

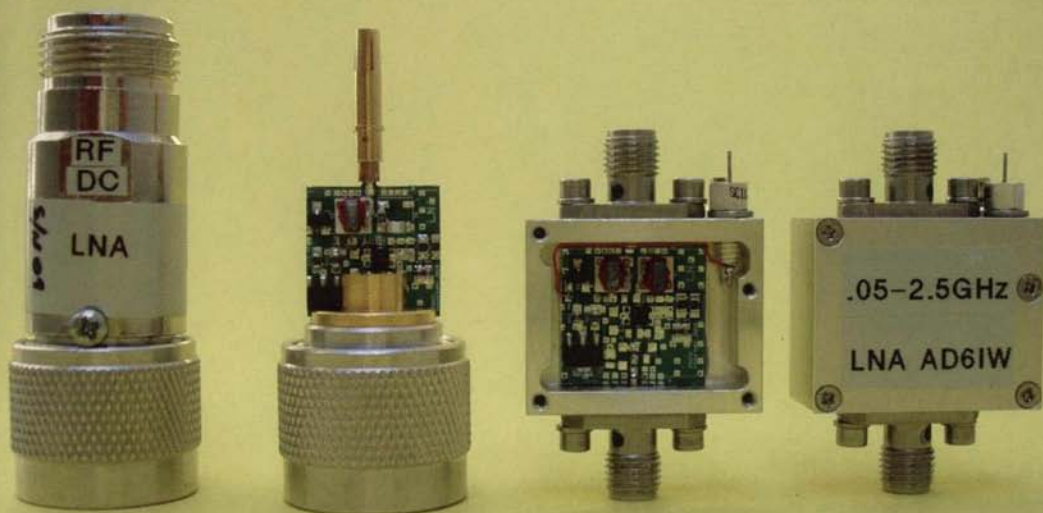
DUBUS

3/2010

Vol. 39

3. Quarter

Broadband MMIC LNA



by AD6IW

ANTENNEN & ZUBEHÖR



DENMARK

Eisch-Kafka-Electronic GmbH

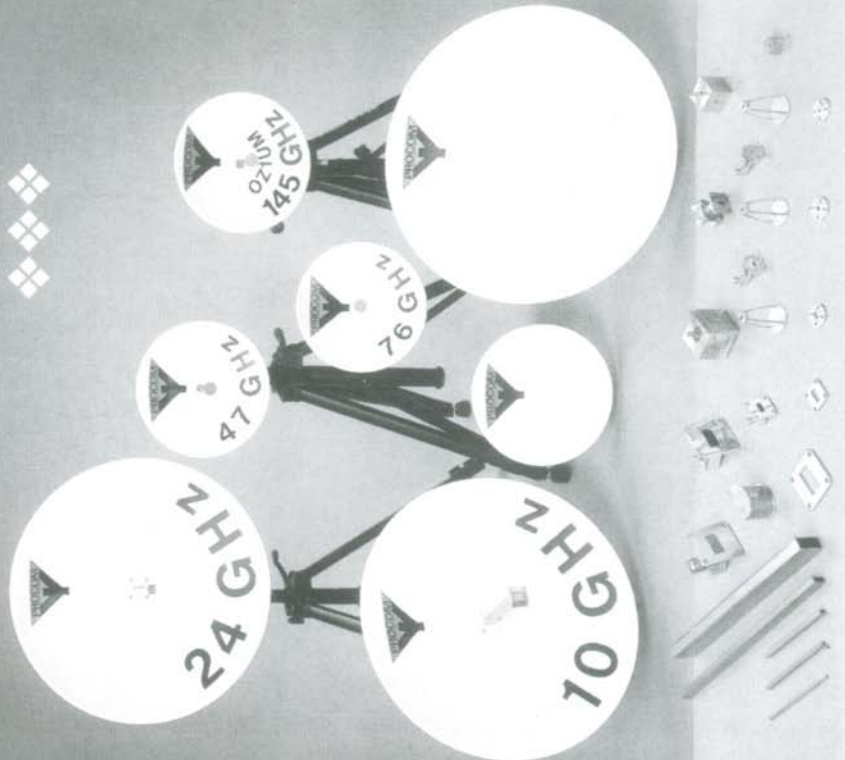
Abt-Ulrich-Str. 16 * D-89079 Ulm

Tel: 0049 (0)7305 23208 * FAX 23306

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

www.eisch-electronic.com

MICROWAVE



DUBUS Order form - Bestellformular

Quantity / Anzahl

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

This includes airmail delivery outside Europe!

DUBUS Magazine back issues / ältere Einzelhefte:

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

Mark issues you want. Bitte gewünschte Nummern markieren.

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

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

- x DUBUS 2001 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$
.... x DUBUS 2003 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$
.... x DUBUS 2008 complete set (Jahrgang) EUR 25,-/USD 35,- = EUR/\$
.... x DUBUS 2009 issues 2, 3 and 4 EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$

- x DUBUS 2010 Abo / Subscription DL / EU: EUR 25,- = EUR
.... x DUBUS 2010 Subscription: Outside EU: EUR 30,-/\$35,- = EUR/\$

Gesamtsumme / total amount : EURO / USD
(Books, Back issues, Subscriptions)

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

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

Name:
Call:
Street/Str.:
ZIP/Town – PLZ/Ort:

We
accept
PayPal
now!

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

DUBUS, Grützmühlenweg 23, D-22339 Hamburg, Germany

Content / Inhalt 3/10

Title: Preamplifiers by AD6IW, see p. 9

Editorial	8
High Intercept Low Noise Preamplifier with GaAs PHEMT MMIC by Goran Popovic, AD6IW	9
Even Higher Power Directional Couplers with Excellent Performance by Paul Wade, W1GHZ	19
Predicting Libration Fading on the EME Path by Charlie Suckling, G3WDG	23
On the Reduction of Side-lobes in End-fire Antenna Arrays and Yagis by Brian V Cake, KF2YN	40
Computer optimised Fan style (Tri-Axle) LFA Yagi for 2m by Justin Johnson, G0KSC	61
Diamond Stacking for more gain by Slobodan Bukvic, YU7XL	64
The 50Ω Folded Dipole Yagi by Justin Johnson, G0KSC	71
Compact 122 GHz / 134 GHz Mixer Head for direct Dish Mounting by Jürgen Dahms, DCØDA	76
Optimum Height for an Elevated Communications Antenna by Kazimierz "Kai" Siwiak, KE4PT	86
Mid Latitude Sporadic E in Correlation with Earth Volcano Activity by Kjell Jarl, SM7GVF	100
Comparison of ROS and JT65 – 144 MHz EME, by Rex Moncur, VK7MO	104
VHF Australia & New Zealand	105
Microwave Europe	106
Microwave Japan	110
VHF South America	111
REF / DUBUS EUROPEAN EME Contest 2010 - CW Results	112
70cm + up EME News	116
M&M – team on tour again - R2/DL1YMK moonbounce operation	119
Tropo News	123
A new Word Record on 10 GHz	126
4m & 6m News	129
News & Comments	130
New Products	131

Editorial Staff / Redaktion

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

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

Impressum

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

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

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

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

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

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

Herausgeber / Publisher

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

Abo-Verwaltung / Circulation:

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

Abo-Konto / Subscription-Account

POSTBANK HAMBURG
Konto / Acc-Nr. 207354201
BLZ 20010020

IBAN DE92200100200207354201
BIC PBNKDEFF

Urheberrechte / Copyright

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

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

ISSN 1438-3705

For latest information please check the

DUBUS Web page

www.DUBUS.org
www.DUBUS.de

Redaktionsschluss
für die nächste
Ausgabe:
1. November 2010

Deadline
for the next issue:
November 1st 2010

DUBUS Distributoren

International DUBUS Representatives

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

Editorial

Dear DUBUS Reader!

Here is the summer issue of our magazine and the main Es and RS season is most likely almost over. Like last year several distance records were broken in the last weeks. For sure the most remarkable one is the world record 10 GHz Tropo QSO between Cape Verde (D4) and Portugal (CT) over 2996km. See the article on p. 126 in this issue. At the same time new Region 1 Tropo records were set on 23cm & 6cm. On 4m new Es and Tropo distance records were achieved. See details in the 4m column. June was great for 2m Es in Europe and North America with several openings on relatively rare northern paths. Several days with MUF > 200 MHz were observed again in June. However, July was comparatively disappointing. I think we will see less Es on 2m and 6m and thus less of these multihop openings to JA and North America in the next few years. This is well in line with the prediction basing on the last 35 years and the magnetic cycle of the sun. The new solar cycle 24 seems to develop even slower than expected and the latest forecasts for the SSN in the next maximum don't sound very encouraging for 6m F2 propagation for Europe and the northern parts of the mid latitudes, respectively. No 2m TEP on the European to African paths can be expected under these circumstances in the next years. Pity!

In case you still don't know what Es really triggers, check the article from SM7GVF in this issue. Amazing stuff. If you want to learn more about the optimal height of your antennas read the article from KE4PT. There you can also learn that 6m multihop Es over 10.000km is totally explainable regarding path loss etc.

We want to thank also all the other authors of the great technical articles of this issue. If you read them carefully, you may learn a lot of new things.

We still don't get too many reports about Microwave QSOs from ON, PA, DL, SP, I. Please consider to send your logs! Thank you!

Hope to meet you in Weinheim on September 11th!

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

Liebe DUBUS-Leser!

Hier ist wieder die Sommer-Ausgabe unseres Magazins und die Hauptsaison für Es und auch Regenscatter nähert sich bereits ihrem Ende. Wie im letzten Jahr wurden auch jetzt wieder einige Rekorde gebrochen. Am bemerkenswertesten ist sicher das Weltrekord-QSO von den Kapverden (D4) nach Portugal (CT) über 2996km auf 10 GHz. Dazu mehr ab Seite 126. Auf 4m gab es neue Weltrekorde via Es und Tropo, siehe in der 4m-Rubrik. Der Juni war hervorragend für 2m-Es in Europa und Nordamerika mit diversen Öffnungen auf relativ nördlichen Strecken. Mehrere Tage mit einer MUF > 200 MHz wurden im Juni beobachtet. Der Juli hingegen war vergleichsweise enttäuschend. Ich denke, dass wir weniger Es auf 2m und 6m, und deshalb auch weniger dieser Multihop-Öffnungen nach JA und Nordamerika in den nächsten Jahren haben werden. Das ist alles im Einklang mit den Vorhersagen, die auf den Erfahrungen der letzten 35 Jahre beruhen und mit dem magnetischen Zyklus der Sonne. Der neue Sonnenfleckenzyklus 24 scheint sich noch viel langsamer zu entwickeln als angenommen und die aktuellsten Vorhersagen für die Sonnenfleckenrelativzahl im nächsten Maximum klingen nicht vielversprechend für F2-Ausbreitung für Europa bzw. die nördlicheren Gebiete der mittleren Breiten. 2m-TEP zwischen Europa und Afrika dürfte unter diesen Umständen nahezu ausgeschlossen sein. Schade!

Falls immer noch nicht klar ist, was Sporadic-E auslöst, lese man den Artikel von SM7GVF in dieser Ausgabe und staune! Wer mehr über die optimale Höhe seiner Antenne lernen möchte, sollte den Artikel von KE4PT lesen. Dort kann man auch erfahren, dass 6m-Multihop-Es über 10.000km hinsichtlich des Streckenverlustes absolut im Bereich des Möglichen ist!

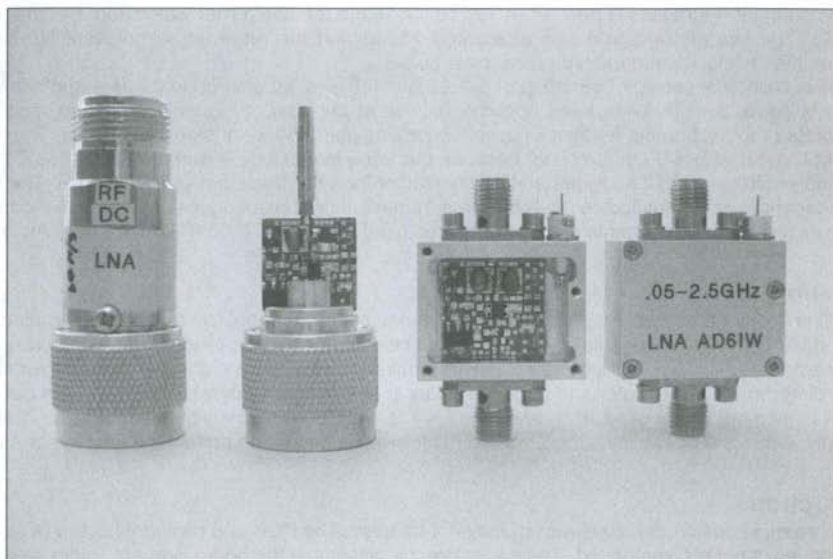
Wir bedanken uns auch bei all den anderen Autoren der tollen technischen Artikel in dieser Ausgabe. Man kann viel Neues lernen, wenn man sie sorgfältig liest.

Ich hoffe, wir sehen uns in Weinheim am 11.9.!

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

High Intercept Low Noise Preamplifier with GaAs PHEMT MMIC

by Goran Popovic, AD61W



Abstract

The design requirements for this LNA were: Simple construction, small size, no tune, low noise, wide band, high linearity, unconditional stability, high reverse isolation and frequency coverage from VHF to L band and resistance to large input signals up to 27 dBm without damage. The LNA uses the SPF-5122Z GaAs pHEMT MMIC device from RFMD.

Stability first

Stability is important because it affects the overall performance of an LNA. High gain, poor return loss and reverse isolation, together with feedback are major causes of oscillation. Feedback can be conducted through a bias line or radiated within the enclosure. Oscillations may even occur unnoticed, or suppressed. They can appear as a modulated carrier, or as spurious or mixing products together with the wanted signal. The amplifier should be stable at all frequencies. The LNA should be carefully designed to suppress conducted and radiated feedback. New MMICs have intrinsically low VSWR, and high reverse isolation $S_{12} > -30\text{dB}$ at low frequencies. They are unconditionally stable with any source or load impedance, whose reflection coefficient is less than 1. By definition, an unconditionally stable amplifier is one with $\Gamma_{\text{source}} < 1$ and $\Gamma_{\text{load}} < 1$ for all source and load impedances. Conditionally stable amplifiers, or potentially unstable amplifiers have the same definition as above except they would be stable only with certain source and load impedances. Stability may be checked with simulation software (Rollet factor $K > 1$) or tested with a phase shifter and different termination resistors.

MMIC LNA description

MMIC technology simplified the LNA design. The MMIC is already matched to 50 Ohms. No additional matching networks are needed. The bias circuit is internal and is temperature compensated. The LNA PCB was designed for multiple purposes. Different configurations are possible.

A low noise amplifier with an external supply needs only a few capacitors, C1, C7, C8, C9, a single

inductor L4, and 5V regulator with C11 and C12, and R2, R3. This configuration has a low noise figure. This MMIC has lower noise at 3V, but linearity and gain is higher with a 5V supply voltage. Supply selection is done with resistors R1 and R2. With 3V supply the MMIC current is 58 mA and with 5V it is 90 mA.

An additional input matching network will not improve the noise figure, because every additional component can only increase losses. To achieve a low noise LNA, the input-coupling capacitor C1 should have a low reactance. The capacitor series resonance frequency should be close to the LNA operational frequency, where the insertion loss is low. Improved input matching is done with the network L1 and C2.

A series inductor improves input RL but increases NF. This option is useful for driver amplifier applications where a good input return loss is needed. A 70cm LNA with a 2m notch filter was made with the network L2 and C3. The two meter signal was attenuated >30dB and the return loss improved. NF is slightly higher. See the simulation and measurement plots below.

The negative feedback network consisting of C4, L3 and R1 give flat gain up to 2.4GHz and better return loss. This is convenient for wide band applications, but at the cost of higher noise figure, and IP. The small inductor (1 to 2nH) in the feedback network improves gain and RL at high frequencies. This inductor may be replaced it with a 0 Ohm resistor because the trace inductance is sufficient. Bias tee T1 is used for the supply voltage and T2 as wide band drain inductor for a flat frequency-gain response. The bias tee has no resonances or ripples inside the pass band, and it has low insertion loss. With small modifications and different matching components this board may be used with the ATF-531P8 device from Avago.

Application

The MMIC is designed as low noise amplifier for frequencies between 50MHz and 2.4GHz. Because of its size the whole LNA was encapsulated in an N connector and power supplied via the coax cable. Power via an external feed-through is also possible. Three pole helical filters are fitted at the receiver side, see the block diagram. The attenuator and band pass filter prevent receiver overload from in- and out-of-band signals. A large input signal of -3dBm drives the LNA to its P1dB compression point of up to 23dBm with a 5V supply. If this is a possibility a limiter or attenuator will be needed to protect the receiver or mixer.

Construction

This is very simple design, but construction may not be easy. The PCB and components are of small size. Hand soldering is not recommended. The easiest way to assemble the board is to put solder paste on the pads, and place all components on the board under a microscope or magnifying glass and then re-flow solder the board in an oven. The boards shown were done with an inexpensive infrared toaster oven, with temperature control. The exact temperature profile for soldering, type of solder and procedure are detailed in the manufacturers application note. See Avago AN-1316. Finally, the re-flow method is faster and gives better performance than hand soldering, but it will require some practice. The enclosure, PCB ground connection and connector attachment are directly related to the performance of LNA. The board was fixed with silver epoxy to the bottom of the enclosure.

Results

Unfortunately, simulation noise parameters and a non-linear model were not available for this device. Simulations were done with s parameters.

Bench tests

MDS, Blocking, IP3, noise figure, gain, RL, reverse isolation and compression tests were performed. See simulation and measurements plots, and measurement charts below.

Field tests

The LNA was successfully used in a high RFI environment on 70cm with a single Yagi antenna during the last Arecibo EME test, from the NASA radio club NA6MF.

Conclusion

The LNA described here was designed, built and tested. Results of simulations and measurements on prototypes agreed well. The project shows the advantages of the new GaAs pHEMT MMIC technology. Low cost, good performance, small size and very simple design will probably make this MMIC attractive for many ham radio applications.

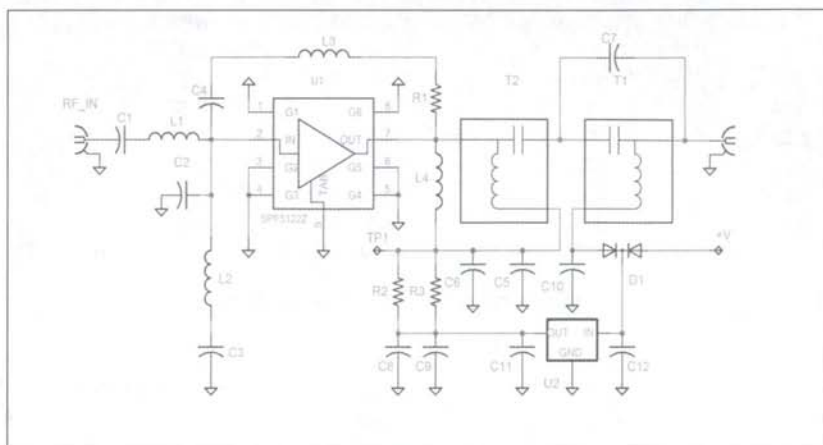


Figure 1 - Circuit diagram

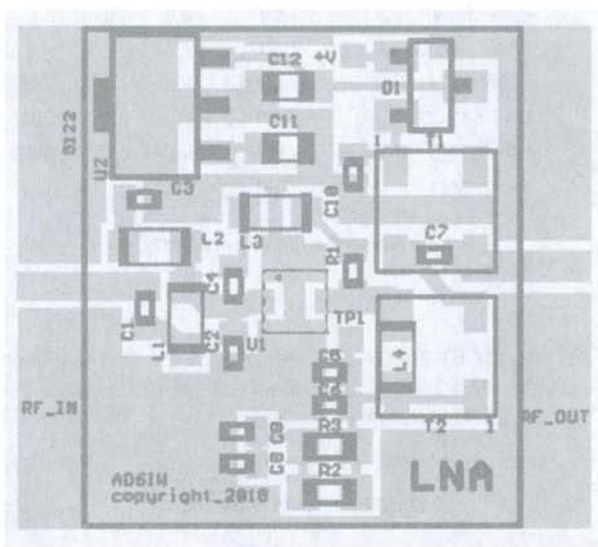


Figure 2 - PCB

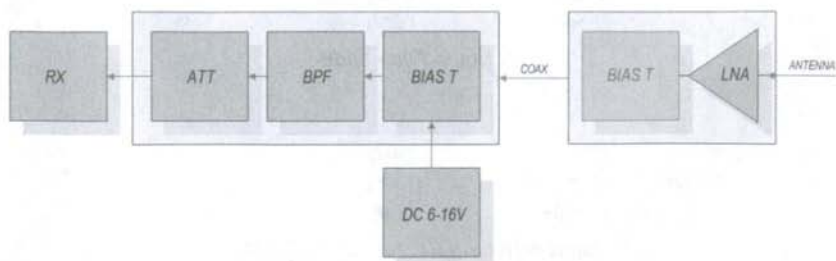


Figure 3 - Block diagram

Frequency MHz	IP 3 dBm	Gain dB	NF dB
50	30	25.4	0.6
70	30	25.5	0.5
144	31	25.3	0.37
222	32	24.6	0.36
432	33	22.6	0.39
1296	35	15.7	0.62
2304	37	10.3	0.8
Measured at 3V	at 5V > for 1-2dB	at 5V > .5-1dB	at 5V > .1dB

Table 1 - Measured IP 3, Gain and NF vs. Frequency

NAME	VALUE	SIZE	REMARKS
C1, C7, C8	100 p	0402	
C9	0.1u	0402	
C10, C12	0.1u / 50V	0603	
C11	4.7u / 6.3V	0603	
R2, R3	68 or zero Ohms	0603	
L4	100nH	LL2012	TKS2388CT TOKO
D1	BAT-54C	SOT-23	Dual diode
U1	SPF-5122Z	QFN 2x2 mm	RMD
U2	TK11650U	SOT-89	5V / 150mA TOKO

Low Noise Amplifier parts list

T1, T2	TCBT-2R5G+	SMD	Mini Circuits
C4	27 p	0402	
L3	1.8 nH or zero Ohms	0402	Vishay Dale ILC-0402
R1	220	0402	

Wide Band with Bias Tee

C1	15 p	0402	
C3	56 p	0402	
L3	22 nH	0805	Toko

2M Notch Filter 30dB

C1	18 p	0402	
C2	6.8 p	0402	
L1	120 nH	0805	Toko

Input matching RL, NF 1.2 dB @ 2M

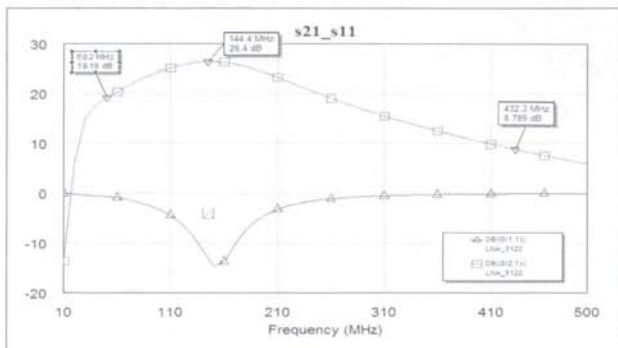


Figure 4 – S21, S11

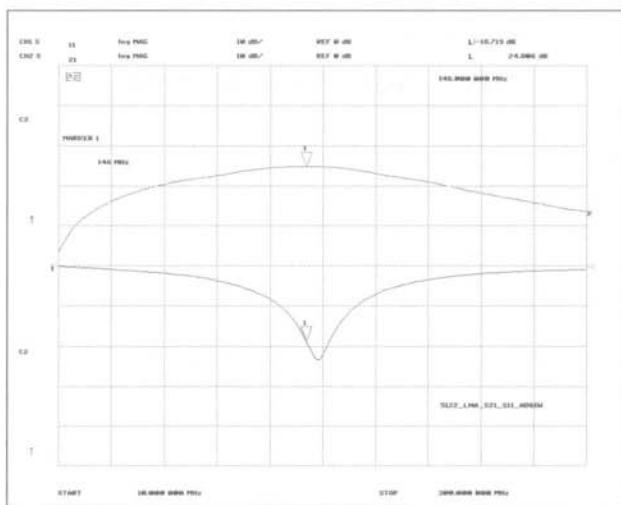


Figure 5

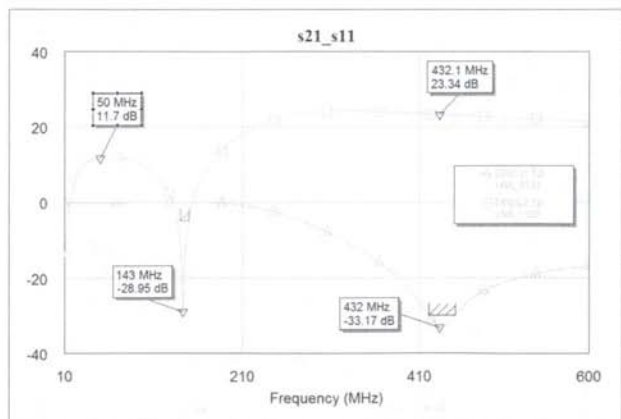


Figure 6

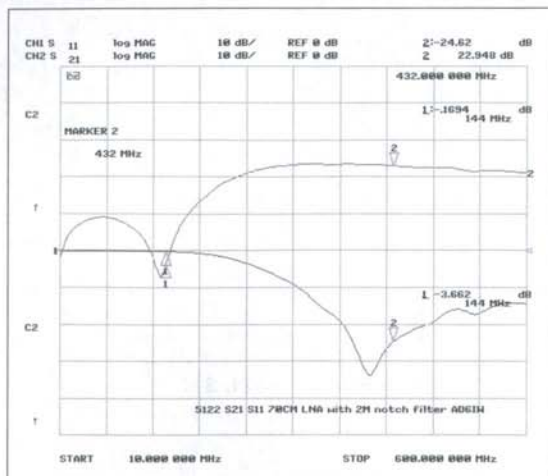


Figure 7 - 70cm LNA with 2m Notch Filter

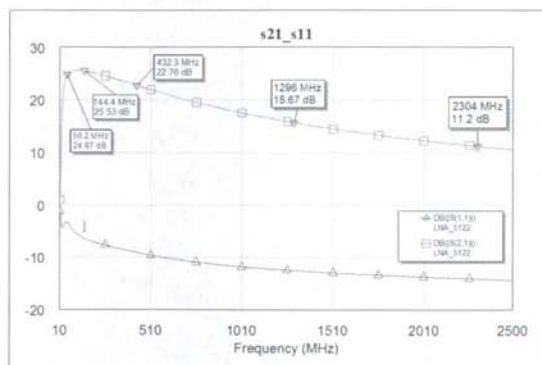


Figure 8 - S21, S11

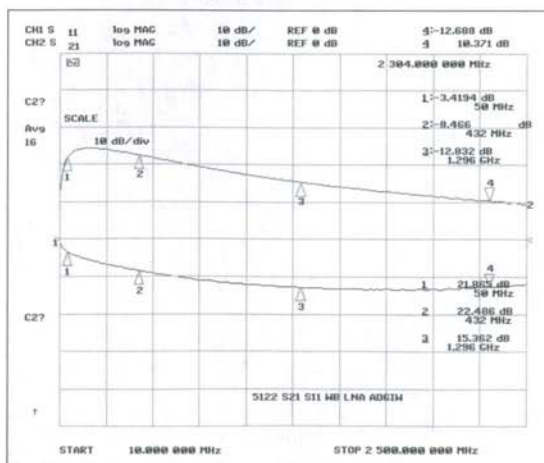


Figure 9 - S21, S11 WB LNA

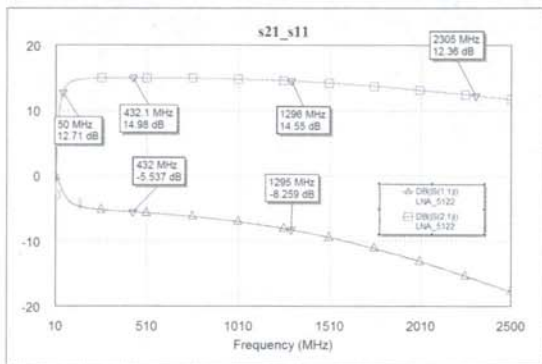


Figure 10

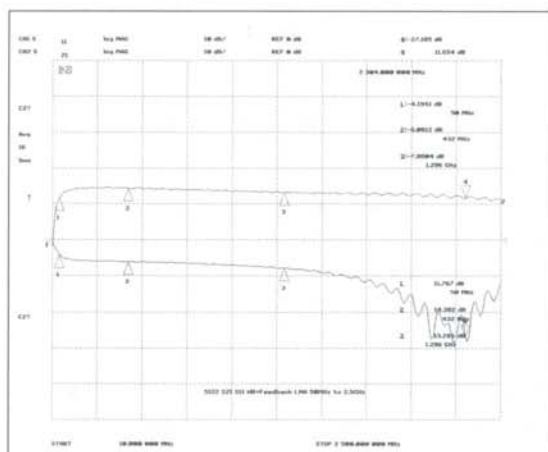


Figure 11

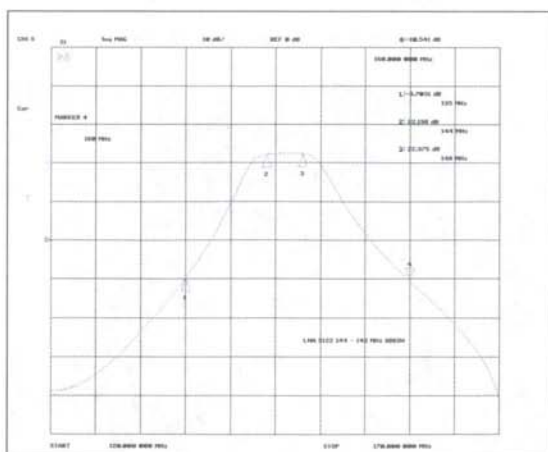


Figure 12

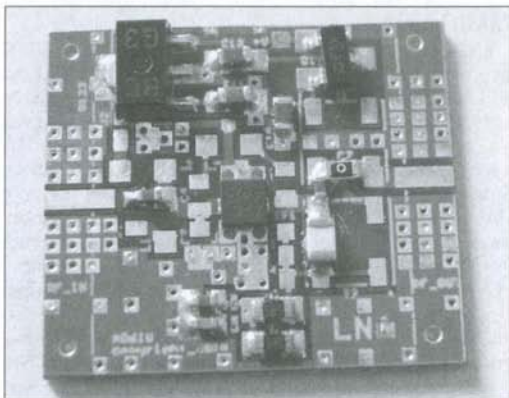


Figure 16 – PCB with components

Note: Kits are available for \$25, and ready made PCB (figure 16) for \$35 plus shipping.
goran@ad6iw.com

References

- Microwave engineering, David M Pozar
- SPF-5122Z Data sheet
- SPF-5122Z S parameters
- AN-027 Sirenza Micro devices
- Application Note 1316 Avago
- ATF-531P8 Avago Data Sheet

High IP LNA mit GaAs-PHEMT-MMIC

von Goran Popovic, AD6IW

Einleitung

Design-Anforderungen für diesen LNA: Einfache Konstruktion, kleine Größe, keine Abstimmung nötig, geringes Rauschen, Breitbandigkeit, hohe Linearität, bedingungslos stabil, hohe reverse Isolation, Frequenzbereich von VHF bis L-Band, Widerstandsfähigkeit gegen starke Eingangssignale bis 27dBm. Für diesen LNA wurde ein SPF-5122Z GaAs pHEMT MMIC von RFMD verwendet.

Stabilität an erster Stelle

Stabilität ist wichtig, weil sie die Gesamtleistung des LNA bestimmt. Hoher Gewinn, schlechter Returnloss und reverse Isolation sind zusammen mit Rückkopplung die wichtigsten Ursachen für unerwünschte Schwingungen. Rückkopplung kann durch das Bias eingeleitet oder durch Strahlungen im Gehäuse verursacht werden. Schwingungen können sogar unentdeckt bleiben oder unterdrückt. Sie treten als modulierter Träger oder Mischprodukt mit dem erwünschten Signal auf hohen Frequenzen auf. Stabilität des Verstärkers sollte über alle Frequenzen hinweg gewährleistet sein. Der LNA sollte sorgfältig entworfen werden, um eingeleitete oder eingestrahlte Rückkopplungen zu unterdrücken. Neue MMIC weisen von sich aus eine Kombination von niedrigem VSWR und hoher Isolation S12 von >30dB bei niedrigen Frequenzen auf. Sie sind bedingungslos stabil mit jeglicher Quell- oder Lastimpedanz, deren Reflektionskoeffizient <1 ist. Per Definition hat ein bedingungslos stabiler Verstärker ein $\Gamma < 1$ für Quelle und Last für alle Quell- und Lastimpedanzen. Bedingt stabile, oder potentiell instabile Verstärker haben dieselbe Definition, nur gilt sie nur für bestimmte Quell- und Lastimpedanzen. Die Stabilität kann mit Simulationssoftware überprüft werden (Rollet-Faktor $K > 1$) oder mittels Phasenschieber und verschiedenen Abschlußwiderständen getestet werden.

Beschreibung des MMIC LNA

MMIC vereinfachen das LNA-Design. Dieses MMIC ist bereits an 50 Ohm angepasst. Weitere Anpassungsglieder sind also nicht nötig. Die Vorspannungserzeugung wird intern vorgenommen und ist temperaturkompensiert. Die LNA-PCB wurde für verschiedene Anwendungsfälle konzipiert. Es sind einige Konfigurationen möglich. LNA mit externer Versorgung brauchen nur einige Kondensatoren, C1, C7, C8, C9, eine Spule, L4, und einen 5V-Regulator mit C11, C12 und R2, R3. Diese Ausführung hat eine niedrige Rauschzahl. Das MMIC hat niedrigeres Rauschen bei 3V, aber die Linearität und der Gewinn sind bei 5V besser. Die Selektion wird mit den Widerständen R1 und R2 vorgenommen. Bei 3V nimmt das MMIC 58 mA und bei 5V 90 mA auf. Ein weiteres Eingangsanpassungsnetzwerk wird die Rauschzahl nicht verbessern, weil jedes zusätzliche Bauteil nur die Verluste erhöht. Um rauscharme LNA zu erhalten, sollte der Input-Kondensator C1 eine niedrige Reaktanz haben. Die Serienresonanzfrequenz sollte nahe der Arbeitsfrequenz des LNA liegen, wo die Einfügedämpfung am geringsten ist. Eine verbesserte Eingangsanpassung wird mit dem Netzwerk aus L1 und C2 möglich. Eine Serieninduktivität verbessert das Eingangs-RL, aber erhöht die Rauschzahl. Diese Option ist nützlich für Treiber-Anwendungen, wo guter Input-Returnloss benötigt wird. Ein 70cm-LNA mit einem 2m-Notchfilter wurde mit dem L2/C3-Netzwerk realisiert. Das 2-m-Signal wird um >30dB abgeschwächt und der Returnloss wurde verbessert. Die NF ist etwas höher. Siehe Plots von Simulation und Messungen oberhalb.

Das Netzwerk für die negative Rückkopplung aus C4, L3 und R1 liefert eine flache Gewinnkurve bis zu 2.4 GHz und besseren Returnloss. Das ist gut für breitbandige Anwendungen, geht aber auf Kosten von NF und IP. Die kleine Induktivität von 1 bis 2nH in der Rückkopplungsleitung verbessert Gewinn und RL bei der hohen Frequenz. Diese Induktivität kann auch durch einen 0-Ohm-Widerstand ersetzt werden, weil dessen Anschlussinduktivität ausreicht. Das Bias-T T1 dient der Spannungsversorgung und T2 als Breitband-Drain-Induktor für eine flache Frequenz-Gewinn-Kurve. Die Bias-Ts haben keine Resonanzen oder Ripple innerhalb des Passbandes und niedrige Einfügedämpfung. Mit kleinen Modifikationen und anderen Anpasskomponenten ist die Platine auch für den ATF-531P8 von Avago verwendbar.

Applikation

Das MMIC wurde als LNA für den Bereich von 50 MHz bis 2.4 GHz entwickelt. Wegen der Größe wurde der ganze LNA in einen N-Stecker eingebaut und über das Koaxkabel gespeist. Externe Speisung ist auch möglich. 3-polige Helixfilter wurden auf der Empfängerseite installiert, siehe Blockdiagramm. Abschwächer und Bandpassfilter verhindern eine Überlastung des Empfängers durch In- und Außerband-Signale. Ein großes Eingangssignal von -3dBm bringt den LNA zu P1dB / 23dBm bei 5 Volt Versorgungsspannung. Für diesen Fall ist ein Begrenzer oder Abschwächer nötig, um den Empfänger, bzw. Mischer zu schützen.

Konstruktion

Es ist zwar ein simples Design, aber der Aufbau kann eventuell nicht so leicht werden. Die PCB und die Komponenten sind sehr klein. Löten mit der Hand ist nicht empfehlenswert. Am einfachsten ist es, Lötpaste auf die Pads zu bringen, die Komponenten unter dem Mikroskop oder mit einer Lupe auf der PCB zu platzieren und dann in einem Ofen zu erhitzen. Meine PCBs wurden in einem billigen Infrarot-Ofen erhitzt. Das exakte Temperaturprofil für das Verlöten, den Typ des Lötzinns und die Prozedur ist in der Applikations-Unterlage des Herstellers zu finden. Siehe auch Avago AN-1316. Das Reflow-Löten ist schneller und gibt bessere Ergebnisse als das Löten von Hand, aber es erfordert etwas Übung. Gehäuse- und PCB-Erdung und die Verbindung der Anschlussbuchsen haben direkten Einfluß auf die Leistung des LNA. Die PCB wurde mit Silber-Epoxy-Kleber in die Unterseite des Gehäuses eingeklebt.

Ergebnisse

Simulationen für Rauschen waren leider nicht verfügbar, Simulationen für S-Parameter wurden durchgeführt. Im Labortest wurden MDS, Blocking, IP3, NF, Gewinn, RL, Reverse Isolation und Kompression gemessen. Siehe Diagramme für Simulation und Messungen oben.

Praxistest

Der LNA wurde erfolgreich in einer Umgebung mit viel HF während des 70cm-EME-Arecibo-Test mit einer Yagi beim NASA-Radioclub NA6MF eingesetzt.

Schluss

Der beschriebene Vorverstärker wurde entwickelt, aufgebaut und getestet. Die Ergebnisse von Simulation und Messungen korrelieren gut. Das Projekt zeigt die Vorteile der neuen GaAs-pHEMT-MMIC-Technologie. Niedriger Preis, gute Leistung, kleine Größe und sehr einfaches Design werden dieses MMIC sicherlich attraktiv für viele Anwendungen im Amateurfunk machen. Die PCB und Kits gibt es beim Autor. Literatur und Referenzen siehe am Ende des engl. Textes.

Even Higher Power Directional Couplers with Excellent Performance

by Paul Wade W1GHZ, ©2010 - w1ghz@arrl.net

When I saw my directional couplers in *DUBUS*¹ described as QRO, I knew some of the EME community would take issue. Some of them run enough power that type N connectors are inadequate. The popular coax connectors for real QRO seem to be the 7/16 DIN connectors, so I decided to make another directional coupler using these connectors.



Figure 1 – Higher Power Directional Coupler with 7/16 DIN connectors

The 7/16 DIN connectors are relatively expensive, but I located a few connectors at a reasonable price on the internet and bought them. The mounting flange is larger than a type N connector, so a larger enclosure is required. This suggested a lower frequency design, so I chose to aim for -40 dB coupling and a center frequency of 432 MHz. A stock aluminum chassis, 7x9x2 inches, seemed just about right, and I had one on hand.

The construction is very similar to the other couplers – a wide copper stripline for the main line, and an air microstrip on the side wall for the coupled line. I chose to leave the full length of Teflon insulator on the connectors to maximize power capability, at the cost of a small discontinuity that increases VSWR slightly at 432 MHz. Minimum spacing is about 6.5 mm for the main line, so it should handle any power level that amateurs can generate.

Performance is excellent, and very close to the goal – coupling is -40.7 dB at 432 MHz, increasing to -46.6 dB at 144 Mhz and -55.3 dB at 50 MHz. Directivity is better than 30 dB through 432 MHz. The measured S-parameters are shown in Figure 2, and separated into individual graphs in Figures 3 through 7. If higher coupling is desired, increase the separation between the main line and coupled line. Simulations show an increase of 0.5 dB for each additional millimeter of spacing – an additional 20 mm of spacing will yield a -50 dB coupler, and a further 20 mm results in -60 dB coupling.

(1) Paul Wade, W1GHZ, "High-Power Directional Couplers with Excellent Performance – That You Can Build," *DUBUS*, 2/2010, pp.10-23.

