK	12000	12	10	QRP SIN	
14	OZ4MM	9900	11	9	QROSIN	
15	EA3DXU	8000	10	8	QROSIN	
16	HA0HO	5600	8	7	QROSIN	
17	YO3FFF	1600	4	4	QRP SIN	
17	YO8BCF	1600	4	4	QROSIN	
17	9A9B	1600	4	4	QRP SIN	
20	PA3CWN	100	1	1	QRP SIN-ASS	
20	JS3CTQ	100	1	1	QRP SIN-ASS	

432 MHz

1	NC1I	155000	50	31	QROSIN	
2	OZ4MM	100000	40	25	QROSIN	
3	SV1BTR	88800	37	24	QROSIN	
4	VK3UM	68000	34	20	QROSIN	
5	G3LTF	59800	26	23	QROSIN	
6	DL1YMK	50000	25	20	QRP SIN	
7	OZ6OL	34000	20	17	QRP SIN	
8	F2TU	30000	20	15	QROSIN	
8	OH2DG	30000	20	15	QROSIN	
10	JA6AHB	22400	16	14	QROSIN	
11	EA3DXU	16800	14	12	QRP SIN	
12	OK1DFC	15600	13	12	QROSIN	
12	SP6JLW	15600	13	12	QROMUL	
					(SP6JLW, SP6OPN)	
14	S51ZO	14400	12	12	QROSIN	
15	SM3AKW	11000	11	10	QROSIN	
16	JH4JLV	6400	8	8	QROSIN	
17	JA9BOH	4900	7	7	QRP SIN	
18	FR5DN	4200	7	6	QROSIN	
19	YO2IS	1600	4	4	QRP SIN	
20	WA6PY	400	2	2	QRP SIN	

1296 MHz

1	F6KHM	190400	56	34	QROSIN	F5TTU
2	F2TU	184800	56	33	QROSIN	

3	G4CCH	161200	52	31	QROSIN	
4	OZ4MM	136300	47	29	QROSIN	
5	HB9Q	112500	45	25	QROSIN-ASS	
6	OK1KIR	102500	41	25	QRP MUL-ASS	
					(OK1DAI, OK1DAK, OK1DCI, OK1VAO)	
7	SM3AKW	94300	41	23	QROSIN	
8	OZ6OL	80500	35	23	QROSIN	
9	ES5PC	73500	35	21	QROSIN	
10	G3LTF	72600	33	22	QROSIN	
11	DL1YMK	67200	32	21	QRP SIN	
12	F6CGJ	66000	30	22	QROSIN	
13	ON7UN	59200	37	16	QROMUL	
					(ON4ACA, ON4AMI, ON6LY, ON6MR, ON7UN)	
14	IK3COJ	42500	25	17	QRP SIN	
15	JA6AHB	40000	25	16	QROSIN	
16	IW2FZR	36400	28	13	QRP SIN	
17	OH2DG	30800	22	14	QROSIN	
18	N2UO	27300	21	13	QRP SIN	
19	NA4N	24700	19	13	QROSIN	
20	JA4BLC	22800	19	12	QROSIN	
21	JA8IAD	20400	17	12	QROSIN	
22	WA6PY	8880	11(+1)	8	QROSIN	
23	VA7MM	8000	10	8	QRP MUL	
					(VE7CMK, VE7CNF)	
24	IZ1BPN	7000	10	7	QROSIN	
25	UT3LL	6000	10	6	QRP SIN	
26	W9IIX	3600	6	6	QROSIN	
27	SM5LE	2040	5(+1)	4	QRP SIN	
28	SP6JLW	600	3	2	QRP MUL	see above
28	JA4LJB	600	3	2	QRP SIN	

2320 MHz

1	F2TU	54000	27	20	SIN	
2	OK1KIR	45000	25	18	MUL-ASS	see above
3	OZ4MM	41400	23	18	SIN	
4	ES5PC	33600	21	16	SIN	
5	SK0UX	28500	19	15	MUL	see above
6	G3LTF	23400	18	13	SIN	
7	OH2DG	22400	16	14	SIN	
8	IK2RTI	8800	11	8	SIN	
9	JA4BLC	6400	8	8	SIN	
10	JA8IAD	4900	7	7	SIN	
10	WA6PY	4900	7	7	SIN	
12	NA4N	4200	7	6	SIN	
13	WW2R	3000	6	5	SIN	
14	W9IIX	400	2	2	SIN	

5700 MHz

1	IK2RTI	900	3	3	SIN	
1	OK1KIR	900	3	3	MUL-ASS	see above
1	F2TU	900	3	3	SIN	

Results 10000 MHz

1	IQ4DF	7700	11	7	MUL	
					(I4ZAU, I4CVC, I4BEH, SWL Luke)	
2	OK1KIR	3500	7	5	MUL-ASS	(see above)
2	F2TU	3500	7	5	SIN	
4	F5JWF	3000	6	5	SIN	
5	WA6PY	100	1	1	SIN	

Multiband

1	OZ4MM	1166400	121	81	QROSIN
2	F2TU	1140000	113	76	QROSIN
3	OK1KIR	566100	76	51	QRP MUL-ASS
	OK1DAI, OK1DAK, OK1DCI, OK1VAO				
4	G3LTF	551000	77	58	QROSIN
5	SV1BTR	525230	99 (+1)	53	QROSIN
6	OH2DG	318200	58	43	QROSIN
7	ES5PC	284900	56	37	QROSIN
8	DL1YMK	233700	57	41	QRP SIN
9	OZ6OL	220000	55	40	QROSIN
10	SM3AKW	171600	52	33	QROSIN
11	SK0UX	135200	33	26	QROMUL
	SM0EPO, SM0MXO, SM0DFP, SM0NBJ, SM0LQB				
12	JA6AHB	123000	41	30	QROSIN
13	JA4BLC	70000	27	20	QROSIN
14	NA4N	62700	26	19	QROSIN
15	JA8IAD	58900	24	19	QROSIN
16	WA6PY	52380	21 (+1)	18	QROSIN
17	EA3DXU	48000	24	20	QROSIN
18	IK2RTI	30800	14	11	N/A SIN
19	SP6JLW	22400	16	14	QROMUL
					SP6JLW, SP6OPN
20	W9IIX	8000	8	8	QROSIN

Congratulations to all winners and thank you to all for participating!

Soapbox

W9IIX: Lost good preamps at start of contest, used 2 old units to work a few stations that could be heard.

SV1BTR: Once more, a great EME WW Contest by Dubus REF. I enjoyed myself very much working 100 CW EME unassisted QSO's in total, on 2m and 70cm, 99 on random and 1 on sked. I look forward to next year's fantastic event with aim to improve further my RX side on 70cm and hopefully add one more band of operation by then.

SM3AKW: Could only participate on 432/1296 as 144/2.3 setups were in need of repairs. 432 driver gave up after a short time of operation so deliver a poor result this year. Will be back though !!

VK3UM: Conditions were excellent but activity from North America was very poor.

YO2IS: Was glad to pass the 765 QSO mark on 70cm EME, no initials this time! Variable condx & low activity on 70cm, maybe because the bad WX in W EU. Best 73's and cu via Moon... Szlgy yo2is...

I3EVK: only few hours of activity and not a huge quantity of stations active. Several stations heard and called with no answer. The usual situation due to QRP. Conditions seemed to be poor with high noise. Only random QSO

IK3MAC: EME conditions were poor with a lot of iono disturbances that made the signal off

YO9FRJ: Just finished during the first Moon pass of the 2m cw contest the repair and service action over my 2m system. Got huge issues in December with the Wimo's power divider ... and still very obset of huge time spend to fix it and low value for money found. The N input connector was replaced with a 7/16" mounted on a specific flange adaptor. Finally a spectrum analyzer return loss measurement was performed in order to get the best figures and all this work paid results in an end. When all this stuff was supposed to be mounted back, weather was quite chilly and course windy, so probably there is somebody paid by Mr. Murphy in order to offer the worst case scenario when there is a need fix any antenna issues at 8m high on the tower ... hi hi. I was qrv for a limited time starting with 21:00 utc.

Conditions found to be mixed. I was able to hear and work 10 stations. There was also a station at noise level answering to my CQ, but I wasn't able to recover the full callsign.

During the second Moon pass I was QRV starting with 18:00 utc. With great pleasure I will mention SK0UK and I1ANP like new cw initials for me, and congratulate them for the patience and skills in order to help to understand their callsign. I know I've missed few others, but I will ask again apologize to all that stations, and I'll call again for patience and longer answers, like in a 2' sked. Like a general overview of the 2m antenna system, I've got some improvement on my Rx after the power divider repair & input connector modification works since previous day. Measured input RL was better than -24dB (that was the best ever figure I could get from the Wimo design poor stuff) and the subjective results on the Rx side looks almost the same I've got after the MGF1302 preamplifier was changed with the MGF1801 cavity style - the italian design. Wx get fixed like a charm, could fix also few other issues outside up to the tower and found great propagation conditions in KN34aw, but Mr. Murphy offered a very low participation outside Europe, despite conditions and no matter my CQ and very loud echoes.

Ended with only 15 stations and 10 multipliers worked. All the QSO's unassisted and random, within a total of maximum 10 hours of operation. Tnx everybody for the QSO's and hope to work you all soon again.

73's de Adrianthe moon band-wider. I had fun and I thank all.

WW2R: Condx better first day.

ES5PC: This time I operated my station locally during 13cm weekend. Worked 4 initials, HB9JAW, NA4N, JA6CZD and JA8IAD. It was my best score in 13cm contest ever. The EME conditions were normal.

On 23cm the conditions were worse than normal for me most of the contest time. I operated my station remotely via internet while visiting Per, SM0DFP at his summerhouse in Grisslehamn, near Stockholm.

I was sitting most of the time outside, using my laptop connected to the internet via WLAN and enjoyed the good weather. I missed a few stations, (VK4AFL, OE9ERC etc.) heard them in the QSO, but never calling CQ. Worked three initials: JA8IAD #68, RW3BP #69 and WW2R #70.

Certificates will be sent out in December.



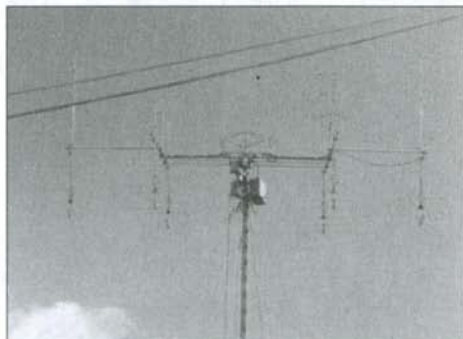
IQ4DF Crew



DL1YMK



IQ4DF TWT @ Dish



HA0HO



F2TU



HA0HO shack



OZ6OL



ON7UN



OK1KIR 23cm Feed



N2UO



OH2DG Cavity



9A9B

2-m-EME News

Heinz Borde, DM2BHG

e-mail: Heinz.Borde@t-online.de

ARRL-CONTEST 2006

OK1MS (Stan): I worked in ARRL-EME contest 40 QSO and 25 multipliers on 2 m CW random. Strong power line QRN.

K1JT (Joe): Many thanks to all the EME crowd for a most enjoyable weekend!! I'm a "little pistol" on 2m EME. My station doesn't make enough noise to generate long QSO runs. Nevertheless, I find it hard to remember a more enjoyable weekend of cooperative and competitive ham radio than over the past two days.

This year I am entering as Single Operator Unassisted. No skeds, no logger, no chat room, no email, no telephone, no internet. Just my own ears, eyes, and hands, together with a modest collection of electronics and aluminum of the sort familiar to all of us. Nothing but 100% random EME QSOs.

I find that operating in S+P mode with a combination of Linrad and WSJT is a real pleasure in both CW and JT65 modes. During the past two weeks I began the process of combining (for myself) the extensive capabilities of these two powerful software tools. There is much still to be done: I made 46 entries on a "to do" list that I kept beside me during the weekend. I look forward to discussing some of the desirable design choices and decisions with others -- I know that some of you have already done similar things, and more, for yourself. My present goal is to work toward a combined Linrad/WSJT package that will be more powerful and easier to use. Please let me know if you are interested in contributing to such a conversation. I will be happy to share my ideas. The bottom line for me this weekend was 48 QSOs and 32 multipliers. (Modest totals, yes; but I am leashed with them as a start. It's already better than I did in both weekends last year, operating as Single Operator Assisted.) Oh yes, I should mention that the 48 QSOs included my EME initials #197 through #211. If I worked you, many thanks!

SP7DCS (Chris): I had a lot of fun last weekend when I was operating 2m cw eme. There were very good condx except fast changes of Faraday rotation. Many thanks for all qso partners and few other stations that tried to work me this weekend. LX1DB# sked, new dxcc, first LX-SP via eme !!! SP4MPB random, IV3GBO# random, PA3CWN random, SM7GVF random, K9DX random, K2AXX random, DL8EBW sked, LY2BAW# sked, new dxcc, RU1AA random, DL2HWA random, F3VS random

DF1VH (Ingo): I'm really lucky after completing my first ever EME qso's during the first moon pass in ARRL contest today on 144 MHz, random, unassisted in CW: F3VS at 5:25 GMT #1 and K5GW at 6:56 GMT #2

K9DX (John): I am totally new to EME and EME contesting, so I have little idea what to expect.. Using 2m cw only, the first pass yielded 28 contacts and the second 8. Some of the signals were unbelievably loudThe signals from IK3MAC,

SV1BTR, F3VS, LZ2US and K5GW are still ringing in my ears. I was amazed at the lack USA activity. Calling CQ for 15 hours after European Moon-set yielded only four qso's... W7MEM, VE1ZJ, JH0MHE and KH6C. I guess one thing I need to learn is when to give-up and go to bed...hi.

AROUND 2-m-EME

N6VMO: I was able to work the following stations from CM94 on August 12, 2006 starting at 0445UTC: DJ7OF JO51, PE1L JO23, DH3YAK JO31, F6HPF IN94, F9HS JN23, DK5EW JN47, W5UN EM23, KB8RQ EM79. DL8EBW was strong but we could not complete QSO. Maybe next time.

WA3BZT (Ed): Well after a couple of years off the moon I am back after a lot of rebuilding from mother nature lighting. And the help of K3MF Wayde in helping get the antenna aimed on the moon. I have 144 MHz 4 x MXP28 at 35 to 50 feet on a Hazer attached to Rohn 45 tower AR^2 receive amp at the antenna 3/4 Hard-line 50 ft long with RG-393 to antennas can receive and Transmit V & H. Have PST-61 rotor for AZ and EL-3000 for EL with W2DRZ controller. GU78b amp 1.5 KW to antennas. TS-2000x transceiver drive to amp 15 W (Will replace with SDR-1000 this winter when I get it off my work bench) Can work JT and CW (JT) computer is slow but will be replacing the mother BD and CPU So if you need Delaware let me know and we will work things out.

VE7TIL: Scott will be qrv soon with 4 x 7 ele and 500W from CN89LG.

7Z1SJ Suli is very active on 2m EME in JT65 from Saudia Arabia. Rig: 2 x 13 ele + 200W. Loc.: LL25.

A61Q is very active on 2m EME in JT65 from U.A.E. Rig: 4 x 13 ele + 1 KW. Loc.: LL75SJ.

EXPEDITIONS

EV5M: made 116 EME contacts with 2 dupes. All random.

10/11 Aug - 54 QSO

11/12 Aug - 20 QSO

12/13 Aug - 37 QSO

13/14 Aug - 5 QSO

First two days no internet connection at all. I put on web pictures and updated final log with signal strengths. Photos: http://www.vhfdx.ru/component/option,com_zoom/Itemid,99/catid,364 Log: <http://www.vhfdx.ru/content/view/372/2/>

KJ9I (David): During a recent business trip to Cairo, I conducted a 2m WSJT EME DXpedition in my off-time to help others work a new one. Beyond the 70+ hour work-weeks, I managed six hours of 2m EME operation (CQs) one evening (staying up all night), with just two stations worked. I had visible moon the whole time, so antenna orientation was easy. The root cause of my Rx problem was the high noise level in Cairo. Neon signs are everywhere and as you can imagine, a city of 22 million people comes with many noise generators. Most of the Cairo people can barely afford to put food on the table, let alone high-quality well-designed and shielded elec-

tronic devices. In trying to mitigate the noise (so that I could hear and work people), I tried various frequencies, the radio noise-blanker, the WSJT noise-blanker and all combinations thereof. Simply put, the only way weak-signal communication will work is to get away from Cairo.

This trip was just as disappointing to me as to those of you who wanted to work me. I lugged much heavy equipment (70A 12V power supply, fiberglass antenna mounts, yagi, amplifier, etc.) around the city and spent many hundreds of dollars toward an EME effort expressly to help others work a new one. In addition, with the current security situation in Cairo, there is an omnipresence of police along the street (many with an easy view of my operating location). Picture a US person of Swiss and German descent (blonde hair, blue eyes) amidst a sea of dark-haired, brown-eyed, dark-skinned people. Add the current complications/ misunderstandings between people of different religions. You can imagine the scenario of suspicion to see a 20' yagi extending 15' beyond the 11th floor balcony railing in an environment where neighbors are encouraged to report their neighbors of suspicious activity in attempt to curtail terrorism and anti-government initiatives. Having valid ham license permission is but one variable in the overall complex equation. Under the current state of security, other scrutiny is applied to such situations. And given many people don't even know what ham radio is, ... you can have some appreciation for the perceptions and personal risk involved. So after trying to find a way to work many people and finding that I could not even decode some of the biggest world-wide 2m EME signals, it became apparent the best would be to cut my losses and stop disappointing people. Thank you for your understanding and I hope to see all of my 2m EME friends soon from a more suitable exotic DXCC location to help you work a new one.

Expedition-Preview

DF2ZC + DH7FB will activate a relatively rare DXCC on 2m EME (JT65) in April 2007. They will use 2 x 17 ele.

5Z Kenya: DL9MS and DL2NUD plan a 2m EME-Expedition in spring 2007. Mode: JT65.

9M0 Spratly: A large group from JA and 9M2 will be qrv via EME in JT65 from March 9th to 20th 2007.

A4 Oman: Some OPs from A6 will be qrv as A41MX/p in the end of Dezember on 2m via EME in JT65.

CT3 Madeira: CT3/DK2ZF plans a 2m JT65 EME expedition for March/April 2007.

NEWS AND INFORMATION

The following was copied from an ARRL bulletin. Please read carefully, especially the second paragraph..

ADDITION TO THE DXCC ACCREDITATION CRITERIA (August 11th, 2006).

ARRL Membership Services Manager Wayne Mills, N7NG, informs: For a number of years, it has been accepted practice to post DXpedition QSO information on a DXpedition Web site. Although this information is generally limited to callsign, band and mode, it has been useful in reducing the number of duplicate contacts in the DXpedition log. Publishing complete

QSO information, or information from which full QSO information can be derived, on the other hand, threatens the integrity of the QSLing process, and is unacceptable. There must be some information that the station claiming the QSO provides based solely on actually being there when the QSO was made. If complete QSO information can be derived from information based on the DXpedition log, the QSL manager's job can be much more difficult if busted calls are involved. To help minimize potential difficulties, therefore, the following restriction has been approved by the Programs and Services Committee, and added to the DXCC Accreditation Criteria, Section III.

"The presentation in any public forum of logs or other representations of station operation showing details of station activity or other information from which all essential QSO elements (time, date, band, mode and callsign) for individual contacts can be derived creates a question as to the integrity of the claimed QSOs with that station during the period encompassed by the log. Presentation of such information in any public forum by the station operator, operators or associated parties is not allowed and may be considered sufficient reason to deny ARRL award credit for contacts with any station for which such presentations have been made. Persistent violation of this provision may result in disqualification from the DXCC program."

F5VHX, Graham Daubney - K1JT, Joe Taylor - SV1BTR, Dimitris (Jimmy) Vittorakis:

It is a good time to follow up on the positive efforts made by the entire EME community about seven months ago (see http://pulsar.princeton.edu/~joe/K1JT/EME_Principles_and_Actions.PDF). We wish to bring the following clarification of the ARRL EME contest rules to everyone's attention. We asked the following two questions of Dan Henderson, N1ND, and Tom Hogerty, KC1J, at ARRL headquarters. Dan is the former ARRL Contest Branch Manager; Tom has just recently taken up this position.