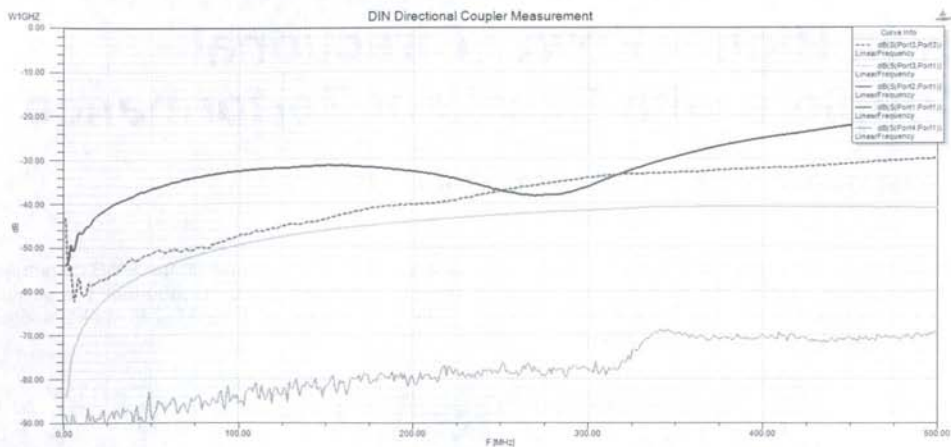


Figure 2 – S-parameters for Higher Power Directional Coupler

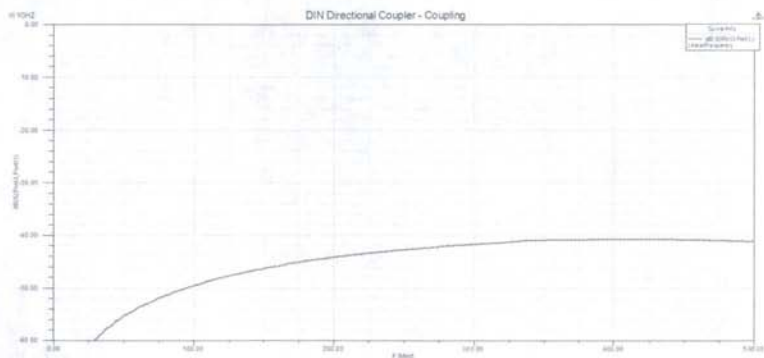


Figure 3 – Measured Coupling for Higher Power Directional Coupler

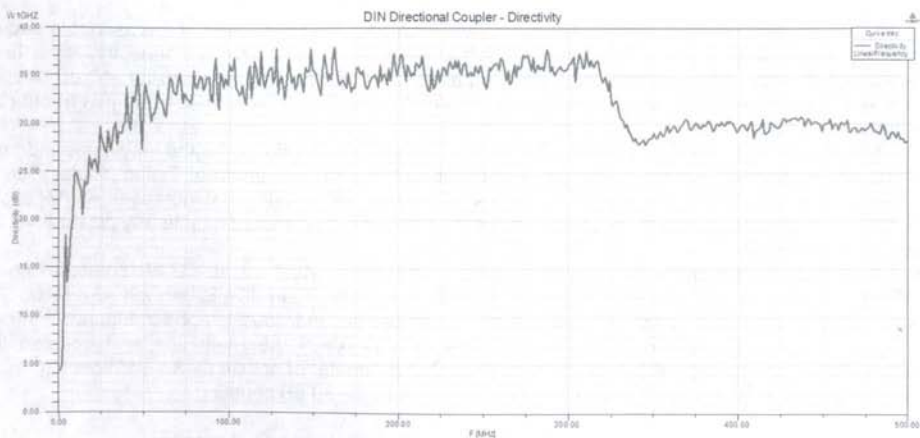


Figure 4 - 7/16 DIN Coupler Directivity

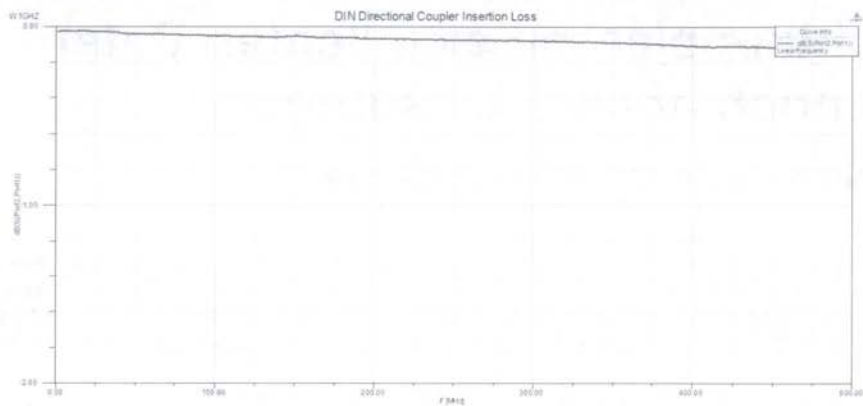


Figure 5 - Higher Power Directional Coupler Insertion Loss

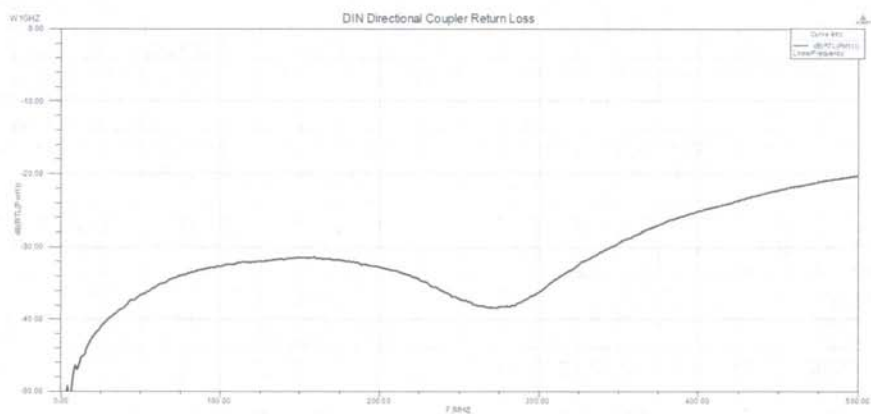


Figure 6 - Higher Power Directional Coupler Return Loss

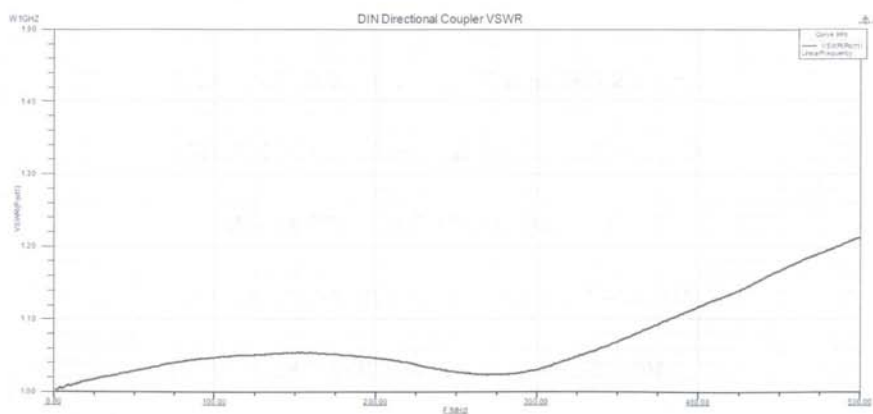


Figure 7 - Higher Power Directional Coupler VSWR

Richtkoppler mit exzellenten Daten für noch höhere Leistungen

von Paul Wade W1GHZ ©2010 - w1ghz@arrl.net

Als ich meinen letzten Artikel in der DUBUS¹ sah, in welchem die Koppler als „für QRO“ bezeichnet wurden, war mir klar, dass einige OM der EME-Community damit nicht einverstanden sein würden. Denn einige verwenden soviel Leistung, dass N-Stecker nicht ausreichen. Die üblichen Stecker für echtes QRO scheinen 7/16 DIN zu sein. So habe ich mich entschieden, einen weiteren Koppler mit dieser Norm zu bauen.

Abb. 8 – Hochleistungsrichtkoppler mit 7/16-DIN-Norm

Die 7/16-DIN-Stecker sind relativ teuer, aber ich habe ein paar davon zu einem annehmbaren Preis im Internet gefunden und gekauft. Der Anschlussflansch ist größer als bei der N-Norm, so dass ein größeres Gehäuse nötig ist. Das legte ein Design für niedrigere Frequenzen nahe, so dass ich -40dB Kopplung bei einer Mittenfrequenz von 432 MHz erreichen wollte. Ein vorhandenes Aluminium-Gehäuse der Abmessungen 7 x 9 x 2 Zoll schien gerade richtig. Die Konstruktion ist sehr ähnlich wie bei den anderen Kopplern: eine breite Kupferstreifenleitung für die Hauptleitung und eine kleiner Luftstreifen an der Seite für die Koppelleitung. Ich habe mich entschieden, den ganzen Teflon-Isolator in den Verbindern zu belassen, um die übertragbare Leistung zu hoch wie möglich zu haben. Dies verursacht eine kleine Unlinearität, die das VSWR auf 432 MHz leicht erhöht. Minimaler Abstand ist etwa 6.5mm für die Hauptleitung, so dass jede Leistung übertragen werden kann, die Amateure zur Verfügung haben.

Die Leistungsdaten sind hervorragend und sehr nahe am Designziel: Die Kopplung beträgt -40.7 dB bei 432 MHz und -46.6 dB bei 144 MHz und -55.3 dB bei 50 MHz. Die Richtschärfe ist besser als 30 dB bis 432 MHz. Die gemessenen S-Parameter sind in Abb. 2 zu sehen und in einzelnen Kurven in Abb. 3 bis 7 nochmal getrennt dargestellt. Wenn eine höhere Kopplung nötig ist, vergrößere man den Abstand zwischen der Hauptleitung und der Koppelleitung. Simulationen zeigen einen Anstieg um 0.5 dB für jeden zusätzlichen Millimeter Abstand. Zusätzliche 20mm Abstand werden also einen -50-dB-Koppler ergeben, und noch weitere 20mm ergeben -60 dB Kopplung.

(1) Paul Wade, W1GHZ, "Richtkoppler für hohe Leistungen mit exzellenten Daten – die man selber bauen kann" DUBUS, 2/2010, S.10-23.

Abb. 9 – S-Parameter für den neuen QRO-Richtkoppler

Abb. 10 – Gemessene Kopplung für den QRO-Koppler

Abb. 11 – Richtschärfe des 7/16-DIN-Kopplers

Abb. 12 – Einfügedämpfung des 7/16-DIN-Kopplers

Abb. 13 – Return Loss des 7/16-DIN-Kopplers

Abb. 14 – VSWR des 7/16-DIN-Kopplers

Predicting Libration Fading on the EME Path

by Charlie Suckling, G3WDG

Introduction

All EME operators will be very familiar with the effects of libration fading. A very detailed and informative paper was written on the subject some 36 years ago, by Dick Turrin, W2IMU (1). At lower frequencies, the main effect of libration fading is noticed as fluctuating signal amplitudes, which frequently "chops" up Morse code characters such that dots may be missing or dashes broken up into several dots. When signals are weak, it is possible that only the peaks of the signal can be copied, which makes cw extremely difficult or impossible to copy.

At higher frequencies, the amplitude fading can no longer be distinguished by ear, and the signal becomes "smeared out" in the frequency domain so that it no longer sounds like a pure tone, but more like a musical "hiss". The more severe the libration is at any particular time, the weaker the signal appears to sound, since the energy is spread out over a wider bandwidth and is thus more difficult to decipher against the background noise.

Most operators will also have observed that the fading rate (or amount of spreading) varies with moon position in the sky, being generally less with the moon near the horizon and worst with the moon at transit. It has also been observed that on some occasions the fading becomes very slow (and signals very narrow). EME operators sometimes report "good conditions", which I believe may sometimes be attributable to low libration fading rates. Examples of some signals with differing fading rates and spreading are shown in Fig. 1, Fig. 2, Fig. 3 and Fig. 4.

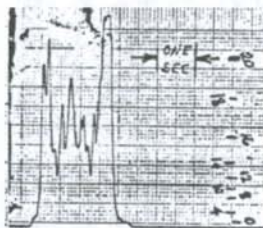


Fig. 1 W2NFA 26 July 1973
1630z 1.3GHz (1)

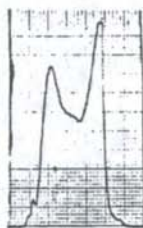


Fig. 2 W2NFA 28 July 1973
1130z 1.3GHz (1)



Fig. 3 G3WDG/G4KGC 19 March 2010 1055z 10GHz



Fig. 4 G3WDG/G4KGC 19 March 2010 0815z 10GHz

I recently became interested to see if it would be possible to predict when low libration "events" would occur, since it might be possible at such times to make contacts which might otherwise be too difficult under average conditions. At lower frequencies, signals might exist for long enough on peaks of fading to be copied, while at higher frequencies the signal energy would be more concentrated, and thus possibly easier to distinguish from the noise. This could be especially valuable for EME experiments on bands above 24GHz. It is also possible that certain weak-signal data modes might be able to operate at such times, on bands where they cannot normally be used. Being able to predict libration fading could also help to avoid particularly bad times for skeds.

Predicting Libration

Briefly, the fading is caused by multipath propagation from the rough surface, as illustrated very clearly by Turrin, see Fig. 5 and Fig. 6. The reflected wave that is received on Earth is a combination of all the individual reflections from points on the moon's surface, and since there is almost always some degree of relative motion of the moon's surface as observed from earth (referred to as libration), the individual reflections combine to give a fluctuating signal.

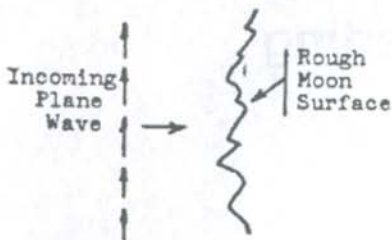


Fig. 5

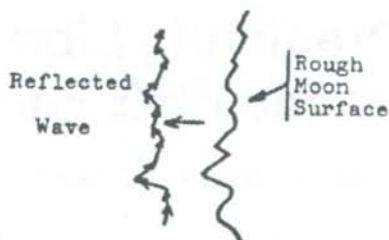


Fig. 6

Libration minimum events occur when the relative motion is at a minimum, so to predict these events it is necessary to predict when the relative motion is at a minimum. Moon libration is of great interest to astronomers, as the cyclic wobble of the moon allows approximately 59% of the moon's surface to be observed from Earth, over a period of time. According to (2), there are four separate components to libration, which together contribute to moon's total libration motion. These are libration of latitude, libration of longitude, diurnal libration and physical libration. These are described in relatively simple terms in the reference. Fortunately it was not necessary to delve too deeply into all this, as astronomers have already written excellent software to predict the libration relative to the centre of the Earth (geocentric) and relative to an observer on the Earth's surface (topocentric). The latter is the one that interests us, since it applies to an observer on the surface of the earth, and includes the all-important rotation of the earth velocity component tangential to the moon's surface.

I found two programs which could display topocentric libration over a whole month, Lunar Phase Pro (3) and MoonCalc v6.0 (4). Below is a screen capture from MoonCalc for my QTH for April 2010.

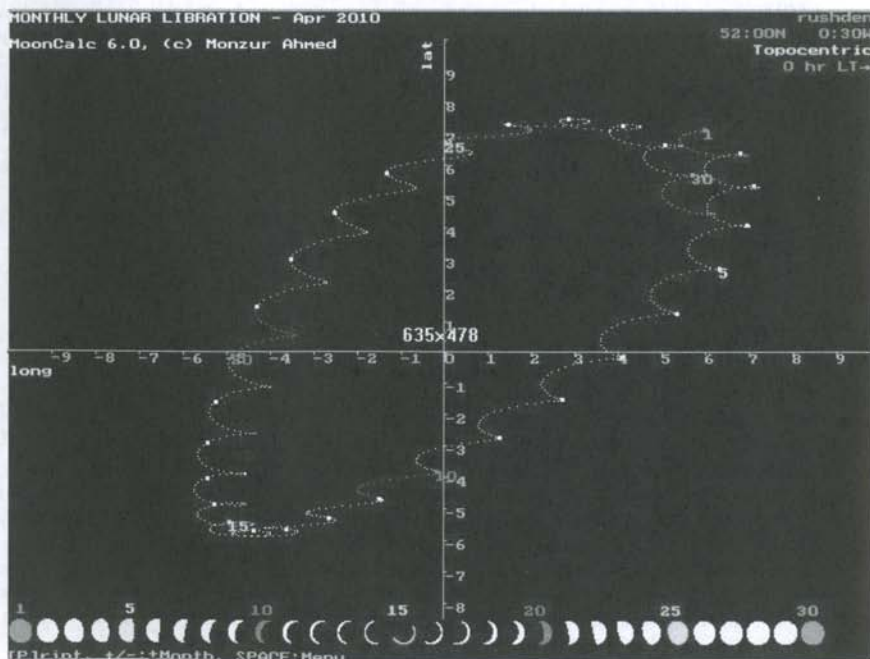


Fig. 7 MoonCalc Screenshot

The calculated lunar latitude and longitude points (dots) are spaced at 1 hour intervals, and the days of the month are indicated on days 1, 5, 10, 15, 20, 25 and 30. The larger dots indicate 0000z. The libration minimum would occur simply when the topocentric lunar latitude and longitude (indicated by the dots) change at the slowest rate, and this can be estimated with reasonable accuracy by eye. For example, look at days around the middle of the month, as shown below in Fig. 8.

Looking at the 18th, and counting the one hour dots towards the 19th, it can be seen that minimum libration will occur at about 0900-1000, since this is where the dots are most closely spaced (ie lunar latitude and longitude are changing at the lowest rate). The diagram does not show whether the moon is above the horizon, of course, so this needs to be checked with an ephemeris program to see if it is observable. A means of getting greater precision was sought, and further investigations found a spreadsheet (5), which amongst other things can predict topocentric lunar latitude (Bo) and longitude (Lo) at any given time, as the screenshot in Figure 9 below shows.

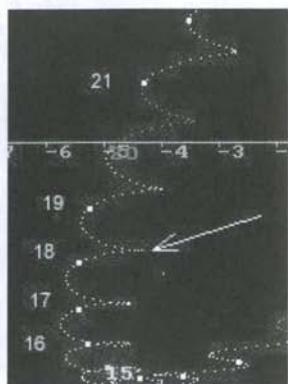
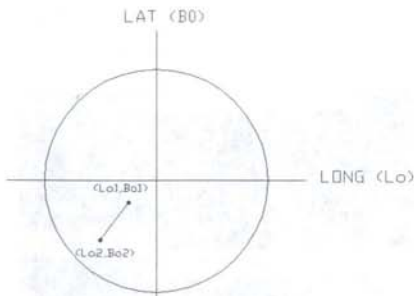


Fig. 8

Circumstances of the moon		
Re-worked from a BASIC program by George Rosenberg (ALPO)		
Date and station		
Parameter	User value	
Year	2010	
Month	3	
Day (UT)	20	
Hour (UT)	11	
Minute	30	
Longitude	-0 5000	-0.009
Latitude	52 0000	0.908
Numerical Results		
	Geocentric	Topocentric
Co-longitude of Sun	329.55	
Libration in latitude (Bo)	-5.4	-4.727
Libration in longitude (Lo)	-6.1	-5.819
Sub solar point (Ls)	120.5	

Fig. 9

While this spreadsheet predicts Bo and Lo at a given time, it does not calculate the rate of change, which is required to predict the libration rate. I modified the spreadsheet by adding an Excel Macro to calculate Bo and Lo 1 minute before and one minute after the entered time, giving values Lo1, Bo1 at T-1min and Lo2, Bo2 at T+1min, as shown in the diagram below (Fig. 10) (note: the change in Lo and Bo was been grossly exaggerated for clarity).



The libration rate was then calculated by working out the distance between the two calculated points using Pythagoras, and dividing by the time interval (2 mins), using the formula Libration Rate at time T (deg/min) = $(\text{SQRT}((\text{Bo2}-\text{Bo1})^2 + (\text{Lo2}-\text{Lo1})^2))/2$. This is a linear interpolation of what are really spherical changes, but the errors are negligible over such a short time interval. A screenshot of part of the modified spreadsheet is shown in Fig. 11.

Fig. 10

Circumstances of the moon		
Re-worked from a BASIC program by George Rosenberg (ALPO), with topocentric corrections from Meeus and other formulas from Original Spreadsheet by Keith Burnett, Macros by Charles Suckling G3WDG		
Date and station		
Parameter	User value	Input user data in blue cells, press ENTER and run macro "Onetime" (ALT-F8, click
Year	2010	
Month	5	
Day (UT)	20	
Hour (UT)	21	43 43 Bo 5.643 Lo -0.144
Minute	44	44 44 Bo 5.647 Lo -0.145
Longitude (E +ve)	-1 4600	-0.025
Latitude (N +ve)	51 2700	0.895
User Frequency	0.432	GHz
Numerical Results		
	Geocentric	Topocentric
Co-longitude of Sun	358.92	
Libration in latitude (Bo)	4.8	5.645
Libration in longitude (Lo)	0.1	-0.144
Sub solar point (Ls)	91.1	

Fig. 11

A new Macro was then written, to predict the rate of libration every 30 minutes over a 24 hour period so that predictions for one day could be made easily. A graph of the output is shown below for 18 April, showing that minimum libration occurs at about 0940z, which agrees well with the timing interpreted by eye from MoonCalc above.

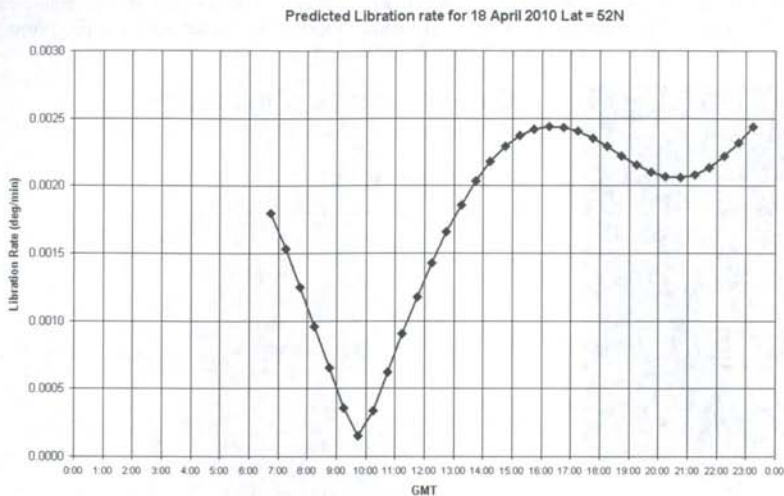


Fig. 12

Testing the Predictions

Predictions were then made for the next available libration minimum (21 March 2010) and echoes were recorded on 10GHz by G3WDG/G4KGC and on 3.4GHz by G3LTF. Below are the Spectran captures for the 10GHz echoes, taken before, during and after the predicted minimum.

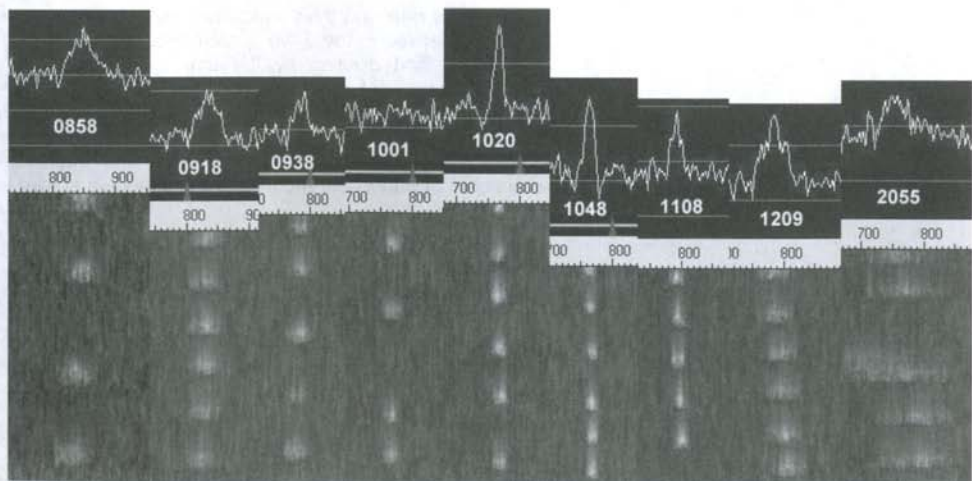


Fig. 13

It can be seen that the signal started off fairly wide at the first observation at 0858, which was just after moonrise, became progressively narrower over the next two hours or so, reached a minimum at 1048 and then became progressively broader again. The third echo in the 2055 waterfall appears broader than the other echoes, and was caused by another station on the same frequency trying to attract our attention! The timing of the point of minimum echo width also corresponds closely to when the Doppler shift

reaches its maximum amount, i.e. the time when it briefly stops changing (thanks to G3LTF for this observation). The changing Doppler can be seen in the above plots in the waterfall traces, as a horizontal displacement from echo to echo. At 0858, for example, the echoes are moving progressively higher in frequency while at 1209 they are moving lower. At 1048 the echoes are practically all on the same frequency. It can also be seen that the distribution of energy in the echoes changes from echo to echo. Some "fine structure" appears to be present in many of the echoes, which is not the same from echo to echo (eg look at the 1108 set).

The width of the echoes over the observation period were then measured (visually from the Spectran plots), and are plotted below, together with results obtained on the same day by G3LTF on 3.4GHz, on the same graph as the predicted libration rate. The scale of the right hand axis was adjusted so that the 10GHz echo width data fitted the predictions as closely as possible around the minimum region.

The timing of the 10GHz results matched the predictions very closely. The width of the signals also tracked the predictions well, both for the data points not only around the minimum (where the fitting was done) but also later in the day well away from the minimum (2055z). G3LTF's 3.4GHz results also fit the predictions well, if his observed signal widths are multiplied by the ratio of the operating frequencies (10.4/3.4).

A formula for predicting signal width from this experimental data was thus derived to be:

$$\text{Echo width (Hz)} = 6000 * f(\text{GHz}) * \text{Libration Rate (deg/min)}$$

This agrees within 10% with recent theoretical predictions by GM4JJJ (6), which generally seem higher than the experimentally derived values. It should be noted that the 6000 factor is likely to apply to systems where the antenna beamwidth is larger than the moon's diameter. Observed libration is lower when the antenna puts a "spot" on the moon.

Graph of predicted libration rate (deg/min) and normalised echo widths for 21 March 2010

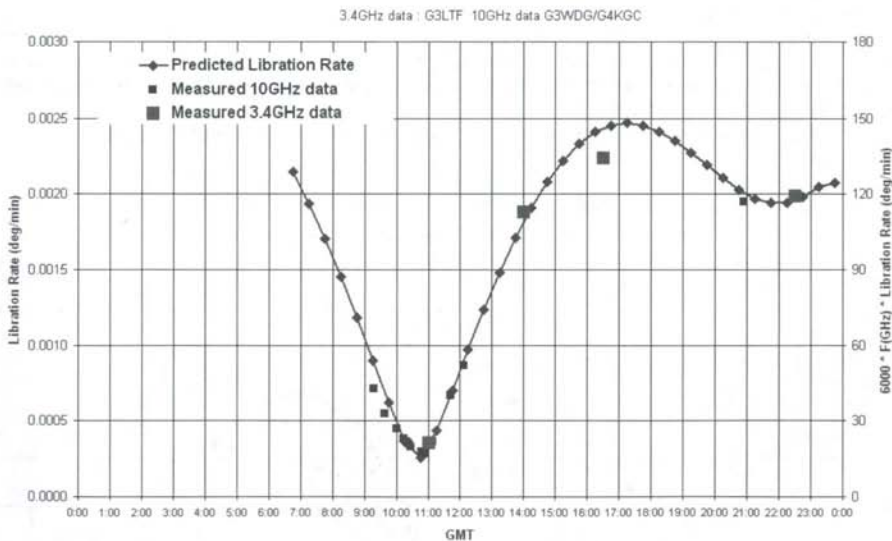


Fig. 14

Further Observations

Since the initial observations were made a lot more data has been collected. Thanks go especially to G3LTF, who has provided recordings of his echoes on 432MHz, 1.3, 2.3, 3.4 and 5.7GHz for analysis. The graph below shows how the measured echo widths compare to those predicted by the simple formula above. The data falls on a straight line (within experimental error) showing that the formula above works well, at least down to 432MHz, for predicting echo width. The slope of the best straight line fit is not exactly 1 however, and it is possible that the initially chosen 6000 factor may need to be modified slightly in the light of the extra data. This will be looked again at once more data has been collected. Please watch the website version of this article for more details.

Correlation of Calculated to Measured spread (data from 432MHz-10GHz)

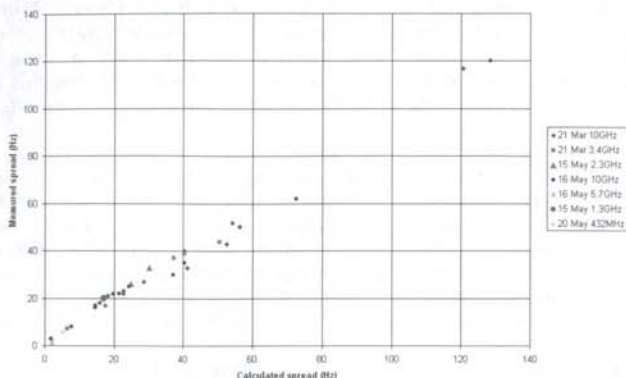


Fig. 15

Geographical Variations in Libration

The spreadsheet was modified further to produce daily graphs of libration rate at a number of different latitudes. It became immediately apparent that the libration rate varies considerably with the latitude of the observing station.. These effects can be seen in the following graph, which shows the predicted fading rates for 14 June 2010 for latitudes of 20 to 70 degrees, with longitude = 0. The arrow shows when the moon is above the horizon (at lat = 52N).

Stations nearer to the equator observe more rapid libration fading (and hence wider signals) near transit (~1400z in this case). In the region where the libration goes to minimum, the libration rate depends on the latitude of the station, and in this case stations between 30 and 40 degrees latitude will experience near zero libration rates, at around 0845z.

The time at which the minimum occurs varies by up to one hour for stations at the same longitude, but different latitudes.

Multi-latitude libration rate prediction 14 June 2010

Libration Data for Latitude = 20-70N, Longitude = 0

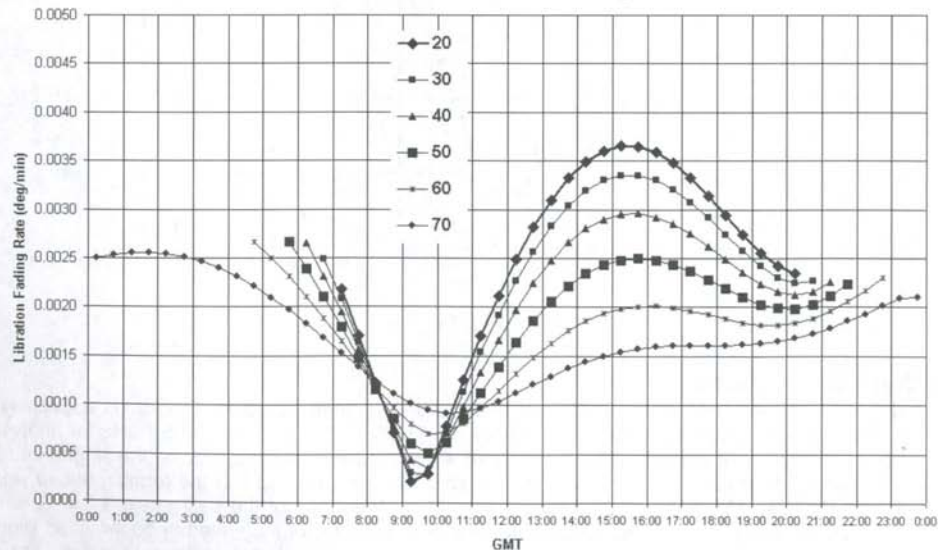


Fig. 16

The spreadsheet was also used to look at the effect of station longitude, for constant station latitude. The graph below (Fig. 17) shows the predictions for stations located at lat=52N and longitudes of 0, 15E and 90W for the same day as above. Stations further east experience the minimum earlier than those to the west, by approximately 4 mins/degree longitude. The depth of the minimum is almost the same for all three stations. The small differences in depth are attributed to the declination of the moon changing by a small amount between the times the stations experience the minimum, which changes the geometry slightly.

14 June 2010 Lat=52N

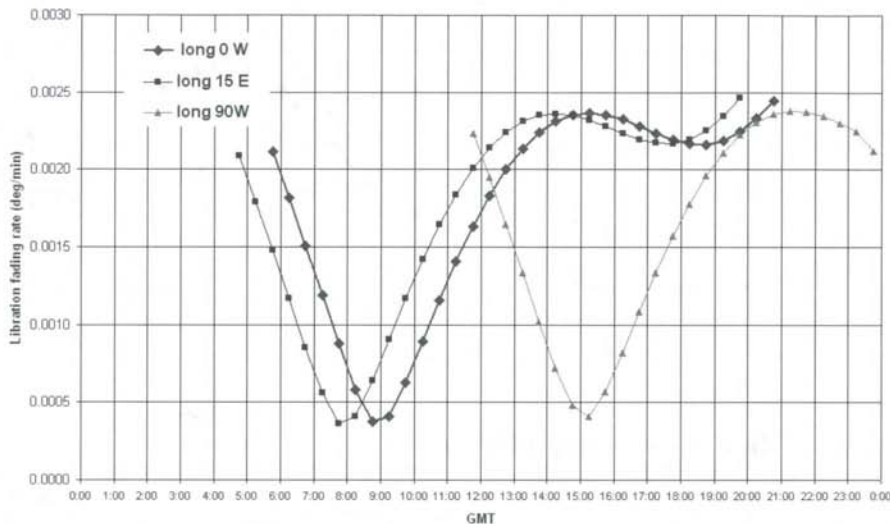


Fig. 17

Variations in Libration during the Lunar Month

A set of predictions was run for 28 days during June, to see how the libration rate changes from day to day. The results are given in the Appendix. The following conclusions were drawn:

1. On all days, libration is lower near moonrise and moonset compared to values at transit, for all latitudes.
2. Libration minima are only observed with the moon above the horizon for 11 days in the month.
3. For days where there is a minimum, there are only one or two days when the minimum is "deep", and these are not the same days for stations at different latitudes.
4. An interesting case occurs on 18 June, with the moon near zero declination, when stations at all latitudes see both the same amount of fading, and also at the same local times ie at local moonrise and moonset.

The geometry in this case is interesting. With the moon at 0 deg declination, it is located perpendicular to the spin axis of the earth, so that at moonrise (and moonset) stations on the Earth are moving directly towards (or away) from the moon, with no component of their earth rotation velocity being tangential to the moon. (It is this velocity component that is responsible for most of the observed libration). Thus the libration component due to Earth rotation at these times is zero and the observed libration rate (0.0075 deg/min) at the minimum is due to the other (much smaller) libration components.

This example also help us to understand how "deep" minima occur. It has been seen above that deep minima usually occur some time after local moonrise. At these times the component of the station's Earth rotation velocity tangential to the moon's surface will, for a short time, cancel the sum of the other three libration components such that there little net libration. The fact that deep minima occur on different days for different Earth latitudes can be understood in the same way, as the geometry depends on both station latitude, moon declination and what the other librations are doing at that time.

Multilatitude libration rate prediction for 18 June 2010 (Dec = 0 deg)

Libration Data for Latitude = 20-70N, Longitude = 0

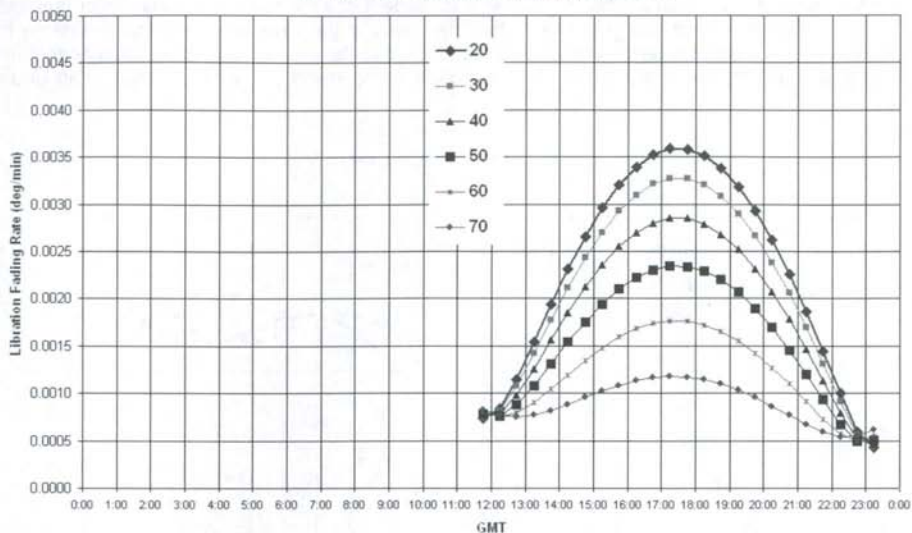


Fig. 18

A Libration "Zero" Event - May 16 2010

The spreadsheet showed a minimum for our location on 16 May when the libration rate went to practically zero (predicted minimum 10GHz signal width = 1.3Hz at 0858z). This provided a good opportunity to test to the accuracy of the predictions. G3WDX/G4KGC tested on 10GHz during the event and the following sequence of Spectra captures shows the results.

The signal width went to nearly zero width at 0856 and we observed a corresponding very slow fading rate, such that some echoes in the sequence are barely visible, having been knocked out by deep slow fades. This variation in echo strength on such a long timescale has not been observed before, and it is not visible in the other traces. As expected, the signal amplitude peaked at the libration minimum - this effect had been used on 21 March to observe echoes with only 1-2W TX power on 10GHz.

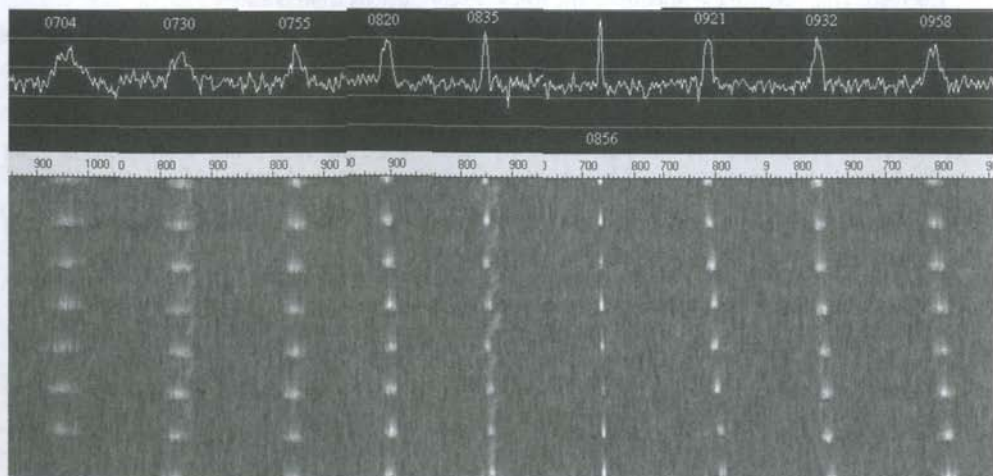


Fig. 19

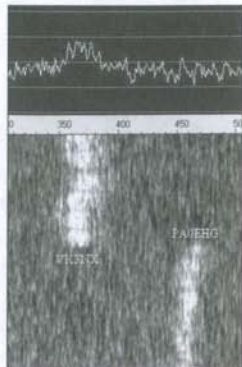


Fig. 22 PA0EHG and VK3NX received by G3LTF on 5.7GHz at 0741z 16 May 2010

Using WSJT modes during Libration Minima, and at other times

10GHz tests between G3WDG/G4KGC and ES5PC were carried out on 13 June, to investigate whether some of the WSJT modes could be used on 10GHz EME, during periods of low libration. The test was planned to take place when the mutual spreading was at its lowest (approx 15Hz). The two station spreadsheet was used to predict the signal widths, and the results are shown in Fig. 23 below:

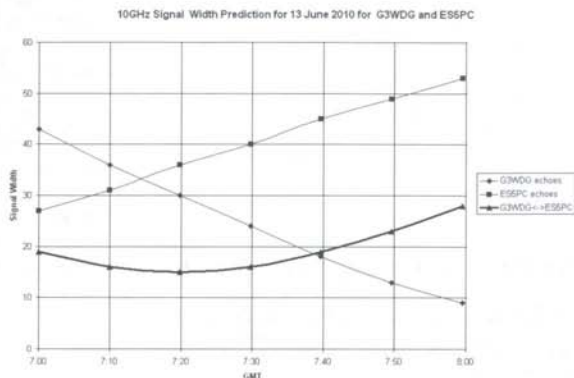


Fig. 23

In line with the predictions above, the sked was arranged to start at 0700z, just before the minimum signal width would occur. It is interesting to note that the mutual signal width (ie the width of one station received by the other) is less than either station's own echoes at the time. ES5PC observed this in practice during the test. Contact was initially established using JT4G (315Hz tone spacing). This had been tested successfully the previous day by G4NNS, ES5PC and G3WDG, and was found to work well during high libration conditions (with ~150Hz signal widths). At Viljo's suggestion (via JT4G!), we then tried JT4E (78.75Hz tone spacing) with excellent decodes and a quick QSO, followed by JT4C (17.5Hz tone spacing). This proved to be more difficult, as the signals width was starting to increase, but a QSO was completed. By 0745z, with predicted signal widths of 20Hz (exceeding the tone spacing), there were no more successful JT4C decodes. Finally we tried JT65C, which also resulted in many successful decodes (of G3WDG by ES5PC), but no QSO, probably due to inexperience with JT65 at our end! G3WDG's QSO log is shown below:

UTC Date: 2010 Jun 13

```

065034 Transmitting: JT4G ES5PC G3WDG I092
065100 13 -16 2.6 105 9 * CQ ES5PC K038
065300 12 -17 2.6 179 2 # G3WDG ES5PC K038 OOO 1 0
065500 1 -19 1.8 144 25 #
065608 Transmitting: JT4G ES5PC G3WDG I092 OOO
065700 15 -17 2.6 118 24 * RO 1 0
065810 Transmitting: JT4G RRR
065900 14 -18 2.5 -20 0 * 73 1 0
070011 Transmitting: JT4G 73
070100 19 -19 2.5 -53 61 * PSE JT4E 1 0
070233 Transmitting: JT4E ES5PC G3WDG I092
070300 3 -20 2.6 -339 5 *
070500 12 -17 2.6 -370 31 # G3WDG ES5PC K038 OOO 1 0
070606 Transmitting: JT4E RO
070700 10 -20 2.7 -252 29 * RRR 1 0
070804 Transmitting: JT4E 73
070900 17 -19 2.8 -289 29 * PSE JT4C 1 0
071009 Transmitting: JT4C 73
071012 Transmitting: JT4C ES5PC G3WDG I092
071100 1 -24 2.6 -324 45 # G3WDG ES5PC K038 OOO 1 0
071210 Transmitting: JT4C RO
071300 0 -25 1.9 -378 40
071500 4 -25 2.5 -173 19 * RRR 1 0
071605 Transmitting: JT4C 73
071700 2 -25 2.7 -77 36 * RRR 1 0
071900 4 -25 2.6 -114 41 * 73 1 0

```


Conclusions

1. A method has been developed to predict libration fading for one station with high accuracy, which has been tested against measured data on all bands from 432MHz - 10GHz.
2. A model has been produced to calculate libration fading between two stations, and is showing promising results.
3. Libration minimum events can be used to detect echoes with marginal systems.
4. Being able to calculate libration fading allows skeds to be arranged when fading as at a minimum, which can be useful for marginal contacts especially on the higher microwave bands, and for data modes.
5. Recent releases of GM4JJJ's MoonSked program now include provision for predicting signal width, both for own echoes and for two stations. This is available in both the Sked Maker and Moon Track windows.
6. Certain narrow-band WSJT modes can be used on 10GHz EME, given the right libration conditions. JT4G has been shown to work with high levels of libration spreading., and is recommended for initial tests.

Acknowledgements

I would like to thank Petra G4KGC for helping to collect our 10GHz data, Peter G3LTF for providing recordings of his own echoes and other signals on all bands from 432MHz to 5.7GHz. I would also like to thank Petra G4KGC, David GM4JJJ and Joe K1JT for many useful discussions, and Viljo ES5PC for suggesting (on-air) that we try JT4E, JT4C and JT65C.

Spreadsheet and Software Downloads

1. Single station, one time (NB - this link currently has a test program with a macro in to test downloads/warnings):
www.sucklingfamily.free-online.co.uk/downloads/libration1.xls
2. Single station, predictions for 24h:
www.sucklingfamily.free-online.co.uk/downloads/libration2.xls
3. One Longitude, multi latitude for 24h:
www.sucklingfamily.free-online.co.uk/downloads/libration3.xls
4. Two station, one time:
www.sucklingfamily.free-online.co.uk/downloads/libration4.xls
5. MoonSked by GM4JJJ:
<http://www.gm4jjj.co.uk/MoonSked/moonsked.htm>

Note: Having a high level of internet security set on your PC may prevent the use of the necessary Macros. I normally have my security set to warn me of potential threat from macros. The PC on which these macros were generated and held is protected with Avast antivirus software.

References

1. Technical Report #16 January 1974 [Crawford Hills Notes] by Dick Turrin W2IMU
<http://www.ve1alq.com/W2IMU-K1RQG/Tech Bulletin 16/Tech Bulletin 16 of 20.pdf>
2. Physics Forums, "Why Doesn't the Moon Spin?", comment 14 by "Janus"
<http://www.physicsforums.com/showthread.php?t=14029>
3. "Lunar Phase Pro" by Gary?
<http://lunarphasepro.nightskyobserver.com/>
4. "MoonCalc" by Monzur Ahmed
<http://www.ummah.net/ild/mooncalc.html>
5. Excel Spreadsheet "Circumstances of the Moon" by Keith Burnett
<http://bodmas.org/kepler/mooneph.html#twig03>
6. GM4JJJ, Private Communication May 2010
7. Recordings on G3WDG's Youtube Channel: http://www.youtube.com/watch?v=qP_S13n6GX8
or search G3WDG on Youtube

Vorhersage des Libration Fading bei EME

von Charlie Suckling G3WDG

Einleitung

Alle EME-OPs werden die Effekte des Libration Fading sehr gut kennen. Ein sehr detaillierter und informativer Artikel dazu ist bereits vor 36 Jahren von Dick Turrin, W2IMU, veröffentlicht worden (1). Bei niedrigeren Frequenzen wird der Haupteffekt des Libration Fading als Schwankung der Signal-Amplitude wahrgenommen, was häufig Morsezeichen so „zerhackt“, dass Punkte fehlen können oder Striche in mehrere Punkte zerstückelt werden. Wenn die Signale schwach sind, ist es möglich, dass nur die Spitzen des Signals aufgenommen werden können, was es extrem schwierig oder unmöglich macht, CW aufzunehmen. Bei höheren Frequenzen kann das Fading der Amplitude nicht länger vom Ohr erkannt werden und das Signal erscheint „verschmiert“ in der Frequenzdomäne, so dass es nicht länger als reiner Ton, sondern wie ein musikalisches „Zischen“ klingt. Je stärker die Libration zu einem Zeitpunkt ist, desto schwächer hört sich das Signal an, da sich die Energie über eine größere Bandbreite verteilt und es schwieriger wird, es gegenüber dem Hintergrundrauschen zu entziffern. Die meisten OPs werden auch beobachtet haben, dass sich die Stärke des Fadings (bzw. der Signalverbreiterung) mit der Position des Mondes am Himmel verändert, wobei es generell geringer ist, wenn der Mond nahe am Horizont ist, und am schlimmsten, wenn der Mond im Transit steht. Bei einigen Gelegenheiten wurde auch beobachtet, dass das Fading sehr langsam wird (und die Signale sehr schmal). EME-OPs berichten manchmal von „guten Bedingungen“, was meiner Meinung nach manchmal geringem Libration Fading zugeschrieben werden könnte. Beispiele für einige Signale mit unterschiedlichem Fading-Anteil und Signalverbreiterung sind in Abb. 1 bis 4 gezeigt.

Abb. 1 W2NFA 26.7.1973 1630z 1.3GHz (1)

Abb. 2 W2NFA 28.7.1973 1130z 1.3GHz (1)

Abb. 3 G3WDG/G4KGC 19.3.2010 1055z 10GHz

Abb. 4 G3WDG/G4KGC 19.3.2010 0815z 10GHz

Vor kurzem begann ich mich dafür zu interessieren, ob es möglich wäre vorherzusagen, wann Zeitpunkte mit niedriger Libration auftreten, da es u.U. dann möglich ist Kontakte zu machen, die andernfalls unter normalen Bedingungen zu schwierig wären. Bei niedrigeren Frequenzen könnten die Signale dann lang genug sein während der QSB-Spitzen, um aufgenommen werden zu können. Bei höheren Frequenzen hingegen wäre die Signalenergie konzentrierter und damit leichter aus dem Rauschen heraus lesbar. Dies könnte besonders für EME-Experimente auf Frequenzen auf den Bändern oberhalb 24 GHz von Wert sein. Auch ist es möglich, dass bestimmte digitale Modes unter solchen Umständen auf Bändern funktionieren, auf denen sie normalerweise nicht verwendet werden können. Wenn man in der Lage ist, das Libration Fading vorherzusagen, kann dies auch helfen besonders ungünstige Zeiten für Skeds zu vermeiden.

Vorhersage der Libration

Das Libration Fading wird kurzgesagt durch Ausbreitung mit multiplen Pfaden an rauen Oberflächen verursacht, wie es sehr schön von *Turrin* in Abb. 5 und 6 dargestellt wird.

Abb. 5 Abb. 6

Die reflektierte Welle, die auf der Erde empfangen wird, ist eine Kombination von allen individuellen Reflektionen an Punkten der Mondoberfläche, und da es fast immer einen gewissen Grad an relativer Bewegung der Mondoberfläche von der Erde aus gesehen gibt (genannt Libration), ergeben die einzelnen Reflektionen zusammen kombiniert eine schwankendes Signal.

Ein Minimum der Libration tritt auf, wenn die relative Mondbewegung minimal ist, d.h. um diese Ereignisse vorhersagen zu können, ist es nötig vorherzusagen, wann die relative Mondbewegung ein Minimum hat. Die Libration des Mondes ist für Astronomen von großem Interesse, da das zyklische Schwanken des Mondes über einen Zeitraum hinweg ein Betrachten von 59% der Mondoberfläche von der Erde aus ermöglicht. Nach (2) gibt es vier einzelne Komponenten für die Libration, die alle zusammen die gesamte Libration des Mondes ausmachen. Diese sind Libration der Breite, Libration der Länge,

tagesabhängige Libration und physikalische Libration. Diese sind relativ verständlich in der Referenz erklärt. Zum Glück war es nicht nötig, sich eingehender allzu tief mit dieser Thematik zu befassen, da Astronomen bereits exzellente Software geschrieben haben, um die Libration relativ zum Zentrum der Erde (geozentrisch) und relativ zu einem Beobachter auf der Erdoberfläche (topozentrisch) vorherzusagen. Letztere ist diejenige, die uns interessiert, da sie gültig ist für einen Beobachter auf der Erdoberfläche und die sehr wichtige Rotationsgeschwindigkeitskomponente tangential zur Mondoberfläche berücksichtigt. Ich habe zwei Programme gefunden, die die topozentrische Libration über einen ganzen Monat hinweg darstellen können: Lunar Phase Pro (3) und MoonCalc v6.0 (4). In Abb. 7 gibt es einen Bildschirmausschnitt von MoonCalc für meinen Standort vom April 2010.

Abb. 7

Die berechneten Punkte der Mond-Breite und -Länge haben einen Abstand von 1-Stunden-Intervallen und die Tage des Monats sind als Tage 1, 5, 10, 15, 20, 25 und 30 bezeichnet. Die größeren Punkte stehen für die Uhrzeit 0000 z. Das Minimum der Libration tritt einfach dann auf, wenn die topozentrische Mond-Breite und -Länge (angezeigt durch die Punkte) sich am wenigsten ändern. Dies kann mit brauchbarer Genauigkeit mit dem Auge abgelesen werden. Z.B. schau man auf die Tage um die Mitte dieses Monats, wie in Abb. 8 gezeigt.

Abb. 8

Schaut man auf den 18. und zählt die 1-Stunden-Punkte bis zum 19., kann man sehen, dass die minimale Libration zwischen etwa 0900 und 1000 Uhr auftritt, da hier die Punkte am dichtesten zusammen sind, d.h. Mond-Breite und -Länge ändern sich am wenigsten. Das Diagramm zeigt nicht, ob der Mond gerade über dem Horizont ist. Es muss also noch getrennt kontrolliert werden, ob der Mond dann beobachtbar ist. Es wurde nun nach einem Mittel gesucht, größere Präzision zu erhalten und bei weiteren Nachforschungen wurde eine Tabellenkalkulation (5) gefunden, die u.a. die topozentrische lunare Breite (Bo) und Länge (Lo) für jede beliebige Zeit voraus berechnen kann. Siehe Abb. 9.

Abb. 9

Diese Tabellenkalkulation sagt Bo und Lo für eine gegebene Zeit voraus, kann aber nicht die Änderungsrate berechnen, wie nötig ist, um das Ausmaß der Libration vorherzusagen. Ich habe die Tabellenkalkulation modifiziert, in dem ich ein Excel-Makro hinzugefügt habe, das Bo und Lo eine Minute vor und nach der eingegebenen Zeit berechnet und die Werte Lo1, Bo1 zur Zeit T-1Min und Lo2, Bo2 zur Zeit T+1Min ergibt, wie im Diagramm in Abb. 10 gezeigt. (Anmerkung: Der Abstand zwischen Lo und Bo wurde zur Veranschaulichung hier stark übertrieben).

Abb. 10

Die Librationsrate wurde dann berechnet, indem der Abstand der beiden berechneten Punkte mittels Pythagoras bestimmt wurde und durch das Zeitintervall (2 Minuten) geteilt wurde. Die Formel lautet:

Librationsrate zur Zeit T (Grad/Min) = (SQRT ((Bo2-Bo1)2 + (Lo2-Lo1)**2))/2.**

Dies ist eine lineare Interpolation dessen, was tatsächlich sphärische Differenzen sind, aber der Fehler ist vernachlässigbar über so ein kurzes Zeitintervall. Ein Bild der modifizierten Excel-Tabelle zeigt Abb. 11.

Abb. 11

Dann wurde ein neues Makro geschrieben, um die Librationsrate alle 30 Minuten über einen Zeitraum von 24 Stunden vorherzusagen zu können, so dass man bequem Vorhersagen für einen Tag machen kann. Eine Darstellung für das Ergebnis für den 18. April zeigt Abb. 12, in der man sieht, dass das Librationsminimum gegen etwa 0940z auftritt, was in guter Übereinstimmung mit dem per Auge oben abgelesenen Minimum von MoonCalc ist.

Abb. 12

Test der Vorhersagen

Nun wurden Vorhersagen für das nächst mögliche Libration-Minimum (am 21.3.2010) berechnet und Echos wurden auf 10 GHz von G3WDG/G4KGC und auf 3.4 GHz von G3LTF aufgenommen. Abb. 13 zeigt die 10-GHz-Echos mit der Spectran-Software vor, während und nach dem vorhergesagten Minimum.

Abb. 13

Man kann sehen, dass das Signal am Anfang bei der ersten Beobachtung um 0858 ziemlich breit ist, was kurz nach Mondaufgang war, dann wurde es immer schmaler während der nächsten 2 Stunden und erreicht ein Minimum um 1048 und wird dann wieder zunehmend breiter. Das dritte Echo um 2055 scheint breiter als die anderen Echos, was von einer anderen Station, die uns auf der selben Frequenz ruft, verursacht wird. Der Zeitpunkt der minimalen Echoweite korrespondiert eng mit dem Zeitpunkt, an dem die Dopplerverschiebung ihr Maximum erreicht, d.h. mit dem Punkt, an dem sie sich kurz nicht ändert (Dank an G3LTF für diese Beobachtung). Der sich ändernde Doppler kann in den Abbildungen im Wasserfall als horizontale Verschiebung von Echo zu Echo gesehen werden. Um 0858 z.B. wandern die Echos immer weiter zu höheren Frequenzen, während sie um 1209 tiefer werden. Um 1048 sind die Echos praktisch alle auf der selben Frequenz. Man kann auch sehen, dass die Verteilung der Energie in den Echos sich von Echo zu Echo ändert. Eine „Feinstruktur“ scheint in vielen der Echos vorhanden zu sein, die nicht von Echo zu Echo gleich ist, siehe z.B. um 1108 Uhr.

Die Weiten der Echos über die Beobachtungsperiode wurden dann gemessen (optisch aus den Spectran-Bildern) und aufgetragen, zusammen mit den Ergebnissen, die G3LTF am selben Tag auf 3.4 GHz erhalten hatte, gegen die Vorhersage für die Libration. Der Maßstab der rechten Achse wurde so angepasst, dass die Daten der Weiten der 10-GHz-Echos bestmöglich zu den Vorhersagen im Bereich der Region des Minimums passen. Der Zeitpunkt der 10-GHz-Ergebnisse stimmt sehr gut mit der Vorhersage überein. Die Breite der Signale passt ebenfalls gut zur Vorhersage, nicht nur um das Minimum herum (wo die Anpassung gemacht wurde), sondern auch später, weit vom Minimum entfernt (2055z). Die Ergebnisse von G3LTF passen auch gut zur Vorhersage, wenn die Signalweiten mit dem Frequenzverhältnis (10.4/3.4) multipliziert werden. Eine Formel zur Vorhersage der Signalweite wurde aus diesen experimentellen Daten abgeleitet:

$$\text{Echoweite (Hz)} = 6000 * f \text{ (GHz)} * \text{Librationsrate (Grad/Min)}$$

Dies liegt innerhalb 10% Abweichung zu den aktuellen theoretischen Vorhersagen von GM4JJJ (6), die generell etwas höhere Werte als die experimentell erhaltenen Werte liefern. Es soll angemerkt werden, dass der Faktor 6000 für Systeme gültig ist, bei denen der Öffnungswinkel der Antenne größer ist als der Durchmesser des Mondes. Die beobachtete Libration ist niedriger, wenn die Antenne nicht die ganze Mondoberfläche bestrahlt.

Abb. 14

Weitere Beobachtungen

Seit der anfänglichen Beobachtungen wurden viele weitere Daten gesammelt. Dank geht besonders an G3LTF, der Aufnahmen seiner Echos auf 432MHz, 1.3, 2.3, 3.4 und 5.7GHz zur Analyse zur Verfügung gestellt hat. Abb. 15 zeigt wie die gemessenen Echoweiten im Verhältnis stehen zu der obigen einfachen Formel. Die Daten fallen auf eine gerade Linie (mit Fehler-Toleranz), was zeigt, dass die obige Formel richtig ist, um die Echoweite vorherzusagen, zumindest herunter bis auf 432 MHz. Die Steigung der am besten passenden geraden Linie ist jedoch nicht exakt 1, so dass es möglich ist, dass der anfangs gewählte Faktor von 6000 angesichts der neuen Daten leicht modifiziert werden müsste. Das wird noch mal angegangen, wenn noch mehr Daten gesammelt wurden. Für aktuelle Updates schaue man auf meine Webseite.

Abb. 15

Geografische Variation der Libration

Die Excel-Tabelle wurde weiter modifiziert, um tägliche Kurven für die Libration für verschiedene geografische Breiten zu liefern. Es wurde sofort deutlich, dass die Librationsrate deutlich mit der Breite des Standortes variiert. Diese Effekte kann man in Abb. 16 sehen, der die Vorhersage für den 14.6.2010 für die Breiten von 20 bis 70 Grad und die Länge 0 Grad zeigt. Der Pfeil zeigt, wo der Mond über dem Horizont steht (52 N). Stationen näher zum Äquator haben schnelleres Libration Fading (und breitere Signale) nahe am Transit (ca. 1400z in diesem Fall). In der Region, wo die Libration im Minimum ist, hängt die Librationsrate von der geografischen Breite des Stationsstandortes ab. In diesem Beispiel haben Stationen zwischen 30 und 40 Grad Breite gegen 0845z Librationsraten nahe Null. Die Zeit, an der das Minimum auftritt, variiert bis zu einer Stunde für Stationen mit gleicher Länge, aber unterschiedlicher Breite.

Abb. 16

Die Excel-Tabelle wurde auch dafür verwendet, um den Einfluss der geografischen Länge des Stationsstandortes für eine konstante Breite zu untersuchen. Abb. 17 zeigt die Vorhersagen für eine Station, die sich auf 52 Grad Nord befindet und die Längen von 0 Grad, 15 Grad Ost und 90 Grad West für den selben Tag wie oben. Stationen weiter östlich haben das Minimum eher als die weiter westlich,

und zwar etwa 4 Minuten pro Längengrad. Die Stärke des Minimums ist nahezu gleich für alle 3 Fälle. Die kleinen Differenzen hierbei werden der Deklination des Mondes zugeschrieben, die sich geringfügig ändert für die Zeiten zu denen die Stationen das Minimum erfahren, was die Geometrie leicht verändert.

Abb. 17

Variationen der Libration während eines Mondmonats

Für den kompletten Monat Juni wurde für 28 Tage eine Vorhersage berechnet, um zu sehen, wie sich die Librationsrate von Tag zu Tag verändert. Die Ergebnisse finden sich im Anhang. Folgende Schlussfolgerungen wurden gezogen:

1. An allen Tagen ist die Libration nahe dem Mondaufgang und Untergang geringer als zum Transit, das gilt für alle Breitengrade.
2. Librationsminima werden nur während 11 Tagen im Monat beobachtet, wobei der Mond über dem Horizont steht.
3. Während der Tage, an denen es ein Minimum gibt, gibt es nur 1 oder 2 Tage, wenn das Minimum ausgeprägt (tief) ist und dies sind nicht die gleichen Tage für Stationen auf unterschiedlicher Breite.
4. Ein interessanter Fall tritt am 18.6. auf, mit dem Mond nahe 0 Grad Deklination, wenn Stationen auf allen Breitengraden die gleiche Menge Fading sehen und das zur gleichen Lokzeit, d.h. zum örtlichen Mondauf- und untergang.

Abb. 18

Die Geometrie ist für diesen Fall interessant: Mit dem Mond bei 0 Grad Deklination, befindet dieser sich lotrecht zur Erdachse, so dass beim Mondauf-(und unter-)gang Stationen auf der Erde sich direkt auf den Mond zu (bzw. weg) bewegen, ohne eine Komponente der Erddrehung tangential zum Mond aufzuweisen. (Es ist diese Komponente, die für den größten Anteil der beobachteten Libration verantwortlich ist.) Folglich ist die Librationskomponente durch die Erddrehung zu dieser Zeit Null und die beobachtete Librationsrate (0.0075 Grad/Min) beim Minimum rührt von den anderen (viel geringeren) Librationskomponenten. Dieses Beispiel hilft auch zu verstehen, warum „tiefe“ Minima auftreten können. Oben konnte man sehen, dass tiefe Minima normalerweise kurz nach dem örtlichen Mondaufgang auftreten. Zu diesen Zeiten löscht die eine Komponente verursacht durch die Erddrehungsgeschwindigkeit der Station tangential zur Mondoberfläche für kurze Zeit die anderen drei Librationskomponenten aus, so dass eine geringe Gesamtilibration entsteht. Die Tatsache, dass die tiefen Minima an unterschiedlichen Tagen für verschiedene Breitengrade auf der Erde auftreten, können auf gleiche Weise erklärt werden, weil die Geometrie sowohl von geografischer Breite der Station und der Mond-Deklination abhängt und was die anderen Librationsarten zu dieser Zeit machen.

Ein Null-Libration-Ereignis am 16.5.2010

Die Excell-Tabelle zeigte ein Minimum für meinen Standort für den 16. Mai, wobei die Librationsrate praktisch bis auf Null sinken sollte (vorhergesagte Signalbreite bei 10GHz signal = 1.3Hz um 0858z). Das sollte eine gute Gelegenheit sein, die Genauigkeit der Vorhersage zu testen. G3WDG/G4KGC testeten während dieses Ereignisses auf 10 GHz und die Resultate sind in Abb. 19 zu sehen. Die Breite des Signals ging um 0856z bis auf fast Null herunter und es wurde eine korrespondierende sehr niedrige Fading-Rate beobachtet, so dass einige Echos der Sequenz kaum sichtbar sind, weil sie durch die tiefen langsamen Schwundeinbrüche ausgelöscht wurden. Diese Variation der Echostärke über einen so langen Zeitraum wurde noch nicht zuvor beobachtet und ist in den anderen Signalspuren nicht zu sehen. Wie erwartet war die Signalamplitude im Minimum am größten. Dieser Effekt wurde am 21.3. ausgenutzt, um Echos auf 10 GHz mit nur 1 bis 2 Watt TX-Leistung zu sehen.

Abb. 19

Libration Fading zwischen zwei Stationen

Nun ging es an die Arbeit, um das Librationsfading zwischen zwei Stationen zu berechnen. Das ist von Interesse, weil es dann möglich wäre, Skeds zu Zeiten zu vereinbaren, an denen die Libration zwischen den beiden Stationen minimal ist. Ein einfaches Modell wurde entwickelt und umgesetzt als Excel-Tabelle, wobei die lunare Länge und Breite in der gleichen Weise für die beiden Stationen getrennt berechnet werden (d.h. im Abstand von 2 Minuten). Für die Station A berechnet die Excel-Tabelle (LoA1, BoA1) zu T-1 und (LoA2, BoA2) zu T+1, und für Station B (LoB1, BoB1) und (LoB2, BoB2) für die gleichen Zeiten. Neue Punkte werden dann abgeleitet, die die Mittelwerte der lunaren Längen und Breiten für die beiden Stationen bei T-1 und T+1 sind, wie in Abb. 20 gezeigt. Der Abstand dazwischen wird dann berechnet, so wie für die einzelne Station, und dann durch 2 geteilt, um die Librationsfadingrate in

Grad/Min. zu erhalten.

Abb. 20

Abb. 21

Ein Bildschirmbild der Excel-Tabelle für 2 Stationen ist in Abb. 21 gezeigt. Zur Zeit des Erstellens des Artikels lag eine begrenzte Anzahl von Daten aus der Praxis vor, um zu verifizieren, ob dieses einfache Modell arbeitet. Ein Test zwischen G3WGD (Station A) und JA6CZD (Station B) wurde am 16.5.2010 speziell durchgeführt, um das 2-Stationen-Modell zu testen. Beide Stationen haben jeweils in 2-Minuten-Perioden zwischen 0700 und 0800z gesendet und es wurden Aufnahmen gemacht. Das Beispiel oben ist für den Mittelpunkt während dieses Tests und sagt eigene Echeweiten von 56 Hz für G3WGD und 179 Hz für JA6CZD voraus und eine Signalbreite von 69 Hz zwischen den beiden Stationen.

Am Beginn des Tests hat das Modell eine Zweigweg-Signalbreite von 64 Hz und am Ende von 73 Hz vorausgesagt. Messungen von JA6CZD's Signal empfangen bei G3WGD ergab Werte von 55 Hz am Beginn und 60 Hz am Ende. G3WGD's Signal bei JA6CZD wurde etwas breiter gemessen bei 70 Hz. Unter Berücksichtigung der unterschiedlichen Signalpegel und der Schwierigkeit die Echobreiten mit hoher Genauigkeit zu bestimmen, ist die Übereinstimmung zwischen den Vorhersagen des Modells und den Messungen ziemlich gut. Weitere 2-Stationen-Ergebnisse:

Datum	UT	Station A	Station B	vorhergesagte	gemessene	Band	Kommentar
16 Mai	0930	G3WGD	SP7JSG	44Hz	35Hz	10GHz	Schwaches Signal Breite schwer bestimmbar
16 Mai	0741	G3LTF	VK3NX	38Hz	35Hz	5.7GHz	Siehe Abb. 20
16 Mai	0741	G3LTF	PA0EHG	25Hz	20Hz	5.7GHz	Siehe Abb. 20

Abb. 22 PA0EHG und VK3NX empfangen von G3LTF auf 5.7GHz um 0741z am 16. Mai 2010

Benutzung von WSJT-Modes während Librationsminima und anderer Zeiten

10-GHz-Tests zwischen G3WGD/G4KGC und ES5PC wurden am 13.6. durchgeführt, um zu untersuchen, ob einige der WSJT-Modes für 10-GHz-EME in Perioden mit niedriger Libration benutzt werden können. Der Test war geplant für den Zeitpunkt, wenn die wechselseitige Signalaufweitung am geringsten sein würde (etwa 15 Hz). Das 2-Stationen-Excel-File wurde benutzt, um die Signalweiten vorherzusagen und die Resultate sind in Abb. 23 zu sehen.

Abb. 23

Passend zu der Vorhersage wurde der Skedbeginn für 0700z abgemacht, gerade bevor die minimale Signalbreite auftreten sollte. Es ist interessant anzumerken, dass die wechselseitige Signalbreite (d.h. die Signalbreite von einer Station empfangen von der anderen) geringer ist, als die jeweiligen eigenen Echos zu diesem Zeitpunkt. ES5PC hat das auch in der Praxis während dieses Tests beobachtet.

Die Verbindung wurde anfangs in JT4G (315 Hz Tonabstand) aufgenommen. Das wurde schon am Tag zuvor erfolgreich zwischen G4NNS, ES5PC und G3WGD getestet und funktionierte gut während hoher Libration (mit ca. 150 Hz Signalbreiten). Viljo schlug vor (via JT4G!) dann JT4E (78.75 Hz Tonabstand) zu testen und dies gelang mit exzellenten Decodes und einem schnellen QSO. Dann kam JT4C (17.5 Hz Tonabstand), was sich als schwieriger erwies, weil die Signalbreite anfang größer zu werden, aber das QSO gelang. Ab 0745z, bei einer vorhergesagten Signalbreite von 20Hz (was den Tonabstand überschreitet), gab es keine erfolgreichen JT4C-Decodes mehr. Zum Schluß testeten wir JT65C, was auch viele erfolgreiche Decodes erbrachte (von G3WGD bei ES5PC), aber kein QSO, wahrscheinlich aufgrund der mangelnden Erfahrung mit JT65 bei uns. Das QSO-Log von G3WGD von diesem Sked am 13.6. ist oben im englischen Text wiedergegeben.

Schlußfolgerungen

1. Es wurde eine Methode entwickelt, um das Libration Fading für eine einzelne Station mit hoher Genauigkeit vorherzusagen. Sie wurde auf den Bänden von 432 MHz bis 10 GHz mittels gemessener Daten verifiziert.
2. Es wurde ein Modell vorgestellt, dass das Libration Fading zwischen zwei Stationen berechnet. Die Ergebnisse sehen vielversprechend aus.
3. Librationsminima können genutzt werden, um Echos mit grenzwertigen Systemen zu detektieren.
4. Das Berechnen des Libration Fading ermöglicht es, Skeds im Minimum abzumachen, was nützlich ist, wenn die Verbindungen an der Grenze des Möglichen sind, dies insbesondere auf den höheren Mikrowellenbändern und bei digitalen Modes.
5. Die aktuellen Versionen von GM4JJJ's MoonSked-Programm beinhalten nun die Möglichkeit, die Signalbreite vorherzuberechnen, sowohl für eigene Echos, als auch für 2 Stationen. Das funktioniert

sowohl im Sked-Maker-, als auch im Moon-Track-Fenster.

6. Bestimmte schmalbandige WSJT-Modes können für 10-GHz-EME benutzt werden, sofern die richtigen Librationsbedingungen vorliegen. JT4G konnte mit größerer Libration verwendet werden und sollte der Ausgangspunkt für erste Tests sein.

Danksagung

Ich möchte meiner Frau Petra, G4KGC, für die Hilfe bei der Sammlung der 10-GHz-Daten danken, Peter, G3LTF für das Liefern der Aufnahmen seiner eigenen Echos und anderer Signale auf allen Bändern von 432 MHz bis 5.7 GHz. Auch möchte ich Petra, G4KGC, David, GM4JJJ, und Joe, K1JT, für viele nützliche Diskussionen danken, sowie Viljo, ES5PC für das (on-air) Vorschlagen der Tests in JT4E, JT4C und JT65C.

Downloads für Excel-Spreadsheets und Software

- | | |
|---|--|
| 1. Einzelne Station, eine Zeit: | www.sucklingfamily.free-online.co.uk/downloads/libration1.xls |
| 2. Einzelne Station, Vorhersagen für 24h: | www.sucklingfamily.free-online.co.uk/downloads/libration2.xls |
| 3. Eine Länge, diverse Breiten, 24h: | www.sucklingfamily.free-online.co.uk/downloads/libration3.xls |
| 4. Zwei Stationen, eine Zeit: | www.sucklingfamily.free-online.co.uk/downloads/libration4.xls |
| 5. MoonSked by GM4JJJ: | http://www.gm4jjj.co.uk/MoonSked/moonsked.htm |

Anmerkung: Wenn man eine hohe Sicherheitsstufe für das Internet auf seinem PC eingestellt hat, kann dies die Verwendung der nötigen Makros verhindern. Ich habe die Sicherheitsstufe so eingestellt, dass ich bei potentiell gefährlichen Makros zuerst gewarnt werde. Der PC, mit dem ich die Makros generiert habe und auf dem sie laufen, ist mit der Avast Antivirus-Software gesichert.

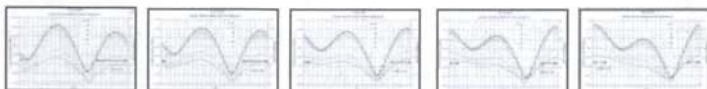
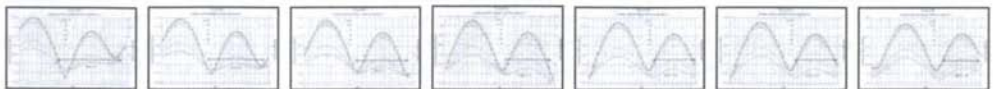
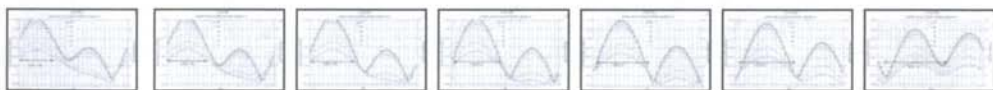
Referenzen

Siehe engl. Text oben

Appendix / Anhang

Tägliche Vorhersagen für den Monat Juni 2010 illustrieren, wie die Libration über einen Monat von Tag zu Tag schwankt. Die Bilder in voller Größe sind auf der Webseite des Autors zu finden. –

Daily predictions during June to illustrate how libration varies from day to day over a month. Black arrow indicates when the moon is above the horizon at 52N latitude. Please note that the LH Y axis uses a different scale to the graphs above. Full size pictures are on the authors website.



On the Reduction of Side-lobes in End-fire Antenna Arrays and Yagis

by Brian V Cake, KF2YN - Copyright © 2009. All rights reserved.

Introduction

In this article I will introduce novel methods for greatly improving both the E- and H-plane side-lobes in an end-fire array. First, we will examine the reasons for the large difference between E- and H-plane side-lobes in ordinary end-fire arrays and conventional long yagis, and from this observation we will develop methods for improvement. We will then compare the side-lobe and antenna noise performance (for space communications) with those of contemporary low noise antennas for the 70cm band, both in single and stacked format. The principles derived are, of course applicable to antennas for any frequency, but the 70cm band is probably the lowest for which the designs are practical. In all cases we will assume that the antenna elements are made of 6061-T6 aluminum.

Radiation Pattern Convention

Since we will be concerned with examining the three-dimensional radiation pattern of antennas, we must first describe the space surrounding the antenna. The convention we will be using is shown in Figure 1. The surface of the sphere surrounding the antenna is assumed to be of infinite radius, since we are only concerned with the far field. The end-fire antenna lies in the x-y plane, and the boresight is along the positive x-direction. The azimuth angle, ϕ is zero along the x-axis, and increases to 90° along the y-axis, and to 180° along the negative x-axis. The elevation angle, θ , is measured from the x-y plane upwards, and is 90° at the zenith (along the positive z-axis). Note that this latter convention is not used in most antenna text books, but is that used by simulation programs such as WIPID and EZNEC.

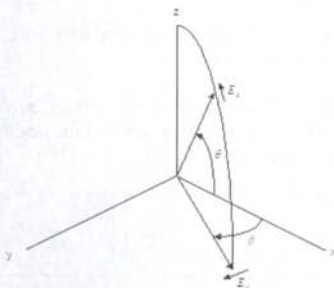


Figure 1: Reference planes and angles

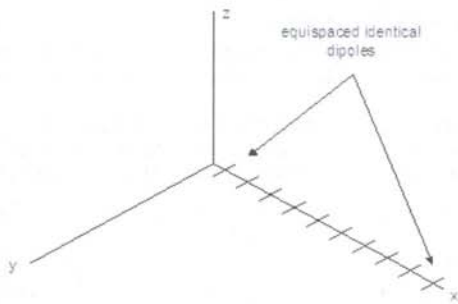


Figure 2: Array of 10 dipoles in an end-fire array

Why are the E- and H-plane side-lobes of yagis different?

End-fire arrays, of which yagis are a sub-set, in their simplest form, consist of a series of dipoles distributed along and perpendicular to the boresight (the intended direction of maximum radiation), with each dipole being fed with a particular amplitude and phase of power at the operating frequency. In the following we will assume that the dipoles are distributed along and perpendicular to the x-axis, and are lying in the x-y plane. The spacing of the dipoles and the amplitude and phase distribution control the shape of the composite antenna pattern, as detailed in many books covering antenna theory¹. The reason for the large H-plane side-lobes, compared with the E-plane side-lobes, in these arrays may be found in the "principle of pattern multiplication". Quoting from Reference 1, this principle states: "The field pattern of an array of non-isotropic but similar point sources is the product of the pattern of the individual source and the pattern of an array of isotropic point sources, having the same locations, relative amplitudes and phases as the non-isotropic sources."

This may be restated in mathematical terms as:

$$F(\theta, \phi) = g(\theta, \phi) \times f(\theta, \phi) \quad (1)$$

where $F(\theta, \phi)$ is the far field pattern, $g(\theta, \phi)$ is the element factor, which is simply the pattern of each individual element and $f(\theta, \phi)$ is the array factor, which is the pattern of an array of isotropic elements, as stated above. All of these patterns are normalized to unity at maximum directivity.

This principle applies to end-fire arrays, and therefore to yagis. Although in most modern yagi designs all the elements are slightly different in length, they are nonetheless similar in that they are all dipoles (or, in the case of loop yagis and quads, they are dipole-like in their patterns). In the E-plane the normalized element factor for a dipole is given by:

$$g(\phi) = \frac{\cos(\pi/2 \cos \phi)}{\sin \phi} \quad (2)$$

$g(\phi)$ is zero at $\phi=90^\circ$ and 270° , and unity at $\phi=0^\circ$ and 180° . In the H-plane the normalized element factor is unity for all θ , so the dipole behaves as an isotropic source as far as the H-plane is concerned. This means that, in the E-plane:

$$F(\phi) = \frac{\cos(\pi/2 \cos \phi)}{\sin \phi} \times f(\phi) \quad (3)$$

but in the H-plane:

$$F(\theta) = f(\theta) \quad (4)$$

so the H-plane pattern is simply that defined by the array factor and there is no modification of this by the element factor.

The patterns of an ordinary end-fire array

Here we will look at an example of pattern multiplication. The antenna, shown in Figure 2, consists of an end-fire array of N dipoles, where N is 10 in this case, spaced along the x-axis by $\lambda/4$ at 432MHz, and each is fed by a current source at its center. For an ordinary end-fire array with a unidirectional pattern the current phase in the n th dipole needs to be delayed by $n\pi/2$ radians relative to that in the first dipole, which is at the x-axis origin. This phase delay is equal to that experienced by the field propagating along the antenna, and means that, at each element, the impressed current is in phase with the field from earlier elements, so they add. Hansen and Woodyard showed that the directivity of the array is improved if this phase difference is increased by π/n , but it is not necessary here to include this effect². Figure 3 shows the E-plane pattern, and Figure 4 shows the H-plane pattern. The side- and rear-lobes in the E-plane pattern are at exactly the same angles as in the H-plane pattern, but all except the rear lobe are smaller than those in the H-plane because of the modifying effect of the element pattern. The rear lobe in the E-plane pattern is the same magnitude as that in the H-plane because, at $\phi = 180^\circ$ $g(\phi)=1$. We can see from Figure 3 that there is a substantial reduction in the E-plane side-lobe amplitudes over a wide range of ϕ , and especially near $\phi=90^\circ$ and 270° where $g(\phi)$ is close to zero.

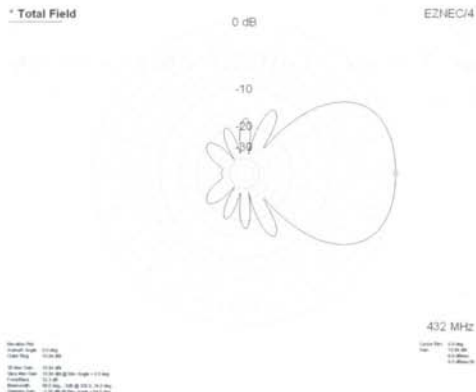
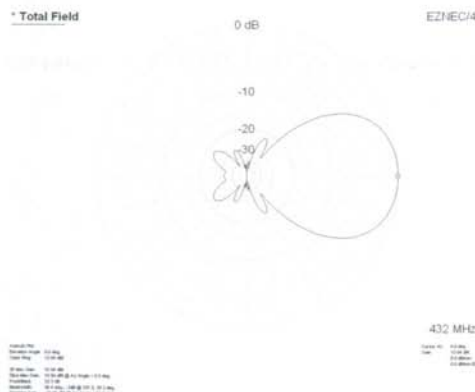


Figure 3: E-plane pattern of the ten element end-fire array Figure 4: H-plane pattern of the ten element end-fire array

The H-plane side-lobes can be reduced somewhat by reducing the element spacing. For example, if we double the number of elements in the above example but reduce their spacing to $\lambda/8$, and make suitable adjustment to the element phases, the gain increases by a fraction of a dB and the H-plane side-lobes are reduced by between 1.5 and 3 dB, depending on their angular position. However, this process is one of rapidly diminishing returns.

Another method of reducing H-plane side-lobes is to simply lengthen the antenna. This can be seen in Figures 5 and 6, where the patterns of a 20-element end-fire array, having element spacing of $\lambda/4$, are plotted. The directivity has virtually doubled, as expected, and there is a general reduction in H-plane side-lobes of several dB except for that of the first and second side-lobes. For many applications requiring low side-lobes, arbitrarily increasing the antenna length is not an option because of space

relative to the other by 13° or so we ought to be able to place the side-lobe peaks of one antenna at the null angle of the second. This might reduce the side-lobes of the composite array by approximately 6dB, except for the fourth side-lobe where a smaller reduction would occur. The two antennas would need to be arranged so that the first elements are virtually co-sited, and the next elements are gradually spaced further apart moving along the boresight, so that the included angle between the antennas is approximately 13° , as shown in Figure 11. The included angle is small compared to the -3dB width of the main forward lobe, which for each antenna is about 70° , so the angular separation should not impact the forward gain in any major way. Note that the precise angular separation between the antennas for best side-lobe reduction will also depend on the phase of $f(\psi)$. This might lead to an implementation using a pair of yagis, where a single driver (reflector, driven element and first director) is used to drive two fanned arrays of directors. This would provide a very simple single feed point.

In order to test this theory, I used a pair of 10 element end-fire arrays, fanned in the H-plane as shown in Figure 11. To analyze this arrangement (the mathematical analysis is useful because we gain much better insight into the array performance compared to just blindly experimenting with simulation tools), we will first remind ourselves of the theory behind elementary uniform end-fire arrays. Then we will extend this theory to include two fanned arrays with an arbitrary fan angle between them. From this analysis we will be able to determine the fan angle that produces the lowest side-lobes for this particular antenna array.

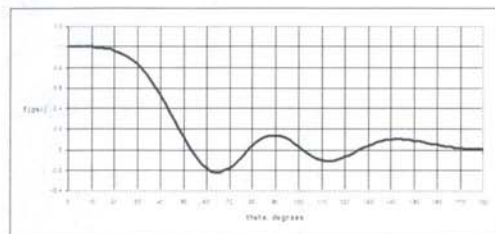


Figure 9: $f(\psi)$ versus theta for a single 10-element ordinary end-fire array

Figure 10: Phase of $f(\psi)$ for a single 10-element ordinary end-fire array

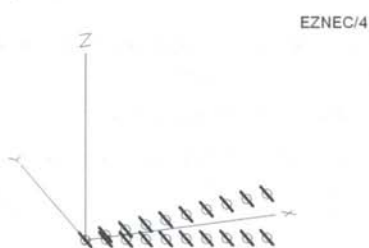
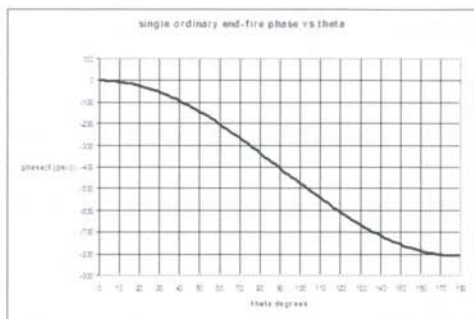


Figure 11: Fanned end-fire array

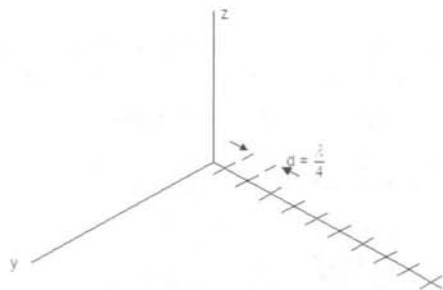


Figure 12: 10 element ordinary end-fire array

Ordinary end-fire array theory

Here we will look at the theoretical pattern of a single array of 10 isotropic sources having equal amplitude currents and equal spacing along the x-axis, as shown in Figure 12. When the total E-field from the array is measured at a distance far greater than the length of the array, the difference in distance traveled by the fields of the $(n-1)^{\text{th}}$ and the n^{th} element at an elevation angle θ is given by:

$$\delta = d \cos \theta$$

and the phase shift between the two fields is

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta + \phi \quad (5)$$

where ϕ is the phase difference between currents in the n^{th} and $(n-1)^{\text{th}}$ elements. For an ordinary end-fire array the phase

difference $\phi = -\frac{2\pi}{\lambda} d$, so $\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta - \frac{2\pi}{\lambda} d = \frac{2\pi}{\lambda} d (\cos \theta - 1)$

The total E-field is the vector sum of the E-field from each element

$$E = k(1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}) \quad (6)$$

where k is a constant. Multiplying (6) by $e^{j\psi}$ we have

$$Ee^{j\psi} = k(e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{jN\psi}) \quad (7)$$

subtracting (7) from (6) gives

$$E(1 - e^{j\psi}) = k(1 - e^{jN\psi})$$

$$E = k \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \quad (8)$$

Rearranging (8)

$$E = -k \frac{e^{j\frac{N\psi}{2}} \left[\frac{e^{j\frac{N\psi}{2}} - e^{-j\frac{N\psi}{2}}}{e^{j\frac{\psi}{2}} \left[\frac{e^{j\frac{\psi}{2}} - e^{-j\frac{\psi}{2}} \right]} \right]}{e^{j\frac{\psi}{2}} \left[\frac{e^{j\frac{\psi}{2}} - e^{-j\frac{\psi}{2}}}{e^{j\frac{\psi}{2}}} \right]} = -k \frac{e^{j\frac{N\psi}{2}} \left[\frac{\sin N\frac{\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \right]}{e^{j\frac{\psi}{2}} \left[\frac{\sin \frac{\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \right]} = -k e^{j\frac{\psi}{2}(N-1)} \frac{\sin N\frac{\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \quad (9)$$

E is maximum for $\psi = 0$, and as $\psi \rightarrow 0$, $\frac{\sin N\frac{\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \Rightarrow N$

$$E_{\max} = -kN$$

so the normalized field relative to the maximum value, which is the array factor, is given by

$$f(\theta) = \frac{E}{E_{\max}} = \frac{-k e^{j\frac{\psi}{2}(N-1)} \left[\frac{\sin N\frac{\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \right]}{-kN} = \frac{e^{j\frac{\psi}{2}(N-1)} \left[\frac{\sin N\frac{\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \right]}{N} = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin N\frac{\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \right] \angle \frac{\psi}{2}(N-1) \quad (10)$$

This expression gives the magnitude, $\frac{\sin N\frac{\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}}$, and phase angle, $\frac{\psi}{2}(N-1)$, of the array factor, $f(\theta)$. Note that the phase

is referred to the first element in the array, and that when we are only interested in $f(\theta)$ for one array the phase is of no consequence. However, when we come to combine two arrays knowledge of the phase is essential.