1. Is "self-spotting" permissible for stations who enter in the Single Operator Assisted category?

2. Is active solicitation or pre-arrangement of QSOs by non-amateur means permitted during the contest?

The ARRL response is as follows:

"Self spotting is never permissible for any station - regardless of the

category. This is in the General Rules for All ARRL Contests: 3.14. In contests where spotting nets are permissible, spotting your own station or requesting another station to spot you is not permitted. Active solicitation by non-amateur means during the contest is also never permitted (except in the 10GHz and Up contest ONLY). This is in the General Rules for All ARRL Contests:

3.10. The use of non-Amateur Radio means of communication (for example, Internet or telephone) to solicit a contact (or contacts) during the contest period is not permitted"

We think that self-spotting is the best policy. If you enter the 2006 EME contest in the Single Operator Assisted category, please remember that passive use of loggers is permissible, as is the spotting of other stations; but self-spotting and the real-time arrangement of QSOs are not permitted by the rules.

In addition, we wish to remind you to include mode information (CW,digital, SSB) for each QSO in your contest log. We ask you to join us in spreading this information as widely as possible. Best wishes to all

ONCE THERE WAS A CHAT ABOUT (Chats of common interest in INTERNET)

Control box (W4SW): I have been using a home brew control box incorporating an ARR Model TRS04VD sequencer and manual tx-rx control. It is in line with the mike cable. I built it when I was running CW only. I would like to take the PTT signal from the sound card interface (as generated by WSJT) and use it to key a sequencer (rather than the transceiver). Does anyone know of a commercial product built to do this? If not, what are most of you using to key your sequencer?
W7ALW: I use the "Rigblaster Plus" here. I broke the PTT line inside the box and connected it to a RCA jack that I installed in the top of the box. I run a phono cable from that jack to either of two sequencers I use. For CW or SSB I disconnect the phono line from the Rigblaster and couple a foot switch to it. The way I have it configured I cannot TX without being in proper sequence. I imagine that you could do the same thing with any controller that has a PTT line.

Fibreglass (N6KK, Joe): I tried adding a second horizontal 2M5WL using some thick walled 1 1/2" fiberglass tube as the horizontal cross-boom. Even with a 8' solid fiberglass insert in the middle of the 14' span, the antennas droop and swing around way too much. So, some basic questions about the need for non-metallic cross booms and potential alternatives. The array is intended for primarily 144 MHz EME/MS and not terrestrial work.

What are the disadvantages of using vertical polarization for the antennas (besides losing the 3 db ground gain when pointed at the horizon)? Since most EME setups use horizontal polarization, will vertical polarization on my end result in a significant polarization mismatch? Or is it all pretty much random polarization depending on polarizations changes along the EME path anyway?

Assuming there's a good reason to go with horizontal polarization, how much pattern distortion is introduced by a metallic cross-boom with horizontal antennas? How far must horizontal antennas be from horizontal metallic objects to reduce the interactions? For example, can the center of the cross-boom be metal and the last few feet be non-metallic and still avoid potential interactions?

And finally, assuming a horizontal antenna and non-metallic cross-boom of some sort, doesn't running the coax along the antenna boom and then over the non-metallic cross boom essentially nullify the value of a the non-metallic cross-boom? It seems to me the coax shield is metallic and can potentially have similar effects on antenna pattern as a metallic cross-boom.

On the surface, the best solution for me would be to use vertical polarization on the antennas with a strong metallic cross-boom and run the coax along the cross-boom. I suspect the optimum solution is horizontal polarization with a completely non-metallic cross-boom with the coax dropped vertically for some distance and then run to the tower. This is probably

EME 101 for most, but I appreciate the education from the experts in the group.

W8PAT John: I use metallic cross boom with 24 inch fiberglass tips. That way there is no metal inline with the antenna elements mounted at the ends of the cross booms. As I transmit I can rotate polarity from horizontal to vertical and see a very slight change in transmitter load (less than 2%) as I change polarity. I attribute this change to interaction with the crossboom, but with the nonmetallic tips it is insignificant. With a totally metal cross the change would be very pronounced. My antennas are spaced 12 feet apart, so the metal boom is 8.5 feet long and the fiberglass tips are 2.5 feet. They overlap 6 inches and the antennas are mounted at the extreme tips or the fiberglass. The center of the antennas ends up 3 inches from the ends because of the space needed for clamps. None of the antenna elements are in the direct path of the metallic part of the cross boom, however, because of the close proximity there is a small interaction. I have used this arrangement for one and half years and have not noticed any drooping of the 1.5 inch thick wall fiberglass tips.

Fibreglas (W1PL, Wilt): Hello everyone, I have aquired some nice 3in hollow fibreglass to use as a non metallic mast with two 12el yagis side by side with elevation.

Would any of you know of a pourable resin to fill the hollow section making a solid rod? Something that isn't "space age" expensive. As this will be used at the sea shore in Maine I feel I need the solid section rather than the hollow.

N6VMO (John): I used two 4.5' sections of 2.5" PVC pipe and inserted a wooden closet pole (dowel) inside them. The dowel fit almost snug. Then I alternated screws long their length to further strengthen them against warping. These two sections are inserted 1' into each end of a 7' section of aluminum stock to give me the required 14' horiz. stacking distance. You can view this setup at www.n6vmo.com. Look in the N6VMO Stacked EME Array folder.

Yagi elements (W1PL/3, Wilt): Would anyone comment on the difference in length between yagi elements insulated from the boom and those that are not? That is: assuming the same material, is there a set factor (percentage) that one will be longer or shorter? Or does the overall design take precedence making each antenna a special case?

PE1ITR (Rob): Here you find some usefull info on the subject: <http://www.ifwtech.co.uk/g3sek/diy-yagi/#BoomCorr>

Gamma match (VE7SL): I'm wondering if anyone is using a yagi array with gamma-matched driven elements? I'm planning a small bay of four and was hoping to avoid the ~4 / .5db losses of 4 separate baluns. I know the gamma match is claimed to cause pattern-skewing because of it's non-balance, yet I believe it has been successfully employed in many large arrays (W7FN's 16 yagis for one). I recall W6PO also claiming that he could find no evidence of pattern skewing from any gamma-matched system that he employed. How big an issue would this be in a small bay of four? Perhaps more is known about the true nature of the g/m than was known 25 years ago? It just seems to be a lot easier to build and weather-seal a small coaxial sleeve type gamma arm capacitor than it would be to build and seal four baluns, especially if I can avoid

the losses incurred?? I believe the present "flavor-of-the-day" T-match, which appears to be a balanced gamma-match, would solve the balance problem (if one really exists) but then I'm back to baluns again. If you have used a g/m array, with or without problems, I would love to hear about it.

WB5UWA (Jim): When I was very new to 2M EME, I thought it was an opportunity to try a lot of innovative ideas. The trouble with that idea was that pretty much everything that I could think of had already been tried. After some 30 plus years of EME experience living on Moon-net, it became evident with few exceptions that the best thing to do was simply copy what is successful over and over and over again. I DO have a bit of experience with the gamma match and have found every time there is plenty of RF flowing on the shield of the feedline. Unless you are really QRP, you will find that the minor lobes that feedline pick-up can produce will degrade your RX in the presents of inevitable noise (In case your QRP, your RX won't generally limit you). Not sure where you got your balun loss numbers. For the common teflon coax, I think something between .1 and .2 db is more likely. That is a price well worth paying to know that you have the predicted pattern in my opinion. If simplicity is your aim, there are some time tested 50 ohm direct feed designs out there and some common methods in use to minimize feedline radiation, for instance, F9FT tapes the feedline to the boom after 1/4 wl. SM5BSZ uses ferrite. In the case of the gamma match there is still plenty of RF exciting the boom as well as the feedline so, really both should be decoupled. Kind of puts the gamma match out of the running for a serious EME array and yes in the early days a lot of less than optimum arrays DID make contacts. If you are really keen on the gamma match idea, you will probably still make a LOT of EME contacts with it. I made a few contacts with a 4 element Cushcraft yagi and it DID use a gamma match. As far as how much it might hurt to use a gamma match on a small array compared to a large array, the major lobe on a high gain yagi tends to dwarf the minor lobes. On a small yagi, the minor lobes can be substantial. Either way, increasing the minor lobes (gamma match) can have a noticeable impact on the minor lobe structure. Why risk it? I purposely sacrificed 1/2 db of gain to have about a 5db lower sidelobe structure. G/T is exceptional. Boom length is 20 feet and pattern mimics the 10JXX16 with its 30 foot boom. The point is, that I WANT low sidelobes to reduce Urban noise. You can see the details of my balun feed T match array at: <http://www.gm4jji.co.uk/WB9UWA/details/index.html>

<http://www.gm4jji.co.uk/WB9UWA/index.html>
I seal exposed RF connections every few years with Clear Krylon spray paint. I don't think teflon coax in balun use will suffer water issues when soldered in (Rf connectors can collect water).

OZ5/Q (Kim): Just FYI - you DON'T have FOUR losses to calc with when using etc. 4 x gammamatch. You only need to use it ONCE - it will say, that you must calc with - - 0.1 dB loss. Second why not use a "double gammamatch" - I mean use a T - match, with no caps, just mechanically. small change.

IC746 (G4YTL David): My IC746 still drifts during transmit (e.g. during JT65) despite fitting the loom OXO and adding cotton wool. Any other ideas gratefully received.

K0AWU (Bill): To David and others with this problem. I tried the cotton balls and in the end used a few, but not many. What I did do was to take a small CPU fan that is about 4cm square and I mounted it on a small aluminum plate. The fan is "freestanding" and I set it on the desk next to the back right hand corner of the 746 blowing under/behind that corner I have NO drift anylonger as long as I remember to plug the fan in.. VERY stable on JT65b for EME at the 50watt output level driving the 8877 for hours at a time.

TREASURY INTERNET

W6/PA0ZN: Al corrected the dates for upcoming contests:
<http://www.nitehawk.com/rasmit/em70cm.html>

New list server for Winrad:
http://winrad.org/mailman/listinfo/winrad_winrad.org

N1BUG Web <http://www.g1oggy.com/www.n1bug.net/>

WSJT web site (K1JT Joe) I have placed the following on the WSJT web site: 1. Russian translation of the "WSJT6 User's Guide and Reference Manual," by Ivan Aldashkin, RL3DO (with thanks to Dmitry Dmitriev, RA3AQ).

2. Italian translations of "The JT65 Communications Protocol" and "SimJT User's Guide" by Giorgio Marchi, IK1UWL.

3. A number of articles and presentations on or about WSJT. All of these things can be found at
<http://pulsar.princeton.edu/~joe/K1JT/Documentation.htm>

2-m-Newsletter (DF2ZC Bernd): Some probably didn't believe it any more but...the 144 MHz EME Newsletter is back. It is no longer distributed via email but can be downloaded from www.df2zc.de by choosing the menu option "144 MHz EME Newsletter".

EME Conference (DF6NA, Rainer): I've put some pictures on the conference page: http://www.eme2006.de/eme_pics.html

VK3UM EMECalc Version 3.00

<http://www.v61alc.com/downloads/software/vk3um.htm>
New features:

- an added option of selectable (and separate) data files for both Home Station (TxA) and Dx Station (TxB) you can now mix and match between your and any other stations performance should you desire)
- enhanced on screen help for both the EME Station and Receiver performance calculators.
- enhanced and refined (accuracy) of coaxial cable options (Receiver performance).
- Receiver performance calculator now defaulted to pre-amp selected. (minor change).

I would hope that the additional on screen help will explain the nature of some of the parameters and guide those not fully conversant with their meaning, or their implication, to seek additional reading. The use of the calculator for yagi calculations should hopefully have become more clear. VK3UM

Moon tracker: www.f1te.org

2m CW DUBUS Activity Event, 1st Quarter 2007

Sat 06 Jan 2007 05:00z-08:00z & 19:30z-22:30z

Sat 03 Feb 2007 04:00z-07:00z & 18:30z-21:30z

Sat 17 Mar 2007 05:00z-08:00z & 11:30z-14:30z

EME News

70cm & up

Editor: Bernd Wilde, DL7APV

Intro

In this issue my space is *very limited*, so I tried to cut here and there to get all news into this column. All pictures were cancelled, hope to bring them next time. Two major events we focus this time are the EME conference and the ARI & ARRL I contests.

After the first part ARRL we had a big discussion about (self-) spotting and the rules. The regulations for 2006 say clearly:

3.14. In contests where spotting nets are permissible, spotting your own station or requesting another station to spot you is not permitted.

3.10. The use of non-Amateur Radio means of communication (for example, internet or telephone) to solicit a contact (or contacts) during the contest period is not permitted.

Several stations (also winner of last year) ignored the rules. Maybe they want not take part this year. My private solution is to make a new category "open class" with absolutely *NO rules*, but the proposal with the highest agreement so far is from *K5GW*:

One weekend for cw only operation. One weekend for digital only operation. Again, hopefully bi-mode operators will all work both weekends. One weekend for ywave all mode. So please whatever you think, send your comments to the ARRL with your score and let's see what they do for next year. You can send your comments and pictures to the contest soapbox by following this link www.arrl.org/contests/soapbox/

Leif, SM5BSZ wants not to separate the contest into JT&CW weekends. He believes that the separation between modes will increase CW activity is shortsighted. In the long run he is convinced that the effect will be the opposite. It will kill CW as CW capable EME-ers do not live for ever. For CW to survive as a mode there has to be a recruitment of new enthusiasts. In the past the main road into EME was occasional contacts with the big guns that any decent terrestrial station could do. Before JT65 a really big antenna was needed to work small stations without elevation. Once the complete separation between CW and digital has happened, the reason for anyone to build a big EME antenna will have disappeared. At least on 144 MHz. For JT65 there is no need to have more than 8 yagis. This will be more than enough to work every station that cares to participate in the JT65 contest. Before wsjt I think most EME-ers were dreaming of a really big antenna. A few actually made one. Today I do not think digital operators find this dream natural.

EME-Conference 2006

We had 140 participants and 52 accompanying persons which totals to 192. A list can be found at www.eme2006.de/part.htm?size=1024

The conference was an outstanding success. There was no less than 5 VKs, an OA4, some JAs and a total absence of W5s. The technical and "family" programs, hotel, food were excellent. Wurzburg certainly was an excellent location. I really enjoyed the people, just a great group of people! Rainer should be very proud of the outcome.

There were no less than 5 proposals locations for the 2008 conference including 2 in the US, Australia, and Japan, and the overwhelming favorite choice of Florence Italy.

There was discussion of the practice used to set the transmitter frequency for a sked. The group was 100% behind the continued practice of setting the tx sked frequency WITHOUT any compensation for Doppler. Of course in responding to a CQ they would use the mutual Doppler value to correct the tx frequency.

There was NO discussion of the standard use of circular polarization above 13 cm, although one of the conference papers does discuss experimental results that show benefits. Thus the endorsement by previous conferences of circular use remains.

There was a very interesting presentation by Joe K1JT on JT65 and he has made some improvements that should make it usable at 13 cm. There was a group Alberto I2PHD (Spectran), Leif of LINRAD fame, and Jeffrey WA6BKL who are looking at producing a high performance SDR receiver with notably some code that will attempt to reduce the spreading of microwave EME signals. Barry, VE4MA
Hope to meet you in Florence, Italy in 2008!

The listed NF data measured at EME2006 and published in the Sept. 2006 issue of the 432 MHz and Above EME NL were incomplete. Here are the numbers in a spreadsheet:

www.nitehawk.com/rasmit/NLD/nf_eme2006.xls

It was very pleasure to meet all of you. Special thanks to Rainer for his GREAT JOB!!

A couple of pictures you can find here:

www.ok1dfc.com/About/eme06/index.html

www.pa3csg.hoeplakee.nl

ARRL Part 1 432/1296

DL1HYZ worked the following (14/15.10.2006): RW1AW, K5JL, OZ4MM, LA9NEA, HB9Q, OH2DG, SM4DNA, HB9BBD, OK1CA, G4CCX. Thanks to all had a good weekend! 73 and see you again Uli. Rig **1296** MHz: 3.1 m dish 900Watts.

DL9KR: worked **64x30** on 70cm. 3 init, K1WHS, JH1KRC & UZ5DZ [may be same as UT5DL?] K1WHS was 579 on his moonrise.

EA3DXU on 432 MHz: the activity was low (40% as was 10 year ago CW is still the dominant mode, JT65B is growing). Josep runs in "Assisted class" He completed 66 QSOs (same as ARRL 2005), 14x432. All absolutely random (old CW style). I see Faraday lookout for some periods, on 432 it was impossible to work Andy N9AB. I received a lot of QRM/QRZ, but no QSO. 73 de Josep

HB9BBD K1RQG had a great signal on **23cm**! My qso number is **68**. My initials counter went up by 9 and is at

250 now. Did not compile the multipliers yet. I missed some who just have been on the band for a moment. Again, the contest was superb regarding activity but painful regarding the single op duties in length. My window is finished at approx 30deg to the west which limits my time on the W-window considerably. The strongest station on the band was clearly HB9SV with his TH347 in the dish. He is peaking at 40dB above noise here. I am not sure whether I will be on for the second weekend in November. I may be picking some but I somehow lost interest in competitions like the ARRL contest which I won 3 times. 73 Dominique

HB9Q did NOT participate at the ARRL EME Contest. We will send our logs ONLY as CHECKLOGS to the ARRL. We enjoyed very much working many old friends and several new initials on all 3 bands. On 432 we were using 65% of the time CW and 35% JT65. On 1296 we used 100% CW. Tnx to all stations calling us, the ones we worked and the ones we missed. Vy 73 Dan

FR5DN was disappointed in the ARI contest! He hoped for more activity on the contest. He was on from 1830 to 2400z and only worked 5 stations on 432. JA6AHB, JA9BOH, RW3PX, 7M2PDT, and DL5FN. From 2233, last qso, to 2400z, hoped for some EU but no one was there. In ARRL he worked 22 stations so far on both moon passes. First pass ended with 16 qso, so he was waiting for more contacts on the 2nd pass. But only 6 qso during all Saturday night/Sunday morning. Found cdx too be very difficult on 2nd pass, with much faraday and libration. 73 - Phil

G3LTF On 432 I made 29x23 with CWNR, EA3DXU, SM4IVE, KE2N and UA6LGH. I also heard UZ5DZ. Conditions were excellent Saturday night but only average on Sunday. On 1296 I made 50x28 with CWNR LA8LF, W2BYP, W7UPF, JA8IAD, JH5LUZ, EA3UM, ES5PC. Heard working "Biggies" but I never heard them call CQ were SM5LE, UA3DJP, UT3LL, DL1HYZ, DL2HWA. Thanks to all for a nice bunch of QSOs. 73 Peter

G4CCH 1296 Conditions seemed very good during the contest, but like G3LTF and others have reported my echoes seemed weak at times yet reports from other stations seemed OK, strange. There was plenty of CW activity, but JT activity was very low and difficult to find. Like previous years there were one or two illusive stations. Maybe they will reappear and stay around for longer next time, to give the rest of us a chance. I was active for about 20 hours over the weekend, this left little time for sleep, and I found myself falling asleep at times in front of the rig, contesting can be very tiring, especially for us older guys! My activity was predominantly on CW, but I did make a few QSO's on JT65c. Contest score so far - 64x34 on CW unassisted. Good luck to all, and have fun! Howard

K1RQG: someone answered my CQ from 0730z to 0740z and I just could not dig the call out. apologies, I would like to know who it was! Had a blast on 23cm EME. 60 contacts and 31 initials. 6 SSB QSOs included. I found that the station in question above was UR5LX. I found late in the contest that I was not tuning far enough off my frequency, so for those I missed, I will look more closely in November.