A plot of the magnitude of $f(\theta)$ for the case where $d = \frac{\lambda}{4}$ is shown in Figure 13. When compared to Figure 4, which shows the simulated H-plane pattern of the 10-element end-fire array, we can see that the side-lobe levels and angles of maxima are identical for both simulated and computed results.

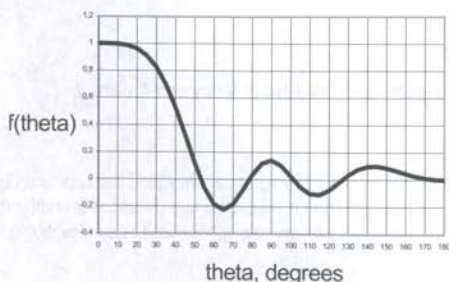


Figure 13: $f(\theta)$ for the 10 element ordinary end-fire array

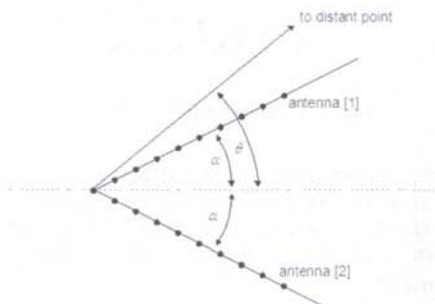


Figure 14: Fanned 10 element ordinary end-fire array

Fanned ordinary end-fire array theory

We now move on to calculate the H-plane side-lobes for a fanned pair of 10-element end-fire arrays, each having the same physical characteristics as the previous example. Figure 14 shows the arrangement. The fan angle, α , is the angle in the H-plane between $\theta = 0$ and the centerline of each antenna. We designate the upper antenna as [1] and the lower as [2]. From fig.14:

$$\theta_1 = \theta - \alpha \quad (11)$$

$$\theta_2 = \theta + \alpha \quad (12)$$

where θ_1 and θ_2 are the elevation angles relative to the centerline of antenna [1] and [2], respectively. From (5), (11) and (12):

$$\psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos\theta_1 - 1) = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos(\theta - \alpha) - 1) \quad (13)$$

$$\psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos\theta_2 - 1) = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos(\theta + \alpha) - 1) \quad (14)$$

From (9), the individual field for each antenna is given by:

$$E_{[1]} = -ke \frac{j^{\psi_1(N-1)}}{2} \frac{\sin N \frac{\psi_1}{2}}{\sin \frac{\psi_1}{2}} \quad E_{[2]} = -ke \frac{j^{\psi_2(N-1)}}{2} \frac{\sin N \frac{\psi_2}{2}}{\sin \frac{\psi_2}{2}}$$

and the total field is the vector sum of the individual fields:

$$E = E_{[1]} + E_{[2]} = -ke \frac{j^{\psi_1(N-1)}}{2} \frac{\sin N \frac{\psi_1}{2}}{\sin \frac{\psi_1}{2}} - ke \frac{j^{\psi_2(N-1)}}{2} \frac{\sin N \frac{\psi_2}{2}}{\sin \frac{\psi_2}{2}} \quad (15)$$

Since we are targeting an included angled between the two antennas of 13° , $\alpha \approx 6.5^\circ$

For this value of α , (15) is a maximum at $\theta \approx 0$, and $\psi_1 = \psi_2 \approx 0$, so

$$E_{\max} = -2kN$$

and

$$\frac{E}{E_{\max}} = f(\theta) = \frac{1}{2N} \left[e^{j\frac{\psi_1(N-1)}{2}} \frac{\sin N \frac{\psi_1}{2}}{\sin \frac{\psi_1}{2}} + e^{j\frac{\psi_2(N-1)}{2}} \frac{\sin N \frac{\psi_2}{2}}{\sin \frac{\psi_2}{2}} \right] \quad (16)$$

$$= \frac{\sin N \frac{\psi_1}{2}}{2N \sin \frac{\psi_1}{2}} \left(\cos(N-1) \frac{\psi_1}{2} + j \sin(N-1) \frac{\psi_1}{2} \right) + \frac{\sin N \frac{\psi_2}{2}}{2N \sin \frac{\psi_2}{2}} \left(\cos(N-1) \frac{\psi_2}{2} + j \sin(N-1) \frac{\psi_2}{2} \right)$$

Putting $A_1 = \frac{\sin N \frac{\psi_1}{2}}{2N \sin \frac{\psi_1}{2}}$, $A_2 = \frac{\sin N \frac{\psi_2}{2}}{2N \sin \frac{\psi_2}{2}}$, $(N-1) \frac{\psi_1}{2} = \varphi$ and $(N-1) \frac{\psi_2}{2} = \beta$ we have:

$$|f(\theta)| = \sqrt{(A_1 \cos \varphi + A_2 \cos \beta)^2 + (A_1 \sin \varphi + A_2 \sin \beta)^2} \quad (17)$$

This is the expression for the normalized array factor of the two fanned antennas.

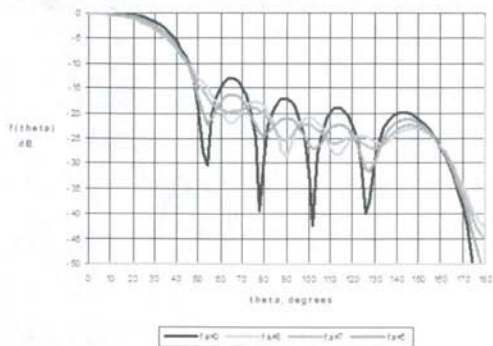


Figure 15: Calculated $f(\theta)$ as a function of fan angle α

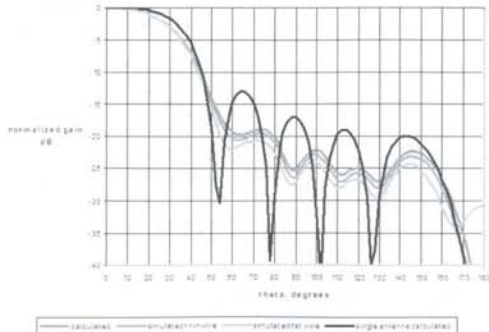


Figure 16: Comparison of calculated and simulated patterns of fanned end-fire array

Now we can plot $|f(\theta)|$, with the fan angle α as a parameter, and this is shown in Figure 15. When the fan angle is zero, the

pattern is that of a single end-fire array, and the first side-lobe is 13dB below the main lobe amplitude. The second side-lobe is down 17db from the main lobe. There are characteristic narrow nulls between side-lobes, caused by field cancellation that occurs for certain values of θ . The patterns for fan angles of 5° , 7° and 8° are also shown. We can see that a fan angle of 7° gives the optimum suppression of the side-lobes. This means that the included angle between the antennas is 14° , which is close to the 13° difference between peaks and nulls noted earlier in the single antenna pattern. The first side-lobe has been reduced from 13 dB to 20dB below the main lobe, and the second side-lobe has been reduced from 17dB to 25dB below the main lobe. The angular position of the side-lobes shifts towards the original null positions, and when the fan angle is increased to 8° the peaks and nulls in the pattern now occupy the same angle as the nulls and peaks in the original non-fanned array.

Now we will compare the above results with those of simulation. The antenna model consists of the two fanned arrays with elements $\lambda/2$ long, fed from a current source with equal amplitude currents phased as described above. Use of a current source is essential so that coupling between elements does not disturb the current amplitude and phase. The simulation engine was NEC 4 running under *Ezrec*.³ Figure 16 shows the results. I have included two sets of data for the simulations: one is using a thin wire of 0.025 mm diameter, and the other a fat wire of 3mm diameter. Both wires had zero loss. It can be seen that the thin wire matches that of calculations better than the fat wire, especially in the reverse direction. The thin wire simulation and the calculation results are within about 1dB of each other over the entire range of θ . In particular, for both wires the shape of the pattern is very close to that calculated.

One thing we have not considered so far is the bandwidth over which such side-lobe reduction will be effective. To check this, I simply ran the simulation of the fanned array with an included angle of 14° at frequencies of 420, 432 and 450MHz. The patterns for these showed that the sensitivity to frequency is negligibly small with the exception of that of the last rear side-lobe, which changes in amplitude by about 2dB over the frequency range. We will return to the question of bandwidth in more detail later.



Figure 17: Fanned yagi array

Fanned yagi arrays

The preceding calculations and simulations support the theory that fanned ordinary end-fire arrays can reduce H-plane side-lobes by a substantial amount over a wide frequency range. Now we will examine how this can be translated into a practical fanned yagi array. The scheme is shown in Figure 17, and consists of a driver cell, with reflector, driven element and first director, driving two director arrays fanned in the H-plane. I have not attempted to analyze the theoretical performance of this arrangement because, unlike the end-fire array, contemporary high performance yagis have unequal element lengths and spacings that make simple analysis impossible. Also, I wanted to try different "flavors" of yagi, and antennas by various designers are very different in their element configurations. The "donor" yagi was a 15 element K1FO and was arranged along the x axis, with the reflector at $x=0$, and the second through 13th directors were fanned, using a NEC card, by simply rotating them through α around the y axis. These rotated directors were then copied and rotated around the y axis in the opposite direction by 2α .

My first attempts to simulate fanned yagis were not successful. This was because the close coupling between the two sets of directors shifts the resonant frequency downwards by a large amount. I solved this by reducing the length of each element, except those in the driver cell, by 5%. The resulting H-plane plot for $\alpha = 8^\circ$, along with that of the donor yagi, is shown in Figure 18. From this we can see that the first side-lobe has been reduced by 5dB to -20dB down. All the side-lobes have been reduced by approximately 5dB or more. The E-plane pattern (not shown) has not been affected, as expected.

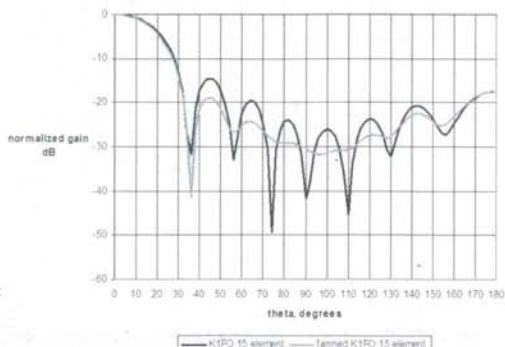
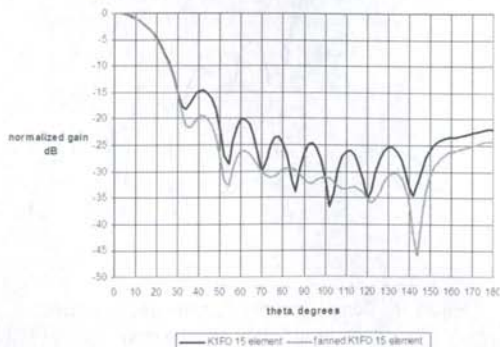


Figure 18 (left): H-plane plot at 432MHz of the donor 15 element K1FO and fanned version with $\alpha = 8^\circ$

Figure 19 (right): H-plane pattern at 420MHz of original 15 element K1FO and fanned version with $\alpha = 8^\circ$

The patterns for α larger or smaller than 8° by one or two degrees show differences in side-lobes that depend on the side-lobe number. For example, for $\alpha = 8.5^\circ$, the first side-lobe is reduced by approximately 7dB, the second side-lobe also by about 7dB, but the others by somewhat less than 5dB.

Next, we will look at how frequency sensitive the fanned array is, compared with the donor yagi. Figure 19 shows the H-plane patterns of the donor and fanned yagis (with $\alpha = 8^\circ$) at 420MHz. The fanned array side-lobe levels are down by approximately 4 dB compared to the donor. At 450MHz, shown in Figure 20, the difference in the two patterns is startling. Not only is the gain of the fanned array 1.5dB greater than that of the donor, but its overall pattern is far cleaner than the donor, with all side-lobes except the rear lobe down by 30dB or greater. This no doubt has something to do with the fact that the fanned directors are 5% shorter than for the donor yagi, but I have not spent the time to fully evaluate these results. Also, because the fanned array is "fatter" than the donor, we might expect the pattern bandwidth to improve. Finally, we look at the SWR versus frequency for the donor and fanned antennas. These are shown in Figure 21, in a 30 ohm system, and clearly show that fanning the directors has a beneficial impact on the SWR curve, except above 445MHz.

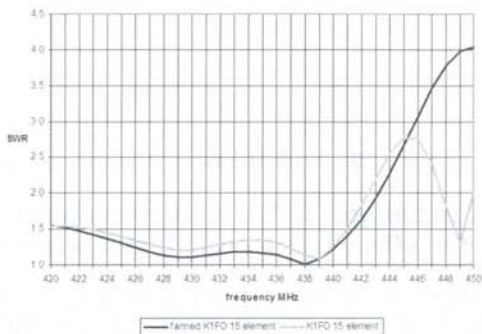
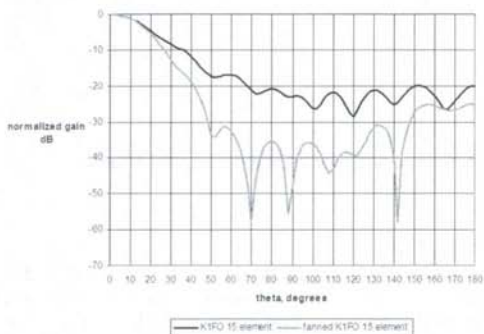


Figure 20 (left): H-plane pattern at 450MHz of original 15 element K1FO and fanned version with $\alpha = 8^\circ$

Figure 21 (right): SWR plot of the original 15 element K1FO and fanned version with $\alpha = 8^\circ$

Clearly, the improvement in side-lobe level for a contemporary K1FO yagi is very similar to that predicted from the ordinary end-fire results. At this stage I wanted to compare the noise performance of this array, when used for space communications, with that of a conventional yagi designed for extremely low noise temperature. The YU7EF series of antennas is probably among the "quietest" yagi designs available today, so I used this as a comparison. Here we will first compare the antenna loss temperature, antenna temperature, G/T and gain of the fanned 15 element K1FO array with that of the donor 15 element yagi. Then we will compare the same data with that for the YU7EF ef7012 yagi, a 12 element yagi that has the same length as the fanned K1FO array. The ef7012 uses 4mm diameter aluminum elements, with the exception of the driven element, which is 8mm diameter. The K1FO donor yagi uses 4.75mm diameter aluminum elements. The analysis uses the Tant software developed by YT1NT⁵. It is assumed that the sky temperature is 15K and the earth temperature is 290K, and that the antenna is horizontally polarized and pointing upwards at an angle of 30° to the earth's surface.

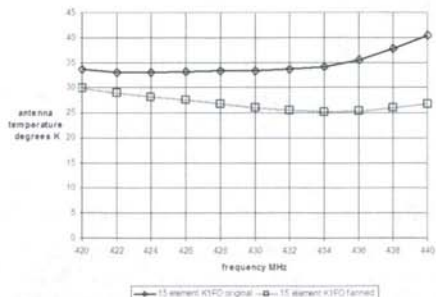
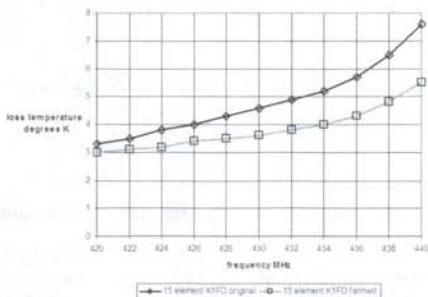


Figure 22: Loss temperature for the original and fanned antennas and figure 23 (right) their antenna temperature

Noise performance of the donor and fanned yagis

Figure 22 shows a plot of antenna loss temperature (noise caused by the element loss resistance) for the donor 15 element yagi and the fanned array. We can see that the loss temperature is less for the fanned array. This is because any incident power is shared equally by the two director arrays, so if the element diameters, and therefore their loss resistance, is the same as that of the donor yagi, then the apparent loss resistance of the fanned array is half that of the donor antenna. However, we must be

careful with the loss temperature because it depends critically on the accuracy of the simulation.

Figure 23 shows the antenna temperature for the two antennas as a function of frequency. At 432MHz the fanned array is 8°, or 25%, cooler than the donor yagi, and this is a result of the reduction in side-lobes that "see" the warm earth. The G/T plot, shown in Figure 24, shows that the fanned array has a 1.5dB better G/T than the donor yagi, due to the cooler antenna temperature and a slight increase in gain in favor of the fanned array, as shown in Figure 25.

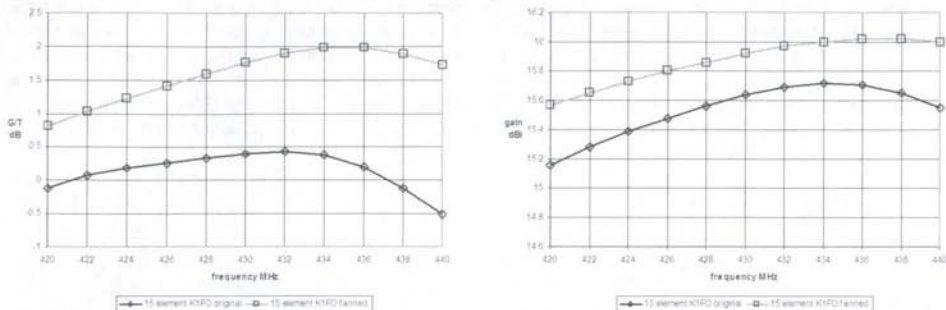


Figure 24: G/T versus frequency and figure 25 (right) gain vs. frequency for the original and fanned antennas

Comparison of the noise performance of the fanned array with that of a low noise yagi

Now we will compare the performance of the fanned array with that of the EF7012 yagi designed by YU7EF for low noise. It is almost exactly the same length as the fanned array, at 2.4m. Figure 26 shows the loss temperature of both antennas as a function of frequency. We can see that over virtually the whole 420 to 440MHz band the fanned array is quieter than the yagi. The noise temperature of the yagi increases dramatically beyond about 434MHz and this is caused by a precipitous drop in antenna impedance. Figure 27 shows the antenna temperature for the two antennas, and we see that the fanned array is cooler by about 3° at 432MHz. The steep rise in the EF7012 antenna temperature above 434MHz can also be seen. This rise is partly caused by an increase in loss temperature, as noted above, but the pattern falls apart rapidly above 434MHz, with a large increase in the rear lobe. At 440MHz the front to back ratio is only 11.5dB. This is a consequence of a basic theory in antennas that states that, for a single antenna, very low side-lobes are associated with high antenna Q and consequential low pattern and SWR bandwidth. This does not apply to antenna arrays, where methods other than individual current amplitude and phase are used to control the array pattern.

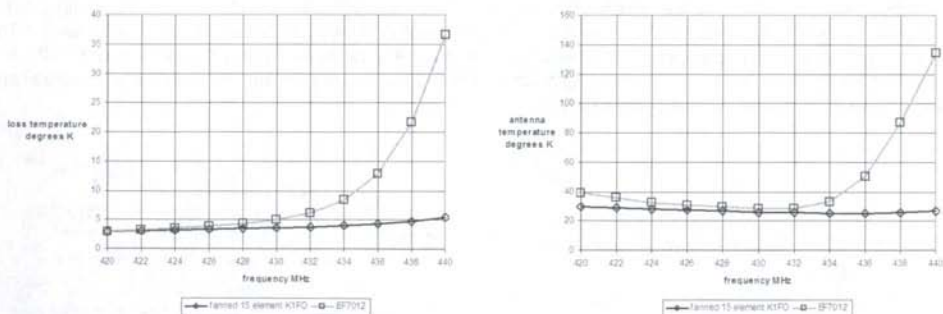


Figure 26: Loss temperature and figure 27 (right) antenna temperature of the EF7012 yagi and the fanned array

In the case of the fanned yagis, the current amplitudes and phases in the upper and lower pairs of elements track each other since the director string is identical for both yagis. Effectively the frequency sensitivity of one yagi is cancelled by that of the other. The remaining frequency sensitivity is caused by changes in wavelength that change the phase difference between the upper and lower antennas. This frequency sensitivity is much less than that caused by mutual coupling between dipoles in a low-noise yagi. Figure 28 shows G/T for the two antennas, and shows that the G/T for the fanned array is better than that of the yagi over the whole band. At 432MHz, the fanned array has a G/T of 1.9dB versus 1.2dB for the yagi. The gain plot, in figure 29, shows that the fanned array has a gain advantage of a few tenths of a dB at 432MHz, but also shows a much flatter gain curve over the whole band. Finally, the SWR curve is shown in Figure 30. The EF7012 reference impedance is 50Ω, and that of the fanned array 30Ω. We can see that from 423MHz upwards the fanned array has a much flatter SWR curve than the yagi, especially at 433MHz and upwards.

Discussion

I created fanned arrays using several different donor yagis. 19 element and 24 element donor yagis provide exceptionally clean patterns. Note that the fan angle needs to be reduced as the antenna length increases, and this is because the relative angular positions of the side-lobe peaks and nulls are reduced as the antenna length increases. Interestingly, the optimum vertical spacing between the last directors in the two arrays is a little greater than $\lambda/2$ for all designs. I have also simulated shorter arrays. For example, a fanned array using an 8 element K1FO yagi as the donor reduces the first H-plane side-lobe to -23.5dB from -15.5dB down, at a fan angle of 11° . All other side-lobes are reduced by 6dB or so. The antenna temperature is reduced by 8° to 39.7° and G/T improves by 1dB to -3.8dB.

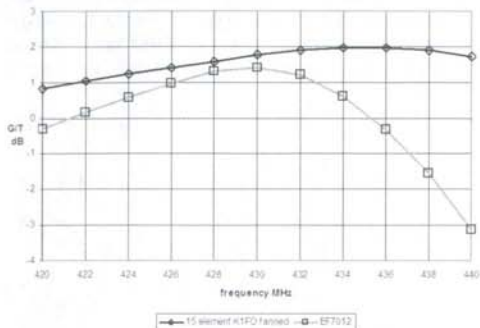


Figure 28: G/T of the EF7012 yagi and the fanned array

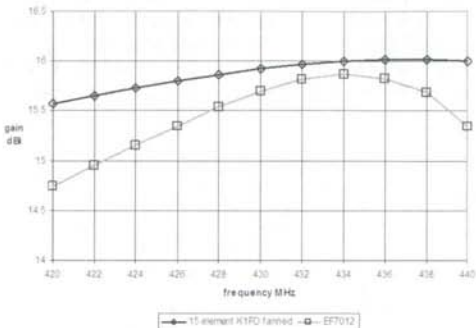


Figure 29: Gain of the EF7012 yagi and the fanned array

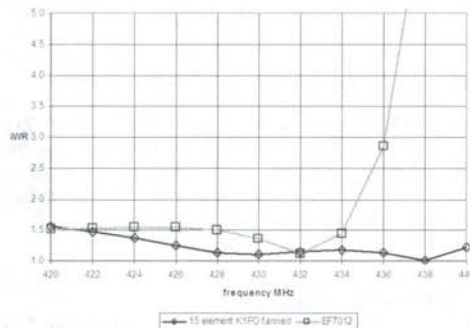


Figure 30: SWR plot of the EF7012 yagi and the fanned array



Figure 31: Array fanned in the E- and H-planes

The K1FO donor yagis appear to give the best performance, probably because of the angular regularity of the side-lobe peaks and nulls. However, it is quite possible that a dedicated donor yagi design might improve performance somewhat, although I doubt that this improvement would be worth the effort, plus the simulation accuracy of NEC4 at 30dB down and below might be

questionable. Clearly we have demonstrated that the fanned array produces a great improvement in side-lobe and noise performance compared with that of the donor yagi. Even compared to arguably the lowest noise yagis its performance is exemplary on both counts. It is of course more complex to construct than a regular yagi, but there are a couple of points that should be noted:

- 1) Because of the reduction in loss temperature pointed out above, it is possible to reduce the element diameter without significantly impacting the loss temperature.
- 2) If the booms are tied together as a truss structure, the boom diameter, and hence weight can be reduced.
- 3) There is no problem with using conductive booms, since they lie along the neutral plane of the antenna. However care must be taken to make sure the elements are exactly centered on the boom, otherwise currents will be induced along the boom that can totally spoil the pattern. This is also true for conventional yagis. Similarly, great care must be taken to make sure that the feed system includes an effective balun so that currents do not flow along the outside sheath of the feed cable. The cable must also be careful dressed away from the antenna.
- 4) One of my concerns was that the very simple arrangement of driving the fanned director arrays using a single driver cell might be overly sensitive to construction tolerances, so I tested it using the YN7024df array. I moved the three elements in the driver cell vertically and noted the effect on the antenna temperature, G/T, gain and SWR. In a nutshell, the effects are quite small. A vertical shift of ± 10 mm produced a 1K increase in temperature to 25.2K, a 0.2dB reduction of G/T to 4.44dB, and insignificant changes to gain and SWR. Even so, it is important when constructing an array to make sure that the junction between the driver cell and the director arrays is sufficiently rigid.

Side-lobe reduction in the E-plane

As this work was progressing I realized that a similar approach might also reduce E-plane side-lobes. E-plane side-lobes are a

nuisance in terrestrial communications because most weak signal work is done using horizontal polarization, and the E-plane side-lobes can be a problem under congested band conditions, for example during contests. They are also undesirable in EME antennas because of the increasingly common provision for mechanically rotating the polarization of an antenna to combat Faraday rotation. Any vertically polarized component of the receive pattern side-lobes will "see" the warm earth and increase antenna temperature.

To reduce both E- and H-plane side-lobes, the director arrays are fanned in both the H-plane and E-plane, as shown in Figure 31. The fanned array above was modified by rotating the two director arrays by 8° in opposite directions around the Z-axis. The driver cell was not changed in any way. The resulting E-plane pattern, along with that of the donor yagi, is shown in Figure 32. This shows a rather startling reduction in all the side-lobes. The first side-lobe has been reduced to greater than -30dB from -18dB, and all others are 30 dB down or better, except for the rear lobe. The H-plane pattern is shown in Figure 33. What is surprising is that the E-plane fan has improved the H-plane side-lobes. In particular, the first side-lobe drops to a barely visible "bump" at about 25dB down from 15dB down. I don't know why this is, although it is probably because the azimuth fan reduces the coupling between the arrays, and fortunately, the detuning improves the side-lobe levels.

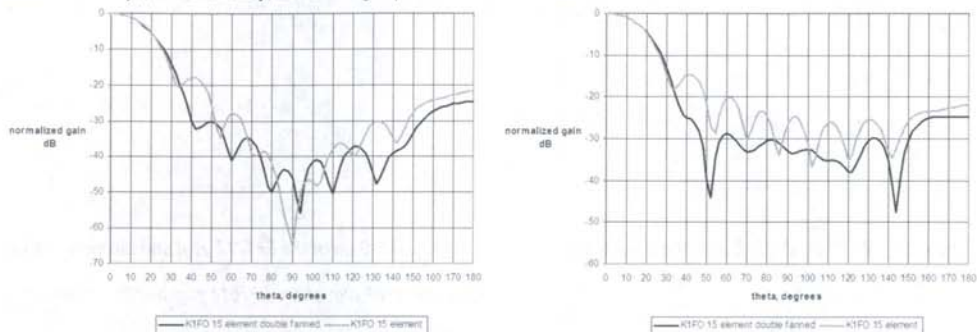


Figure 32: E-plane and figure 33 (right) H-plane pattern of donor yagi and fanned array, with E- and H-plane fan

There is one very important caveat when fanning in the E-plane: the booms cannot be conducting, because with an angled boom there is a component of the field that generates currents in the boom. The boom becomes a radiating part of the antenna and the pattern, especially the side-lobes, can be severely impacted. It is good practice with any antenna system, where pattern cleanliness is vital, to be sure that any material near the antenna is either non-conductive or disposed such that it does not affect the pattern. Low side-lobe antennas remain so only if the nearby environment allows them to be so.

A 24 element double-fanned array for 70cm: noise performance compared to that of a low noise yagi

We will now look at the performance data for a 24 element double-fanned array based on a K1FO 24 element donor yagi. This antenna is 4.8m long, and the E- and H-plane fan angles are both 2.5° .

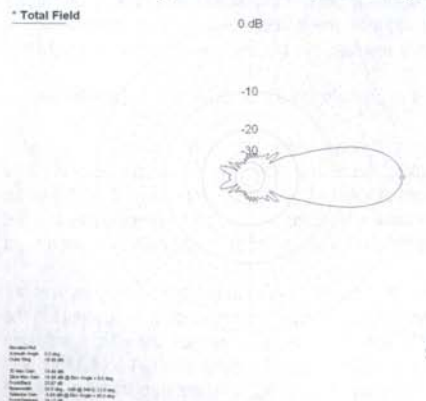


Figure 34: H-plane pattern of the YN7024df array

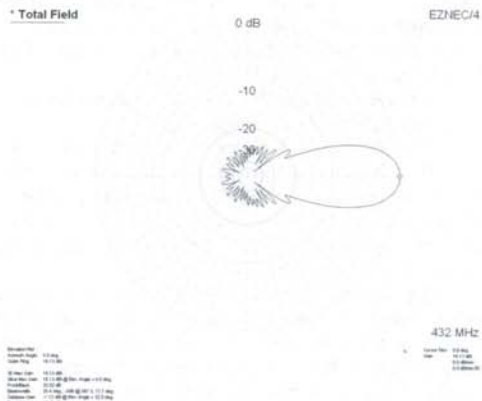


Figure 35: H-plane pattern of the EF7019 yagi

For convenience we will designate fanned arrays as follows: the 24 element double-fanned array for 70cm will be a YN7024df... "YN" because those are the last two letters of my callsign, "70" designates the operating wavelength, "24" because

that is the number of elements in the donor yagi, and "df" because it is double-fanned.

I retained the number of elements from the donor yagi because, if we were to count the total number of elements it would be 51, and anyone seeing this without knowledge of the design would automatically think it is a very long antenna indeed! Similarly, a single fanned 15 element array for 70cm is a YN7015sf, with "sf" signifying a fan in the H-plane only. The comparison yagi will be an EF7019 designed by YU7EF, which is 4.7m long. The noise performance for both will be evaluated for both horizontal and vertical polarization. The H-plane pattern for the YN7024df at 432MHz is shown in Figure 34 and that for the EF7019 in Figure 35. From these two patterns we can see that the YN7024df array has improved side-lobe levels at all elevation angles except those to the rear, where they are greater by perhaps 2 dB. However, the first side-lobe is lower by 5dB. The gain of the YN7024df is 0.35dB greater than the EF7019, for virtually the same boom length. The E-plane patterns, shown in Figures 36 and 37, show that the fanned array is very clean. The first side-lobe has virtually merged with the main lobe, and the second forward side-lobe is approximately 8db below the first side-lobe of the yagi.

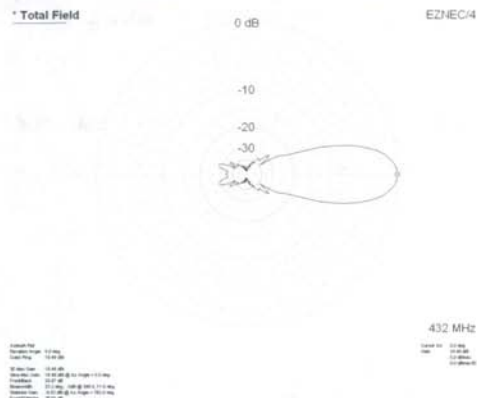


Figure 36: E-plane pattern of the YN7024df array

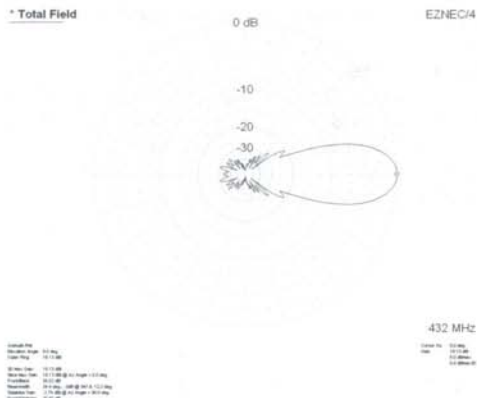
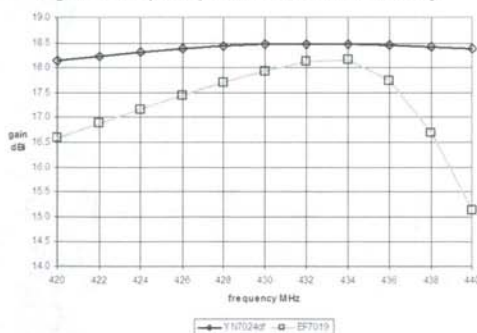


Figure 37: E-plane pattern of the EF7019 yagi

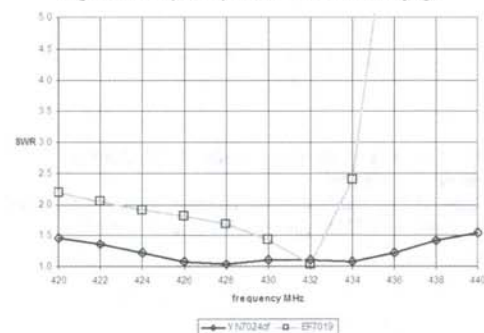


Figure 38: Gain of the YN7024df array and the EF7019 yagi Figure 39: SWR of the YN7024df array and the EF7019 yagi

The gain plot is shown in Figure 38, and we can see that the fanned array gain is flat within about 0.3dB over the entire 420 to 440MHz band, with a peak gain of 18.5 dBi at 432MHz. The yagi gain is a few tenths of a dB below this, and the gain-bandwidth is much lower than the fanned array. The SWR plot, in Figure 39, reveals the narrow band nature of the yagi. The precipitous increase in SWR above 432MHz is obvious, whereas for the fanned array the SWR is 1.5:1 or less over the entire 420 to 440MHz band. The low bandwidth of the yagi is a consequence of a basic antenna theory that says that there is a limit to the side-lobe level that can be achieved with a single antenna without entering the super-directivity region.⁴ Any antenna operating in the super-directivity region suffers from high-Q and consequential narrow bandwidth, both in terms of pattern cleanliness and SWR. It is true that the normal "weak signal" region of the 70cm band is only a few hundred kilohertz wide, so a narrow band antenna is not a problem, *provided we can be sure that the simulation models, and any corrections for the boom effect, are perfectly accurate.* Unfortunately, verifying that any low side-lobe antenna has the pattern and noise performance expected is almost impossible without access to equipment that is way beyond the reach of most antenna builders.

Figures 40 through 44 show the noise performance of the two antennas as a function of frequency. I have included data for both horizontal and vertical polarization because of the increasing use of rotation around the boresight to combat Faraday rotation in EME antennas. It can be seen that the noise performance by any measure is better than that of the yagi. The resulting G/T plots in Figures 43 and 44 show that the fanned array is almost one dB better than the yagi at 432MHz, and that the variation of G/T

over the whole 420 to 440MHz band is only one dB or so, whereas the yagi is much more frequency sensitive. Finally, a short word about stacking fanned arrays. Although I show no detailed data here, the performance of stacked fanned arrays shows the same advantages as individual arrays. For example, a stack of four YN7024df antennas, spaced by 1.73m in the E-plane and 1.67m in the H-plane, has a G/T at 432MHz of 10.66 dB, compared with 9.76 dB for a 4-stack of EF7019 yagis spaced 1.64m and 1.67m in the E- and H-planes respectively. The antenna noise temperature is 23.4K for the YN compared to 26.4K for the EF.

Conclusions

I hope I have demonstrated that a relatively simple combination of two yagis can greatly improve side-lobe levels and noise performance in both the E- and H-planes. The performance improvements are supported by the mathematical analysis and simulation of ordinary end-fire arrays having similar structures. The yagi arrays are useful for applications where very low noise and low side-lobes are indicated. The bandwidth of these arrays is far higher than contemporary low noise yagis, and although they are more complex to construct, the probability of constructing an antenna that performs as designed is greatly improved.

References

1. See for example J.D. Kraus, *Antennas*, various editions, McGraw-Hill Book Co., NY
2. W.W. Hansen and J.R. Woodyard, "A New Principle in Directional Antenna Design", *Proc.IRE*, vol.26, pp333-335, March 1938
3. EZNEC by Roy Lewallen www.eznec.com
4. see for example R.C Hansen, "Array Pattern Control and Synthesis", *Proceedings of the IEEE*, Volume 80, number 1, 1992.
5. www.geocities.com/va3ttn/Tant.zip

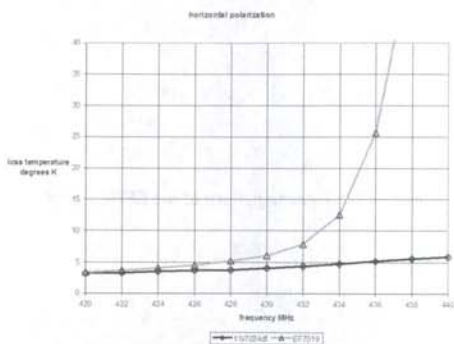


Figure 40: Loss temperature of the YN7024df array and the EF7019 yagi

Figure 41 (top, right): Antenna temperature of the YN7024df array and the EF7019 yagi, horizontal polarization

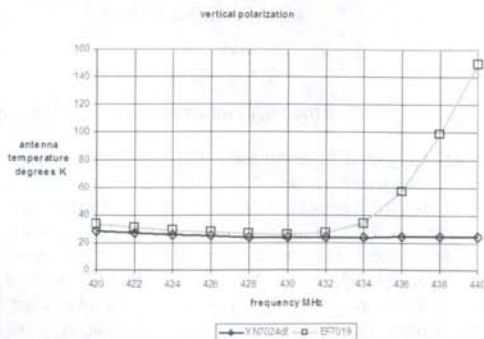
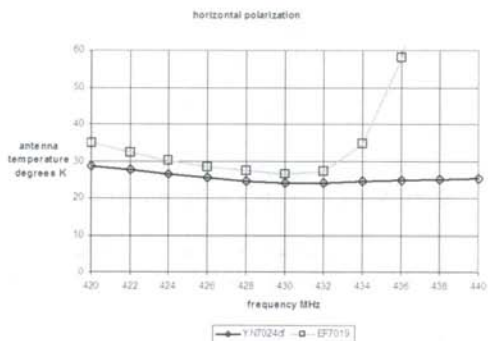


Figure 42: Antenna temperature of the YN7024df array and the EF7019 yagi, vertical polarization

Figure 43 (right, mid): G/T for the YN7024df array and the EF7019 yagi, horizontal polarization

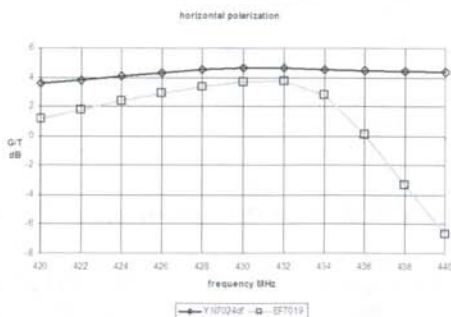
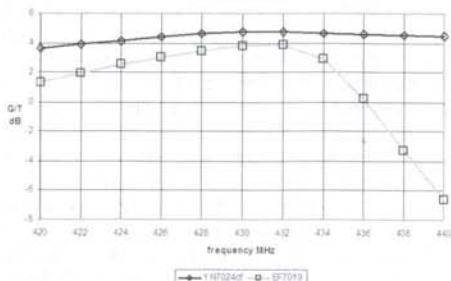


Figure 44 (right, bottom): G/T for the YN7024df array and the EF7019 yagi, vertically polarized



Reduktion der Nebenkeulen bei endgespeisten Antennen-Arrays und Yagis

von Brian V Cake, KF2YN

Einführung

In diesem Artikel stelle ich neue Methoden vor, die eine signifikante Verbesserung der Nebenkeulen sowohl in der E- als auch der H-Ebene von endgespeisten Arrays bringen. Zunächst wollen wir der Ursache für den großen Unterschied der Nebenkeulen zwischen endgespeisten Arrays und normalen Yagis auf den Grund gehen. Basierend auf diesen Ergebnissen, wollen wir dann Verbesserungsmethoden entwickeln. Anschließend vergleichen wir die Nebenkeulen und das Antennenrauschen (wegen Weltraumkommunikation) von modernen, rauscharmen 70cm-Antennen, sowohl in Einzel- als auch in gestockter Anordnung. Die daraus gewonnenen Erkenntnisse sind natürlich für alle Frequenzen gültig. Das 70cm-Band ist aber wohl der unterste Bereich, in dem diese Ergebnisse praktisch anwendbar sind. In allen Fällen gehen wir davon aus, dass die verwendeten Antennenelemente aus Aluminium 6061-T6 sind.

Strahlungsdiagramm

Da wir das dreidimensionale Strahlungsdiagramm der Antennen untersuchen wollen, müssen wir zunächst den umgebenden Raum betrachten. Die dabei benutzten Vorgaben zeigt Bild 1. Da wir nur das Fernfeld betrachten wollen, nehmen wir an, dass die die Antenne umgebende Sphäre einen unendlichen Radius hat. Die endgespeiste Antenne liegt in der x-y-Ebene und die Zielrichtung liegt entlang der x-Achse.

Der azimutale Winkel, ϕ ist Null entlang der x-Achse, erhöht sich auf 90° entlang der y-Achse, und auf 180° entlang der negativen x-Achse. Der Elevationswinkel, θ , wird von der x-y-Achse aufwärts gemessen und ist im Zenith 90° (entlang der positiven z-Achse). Zu beachten ist, dass diese Vorgabe in den meisten Antennenbüchern so nicht verwendet wird, jedoch von Simulationsprogrammen wie *WiPi-D* oder *EZNEC* benutzt wird.

Warum haben die E- und H-Ebenen von Yagis unterschiedliche Nebenkeulen?

Endgespeiste Arrays, von denen Yagis eine Sonderform sind, bestehen in der einfachsten Form aus einer Reihe von Dipolen die senkrecht angeordnet und entlang der Hauptstrahlrichtung verteilt sind. Dabei wird jeder Dipol mit einer bestimmten Amplitude und Phase der Arbeitsfrequenz gespeist. Im Folgenden gehen wir davon aus, dass die Dipole senkrecht entlang der x-Achse verteilt sind und in der x-y-Achse liegen. Der Dipolabstand und die Amplituden- und Phasenverteilung beeinflussen das Strahlungsdiagramm, wie es auch in vielen Antennenbüchern dargelegt wird. Die Ursache der großen Nebenkeulen in der H-Ebene im Vergleich zur E-Ebene bei diesen Arrays kann in "Principle of pattern multiplication" (Ref. 1) gefunden werden. Dieses Prinzip sagt: "Das Strahlungsfeld eines Arrays einer nichtisotropen, aber ähnlicher punktförmiger Strahlungsquelle, ist das Produkt des Strahlungsfeldes der individuellen Strahlungsquelle und des Strahlungsfeldes eines Arrays mit punktueller, isotroper Strahlungsquelle, am gleichen Ort und mit gleichen relativen Amplituden und Phasen wie die nicht-isotrope Strahlungsquelle." Mathematisch ausgedrückt:

$$F(\theta, \phi) = g(\theta, \phi) \times f(\theta, \phi) \quad (1)$$

wobei $F(\theta, \phi)$ das Fernfeld beschreibt, $g(\theta, \phi)$ den Faktor der einzelnen Dipolelemente darstellt und $f(\theta, \phi)$ der Array-Faktor, das Diagramm eines Arrays von isotropen Elementen wie oben beschrieben darstellt. Alle Felder sind hinsichtlich maximaler Richtwirkung normiert.

Diese Prinzip gilt für endgespeiste Arrays und damit auch für Yagis. Obwohl bei den meisten modernen Yagis die Dipolelemente unterschiedliche Längen haben, sind sie doch alle Dipole (auch bei Loopyagis und Quads ergeben sich dipolähnliche Diagramme). In der E-Ebene ist der normalisierte Elementfaktor eines Dipols gegeben durch

$$g(\phi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \phi\right)}{\sin \phi} \quad (2)$$

$g(\phi)$ ist Null bei $\phi = 90^\circ$ und 270° , und normiert bei $\phi = 0^\circ$ and 180° . In der H-Ebene ist der normalisierte Elementfaktor für alle θ normiert. Was die H-Ebene betrifft, verhält sich der Dipol wie eine isotrope Strahlungsquelle. Das bedeutet für die E-Ebene:

$$F(\phi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \phi\right)}{\sin \phi} \times f(\phi) \quad (3)$$

und für die H-Ebene:

$$F(\theta) = f(\theta) \quad (4)$$

Die H-Ebene ist somit nur durch den Arrayfaktor festgelegt und wird durch den Elementfaktor nicht beeinflusst.

Die Strahlungsdiagramme eines normalen endgespeisten Arrays

Wir betrachten ein Beispiel von Diagramm-Vervielfachung. Die Antenne in Bild 2 ist ein endgespeistes Array mit N , im vorliegenden Fall, 10 Dipolen mit einem Abstand von $\lambda/4$ bei 432 MHz, wobei jedes Element mittig von einer Stromquelle gespeist wird. Bei einem normalen endgespeisten Array mit unidirektionaler Richtwirkung muß die Stromphase im n -ten Dipol um $n\pi/2$ im Verhältnis zum ersten Dipol, sprich dem x-Achsen Ursprung verzögert werden.

Diese Verzögerung ist gleich der Feldausbreitung entlang der Antenne und stellt sicher, dass der eingepreßte Strom jedes Elements in Phase mit dem Strom vorheriger Elemente ist und die Ströme sich somit addieren. Hansen and Woodyard zeigten, dass sich die Richtwirkung des Arrays verbessert, wenn die Phasendifferenz um den Faktor π/n erhöht wird, aber es ist nicht nötig, diesen Effekt hier einzubinden (2). Bild 3 zeigt den Strahlungsverlauf in der E-Ebene und Bild 4 denjenigen in der H-Ebene. Die Seiten- und Rückkeulen in der E-Ebene entsprechen exakt denen in der H-Ebene, sind aber wegen des modifizierenden Effekts der einzelnen Elementkeulen, abgesehen von denen der Rückkeulen, kleiner als diese. Wegen des Zusammenhangs $\phi = 180^\circ - g(\phi) = 1$ hat die Rückkeule in der E-Ebene die gleiche Amplitude wie die der H-Ebene. Aus Bild 3 sehen wir, dass die Nebenkeulen in der E-Ebene über einen weiten Bereich von ϕ signifikant klein sind, ganz besonders aber bei $\phi = 90^\circ$ und 270° wo $g(\phi)$ nahe Null ist.

Die Nebenkeulen in der H-Ebene können durch Verringern der Elementabstände etwas reduziert werden.

Wenn wir zum Beispiel die Anzahl der Elemente verdoppeln, den Abstand auf $\lambda/8$ verringern und Elementphasen anpassen, erhalten wir eine Gewinnzuwachs um den Bruchteil eines dBs und die Nebenkeulen der H-Ebene reduzieren sich winkelabhängig um etwa 1,5 bis 3dB.

Eine andere Methode die Nebenkeulen zu reduzieren ist, einfach die Antenne zu verlängern. In Bild 5 und 6 ist ein endgespeistes 20-Element Array mit einem Elementabstand von $\lambda/4$ dargestellt. Die Richtwirkung hat sich, wie erwartet, praktisch verdoppelt und die Nebenkeulen in der H-Ebene sind, außer denen der ersten und zweiten Nebenkeule, um einige dB reduziert. Für viele Applikationen, die kleine Nebenkeulen verlangen, ist ein Verlängern der Antenne aus Platzgründen nicht möglich. Außerdem werden dadurch ja die ersten und zweiten Nebenkeulen nicht reduziert.

Eine bekannte Methode, die Nebenkeulen in der H-Ebene zu reduzieren, ist die gestockte Ausführung mit einem Abstand von $\lambda/2$. Da beide Antennen identisch sind, sind auch Amplitude und Phase in beiden Antennen gleich. Das heißt, dass im Zenith ($\theta = 90^\circ$) das Feld des n -ten Dipols im unteren Array sich in Gegenphase zum Feld des n -ten Dipols im oberen Array befindet und sich somit auslöscht. Bewegen wir uns weg von $\theta = 90^\circ$, egal in welche Richtung, schwächt sich die Auslöschung ab und am Ende haben wir Verhältnisse, die denen in der E-Ebene entsprechen. Eine mögliche Sichtweise ist die, dass die Paarigkeit der einzelnen Diopole der beiden Arrays die H-Ebene so verändert haben, daß sie nicht länger isotrop ist. Die E- und H-Ebenen des gestockten 10-Element Arrays mit einem Abstand von $\lambda/2$ in der H-Ebene zeigen Bild 7 und 8. Daraus sieht man, dass die beiden Ebenen sehr ähnlich sind.

Diese Antennenanordnung bringt eine deutliche Reduzierung der Nebenkeulen in der H-Ebene. Nun wollen wir die Ergebnisse eines mehrfach gespeisten Arrays in eine einfach-gespeiste Yagi-Anordnung transferieren. Jede der Antennen soll durch eine einfach-gespeiste Yagi-antenne ersetzt werden. Beide sollen dann von einer vorzugsweise einfachen Anordnung angesteuert werden. Mein erster Gedanke war eine Schlitzantenne, um beide Antennen anzusteuern. Aber der nötige Abstand ließ das nicht zu. Außerdem treten störende Nebenkeulen auf. Eine weitere Alternative ist ein normaler Leistungsteiler, der ebenfalls gut funktionieren sollte. Ich suchte jedoch nach einer einfacheren Methode und nach einer Anordnung, die gute Ergebnisse über den gesamten Bereich von θ könnte.

Alternativer Ansatz zur Reduzierung der Nebenkeulen

Wenn man Amplitude und Phase der H-Ebene der 10-Element in Bild 9 und 10 betrachtet, sieht man, dass das Maximum der ersten Nebenkeule vom darauffolgenden Nullwert $f(\psi) = 0$ um 14° verschoben ist. Das zweite Maximum ist um 12° , das dritte 14° und das vierte um 32° verschoben. Wenn wir nun zwei Antennen um etwa 13° gegeneinander verschieben, sollte es gelingen, die Maxima einer Antenne über den Nullwinkel der anderen Antenne bringen. Das könnte die Nebenkeulen der gesamten Anordnung um etwa 6dB reduzieren. Ausgenommen die vierten Nebenkeulen, wo es weniger als 6dB sein würden. Die beiden Antennen müßten so angeordnet werden, dass die ersten Elemente praktisch neben einander und die weiteren Elemente graduell weiter auseinander liegen, so daß der sich daraus ergebende Winkel, wie in Bild 11 gezeigt, etwa 13° beträgt.

Der eingefügte Winkel ist im Vergleich zum 3-dB Öffnungswinkel der Antennen (ca. 70°) relativ klein und sollte den Gewinn nur sehr unwesentlich beeinflussen. Der präzise Winkel für die beste Nebenkeulenunterdrückung hängt auch von der Phase von $f(\psi)$ ab. Das könnte zu einer Anordnung führen, bei der eine einzige Speiseeinheit (Reflektor, Speiseelement, erster Direktor) zwei gespreizte Direktoranordnungen speist. Das bedeutete einen sehr einfachen Speisepunkt für die gesamte Anordnung. Um diese Theorie zu testen, habe ich eine Anordnung wie in Bild 11 gebaut. Um das Arrangement zu analysieren, wollen wir uns die Theorie hinter elementaren, endgespeisten Arrays nochmals verdeutlichen. Diese Theorie wollen wir dann um Anordnungen wie in Bild 11 mit unterschiedlichen Winkeln erweitern. Anschließend werden wir in der Lage sein, den optimalen Spreizwinkel für minimale Nebenkeulen zu ermitteln.

Theorie normaler endgespeister Arrays

Wir betrachten die theoretische Anordnung eines einzelnen Arrays mit 10 isotropen Quellen mit gleichen Amplituden, Strömen und gleichen Abständen entlang der x-Achse (Bild 12). Wird das E-Feld des Arrays aus großer Distanz im Vergleich zur Antennenlänge gemessen, ist die Differenz zwischen den einzelnen Elementen bei einem bestimmten Winkel θ durch

$\delta = d \cos \theta$ gegeben, die Phasenverschiebung zwischen den beiden Feldern ist

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta + \phi \quad (5)$$

wobei ϕ die Phasendifferenz der Ströme in den Elementen n^{th} und $(n-1)^{\text{th}}$ ist. Für ein normales endgespeistes Array ist die

Phasendifferenz $\phi = -\frac{2\pi}{\lambda} d$,

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta - \frac{2\pi}{\lambda} d = \frac{2\pi}{\lambda} d (\cos \theta - 1).$$

Das gesamte E-Feld ist die Vektorsumme der E-Felder aller Elemente

$$E = k(1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}) \quad (6)$$

k ist eine Konstante. Multiplizieren wir (6) mit $e^{j\psi}$ so ergibt sich

$$Ee^{j\psi} = k(e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{jN\psi}) \quad (7)$$

Subtrahieren von (7) von (6) ergibt

$$E(1 - e^{j\psi}) = k(1 - e^{jN\psi})$$

$$E = k \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \quad (8)$$

Neuanordnung (8)

$$E = -k \frac{e^{jN\psi/2} \left[\frac{e^{jN\psi/2}}{e^{j\psi/2}} - \frac{e^{-jN\psi/2}}{e^{-j\psi/2}} \right]}{e^{j\psi/2} \left[\frac{e^{j\psi/2}}{e^{j\psi/2}} - \frac{e^{-j\psi/2}}{e^{-j\psi/2}} \right]} = -k \frac{e^{jN\psi/2} \left[\frac{\sin N\psi/2}{\sin \psi/2} \right]}{e^{j\psi/2} \left[\frac{\sin \psi/2}{\sin \psi/2} \right]} = -k e^{j\psi/2(N-1)} \frac{\sin N\psi/2}{\sin \psi/2} \quad (9)$$

E ist im Maximum bei $\psi = 0$, und als $\psi \Rightarrow 0$, $\frac{\sin N\psi/2}{\sin \psi/2} \Rightarrow N$ $E_{\text{max}} = -kN$

Somit ergibt sich für das normalisierte Feld relativ zum maximalen Wert, dem Arrayfaktor,

$$f(\theta) = \frac{E}{E_{\text{max}}} = \frac{-k e^{j\psi/2(N-1)} \left[\frac{\sin N\psi/2}{\sin \psi/2} \right]}{-kN} = \frac{e^{j\psi/2(N-1)} \left[\frac{\sin N\psi/2}{\sin \psi/2} \right]}{N} = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin N\psi/2}{\sin \psi/2} \right] \angle \frac{\psi}{2}(N-1) \quad (10)$$

Dieser Ausdruck ergibt die Magnitude $\frac{\sin N\psi/2}{\sin \psi/2}$ und den Phasenwinkel $\frac{\psi}{2}(N-1)$ des Arrayfaktors $f(\theta)$.

Die Phase bezieht sich auf das erste Element im Array. Wenn wir nur an $f(\theta)$ für ein Array interessiert sind, ist die Phase uninteressant. Wenn wir jedoch zwei Arrays kombinieren, ist die Phasenlage essentiell.

Bild 13 zeigt die Magnitude von $f(\theta)$ im Falle von $d = \frac{\lambda}{4}$. Wenn wir das Ergebnis mit Bild 4 vergleichen, welches die

simulierte H-Ebene eines endgespeisten 10-Element Arrays zeigt, sehen wir die Übereinstimmung in Amplitude und Winkel der simulierten und errechneten Resultate.

Theorie gespreizter, endgespeister Arrays

Nun wollen wir die Nebenkeulen in der H-Ebene für ein gespreiztes Paar eines endgespeisten 10-Element Arrays berechnen. Beide Antennen sollen von identischer Ausführung sein (Bild 14). Der Spreizwinkel, α , ist der Winkel in der H-Ebene zwischen $\theta = 0$ und der Mittellinie jeder Antenne. Wir bezeichnen die obere Antenne als [1] und die untere als [2].

Aus Bild 14 ergibt sich:

$$\theta_1 = \theta - \alpha \quad (11)$$

$$\theta_2 = \theta + \alpha \quad (12)$$

wobei θ_1 und θ_2 die Elevationswinkel relativ zur Mittellinie von Antenne [1] and [2] sind. Aus (5), (11) und (12):

$$\psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos \theta_1 - 1) = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos(\theta - \alpha) - 1) \quad (13)$$

$$\psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos \theta_2 - 1) = \frac{2\pi}{\lambda} d(\cos(\theta + \alpha) - 1) \quad (14)$$

Aus (9), ergibt sich das individuelle Feld jeder Antenne zu:

$$E_{[1]} = -ke^{j\frac{\psi_1(N-1)}{2}} \frac{\sin N \frac{\psi_1}{2}}{\sin \frac{\psi_1}{2}} \quad E_{[2]} = -ke^{j\frac{\psi_2(N-1)}{2}} \frac{\sin N \frac{\psi_2}{2}}{\sin \frac{\psi_2}{2}}$$

und das Gesamtfeld ergibt sich aus der Vektorsumme der Einzelfelder:

$$E = E_{[1]} + E_{[2]} = -ke^{j\frac{\psi_1(N-1)}{2}} \frac{\sin N \frac{\psi_1}{2}}{\sin \frac{\psi_1}{2}} - ke^{j\frac{\psi_2(N-1)}{2}} \frac{\sin N \frac{\psi_2}{2}}{\sin \frac{\psi_2}{2}} \quad (15)$$

da wir auf einen eingefügten Winkel von 13° zwischen den Antennen zielen, $\alpha \approx 6.5^\circ$.

Für diesen Wert von α , (15) ist das Maximum bei $\theta \approx 0$, und $\psi_1 = \psi_2 \approx 0$, somit

$$E_{\max} = -2kN$$

und

$$\frac{E}{E_{\max}} = f(\theta) = \frac{1}{2N} \left[e^{j\frac{\psi_1(N-1)}{2}} \frac{\sin N \frac{\psi_1}{2}}{\sin \frac{\psi_1}{2}} + e^{j\frac{\psi_2(N-1)}{2}} \frac{\sin N \frac{\psi_2}{2}}{\sin \frac{\psi_2}{2}} \right] \quad (16)$$

$$= \frac{\sin N \frac{\psi_1}{2}}{2N \sin \frac{\psi_1}{2}} \left(\cos(N-1) \frac{\psi_1}{2} + j \sin(N-1) \frac{\psi_1}{2} \right) + \frac{\sin N \frac{\psi_2}{2}}{2N \sin \frac{\psi_2}{2}} \left(\cos(N-1) \frac{\psi_2}{2} + j \sin(N-1) \frac{\psi_2}{2} \right)$$

$$A_1 = \frac{\sin N \frac{\psi_1}{2}}{2N \sin \frac{\psi_1}{2}}, \quad A_2 = \frac{\sin N \frac{\psi_2}{2}}{2N \sin \frac{\psi_2}{2}}, \quad (N-1) \frac{\psi_1}{2} = \varphi \quad \text{und} \quad (N-1) \frac{\psi_2}{2} = \beta \quad \text{ergibt:}$$

$$|f(\theta)| = \sqrt{[(A_1 \cos \varphi + A_2 \cos \beta)^2 + (A_1 \sin \varphi + A_2 \sin \beta)^2]} \quad (17)$$

Das ist der Ausdruck für den normalisierten Array-Faktor der zwei gespreizten Antennen.

Nun können wir $|f(\theta)|$ mit dem Spreizwinkel α als Parameter plotten, wie in Bild 15 gezeigt. Im Falle eines Spreizwinkels von 0° , ergibt sich das Bild eines einzelnen endgespeisten Arrays und die erste Nebenkeule ist 13dB kleiner als die Hauptkeule. Die zweite Nebenkeule ist 17dB kleiner. Weiter sieht man charakteristische Nullstellen zwischen den Nebenkeulen, die durch Feldauslöschung bei bestimmten Werten von θ auftreten. Im Bild sind auch die Ergebnisse von Spreizwinkeln von 5° , 7° und 8° . Wir sehen, dass ein Spreizwinkel von 7° eine optimale Nebenkeulenunterdrückung ergeben. Das heißt, dass der eingefügte Winkel von 14° nahe am Optimum von 13° ist. Die erste Nebenkeule ist anstelle von 13dB um 20dB reduziert. Die zweite Nebenkeule reduziert sich von 17dB auf 25dB. Die Winkelposition der Nebenkeulen verschiebt sich in Richtung der

ursprünglichen Nullposition. Wird der Spreizwinkel auf 8° erhöht, überlappen die Minima und Maxima genau die Minima und Maxima eines einzelnen, nicht-gespreizten Arrays.

Nun wollen wir die oben erzielten Resultate mit der Simulation vergleichen. Das Antennenmodell besteht aus zwei, aus einer Stromquelle gespeisten, gespreizten Arrays mit $\frac{\lambda}{2}$ langen Elementen wie oben beschrieben. Die Benutzung einer Stromquelle

ist wichtig, damit die Kopplung zwischen den Elementen nicht die Amplitude und die Phase beeinträchtigen. Zur Simulation wurde NEC4 unter Ezec verwendet (3). Das Ergebnis zeigt Bild 16. Ich habe zwei verschiedene Datensätze verwendet. Der eine Datensatz benutzt eine dünnen Draht von 0,025 mm Durchmesser und der zweite Datensatz einen Draht von 3mm Durchmesser. Beide Drähte wurden als verlustlos angenommen. Man kann sehen, dass die Simulation mit dem dünnen Draht eher mit den Berechnungen übereinstimmt, als diejenige mit dem dicken Draht. Bei ersterem liegen die beiden Resultate innerhalb eines dBs über den gesamten Bereich von θ . Für beide Drahtarten gilt, dass die Diagrammform sehr nahe am berechneten Ergebnis ist.

Einen Faktor, den wir bisher außerachtgelassen haben, ist die Bandbreite über die die Nebenkeulenunterdrückung wirksam ist. Um das zu überprüfen habe ich die mit 14° gespreizte Anordnung mit Frequenzen von 420, 432 und 450MHz laufen lassen. Das Ergebnis zeigt, dass, abgesehen von der letzten Rückkeule (2dB), die Frequenzempfindlichkeit vernachlässigbar klein ist. Später dazu noch mehr.

Gespreizte Yagi-Arrays

Die vorangegangenen Berechnungen und Simulationen unterstützen die Theorie, dass durch eine geschickte Anordnung die Nebenkeulen in der H-Ebene gespreizter, endgespeister Arrays über einen weiten Frequenzbereich in hohem Maße unterdrückt werden können. Nun wollen wir eruieren, wie wir das Ergebnis in ein praktikables Antennenarray umsetzen können. Das Schema ist in Bild 17 gezeigt. Es enthält eine Treiberzelle mit Reflektor, Speiseelement und dem ersten Direktor, welche zwei, in der H-Ebene gespreizte Direktorelemente speist. Ich habe nicht versucht, die theoretische Leistung dieser Anordnung zu analysieren, denn im Unterscheid zum endgespeisten Array, haben heutige Hochleistungs-Yagis unterschiedliche Elementlängen und Abstände. Diese Tatsachen verbieten eine einfache Analyse. Außerdem wollte ich Yagis unterschiedlicher Hersteller testen, die sich in ihrer Elementanordnung oft sehr unterscheiden. Die "gesponserte" 15-Element Yagi stammt von K1FO mit dem Reflektor bei $x=0$ und vom zweiten bis zum 13ten gespreizt. Via α wurde sie um die y-Achse rotiert. Die rotierten Direktoren wurden anschließend kopiert und um 2α um die y-Achse in die entgegengesetzte Richtung gedreht.

Die ersten Simulationsversuche mit gespreizten Yagis waren nicht erfolgreich. Der Grund war, dass die enge Kopplung zwischen den Direktoren die Resonanzfrequenz drastisch verringert. Das Problem löste ich, indem ich die Elementlängen, außer denen in der Treiberzelle, um 5% verkürzte. Das Ergebnis der H-Ebene für $\alpha=8^\circ$ zusammen mit der Yagi zeigt Bild 18. Daraus sehen wir, dass die erste Nebenkeule um 5dB auf -20dB reduziert ist. Alle anderen Nebenkeulen sind ebenfalls um ca. 5dB reduziert. Die E-Ebene (nicht gezeigt) wurde, wie erwartet, nicht beeinflusst. Die Diagramme für α größer oder kleiner als 8° bei einem oder zwei Grad zeigen Unterschiede abhängig von der betrachteten Nebenkeule. Zum Beispiel ist bei $\alpha=8.5^\circ$ die erste und die zweite Nebenkeule ungefähr um 7dB, alle anderen Nebenkeulen sind lediglich um etwas weniger als 5dB reduziert.

Als nächstes wollen wir feststellen, wie frequenzempfindlich die gespreizte Anordnung im Vergleich zur originalen Yagi ist. Bild 19 zeigt die H-Ebene sowohl der originalen, als auch der gespreizten Yagi bei $\alpha=8^\circ$ bei 420 MHz. Im Vergleich zur Original-Yagi sind die Nebenkeulen bei der gespreizten Version um ca. 4dB reduziert. Bei 450MHz, wie in Bild 20 gezeigt, ergibt sich ein überraschender Unterschied in den beiden Diagrammen. Nicht nur ist der Gewinn der gespreizten Anordnung um 1,5dB größer, das Diagramm ist generell weit sauberer als das der originalen Yagi. Alle Nebenkeulen, außer der Rückkeule, sind um mehr als 30dB reduziert. Das hat zweifelsohne etwas mit den um 5% gekürzten Direktoren zu tun. Ich habe das Ergebnis allerdings nicht weiter untersucht. Da die gespreizte Anordnung im Vergleich zur originalen Version "dicker" ist, kann man auch eine Vergrößerung der Bandbreite erwarten. Schließlich wollen wir noch das VSWR in Abhängigkeit von der Frequenz der beiden Antennenformen betrachten. Im Bild 21 zeigt sich deutlich, dass die Spreizung unterhalb von 445 MHz einen positiven Einfluß auf die SWR-Kurve hat.

Es zeigt sich deutlich, dass die Verbesserungen bezüglich der Nebenkeulen bei einer modernen K1FO-Yagi im Vergleich zu den vorhergesagten bei einer normalen, endgespeisten Antenne sehr ähnlich sind. Nun wollen wir die Rauschverhältnisse dieser Anordnung bei Weltraumverbindungen mit konventionellen, für extreme Rauschtemperaturen ausgelegte Yagis vergleichen. Die YU7EF-Antennenserie ist wahrscheinlich eine der rauschärmsten Antennen. So benutzte ich ein Exemplar dieses Typs zum Vergleich. Zunächst wollen wir die Antennenverlusttemperatur, die Antennentemperatur, G/T und den Gewinn des gespreizten Arrays mit den Daten der normalen K1FO-Antenne vergleichen. Anschließend wollen wir die Daten mit den Werten für die YU7EF EF7012, einer 12-Element-Yagi, welche die gleiche Länge wie die gespreizte K1FO hat, vergleichen. Das Speiseelement der EF7012 besteht aus 8mm Aluminium, das der übrigen Elemente aus 4mm Alu. Die K1FO-Antenne ist aus 4,75mm Alu aufgebaut. Zur Analyse benutzen wir die von Y1NT⁵ entwickelte Tant-Software. Die Himmelstemperatur wird mit 15K und die der Erde mit 290K angenommen. Weiterhin nehmen wir an, dass die Antenne horizontal polarisiert in einem Winkel von 30° nach oben zeigt.

Rauschcharakteristik der original K1FO-Antenne und der gespreizten Ausführung

In Bild 22 ist die Verlusttemperatur, (durch den Verlustwiderstand der Elemente verursachtes Rauschen), der beiden Antennen dargestellt. Wir können sehen, dass die Verlusttemperatur für die gespreizte Antenne kleiner ist. Der Grund ist, dass die

eingespeiste Leistung gleichmäßig auf beide Direktoren verteilt wird. Wenn wir also für beide Antennenformen das gleiche Material benutzen, halbiert sich der Verlustwiderstand bei der gespreizten Anordnung. Wir müssen allerdings aufpassen, da der Verlustwiderstand großen Einfluß auf das Simulationsergebnis hat.

Die Antennentemperatur als Funktion der Frequenz zeigt Bild 23. Bei 432 MHz ist die gespreizte Antenne um 8K oder 25% kühler als die normale Yagi. Die Ursache sind die reduzierten Nebenkeulen. Der G/T-Plot in Bild 24 zeigt auf Grund der geringeren Antennentemperatur ein um ca. 1,5dB besseres G/T-Verhältnis. In Bild 25 sehen wir auch einen etwas größeren Gewinn gegenüber der K1FO-Yagi.

Rauschcharakteristik von gespreiztem Array und einer Low-Noise-Yagi

Wir wollen nun die Ergebnisse unserer gespreizten Ausführung mit der von YU7EF gebauten EF7012-Yagi vergleichen. Mit 2,4m ist sie fast ebenso lang wie die gespreizte Ausführung. Bild 26 zeigt die Verlusttemperaturen beider Antennen als Funktion der Frequenz. Es zeigt sich deutlich, dass unser Array praktisch über den gesamten Frequenzbereich von 420 bis 440 MHz leiser ist als die EF7012. Die Rauschtemperatur der Yagi steigt wegen des abrupten Impedanzabfalls ab ungefähr 434 MHz dramatisch an. Die gespreizte Antenne ist bei 432 MHz um etwa 3K kühler als die EF7012 (Bild 27). Man beachte auch den steilen Anstieg der Antennentemperatur oberhalb von 434 MHz.

Die Erhöhung wird teilweise auch durch die höhere Verlusttemperatur verursacht und ist auch die Ursache für die Vergrößerung der Rückkeule. Bei 440 MHz beträgt das Vor/Rückverhältnis nur mehr 11,5dB. Dies ist eine Konsequenz der Antennentheorie, welche für eine Einzelantenne besagt, dass ein Zusammenhang zwischen sehr geringen Nebenkeulen, hohem Gewinn Q und der SWR-Bandbreite besteht. Das gilt nicht für Antennenarrays, wo andere Methoden zur Diagrammsteuerung benutzt werden. Der G/T-Verlauf in Bild 28 zeigt einen Vorteil gegenüber der Einzelyagi über das gesamte Band hinweg. Bei 432 MHz hat das gespreizte Array ein G/T von 1,9dB im Vergleich zu den 1,2dB der Yagi. In Bild 29 sehen wir einen minimalen Gewinnvorteil der gespreizten Form, aber eine weit flachere Gewinnkurve über den gesamten Bandverlauf. Die in Bild 30 dargestellten SWR-Kurven zeigen für das gespreizte Array von 423 MHz an einen wesentlich flacheren Verlauf, was sich ab 433 MHz noch deutlicher widerspiegelt. Die Referenzimpedanzen sind für die EF7012 50Ω und für das Array 30Ω . Im Fall der aufgespreizten Yagis folgen die Stromamplituden und Phasen der oberen und unteren Elementepaare einander, da die Direktoranordnung für beide Yagis gleich ist. Die Frequenzempfindlichkeit der einen Yagi wird effektiv durch die der anderen ausgeglichen. Die verbleibende Frequenzempfindlichkeit wird verursacht durch Änderungen der Wellenlänge, was die Phasendifferenz zwischen oberen und unteren Antennen verändert. Diese Frequenzempfindlichkeit ist viel geringer als die, die durch gegenseitige Verkopplung zwischen Dipolen in einer rauscharmen Yagi verursacht wird.

Diskussion

Ich baute verschiedene Arrays mit unterschiedlichen Antennen. Die 19- oder 24-Element-Yagis produzieren außergewöhnlich saubere Diagramme. Aufgrund der größeren Länge der Antennen verkleinern sich die relativen Winkel der Maxima und die Minima der Nebenkeulen zueinander, so dass der Spreizwinkel reduziert werden muß, je länger die Antenne ist. Interessanterweise ist bei allen Ausführungen der optimale Abstand zwischen den letzten Direktoren in beiden Arrays größer als $\lambda/2$. Ich habe auch Simulationen mit kürzeren Arrays durchgespielt. So zum Beispiel mit einer 8-Element K1FO-Antenne. Das Ergebnis war eine Reduktion der ersten Nebenkeule von 15,5 auf 23,5dB bei einem Spreizwinkel von 11° . Alle anderen Nebenkeulen waren jeweils um 6dB reduziert. Die Antennentemperatur reduzierte sich um 8 auf $39,7^\circ$ und G/T verbesserte sich um 1dB auf -3,8dB.

Die Yagis von K1FO scheinen sich für diesen Zweck, wohl wegen der Regelmäßigkeit der Minima und Maxima in den Nebenkeulen, am besten zu eignen. Das schließt aber nicht aus, dass andere Yagis für diesen Zweck nicht gleich oder besser geeignet sein könnten. Wenngleich es fraglich ist, ob sich der nötige Aufwand dafür lohnt, vor allem, da die Simulationsergebnisse von NEC4 bei 30dB oder weniger zumindest fraglich sind.

Wir konnten aber deutlich zeigen, dass ein gespreiztes Array im Vergleich zu einer Einzel-Yagi wesentlich bessere Ergebnisse hinsichtlich Nebenkeulen und Antennenrauschen liefert. Das gilt selbst bei einem Vergleich mit den rauschärmsten Yagi-Versionen. Natürlich ist ein Array schwieriger zu bauen. Aber es gibt ein paar Punkte, die das Ganze erleichtern:

- Wegen der festgestellten Reduktion der Verlusttemperatur, kann man den Elementdurchmesser reduzieren, ohne den Temperaturfaktor merklich zu verschlechtern.
- Werden die beiden Booms miteinander verbunden, kann man die Boomdurchmesser und damit das Gewicht verringern.
- Es ist auch kein Problem leitende Booms zu verwenden, da sie in der neutralen Antennenebene liegen.

Allerdings muß Sorge getragen werden, dass die einzelnen Elemente exakt mittig montiert sind. Andernfalls wird ein Strom entlang des Trägers induziert, was das so entstehende Diagramm total verfälscht. Das gilt auch für konventionelle Yagis. Es muß ebenfalls darauf geachtet werden, dass im Speisesystem keine Mantelwellen auftreten und das Speisekabel sauber von der Antenne weggeführt wird.

- Eine meiner Befürchtungen war, dass das relativ einfach ausgeführte Speisesystem sehr empfindlich hinsichtlich Fertigungstoleranzen sein könnte. Deshalb testete ich ein YN7024df-Array. Ich verschob die drei Speiseelemente in der Vertikalen und notierte die resultierende Antennentemperatur, G/T, den Gewinn und das SWR. Kurz gesagt, die Effekte waren

minimal. Die vertikale Verschiebung der Elemente um 10mm erhöhte die Antennentemperatur um 1K auf 25,2K und das G/T reduzierte sich um 0,2 auf 4,44dB.

Gewinn und SWR-Änderungen waren komplett vernachlässigbar. Trotzdem ist es wichtig, dass bei der Konstruktion eine stabile Verbindung der Speiseeinheit mit den restlichen Direktoren besteht.

Reduktion der Nebenkeulen der E-Ebene

Im Verlauf der Arbeiten erkannte ich, dass ein ähnlicher Ansatz auch die Nebenkeulen der E-Ebene reduzieren könnte. Bei terrestrischen Verbindungen sind wegen der meist verwendeten horizontalen Polarisation die Nebenkeulen in der E-Ebene störend. Das gilt besonders während einer Contest. Sie sind ebenfalls bei EME-Antennen unerwünscht, da wegen des versuchten Ausgleichs der Faraday-Rotation die Antennen vermehrt mechanisch gedreht werden. Jede vertikal polarisierte Komponente des Empfangsdiagramms "sieht" die warme Erde und erhöht die Antennentemperatur.

Um nun die Nebenkeulen beider Ebenen zu reduzieren, werden die Direktoren in beiden Ebenen gespreizt (Bild 31). Die beiden Direktorarrays wurden um 8° in der Z-Achse versetzt. Die Speiseeinheit wurde original belassen. Das Ergebnis zeigt Bild 32. Es ergibt sich eine überraschende Reduktion aller Nebenkeulen. Die erste Nebenkeule reduziert sich von -18dB auf weniger als -30dB. Alle anderen Nebenkeulen, außer der Rückkeule, sind ebenfalls kleiner als -30dB. In Bild 32 zeigt sich, dass die Spreizung in der E-Ebene unerwartet auch die Nebenkeulen der H-Ebene verbessert hat. Besonders die erste Nebenkeule reduziert sich auf kaum mehr sichtbare 25 dB im Vergleich zur Hauptkeule. Ich vermute, dass die azimutale Spreizung die Kopplung zwischen den Arrays reduziert, was dann einen positiven Einfluss auf die Nebenkeulen hat.

Einen großen Nachteil hat die azimutale Spreizung allerdings: die beiden Booms dürfen wegen eines dabei induzierten Stroms in den Booms, elektrisch nicht verbunden sein. Sie werden ein strahlender Teil der Antenne und des entstehenden Diagramms. Um die "Reinheit" eines Antennendiagramms zu behalten, ist es generell -und ganz besonders in diesem Fall- wichtig, dass alle verwendeten Materialien nichtleitend sind, oder so angeordnet werden, dass sie das Antennendiagramm nicht beeinflussen.

Vergleich der Rauschcharakteristik einer Low-Noise Yagi mit einem doppelgespreizten 24 Element-Array

Die verwendete Yagi ist 4,8m lang mit 2,5° Öffnungswinkel in beiden Ebenen. Die doppelt gespreizte Ausführung wollen wir in Anlehnung an mein Rufzeichen YN7024df nennen. Die Zahl "70" bezeichnet die Wellenlänge, und der Zusatz "df" die doppelte Spreizung. Um Verwirrungen zu vermeiden, habe ich die Zahl "24" für die Elemente beibehalten, obwohl es bei der gespreizten Form genau genommen ja 51 Elemente sind. Ein 15-Element einfach-gespreiztes Array für 70cm wird folgerichtig als YN7015sf bezeichnet. Die zum Vergleich verwendete Yagi ist eine 4,7m lange EF7019 von YUTEF. Bei beiden Antennen wollen wir die Rauschcharakteristik in der horizontalen und vertikalen Ebene ermitteln.

Die Diagramme in der H-Ebene bei 432 MHz sind für die YN7024df in Bild 34 und für die EF7019 in Bild 35 zu sehen. Für die YN7024df ergeben sich bei allen Elevationswinkeln schwächere Nebenkeulen, ausser denen der Rückkeule. Diese ist etwa 2dB größer. Die erste Nebenkeule ist dagegen 5dB kleiner. Es ergibt sich auch ein kleiner Gewinnvorteil von 0,35dB gegenüber der EF7019. Die Diagramme der E-Ebenen zeigen die Bilder 36 und 37. Das gespreizte Array produziert ein sehr sauberes Diagramm. Die erste Nebenkeule verschwindet praktisch in der Hauptkeule und die zweite Nebenkeule ist um etwa 8dB kleiner als die der ersten Nebenkeule bei der Yagi.

Den Gewinnverlauf im Vergleich zur Frequenz zeigt Bild 38. Bei der gespreizten Ausführung sehen wir einen sehr flachen Verlauf über den gesamten Bereich von 420 bis 440 MHz mit einer Spitze von 18,5dB bei 432 MHz. Der Gewinn der Yagi ist einige Zehntel dB niedriger und hat einen weit ungünstigeren Bandbreitenverlauf. Der SWR-Verlauf in Bild 39 offenbart auch die Schmalbandigkeit der Yagi. Im Vergleich zum steilen Anstieg bei der Yagi, ist das SWR des gespreizten Arrays über den betrachteten Bereich sehr flach und nicht größer als 1,5:1. Die geringe Bandbreite der Yagi resultiert aus der Antennentheorie, die besagt, dass eine bestimmte Größe der Nebenkeulen bei einer einzelnen Antenne nicht unterschritten werden kann, sofern man nicht in den Bereich der Superdirectivity kommt. Jede Antenne, die im Bereich der Superdirectivity arbeitet, hat wegen der hohen Güte eine schmale Bandbreite bezüglich SWR und der Reinheit des resultierenden Diagramms. Da der "weak signal"-Bereich im 70cm-Band nur wenige hundert Kilohertz breit ist, ist die Schmalbandigkeit auch kein Problem, vorausgesetzt, dass die Simulationsmodelle und etwaige Korrekturen auch wirklich exakt sind. Unglücklicherweise ist die Verifizierung der Simulationen in der praktischen Ausführung hinsichtlich Nebenkeulen und Rauschcharakteristik ohne Zugang zu aufwendigen Geräten für die meisten Antennenbauer nahezu unmöglich.

In den Bildern 40 bis 44 ist die Rauschcharakteristik der beiden Antennen als Funktion der Frequenz dargestellt und zwar für die horizontale und vertikale Polarisation. Das ist vor allem vermehrt für EME-Antennen (Faraday-Drehung) interessant. Man sieht, dass die Rauschcharakteristik in jedem Fall besser ist, als die der Yagi. Die beiden G/T-Diagramme zeigen ebenfalls einen um 1dB besseren Wert bei 432 MHz und eine Variation zwischen 420 und 440 MHz von weniger als 1dB, wohingegen die Yagi wesentlich frequenzsensitiver ist.

Obwohl ich hier keine detaillierten Daten anführe, ist die Leistung von gestockten, gespreizten Antennen-Arrays gleich denen einzelner Arrays. Beispielsweise hat ein vierfach gestocktes YN7024DF-Array mit einem Abstand von 1,73m in der E-Ebene und 1,67m in der H-Ebene bei 432 MHz ein G/T von 10,66dB, verglichen mit einer Vierergruppe EF7019 mit einem Abstand von 1,64m und 1,67m in der E- bzw. H-Ebene. Die Rauschleistung ist 23,4K bei der YN und 26,4K bei der EF-Ausführung.

Schlußwort

Ich hoffe, ich konnte demonstrieren, dass eine relativ einfache Kombination zweier Yagis eine große Verbesserung hinsichtlich Nebenkeulen und Rauschcharakteristik sowohl in der E- als auch in der H-Ebene bedeuten kann. Die Verbesserungen werden durch mathematische Analysen und auch durch die Simulationen gestützt. Solche Arrays sind vor allem dort angezeigt, wo niedriges Rauschen und geringe Nebenkeulen wünschenswert sind. Die Frequenzbandbreite solcher Arrays ist weit größer als die moderner Yagis und, obwohl sie schwieriger herzustellen sind, sind die theoretisch zu erwartenden Werte in der Praxis leichter zu erreichen.

Referenzen

Siehe engl. Text oben.

Bildunterschriften

Bild 1. Referenzebenen und Winkel

Bild 2. 10 Dipole endgespeist mit gleichem Abstand

Bild 3. E-Diagramm der 10-Element-Anordnung

Bild 4. H-Diagramm der 10-Element-Anordnung

Bild 5. H-Diagramm eines 20-Element endgespeisten Arrays

Bild 6. E-Diagramm eines 20-Element endgespeisten Arrays

Bild 7. E-Diagramm zweier gestockter 10-Element-Arrays

Bild 8. H-Diagramm zweier gestockter 10-Element-Arrays

Bild 9. $f(\psi)$ als Funktion von θ einer einzelnen 10-Element Antenne

Bild 10. Phase von $f(\psi)$ als Funktion von θ einer einzelnen 10-Element Antenne

Bild 11. Gespreiztes, endgespeistes Array

Bild 12. 10-Element Antenne

Bild 13. $f(\theta)$ einer 10-Element Antenne

Bild 14. Gespreiztes 10-Element Array

Bild 15. $f(\theta)$ als Funktion des Spreizwinkels α

Bild 16. Vergleich der berechneten und simulierten Diagramme eines gespreizten Arrays

Bild 17. Gespreiztes Yagi-Array

Bild 18. H-Diagramm bei 432 MHz der original 15-El. K1FO und der gespreizten Version bei $\alpha = 8^\circ$

Bild 19. H-Diagramm bei 420 MHz der original 15-El. K1FO und der gespreizten Version bei $\alpha = 8^\circ$

Bild 20. H-Diagramm bei 450 MHz der original 15-El. K1FO und der gespreizten Version bei $\alpha = 8^\circ$

Bild 21. SWR-Plot der original 15-Element K1FO und der gespreizten Version bei $\alpha = 8^\circ$

Bild 22. Verlusttemperatur der original und der gespreizten Version

Bild 23. Antennentemperatur der original und der gespreizten Antenne

Bild 24. G/T als Funktion der Frequenz der original und der gespreizten Antenne

Bild 25. Gewinn als Funktion der Frequenz der original und der gespreizten Antenne

Bild 26. Verlusttemperatur der EF7012 und des gespreizten Arrays

Bild 27. Antennentemperatur der EF7012 und des gespreizten Arrays

Bild 28. G/T der EF7012 und des gespreizten Arrays

Bild 29. Gewinn der EF7012 und des gespreizten Arrays

Bild 30. SWR-Plot der EF7012 und des gespreizten Arrays

Bild 31. In der E- und H-Ebene gespreiztes Array

Bild 32. E-Diagramm der normalen Yagi und des doppelt gespreizten Arrays

Bild 33. H-Diagramm der normalen Yagi und der doppelt gespreizten Antenne

Bild 34. H-Diagramm der YN7024df

Bild 35. H-Diagramm der EF7019 Yagi

Bild 36. E-Diagramm des YN7024df-Arrays

Bild 37. E-Diagramm der EF7019 Yagi

Bild 38. Gewinn des YN7024df-Arrays und der EF7019 Yagi

Bild 39. SWR-Verlauf des YN7024df-Arrays und der EF7019 Yagi

Bild 40. Verlusttemperatur des YN7024df-Arrays und der EF7019

Bild 41. Antennentemperatur des YN7024df-Arrays und der EF7019 Yagi, horizontal polarisiert

Bild 42. Antennentemperatur des YN7024df-Arrays und der EF7019 Yagi, vertikal polarisiert

Bild 43. G/T des YN7024df-Arrays und der EF7019 Yagi, horizontal polarisiert

Bild 44. G/T des YN7024df-Arrays und der EF7019 Yagi, vertikal polarisiert

Computer optimised Fan style (Tri-Axle) LFA Yagi for 2m

by Justin Johnson, G0KSC

This article looks at the results achieved by computer optimisation when presented the task of a fan style Yagi with the optimiser being given a relatively free-reign on what adjustments to make and where.

While this style of Yagi is not common for VHF Frequencies, it is a design adopted from those used for many wideband television reception antennas. The intent is to establish what changes would be made in the design if being optimised for short-band performance rather than an ultra wideband compromise. In addition, verifying the validity of using unmodified Yagi arrays in a fan shape to establish if this method would provide optimum performance achievements or not.