K4EME 432 had high hopes going into this years contest, but was hit by Murphy. He climbed the tower 5 times to work 5 stations for the first round, this is a new record. The second day the conditions did not seem very good at least compared to the first 30 minutes of the contest on the first day. I was able to finally complete with OH2PO, N9AB, DF3RU, and KE2N. I heard many more stations but could not get their attention. I came very close to working Jimmy, SV1BTR but he suddenly disappeared. 73, Cowles

K6JEY Had a good time on 432 last night 10/15. Got up at about 9:30z and heard DL9KR through the trees 589 in the clear. Also worked NC1I with 569/589, OH2PO 559/589, and DF3RU O/O. I heard one other station but couldn't copy. My brain gave out about that time as well. All the gear ran ok. I was hoping for more activity. I miss K1FO's beacon at .010. Conditions were ok. Strong signals with very deep fades. 73 Doug

N1BUG is back on 432 after many years with 8x21 fixed H, open wire, 500w. Condx seemed good the first pass; poor the second pass with polarization lockout to Europe, but it was fun! Worked: OH2PO, DL9KR, HB9Q, NC1I, VE6TA, KL6M, G3LTF, OE5JFL, DL7APV, N9AB, W8TXT. Heard but not able to work many, including K1FO, DL1YMK, FR5DN, DF3RU, SV1BTR, KU4F, K4EME, KE2N, K2UYH, UA3PTW, OK1DFC, G4RGK, 7M2PDT, HG1W, K6JEY (I think Doug was the smallest station heard? Easy copy, RST 439). I need more power. I am interested in skeds with anyone who might want to work me. My western window is impaired by trees below 40 degrees elevation. 73, Paul

NA4N 23cm worked the following: F6KHM, SM4DHN, K5JL, HB9BBD, K5GW, G3LTF, G4CCH, K2UYH, SM6CKU, N2IQ, OK1KIR, on 10/14/06 and HB9SV, OK1CA, OE9ERC, OZ4MM, RW1AW, LA8LF, VE6TA, OZ6OL, LA9NEA, OK1DFC, K4QI, and K1RQG on 10/15/06. K5JL had the best signal at my QTH. I want to thank LA9NEA for his patience a difficult QSO, but managed to complete it. The new ones were RW1AW, LA8LF, LA9NEA, SM6DHN, and K1RQG which by the way had an outstanding signal. Thanks to all had a good weekend! Greg.

SM2CEW: worked about 55 stations so far in contest.

VE6TA Probably had the best weekend ever here in an ARRL EME contest. Being in the far west usually makes it quite difficult when the Euro's tend to lose interest after a few hours of operation and with the lack of stations in NA and Asia. Did manage to stay awake and operated on 432 CW the first pass and 1296 CW the second. New initials were N1BUG #116 on 432 Mhz, and K1RQG #132/LA8AV #133 on 1296. Every year the signal strengths on both bands continue to amaze me. It is getting to be that it is not a weak signal contest anymore, with the average station pounding in here 10 to 20 db over the noise. Many 579's and 589's were given out and almost all stations were speaker copy. Total on 432 is 23 x 18 so far. 1296 yielded 40 x 27. Hope to dig a little bit deeper in November for those I may have missed due to QRM or timing. 73's Grant

VK3UM managed 58 QSO's, on two bands, in 5 hours total effective operating window.

W8TXX: 432 Had a good weekend. worked 12 during contest, had fun, and no major problems. K1FO, N1BUG & JA6AHB for initials. 9 got away: FR5DN, KU4F, DF3RU, OE5JFL, SM3AKW, 7M2PDT, K4EME, SV1BTR & K6JEY.

ZS6AXT: On Sunday 7. October I worked on 23cm : RW1AW, VK3UM #215, LA8AV #216, ES6RQ, SP6JLW #217, G4CCH, LA9NEA, SM4DHN, G3LTF, ES5PC and OE9ERC. Heard VK4AFL, DF9QX and some weak stns. Not much activity, good signals in perigee. Then on 14. October I worked OK1KIR, LA8AV, HB9BBD, LA9NEA, G4CCH, SM3BLN, K1RQG, IW2FZR, SM6CKU, RW1AW, SP6JLW, G3LTF, SM2CEW, K5JL, SM4DHN, K5GW, N2IQ, K2UYH. On 15. October then VK3UM, HB9SV, OK1CA, OK1DFC, OE9ERC, JH5LUZ, HB9Q, JA6AHB, DL1YMK, IK3COJ, OH2DG, LA8LF, OZ6OL, F6KHM, VE6TA and OZ4MM. Heard: N2UO, EA3UM, W1DRZ, RW3BP, OH2DG. On first day and IK1MMB, DL4DTU, DL1HYZ, DL2HWA, VA7MM, UA3DJG (?), NA4N, W5LUA, some of these CWN. especially IZ1BPN who did not have RX? Conditions were not as good as the previous weekend, but still not bad. 73 and GL, Ivo

432 & up (net) news

CT1HZE made his first contacts on 432 with DL7APV and HB9Q (both JT65). Joe is running 1 x 23 ele Flexa and 100w. He will upgrade to 2 x 23 ele soon but no el.

DD7PC made his first contact on 432 on 2. May (JT65) with HB9Q. He is using 1x16, 120W, 8 degree fix elevation. Tnx fer info Marco

Maximo **EA1DDO** made his first EME contact! His conditions: Kenwood TS-2000X (50w, No Amp), antenna 7031DX Hy-Gain, no elevation, no preamp. Loc. IN53ui, about 90m over the sea level. It is a field house. On August 13 2006 at 22:42, he wkd Dan HB9Q, on sked in JT65. In less than 15 minutes we got OOO at both ends. His best was -24db. I want to thank Dan for the chance to do my first 70cm EME QSO. Also to thanks to my friend Gabriel EA6VQ for his help. If anyone wants/needs IN53, I accept skeds by email. Thank you. 73, Maximo - EA1DDO. EA1DDO@Hotmail.com

G8VHI, Reg has now got the 70cms 4 yagi's system qrv. He has 70watts at the feed to 4 times 23ele wimo. Reg is waiting for his first contact on 432.

G4ZTR: I have erected a small 70cms array to see who I can hear and work. Yesterday I had my first 70cms eme qso on JT65 with Dan HB9Q. I have 50w in the shack and 4 x 21 ele with elevation. Regards John

K2EVW, Richard in EM96ss is planning to be on next year on 432 MHz with 8 k2riw 19 element beams.

K3JYD: I am about to put up a 4 x 19 array of Rutland array yagis for 70 cm. Fletcher, FM18

K4TO will come up soon on 432.

K7XC moved to DM09nm and will be qrv soon.

K7XQ I may no longer be pursuing 50 MHz or 10 GHz I will further pursue 2304 and 432 EME further. Jeff

KL7HFQ: Am still alive and will find more time to get on. Haven't been too active lately on the moon. Did work K5SO this past week. Been working on the house and getting ready for the winter here in AK land. Roger

N1KI will soon be QRV on 432 with 1KW and 2 X 9WL.

N8CQ: have spent a lot of time trying to get on 70cm EME and does agree the need for more activity on 70cm EME. We as a group, need to encourage more activity on all bands.

RN4AT is the new call of RA4AOR, he will be qrv 432

SM4IVE: took down tower and plans to do more work on EME stuff. SM4DHN will be visiting to help with welding on new dish.

SP7DCS has on 70cm 4x25el. + 120-150W at shack. VY 73 ! de Chris

SV1AWE Due to new family new QTH I must temporarily QRT. No new grid from the new qth. I hope to be qrv with new antennas in October 2006. See u later again on 70cm EME. 73 Bob

W4TJ: has a VE4MA with polarizer built in and working also working on a dipole feed for 70cm. [2 V & 2 H]

ZL1WN is planning activity on 432 EME soon.

Alex **RW1AW**, has now finished his new EME Station. On a special under construction to spread the load on the roof he has now several towers with: 4x18 XP - 2M, 8m h.b dish 70/23cm, 6m h.b dish 13/6cm, 6m solid dish 3cm, 2.4m offset dish 1.2cm. After two years of hard work without holidays and a heart attack, Alex is now fully qrv on all bands and very active. Alex wkd on 10GHz July/Aug: DF9QX, GW4DGO, I4BER, DF9QX.

In Sept he started EME on 6cm band: very nice QSO Sep. 08 with Charlie VK3NX - my first 6cm EME initial, Sep. 9-10 QRV in ARI CONTEST and QSOd on 3cm: HB9SV #, IQ4DF 57/54 SSB and DF9QX, On 13cm band - good QSO with Grant VE6TA. 23cm band in ARI CONTEST: G3LTF, IW2FZR, SM5LE, OZ6OL, JA6AHB, IK3COJ, DL1YMK, G4CCH, ES5PC, IK2RTI, K5JL, W6IFE 599/599, K2UYH, IK2MMB. Very much it was pleasant to work September 16-17 in ARRL SHF Contest: on 3cm and 13cm bands - all QSO random.

On 3cm: F2TU, IK2RTI, IQ4DF 58/57 SSB, DF9QX, G4NNS O/RO, F5JWF, WA7CJO 58/58 SSB, F5JTA, LX1DB, W5LUA, DL0EF, GW4GDU, HB9BHU, F3VS, OH2AXH, WA6PY. On 13cm: G3LTF 56/55 SSB, F2TU, OK1CA, OH2DG, OK1KIR, G3LQR, OH2AXH, ES5PS, RW3BP, K5GW, W5LUA, HB9SV, WD5AGO, VE6TA, DK7LJ 57/57 SSB, K2UYH, LX1DB, 56/55 SSB, DL4MEA, F2TU 57/57 SSB, WW2R and Sep 21 - very nice QSO with Greg NA4N on 13cm band. QSL Address: Alexander Boreysha RW1AW, St.-Petersburg 194358, pr. Engelsa d.143/1 kw.12. RUSSIA, vy 73 Alex <mailto:rw1aw@appello.de>

23cm

KJ6HZ and **WA6QYR** had a great time operating W6IFE at the Owens Valley Radio Observatory (OVRO) 40M dish. We had planned to work both 10 GHz and 1296 but had trouble receiving on 10 GHz. Sorry to all those who were looking for us on X band. The smallest

station we know that we worked was 2.3M dish and 100W. We would like to hear details of other QRP stations that worked us or tried to work us. Thanks to everyone that called. Thanks also to Mark, Chuck, Doug and Dennis who worked so hard to make this possible.. 73, John KJ6HZ for the **W6IFE** crew Ops: KJ6HZ, WA6QYR 40M dish, 60W www.ham-radio.com/sbms/ovro/ <http://www.ovro.caltech.edu/> Full story see November NL from K2UYH

LA9NEA wkd: 8. Sept G4CCH, LA8AV, 9 Sept. G4CCH, IK2MMB, OZ6OL, IW2FZR, RW3BP, W7BBM, K5PJR, F2TU, W6IFE, VA7MM RO/M. 10 Sept. ES5PC, K2YUH, K5JL, LA8LF, G3LTF, N2UO, IK3COJ, DL1YMK. 180 watt@feed 5.3 m dish. 73 Viggo

OZ6OL was QRV in the ARI contest on 23cm. Wkd the following fine EME stations in Random SSB and CW: G3LTF, IW2FZR, LA9NEA, IK2MMB, K5PJR, W6IFE, DL0SHF, SM5LE, IK3COJ, RW1AW, DL1YMK, G4CCH, ES5PC, JA6AHB, K5JL, LA8AV, K2YUH, N2UO, VK4AFL, and G3LQR. 73 Hans (5m Dish & h.b)

2320 MHz

DL4MEA has now his dish at home, after several years DL4MUP was using it on 23. A repair at the 40 year rotator took a while, so first operation was at REF contest were 7 stations could be worked.

In August at the preparations for the ARRL contest the driver died. Now he is using one of the well known Nokia modules as driver and two at the PA. An old problem was the diagonal wave guide feed what he was using for years. After the article of W1GHZ about the super VE4MA feed it was clear to build such a feed with a septum polarizer. The biggest problem was to get a drawing for this feed, even the author had none. But Günter could solve the problem and mount of the feed was just in time the night before the contest. The RX seemed better, but measurements have to ensure this. Günter worked in ARRL again seven stations: OK1CA (539/539), OH2AXH (539/549), G3LTF (559/549), ES2PC (539/O) initial, RW1AW (O/O) initial, F2TU (O/549), OK1KIR (O/O). Günter ist the only station from DL on 13cm. On 2304MHz was the major activity. Hrd were W5LUA, OH2DG, K5GW, OE9ERC & HB9SV. Rig: 3m dish, f/D=0.475, NE144-preamp DJ9BV design, DB6NT-Transverter, PA-driver MRF21120, PA 2xMRF21120, 7m Cellflex 7/8, FT847 IQ-Mischer YU1LM + Winrad von I2PHD. Günter will extend the dish to 4.75m, the feed will do it. Also 23cm will be activated again in the future. 73, Günter

G3LTF ARRL contest. That was a pretty good weekend on 13cm, my highest score ever 25x16 and 3 initials. The only got-aways were W9IIX called several times, NA4N (no 2320 receive), DF3RU, heard briefly on 2320 with a good signal, JA8ERE and LX1DB who I know was around but missed. The PA at the dish giving 250W at the feed is a big improvement. Good to hear Gerald K5GW on the band but the overall showing from the US is pretty poor, if another 3 or 4 states had the Texas level of activity it would be really good. WD5AGO & NA4N had better signals than last heard them. 73 Peter

NA4N: ARRL Stations worked first day: SM4DHN, F2TU, HB9SV, W5LUA, K5GW, ES5PC second day OK1CA, OK1KIR and K2UYH. Had bad wx the first day it rained during the night and signals didn't seem as strong as the next morning, but not many stations on the second day. A few stations that got away: WA6PY, OE9ERC, OH2DG and several others that were incomplete contacts. I would like to see a second 2304 weekend myself. Greg

OK1CA: my score on 2.3 GHz 26x20, 5 initials, I missed LX1DB, DK7LJ, JA4BLC and I called many times JA8ERE. I worked on 10 GHz only IQ4DF and I broke my power for TWT PA during QSO with F5JWF. I had strong wind during the both days. 73 Franta

RW3BP Back to 13 cm after my first QSOs 7 years ago (1.65m dish). Score is 18x14. All random. 16 initials RW1AW, OK1KIR, G3LTF, OH2AXH, PA3CSG, OK1CA, K5GW, ES5PC, HB9SV, F2TU, G3LQR, OH2DG, SM3AKW, K2UYH, WD5AGO, WA6PY. 2.4m offset dish. Lower part of dish is expanded by mesh to reduce interference from digital links. 250W in the feed. 73 Sergey

VE6TA reports bad weather and Murphy over the jwave contest. It all started well with 14 stations worked during the European window of the first pass. Than he had water in the el-control and a bad Power supply. Got on for the last JA window with reduced power using batteries but only heard a JA8? for one sequence then he left. Stations worked were: W5LUA, ES5PC, F2TU, OK1KIR, RW1AW, OH2DG, SM4DHN, K5GW#, WD5AGO, OK1CA, HB9SV, WA6PY, G3LTF, OE9ERC. I also heard RW3BP, WW2R, and NA4N, but no chance to call them. Tnx to all. 73's Grant

5760 MHz

F2TU On August 23, 05:05, qso **VK3NX**, 529/559, 16445 Kms, new world record on 5760 MHz. Very easy qso! Charlie wrote: Hello Philippe, many points to discuss! Tnx very much for easy qso! Your signal was tremendous and I had a friend in shack (Chas VK3PY) who was amazed at the signals and that we exchanged the rst reports. You peaked 579. Better than 40m contact HiHi !! If I have 3-4 dB more power a SSB contact is possible? 73 Philippe

10 GHz

DF9QX is now qrv with 2.4m dish and 35w on 10 GHz eme. Sun is 14.5db and moon is 1.5db. I am very interested in skeds at elevation not lower than 33deg when the moon is at 180 deg !! 73 cu on the moon, Matthias

F2TU ARRL contest

2.3 GHz: good contest, 27 qsos with initials K5GW 57/57 ssb #53, PA3CSG #54.

5.7 GHz: always also few stations, 5 qsos but initial ES5PC O/O #19, first F/ES on 5.7 GHz.

10 GHz: bad conditions, rain and fog, very spread out signals 150 – 200 Hz. My echos 15db 14th & 15th, only 7 db Sunday, sometimes less. Power and Ground/Sky were normal. Saturday, 1 hour traffic medium propaga-

tion, good the first qso with RW1AW 559/559. Qsos Sat. RW1AW, F5JWF, Sunday, (day without Sun!), IQ4DF, DL0EF, F5JTA, WA7CJO, LX1DB. Copied IK2RTI, DF9QX, HB9BHU, WA6PY, OK1CA, OH2AXH, WA6PY. Thank you at all the stations which called me and afflicted for the missed qsos. 73 Philippe

F5JTA: for my first ARRL participation on 10G I am really pleased to complete 11 contacts with following stations: 16/09/06: F5JWF, DF9QX, IQ4DF, DL0EF, W5LUA, LX1DB, RW1AW, WA7CJO, 17/09/06: HB9BHU, F2TU, WA6PY. 6 new initials, 18 initials since 13/02/06. For my point of view, conditions were degraded compared to previous WE. Path losses of course but RS conditions too in European side. I am sorry that some European beacons not fall in my list as OK1KIR or F6KXS. Thank you all for your participation and the great pleasure you gave me. 73 Guy

F5JWF: September 2006 was an interesting time for EME on 3cm because two contests took place. Very good weather for ARI on Sept 10th with a good moon. I worked F6KXS, F5JTA, F2TU, WA7CJO and WA6PY. No surprise, my TWT is now very stable with low helix current optimized with small magnet on the body of the tube. It is time to modify something to give some red hot pepper on this recipe. One week later I was active for the ARRL contest. Reasonable conditions and stable weather on my side although the -2dB excess loss. I worked F2TU, RW1AW (initial), IQ4DF, F5JTA, WA7CJO, W5LUA, DL0EF, WA6PY. 73 Philippe

IQ4DF wkd in ARRL: RW1AW, F3VS, F5JWF, DF9QX, GW4DGU, F5JTA, DL0EF, WA7CJO, G4NNS, I4BER, W5LUA, LX1DB, WA6PY, HB9BHU, OK1CA, F2TU, OH2AXH. 73 Vico i4zau

WA6PY was active on 3 and 13 cm, sharing limited time of operation time with SAC-CW contest on HF. On Saturday my TWT protection tripped and I was forced to insert 3 dB pad at the TWT input. I could not investigate what was the reason during the night. On Sunday the problem disappeared. QSOs: IQ4DF, RW1AW, HB9BHU, F5JTA, F5JWF, DL0EF, WA7CJO, On 13 cm: G3LTF, OK1KIR, K5GW, OH2AXH, OK1CA, HB9SV VE6TA WD5AGO RW3BP, K2UYH. 73 Paul

Expeditions

WA5WCP's DXPECTION STORY: The system consisted of a 10' 0.4 f/d TVRO dish, IC-910H with 30 W DEM brick driving 4 X 7289 PA with 300 W out, 0.25 dB NF W7CNK preamp, square septum feed with round scalar ring on a 17' trailer and Chevy 2500 3/4 ton Pickup, over cab camper. WA5WCP activated on a tour starting 9 Aug several states on 23, as: RI, CT, VT, and MA (23&13cm). He arrived safely back home on 25 Aug with a total travel of 4,145 miles, 102 contacts on 1296 CW and 8 contacts on 2304 (and a oneway on SSB). 13 countries and 10 US states were worked with a total of 32 stations participating. Thanks to everyone, it was a really excellent way to spend my vacation. I am now planning my next portable EME for 2007. Full story see NovNL by K2UYH. Some pictures in the Microwave USA column in this issue.

406EME: Bodo (DL3OCH) made Montenegro qrv on 23 cm and partial 70 cm EME. The 23cm operation was success from T9, 9A2 and 406, on 432 the rig and condx made it only for HB9Q possible to work Bodo. More in next issue

C6A: DL3OCH plans to be qrv on 23cm and 70cm EME from Bahamas from Jan. 3rd to 9th. For details check: <http://www.qsl.net/de/member/na219/>

HK1DX: EA1DDO will try some EME on 70cm from mid November to mid January. JT65 only. Loc: FJ29EM, Rig.: 70cm 120W + 8wl. Check www.HK1DX.com

Result 1. Italian Digital EME Contest 2006

432 Category A < 250W									
1	JS3CTQ	1		10	R			1x25 el. 7WL	
2	W5UWB	1		3	A			1x23 el. 5WL	
Category B > 250W									
1	PE1ITR	6		32	R/A			2x28 el. 6WU	
Category C > 250W									
1	K1OLE	6		60	R			4x19 el. F9FT	
1	UT3LL	6		60	R			4x27 DJ9BV	
3	G4RGK	13	1	47	A			8x27 el.	
4	S51ZO	3		30	R			8x33 el. 9BV	
5	SV1AWE	3		9	A			4x23 F9FT	
Categories E/F > 250W									
1	HB9Q	41	2	139	A			15 m Dish	
2	OK1DFC	12	1	120	R/A			10 m Dish	
3	JA6AHB	3		30	R			7 m Dish	
1296 > 250W									
1	VA7MM	4		33	R/A			3 m Dish	
2	SM5LE	5		15	A			2.2 m Dish	
432 Category C ITALIAN > 250W									
1	IN3KLQ	5		36	R/A			18WL	
2	I1NDP	2		20	R			2x39 el JXX	

trn to all participants also if no log entry, I1ANP

LAST

DUBUS CW activity times 432 MHz: See <http://www.sm2cew.com/dubus-aw-70.html> for updates! Proposed dates for 1st quarter of 2007 are:

January 6th 20-22 & 7th 6-8

February 3rd 19-21 & 4th 4-6

March 3rd 18-20

This is an activity event intended to promote CW random operation on 432 MHz EME. Activity will be focused around the suggested times, but of course there will be stations on the band both before and after these events. CW Random operation normally takes place between 432.005 - 432.030. For all Skeds JT/CW means the sked qrg is the qrg where you TX without any Doppler compensation. The recommended JT Bands are 432.060 - 432.070 on 70cm and 1296.060 - 1296.070.

The DUBUS found for 432 CW Expeditions is still alive, but very passive. We think to close the project. Please send us proposals what to sponsor with the money we collected.

73 Bernd DL7APV

Lunar Weekend Calendar for 2007, by DL7APV

2400 Sat/ 0000 Sun	Declination (deg)	Signals (dB)	Sun offset (deg)	Sky temp (K, 432MHz)	Comments
06/07 Jan*	+14.3	-1.63 A	-145 N	20	432 CW 6th 20-22 & 7th 6-8
13/14 Jan	-22.2	-1.63 A	+150 N	40	Moon in south
20/21 Jan	-15.1	-0.33 P	-13 S	30	Sun too close (US tropo contest)
27/28 Jan*	+25.9	-0.43	+118 DP	35	
03/04 Feb	+10.7	-1.73 A	-155 N	20	432 CW 3rd 19-21 & 4th 4-6
10/11 Feb	-24.6	-1.53	+164 N	45	Moon in south
17/18 Feb	-11.3	-0.23 P	-4 S	25	Sun too close
24/25 Feb*	+27.8	-0.53	+108 DP	45	DUBUS Digital 50 MHz to 1.2 GHz & 1296 SSB
03/04 Mar	+6.8	-1.73 A	-177 N	20	432 CW 3rd 18-20 & 4th 4-6
10/11 Mar	-26.6	-1.43	+157 N	70	Moon in south
17/18 Mar	-7.6	-0.23 P	+13 S	25	Sun close to moon
24/25 Mar*	+28.5	-0.63	+89 DA	40	DUBUS Contest CW 70cm + 5.7GHz + up
00/01 Apr	+2.6	-1.73 A	+180 N	20	
07/08 Apr	-27.9	-1.43	-120 DA	140	Moon in south
14/15 Apr	-3.7	-0.13 P	+42 DP	25	
21/22 Apr*	+28.3	-0.63	+64 DP	40	DUBUS Contest CW 144 MHz + 2.3/3.4 GHz
28/29 Apr	-1.7	-1.83 A	-179 N	25	432 CW 28th 16-18 & 22-0
05/06 May	-28.3	-1.33	+158 N	260	Moon in south
12/13 May	+0.7	-0.13 P	+67 DP	25	Italian EME Contest Digital
19/20 May*	+27.2	-0.83	-34 DA	30	DUBUS Contest CW 1.2 GHz
26/27 May	-5.9	-1.83 A	+172 N	30	
02/03 Jun	-27.9	-1.23	+147 N	180	Moon in south
09/10 Jun*	+5.6	-0.13 P	+83 DP	25	good weekend (US tropo contest)
16/17 Jun	+6.8	-0.83	-19 DA	30	432 CW 17th 7-9 & 17-19
23/24 Jun	-9.9	-1.83 A	+149 N	30	
01/02 Jul	-26.8	-1.13	-173 N	80	Moon in south
07/08 Jul*	+10.7	-0.03 P	+95 DP	25	432 CW 7th 23-1 & 8th 7-9
14/15 Jul	+23.7	-0.93	-5 DA	20	Sun Noise
21/22 Jul	-13.6	-1.83 A	+110 DP	30	
28/29 Jul	-25.1	-1.03	+170 N	45	
04/05 Aug*	+15.6	-0.03 P	+105 DP	30	432CW 4th, 21-23 & 5th, 9-11 (US-Tropo test)
11/12 Aug	+21.0	-1.03	+14 DP	20	Sun noise
18/19 Aug	-17.0	-1.83 A	-70 DA	35	
25/26 Aug	-23.0	-1.03	+158 N	35	
01/02 Sep*	+19.7	-0.03 P	-124 N	35	432 1st 21-23 & 2nd 6-8UT (EU 2m cont)
08/09 Sep	+17.6	-1.03	+37 DP	15	Sun is close (US tropo contest)
15/16 Sep	-20.0	-1.83 A	-56 DA	35	
20/21 Sep	+26.4	-0.93	+140 N	30	
29/30 Sep*	+22.8	-0.03 P	-141 N	35	good weekend
06/07 Oct	+13.6	-1.13	+67 DP	20	Eu UHF Tropo contest 70cm + up
13/14 Oct	-22.7	-1.83 A	-42 DA	40	Moon in south
18/19 Oct	-17.3	-0.83	+120 DP	30	
27/28 Oct*	+25.0	-0.13 P	-160 N	30	good weekend (may be ARRL)
03/04 Nov	+9.2	-1.23	+100 DP	20	EU CW 2m contest
10/11 Nov	-24.9	-1.83 A	-23 DA	45	Moon in south
17/18 Nov	-13.4	-0.73	+98 DP	30	
24/25 Nov*	+26.5	-0.13 P	-178 N	35	good weekend (may be ARRL)
01/02 Dec	+4.9	-1.33	+132 N	20	
08/09 Dec	-26.6	-1.83 A	+4 DP	70	Moon in south Sun noise
25/16 Dec	-8.9	-0.63	+73 DP	25	
22/23 Dec*	+27.6	-0.13 P	+163 N	45	432 CW 22nd 14-16 & 23-01
29/30 Dec	+0.8	-1.43	+124 N	20	

A= Apogee (loss=1.85dB), P=Perigee (loss=0dB)

* Sked weekend

Sun Offset vs Time of Day for Visible Moon

-180°	-120°	-30°	0°	+30°	+120°	+180°
Night	Day(AM)	Sun noise	Day(PM)	Night		
=N	=DA	=SUN	=DP			

Tropo Reports

2m, 70cm and up

Editor: Wolfgang Schneider, DJ8ES

DJ8ES@gmx.de

2m

OZ1IEP, JO55XU, wkd (>800km):

01/08/06 18:05 DF9IC	JN48IW	800km
05/09/06 18:26 DF9IC	JN48IW	800km
05/09/06 18:36 F6HVK	JN27LH	1064km
03/10/06 17:50 DF9IC	JN48IW	800km

tnx for info Carl

DK3WG, JO72GI, wkd (>800km):

12.09.2006 06:44 YL3GDF	KO26XM	874km
12.09.2006 06:55 SM4BDQ	JP80FG	891km
12.09.2006 14:37 G0KPW	JO02RF	886km
12.09.2006 20:07 ES7GN	KO28TI	969km
13.09.2006 16:51 YL3GDR	KO26HT	820km
13.09.2006 16:54 YL2LW	KO26CW	807km
13.09.2006 17:24 ES7GN	KO28TI	969km
13.09.2006 17:36 YL3GAF	KO26TM	856km
13.09.2006 17:39 ES6RQ	KO28WA	958km
13.09.2006 17:52 ES6DO	KO27WX	955km
14.09.2006 07:20 SM4BDQ	JP80FG	891km
14.09.2006 07:25 SM3UFF	JP80HR	943km
17.09.2006 08:45 OH1ND	KP00XL	1014km
17.09.2006 08:59 OH2HEJ	KO56BC	1096km
22.09.2006 16:33 ES6DO	KO27WX	955km
23.09.2006 06:59 RU1AA	KP40XD	1286km
23.09.2006 07:04 ES5AM	KO38GR	1037km
23.09.2006 07:07 ES4EQ	KO39CE	1055km
23.09.2006 07:10 UA1ALD	KO49KO	1202km
23.09.2006 07:34 RX1AS	KO59FX	1298km
23.09.2006 07:38 ES5PC	KO38HJ	1018km
23.09.2006 16:38 ES7GN	KO28TI	969km
24.09.2006 07:46 LA2PHA	JO38IB	806km

tnx for info Jürgen

EA1DDO, IN53UI, wkd (>900km):

08/08/06 12:11 EI5FK	IO51RT	940km
09/08/06 20:59 CU8AO	HM49KL	1945km
10/08/06 09:08 EI5FK	IO51RT	940km
12/08/06 17:25 EB8AYA	IL18RI	1823km
15/08/06 09:26 G4IGO	IO80NW	937km

rig: 100x, ant 4,5wl - tnx for info Maximo

LA0BY, JO59IX, wkd (>700km)

17/09/2006: RZ3BA/1 (KO56BC, 1216km), OH4LA (KP20LG), OH3UW (KP21FA), ES2RJ (KO29KM), RX1AS (KO59FX), ES7GN (KO28TI), ES6DO (KO27WX)

21/09/2006: DB6NT (JO50VJ), DF0HF (JO50SF), F6KIF/P (JN19XH, 1262km), G0UIQ (JO02PW), G4DEZ (JO03AE), DJ6APA (JO60FX), OM6TY (JN99JL, 1276km), SP2JYR (JO92GP), SP6OJE (JO90CI), DJ0VZ (JO30GL), DL3HXS (JO61CU),

DM2TO (JO61CU), SP7HKK (JO91QI), SP7TEE (JO91QR), OK2PM JN99AO 1244km, DF0MOP JN58TD 1317km, LX1JA JN29XV 1161km, DC6IA (JO30IV), SQ9CWO (JO90FV), SP6VGJ (JO81HU), SP6RGG (JO71SF), DM5JL (JO70HX), OK2ZAW (JN79XN, 1208km), OR0A (JO20KV), SP2FAV (JO94MA), OM6TX (JN99JL, 1276km), SP9DSO (JO90KG), DH1DM (JO61TB), SP6IWW (JO80HK), OK2BRD (JN99ET) 1230km, DL5MAE (JN58VF, 1308km), OK1COM (JN79GX), OK2BVE (JN99GU), SP6GWB (JO80HK), SP9EWO (JN99HW, 1224km), OK1TEH (JO70FD), OK1GHZ (JN79IX), DC7NF (JN69AM), OK1KT (JO70WE), OE5MPL (JN78CJ, 1308km), OK2ZZ (JN89BO)

22/09/2006: ES4EQ (KO39CE), OK1KOK (JO80IB)
 15/10/2006 (>900 km): DB5KN (JO31NB), DC6IA (JO30IV), DF5DE (JO40CX), DF6DF (JO31KQ), DF6YL (JO31WS), DF8AE (JO41GX), DF8XC (JO41FV), DF9IC (JN48IW, 1235 km), DH3NAN (JO50NC), DH7US (JO31SL), DH8BQA/P (JO30LL), DH8IAB (JO30NO), DJ0VZ (JO30GL), DJ9UX (JO31MD), DK2CF (JO41GG), DK5DQ (JO31PH), DL1STG (JO31NH), DL3YEL (JO41EV), DL4NAC (JN59SV), DL5DBW (JO31PJ), DL7QY (JN59BD), DL8EBW (JO31NF), DL8YAU (JO41HS), DL8YE (JO31MH), DL9DBJ (JO31OM), DM1CG (JO31IC), F4EMG (JO00WU), F5APQ (JO00XU), F6FLB (JO00WX), G0GMB (IO92NB), G0JJG (JO02LE), G0KPW (JO02RF), G1YLE (JO02OB), G3KEQ (JO01BH), G3NAQ (IO91HL), G3YDY (JO01FQ, G4AJC IO91VJ, G4DEZ (JO03AE), G4DHF (IO92UU), G4RRA (IO80BS, 1371km), G4ZJF (JO01HO), G7RAU (IO90IR), G8DKK (IO91VX), G8VHI (IO92FM), M0DRN (JO01OC), M0UKR (JO02OP), M5BxB (IO91XR), ON4ARF (JO10MV), ON4DPX (JO10NT), ON4KHG (JO10XO), ON4POO (JO20DP), ON5AEN (JO10VW), PA0DVM (JO21HX), PA1BDO (JO21FT), PA1XA (JO22LM), PA2DW (JO22GD), PA3DRL (JO21PS), PA3FXO (JO22GD), PA5AB (JO22SA), PA5KM (JO11WL), PA5VL (JO22SA), PA5WT (JO22HG), PA7DA (JO22FF), PD0AT (JO21), PD0EMR (JO21HM), PD1ABZ (JO22FB), PD1DX (JO21AJ), PD2KMD (JO22DB), PD2SKZ (JO22DB), PD7ES (JO22SA), PD9FJ (JO22EC), PE1GUR (JO22TH), PE1HWO (JO21GV), PE2KW (JO22DB). tnx for info Stefan

G8ARM, IO70GD, wkd:

4.09.2006 12.43	EA8BEX	IL27GX 2606km!
4.09.2006 16.56	EB8CME	IL18TM
4.09.2006 20.04	EA8CDX	IL18NI
4.09.2006 20.55	EA8BPX	IL18SK
5.09.2006 10.40	EA8BEX	IL27GX
6.09.2006 07.50	ED1SDC	IN73EM

tnx for info Brian

DK7QX, JO42KH, wkd (>700km):

02.09.06 15:36	M8C	IO91JH	701km
----------------	-----	--------	-------

02.09.06 18:44 G3CKR/P IO93AD 734km
 02.09.06 20:03 OM3KII JN88UU 732km
 10.09.06 19:50 SK6HD JO68SD 712km
 rig: 100W, 7 Ele Yagi. tnx for info Eckhard

70cm

G8ARM, IO70GD, wkd:

4.09.2006 12.49 EA8BEX IL27GX 2606 km!
 5.09.2006 17.22 EA1BLA IN53UM 767km
 5.09.2006 18.45 EA1EBJ IN73FL 741km
 6.09.2006 08.04 ED1SDC IN73EM 737km
 The duct continued for 4th 5th and 6th Sept all day. Some qsb due to local sea mist rising and falling above ground level. qth is 47m above sea level. No activity heard on 23cms in this direction.
 tnx for info Brian

DK7QX, JO42KH, wkd (>500km):

02.07.06 03:43 G0VHF/P JO01PU 520km
 02.07.06 06:07 GM0ONN/P JO86RW 753km
 15.10.06 17:03 G4DEZ JO03AE 602km
 15.10.06 17:22 LA6VBA JO48NS 718km
 15.10.06 19:08 GM4CXM IO75TW 950km
 15.10.06 20:13 LA4YGA JO48AE 655km
 15.10.06 20:58 LA0BY JO59IX 860km
 rig: 65W, 8 Ele Yagi. tnx for info Eckhard

Z3 - 1st 70cm SSB/CW activity

László Sipos HA1RS as Z38R (with my assistance) had a VHF/UHF expedition during the IARU Region I contest in July. From Z3, this was the 1st 70cm activity on SSB and CW. The location was Peren mountain (KN12AG, 1326m).

The following QSOs seem to be Z3-other DXCC 1st ever QSOs:

01.07.2006 17:18 YU1ADN
 01.07.2006 17:43 SV2RM/P
 01.07.2006 18:23 HA5KQD
 01.07.2006 18:34 T98GTH
 01.07.2006 19:48 LZ1KWT
 02.07.2006 06:59 9A2VR
 02.07.2006 07:58 IQ0OS/6
 02.07.2006 11:00 S51ZO
 Rig: FT847 (50W), 2x19 el. F9FT on 30m tower.
 For more information see also:
<http://www.z38c.com.mk/eng/news1.asp?id=283>
 tnx for info! Zoltán (HA1CA)

OZ1IEP, JO55XU, wkd (>700km):

12/09/06 17:39 ES7TA KO28SI 864km
 12/09/06 17:53 G3LQR JO02QF 799km
 12/09/06 18:12 OK1IBB JN69MJ 722km
 12/09/06 18:14 DK2GR JN59IE 746km
 12/09/06 18:19 DL0EE JN49GK 749km
 12/09/06 18:21 DF9IC JN48IW 800km
 12/09/06 18:22 OK1BYR JN79IO 719km
 12/09/06 18:24 OK1UYR JN79IO 719km
 12/09/06 19:05 M0UKR/P JO02NT 778km
 12/09/06 19:42 YL3AG KO26AW 752km

12/09/06 20:07 ES5KJ KO38IJ 932km
 12/09/06 20:10 ES5PC KO38HJ 927km
 12/09/06 20:57 SK3MF JP92FW 868km
 22/09/06 19:22 ES3RF KO29IF 846km
 22/09/06 19:24 ES6DO KO27WX 875km
 22/09/06 19:26 YL2OK KO37AS 881km
 22/09/06 19:29 YL2AO KO26CX 762km
 22/09/06 19:34 YL2LW KO26CW 762km
 10/10/06 19:20 DF9IC JN48IW 800km
 10/10/06 20:11 G4DEZ JO03AE 823km
 10/10/06 20:26 SP7TEE JO91QR 668km
 tnx for info Carl

DK3WG, JO72GI, wkd (>600km):

07.09.2006 11:43 S54T JN75EW 711km
 12.09.2006 17:32 SK1BL JO97HK 626km
 12.09.2006 17:33 OH0JFP KP00AB 925km
 12.09.2006 17:40 OH0A JP90XD 932km
 12.09.2006 17:54 SK0CT JO89XJ 815km
 12.09.2006 18:35 OH1ND KP00XL 1014km
 12.09.2006 18:58 LA2Z JO59EJ 826km
 12.09.2006 19:44 SM1MUT JO97CJ 611km
 12.09.2006 20:31 SM0FZH JO99HI 822km
 12.09.2006 20:48 SM1NJC JO97DO 634km
 12.09.2006 20:57 ES5PC KO38HJ 1018km
 13.09.2006 16:59 YL2LW KO26CW 807km
 13.09.2006 17:03 YL3AG KO26AW 799km
 17.09.2006 08:48 SM0FZH JO99HI 822km
 17.09.2006 08:46 OH2ND KP00XL 1014km
 21.09.2006 06:16 F6DKW JN18 922km
 21.09.2006 06:23 ON4PS/p JO20KQ 690km
 21.09.2006 06:32 F6CBH JN19BH 930km
 21.09.2006 12:15 PA2M JO21PJ 674km
 21.09.2006 19:56 SM1NJC JO97DO 634km
 22.09.2006 07:10 LY2BJ KO25ER 747km
 22.09.2006 07:11 LY2FN KO14XV 685km
 22.09.2006 07:15 SM3LBN JP80IO 930km
 22.09.2006 07:22 SM0EZZ JO89XG 801km
 22.09.2006 18:35 ES2RJ KO29KM 1026km
 22.09.2006 18:53 SM1SBI JN97FK 613km
 22.09.2006 19:48 ES3RF KO29IF 996km
 22.09.2006 20:14 ES2DF KO29GG 976km
 23.09.2006 06:08 YL2HA KO26CV 804km
 23.09.2006 06:21 ES2NJ KO29NK 1029km
 23.09.2006 06:48 SM0DFP JP90JC 904km
 23.09.2006 07:45 ES5PC KO38HJ 1018km
 tnx for info Jürgen

DL0RSH, JO43SV, wkd Oct '06 (>700km):