Fig. 1 Layout of the Fan Yagi Array (Tri-axle Yagi) optimised using Genetic Algorithm technology

In order to give the optimiser a chance of obtaining a good result, I started my experimentation with a 4 element 2m Yagi with a single reflector and 3 second directors. Interestingly enough, this 4 element (plus 2) Yagi showed gain and elevation pattern improvement by simply stacking directors above and below D2 and altering their size and spacing. Naturally this arrangement looked rather strange and as though the antenna was pointing in the wrong direction but it worked!

The same levels of achievement could not be made by starting this stack at D1. I experimented with both a traditional 3 element Yagi and also the same 4 element Yagi mentioned above but the influence on impedance and the close proximity of D1 to the driven element has led to a much less stable design and hence as in fig1 above, you will note the very lonely looking D1 floating between the fan stack and the driven loop. This individual element helps to control the feed point impedance while the optimisation process was running by moving back and forth and changing its respective length. Generally D1 is the impedance controller within Yagi arrays so this fact did not come as too much of a surprise. However, I have not seen another fan-style Yagi to date with an individual D1, in most cases the fan starts at this very critical point.

After experimenting with a number of reflectors and their respective positions, along with additional directors in each of the three forward planes, I ended up with the following results:

The antenna has a total boom length of 5.7m and therefore while the gain is better than a single Yagi, the additional gain is not impressive. However, pattern and G/T performance is. As a part of a 4-bay array stacked at 3.4m vertically and 3.6m horizontally, the G0KSC Tri-axle Yagi produces the following figures.

Gain @144.10MHz: 21.56dBi F/B @144.10MHz: 28.8dB

Sky Temperature: 220.3K G/T: -1.87dB

Single tri axle antenna performance:

Gain @144.10MHz: 15.91dBi F/B @144.10MHz: 26.96

Sky Temperature: 220.6K G/T: -7.52dB

The SWR plot for the antenna can be seen below in fig. 3:

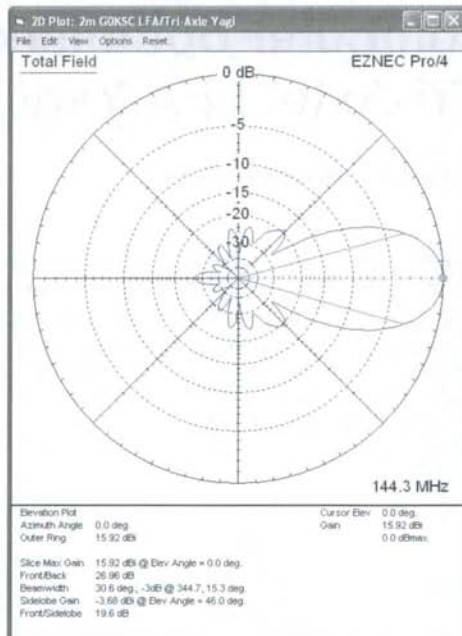
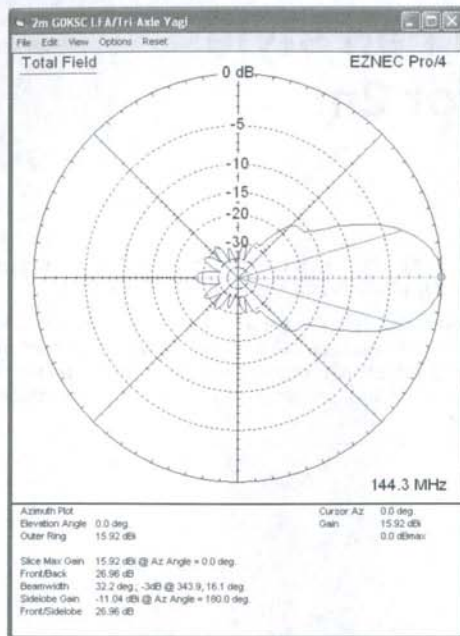


Fig. 2 Azimuth and Elevation plots of the Tri-axle 2m Yagi Maximum elevation suppression along with optimum beam width are the main benefits seen in these plots.

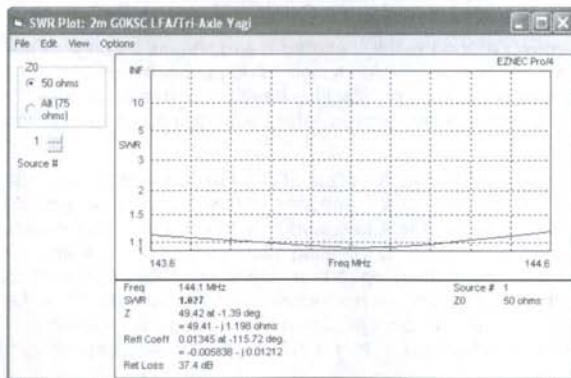


Fig. 3 The Tri-Axle is not as wideband as some antennas. However, it has been optimised for best gain and pattern performance

Conclusion

Comparing this antenna upon the VE7BQH list, there certainly is a marked improvement in both Sky temperature and G/T over antennas occupying the same horizontal boom space. However, the Tri-

Axle is much more complex, has many more elements than an antenna normally would of this length and will be difficult to keep in the air if strong winds should arrive!

The Tri-Axle is not an ideal antenna for 2m and certainly the concept of fanning Yagis is not one which bares the best results for the number of elements it has placed within its frame. However, when space is an issue and mechanically complex designs not a problem the Tri-axle may have a place at the shack of some Hams.

This antenna is more suited to 70cms and above where longer booms maybe used and I am sure as the spacing of the 3 booms widen at the ends with additional boom length, the gain and pattern advantages would become more pronounced.

I may experiment with some Tri-Axle designs for 70cms in the future. However, it may be left to when someone asked specifically for such a design before I start work.

If any ham would like to see the design file, please contact me or DUBUS and this file will be provided.

Computeroptimierte Fächer-LFA-Yagi (dreiaxsig) für 2m

von Justin Johnson, G0KSC

Dieser Artikel beschäftigt sich mit dem Ergebnis, wenn dem Computer eine gefächerte Yagi zur Optimierung präsentiert wurde, wobei dem Optimierer relative Freizügigkeit bei der Entscheidung gelassen wurde, welche Änderungen gemacht wurden und wo.

Während diese Art von Yagis nicht auf VHF-QRGs üblich ist, wurde sie doch bereits für Breitband-TV-Empfangsantennen eingesetzt. Die Absicht war zu sehen, welche Änderungen im Design nötig sind, um eine Optimierung für schmalbandige Leistung zu erhalten und nicht einen Kompromiß für sehr breitbandige Anwendung. Zusätzlich sollte die Verwendung unmodifizierter Yagis in einer gefächerten Anordnung überprüft werden, um zu sehen, ob diese Methode zu optimaler Leistung führen würde oder nicht.

Abb. 1 Anordnung der gefächerten Yagi (Dreiachs-Yagi), optimiert mittels genetischer Algorithmen

Um dem Optimierer eine Chance zum Erhalt eines guten Ergebnisses zu geben, begann ich die Versuche mit einer 4-Element-Yagi für 2m mit einem einzelnen Reflektor und 3 Direktoren. Es war bereits interessant, dass diese 4-Element-Yagi (plus 2) Verbesserungen bei Gewinn und Diagramm zeigte, wenn nur Direktoren über und unter D2 gestockt wurden und ihre Größe und Abstand verändert wurden. Natürlich sah diese Anordnung ziemlich komisch aus, so, als ob sie in die falsche Richtung zeigen würde, aber es funktionierte! Der selbe Grad an Verbesserung konnte nicht durch diese Stockung bei D1 erreicht werden. Ich experimentierte sowohl mit einer traditionellen 3-Element-Yagi, als auch mit der selben oben erwähnten 4-Element-Yagi, aber der Einfluß auf die Impedanz und die Nähe von D1 zum gespeisten Element führte zu einem viel weniger stabilen Design und folglich, wie in Abb. 1 oben, wird man den einsamen D1 bemerken, der sich zwischen gefächelter Stockung und gespeister Loop bewegt. Dieses individuelle Element hilft die Fußpunktimpedanz zu kontrollieren, während der Optimierungsprozess mittels vor- und rückwärtiger Verschiebung und Änderung der Länge ablief. Generell ist D1 der Impedanz-Kontrollleur bei Yagis, so dass diese Tatsache keine große Überraschung ist. Jedoch habe ich bis dato noch keine andere gefächerte Yagi gesehen, die einen einzelnen D1 hat, in den meisten Fällen, beginnt der Fächer schon an diesem kritischen Punkt. Nachdem ich mit einer Anzahl von Reflektoren und ihren Positionen im Zusammenhang mit zusätzlichen Direktoren in jeder der drei Vorwärtsebenen experimentiert hatte, endete ich bei folgenden Ergebnissen: Die Antenne hat eine gesamte Boomlänge von 5.7m und deshalb ist, obwohl der Gewinn besser als bei einer einzelnen Yagi ist, der zusätzliche Gewinn nicht besonders beeindruckend. Diagramm und G/T hingegen sind es. Als Teil einer 4-fach gestockten Anlage mit 3.4m vertikalem und 3.6m horizontalem Abstand erzeugt die G0KSC-Dreiachs-Yagi hier folgende Werte. Das SWR-Diagramm für die Antenne kann in Abb. 3 gesehen werden.

Gewinn @144.10 MHz:	21.56dBi	F/B @144.10 MHz:	28.8dB
Temperatur:	220.3K	G/T:	-1.87dB
Daten für eine einzelne Dreiachs-Yagi:			
Gewinn @144.10MHz:	15.91dBi	F/B @144.10MHz:	26.96dB
Temperatur:	220.6K	G/T:	-7.52dB

Abb. 2 Diagramme für Azimut und Elevation der Dreiachs-2-m-Yagi. Maximale Unterdrückung im Elevationsdiagramm sind zusammen mit optimaler Beamweite die Hauptvorteile in diesen Plots.

Schluß

Vergleicht man diese Antenne innerhalb der VE7BQH-Liste, gibt es sicherlich eine Verbesserung bei Temperatur und G/T gegenüber anderen Antennen, die die selbe horizontale Boomlänge benötigen. Die Dreiachs-Yagi aber ist komplexer, hat viel mehr Elemente, als eine Antenne dieser Länge normalerweise hätte und wird schwer in der Luft zu halten sein, wenn es starken Wind gibt. Die Dreiachs-Yagi ist keine ideale Antenne für 2m und das Konzept der gefächerten Yagis ist sicherlich nicht das, was die besten Resultate hinsichtlich der Anzahl der Elemente in seiner Konstruktion aufweist. Aber wenn Platzmangel ein Problem ist, und die mechanische Komplexizität keine Hürde darstellt, kann die Dreiachs-Yagi ihren (berechtigten) Platz bei einigen Amateuren finden.

Diese Antennenform ist mehr geeignet für 70cm und höher, wo längere Booms verwendet werden können. Und ich bin sicher, da mit zunehmender Boomlänge die Aufweitung der 3 Booms an den Enden größer wird, dass dann die Vorteile beim Gewinn und im Diagramm ausgeprägter werden. Ich werde vielleicht mit Dreiachs-Designs für 70cm in der Zukunft experimentieren. Vielleicht warte ich damit aber noch, bis jemand speziell danach fragt. Falls jemand das Design-File für 2m braucht, möge er bitte mich oder DUBUS kontaktieren.

Diamond Stacking for more gain

by Slobodan Bukvic, YU7XL, yu7xl@nadlanu.com

Always looking for better antenna performance, I have tried many different configurations. One deserves to be more widely known, because it helps to achieve extremely low antenna noise temperatures. Instead of the classic style of stacking where antennas are placed side by side or one above the other, the antennas are mounted diagonally, or in a diamond configuration, as shown on figure 1:

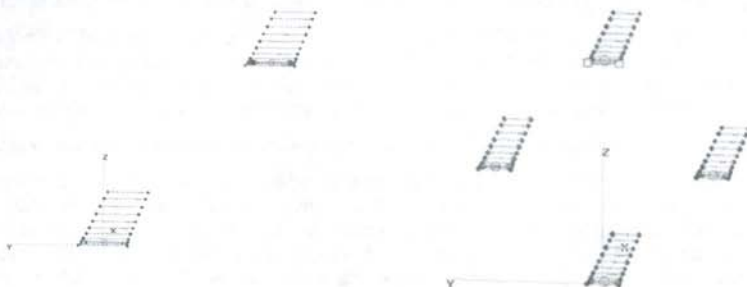


Fig. 1 Diagonal stack of two antennas and Diamond stack – four antennas

The results are very interesting. Higher gain and much lower noise temperature are obtained. Let me demonstrate this with an example using two of my LFA yagi models – Y21105XL7B and Y20805XL6.

LFA Antenna Y21105XL7B

The radiation pattern (no losses) of a single Y21105XL7B antenna shown in the following figure 2:

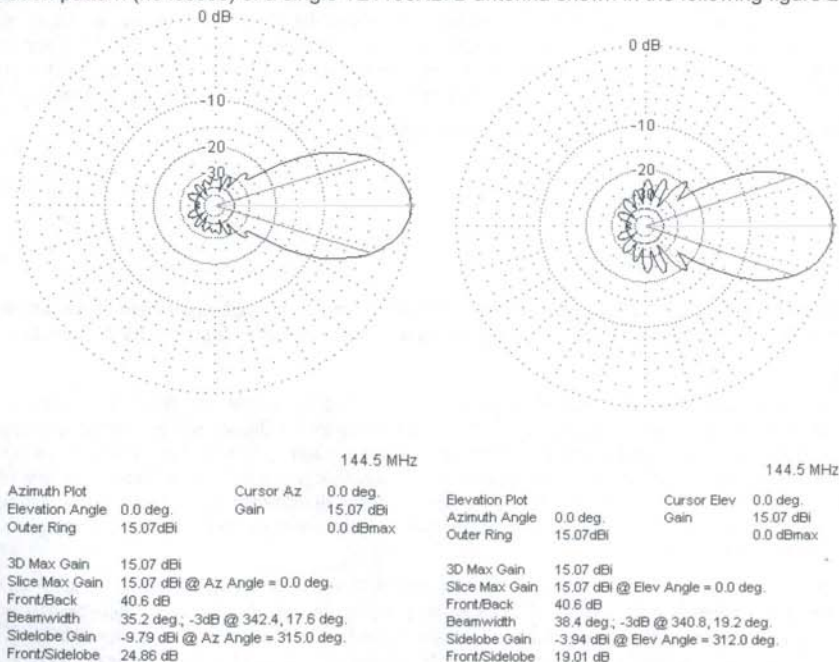


Fig. 2

For a classic H-stack arrangement the optimum spacing is 340cm horizontally and 300cm vertically. Figure 3 shows the resulting radiation patterns, assuming no losses:

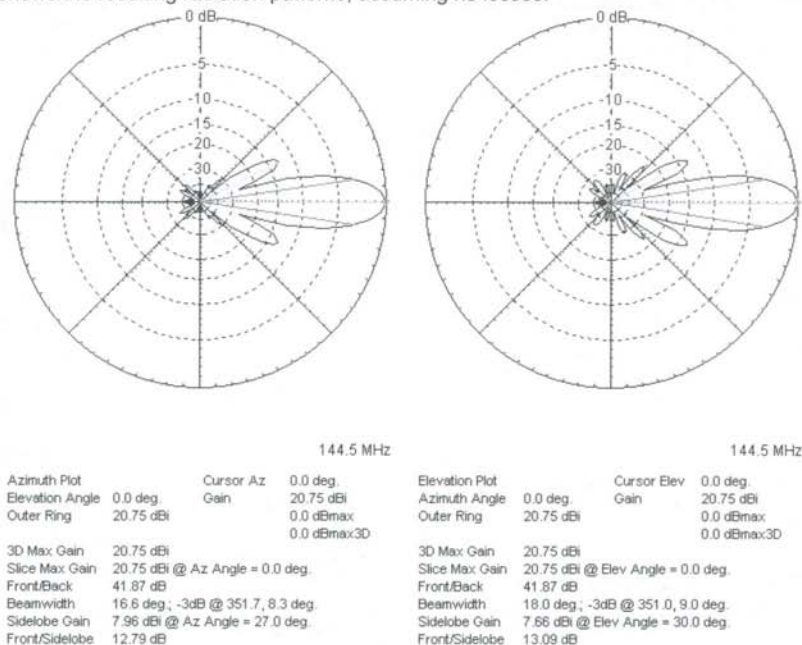


Fig. 3

Now look at the pattern for a diamond stacking configuration, with a horizontal spacing of 420cm and a vertical spacing of 530cm, again assuming no losses (Fig. 4):

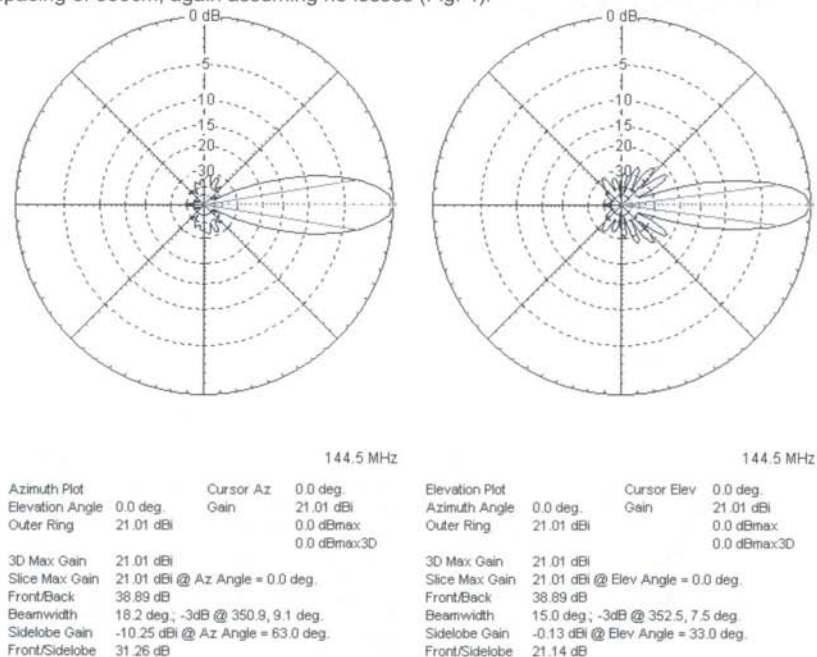


Fig. 4

LFA Antenna Y20805XL6

Here is the radiation pattern simulation of a single Y20805XL6 antenna (Fig. 5, no loss):

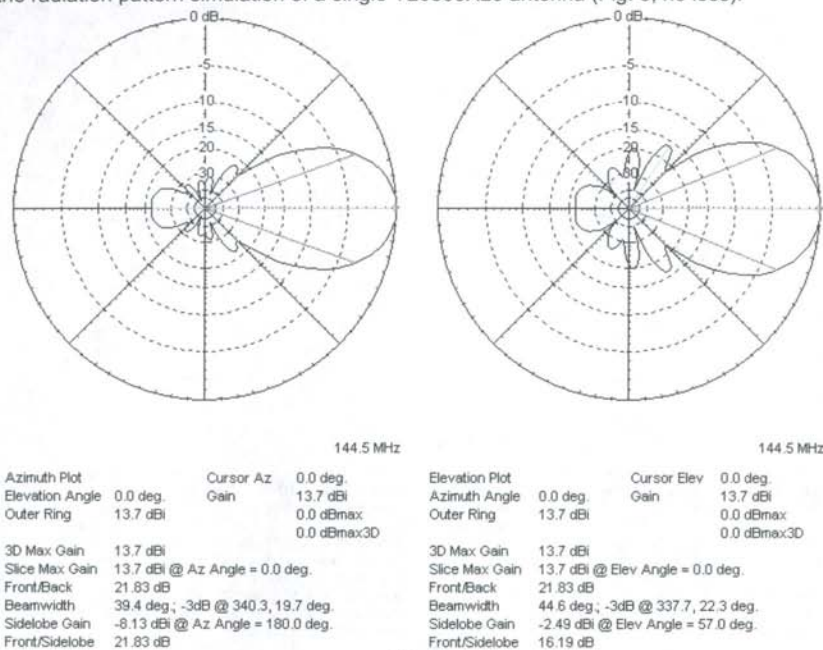


Fig. 5

For a classic H-stack arrangement the optimum spacings are 280cm horizontally and 260cm vertically. Here are the radiation patterns for no-loss condition (Fig. 6):

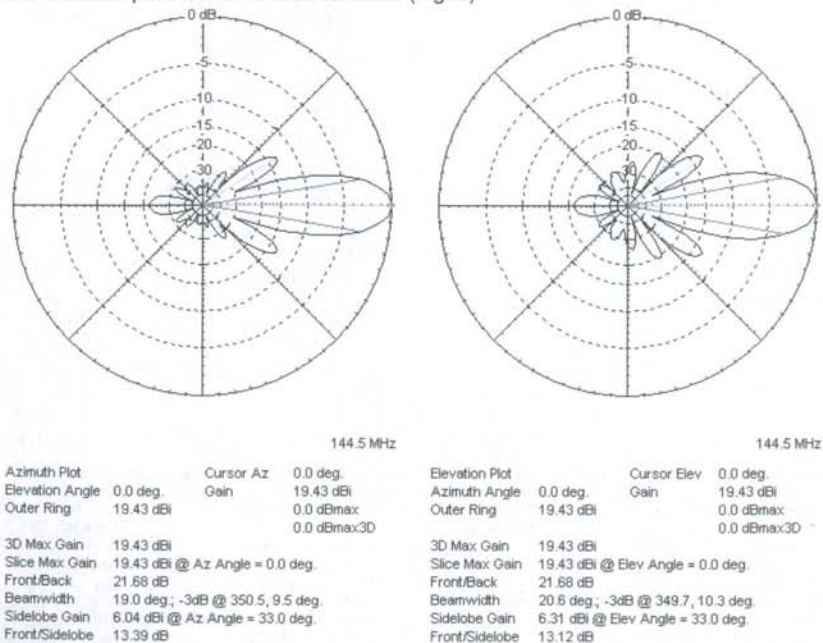
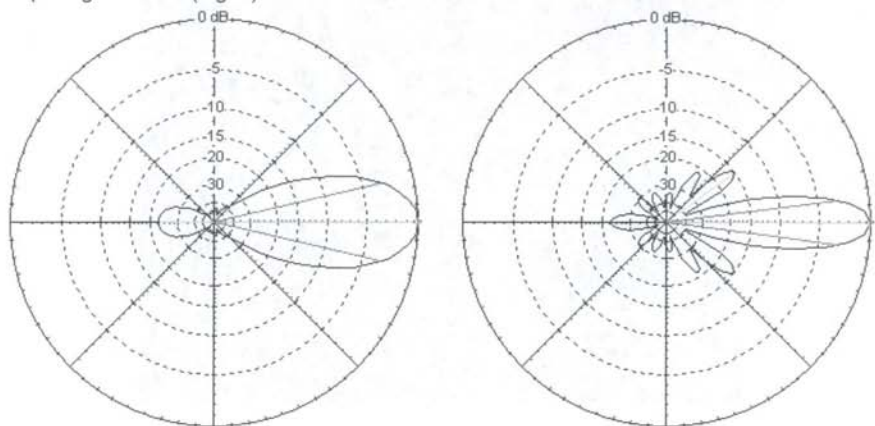


Fig. 6

Finally, look at the pattern for a diamond stacking configuration with a horizontal spacing of 260cm and vertical spacing of 540cm (Fig. 7):



144.5 MHz

144.5 MHz

Azimuth Plot		Cursor Az	0.0 deg.
Elevation Angle	0.0 deg.	Gain	19.58 dBi
Outer Ring	19.58 dBi		0.0 dBmax
			0.0 dBmax3D
3D Max Gain	19.58 dBi		
Slice Max Gain	19.58 dBi @ Az Angle = 0.0 deg.		
Front/Back	22.34 dB		
Beamwidth	26.2 deg.; -3dB @ 346.9, 13.1 deg.		
Sidelobe Gain	-2.76 dBi @ Az Angle = 180.0 deg.		
Front/Sidelobe	22.34 dB		

Azimuth Plot		Cursor Elev	0.0 deg.
Elevation Angle	0.0 deg.	Gain	19.58 dBi
Outer Ring	19.58 dBi		0.0 dBmax
			0.0 dBmax3D
3D Max Gain	19.58 dBi		
Slice Max Gain	19.58 dBi @ Elev Angle = 0.0 deg.		
Front/Back	22.34 dB		
Beamwidth	14.8 deg.; -3dB @ 352.6, 7.4 deg.		
Sidelobe Gain	4.38 dBi @ Elev Angle = 36.0 deg.		
Front/Sidelobe	15.2 dB		

Fig. 7

As you can see, the side lobe suppression is much, much better and antenna gain is much higher! In fact there are four side lobes which are invisible on the 2D patterns. They are located between the horizontal and vertical planes at 45 degrees (see Fig. 8), but these four needle-like side lobes do not contribute much to the overall antenna temperature. The results table shows that.

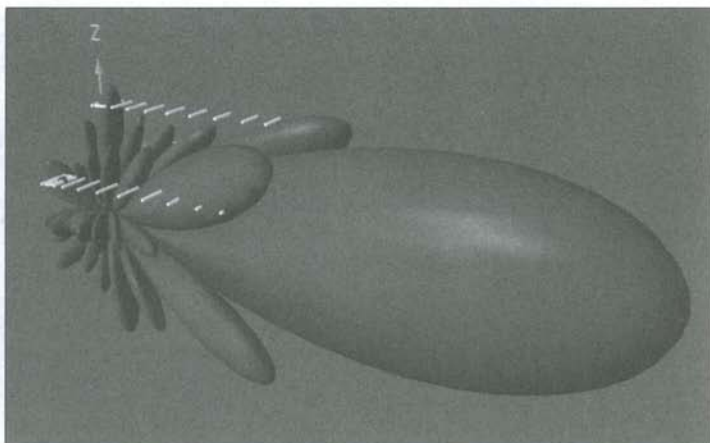


Fig. 8 The four side lobes that are invisible on 2D patterns

Not every diagonal stacking arrangement gives good results. Beside the two above mentioned forms, other possible configurations are shown in fig. 9 below:

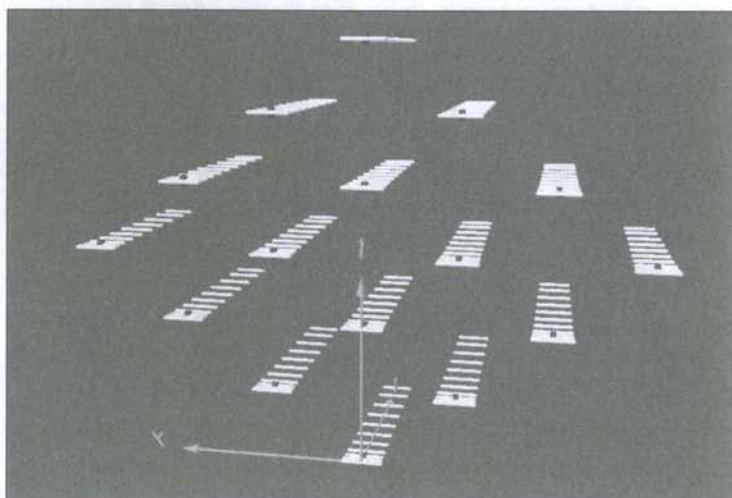
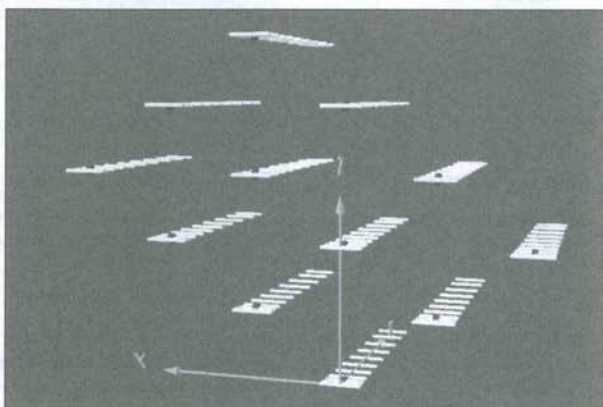
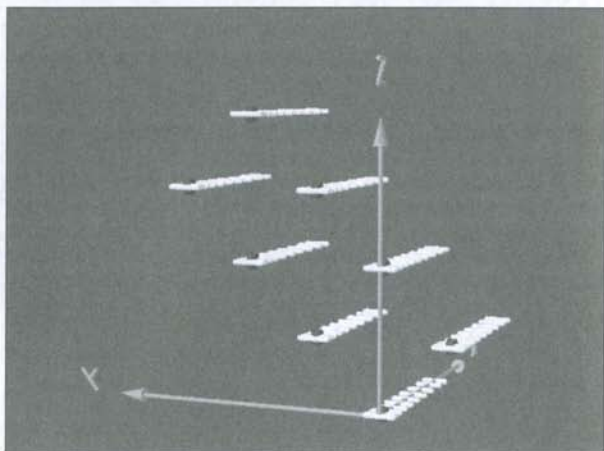


Fig. 9 a, b and c: Possible configurations of 8, 12 and 16 antennas

Not every antenna design can give good results, just those with very good side lobe suppression. Finally, as the boom length increases, the difference in performance between the two stacking arrangements becomes less. Therefore the use of the diamond stack is only justified if the boom is shorter than 3 or 4 wavelengths.

Every hard-core VHF amateur will immediately see the problems arising from this configuration. The most severe is the difficulty of elevating such a system, and therefore it is not suitable for serious EME work. The second problem is the mechanical imbalance in the system. I think the most likely use of four-diamond stack will be in VHF/UHF contests, because of the higher gain and much better receive performance, because the horizontal main lobe is wider, and QRM from/to nearby stations is reduced. In this case, look at the patterns of Y20805XL6, stacked in the diamond format at 260cm horizontally and 540cm vertically. The main horizontal lobe is 26.2 deg wide, and the vertical one is just 14.8 deg wide! Ideal for tropo, contests, etc. The explanation of how the diamond stack works can be seen in fig. 10.

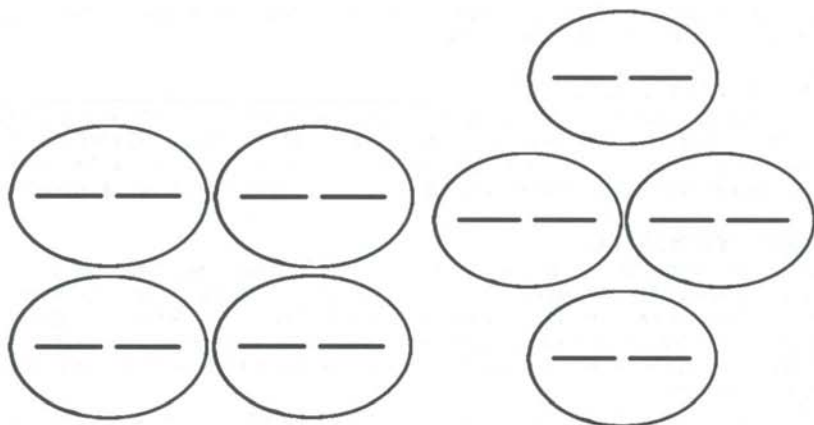


Fig. 10 Classic stack patterns overlapping and Diamond stack patterns overlapping

As shown on the drawing for the diamond stack, the radiation patterns for left-side and right-side antennas (elipsoides) are touching each other. It is obvious that antenna apertures in a diamond configuration are better utilised, giving higher gain, better side lobe suppression and finally preserving the width of the horizontal main lobe. Table 1 explains all!

ANTENNA Y21105XL7B	Material	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)
Single antenna	No loss	15.07	40.60	24.86	19.01	35.2	38.4	218.7	-8.33
	Aluminum	14.98	41.46	24.81	19.01	35.0	38.2	220.5	-8.45
Classic stack 340x300 cm	No loss	20.75	41.87	12.79	13.09	16.6	18.0	215.4	-2.58
	Aluminum	20.66	42.01	12.83	13.14	16.6	18.0	217.2	-2.71
Diamond stack 420x530cm	No loss	21.01	38.89	31.26	21.14	18.2	15.0	207.3	-2.16
	Aluminum	20.91	38.55	31.17	21.20	18.2	15.0	209.4	-2.30

ANTENNA Y20805XL6	Material	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)
Single antenna	No loss	13.70	21.83	22.62	16.19	39.4	44.6	246.8	-10.22
	Aluminum	13.63	21.79	22.60	16.15	39.4	44.6	247.8	-10.31
Classic stack 340x300 cm	No loss	19.43	21.68	13.39	13.12	19.0	20.6	234.5	-4.27
	Aluminum	19.35	21.59	13.42	13.16	19.0	20.6	235.6	-4.37
Diamond stack 260x540cm	No loss	19.58	22.34	~40.0	15.20	26.2	14.8	227.0	-3.98
	Aluminum	19.51	22.27	~40.0	15.26	26.2	14.8	228.2	-4.07

Table 1 – Results and comparisons

Diamant-Stockung für mehr Gewinn

von Slobodan Bukvic, YU7XL, yu7xl@nadlanu.com

Bei der Suche nach mehr Leistung für Antennen habe ich viele verschiedene Anordnungen ausprobiert. Eine von diesen verdient es, an die Leser weiter gegeben zu werden, weil sie ermöglicht, extrem niedrige Antennenrauschtemperaturen zu erreichen. Anstatt Antennen in klassischer Weise neben – oder übereinander zu stocken, kann man Antennen auch diagonal oder diamantförmig anordnen, siehe Abb. 1.

Abb. 1 Diagonale Stockung für 2 Antennen und Diamant-Stockung für 4 Antennen

Die Ergebnisse können recht interessant sein. Höherer Gewinn und eine viel niedrigere Rauschtemperatur werden erreicht. Dies soll anhand folgender Beispiele mittels meiner Yagi-Modelle Y21105XL7B und Y20805XL6 verdeutlicht werden.

LFA Antenne Y21105XL7B

Das Strahlungsdiagramm (Simulation, ohne Verluste) einer einzelnen Y21105XL7B-Antenne zeigt Abb. 2. Die besten Abmessungen für eine klassische H-Stockung sind 340cm horizontal und 300cm vertikal. Abb. 3 zeigt dafür die Diagramme (Simulation, ohne Verluste). Abb. 4 zeigt nun die Diagramme für die Diamant-Stockung mit 420cm horizontalem und 530cm vertikalem Abstand (Simulation, ohne Verluste).

LFA Antenne Y20805XL6

Abb. 5 zeigt die Strahlungsdiagramme einer einzelnen Y20805XL6-Antenne (Simulation, ohne Verluste). Die besten Abmessungen für eine klassische H-Stockung sind 280cm horizontal und 260cm vertikal. Abb. 5 zeigt dafür die Diagramme (Simulation, ohne Verluste). Abb. 6 zeigt nun wieder die Diagramme für die Diamant-Stockung mit 260cm horizontalem und 540cm vertikalem Abstand (Simulation, ohne Verluste). Man kann erkennen, dass die Nebenzipfel deutlich besser unterdrückt sind bei der Diamant-Stockung und der Gewinn viel höher ist!

In der Tat gibt es 4 Seitenzipfel, die in den 2D-Diagrammen nicht sichtbar sind. Sie befinden sich zwischen der H und E-Ebene bei 45 Grad. Sie sind nahezu nadelförmig und ihr Beitrag zur gesamten Rauschtemperatur der Antenne ist nicht allzu hoch. Unten in der Vergleichstabelle kann man das sehen.

Abb. 7 Die vier in der 2D-Darstellung unsichtbaren Seitenzipfel

Nicht jede Art von diagonaler Stockung ergibt gute Resultate. Neben den beiden oben erwähnten Formen, sind die anderen Möglichkeiten in Abb. 8 dargestellt.

Abb. 8 Mögliche Anordnung von 8, 12 und 16 Antennen

Ebenso gibt auch nicht jedes Antennenmodell gute Ergebnisse, sondern nur Modelle mit sehr guter Nebenzipfel-unterdrückung. Bei Antennen mit sehr langen Booms ist der Unterschied geringer. Deshalb ist die Verwendung der Diamant-Stockung nur angebracht, wenn der Boom kürzer als 3 bis 4 Wellenlängen ist. Auch hartgesottene VHF-Amateure werden sofort erkannt haben, welche Probleme diese Anordnung mit sich bringt. Das schlimmste dürfte sein, dass so ein System kaum eleviert werden kann und somit kaum für ernsthaften EME-Betrieb geeignet sein dürfte. Das zweite Problem ist das mechanische Ungleichgewicht im System. Ich denke, dass die wahrscheinlichste Anwendung der 4-fach Diamant-Stockung VHF/UHF-Konteste sein könnten, aufgrund des höheren Gewinns und des besseren Empfangsmöglichkeiten durch die breitere horizontale Keule und weil es weniger QRM durch nahe Stationen gibt. In diesem Zusammenhang schaue man auf die Diagramme der Y20805XL6 mit Diamant-Stockung (Stockungsabstand 260cm horizontal und 540cm vertikal). Die horizontale Hauptkeule ist 26,2 Grad weit, die vertikale nur 14,8 Grad! Ideal für Tropo und Conteste. Die Erklärung, wie die Diamant-Stockung arbeitet, zeigt Abb. 9.

Abb. 9 Überlappung der Diagramme bei klassischer Stockung und bei Diamant-Stockung

Wie in der Zeichnung für die Diamant-Stockung zu sehen, berühren sich die Strahlungsdiagramme der links- und rechtsseitigen Antennen (Ellipsoide). Es ist klar, dass in einer solchen Konfiguration die Öffnungswinkel der Antennen besser ausgenutzt werden, so dass mehr Gewinn und bessere Nebenzipfelunterdrückung unter Erhalt eines weiten horizontalen Öffnungswinkels erreicht werden. Tabelle 1 fasst die Ergebnisse zusammen.

The 50Ω Folded Dipole Yagi

by Justin Johnson, G0KSC

This article will study the effects of replacing the 12.5Ω split dipole of an Optimised Wideband Low-impedance Yagi (OWL) by a folded dipole to transform the feedpoint impedance to 50Ω. Although folded dipoles for a 50Ω feed are nothing new, this particular application has not been studied by modern methods because of the traditional dislike of low impedance Yagis. Hopefully the introduction of my OWL Yagis in DUBUS 1/2010 has changed this [1] and has revived interest in low impedance Yagis and methods of feeding them.

The folded dipole multiplies a 12.5Ω feedpoint impedance by 4 to give 50Ω, so that a simple 1:1 balun or choke can be used at the feedpoint to provide a balanced input from an unbalanced 50Ω feeder. There is relatively little that could go wrong, to reduce the VSWR bandwidth or create additional losses. Folded dipoles are more often seen with the popular 50Ω Yagis, where the folded dipole will transform the feedpoint impedance to 200Ω, but then another 4:1 impedance transformer/balun is required to get back to 50Ω unbalanced. This seems unnecessarily elaborate; modern designers prefer to feed a 50Ω Yagi directly through a simple 1:1 balun.

The folded dipole is a popular replacement for the split dipole within the 50Ω Yagi because "everybody knows" that the bandwidth should be wider and that the closed loop feed will have lower noise. But as those of you that have followed my work will know, I do not accept what "everybody knows" about Yagis until I have conducted my own experiments. For example, I found by experiment that inserting a folded dipole as a direct replacement for a split dipole with a 4:1 impedance transformer there was no immediate change to the bandwidth characteristics and VSWR plot. The only parameters that changed were a slight increase in forward gain and a similar reduction in F/B (front to back ratio). The additional bandwidth only appeared (along with improved sidelobe suppression) after the 'new' antenna including the folded dipole had been re-optimised by computer.

This re-optimisation can provide a much wider, flatter SWR curve in addition to deep side and rear suppression in much the same way as that achieved by the LFA Yagi. But I must emphasise again that simply replacing one feed method with another does not automatically increase the bandwidth.

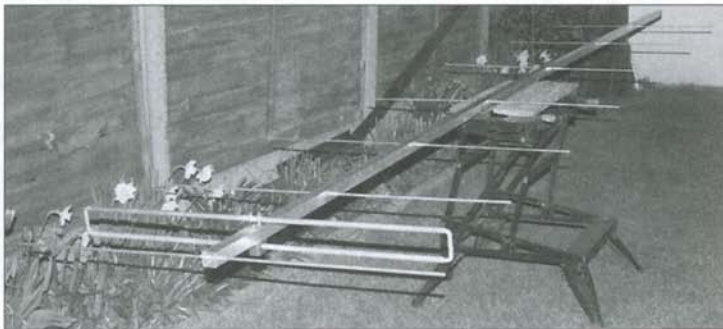


Fig. 1: An 8el OWL for 2m with folded dipole.

Note the feedpoint is above the plane of the parasitic elements – see later.

Perhaps the most interesting discovery (now applied by many antenna manufacturers) is the way that the orientation of a folded driven element and the location of the feedpoint can affect the vertical (H plane) radiation pattern. First of all, in the NEC model I changed the vertical placement of the folded dipole in relation to the plane of the parasitic elements. The position that gave the least distortion of the H plane pattern was to have the loop symmetrically centred (Figure 1). However, there is still some slight pattern distortion because the loop is fed on one side, and there are slightly larger unwanted lobes towards the side where the feedline is connected. Because rearward elevation lobes greatly affect sky temperature and ultimately G/T, I decided to conduct another experiment. First, I fed the antenna at the bottom of the

loop, below the boom in the traditional way, and then ran the model results through the *Tant* program to calculate the antenna's noise temperature. Next I did exactly the same but with the loop fed at the top, and the noise temperature was lower resulting in a better predicted G/T figure. Although the difference was not huge (**Figure 2**), this does present 'a cheap improvement' from which many Yagi users could benefit – especially if the rearward suppression is not as good as my designs. Turn those folded dipoles over... and remember where you heard it first!

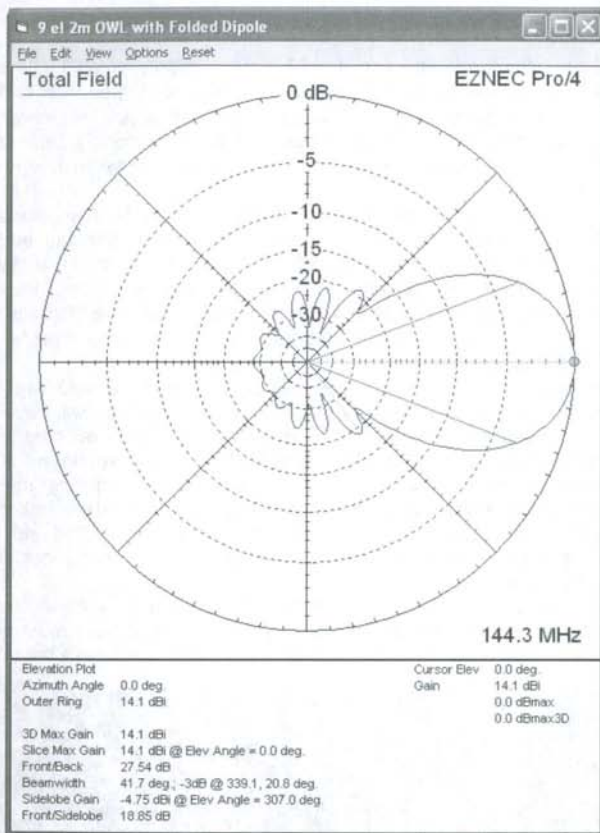


Fig. 2: Elevation plot of a 9el 2m OWL when the folded dipole is fed at the top. This gives slightly increased suppression of the rear lobes towards ground.