OE3A 51/55 JN77XX 797km
 HB9RF 51/59 JN47GC 759km
 OK2KJT 51/51 JN99AJ 771km
 OM3KII 59/59 JN88UU 797km
 F50AU/P 55/55 JN27UR 737km
 DK5LO/P 53/59 JN67DR 713km
 TM5Z 55/55 JN19BC 740km
 F1EZQ 55/59 JN27LS 753km
 HB9G/P 51/55 JN36BK 865km
 SN9D 51/59 JN99MQ 803km
 300 W, 4x21el F9FT, 14masl. tnx for info Thorsten

LA0BY, JO59IX, wkd (>600 km)

21/09/2006: DF0HF (JO50SF), SP2IPK (JO93LR), SP2DDV (JO83VE), DF0MOP (JN58TD, 1317km), OK2BRD (JN99ET, 1230km), PA0DVM (JO21HX), OK1TEH (JO70FD), OK2KKW (JO70FD), SP6GZZ (JO80FX)

22/09/2006: OK2PVF (JN99JQ, 1254km), OK1KOK (JO80IB)

15/10/2006 (> 800km): DB6NT (JO50VJ), DF0HF (JO50SF), DK5DQ (JO31PH), DK7QX (JO42KH), DL3YEE (JO42GE), DL3YEL (JO41EV), DL5EBS (JO31LH), DL8YE (JO31MH), F4EMG (JO00WU, 1155km), G0JJG (JO02LE, G3XDY (JO02OB), G3YDY (JO01FQ, 1120km), G8VHI (IO92FM), ON7GB (JO21IA), PA2JWN (JO22QD), PA2M (JO21IP), PA3GFY (JO23SC). tnx for info Stefan

23cm + up**DK7QX, JO42KH, wkd on 23cm (>350km):**

02.07.06 05:06 G0VHF/P JO01PU 520km
02.07.06 05:39 OZ9EDR/P JO55KR 402km
07.10.06 17:50 M1CRO/P JO01PU 520km
07.10.06 19:14 OL4A JO60RN 372km
07.10.06 19:30 DF9IC JN48IW 375km
07.10.06 20:01 SK7MW JO65MJ 438km
08.10.06 05:47 PI4Z JO11WM 354km
08.10.06 08:59 OK1KIR JO60PM 365km
08.10.06 09:32 DK9IP JN48EQ 404km
08.10.06 10:03 DM7A JO60LK 352km
17.10.06 17:19 OZ9KY JO45VX 412km
17.10.06 18:41 OZ1FF JO45BO 369km

rig: 60W, 23 Ele Yagi - tnx for info Eckhard

OZ1FF, JO45BO, wkd:**23cm (>600km):**

18/07/06 17:44 DF9IC JN48IW 742km
18/07/06 18:13 GM4OGI IO85DX 740km
18/07/06 19:33 G3XDY JO02OB 600km
18/07/06 19:38 F5APQ JO00XU 668km
18/07/06 20:42 G4EAT JO01HR 655km
18/07/06 20:59 G4WYJ IO91VH 728km
25/07/06 17:41 GM4OGI IO85DX 740km
19/09/06 18:09 DF9IC JN48IW 742km
19/09/06 19:02 DL6NAA JO50VF 646km
19/09/06 19:33 SM0DFP JO89VL 719km
19/09/06 19:52 G3XDY JO02OB 600km
21/09/06 07:28 F1PYR/P JN19BC 829km
15/10/06 14:06 GM4CXM IO75TW 781km
17/10/06 17:00 DF9IC JN48IW 742km
17/10/06 17:14 GM4OGI IO85DX 740km
17/10/06 18:47 DB6NT JO50TI 629km
17/10/06 19:06 G3XDY JO02OB 600km
17/10/06 20:51 SM0DFP JO89VL 719km

3cm (>300km):

17/07/06 20:37 G4DDK JO02PA 599km
17/07/06 21:23 G0EWN IO93FK 668km
17/07/06 21:43 G3XDY JO02OB 600km
17/07/06 21:58 G4BAO JO02CG 636km
25/07/06 17:16 SM6BTT JO58PI 361km

25/07/06 19:22 SM6EAN JO57WQ 326km
25/07/06 19:50 SM6AFV JO67GQ 356km
25/07/06 20:18 SK7MW JO65MJ 310km
25/07/06 20:41 G0EWN IO93FK 668km
25/07/06 20:55 G4EAT JO01HR 655km
27/07/06 05:52 DH8AG JO31RL 461km
22/08/06 17:13 SM6BTT JO58PI 361km
22/08/06 17:46 SK6DK JO67ES 354km
22/08/06 18:10 SM6EAN JO57WQ 326km
22/08/06 20:09 SM6AFV JO67GQ 356km
22/08/06 20:19 SM7GEP JO77IP 462km
22/08/06 20:23 SM7ECM JO65NQ 314km
21/09/06 07:40 F1PYR/P JN19BC 829km
08/10/06 13:44 PI9A JO33FB 302km
tnx for info Kjeld

SM7LCB, JO86GH, wkd**23 cm (>500km):**

11/09/06 G3XDY JO02OB 1101km
11/09/06 G3EAT JO01HR 1155km
13/09/06 RA3LE KO64AR 990km
13/09/06 ES5PC KO38HJ 647km
17/09/06 OH2AXH KP20OK 682km
21/09/06 GM4OGI IO85DX 1251km
21/09/06 PA3AWJ JO21GW 920km
21/09/06 PA5DD JO22IC 899km
21/09/06 OE5VRL/5 JN78DK 889km
21/09/06 PA0BAT JO31FX 814km
21/09/06 OK2ZZ JN89BO 747km
21/09/06 DB6NT JO50TI 739km
21/09/06 DL6NCI JO50VI 734km
21/09/06 OK7RA JO60LJ 700km
21/09/06 DL4DTU JO60TR 650km
21/09/06 SP7TEE JO91QR 543km
22/09/06 OK2PVF JN99JQ 752km
22/09/06 DH5FS JO61UA 618km
22/09/06 OK1KOK JO80IB 696km
22/09/06 OH2AXH KP20OK 682km
23/09/06 UA1ALI KP50DA 904km

and on 3 cm:

11/09/06 G3XDY JO02OB 1101km
21/09/06 OE5VRL/5 JN78DK 889km
21/09/06 OK2ZZ JN89BO 747km
21/09/06 DB6NT JO50TI 739km
22/09/06 OH2AXH KP20OK 682km

tnx for info Ulf

SM7ECM, JO65NQ, wkd**23 cm (>500km):**

18/07/06 17.31 SM4DXO JP70VO 569km
18/07/06 17.39 PA3CEG JO33FB 521km
18/07/06 17.48 PA0S JO21FW 705km
18/07/06 18.19 SM3LBN JP80IO 586km
18/07/06 18.45 DF9IC JN48IW 809km
18/07/06 19.03 SK0CT JO89XJ 503km
18/07/06 19.04 SM0DFP JO89VL 505km
18/07/06 19.25 SM3BEI JP81NG 663km
18/07/06 19.35 YL3AG KO26AW 687km
18/07/06 19.46 G3XDY JO02OB 878km
18/07/06 20.05 DL6NAA JO50VF 614km

18/07/06 20.36	SK4AO/P	JP70TN	562km
15/08/06 17.18	SM3LBN	JP80IO	586km
15/08/06 17.19	SM3BEI	JP81NG	663km
15/08/06 17.28	SK4AO/P	JP70TN	562km
15/08/06 17.32	PA5DD	JO22IC	680km
15/08/06 17.33	PA3CEG	JO33FB	521km
15/08/06 17.56	PA3AWJ	JO21GW	701km
15/08/06 18.38	SM4DXO	JP70VO	569km
15/08/06 19.00	SM0DFP	JO89VL	505km
15/08/06 19.05	SK0CT	JO89XJ	503km
15/08/06 19.06	SM0FZH	JO99HI	524km
15/08/06 20.00	DL6NAA	JO50VF	614km
15/08/06 20.42	OH0JFP	KP00AB	635km
15/08/06 20.54	PA0S	JO21FW	705km
11/09/06 17.26	G4EAT	JP01HR	983km
11/09/06 21.05	F5APQ	O00XU	915km
19/09/06 17.19	SM3LBN	JP80IO	586km
19/09/06 17.35	PA5DD	JO22IC	680km
19/09/06 17.38	PA3CEG	JO33FB	521km
19/09/06 18.03	DL3HRT	JO61AB	520km
19/09/06 18.14	DL6NAA	JO50VF	614km
19/09/06 18.59	SM0DFP	JO89VL	505km
19/09/06 19.02	SK0CT	JO89XJ	503km
19/09/06 19.04	SM3BEI	JP81NG	663km
19/09/06 19.09	SM0FZH	JO99HI	524km
19/09/06 19.35	SM4DXO	JP70VO	569km
19/09/06 19.49	PA0EZ	JO22OF	645km
19/09/06 19.58	DF9IC	JN48IW	809km
19/09/06 20.30	YL3AG	KO26AW	687km
19/09/06 20.58	OH0JFP	KP00AB	635km
21/09/06 05.49	F6DKW	JN18CS	1067km
21/09/06 07.01	F1PYR/P	JN19BC	1043km
21/09/06 17.08	OE5VRL/5	JN78DK	810km
22/09/06 22.40	OH2AXH	KP20OK	883km
23/09/06 05.54	OH2BUF	KP10XI	821km
23/09/06 18.33	UA1ALI	KP50DA	1120km

13 cm (>400km):

25/07/06 18.02	SM5QA	JO89WJ	502km
25/07/06 18.20	SA4Z	JO79OF	414km
25/07/06 19.18	SM0DFP	JO89VL	505km
22/08/06 18.13	SA4Z	JO79OF	414km
22/08/06 18.50	SM5QA	JO89WJ	502km
22/08/06 19.01	SM0DFP	JO89VL	505km
11/09/06 17.29	G4EAT	JP01HR	983km
21/09/06 06.49	F1PYR/P	JN19BC	1043km
21/09/06 17.14	OE5VRL/5	JN78DK	810km
22/09/06 22.45	OH2AXH	KP20OK	883km
26/09/06 19.11	SM5QA	JO89WJ	502km
26/09/06 19.52	SM0DFP	JO89VL	505km
26/09/06 20.40	SM3LBN	JP80IO	586km

6 cm (>300km):

25/07/06 17.21	SM6HYG	JO58RG	305km
25/07/06 18.03	SM5QA	JO89WJ	502km
25/07/06 19.23	SM0DFP	JO89VL	505km
22/08/06 18.48	SM5QA	JO89WJ	502km
22/08/06 19.23	SM6HYG	JO58RG	305km
21/09/06 07.12	F1PYR/P	JN19BC	1043km
21/09/06 17.20	OE5VRL/5	JN78DK	810km
26/09/06 18.28	SM6HYG	JO58RG	305km
26/09/06 19.13	SM5QA	JO89WJ	502km

26/09/06 19.53	SM0DFP	JO89VL	505km
3 cm (>300km):			
25/07/06 17.02	SM6BTT	JO58PI	317km
25/07/06 18.05	SM5QA	JO89WJ	502km
29/07/06 14.49	SM3LBN	JP80IO	586km
18/08/06 16.16	OK1JKT/P	JO60RN	570km
18/08/06 16.19	SP3JBI	JO91BR	550km
18/08/06 17.20	SP2DDX	JO83VE	411km
22/08/06 17.02	SM6BTT	JO58PI	317km
22/08/06 18.45	SM5QA	JO89WJ	502km
22/08/06 19.18	SM6HYG	JO58RG	305km
22/08/06 20.24	OZ1FF	JO45BO	314km
21/09/06 05.57	F6DKW	JN18CS	1067km
26/09/06 18.14	SM6BTT	JO58PI	317km
26/09/06 18.32	SM6HYG	JO58RG	305km
26/09/06 18.50	SM1NJC	JO97DO	381km
26/09/06 19.55	SM0DFP	JO89VL	505km

tnx for info Anders

DK3WG, JO72GI, wkld 23cm (>500km):

10.09.2006 15:52	OZ1CTZ	JO46OE	549km
13.09.2006 08:26	DD7PC	JN49AX	521km
17.09.2006 08:50	SM0FZH	JO99HI	822km
17.09.2006 09:16	SM3LBN	JP80IO	930km
19.09.2006 17:24	OZ1FF	JO45BO	553km
19.09.2006 17:46	PA3CEG	JO33FB	548km
19.09.2006 18:04	PA3AWJ	JO21GW	681km
19.09.2006 18:14	DF9IC	JN48IW	556km
19.09.2006 19:00	OZ9ZZ	JO46QK	564km
19.09.2006 20:15	OZ9KY	JO45VX	508km
19.09.2006 20:24	SM6QA	JO78FM	688km
21.09.2006 06:04	F6DKW	JN18CS	1051km
21.09.2006 06:36	F6CBH	JN19BH	930km
21.09.2006 06:55	K9TFT	JO31NG	520km
21.09.2006 08:20	F1PYR/p	JN19BC	941km
21.09.2006 18:05	SM1FMT/1	JO96EX	574km
21.09.2006 18:11	SM1NJC	JO97DO	634km
21.09.2006 19:30	YL3AG	KO26AW	799km
21.09.2006 20:32	SM7GEP	JO77IP	591km
21.09.2006 20:32	SM0DFP	JO89VL	821km
21.09.2006 20:46	SM4LMV	JO79OF	768km
21.09.2006 20:49	SM4DHN	JP60VA	856km
21.09.2006 21:00	SM7GVF	JO77GA	522km
22.09.2006 17:37	SM1HOW	JO97GL	628km
22.09.2006 19:07	SM1SBI	JO97FK	622km
23.09.2006 17:42	OM5CM	JN98DF	529km

tnx for info Jürgen

Stop press: A major Tropo opening from G to DL/OK/SP takes place on Nov 6/7. QRBS 1200 – 1400 – 1800kms on 2m, 70cm, 23cm and up. Please send your logs for next issue. TNX!

ps ur Tropo-Report to:

DJ 8 ES @ gmx.de

Sporadic E

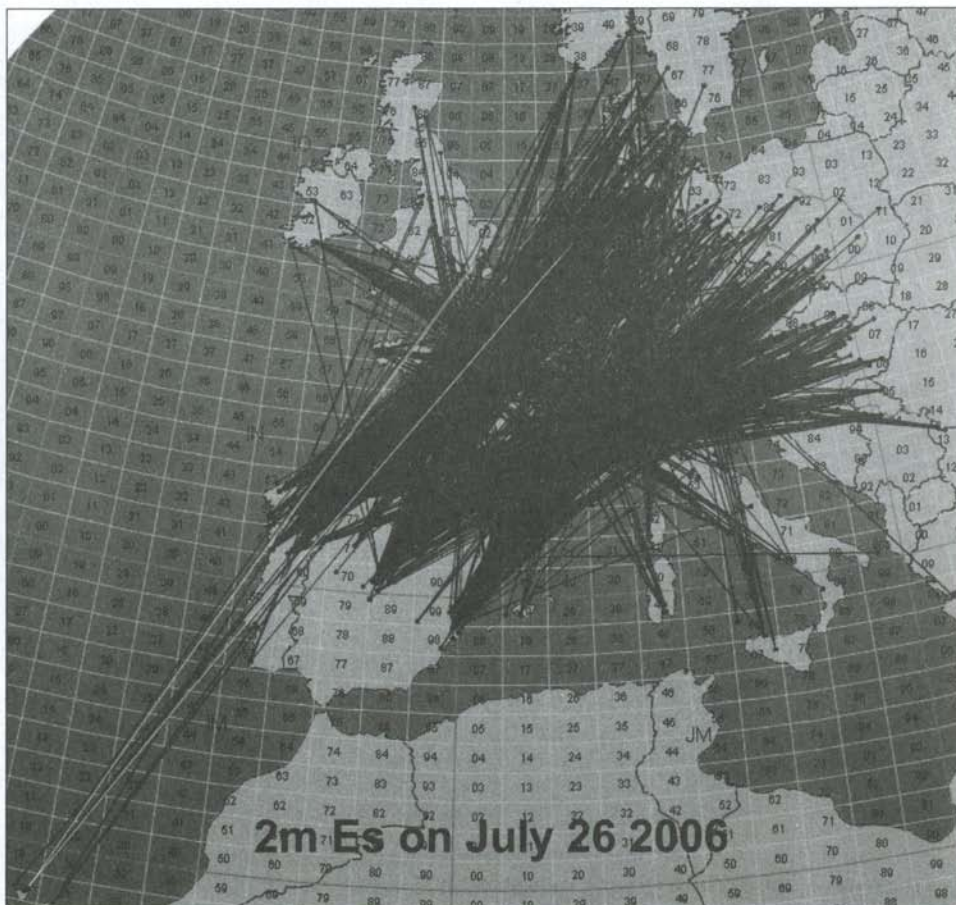
144 MHz – Reports

July 26th, 2006

CT1HZE, IM57nh, wkd

0920 DH2OAA JO42
 0921 DK1KO JO53 2346*
 0922 DL9MS JO54 2450*
 0922 OZ1LO JO55 # 2520*
 0923 DJ5HG JO53 2373*
 1057 DG0KW JO64 2523
 1102 DJ5HG JO53
 1107 OZ1LPR JO44 hrd
 1111 MW0MXT IO71
 1119 DL6BF JO32
 1120 OZ1LPR JO44 2412*
 1120 EI2JP IO53
 1121 G6JJJ IO82

1122 G4APJ	IO83	1157 MM0TFU	IO75	FM
1122 G0VOK	IO83	1158 2M0TXY	IO75	FM
1124 G4RRA	IO80	1159 GW6TSO		FM
1124 G3NSY	IO82	1200 2D0FHG	IO74	FM
1124 GW1MCD	IO81	1201 MM3LVQ		FM
1124 GW4HBK	IO81	1203 2M0EDY	IO75	FM
1124 G0JJL	IO83	1204 MM3LZD		FM
1124 G4HGI	IO83	1204 MM0MIJ	IO76#	FM
1130 MW0CXH	IO71	1207 MM0RGJ/M		FM
1133 GM3OXX	IO85fc #	1213 GM0HBF	IO67	FM
1135 GM4JEJ	IO86	1225 2E1JKB		FM
1144 GW3LEW	IO71	1226 G1OAH		FM
1145 GM4SVM	IO85	1300 GW8ASA		FM
1145 GM4VGR	IO86	1300 G8JVM	IO82	FM
1146 GM4VSQ/M	FM	1301 2E1GHO	IO83	FM
1150 GW4UKU	IO72	1301 G8PAF		FM
1150 GW0CHZ	FM	1302 G1HHD	IO70	FM
1150 GW0CWG	FM	1302 G0CUZ		FM
1151 MD3UMN	IO74 #	1303 G4PBP	IO82	FM
1151 GM6FLM	IO75?	1303 2E0GYO	C?	FM
1152 GM0GOV	IO75	1304 MW3GKI	IO73	FM



1305 G0WBT FM
1306 GW8LGX IO71 FM
1307 GW4RVA FM
1308 MW1CFA IO73 FM

Vy strong signals 59+++ on FM from GM, GW, GD on 145.500. Rare things like IO76 and GD for the first time hrd/wkd on Es from here. Never hrd before in the last 5 years. Wkd in total 470 2m Es QSOs in 2006 which is >100 less than in 2005 but no 2x Es in 2005 at all.

Rig. 4 x 11 Flexa, 1.5 KW.

Joe, CT1HZE

* = EME level on both sides of the QSO involved for QSOs >2300km.

August 8th, 2006

IE5FK, IO51rt, wkd:

1630 EB8AYA IL18RI
1638 EA7BHO IM87DD
1638 EA7AJ IM87CS
1645 EB8AYA again

August 13th, 2006

3 things together: A Sunday, the Perseid's maximum and good Sporadic E produced many QSOs over Europe. ZA/IK0OKY made some 30 QSOs mainly to DL, ON, PA and a few SP, G, OZ just before he left the country after being there for > 3 years and missing all Es in the past... Remarkable are the following two QSOs:

F5VHX JN04 to RX3QFM KO91 at 1126z over **2931km** and F6DRO JN03TJ to RU3GX KO92SO at 1128z over **2951km**.

F5VHX writes: It is clear this was 'chordal' means

tx ---reflection 1---reflection 2---rx with no ground reflections.

The second point is over KO20.

See map (TNX to F5VHX, F6DRO, G7RAU!) on next page!

August 17th, 2006

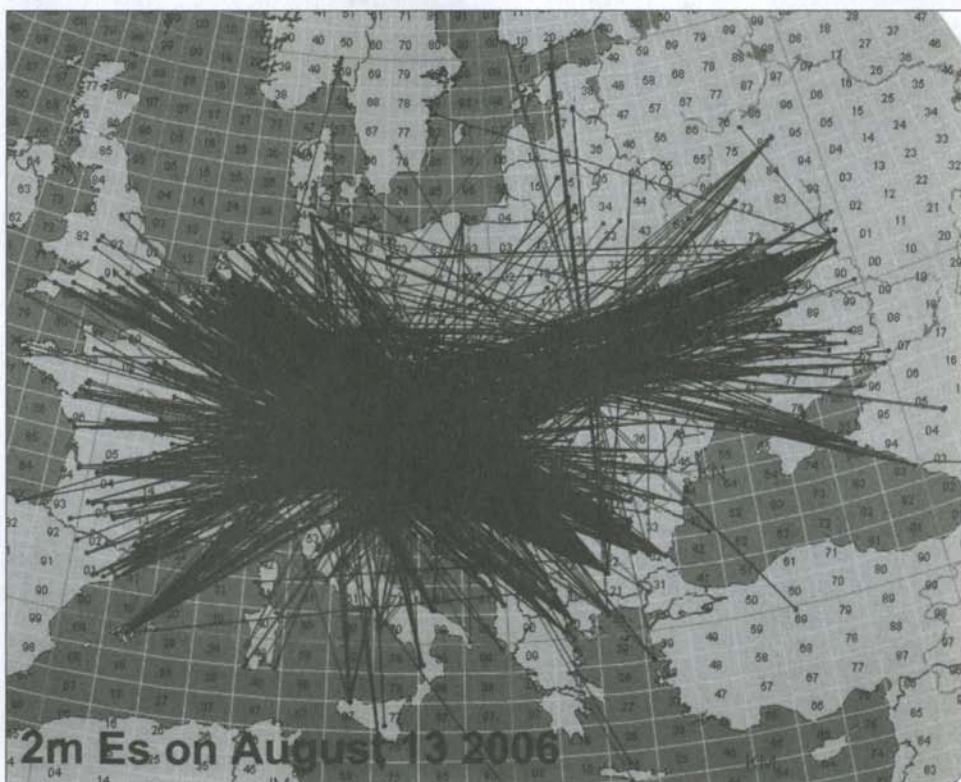
CT1HZE, IM57nh, hrd:

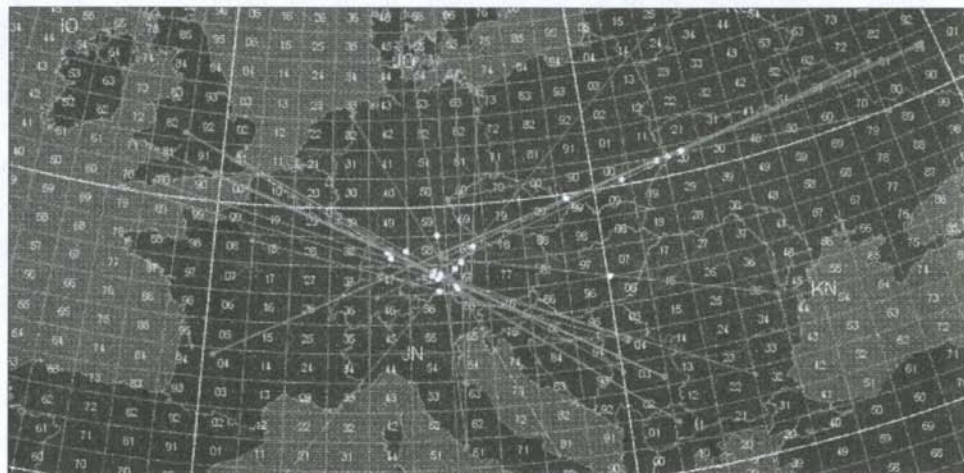
1912 CU8DUB/BHM49 hrd

August 19th, 2006

RZ6BU, KN84pv, wkd:

938 SM0DFP JP90JC





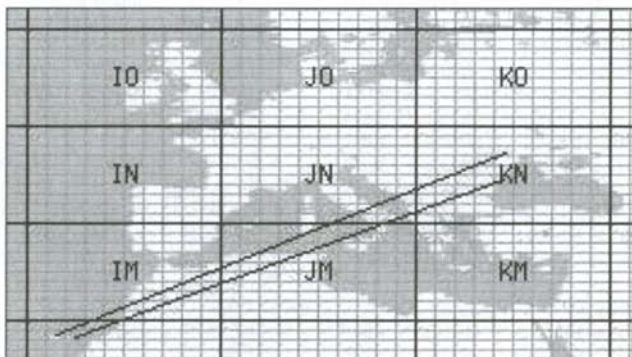
Map: 2m Es from southern France to UA3 over almost 3000km on August 13th 2006

New – Old Sporadic-E IARU Region 1 & World Record!

CT1HZE: After the fantastic Es QSO from EA8AVI (IL28gc) to YO4FNG (KN44he) on June 25th 2006 over 4293km I talked about this event with several EA8 stations on 2m. One of my QSO partners reported that in the 80's EA8AK has worked into "Russia". I wrote to EA8AK and got a very fast reply from Fernando with the following details:

Dear Joe, now I have the full info... The station I worked was UO5OGX (United Oscar FIVE Oscar Germany X-ray), on 12 Aug. 1981 at 1638 gmt on 144, his report 53 SSB. According to the QSL card information, his Locator OH74d, in Kishinev. My Locator RO49H north Tenerife at 800 mt above sea level, my rig Yaesu transceiver, small LA 100 watts, ant 32 el (16 plus 16). In those years, (1979-1983) I worked hundreds of Europeans from May till Sep by Sp.E (...). Fernando, EA8AK

CT1HZE: Converting the locators to IL18VK and KN47JA and calculating the distance shows **4392km** as result. So for more than 25 years we have a world record QSO on 2m Es and nobody knew this. Probably in 1981 it was not so easy to calculate a distance from the locators for stations in EA8 and UO5. There was no internet, cluster, packet radio etc in those days so it is no wonder that nobody in central Europe got aware of this QSO. For me it is remarkable that the paths of the 1981 and 2006 QSO look very similar.



Map: the upper path shows the QSO from 1981 from EA8 (IL18 to) UO5 (KN47, now ER – Moldavia) over 4392km.

The lower path shows the QSO from 2006 from EA8 (IL28) to YO (KN44, Romania) over 4293km.

The 2006 2m Sporadic E Season from the Canary Islands

Working EA8 on 2m is a dream for many VHF DXers from central Europe. 2006 brought several good openings to EA8. It looks like that the path to the Netherlands works more often than into other directions.

Thanks to EA8BPX, Avelino - EA8BEX, Manuel - EA8AVI, Pedro, EB8BTV, Fernando and EA8AHH, Juan we can present here a complete overview of what has been worked from EA8 in 2006:

EA8BPX, IL18SK, wkcd:

July 2

1733 EA4DTX	IN80BJ	1756
1740 EA7BHO	IM87DD	1533
1741 EA6VQ	JM19MP	2178
1744 EA3DBJ	JN00IR	2075
1745 EA3DYS	JN11CK	2223
1746 EA3ZF	JN11EL	2237
1749 EA3CQQ	JN11AO	2222
1751 EA5ZF	IM99VT	1953
1801 EA3ABZ	JN11BP	2231
1806 EA3GBV	JN01PC	2139
1807 EA3DXU	JN11CM	2228

July 16

1105 F5FMW	JN13BW	2386
1248 F6DKW	JN18CS	2766
1625 PD2TW	JO33EI	3338
1626 PE1L	JO23WF	3305
1626 PA3BIY	JO22EB	3141
1627 PE1OPK	JO23UE	3294
1637 DL8GP	JN39LH	3055
1647 DK8VS	JN39NF	3058
1658 DK3EE	JO41GU	3326
1658 F4CYZ	JN38	3003+-
1658 DF8IK	JO30JT	3158
1704 DF22C	JO30RN	3174

July 26

1256 G4ZJF	JO01JN	2944
1256 G3LQR	JO02QF	3027
1257 G4EAT	JO01HR	2952
1258 G7RAU	IO90IR	2785
1259 G8IZY	IO91VC	2862
1259 G4ZTR	JO01KW	2981
1300 PA0PVV	JO22VA	3203
1300 PE1LWT	JO22VA	3203

1304 G4AJC	IO91VJ	2889
1305 G4DCV	IO91	2872+-
1305 G4AEP	IO91NJ	2864
1310 G4DBL	IO91HC	2817
1334 ON4LN	JO20	3047+-
1338 ON4IMM	JO11VR	3087
1339 PA3FPQ	JO22	3209+-
1343 PA3FOC	JO21	3127+-

July 27

1138 EA6DD	JM19HN	2142
1139 EB6PZ	JM08RW	2021
1140 EA7GNO/P	IM86US	1615
1144 EA5HB	IM98WX	1906
1202 EA4WT	IN80KN	1815
1204 EA4KR	IN80ER	1798
1208 EA4DEI	IN80BH	1750

EB8BTV, IL18QI wkcd:

June 4

1955 EA3ABZ	JN11BP	2249
-------------	--------	------

June 7

1224 EA1FBF	IN73WJ	2011
-------------	--------	------

June 11

1652 I3MEK	JN55SJ	3113
1652 EA3DBJ	JN01IR	2160
1653 OK1BYR	JN79IT	3559
1655 DL5MAE	JN58VF	3286
1655 DJ8RZ	JN58RQ	3293
1657 DK5RQ	JN68BV	3347
1704 EA9IB	IM85NG	1507
1706 EA2BVD	IN91OO	2055
1725 F5VHX	JN04FT	2371
1725 F0CXO	JN26PP	2787
1726 DL3NCR	JN48QX	3186
1727 F4CYZ	JN38SF	3029
1727 DH9GCD	JN38VF	3043
1727 DJ9EV	JN49SC	3204
1728 F5JNX	JN37QT	2990
1728 DL7HY		
1730 F8OP	JN26MM	2763
1751 PA0JMV	JO21PM	3155
1751 PA3FPQ	JO22XE	3240
1751 ON7GB	JO21IA	3087
1752 PA3CMC	JO21WI	3170
1752 DG5YIL	JO32KB	3274
1756 PA3AYD	JO21UU	3202
1757 PA5KM	JO11WL	3085
1758 PA0PVV	JO22VA	3219
1811 PA2DW	JO22GD	3171
1812 PA3BIY	JO22EB	3157

June 25

1140 EA1BBE	IN62BH	1740
1142 EA1BCB	IN62IF	1757

1150 EA1GAR	IN51NW	1664
1152 EA1DKV	IN53TH	1819
1156 EA1BSH	IN53VL	1842

July 2

1656 EA3DXU	JN11CM	2246
1658 EA3DBJ	JN00IR	2093
1700 EA3GBV	JN01PC	2157
1712 EB3DYS	JN11CK	2241
1714 EA5AAJ	IM99SL	1932
1715 EB5HRX	IM99TL	1938
1721 EA6VQ	JM19MP	2197
1730 EA4DTX	IN80BJ	1774
1732 EB4DEH	IN80CP	1798
1740 EA7ERP	IM87EE	1560
1741 EA7BHO	IM87DD	1555
1745 EA3DME	JN01PD	2160
1746 EB4DXF	IN80CH	1772
1746 EB3DYS	JN11CK	2241
1746 EA5ZF	IM99VI	1942
1747 EA5HT	IM99	1900+-
1747 EB3ENW	JN11BK	2236
1747 EB4AAQ	IN80CH	1772
1755 EA3CQQ	JN11AO	2240
1800 EA3ABZ	JN11BP	2249
1804 EA3DXU	JN11CM	2246
1810 EA3ZF	JN11EL	2255

July 16

1613 PA2M	JO21IP	3138
1615 DF1NP	JN58	3257+-
1616 PE1HWO	JO21GV	3150
1617 PA3FOC	JO21FW	3150
1622 PE1L	JO23	3308+-
1622 PA3DOL	JO22MT	3249
1627 DL7QY	JN59BD	3241
1655 DL4VS	JN39LG	3069
1700 DF9IC	JN68IW	3385

EA8AVI, IL28, wkcd:

June 11

1045 EA7DFH	IM87DD	
1050 EB5EEO	IM98PG	
1100 EA5EY	IM98OL	
1110 EA5OE	IM99TL	
1115 EA4BWN	IM89VI	
1120 EA5ZF	IM99VT	
1121 EA5DIT	IM99CD	
1122 EA5AMR	IM99DG	
1135 EA4CZV	IN80DL	
1136 EA4ST	IN80KL	
1610 DF1CF	JN57FP	
1650 EB3DYS	JN11CK	
1651 EA3DXU	JN11CM	
1706 EA4TF	IM86QS	
1713 DJ9EV	JN49SC	
1716 F0CXO	JN26PP	

June 25

1140 EA1BCB IN63IF
 1145 F0EJW IN78VK
 1146 F6KHM IN78RJ
 1148 EB1DPB IN53TI
 1150 EA1DKV IN53TH
 1153 EA1BSH IN53VL
 1230 YO4FNG KN44HD

July 16

0930 IN3ZTI/3 JN55OL
 1009 IZ8FAV JN70ET
 1010 I8MPO JN70FT
 1011 IS0GQX JM49OH
 1017 IS0CBC JM49NH
 1020 IK8BIZ JN70GR
 1023 IW0FFK JN61FS
 1025 IK8YOQ JN70GR
 1028 IK0SMG ?
 1031 IW0BET JN61FS
 1051 IK0FTA JN61GV
 1303 F6CWN JN09TT
 1545 HB9BZA JN37BE
 1546 PA3DOL JO22MT
 1547 PA0JUS JO22OO
 1551 PA3BIY JO22EB
 1552 PD1DX JO21AJ
 1600 HB9DFG JN37SM
 1601 PA3FOC JO21FW
 1607 PA3DOL JO22MT
 1608 DL7QY JN59BD
 1615 F6CWN JN09TT
 1616 PE1L JO23WF
 1617 F6HMQ JN09TT
 1618 DH4FAJ JN49EX
 1619 PE2RMI JO23MH
 1620 PA1GYS JO22WW
 1625 PA2M JO21IP
 1626 PA4PS JO33GH
 1627 DK3BJ ?
 1651 DK8VZ JN39JI

EA8BEX, IL27GX, wkd:**June 11**

0900 EA3ESE
 0900 EB2DVT
 0905 EA4CM
 0910 EA3DBJ
 0911 EA4AUO
 0912 EA4VR
 0913 EA4DB
 0914 EA4CJ
 0915 EA4EEK
 0916 F1MOZ
 0917 F4DJK
 0918 EA4KR
 0919 F6FHP
 0920 F6DZO

0922 EA1BYA
 0925 EA1BYA
 0925 EA2AVM
 0925 EB2FJN
 0926 EA1ASC
 0926 F4BWJ
 0935 F5ADT
 0940 F1TE
 1000 EA1DDU
 1001 EB1EHT
 1003 CT1ANO
 1005 EA1BBE
 1008 CT2HWP
 1010 EB1DNA
 1020 EB1IVT
 1035 EA7RZ
 1037 EA9IB
 1040 EB5EEO
 1042 EA7DFH
 1044 EA7ERP
 1046 EA9MP
 1050 EA4ST
 1051 EAEKH
 1055 EA4HP
 1056 EA4CZV
 1057 EA7BNB
 1059 EA5SE
 1112 EA7AMJ
 1112 EA4DTX
 1113 EA5ZF
 1114 EA5OE
 1116 EA3DXU
 1120 EB5FYG
 1725 DL5MAE
 1800 DG2NBN
 1810 G8BCG
 1812 DL3NCR

June 17

1100 IM0/IS0BRQ

June 27

1649 EA3ESE
 1700 EB3DYS
 1710 F5RZU
 1710 EB2FJN
 1712 F1MJC
 1715 F0EZJ
 1740 EB1TT
 1743 G7RAU
 1743 G4FUF
 1745 EA2DR
 1812 EA1FBF

July 2

1744 EA5ZF
 1744 EA3ENW
 1745 EB3DYS
 1745 EB3ENW
 1746 EA6VQ

1747 EA2CCG
 1748 EA3DBJ
 1752 EA3DME
 1753 EA3ZF

July 9

0911 EA1DIH
 0912 EA1JS

July 12

0852 EA3GJO
 0900 EA3GJO
 0906 EA3AXV
 1049 EA2CCG
 1050 F0EJW
 1050 EA1BFZ
 1050 EA4WT
 ??1922 EA1GAR

July 15

1003 EB1BXW
 1004 EB1DCD
 1015 IS0GQX
 1025 IS0GQX
 1130 EA2CCG
 1232 F0EJW
 1234 EA1BFZ
 1235 EA4WT

July 23

0845 CT2GCO
 0847 F9OE
 0848 G4LOH
 0958 EA7AFM
 1534 EA1GA
 1643 EA1CCM
 1644 EA7TN
 1654 EA7DBP
 1657 EB7COL

July 26

1302 G4DCV
 1340 PE1HWO
 1342 PA3FOC
 1343 PE1BTW
 1345 PE0RKC
 1346 PA3FSA

Many thanks to:

EA8BEX, EA8BPX, EA8AVI, EB8BTV and EA8AHH for sending logs and QSO data which were used for this column and also for the study from DF5AI in this issue.

FIVE BELLS GROUP (G4SIV) DXpedition to St. KILDA 2006 – GM4SIV (IO57RT)

St. Kilda is a special place for many reasons. It is a group of small islands and sea stacks about 45 miles west of the main Outer Hebrides. They are the farthest western part of Scotland, situate on the edge of the continental shelf and the remnants of an extinct volcano. The islands and stacks are important for many things including being a major breeding ground for sea birds (over 25000 pairs of puffins and the largest nesting ground for gannets in the North Atlantic). They include the highest sea cliff in the UK and the steepness of the area has to be seen to be believed.

The Islands have double World Heritage Site status as well as SSI and National Heritage awards. They are also known for having been inhabited by people who in the main survived by eating sea birds and eggs and lived a most remote and almost middle age existence until evacuated in the first half of the twentieth century.

Access to St. Kilda is not straight forward in terms of obtaining permission to camp from the owners (National Trust for Scotland), permission to transmit (there is a missile tracking base in the main island) and actually getting there (a boat has to be chartered). The latter included the need to take a great amount of kit, food tents etc.- we were not interested in going without taking sufficient kit to do the "job" properly.

To cut to the point however after months of e-mails phone calls and planning meetings, all of the organisation and consents were in place, tents and kit were acquired/built, waterproof cases purchased and packed and off we set. On arrival on Harris, from where the boat was to depart, the WX was not good and it was uncertain if we would be able to go. The skipper agreed to give it a go and after about 2 ½ hours on a high speed launch (and not feeling 100%) we arrived in Village Bay St. Kilda. The bay had a high swell and (as it is not possible to get close enough to land without transit via a rubber dinghy) we made a tricky transit to land. It was far too rough however to get the kit off the boat and still not certain we would be able to stay. There are no shops on Kilda and other than water all food supplies etc. had to be shipped in with us.

After several hours wait the skipper decided that the wind had turned and swell dropped just sufficient to offload-still not an easy job. Then our hard work started. This involved splitting our resources in 2 one group to get the radio kit up a steep slope to the operating position which we had been granted consent to use and the other to set up the tents for sleeping and eating (this was only permitted near the landing point at sea level) . By then we were close to the end of a hectic and tiring day and decided to eat sleep and make an early start the next day.