The next experiment was a practical one. One of the first OWL antennas that I built was a 6 element 12.5Ω version for 70MHz, fed by a coaxial impedance transformer. Computer optimisation resulted in an antenna just a fraction over 4.5m long with a gain of 11.98dBi and SWR of less than 1:1.1 from 70.0 – 70.5MHz. I inserted a folded dipole into this model and resumed the computer optimisation using the same performance objectives as before. The boom length increased to 4.757m with a marginal increase in F/B and a small improvement in predicted forward gain to a very respectable 12.16dBi.

Ron, G8FJG offered to build the folded dipole Yagi and install both Yagis on his tower for testing. The FD version was placed around 2m above the split dipole version (**Figure 3**). Obviously there are many imperfections in this test setup (different heights, interaction between the two 70MHz Yagis, interaction with the 2m Yagi in between, no calibrated S-meter) but the folded dipole version consistently gave slightly stronger signals in any direction. This is not very scientific – if you want science, look to computer models – but it did confirm that the folded dipole Yagi was performing up to expectations. The main points are that a high gain 12.5Ω antenna can be built very easily indeed and the folded dipole is an easy practical way to achieve a 50Ω feedpoint. The closed loop driven element also has the potential to slightly reduce ground noise, by positioning the feedpoint above the plane of the parasitic elements.

The simple folded dipole

It was not until I started to experiment that I realised how flexible the folded dipole can be. Within reason, its height and width can be changed by quite a margin provided that the total loop length remains about the same. Having established this fact in model form and having plenty of square 1.25 inch boom material, I decided to model an adjustable folded dipole, one which I could adjust for best VSWR in the same way as can be achieved with the LFA. This would ensure any builder could make the whole antenna with relative ease and establish a near-perfect VSWR.

I decided to use similar construction to the feed loop in the LFA. Two long straight sections of 1/2 inch aluminium tube are attached to opposite sides of the boom by Stauff hose/pipe clamps, and the telescoping end sections are bent from 3/8 inch tube. These 'trombone' end sections are made long enough to allow for VSWR adjustment. With the 1.25 inch boom and the Stauff clamps, the centre-to-centre spacing of the 1/2 inch tubing sections was 64mm. Remembering what I said above the relationship between width and length, the folded dipole could be constructed for a different boom diameter by keeping the total length approximately constant. However, a closer spacing in the folded dipole will give less distortion of the elevation pattern.

The telescoping folded dipole will work well on both the 2m and 4m (70MHz) OWLs that have been built and tested so far. G8FJG kindly built the first 4m OWL with the folded dipole, and the list of successful 2m OWL/FD builders includes G8FJG, CT1FFU, M0WBM and myself. A near-perfect VSWR was achieved in each case, avoiding the fold-and-hope-for-the-best scenario which exists when bending a one piece loop. This has since been confirmed on 10m and 6m as well, although 70cm may need some mechanical modification.

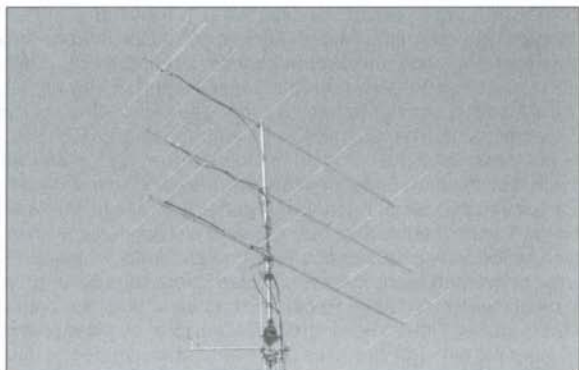


Fig. 3: Two 6el OWLs for 70MHz: the lower one with DK7ZB style coaxial match, the upper one with a folded dipole (in between, an LFA for 2m).

Conclusion

I have had some very encouraging reports from builders of the 50Ω folded dipole OWL Yagi and I am sure it will become very popular as a result. I will spend more time developing longer versions and will report how well the antenna compares against the LFA.

One advantage the LFA has over the FD fed Yagi is that there is no distortion of the elevation pattern, because both sides of the loop are in-line with the parasitic elements. On the other hand, the 50Ω folded dipole OWL Yagi benefits from being a low impedance antenna with the radiating element also being the impedance transformer, nothing needs to be inserted into the antenna which could potentially distort or hinder performance or introduce unnecessary loss.

For output levels of less than 1kW I would recommend a G0KSC style grounded Pawsey stub. This 1:1 balun provides a DC ground to the loop which helps reduce static. I believe it will help reduce unwanted noise/signals being picked up by the feed-line too. More information on this can be found on my website. Until next time, Justin G0KSC.

References

- [1] The Optimised Wideband Low Impedance (OWL) Yagi, DUBUS 1/2010.
- [2] www.g0ksc.co.uk

Die 50- Ω -Faltdipol-Yagi

von Justin Johnson, G0KSC

Dieser Artikel beschäftigt sich mit den Auswirkungen des Ersatzes eines geteilten Dipols durch einen Faltdipol bei einer 12.5- Ω -OWL-Yagi. Während das Ersetzen des geteilten Dipols in einer 12.5- Ω -Yagi nichts neues ist, wurde diese Konfiguration aber aufgrund der bekannten Unstabilität der 12.5- Ω -Yagi bisher allgemein nicht umgesetzt. Durch die Einführung meiner breitbandigen OWL-(Optimised Wideband Array)-Variante, werden die Möglichkeiten und Leistungsdaten nun (hoffentlich) viel attraktiver und nützlicher für eine regelmäßige Anwendung sein.

Der Faltdipol ist ein beliebter Ersatz für den geteilten (gestreckten) Dipol bei einer 50-Ohm-Yagi, weil er potentiell breitbandigere Eigenschaften verleiht, aber vielleicht noch wichtiger ist die zusätzliche Rauschreduzierung, die eine geschlossene Schleife der Yagi geben kann.

Der große Unterschied, den das Einfügen eines Faltdipols in eine 12.5-Ohm-Yagi bewirkt, liegt bei der Speiseimpedanz, die von 12.5 auf 50 Ohm transformiert wird, so dass eine simpler 1:1 Balun oder eine Drossel am Fußpunkt verwendet werden kann, um eine perfekte balancierte Speisung mit einem unbalancierten 50-Ohm-Kabel zu ermöglichen. Bei dieser Methode der Speisung können folgende Einflüsse und Verluste auftreten: Bei Verwendung eines Faltdipols in einer 50-Ohm-Yagi wird die Eingangsimpedanz auf 200 Ohm transformiert, so dass ein 4:1 Transformator/Balun am Fußpunkt nötig ist. Wo Impedanztransformatoren verwendet werden, können potentiell Verluste auftreten, sofern nicht ein guter Transformator verwendet wird, oder unkorrekte Impedanz auf einer der Seiten des Transformators existiert. Folglich ist der Einsatz einer 50-Ohm-Faltdipol-Yagi ein sehr vielversprechender Vorschlag.

Alle, die meine bisherigen Arbeiten verfolgt haben, wissen, dass ich nichts als gegeben hinnehme und lieber meine eigenen Experimente mache, als mich auf Methoden und Ergebnisse anderer zu verlassen. Z.B. heisst es bei anderen, dass der Faltdipol mehr Bandbreite als eine gestreckte Dipol aufweist. Die erste Entdeckung, die ich bei meinen Experimenten machte, war, dass das direkte Einfügen eines Faltdipols anstelle eines gestreckten Dipols genau die selbe Bandbreite im SWR-Plot lieferte, wie der gestreckte Dipol mit einem Transformator. Das einzige, was sich änderte, war ein leichter Anstieg des Gewinns und eine ähnlich große Verkleinerung des F/B. Es kann jedoch eine zusätzliche Bandbreite bei der neuen Antenne erreicht werden, inkl. bessere Seitenzipfelunterdrückung, wenn diese mit ihrem Faltdipol per Computer reoptimiert wird. Diese Reoptimierung kann eine viel breitere und flachere SWR-Kurve liefern, zusätzlich zu großer Unterdrückung der Seitenzipfel und der rückwärtigen Zipfel, ähnlich wie bei der LFA-Yagi. Nochmals: ein einfaches Austauschen von einem gegen den anderen Dipol erhöht die Bandbreite nicht.

**Abb. 1: Eine 8-Ele. OWL für 2m mit Faltdipol.
Man beachte den Speisepunkt oberhalb des Booms!**

Vielleicht die interessanteste Entdeckung (eine, die nun von vielen Antennenherstellern übernommen wurde, und nicht nur von denen, die nur meine Designs herstellen!) ist der Effekt auf das Elevationsdiagramm, den die Seite der Speisung des Dipols hat. Zuerst habe ich (im Modell) die Position des Faltdipols relativ zu den parasitären Elementen verändert und die beste Position war natürlich eine zentrierte Position des Faltdipols relativ zur Ebene der parasitären Elemente. Hier traten die geringsten Verzerrungen im Diagramm auf. Durch den Fakt, dass die Schleife von der einen oder anderen Seite der parasitären Elemente aus gespeist werden muss, bleibt die Elevationsebene leicht gestört und hat größere unerwünschte Zipfel auf der Seite, von wo der Faltdipol gespeist wird. Unter Überlegung, dass die rückwärtigen Elevationszipfel, die Rauschtemperatur bestimmen und damit das G/T, entschied ich mich ein weiteres Experiment zu machen. Zuerst habe ich (im Modell) die Antenne von unterhalb der Schleife gespeist, also traditionell von unterhalb des Booms, und es mit der Software Tant berechnet. Danach habe ich genau das selbe gemacht, aber die Schleife wurde nun von der Oberseite aus über dem Boom gespeist, so dass die höher unterdrückten Nebenzipfel in Richtung Grund zeigen würden. Die Rauschtemperatur war nun geringer, was in einem besseren G/T resultierte. Auch wenn der Unterschied nicht riesig ist, bekommt man doch „billig“ Gewinn, von dem jede Faltdipol-Yagi auf VHF und höher profitieren wird. Also: Dreht die Faltdipole um und merkt euch, wo diese Info her stammt!

**Abb. 2: Das Elevationsdiagramm einer 9-El. 2m OWL mit Speisung von oben.
Man beachte die größere Unterdrückung der rückwärtigen Zipfel in Richtung Grund.**

Das nächste Experiment war praktischer Natur. Eine der ersten OWL-Antennen, die ich baute, war eine 6 Ele. für 4m in der 12.5- Ω -Version, die per Computer für beste Leistung optimiert wurde. Sie war etwas über 4.5m lang und lieferte 11.98dB und ein SWR kleiner 1:1.1 von 70 bis 70.5 MHz, sobald der koaxiale Transformator angeschlossen war. Ich setzte eine Faltdipol in dieses Modell ein und ließ den Optimierer frei laufen, um die beste Leistung mit den selben Parametern, wie für die erste Antenne, zu erreichen. Die Boomlänge erhöhte sich dabei auf 4.757m bei einem marginalen Anstieg des F/B und einer Verbesserung beim Gewinn auf respektable 12.16dBi.

Ron, G8FJG, bot an, die Antennen zu bauen und beide auf seinem Mast zu installieren. Die Version mit dem Faltdipol befand sich nach dem Aufbau etwa 2m über der Version mit dem geteilten Dipol. Die Version mit dem Faltdipol hat durchweg lautere Signale gezeigt, bei einem FT847 waren die Signale 1 „grauer Balken“ stärker. Gut, dies ist nicht sehr wissenschaftlich, ich weiss nicht, was ein „grauer Balken“ in dB bedeutet, auch war die Version mit dem geteilten Dipol niedriger, aber etwa mindestens 1 dB war der Unterschied wohl schon und nicht nur die 0.2dB, die die Berechnung anzeigte. Ganz sicher gab es auch eine gewisse Diagrammverzerrung bei jeder Antenne, da sie so dicht zusammen waren. Das hatte aber nur einen geringen bzw. keinen Effekt auf der SWR. Vielleicht wird der Unterschied durch den Koaxtransformator verursacht, oder einfach durch den Höhenunterschied, vielleicht ist auch einer der anderen oben genannten Parameter die Ursache. Der Punkt ist, dass die Version mit dem Faltdipol hervorragend funktioniert, sehr leicht nachgebaut werden kann und mit einem einfachen Choke-Balun effektiv arbeitet. Man hat eine 12.5-Ohm-Hochgewinn-Antenne mit 50-Ohm-Fußpunkt und geschlossenem Erreger für weniger unerwünschtes Rauschen.

Der einfache Faltdipol

Ich realisierte erst, wie flexibel ein Faltdipol ist, nachdem ich mit meinen Experimenten begonnen hatte. In Grenzen kann seine Höhe und Weite um ein beträchtliches Maß verändert werden, sofern die gegenüberliegende Seite ebenso verändert wird. Dies wurde im Computermodell umgesetzt und da ich viel 1.25-Zoll-Boommaterial zum Bau von VHF-Antennen vorrätig hatte, habe ich ein Modell für einen einstellbaren Faltdipol entwickelt, das genauso auf bestes SWR eingestellt werden kann, wie die Loop bei der LFA. Das stellt sicher, dass jeder Nachbauer die ganze Antenne relativ leicht aufbauen und ein nahezu perfektes SWR erreichen kann. Ich entschied mich, die selben abgestuften Durchmesser wie bei der LFA für den Faltdipol zu nehmen: 2 x 1/2-Zoll Aluminiumrohr auf beiden Seiten des Booms, die mit einer Stauff-Klemme gehalten werden und Endsektionen aus 3/8-Zoll-Rohr, das lang genug ist für die SWR-Einstellung. Hinsichtlich der Abstände folgendes: Wenn die Höhe des Faltdipols von den 1.25 Zoll abweicht, können alle Boomabmessungen darauf ausgerichtet werden, dass sich im Endergebnis eine kleine Änderung bei der Weite des Faltdipols ergibt. Mit dem 1.25-Zoll-Boom und 2 Stauff-Klemmen wird der Abstand jeder dieser 1/2-Zoll Rohre 64mm sein. Eine wichtige Anmerkung: Je kleiner dieser Abstand beim Faltdipol ist, desto geringer ist die Verzerrung im Elevationsdiagramm. Obige Methode funktionierte gut bei den 2m- und 4m-Antennen, die ich bisher gebaut und getestet habe und es war jedes Mal eine nahezu perfekte SWR-Einstellung möglich. Damit ist das Falte-und-hoffe-das-beste-Szenario hinfällig, das es beim Biegen einer Schleife aus einem Stück gibt. G8FJG baute die erste 4-m-OWL mit Faltdipol, auf 2m haben bereits G8FJG, CT1FFU, M0BWM und G0KSC erfolgreich OWL mit Faltdipol gebaut.

Abb. 3: 2 x 4m 6-El. OWL, eine mit Koaxialanpassung nach DK7ZB, die andere mit einem Faltdipol

Schluss

Ich habe einige sehr ermutigende Berichte von Nachbauern der 50-Ohm-Faltdipolyagi erhalten und ich bin sicher, das sie sehr populär werden wird. Ich plane längere Versionen zu entwickeln und werde schauen, wie sie sich bei der Stockung gegenüber der LFA verhalten. Ich werde darüber berichten.

Einen Vorteil, den die LFA gegenüber der faltdipolgespeisten Yagi hat, ist, dass es keine Störung im Elevationsdiagramm gibt. Hier kann man kein Ungleichgewicht im Elevationsdiagramm durch die Speisung sehen. Das liegt daran, dass beide Seiten der Loop in einer Linie mit den parasitären Elementen liegen und der Tatsache, dass Ungleichgewicht ein Teil des Yagi-Aufbaus in dieser Ebene ist: Fokussierung in eine Richtung und Unterdrückung in der anderen.

Die 50-Ohm-Faltdipol-Yagi zieht einen Vorteil daraus, dass sie niedrigimpedant ist und das Speiseelement auch der Transformator ist, so dass kein Fremdkörper in die Antenne eingefügt werden muss, der potentiell stören, Leistung herabsetzen oder unnötige Verluste hervorrufen kann.

Für Leistungen unter 1KW wird die Verwendung des geerdeten Pawsey Stub nach G0KSC empfohlen. Dieser 1:1 Balun liefert eine Erdung der Schleife, was hilft statische Aufladungen zu verhindern. Auch hilft dies bei der Reduzierung der unerwünschten Aufnahme von Rauschen/Signalen über die Speiseleitung.

Weitere Informationen gibt es auf meiner Webseite unter www.g0ksc.co.uk

Bis zum nächsten Mal, Justin, G0KSC.

Compact 122 GHz / 134 GHz Mixer Head for direct Dish Mounting

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

Introduction

Inspired by a new IARU Region 1 record QSO on 122 GHz of over 55km between OE5VRL and OE3WOG that took place on Nov. 20th 2009, in spring 2010 the GHz group Vogelsberg (JO40QM) discussed possibilities how to further improve reception techniques on 122GHz. On the TX side there are the two stations with 0.7mW and 1.3mW in CW available - Walter Iller, DH6FAE and Karl Ochs, DJ6BU. The equipment is mounted at the focus of the dish in the same way that OE5VRL and OE3WOG do. So far DH6FAE and DJ6BU have used harmonic mixers with a 144MHz IF for the RX. It is well known that microwave subharmonic mixers have a better performance than harmonic mixers due to their better efficiency. This should be tried and used now also on 122GHz.

In DUBUS 2/08 (1) I have described such mixer head, but using just one Russian diode. This head could be used, but due to its construction it is better suited for insertion into a transverter box that is fitted to a tripod than for directly mounting at the focus of a dish. So there was need for a new handy compact mixer head, which should have the following connections in addition to the WG flange for the dish:

SMA jack for the oscillator

SMA or SMC jack for the 2m transceiver

Feed through and ground connections for the 12V supply

The IF preamplifier should be integrated into the box. The oscillator part would be fitted into a separate box behind or beside the dish. The necessary parts would be manually milled by DJ6BU. Thus they had to be simple. The following description should help to give ideas for similar projects on 122GHz and also 134GHz. Two different versions were built for 122GHz and one for 134GHz.

The stages

The block diagram in the appendix below shows the signal processing for the subharmonic mixer. For the oscillator the 10GHz beacon PCB No. 9 from DB6NT (2) was used and the 1st GaAs-FET stage was used as tripler. The $\lambda/2$ stripline filters were shortened accordingly. This module delivers 12mW on 15GHz, thus a long cable can be used between LO and input jack of the mixer head. If a ready made 15GHz oscillator module MKU LO 15 from DB6NT is used, the output power has to be reduced to a maximum level of 6mW at the input jack of the mixer. Higher levels may destroy the AMMP-6130 doubler module from AVAGO (3)!

Mixer No.1

The sketch No. 2 in the appendix shows the configuration of the little AVAGO module and the boards. The two casings with screwed on lids can be made from ordinary Aluminium of 30 x 15 and 30 x 20mm size, respectively. In just the upper case a suitable crosswise slot has to be milled for insertion of the doubler module. PCBs from DB6NT:

No. 39 PCB 30.5- 61GHz Multiplier

No. 40 PCB 120GHz SHM Mixer

No. 28 PCB 76GHz IF

A readymade IF PCB was used and just the final part was used with a BFQ 71 (NE 219) for the preamplifier. There is the possibility of using the other part of the IF board for TX experiments in the near field and for analysing the spectrum (e.g. for checking the suppression of the oscillator frequency). The 5V regulator for the doubler supply is inserted above the IF PCB at the side of the bottom half of the casing. A glued in feed through capacitor next to the module in the upper half of the casing supplies the voltage for the bottom half of the casing. First only the upper half is assembled and the power is measured and

optimised on 61GHz. Then both halves are assembled together. The sketch No. 3 below may help with the milling work. Before milling the crosswise slot the doubler module has to be measured with a calliper as their casings show tolerances:

Length and width: 5.03 to 5.40mm
Height: 1.74 to 2.25mm

The connection pads of the module should be level with the striplines of the PCB! The module is glued in with silver conductive glue. One has to take care of the four ground connections of the module with the casing! Figure 1 shows the completed mixer module No. 1 with a flange for the dish connection. Figure 2 shows the opened upper half of the mixer No. 1. Figure 3 shows the back part of the bottom half of the mixer No. 1. For adjustments tuning elements from TECELEC were used as usual. The diameter of the circular WG is 3.4mm for 61GHz and 1.8mm for 122GHz. More hints for the construction and adjustment were described in detail in (1). The input power on 15GHz could be reduced to 2.5mW before a degradation of the signal to noise ratio of the mixer was noticed. Thus there will be always enough power available on 61GHz.

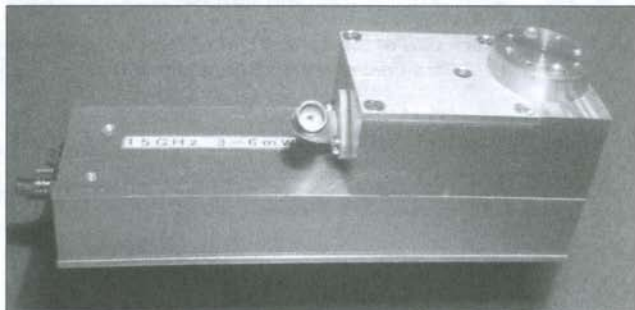


Fig. 1: Mixer module No. 1 with flange, LO input jack and IF jack together with the feed through capacitor for the voltage supply

Downsizing the casing

During practical use of the mixer the projecting lower casing was found to be very cumbersome, and it was also difficult to connect the cable from the oscillator box. Thus it was better not to use the readymade IF board but to construct an IF preamplifier on a small board of 20 x 10mm size. The circuit was taken from DB6NT, but a modern BFP 196 was used. Another change was made at the input jack of the 15 GHz LO signal. When a straight SMA microstripline flange jack was used, it was possible that pressure on the SMA pin while connecting the cable might cause hair-line cracks in the silver conductive glue between the end of the pin and the pad of the module. So instead a cut part of an old PCB was inserted in between which enables the use of an ordinary SMA flange jack with a pin diameter of 1.3mm.

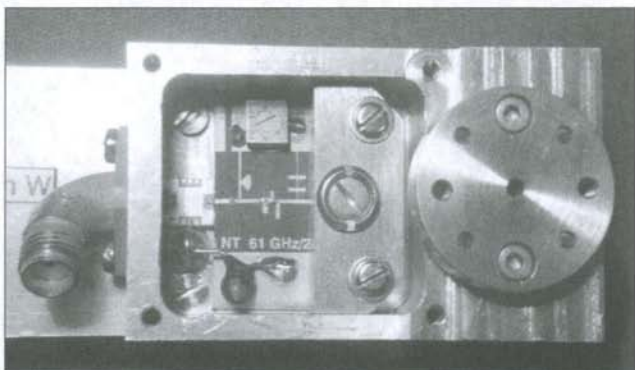


Fig. 2: View into the upper half of the casing of Mixer No. 1 with doubler module and varactor PCB for doubling 30.5 GHz from the module to 61GHz.

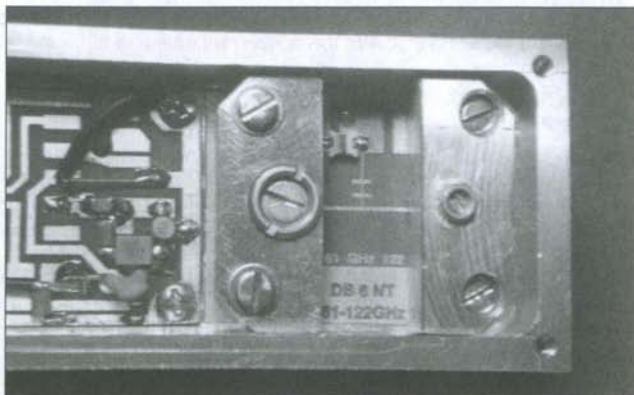


Fig. 3: View into the back part of the bottom half of the casing of mixer No. 1 with subharmonic mixer and IF preamplifier.

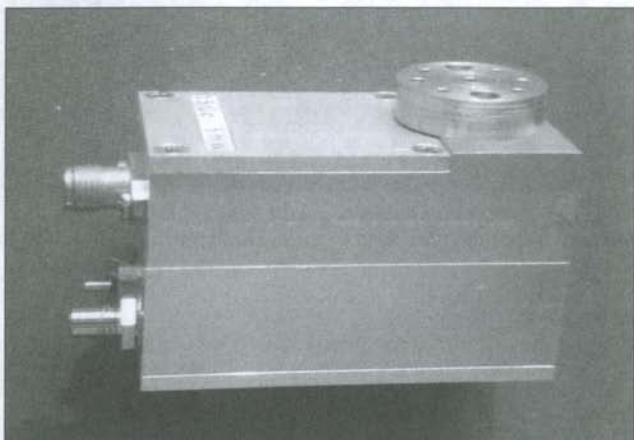


Fig. 4: Mixer No. 2 with much better facilities for connecting LO and IF cables.

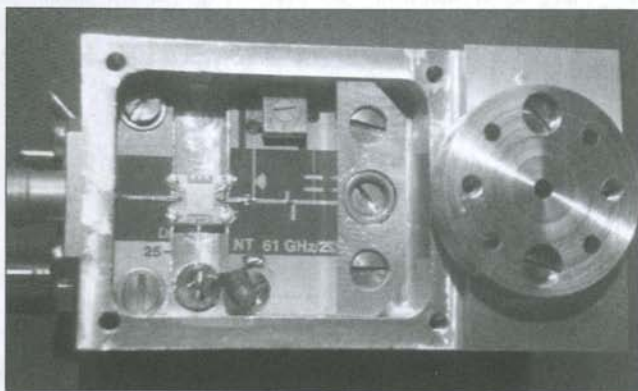


Fig. 5: View into the upper part of Mixer No. 2. On the left the intermediate PCB next to the module.

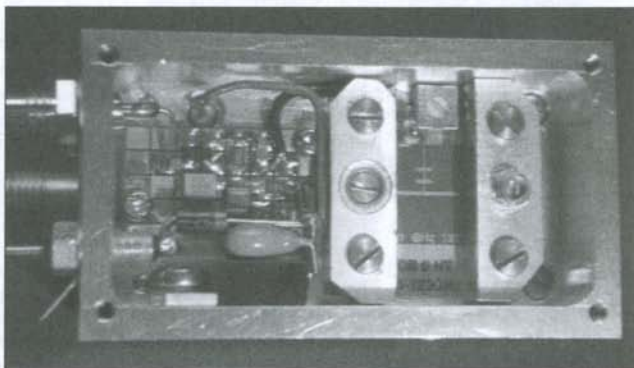


Fig. 6: View into the bottom half of the casing with mixer, IF preamplifier and 5 V regulator with reverse voltage protection diode. The SMC IF jack is mounted in the centre. For optimising the load resistance of the mixer diode a 1k Ω potentiometer is used.

Mixer No. 2

The sketch No. 4 in the appendix below shows the altered mixer casing. Here just one size of Aluminium of 30 x 15mm is required. This compact mixer has the outer dimensions of 55 x 30 x 30mm including the cover and is much easier to mount at the focal point of a dish. For getting a meaningful comparison between harmonic and subharmonic mixers in this version only a single diode was fitted according to the description in (1). Figure 4 shows the second version of the mixer. The input and output of the module and the voltage connection were not glued as before, but soldered. Therefore only solder of 0.5mm diameter should be used with a fine-tipped soldering iron and very short soldering times of around 1/10sec! If the soldering time is longer, the through contacts of the module pads may unsolder. Figure 6 shows the No. 2 mixer version with IF preamplifier. Figure 5 shows the open upper casing part with the intermediate board next to the module.

Practical test – comparing the different mixers

Already, differences in sensitivity had been detected when testing in the shack using the IF method. The subharmonic mixer was superior to the harmonic mixer. Of course, the gain of the two IF amplifiers has to be equalised with the help of attenuators before comparing the mixers. The very attenuated generated signal on 122GHz has to be fed directly via the WG into the mixer head. If the AGC in the driver is not switched off, one must measure only in the range between S1 and S3 on the S meter. The AF out jack of the driving transceiver may be connected via a diode (e.g. BA 481) and a adjustable potentiometer to a large microammeter to get a better accuracy of reading. Finally a really safe statement can be made only with a test on air with a weak beacon signal and a test receiver. After the long winter we were able to do this in March 2010. The tests were made by DJ6BU and DH6FAE. A weak beacon was located in a distance of about 1km and the different mixers were tested in 45cm offset dishes with rim horn feeds.

The following mixers were compared:

- 1) Harmonic Mixer with MA4E1317, DUBUS 6/06 (4), original build-up by DCØDA, LO 40.7 GHz x 3
- 2) Harmonic Mixer with HSCH 9161, DUBUS 1/07 (5), original build-up by DCØDA, LO 61 GHz x 2
- 3) New Mixer Version 1 with 2 x HSCH 9161, original build-up by DCØDA, LO 61 GHz x 2
- 4) New Mixer Version 2 with just one HSCH 9161, original build-up by DCØDA, LO 61 GHz x 2

All 4 mixers were adjusted for best signal to noise ratio by the IF method. For the measurements two test receivers were available, one older one from Günter Schwarzbeck, DL1BU and a newer one from Erich Zimmermann, HB9MIN. In order to eliminate mistakes all measurements were made with both receivers. Both receivers showed the same following results:

Mixer 1)	21dB S/N	Mixer 2)	29dB S/N
Mixer 3)	34dB S/N	Mixer 4)	30dB S/N

Mixer No. 3, the subharmonic mixer with 2 x HSCH 9161 was significantly superior in sensitivity to the other three mixers. Compared to the usual harmonic mixer with a MA4H1317 the difference was 13dB. This was indeed expected, but not self evident. Even considering variations between diodes, the tendency is clear. So, the final version to use should be the mixer casing No. 2 with 2 x HSCH 9161. This confirms also that using a separate TX and RX, i.e. a CW transmitter and a sensitive RX mixer, will allow working over much larger distances with the same dish diameter than with a TX/RX mixer according to (4).

Subharmonic mixer for 134 GHz

The same experiments are possible on 134GHz. The signal processing is different and was described in detail in DUBUS 4/09 (6). For 134GHz instead of 62GHz we need 67GHz for driving the mixer. This 67GHz is produced by tripling the LO frequency of 22.4GHz. Thus the small AVAGO doubler module is not necessary here and neither is the 5V regulator. In the upper part of the casing a PCB No. 30 25.3/76GHz Tripler from DB6NT is fitted. Both upper and lower halves of the casing are each shortened by 10mm. The mixer casing is just 45 x 30 x 30mm, including the lid. The small IF board of 20 x 10mm size has to be inserted cross-wise in the lower part of the casing. According to my experience similar results should be expected to those on 122GHz.

Final

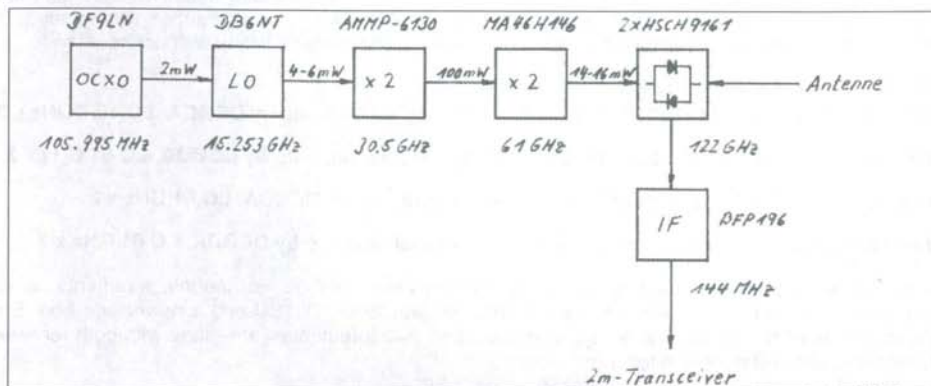
I hope this article will help optimising 122GHz/134GHz stations and I thank DJ6BU for making many casings for me and DH6FAE for the many measurements. I think that for the moment on the RX side we have reached the best technically possible on 122GHz for radio amateurs. On the TX side with available affordable diodes hardly more than 1.5mW in CW is possible, except for cheap modules will appear on the surplus market which may deliver 100mW on 61GHz.

Vy 73 + 55 de DCØDA

Literature

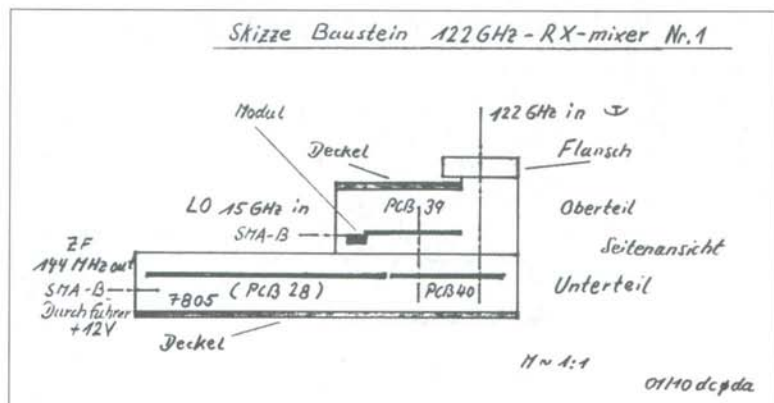
1. Jürgen Dahms, DCØDA: „New RX mixer for 122 GHz with 10 dB Improvement“, DUBUS 2/08, p. 42
2. Kuhne electronic GmbH, Scheibenacker 3, D- 95180 Berg / Oberfranken, Tel.: 0049 (0) 9293 / 800 939, Fax: 0049 (0) 9293 / 800 938, e-mail: info@kuhne-electronic.de, <http://www.kuhne-electronic.de>
3. Data sheet AMMP- 6130, AVAGO TECHNOLOGIES, <http://www.avagotech.com>
4. Philipp Prinz, DL2AM: „122 GHz-GHz-Transverter with new Multiplier“, DUBUS 2/06, p. 8
5. Jürgen Dahms, DCØDA: „122 GHz Transverter with Separate TX and RX part“, DUBUS 1/07, p. 48
6. Jürgen Dahms, DCØDA: „Transverter Concept for 134 GHz“, DUBUS 4/09, p. 30

Appendix



1.) Block diagram 122GHz RX mixer

Skizze Baustein 122GHz-RX-mixer Nr.1

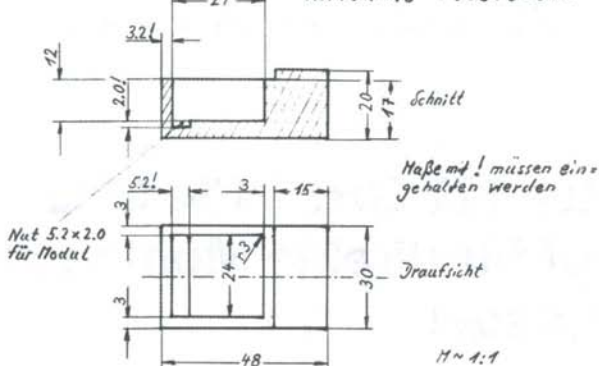


2.) Sketch of 122 GHz RX mixer module No. 1

Gehäuseskizze Oberteil 122GHz-RX-mixer Nr.1

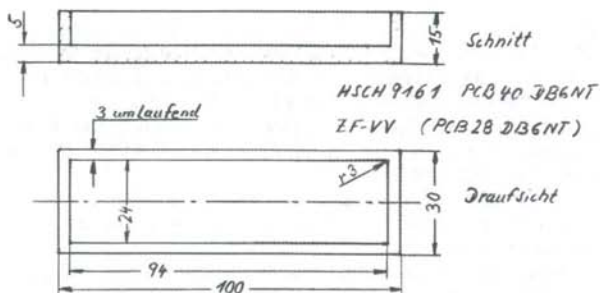
15 → 30 → 60 GHz Avago-Modul AMMP-6430

MA46H146 PCB39 DB6NT



Deckelblech 33x30x2

Unterteil 60 → 120 GHz + ZF-VV + 7805

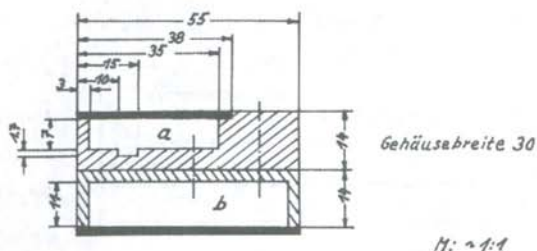


Deckelblech 100x30x2

01/10 dc pda

3.) Sketch casing upper and bottom parts 122GHz RX mixer No. 1

Schnitt-Skizze Baustein 122 GHz-RX-mixer No. 2



Oberschale a / Unterschale b 55 x 30 x 14

Deckelbleche 55 x 30 x 2 / 38 x 30 x 2

Oberwanne innen 32 x 24 x 7 mit Quernut 5 x 1,7

Unterwanne innen 49 x 24 x 11

3 Kurzblöcke 23 x 7 x 6

dcfda 02/10

4.) Cross section 122 GHz RX mixer module No. 2

Kompakter 122 GHz / 134 GHz- Mischkopf für direkte Montage im Parabolspiegel

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

Einleitung

Angeregt durch einen neuen IARU Region I Rekord auf 122 GHz über 55 km durch OE5VRL und OE3WOG am 20.11.2009 wurde Anfang 2010 von der GHz-Gruppe Vogelsberg (JO40QM) über eine weitere Verbesserung der Empfangstechnik im 122-GHz-Band diskutiert. Auf der Senderseite sind 0,7 mW und 1,3 mW in CW bei zwei Stationen (Walter Iller, DH6FAE und Karl Ochs, DJ6BU) vorhanden. Wie bei OE5VRL und OE3WOG werden die Stationen im Brennpunkt eines Spiegels montiert. Als Empfangsköpfe kommen bislang bei DH6FAE und DJ6BU Oberwellenmischer mit einer Zwischenfrequenz von 144 MHz zum Einsatz.

Aus der GHz-Technik ist bekannt, dass ein subharmonischer Mischer ist aufgrund seines besseren Wirkungsgrades einem Oberwellenmischer überlegen ist. Diese Technik sollte nun auch bei 122 GHz ausprobiert und angewandt werden.

In DUBUS 2/08 (1) habe ich einen derartigen Mischkopf beschrieben, allerdings mit nur einer Diode aus russischer Fertigung. Dieser Mischkopf kann zwar übernommen werden, eignet sich aber durch seine Konstruktion mehr für den Einbau in ein Transvertergehäuse zur Montage auf einem Stativ und nicht für die direkte Montage im Spiegelbrennpunkt. So entstand die Forderung nach einem kleinen handlichen kompakten Mischkopf, der außer dem Montageflansch für den Spiegel nur noch drei Anschlussmöglichkeiten hat:

SMA-Buchse für den Oszillator
SMA- oder SMC-Buchse für den 2m-Transceiver
Durchführung mit Massefahne für den Anschluss der 12 V Spannung

Der ZF-Vorverstärker sollte dabei im Gehäuse integriert sein. Der Oszillatortrakt wird in einem separaten Gehäuse hinter oder seitlich vom Spiegel untergebracht. Von DJ6BU wurden die erforderlichen Schalengehäuse manuell gefräst. Die Gehäusekonstruktion musste daher einfach gehalten werden. Im Folgenden will ich durch die Beschreibung der Vorgehensweise Anregung für ähnliche Bauvorhaben im 122- aber auch im 134-GHz-Band geben. Es sind bewusst zwei verschiedene Versionen für 122 GHz aufgebaut und danach eine Variante für 134 GHz angedacht worden.

Stufenfolge

Ein Blockschaltbild zeigt die Signalaufbereitung für den Subharmonic-Mixer. Für den Oszillator habe ich auf die 10 GHz Bakenplatine von Michael Kuhne, DB6NT (2) mit der Bezeichnung **Nr. 09 - PCB 10 GHz Bake** zurückgegriffen und die 1. GaAs-FET-Stufe als Verdreifacher betrieben. Die $\lambda/2$ -Stripline-Filter wurden entsprechend gekürzt. Der Baustein liefert 12 mW auf 15 GHz, so kann ein langes Verbindungskabel zwischen LO und der Eingangsbuchse des Mischkopfes verwendet werden. Wer den fertigen 15-GHz-Oszillatorbaustein **MKU LO 15** von DB6NT bezieht, muss je nach Ausgangsleistung diese bis auf einen maximalen Pegel von 6 mW an der Eingangsbuchse des Mischers reduzieren. Höhere Eingangsleistungen können das Dopplermodul AMMP-6130 von AVAGO Technologies (3) zerstören!

Mischer Nr. 1

Zur Veranschaulichung dient eine Skizze im Anhang, aus der die Anordnung des kleinen AVAGO-Moduls und die verwendeten Platinen hervorgehen. Die beiden verschraubten Schalengehäuse können aus handelsüblichen Alu-Stangenmaterial 30 x 15 bzw. 30 x 20 hergestellt werden, lediglich im Oberteil ist zur Aufnahme des Dopplermoduls eine entsprechende Quernut einzufräsen.

Platinenbezeichnung im Leiterplattenangebot bei DB6NT:

- Nr. 39 PCB 30,5- 61 GHz Multiplier
- Nr. 40 PCB 120 GHz SHM-Mixer
- Nr. 28 PCB 76 GHz ZF

Bewusst wurde auf eine fertige ZF-Platine zurückgegriffen und nur der hintere Teil für den Vorverstärker mit einem BFQ 71 (NE 219) bestückt. Es besteht die Möglichkeit, für Sendeversuche im Nahfeld und Spektralanalysen (z.B. Unterdrückung der Oszillatorfrequenz) auch den restlichen Teil der ZF-Platine zu bestücken. Der 5-V-Spannungsregler zur Versorgung des Dopplermoduls wird über der ZF-Platine seitlich in der unteren Gehäusehälfte untergebracht. Über einen eingeklebten Durchführungskondensator neben dem Modul in der Oberschale wird die Spannungsverbindung zur Unterschale hergestellt. Zuerst wird nur die obere Gehäusehälfte bestückt und die Leistung auf 61 GHz gemessen und optimiert, dann erst können beide Gehäusehälften zusammengeschraubt werden. Die Gehäuseskizze im Anhang dient als Hilfe bei Fräsarbeiten. Das kleine Dopplermodul muss vor der Einfräsung der Quernut mit der Schieblehre ausgemessen werden. Die Gehäuse unterliegen nämlich einer Herstellungstoleranz:

Länge, Breite	5,03 bis 5,40 mm
Höhe	1,74 bis 2,25 mm

Die Anschlußpads des Moduls sollen in einer Ebene mit der Platinenleiterbahn liegen! Das Modul wird mit Silberleitlack eingeklebt, hierbei ist auch im zweiten Schritt auf die vier Masseverbindungen des Moduls mit dem Gehäuse zu achten! Bild 1 zeigt den fertigen Mischerbaustein 1 mit Spiegelanschlussflansch. Bild 2 gibt einen Einblick in die geöffnete obere Gehäusehälfte des Mischers 1. Bild 3 zeigt den hinteren Teil der unteren Gehäusehälfte des Mischers 1. Für die Anpassung werden wie üblich Tuningelemente von TECELEC eingesetzt. Die Durchmesser der Rundhohlleiter sind 3,4 mm für 61 GHz und 1,8 mm für 122 GHz. Weitere Angaben zum Aufbau und Abgleich sind in (1) ausführlich bereits von mir beschrieben worden. Die Eingangsleistung auf 15 GHz konnte bis auf 2,5 mW zurückgenommen werden, erst dann war eine Verschlechterung des Signal-Rauschverhältnisses des Mischers festzustellen. Somit ist immer genügend Leistung auf 61 GHz beim Nachbau zu erreichen.