GM4SIV on St. Kilda, IO57RT, operating position

Sunday was the second day of VHF NFD and we wished to get at least one station on the air before it finished to ensure we could get the message out that we had arrived (we had no 'phone or internet service). Again we had pre-planned as much as possible how this was to be done and the tent/kit/aerials went together like clockwork. The first band on was 4mtr quickly followed by 2 and

then 6. We decided to stick to tropo for the first day. Monday allowed us to put up 70cm and to get the interface running to run MS using FSK441. From then on we were lucky with the WX, for most of the time it was sunny and fine. There was a chance to look around the Islands and even to take a boat trip around the outlying stacks, in great WX. There was a problem when we were due to leave, although it was sunny on St. Kilda the winds on Harris were at gail force and the boat could not get back to collect us. We had taken this possibility into account in terms of food/fuel etc. We had 2 extra days on the island and put them to good use with many more QSOs. I am sure we all had a great time, although it was hard work, it was an experience we will remember for a long time.

Despite a rough boat trip and the generator being under water on the back of the boat on the trip over the equipment all worked well and we gave many people a new square. Thanks are due to all of those who worked us and those who gave us help/consent to get there and operate.

Details of trip

Operators: Bob G1ZJP, Howard G0VTL, Paul G1GSN and Keith G4ODA

Kit: IC7000 plus Home-brew preamps and H/B Pa's (3cx800) for 144 and 432. 2 x 11 el tonna on 2, 28 el M2 on 432.

Elecraft K2 plus mutek transverter for 4/6 with H/B PA's, 5 el M2 on 6, 4 el H/B on 4. All powered from 3kva gas fuelled Honda generator.

Results by band

432: disappointing.... 10 QSOs

144: 273 QSOs 94 on tropo, 26 on Es and 153 on MS

70: 51 QSOs

50: 1117 QSOs

Many 6/4 QSOs on back scatter...4m QSO with S54M at 2087 KM on MS new world record on this band/mode.



Howard – G0VTL / Bob – G1ZJP / Keith – G4ODA / Paul – G1GSN

QSO Summary

2 July: 6m 150 QSOs (G PA ON F OZ DL 9A EA EI HB I OE OK S5 SM and SP), 2m 46 QSOs (G/GM), 4m 15 QSOs (G/GM)

3 July: 6m 107 QSOs (G PA ON F OZ DL 9A EA I OE OK OM S5 SP 5B4 CT LY), 2m 30 Qs (G PA ON F DL HB), 4m 6 Qs (G EI)

4 July: 6m 7 QSOs (G EI), 2m 31 QSOs (G PA OZ DL I) ... Bad day

5 July: 6m 62 QSOs (G PA F OZ OE S5 SV DL 9A EA HB OK SP HA), 4m 4 Qs (CT G), 2m 24 Qs (G PA F DL EI OK S5 SP SM)
 6 July: 6m 384 QSOs (G PA ON F OZ DL 9A EA EI ES HB I OE OK OM S5 SM SP 4X 5B4 9H HA LX LY SV YU Z31),
 4m 10Qs (G S5), 2m 45 QSOs (G PA ON F OZ DL HB I OK SP)
 7 July: 6m 177 QSOs (G PA F OZ DL 9A EA HB I OE OK S5SM 9H CT HA LZ SV T9 YT YU),
 4m 12 QSOs (G EI S5 SV), 2m (G PA ON F DL EA HB I)
 8 July: 6m 64 Qs (G F DL 9A EA ES HB I OE OK OM S5 SP 4X 5B4 SV TA), 4m 0, 2m 33Qs (G PA ON F OZ OK S5 SP LY YU)
 9 July: 6m 66 QSOs (G PA ON F DL 9A EA HB I OE OK S5 SP LY YU), 4m 4 Qs (G S5), 2m 14 Qs (G PA F OZ DL HB OE SP)
 10 July: Left Kilda...missed opening from GM to JA on 6! Site take off nil to west.

Not as good as your log but good fun. 73 Keith G4ODA

GM4SIV/p, I57RT wkcd on 2m via Es:

6th July

16.26 OK2VSO 59/59 JN99
 16.27 OK2PMV 59/59 "
 16.28 OK2POI 59/59 "
 16.29 DG1VL 59/59 JO61
 16.31 DL4DWA 59/59 "
 16.32 OK1AGE 59/59 JO70

7th July

10.56 I1DMP 59/59 JN35
 11.00 IK0BZY 59/55 JN61
 11.14 I1JTQ 59/59 JN35
 11.16 IZ1BLH 59/59 "
 11.25 IW0FFK 59/59 JN61
 11.25 IK0FTA 59/59 "
 11.26 IK0SMG 59/59 JN61
 11.31 IW2BSQ 59/59 JN45
 11.33 HB9BQU 57/59 JN37
 11.34 HB9ADJ 59/59 JN36
 11.35 IK5YTY 59/59 JN53
 11.37 IK5OEA 59/59 "
 11.38 IK2ABJ 59/59 JN45
 11.39 HB9FAP 59/59 JN46
 11.48 IK1HXN 59/59 JN34
 11.55 IK5 IAR 59/53

GM4SIV/p, I57RT wkcd on 4m:

2 July

10.20 G4RFR/P 53/55 IO80
 10.27 GM3TAL/P59/59IO75
 10.31 GI4KSO 59/59 IO64
 10.35 GM3 PXK/P59/59IO85
 10.51 G4IRX/P 54/55 IO93
 10.57 G3FJE/P 53/57 IO92
 10.59 GW8IZR 54/52 IO73
 10.59 G4DEZ 52/52 JO03
 11.25 MM0CPS/P58/54 IO84
 11.30 GW4BVY/P57/55 IO72
 11.43 G4OHM/P53/55 IO82
 12.37 GM3WQJ/P 53/59 IO86
 12.52 G0OLE/P 56/59 IO93
 13.05 MW0BAV/P 54/54 IO82
 13.16 G3LVP 539/559

3 July

19.10 GD0TEP 55/57 IO74
 19.10 GM4PMK 59/59 IO66
 19.14 EI3IO 529/55
 19.24 GI4KSO 58/59 IO64
 19.31 EI3IO 54/57

5 July

19.57 GM4DIJ 59/59 IO85
 20.00 CT1HZE 59/59
 20.02 GM3TAL 55/55 IO86
 20.28 G6CRV 42/55 IO84

6 July

9.05 G4BEL 42/52 JO02
 10.01 MM2FYA 42/55
 12.27 S54M 59/57 JN86
 21.46 G8TOK 59/59 JO02
 22.11 G4IGO 56/59 IO80
 22.13 G0CHE 54/59
 22.14 2W0CDJ 53/57 IO71
 22.15 G3UVR 58/57 IO83
 22.17 G8TOK 59/59
 22.18 G3UUT 52/55

7 July

08.08 S54M 26/26.....New world record 4m ms
 11.19 GW8ASD 52/55 IO83
 11.24 G4DEZ 54/57 JO03
 11.28 G4PBP 52/56 IO82
 11.30 G8IYG 56/57 IO82
 11.32 G4IOQ 53/54 "
 11.33 G3IKR 52/53 "
 11.40 GD0TEP 58/59 IO74
 11.45 G0JHC 54/55
 11.59 EI3IO 54/57
 20.01 S51DI 59/59 JN76
 20.03 SV1DH 52/55

8 July

13.19 GW8IZR 55/55
 13.22 GM4LUD 419/55

9 July

15.07 S51DI 59/59
 20.46 S59MA 58/59 JN76

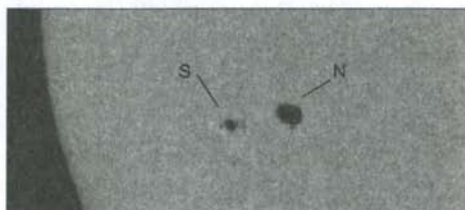
Aurora Reports

Editor: Stefan Heck, LA0BY
LA0BY@darc.de

2202 G0KPW JO02RF 55A 55A 221km
2234 SM0DFP JP90JC 53A 55A 1244km

Cycle 24

It seems that the next solar cycle 24 has started!
On August 25 the second reverse sunspot has been observed. Reverse means that the configuration of the sunspot reflects a shift in polarity as compared to the sunspots of cycle 23.



Picture: Sunspot 905 as seen by SOHO

The number of sunspots should now be rising again, and we can expect to experience more Aurora conditions.
73, Stefan (LA0BY)

LA0BY in JO59FW wkd on 144 MHz:

2006-08-19

1645	G0KPW	JO02RF	56A	55A	290°	1021km
1648	DL0MFK	JO63WU	53A	59A	40°	707km
2230	LY2SA	KO14LL	57A	59A	20°	964km
2231	EW6FS	KO35LB	53A	59A	30°	1121km
2239	LY3OD	KO24OR	53A	55A	30°	1054km
2250	SM0DFP	JP90JC	55A	55A	30°	463km
2251	YL2AO	KO16DK	56A	59A	30°	794km
2252	LY3W/p	KO06MA	53A	53A	30°	760km
2255	SP3KEY	JO71VQ	55A	59A	30°	975km
2258	LY2AT	KO14UG	55A	55A	30°	1015km
2300	LY2R/p	KO15KP	55A	59A	30°	875km
2302	LY2BUJ	KO15XH	54A	55A	30°	952km
2304	RU2FO	KO04WW	53A	51A	30°	879km
2306	ES2RJ	KO29KM	53A	55A	30°	808km
2307	PA4PS	JO33GH	55A	59A	30°	774km
2309	DL1SUN	JO53PN	55A	59A	30°	711km
2310	DL7PV	JO62NL	53A	54A	30°	845km
2311	PA3CWN	JO33AH	55A	55A	30°	784km
2314	SF7WT	JO65QQ	56A	57A	30°	503km
2317	ES7GN	KO28TI	56A	55A	10°	881km
2336	OH6MW	KP20TM	42A	52A	30°	838km
2344	SK7HW	JO76JU	58A	59A	30°	426km
2345	SP3JFK	JO71UT	54A	59A	30°	960km

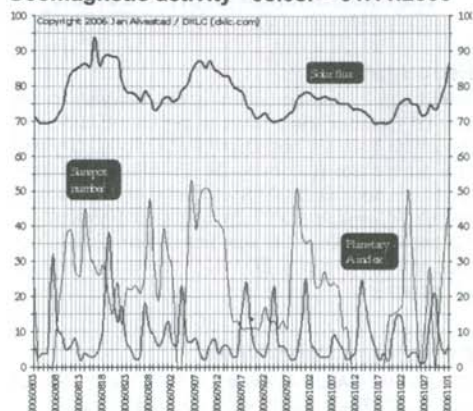
RIG: IC-821H, PA 180W, antenna 9-ele-yagi

PA5DD in JO22IC wkd on 144 MHz:

2006-08-19

1650	GM4ILS	IO87IP	56A	57A	800km
1655	SM0DFP	JP90JC	53A	54A	1244km
2143	LA8NK	JO48KM	55A	56A	762km

Geomagnetic activity 03.08. - 01.11.2006



Beacon Reports via Aurora on 2m:

* = SK2VHF + = LA2VHF JP53 nil = SK4MPI JP70

Date	UTC	Beacon heard from area / loc.
25.7.	2155	SM2 (KP15)
28.7.*	1550	SM2 (KP15)
31.7.	1350	SM2 (KP15)
2.8.	2140	ES2 (KO28)
7.8.*	1235	SM2 (KP15)
	1715	OZ (JO65)
17.8.+	2048	SM0 (JO89)
19.8.	1430	OH6 (KP02)
	1530-	N-DL (JO53)
20.8.*	0425	UA1 (KP50)
21.8.	2205	SM2 (KP15)
22.8.+	1425	SM2 (KP15)
27.8.+	1300-1500	OH6 (KP02), ES2 (KO28)
	2205	N-DL (JO53)
30.8.+	1845	OH1 (KP10)
1.9.+	2000	SM2 (KP15)
4.9.+	1610	OH6 (KP02)
5.9.+	1600	OH1 (KP10)
17.9.+	1215	SM2 (KP15)
18.9.+	1855	SM2 (KP15)
23.9.+	2115	SM2 (KP15)
3.10.+	1430	OH5 (KP30)
13.10.+	2000	SM (JO77)
	2010	LA (JP20)
21.10.+	1630-1730	LA (JO58), OH6 (KP02)
28.10.*	1608	SM2 (KP15)
29.10.*	1340	SM2 (KP15)
2.11.+	1730	OH5 (KP30)
3.11.*	1500	SM2 (KP15)

6m News

Reports, Expeditions, Infos
Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

Propagation

went calm in September as usual. Anyway in the end of October there was a period of about 10 days with daily Es openings over Europe. On several days there was even 2x ES with QSOs from CT to SP and 5B to GM and others. MUF was on 4 days > 70 MHz and on 2 days around 100 MHz. On two days ZD7VC/B was heard from G, DL, ON etc. and on one day ZD7VC worked into several EU countries.

Expeditions and News:

3X Guinea: UA6JR is qrv as 3XM6JR and RW3AZ as 3XD2Z. They stay 2 years and are qrv on 6m.

9Q Kongo: 9Q1D is qrv on 6m until 31.12. Loc.: JI75PQ.

9V Singapur: PF5X is qrv as 9V1DX until October 2007 also on 6m. Rig: 100w + 5/8 vertical.

A6 U.A.E.: A61Q - a resident - is very active on 6m now. Loc. LL75. QSL via EA7FTR.

C3 Andorra: C31BO is qrv on 6m with 100w. Locator JN02SM.

CN Marokko: SV8CS is building a permanent contest QTH in IM52. He will be also qrv on 6m next year.

FM Martinique: F5JJK is qrv on 6m until August 2007 as FM5JC. Locator is FK94LO.

FR/G Glorioso: F5OGL, F5JJK, F5CW etc. have postponed their expedition.

HS Thailand: 6m has been strictly forbidden in HS so far. Now there are indications that a beacon could be licenced as a first step.

IO61 EI2IP has moved permanently to IO61 and will be qrv on 6m/4m from now on.

J7 Dominica: DM8MM (ex DL7AJA) plans to be qrv in the end of June / beginning of July 2007 on 6m with 5 ele and 100W. Takeoff to EU is perfect.

TA Turkey: TA2ZAF (ex TA2/OK1MU) is qrv for several years from Ankara, KM69KV, also on 6m. Pavel will try to activate several rare squares in TA on portable operations.

VP8 Falkland: A local group is planning a 6m EME activity. They also plan to erect a 6m beacon with the callsign VP8VHF.

VQ9 Diego Garcia: G4FJK is qrv as VQ9JK until the end of 2006 on 6m. Loc.: MI62EQ.

XT Burkina Faso: F2JD, N6OX, F9IE etc will be qrv from January 6th to 20th 2007 also on 6m. QSL via F9IE.

ZA Albania: ZA/UT7DW is qrv permanently on 6m. Loc. JN91WX.

Beacons

CT1ART/B 50.0366 MHz, IM67AH, Yagi, QTF 270, 30W. QRV now!

CU8DUB/B 50002.5 MHz, HM49KL, 10W, Loop, Omni, proposal for winter 2006.

D44DUB HK86NO, is a proposal for spring 2007.

DB0DUB 50.083 MHz, JO30, 2 W ERP, omni horiz., qrv for tests, was hrd already in Oct. from CT.

EA7A/B 50075.0 MHz, IM76sr, new beacon

HG5BVC 50.060 MHz, JN97PL, 1W, Collinear-Vertikal, qrv

HG7BVA 50.031MHz, JN97QK, omni, new qrv since Oct 6.

HG8BVB 50.022 MHz, KN06OQ, new qrv since Sept. 26.

PR8ZIX 50.018 MHz, GI64, 50W, horizontal Loop, QRV nw

ZS6TWB 50.044 MHz, KG46rd, 10W, 5/8 Vertical, qrv again since July from a new QTH.

4m News

Reports, Expeditions, Infos
Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

CT: Licences extended

The special 4m permits which expired in the end of August 2006 have been extended until April 30, 2007. QRG range remains unchanged. It looks quite promising that CT will be on the air again on 4m also during summer 2007.

SV: 4m beacon

SV1DH plans to add a 4m beacon to the Athens 6m SV1SIX beacon in spring 2007. The beacon will run some 20W to an omni horizontal antenna.

OZ's also on 70200 now

Since the end of November all OZs gained access to 70,200 +/- 12,5 kHz. OZ7IS, Ivan.

Borrow TVTR, PA and antenna for 70 MHz

Are you going somewhere special? E.g. on a DX-pedition, or are you able to operate from somewhere interesting for a limited period of time and have no equipment for 70 MHz? Then I might just be able to help you out with a transverter, accompanying power amplifier and antenna. For details contact Bo, OZ2M. www.rudius.net/oz2m

QUARZE € 15,-

Sonderanfertigung von Quarzen in HC18/HC25/HC6-Gehäuse
+ einmalig € 6,- für Porto, Bearbeitung usw.: Lieferzeit 3 Wochen

**Wir liefern auch
original Amidon-Ringkerne ab Lager!**

Andy Fleischer

Paschenburgstr. 22 · 28211 Bremen
Telefon (04 21) 35 30 62 · Fax (04 21) 2 44 31 31
Quarz@Andyquarz.de www.AndyQuarz.de

News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ
info@DUBUS.de

Beacons

News from OZ7IGY 3.4 & 5.7 GHz

OZ7IGY is qrv now on 3400,930 MHz with 9 watts into 10 metres 7/8" coax (-1 dB) feeding a wave-guide slot antenna (+10 dB) 97.5 m asl. F1A keying. Since October 29th, 2006, it is located at Slettebjerg, JO55wm, the final QTH. -

Due to the generous donation of a 10 Watt solid state PA from SM6ESG for the 5.7 GHz beacon I found a way to use the previous 1W homemade PA. I "steal" some power (100 mW) from the main signal line. Transport it through 8 metres of H 1000 cable to the amplifier mounted directly on a small dish (40 cm IKEA lamp with a "penny-feed") directed at Stockholm, approx. 30° +/- 4°.

Data for the 5.7 GHz OZ7IGY is then as follows:

5760,930 JO55wm 50W WG slot Omni 99 F1A

5760,930 JO55wm 400W 40 cm IKEA 30° 97 F1A

Reports are still most welcome! All other data about OZ7IGY can be found at: www.oz7igy.dk Vy 73 de OZ7IS, Ivan.

New Beacons in SP3 on 6m, 2m and 70cm

Thanks to SP3DRT the following beacons went on the air in October:

50.028 MHz **SR3FHB** JO91CP 5W omni 180m a.s.l. F1A

144.429 MHz **SR3VHC** JO91CQ 1W cross dipole omni F1A

Next one to come is **SR3UHD** on

432.428 MHz JO91CQ 1W cross dipole omni 180m a.s.l.

OZ4UHF on 2.3 GHz

OZ4UHF/B is qrv from Bornholm - JO75 - on 2320,996 MHz since October.

F5ZUO on 5.7 GHz

We have added a new omni beacon at Neulos JN12LL site: F5ZUO on 5760,866 MHz and I plan to put our 10368,860 MHz bcn at same location only waiting for an omni slotted antenna to get omni radiation. 73 de Michel F6HTJ

OH3SHF on 24 GHz

The 24 GHz band was added to OH3SHF family of beacons on the 12th of July. Details of the new beacon are: 24048.800 MHz, TX power 0.7W, Antenna gain 18dBi (128 slot slotted waveguide), horizontal polarisation, ERP about 30W, Frequency accuracy better than 100Hz (GPS locked frequency reference), Location KP11VK, 222m a.s.l., 67m a.g.l. 73 de Ari OH3LWP

IQ2MI/B qrv from the top of Europe

A group from Milano around Gian Leonardo, IW2NKE, has put up a 2m beacon from one of the highest reachable points in the Alps at 4559 m a.s.l. this summer. The beacon is running on 144.4155 under the call IQ2MI/B with 100mW to a 5 ele

yagi beaming 110 deg. The beacon is solar cell powered and running in F1A. Look on the back cover for the great take off picture above the clouds and for the map with reception reports. Congratulations to the group for erecting this outstanding beacon!

WA1ZMS transatlantic beacon on air now!

WA1ZMS/B is on the air since the end of October on 144.285000 MHz from FM07FM beaming Europe with yagis and good power from 1280 m a.s.l. The CW is not yet GPS synchronized, but rather sends about 8WPM CW text; "de WA1ZMS/B FM07fm at 4200 ft AMSL" followed by 30 sec of carrier. The text takes about 45 sec to send. As soon as G4FRE can finish a new beacon keyer for me, the text will be much shorter and the entire message will start at the top of each UTC minute. Brian, WA1ZMS

ZS6 2m Beacon qrv

The following information comes from ZS6NK, Paul: ZS6WAB is running a 2m beacon on 144.480 MHz with the call sign ZS6TWB/B from KG46RD with 15 W RF when he is not on the band himself. The beacon is running on ZS6WAB's EME array of 8 x 17 ele yagis beaming north! This should be a very interesting opportunity for TEP observations for stations in N-AF and S-EU. The other ZS 2m beacons ZS1VHF and ZS2VHF are currently QRT.

EI2WRB Beacon qrv again on 2m & 70cm

EI2WRB beacon is fully operational on both vhf and uhf from the original location of Portlawn in County Waterford. Details: 144.403, 40 watts, 5 element yagi to 95 degrees, IO62IG. 432.403, 5 watts, 12 element yagi to 95 degrees, IO62IG. John McCarthy EI8JA.

OH5SHF qrv on 2.3 GHz

OH5SHF beacon is qrv from KP30HV 240 deg, 10 dBd, 11W ERP, 146m a.s.l. on 2320.935 MHz since Oct 14th. OH6DD

I8EMG/B qrv also on 5.7 GHz now

From southern Italy is qrv the new beacon I8EMG/B on 5760.900 MHz. Locator JM89BJ, 1400 m a.s.l., 2W ERP, omni, A1. 73 de I8EMG, Franco

UU1DX/B qrv on 2m

UU1DX, is running a beacon with the call UU1DX/B on 144.621 MHz from KN74bw with 4W to a dipole 350m a.s.l. Oleg, UU1DX, lapa@uu1dx.com

Expeditions & Stations

EI/G0AFH/P Expedition to IO43 & 54

EI/G0AFH/p will be qrv as follows on 2m FSK MS:

IO43 December 24th to December 30th

IO54 December 31st to January 5th

Operating time in the early hours of the morning 04:00 - 07:00 and then at other times throughout the day. If there is GPRS coverage KST chat will be used to set up skeds etc. Latest info at www.g0afh.com

EA1DDO qrv now as HK1DX

Máximo, EA1DDO, is qrv since mid November for three months from his second and new QTH in Colombia and is qrv as HK1DX from FJ29em. His plan is to activate 2m and 70cm via EME in JT65 with a decent station. He is also looking for TEP and Tropo DX to South America and W/XE. Rig: 2m: 200W + 4.7w/ yagi, 70cm 120W + 8w/.

There is not internet access on the operating position but there is an internet café close so he is able to check his e-mail for any sked. You can write to: EA1DDO@Hotmail.com

Check the web page www.HK1DX.com for the latest news.

The last time HK was on the Moon, was HK1TL around 1973. 73, Máximo, EA1DDO

RW1ZC/MM

Alex is qrv now again for several months and cruising around the coast of South Africa (ZS1 area). He is qrv on 2m via FSK-MS and looks for contacts with ZS stations. He is also interested in TEP tests and usually monitors 144.300 MHz.

News

Satellite Downlink in the 2m SSB band?

G3ZVZ proposes (probably with the support of AMSAT-UK) that the 2m SSB range 144.315 to 144.365 should be used also for Satellite downlinks in the future as this range is not really used very much by the 2m DXers. The proposal will be discussed at the meeting of the IARU VHF managers in Vienna on February 24/25 2007.

MS Shower Info - Antihelion

The International Meteor Organisation (IMO) has added some changed to their list of meteor showers. 10 smaller showers were cancelled and taken from the list. These showers are now called Antihelion (ANT). These showers have their origin in smaller comets in the belt of small planets in the ecliptic.

Thus a more precise name would have been "Eclipticids (ECL)" but IMO did choose Antihelion instead. These 10 smaller showers are not listed with different maxima any more but a source of meteors active throughout the whole year with an average ZHR of 3.

Meteor Shower Calendar 2007

The data of the Meteor shower in the DUBUS shower calendar do not change in 95 % of all cases. Just the maxima of the large showers change. Please use the calendar in DUBUS 4/2005 on page 100 for the first quarter of 2007. Just the maximum for the Quadrantids has to be changed to Jan. 4th 0030 UT. Further interesting information about all MS shower in 2007 are on the web at: <http://www.imo.net/calendar/2007>

MWS 2m 2007

The 2m Most Wanted Squares poll for 2007 will be organized by Funk-Telegramm and DUBUS Magazine. Please send your entries to info@dubus.de or funk-telegramm@t-online.de until February 1st 2007.

VHF-Databases from DL8EBW

You can find the latest info and versions about DL8EBW's

VHF databases at www.DL8EBW.de

Tropical thunderstorms affect space weather

The persistent, day-after-day formation of clouds and thunderstorms over the tropics has a surprisingly big effect on the Earth's ionosphere some 200 miles above the cloud layer, according to new results from two of NASA's satellites published recently by physicists at the University of California, Berkeley. For more info check the web at: www.berkeley.edu/news/media/releases/2006/09/14_weather.shtml

This fits to the assumption that thunderstorms could have an influence to the origin of Sporadic-E propagation.

Dates

UKW-Tagung 2007

The next "UKW-Tagung" in Bensheim (Weinheim) will take place on September 15th/16th 2007 in the Karl Kübel Schule.

Dorsten GHz Meeting 2007

The next GHz Tagung will take place in Dorsten on February 24th 2007 in the Volkshochschule. See www.ghz-tagung.de

Heelweg Microwave Meeting

The fourth Microwave meeting in Heelweg (The Netherlands) will take place on January 20th 2007. 10-16 MEZ. Location is: Café "De Vos", Halseweg 2, 7054 BH Westendorp. (10km from DL border near Bocholt). More infos via pa7jb@xs4all.nl or pa0bat@amsat.org, phone ++31-315-241339

DUBUS Poll - 2007

Dear DUBUS reader / subscriber:

We would like to know the following from you:

1). Do you want to see DUBUS to continue as a printed magazine as it is or would you like to prefer a PDF version sent out via email instead?

2) Are you satisfied with the content? Do you have any suggestions? What do you miss? What is too much?

Please take part in this poll! The future of DUBUS magazine strongly depends on what our readers want. So your personal vote is really important! Please send your answer via email or snail mail to:

Funk-telegramm@t-online.de

DUBUS, Grützmlenweg 23,

D-22339 Hamburg, Germany

Thank you! 73 Joe, DL8HCZ/CT1HZE

Deadline / Redaktionsschluss
DUBUS 1/2007: 1. February 2007

Inhalt / Contents 2006

Reports (Technique, Operation Technique, Propagation, Software)

High Performance Low Phase Noise PLL Microwave Source	Goran Popovic, AD6IW	I/8
Homebrew Yagi for 1296 MHz DX	H. F. Reckemeyer, DJ9YW	I/16
76 GHz Transverter - Addendum	Philipp Prinz, DL2AM	I/22
10 GHz: Starting Dish Sytem for P3E and future P5A	Paolo Antoniazzi, IW2ACD	
	and Marco Arecco, IK2WAQ	I/25
Minimal QSOs and their Validity	Klaus von der Heide, DJ5HG	I/38
Hadley Cell Propagation	Volker Grassmann, DF5AI	I/55
122 GHz Transverter with new Multiplier	Philipp Prinz, DL2AM	II/8
Circular Polarized Antenna Feed for EME on 10GHz and 5.7GHz	Luis Cupido, CT1DMK	
	and Willi Bauer, LX1DB	II/22
Dual 70cm and 23cm Dish Feed	Doug McArthur, VK3UM	II/34
EME Dishes: Position Finding without Sun Noise	H. F. Reckemeyer, DJ9YW	II/50
Icom's Compact Transceivers for DXpeditions with JT65	H. F. Reckemeyer, DJ9YW	II/56
Receiving Weak CW Signals	Leif Asbrink, SM5BSZ	II/60
Pocket Transverter for 47GHz	Jürgen Dahms, DC0DA	II/63
AGC-OFF feature for Kenwood TS450/690 Transceivers	Cristian Negru, YO3FFF	II/66
Virgo - A Meteor Radiant Visualization Tool for Meteorscatter	Sabine Cremer, DL1DBC	II/72
A Simple PANFI (SPANFI) - Concept and Implementation	Ingo Gaspard, DF1VH	III/8
18 W / 1,3 GHz PA using Mitsubishi Module RA18H1213G	Henning C. Weddig, DK5LV	III/28
A Simple Circular Polarizer for 10GHz	Marko Cebokli, S57UUU	III/45
Yagis for the 70 MHz Amateur Band	Martin Steyer, DK7ZB	III/54
RF PIN Regulator	Ulrich Graf, DK4SX	III/60
The case if the varying Sun Noise	Doug McArthur, VK3UM	III/62
How Many Bits Are Copied in a JT65 Transmission?	Joe Taylor, K1JT	III/64
Recommended Procedures for Random Digital EME	Joe Taylor, K1JT	III/69
2m 500W Amplifier Using a 3-500Z	Tatsumi Mochizuki, JH2CLV	III/80
Circular Polarization and Polarization Losses	Rastislav Galuscak, OM6AA	IV/8
Measurement Test Results with JT65 V. 5.9.3	H. F. Reckemeyer, DJ9YW	IV/24
Low Temperature Antennas	Popa Ljubisa, YU7EF	IV/32
432 MHz Long Boom EME Yagi	Popa Ljubisa, YU7EF	IV/48
144 & 432 MHz Low IP3 PA3BIY LNAs - Modified Version	Peter Frenning, OZ1PIF	IV/54
Addendum to the 122 GHz-Transverter from DUBUS 2/2006	Philipp Prinz, DL2AM	IV/57
A Comment on Joe's Paper		
„How Many Bits Are Copied in a JT65 Transmission?“	Klaus von der Heide, DJ5HG	IV/62
Very long distance propagation in the 144 MHz band - Part 3: Use of satellite and aerial images to analyse double hop sporadic E radio links	Volker Grassmann, DF5AI	IV/67

Microwave Parts

HMC-C022, HMC341LC3B	Henning Weddig, DK5LV	II/78
RF386X, SZP2026Z + 3026Z, BLF369	Henning Weddig, DK5LV	III/72
MRF6V2300, MRF284	Henning Weddig, DK5LV	IV/87

News, Activity Reports, Contests etc.

2m-EME News	DM2BHG	I/82, II/85, III/85, IV/101
70cm + up - EME News	DL7APV	I/89, II/94, III/89, IV/105
European EME Contest 2006, Digital Results	F6HYE	II/91
European EME Contest 2006, CW Results	F6HYE	IV/97
FAI News	F6DRO	I/102, II/107, III/101
Microwave Europe	DL4PLM	I/74, II/80, III/78, IV/91
Microwave USA	WA5VJB	I/78, II/84, III/82, IV/94
Microwave Japan	JH6RTO	I/77, II/84, III/80, IV/94
VHF South America	PY2ZX	I/80, II/82, III/83, IV/95
VHF Australia & New Zealand	DL8HCZ	I/79
6m News	CT1HZE/DL8HCZ	I/104, II/109, III/109, IV/124
4m News	DL8HCZ	I/104, II/108, III/111, IV/124
Aurora Reports	LA0BY	I/101, II/106, III/100, IV/123
Meteor Scatter Reports	DL8LAQ	I/105

Meteor Shower Calendar

Es-News

Tropo News

News & Comments

Lunar Weekend Calendar 2007

European EME Contest 2007, Rules

S79 - Expedition Report

DUBUS 2m CW EME Activity Events and 2006 Activity

3Y0X - Expedition Report

DL3OCH 23cm EME Expedition Report

EME Expedition Report: CT3/DL1YMK

GM4SIV - IO57 - Expedition 2006

New - Old Sporadic-E IARU Region 1 & World Record! CT1HZE

The 2006 2m Sporadic-E Season from the Canary Islands CT1HZE

DUBUS Contents 2006

DL8EBW

DL8LAQ

DJ8ES

DL8HCZ

DL7APV

DL8HCZ

DM1CG

Contest

PA5M

DL3OCH

DL1YMK

G4ODA

CT1HZE

DL8HCZ

I/108, II/110

III/103, IV/115

I/94, II/102, III/96, IV/111

I/109, II/111, III/113, IV/125

IV/110

II/92

I/85

I/87

II/88

II/99

III/94

IV/120

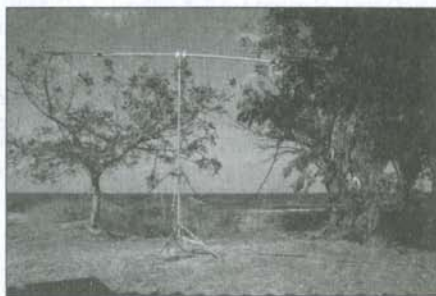
IV/117

IV/118

IV/127



Mocambique: C91JE 2m EME QTH



Malawi: 7Q7JE 2m EME QTH



EA8AVI 2m/70cm/23cm DX from IL28



RW1AW and his motto



DK0NA
with new
antennas

Ed, KL7UW
and Janet
the new
DUBUS
USA
Distributor



DUBUS Order form - Bestellformular

Quantity / Anzahl

..... x TECHNIK 6 book – Buch EUR 25,- / USD 25,- = EUR/USD

..... x TECHNIK 7 book – Buch EUR 25,- / USD 25,- = EUR/USD

This includes surface delivery outside Europe! Add 5 USD/EUR for airmail.

DUBUS Magazine back issues / ältere Einzelhefte:

2/81, 4/81, 4/83, 1/87, 2/87, 3/87, 4/87, 1/89, 2/91, 3/91, 4/91, 2/92, 3/92, 4/92,
1/93, 3/93, 4/93, 2/94, 3/94, 4/94, 2/95, 3/95, 2/96, 4/96, 4/97, 1/02, 2/02, 3/02

Mark issues you want. Bitte gewünschte Nummern markieren.

Price per issue, DL: EUR 3,- inkl. Porto, Other: EUR 4,-/USD 4,- incl. postage

Anzahl der Hefte x EUR 3,- = EUR

Nr of back issues x EUR 4,- / USD 4,- = EUR/USD

.... x DUBUS 1998 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 25,- = EUR/\$

.... x DUBUS 1999 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 25,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2000 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 25,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2001 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 25,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2003 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 25,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2004 issue 1, 2 and 4 EUR 15,-/USD 22,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2006 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 25,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2007 Abo / Subscription DL / EU: EUR 22,- = EUR

.... x DUBUS 2007 Subscription: Outside EU: EUR 30,-/\$30,- = EUR/\$

Gesamtsumme / total amount : EURO / USD

(Books, Back issues, Subscriptions)

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

Please enclose total amount in cash. (No creditcards, no foreign cheques!!)

Name:

Call:

Street/Str.:

ZIP/Town – PLZ/Ort:

-> If you transfer to our bank account, please transfer to: Verlag Joachim Kraft,

Account-No: IBAN DE92200100200207354201 - Bank: BIC PBNKDEFF

DUBUS, Grützmühlenweg 23, D-22339 Hamburg, Germany



Field Head
Leconfield Rd., Leconfield
Beverley, E. Yorks
HU17 7LU
England

Tel. +44 (0)1964 550921
Fax. +44 (0)1964 550921
E-mail sales@linamp.co.uk
Web www.linamp.co.uk

DISCOVERY

Amplifiers for 6m



6m DX Buster

**Work the weakest DX
on 6m even under
poor conditions!**

All amplifiers have soft-start, sequenced relays, grid protection, anode protection, Pi – L output. The Discovery is a desktop amplifier with internal PSU, which uses an efficient toroidal transformer and silver plated RF components.

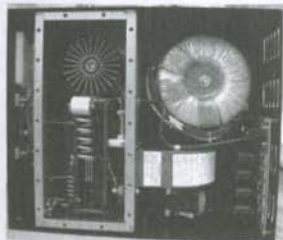
3 models available

GS31	1kW output	12dB gain	£1395
GS35	1500W O/P	13dB gain	£1595
3CX1500A7	1500W	16dB gain	£1795

4m model also available or added to 6m, hence 4/6m – phone for details

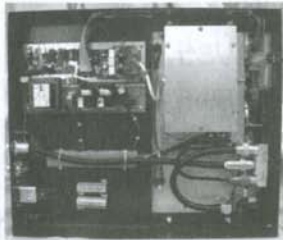
Delivery is normally 2 weeks from date of order and payment can be made with Visa/Mastercard, cheque on UK bank account or bank transfer.

Carriage charges – UK £15, EC countries £35, other destinations prices on request.



Other Discovery models are

2m GS31	+1kW	£1395
2m GS35	1500W	£1595
70cm GS31	800W	£1495



- | | |
|------------------------|-------------------------|
| ▪ Type | TR 70 H |
| ▪ RF frequency range: | 70 ... 72 MHz |
| ▪ IF frequency range: | 28 ... 30 MHz |
| ▪ IF input power: | 1 ... 50 mW |
| ▪ PTT control: | Contact to ground |
| ▪ Output power: | 20 Watts |
| ▪ IM3 @ 20 Watts PEP | -28 dBc |
| ▪ Supply voltage: | 13.8 V DC (12 ... 14 V) |
| ▪ Current consumption: | typ. 6 A (TX) |
| ▪ RX gain: | typ. 25 dB |
| ▪ RX output IP3 | typ. + 20 dBm |
| ▪ Noise figure: | typ. 1.0 dB |
| ▪ Dimensions mm: | 270 x 260 x 80 |
| ▪ Case: | aluminium |
| ▪ IF connector: | BNC-female |
| ▪ RF connector: | N-female |

Price:

TR 70 H 1073,00 €

(Price incl. VAT)

**Designed by
DB6NT**

- Excellent low noise figure, no external preamp needed
- MOSFET power amplifier with built-in VSWR protection
- Two separate IF connectors. They can be switched (internally) to one common IF connector.
- Built-in sequence controller



Dear Customer and Friends!
Thank you for your trust in
our company.
Merry X-Mas and a Happy
New Year!



We develop and manufacture professional devices for the frequency range 0.1 ...50 GHz. This includes customer defined amplifiers, mixers, oscillators and systems.

KUHNE electronic GmbH
 MICROWAVE COMPONENTS

Kuhne electronic GmbH
 Scheibenacker 3
 D - 95180 Berg
 GERMANY

E-mail: info@kuhne-electronic.de
 Tel. 0049 (0) 9293 - 800 939
 Fax 0049 (0) 9293 - 800 938

www.db6nt.de



Circular Polarization and Polarization Losses

by OM6AA et al.

Antennas_LHC [10]

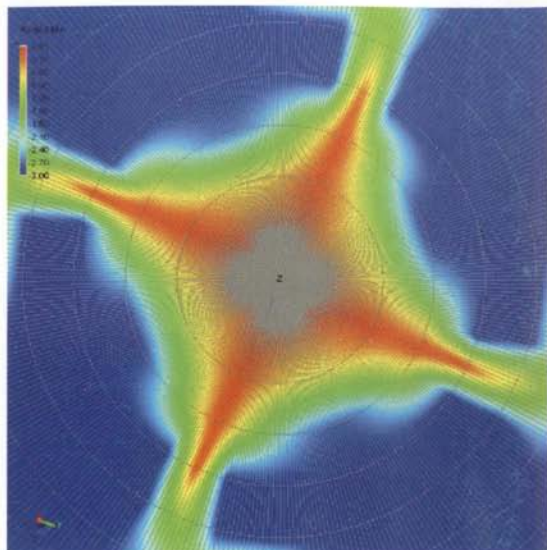


Fig. 7b and Fig. 7c

IQ2MI 2m beacon from the top of Europe



IQ2MI/B, 144415.5 MHz, JN35WW, 4550 m a.s.l., 0.1 W, 5 ele. Yagi to 110 deg., F1A. –
Map: red dot = Beacon QTH, green dots = beacon was heard from these locations

This is the final issue of the year 2006.

Please renew your subscription for 2007 now.

Thank you!

Dies ist die letzte Ausgabe des Jahrgangs 2006.

DL: Bitte das Abo für 2007 ab 1. Januar verlängern.

Bitte möglichst ein Ausführungsdatum für die Überweisung ab 2.1.2007 nehmen.

Danke!