Abb. 1: Mischerbaustein 1 mit Anschlussflansch, LO-Eingangsbuchse und ZF-Buchse, neben dieser sitzt der einschraubbare Durchführungskondensator für die Spannungszuführung.

Gehäuseverkleinerung

Im praktischen Betrieb war beim Handling des Mixers die weit herausstehende Unterschale hinderlich, auch ließ sich das Kabel von der Oszillatorbox nur sehr umständlich anschrauben. Es musste daher auf eine fertige ZF-Platine verzichtet und auf einem kleinen Stück einer Allzweckplatine von 20 x 10 mm ein ZF-Vorverstärker aufgebaut werden. Die Schaltung wurde wieder von DB6NT übernommen, aber diesmal ein moderner BFP 196 eingesetzt. Eine weitere Änderung war an der Bucheneinspeisung des Oszillatorsignals von 15 GHz vorzunehmen. Bei Verwendung einer geraden SMA-Mikrostripline-Flanschbuchse kann es bei Druck auf den SMA-Stift beim Kabelanschluss zu Haarrissen im Silberleitlack zwischen Stiften und Anschlusspad des Moduls kommen. So wurde jetzt ein abgeschnittenes Ende einer alten Platine zwischen gefügt. Es kann nun auch eine ganz normale SMA-Flanschbuchse mit Stiftdurchmesser von 1,3 mm eingesetzt werden.

Abb. 2: Blick in die obere Gehäusehälfte des Mixers 1 mit Dopplermodul und Varactorplatine zur Verdopplung der 30,5 GHz aus dem Modul nach 61 GHz.

Abb. 3: Blick in den hinteren Teil der unteren Gehäusehälfte des Mixers 1 mit dem Subharmonic Mixer und dem ZF-Vorverstärker.

Abb. 4: Gesamtansicht des Mixers 2. Eine wesentlich bessere Anschraubmöglichkeit von LO- u. ZF- Kabel ist gegeben.

Abb. 5: Blick in das Oberteil von Mischer 2. Links ist die Zwischenplatine vor dem Modul zu erkennen.

Abb. 6: Blick in die untere Gehäuseschale mit Mischer, ZF-Vorverstärker und 5-V-Spannungsregler mit Verpolungsschutzdiode. Die SMC-ZF-Buchse ist aus der Mitte heraus montiert. Zur Optimierung des Arbeitswiderstandes der Mischdiode dient ein 1 k Ω Poti.

Mischer Nr. 2

Eine Schnittskizze im Anhang zeigt das geänderte Mischergehäuse. Es ist nur ein Standard-Alu-Stangenmaterial von 30 x 15 mm erforderlich. Der Kompaktmischer hat jetzt noch die äußeren Abmessungen von 55 x 30 x 30 inklusive Gehäusedeckel und ist wesentlich handlicher und damit besser für die Montage im Brennpunkt des Spiegels geeignet. Zur eindeutigen Aussage über den Vorteil eines Subharmonic-Mixers gegenüber einem Oberwellenmischer wurde in dieser Version nur eine Einzeldiode eingesetzt äquivalent der Baubeschreibung in (1). Bild 4 zeigt den Mischer in seiner 2. Version. Bei diesem Aufbau wurden Ein- u. Ausgang des Moduls sowie der Spannungsanschluss nicht mehr verklebt sondern verlötet. Es darf nur mit 0,5 mm starkem Lötzinn und feiner Lötspitze sowie sehr kurzer Zeitdauer im 1/10 Sekundenbereich gearbeitet werden! Bei längerem Lötvorgang kann sich die Durchkontaktierung der Modulpads lösen. In Bild 6 ist der Mischer Version 2 mit dem ZF-Vorverstärker zu sehen. Bild 5 zeigt den oberen geöffneten Gehäuseteil mit Zwischenplatine vor dem Modul.

Praxistest - Vergleich verschiedener Mixer

Schon beim Test im Shack nach der ZF-Methode war ein Unterschied in der Empfindlichkeit festzustellen. Der Subharmonic-Mixer war bei meinem Vergleich dem Oberwellenmischer überlegen. Natürlich muss beim Vergleich beider Mixer immer die nie ganz gleiche Durchgangsverstärkung des ZF-Vorverstärkers exakt mittels Dämpfungsregler auf gleiche Verstärkerpegel gebracht werden. Das stark abgeschwächte Generatorsignal auf 122 GHz muss direkt über Hohlleiter in den Mischkopf eingespeist werden. Wird die Regelspannung im Nachsetzter nicht außer Betrieb genommen, darf nur im S-Meter-Bereich zwischen S 1 und maximal S 3 gearbeitet werden. Über die Kopfhörerbuchse des Nachsetzers wird über eine Diode (z.B. BA 481) und einem Regelpoti die gleichgerichtete NF-Spannung einem großen Mikroamperemeter zur besseren Ablesegenauigkeit zugeführt. Letztendlich kann eine sichere Aussage nur bei einem Test im Freien mittels eines schwachen Bakensignals und Messempfänger gemacht werden. Nach dem strengen Winter war es dann Anfang März endlich soweit. Die Versuche wurden von DJ6BU und DH6FAE durchgeführt. Eine schwache Bake wurde im freien Feld in ca. 1 km Entfernung aufgestellt und die verschiedenen Mixer in einen 45 cm \varnothing Offsetspiegel mit Rillenhornstrahler eingesetzt.

Es wurden folgende Mischer verglichen:

- 1) Oberwellenmischer mit MA4E1317 DUBUS 6/06 (4), Originalnachbau DCØDA, LO 40,7 GHz x 3
- 2) Oberwellenmischer mit HSCH 9161 DUBUS 1/07 (5), Originalaufbau DCØDA, LO 61 GHz x 2
- 3) Neuer Mischer Version 1 mit 2 x HSCH 9161, Originalaufbau DCØDA, LO 61 GHz x 2
- 4) Neuer Mischer Version 2 mit nur einer HSCH 9161, Originalaufbau DCØDA, LO 61 GHz x 2

Alle 4 Mischer wurden von mir vorher nach der ZF-Methode auf bestes Signal-Rauschverhältnis abgeglichen. Für den Messvergleich standen 2 Messempfänger zur Verfügung, ein älterer Messempfänger von Günter Schwarzbeck, DL1BU und ein neuerer von Erich Zimmermann, HB9MIN. Um Gerätefehler auszuschließen, wurden die Messungen parallel mit beiden Messempfängern durchgeführt. Beide Messempfänger zeigten identische Ergebnisse.

Mischer 1)	21 dB S / N	Mischer 2)	29 dB S / N
Mischer 3)	34 dB S / N	Mischer 4)	30 dB S / N

Mischer 3), der Subharmonic-Mixer mit 2 x HSCH 9161, war allen 3 anderen Mixern deutlich in der Eingangsempfindlichkeit überlegen. Gegenüber dem üblich aufgebauten Oberwellenmischer mit MA4H1317 immerhin um 13 dB. Das Ergebnis war zwar zu erwarten, aber nicht selbstverständlich. Selbst bei Exemplarstreuungen der Mischdioden ist die Tendenz eindeutig. In der Endversion sollte daher das Mischergehäuse Nr. 2 mit 2 x HSCH 9161 nachgebaut werden. Es bestätigt auch, mit einer getrennten Sende-Empfangsanlage, bestehend aus CW-Sender und empfindlichem Empfangsmischer, lassen sich bei gleichem Spiegeldurchmesser weitaus größere Entfernungen überbrücken als mit einem Sende-Empfangsmischer nach (4).

Variante Subharmonic-Mixer für 134 GHz

Die gleichen Versuche können auch auf 134 GHz durchgeführt werden. Die Signalaufbereitung ist hierbei eine andere und wurde von mir in DUBUS 4/09 (6) ausführlich beschrieben. Anstelle von 62 GHz benötigen wir bei 134 GHz 67 GHz zum Ansteuern des Mixers. Die 67 GHz werden durch Verdreifachung der LO-Frequenz von 22,4 GHz erzeugt, dadurch entfallen das kleine Dopplermodul von AVAGO und auch der 5 V Spannungsregler. Im oberen Gehäuseteil findet die Platine **Nr. 30 - PCB 25,3 / 76 GHz Tripler** von DB6NT Platz. Beide Gehäuseschalen, Ober- und Unterteil, werden um 10 mm Länge gekürzt. Das Mischergehäuse hat jetzt nur noch die Abmessungen 45 x 30 x 30 mm inklusive Deckelblechen. Die kleine ZF-Platine von 20 x 10 mm muss im Unterteil quer eingebaut werden. Nach meinen Erfahrungen sind ähnliche Resultate wie auf 122 GHz zu erwarten.

Schluß

Ich hoffe mit meinem Beitrag zur Optimierung von 122-GHz-/134-GHz-Anlagen beigetragen zu haben und bedanke mich bei DJ6BU für die Anfertigung der zahlreichen Gehäuseschalen sowie bei DH6FAE für die umfangreichen Messungen. Vorläufig sind wir nach meiner Meinung beim Empfänger bei dem z. Zt. technisch machbaren für Mikrowellenamateure auf dem 122-GHz-Band angelangt. Auch beim Sender wird man mit den für uns zur Verfügung stehenden und bezahlbaren Dioden kaum mehr als 1,5 mW in CW erreichen können, außer es tauchen auf dem Amateurfunkmarkt preiswerte Module auf, die ca. 100 mW bei 61 GHz liefern können. Vy 73 + 55 de DCØDA

Literatur

Siehe oben, engl. Text.

Anlagen

- 1.) Blockschaltbild 122-GHz-RX-Mixer
- 2.) Skizze Baustein 122-GHz-RX-Mixer Nr. 1
- 3.) Gehäuseskizze Oberteil / Unterteil 122-GHz-RX-Mixer Nr. 1
- 4.) Schnitt-Skizze Baustein 122-GHz-RX-Mixer Nr. 2

Optimum Height for an Elevated Communications Antenna

by Kazimierz "Kai" Siviak, KE4PT, ke4pt@amsat.org

Introduction

The signal strength at a receiving location elevated above the earth's surface varies with the height above ground. In this study we explore the propagation of a signal from the ionosphere in the presence of a rough, but spherical earth. The signal is a wave appearing to emanate from a distant high location (a point in the ionosphere) at some elevation angle with respect to the local horizontal plane. The receiving antenna captures the wave arriving by a direct path, added to the wave reflected from the earth's surface. Addition of the two waves results in a standing wave versus height at the receiving location. Because the vertical standing wave has peaks and can have deep nulls, there is an optimum height for a receiving antenna. We will show that the optimum height depends on the operating frequency, polarization, and on the elevation angle to the wave source. Furthermore, since the apparent wave reflection point is distant from the antenna, it is rarely important what the ground looks like directly under an elevated antenna. Performance is calculated in receive, but by reciprocity the transmit performance is identical.

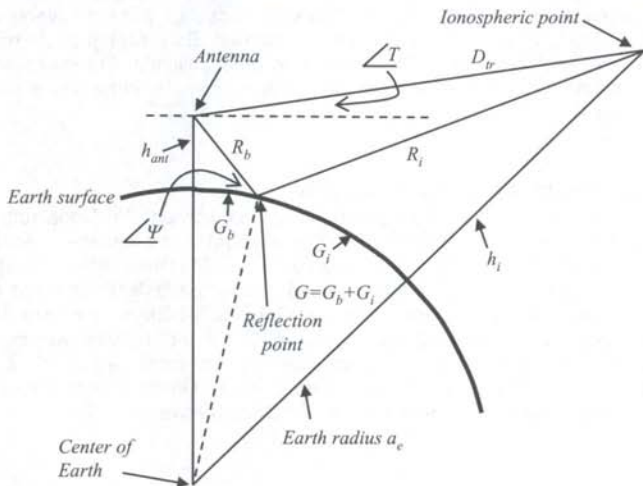


Figure 1. The spherical earth geometry is shown with an exaggerated height dimension. Source: based on [1].

Spherical Earth Geometry

Because we are dealing with distances that approach the earth's horizon, we calculate the direct path and the earth-reflected paths using spherical-earth reflection geometry. The solution to the spherical earth geometry (Skolnik, Chapter 2 [1]) involves the cubic equation

$$2G_b^3 - 3GG_b^2 + [G^2 - 2a_e(h_{ant} + h_i)]G_b + 2a_e h_{ant} G = 0 \quad (1)$$

to find the arc distance G_b to the reflection point. Parameters are the height of the antenna h_{ant} , the earth's radius a_e , and the angle T above the local horizontal to the wave source point in the ionosphere. In this paper all distance dimensions are meters. Figure 1 shows the spherical earth reflection geometry and identifies the parameters. The height of the source point in the ionosphere is shown highly exaggerated. The angle T is also called the local elevation angle, see the ARRL files [2]. The direct-wave

path is along D_r , and the reflected path includes distance R_i from the ionosphere to the reflection point and R_b from the reflection to the antenna. The reflection occurs at the arc distance G_b from the base of the antenna tower, and as the direct wave arrival angle T decreases, then the arc distance to the reflection point increases. Our chief concern is with the difference in the path lengths

$$\Delta R = (R_b + R_i - D_r) \quad (2)$$

and with the surface reflection coefficient at the reflection point because these will determine the nature of the fields variation versus height h_{ant} .

Reflection Coefficients and Combined Waves

Reflection from land or sea on a spherical earth is found using the plane wave reflection coefficients Γ_H for horizontal and Γ_V for vertical polarization (Siuwak, Chapter 6 [3]) modified by the divergence D and surface roughness S_r factors. The wave divergence factor is

$$D = \left[1 + \frac{2G_b G_i}{a_e G \sin \psi} \right]^{-1/2} \quad (3)$$

where ψ is the angle of incidence on the earth's surface. The surface roughness factor is

$$S_r = \exp(-r) I_0(r); \quad r = 2(kh_{sd} \sin(\psi))^2 \quad (4)$$

where I_0 is the modified Bessel function, $k = 2\pi f/c$ is the wave number, f is the signal frequency in Hz, and c is the speed of light in m/s. The roughness-factor for the reflected wave is based on a roughness factor originally derived for a ratio of rough-sea to smooth-sea reflection, and is applied here generally to an earth reflection. The surface roughness parameter h_{sd} is the standard deviation of the surface height distribution at the reflection region. The complete reflection coefficients for a rough spherical earth are thus $\Gamma_H S_r D$ and $\Gamma_V S_r D$. Strictly speaking the reflected term fields should be multiplied by $D_r/(R_b + R_i)$ to account for the difference in free space loss, but that term is very nearly unity.

For this study we will assume that polarization is not pure, but that horizontally polarized power is added to vertically polarized power in a ratio P_{HV} . For substantially horizontally polarized waves P_{HV} is chosen to be 10, and for substantially vertically polarized waves P_{HV} is 1/10. The polarization impurity primarily results in a slight reduction of the depths of nulls in the vertical standing wave patterns. The two polarization components are added as power because the polarization decomposition by the ionosphere and by reflection from a rough surface is generally random and time variable. Finally, we can write the expression for the normalized signal power P of the combined waves along the height h_{ant}

$$P = \frac{P_{HV} [1 + \exp(-jk\Delta R)\Gamma_H S_r D]^2 + [1 + \exp(-jk\Delta R)\Gamma_V S_r D]^2}{1 + P_{HV}} \quad (5)$$

The numerator "1" term in each bracket represents the direct wave amplitude, and remaining terms represent the reflected wave, each in ratio to the free space value. The phase difference ΔR along with the phase of the reflection coefficients conspire to produce the vertical standing wave pattern.

Since the earth's radius is large compared with the height of the ionosphere, angles T and ψ are nearly the same value, despite the exaggerated view in Figure 1. Since antenna patterns are essentially symmetrical in elevation about the horizontal plane, the direct wave entering the antenna from angle T above the horizontal plane is weighted by the same gain value as the reflected wave entering the antenna from an angle ψ below the horizontal plane for a level antenna with a symmetrical elevation pattern. Note also the earth's horizon is *slightly below* the antenna horizontal plane.

Expected Angles of Arrival

The expected arrival angles T for waves from the ionosphere can be found in sources like the ARRL data files in reference [2] for HF propagation. As an example, the combined 80m – 10m statistical arrival angles between Florida (FL) or Massachusetts (MA) and all regions of the World are shown in Figure 2 for illustration.

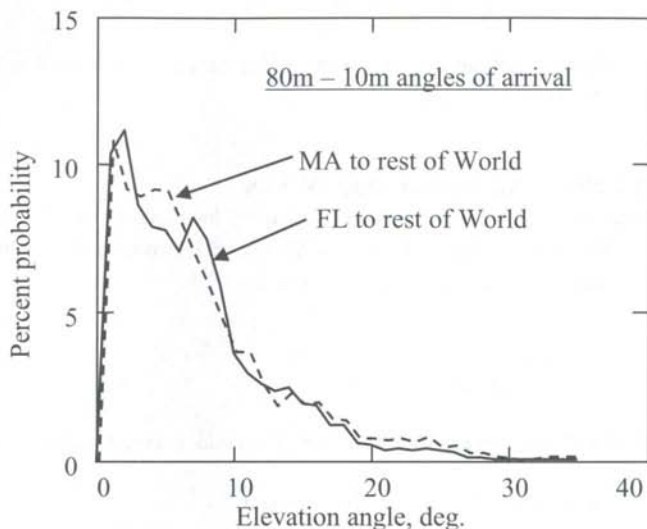


Figure 2. Composite probability of arrival angles.

We can derive from such statistics that half the arrival angles are less than 6 degrees, and that 90% of the arrival angles are smaller than about 16 degrees, while 99% are smaller than 27 degrees. So for HF cases, we would confine our interest to arrival angles less than 27 degrees, with emphasis perhaps from 2 to 16 degrees.

Similar curves may be derived for 6m sporadic-E propagation in general, and specifically between certain regions of the world. Notably, Gene Zimmerman, W3ZZ, in [4] and [5] comments on the work of Joe Kraft, CT1HZE, suggesting that arrival angle probabilities for 6m band sporadic-E are bimodal, with one peak at ~5 degrees and another at ~10 degrees with very little below 3 or 4 degrees or above ~13 or 14 degrees. Thus arrival angles in the 3 to 14 degrees emerge as a range of interest for 6m band sporadic-E operations. While different from HF in the specifics, the angle ranges of interest are similar.

Location of the Reflection Point

Equation (1) can be solved for the distance G_b to the reflection point on the earth's surface as a function of antenna height. There is only a very weak dependency on the height of the ionosphere; heights from 50km to 200km give essentially the same geometrical result. There is however a strong dependency on the antenna height. Figure 3 shows the distance to the reflection point as a function of arrival angle for several antenna heights between 3 and 100m.

Distance to the reflection point for 3, 10, 30, and 100 m high antennas with a 100 km high ionosphere are shown. The 30 m high antenna distances are also shown (dashed lines) for 50 km and 200 km high ionosphere. Since the reflection point is typically from a few kilometers to tens of meters away the ground immediately below the antenna does not affect elevated antenna performance. A very good approximation to the reflection point distance is

$$G_b = \frac{55h_{ant}}{T} \quad (6)$$

where h_{ant} is the antenna height in meters and T is the arrival angle in degrees.

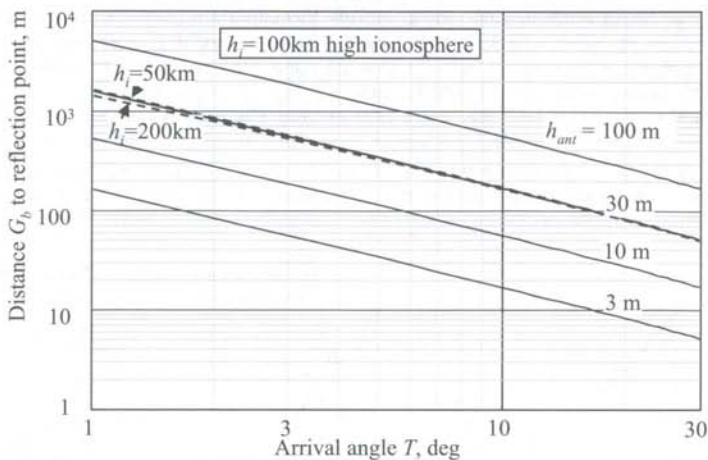


Figure 3. Distance to reflection point.

Earth Reflection Loss

The additional ground or sea reflection loss L_{earth} dB for multiple hop paths can be found by setting the direct wave "1" terms to zero in (5) and expressing the result in decibels. Figure 4 shows the loss in the 6m band for horizontal, vertical and a 50% mix of the polarization, for reflection from the sea and from a medium earth ($\epsilon = 12$) versus the angle T . We assume that the incidence angle ψ for multiple hop ground reflection very nearly equals the arrival elevation angle. The left hand curves are for a perfectly smooth surface, the right hand curve shows the increased losses when the roughness parameter is 3 m.

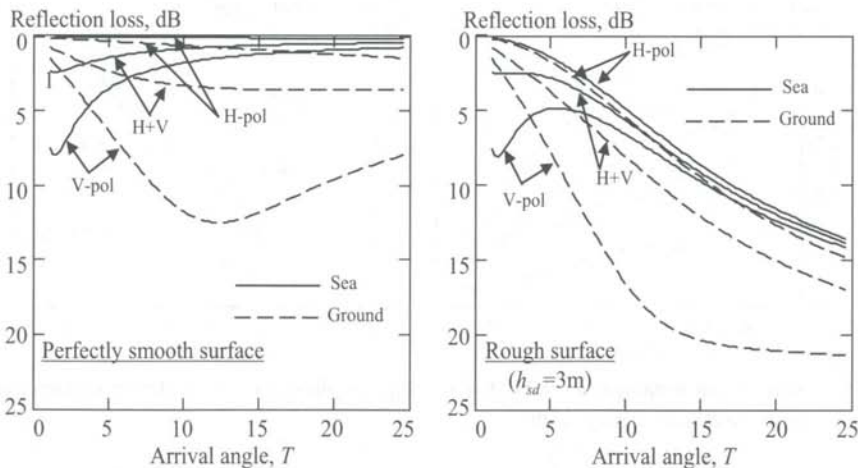


Figure 4. Surface roughness adversely affects reflection loss for multiple hop paths.

A rough sea or ground has a dramatic effect for arrival angles more than a few degrees. For $3 \leq T \leq 14$ degrees this reflection loss can amount to between 1 and 10 dB for horizontal polarization. The large range of surface reflection loss values over a range of angle and surface parameters results in a large uncertainty in the prediction of signal strengths involving multi-hop propagation.

Optimum Antenna Height

We can now solve Equation (5) for various frequencies, polarizations, ground constants, as a function of the height of an antenna. The specific antenna pattern, that is, the free space pattern, is not important as

long as the vertical beam width is sufficient to include the important angles of arrival, both above and below the local horizontal plane. We do note however, that as the angle T increases, the waves arrive in pairs above and below the main beam peak, so that the full antenna gain cannot be realized – especially for very high gain (narrow vertical beam width) antennas.

Figure 5 shows the geometry and the calculated vertical standing wave patterns produced by the interaction of the direct and earth reflected waves for earth ground parameters $\epsilon = 5, \sigma = 0.005 S/m$. The reflections are not strongly sensitive to the ground parameters because the wave incidence angles are typically small. Standing wave peaks and nulls depend on frequency and on arrival angle. This suggests an optimum antenna height.

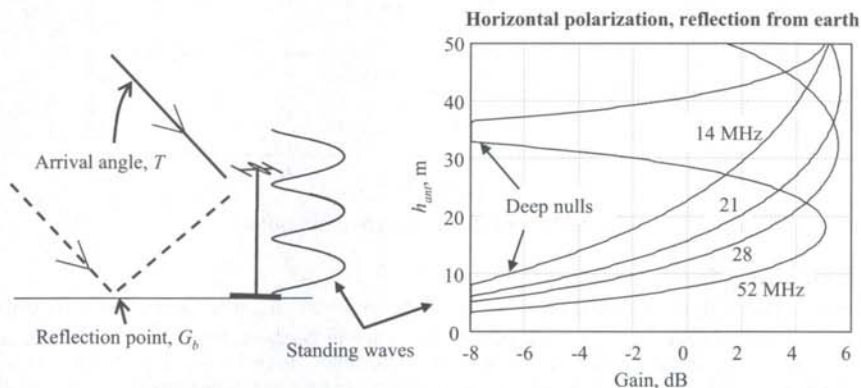


Figure 5. Horizontal polarization ($P_{HV} = 20$), earth ground, $T = 5$ deg, roughness is 2m.

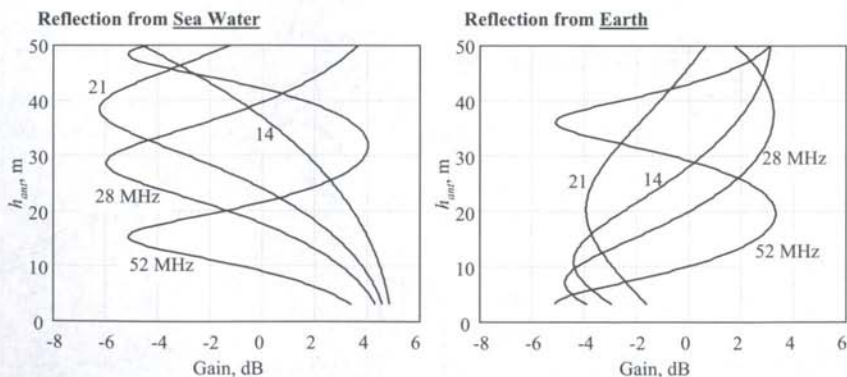


Figure 6. Vertical polarization ($P_{HV} = 0.05$), $T = 5$ deg, roughness is 3m, reflections from (left) sea water and from (right) earth.

Figure 6 shows the vertical polarization performance for reflection from sea water $\epsilon = 70.6, \sigma = 4.54 S/m$, (left) and from earth with $\epsilon = 5, \sigma = 0.005 S/m$ (right). The saline water model is from [3]. The sea reflected vertically polarized case has an optimum at sea level. This is why vertically polarized antennas on the beach are so effective on some DXpeditions such as the VP6DX operation. The gains shown in Figures 5 – 7 are in addition to any directive gain provided by the antenna system. Results in Figures 5 and 6 are exactly analogous to the results that have been predicted and measured to within a decibel at open air test sites (Section 6.3 in [3]) in the 130 to 932 MHz range.

Concentrating now on the 6m band, Figure 7 shows signal levels relative to the free space value for reflections from earth ($\epsilon = 5, \sigma = 0.005 S/m$). These are not antenna patterns but rather signal field strength levels that are then sampled by an antenna. The axes have been flipped compared with the

previous curves. The upper dashed asymptote is the *maximum constructive interference* for all arrival angles, but is governed principally by arrival angles less than several degrees. The lower dashed asymptote is defined by the *destructive interference*. The lower asymptote intersects the lowest arrival angle curves at a low antenna height. If a continuum of angles had been used, the entire region between the asymptotes would be filled. The vertical separation between the upper and lower dashed lines is the range of "height gain" relative to a free space path for a given antenna height. The optimum occurs at the height where the desired lowest angle curve and the maximum constructive interference asymptote have the smallest separation between them, where the height gain varies the least amount. The actual free space antenna gain adds to this height gain. Shown in Figure 7, the lower left curves for 1 and 3 degree angle of arrival define the lower limits of desirable antenna height. The values in between the asymptotes are the range of gains/losses relative to the free space propagation which is to be added to the actual antenna directive gain at the antenna elevation pattern angles $\pm T$ degrees. The shaded region in Figure 7, bounded by $8m < h_{ant} < 17m$ and by the two asymptotes, represents optimum antenna height range for arrival angles greater than 1 to 3 degrees. Antennas that are higher will encounter degraded performance at the lower angles of arrival because the nulls defining the lower asymptote are likely to be a factor. This is why in some cases a lower antenna can significantly outperform a higher antenna.

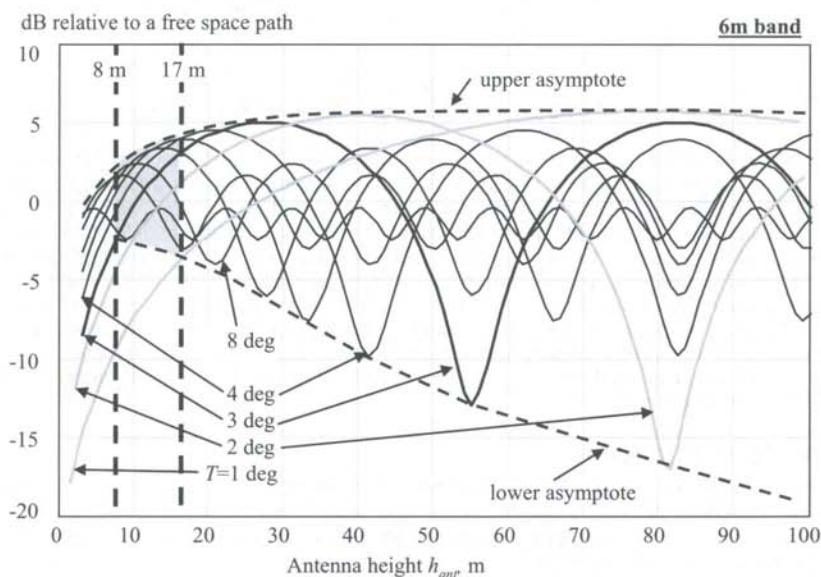


Figure 7. Horizontal polarization ($P_{HV} = 20$), reflections from earth, 6m band.

The results in Figure 7 help to explain the occasional spectacular DX results possible from a low indoor attic antenna (see Kai Siwiak KE4PT [6]). If the arrival angle is, say >5 degrees, the low antenna captures signals that are not dramatically worse than from a high antenna. The difference in performance is governed primarily by the relative directive gains of the antennas. Indeed, KE4PT has confirmed 6m QSOs from Florida with CT1HZE, 9H1BT, and EA7KW, among others, and with 28 USA states.

Multiband Operations

The vertical interference pattern and surface roughness scale with wavelength. However, the geometry of the reflection point, including divergence, are fixed in dimension so they don't scale with wave length. Thus, the destructive interference (null depths) and constructive interference (peaks) will vary across the frequency bands. Some antennas, such as the multiband yagi beams, can cover the 40m – 6m bands in a single structure. Raising and lowering such an antenna is not usually desirable, so knowing an overall optimum height could be very useful.

A family of curves like in Figure 7 can be calculated for any frequency band or any combination of frequency bands. The optimum height is then chosen where the minimum needed arrival elevation angle first intersects the lower asymptote (example: 8m height for 3 deg angle in Figure 7). These optima are

shown plotted in Figure 8 across frequency with minimum angle as a parameter. The analysis across 40m through 6 m bands reveals that the highest frequency in a desired range of frequencies *served by a single antenna height* defines the optimum *compromise* antenna height for those frequencies. We keep in mind that the lowest arrival angle is preferred. Because of frequency scaling, the lower frequency antennas operate better at higher antenna heights as seen in Figure 8.

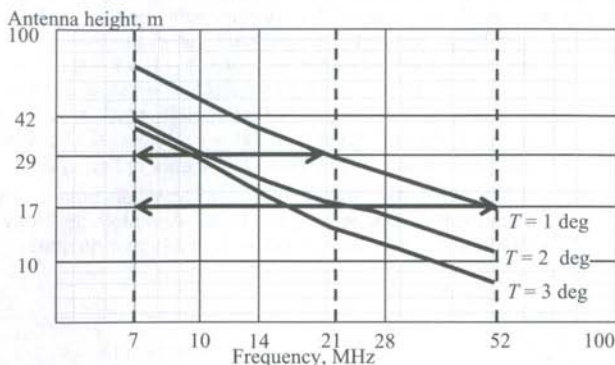


Figure 8. Optimum antenna heights for various frequencies.

If operation anywhere in the 6m – 40m bands is of equal interest, the "best" height is 17m. That height is suitable for arrival angles as low as 1 deg in the 6m band, and is also suitable for angles above 3 deg down to 20m. In the 40m and 30m bands the results are "best effort", but will be fine for arrival angles as low as 4 deg. If 40m – 15m bands are of primary interest, the best height is 29m defined by the 15m band performance. That height is optimum for down to 2 deg in the 30m band. The heights between about 17m and 29m (55 to 95 ft) emerge as a good compromise choices for multiband HF and 6m band applications. This analysis provides some insight into the physical basis for the operation of phased yagi antennas mounted at different heights on a tower. By combining the signals from the two or more yagis through phase shifters, such an antenna system might be able to enhance gain in the direct-wave path while minimizing the destructive interference from the ground reflection. Possibly significant performance improvement could be realized.

Path Link Considerations

Path link loss depends on the height of the ionosphere h_i as well as on the arrival angle T . Figure 9 shows the hop distances for several ionospheric heights as a function of the arrival angle for an effective earth radius of 8,500 km. An ionospheric height of 120 km will result in a 2,300 km hop for a 2 degree arrival angle, marked "+" in Figure 9.

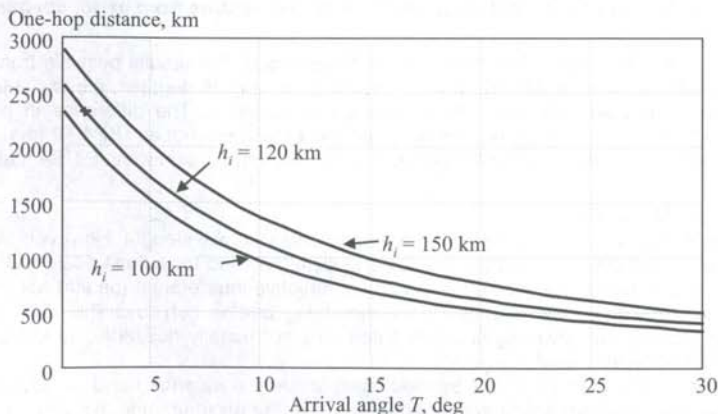


Figure 9. Hop distances.

A wave interference gain g_{wave} dB shown in Figure 7 applies to each end of the link. Ionospheric reflection/refraction loss is L_{ion} dB (see [7]) and can be as little as 2–5 decibels. The 6m band free space loss is $6.6 + 20 \log(2D_r)$ for one hop, D_r is in m. Each additional j^{th} hop adds additional free space loss, an earth reflection loss $L_{\text{earth},j}$ (from Figure 4), and another ionospheric reflection loss $L_{\text{ion},j}$. The path loss in the 6m band for n hops is written in (6) so that the bracketed terms are for a single hop, including wave interference at link ends A and B. The braces contain additional losses for hops 2 through n if present.

$$L_{\text{path}} = [6.6 + 20 \log(2D_r) + L_{\text{ion}} - g_{\text{wave},A} - g_{\text{wave},B}] + \left\{ \sum_{j=2}^n \left(20 \log \left(\frac{j}{j-1} \right) + L_{\text{ion},j} + L_{\text{earth},j} \right) \right\} \quad (6)$$

In a 5-hop 10,000 km path the arrival angle is 2.3 degrees, if $L_{\text{ion}} = 5$ dB, $L_{\text{earth},j} = 2$ dB, and antennas are placed so that $g_{\text{wave}} = 0$ dB, then the first hop + second + third + fourth + fifth hops produces a path loss $L_{\text{path}} = 143.6 + 13.1 + 10.5 + 9.5 + 8.9 = 185.6$ dB. Antenna gains (12 dBi here) subtract from the path loss. We'll use the IARU standard S-meter which is calibrated to read -121 dBm for S1, with 6 dB per S-unit. Transmitting 1kW PEP (60dBm) results in about 450W average (56 dBm) processed SSB or CW, and with 12 dBi antennas at each end will give us a received S-meter reading of $(56 + 12 - 185.6 + 12 - 121)/6$ or $S = 2.6$. By comparison, thermal noise with a 2 dB noise figure in a 2,400 Hz SSB bandwidth would be 17 dB below S1, while a 300 Hz CW bandwidth would produce thermal noise 26 dB below S1. Uncertainties in the ionospheric reflection/refraction loss increase as the number of hops increases, (6) represents a best case value. Link reliability can be estimated by attaching variances to the several propagation loss components and by using the method of Hagn, described in Section 8.4 of [3].

Summary and Conclusions

Constructive and destructive wave interference from a direct path and an earth reflected path causes a vertical standing wave at the antenna location. The standing wave pattern details depend on the wave angle of arrival, polarization, and on whether the reflection point was ground or sea water. Optimum antenna heights are largely governed by the lowest arrival angle deemed important, and antennas that are placed too high can suffer from significant wave-destructive interference at many arrival angles. The reflection point is typically several kilometers for low arrival angles, but can be tens of meters for very high arrival angles too, so the condition of the ground immediately below an elevated antenna is of little importance. Optimum heights may be found per frequency band, or a compromise height can be found for a multiband antenna operating over several bands. Keeping in mind that this analysis was limited to rough but not locally mountainous earth nor a densely urban region, antenna heights in the range of 17m to 29m are found to be reasonable compromise choices for multiband antennas operating from a fixed height.

References

- [1] M. I. Skolnik, Radar Handbook, Second Edition, McGraw-Hill Professional, 1990.
- [2] <http://www.arrl.org/notes/antbook/yt-files.html>, Signal elevation angle statistical files, accessed 1 March 2010.
- [3] K. Siwiak, Y. Bahreini, Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications, Third Edition, Artech House, Norwood MA, 2007.
- [4] Eugene Zimmerman, W3ZZ, Long Distance Es Propagation on 50 MHz at Solar Cycle Minimum -- Part 1, The World Above 50 MHz, QST, July 2009, p88.
- [5] Eugene Zimmerman, W3ZZ, Long Distance Es Propagation on 50 MHz at Solar Cycle Minimum -- Part 2, The World Above 50 MHz, QST, August 2009, p86.
- [6] Kai Siwiak, KE4PT, An All-band Attic Antenna, QST, October 2007, p33-37.
- [7] Recommendation ITU-R P.534-4.

Kazimierz (Kai) Siwiak, KE4PT, earned a Ph.D. from Florida Atlantic University, Boca Raton, FL., and his B.S.E.E. and M.S.E.E. from the Polytechnic Institute of Brooklyn, Brooklyn, NY. He is a registered Professional Engineer and Senior member of IEEE. Dr. Siwiak holds 36 US patents, has authored many papers, four textbooks, and has contributed chapters to other books. He holds an Extra Class amateur radio operator license and is a life member of AMSAT and a member of ARRL where he serves on the RF Safety Committee and is a Technical Advisor. He was involved with SAREX (Space Amateur Radio Experiment) as a team member, including many SAREX operations and school contacts. His interests include flying (instrument and multiengine commercial pilot), hiking and camping.

Optimale Höhe einer Funkantenne über Grund

von Kazimierz "Kai" Siwiak, KE4PT, ke4pt@amsat.org

Einleitung

Die Signalstärke bei einer Empfangsstelle hängt ab von der Höhe, in der sich die Antenne über dem Erdboden befindet. In dieser Arbeit wird die Ausbreitung eines Signals von der Ionosphäre in Anwesenheit einer rauen, aber sphärischen Erdoberfläche untersucht. Das Signal ist eine Welle, die von einem entfernten hohen Ort (einem Punkt in der Ionosphäre) mit einem gewissen Elevationswinkel relativ zur horizontalen Ebene zu entspringen scheint. Die Empfangsantenne nimmt die Welle direkt von dort auf und noch einmal reflektiert von der Erdoberfläche. Die Addition dieser beiden Signale resultiert in einer stehenden Welle in Abhängigkeit von der Höhe der Empfangsantenne. Weil die vertikale stehende Welle Maxima hat und tiefen Nullstellen haben kann, gibt es eine optimale Höhe für eine Empfangsantenne. Es wird gezeigt, dass die optimale Höhe von der Arbeitsfrequenz, Polarisation und dem Elevationswinkel der Wellenquelle abhängt. Außerdem ist es, da der offensichtliche Reflektionspunkt sich entfernt von der Antenne befindet, nur selten wichtig, wie die Erdoberfläche direkt unter der Antenne beschaffen ist. Die Berechnungen werden für den Empfangsfall vorgenommen, gelten reziprok aber genauso für das Senden.

Abb. 1. Die sphärische Geometrie der Erde wird mit übertriebenen Höhendimensionen dargestellt. Basierend auf (1).

Sphärische Geometrie der Erde

Weil wir uns mit Entfernungen beschäftigen, die den Erdhorizont erreichen, berechnen wir den direksten Pfad und die von der Erde reflektierten Pfade mittels sphärischer Erdreflektions-Geometrie. Die Lösung für die sphärische Erdgeometrie (Skolnik, Chapter 2 [1]) beinhaltet die kubische Gleichung

$$2G_b^3 - 3GG_b^2 + [G^2 - 2a_e(h_{ant} + h_i)]G_b + 2a_e h_{ant} G = 0 \quad (1)$$

um die Bogenentfernung G_b zum Reflektionspunkt zu berechnen. Parameter sind die Höhe der Antenne h_{ant} , der Erdradius a_e und der Winkel T zwischen dem lokalen Horizont und Wellenquellen-Punkt in der Ionosphäre. In diesem Artikel werden alle Dimensionen in Metern angegeben. Abb. 1. zeigt die sphärische Erdreflektionsgeometrie und erklärt die Parameter. Die Höhe des Quellenpunktes in der Ionosphäre ist stark übertrieben dargestellt. Der Winkel T wird auch lokaler Elevationswinkel genannt, siehe ARRL-Daten [2]. Der direkte Wellenpfad ist entlang D_r und der reflektierte Pfad schließt den Abstand R_i von der Ionosphäre zum Reflektionspunkt und R_b von der Reflektion zur Antenne ein. Die Reflektion tritt auf bei der Bogenentfernung G_b von der Basis des Antennenmastes und mit kleiner werdendem direkten Welleneinfallswinkel T wird die Bogenentfernung zum Reflektionspunkt größer. Unser Hauptinteresse liegt auf der Differenz der beiden Pfadlängen

$$\Delta R = (R_b + R_i - D_r) \quad (2)$$

und auf dem Oberflächenreflektionskoeffizienten am Reflektionspunkt, weil diese die Art der Feldvariation in Abhängigkeit von Antennenhöhe h_{ant} bestimmen.

Reflektions-Koeffizienten und kombinierte Wellen

Reflektion an Land oder See auf einer sphärischen Erde wird beschrieben durch die Wellenreflektionskoeffizienten für die Ebene, Γ_H für horizontale und Γ_V für vertikale Polarisation (Siwiak,

Chapter 6 [3]), modifiziert durch die Faktoren Divergenz D und Oberflächenrauheit S_r . Der Wellendivergenzfaktor ist

$$D = \left[1 + \frac{2G_h G_i}{a_e G \sin \psi} \right]^{-1/2} \quad (3)$$

mit ψ für den Einfallswinkel auf die Erdoberfläche. Der Rauheitsfaktor für die Oberfläche ist

$$S_r = \exp(-r) I_0(r); \quad r = 2(kh_{sd} \sin(\psi))^2 \quad (4)$$

mit I_0 für die modifizierte Bessel-Funktion, $k = 2\pi f/c$ ist die Wellenzahl, f die Signalfrequenz in Hz und c die Lichtgeschwindigkeit in m/s.

Der Rauheitsfaktor bei der reflektierten Welle basiert auf einem Rauheitsfaktor der ursprünglich von einem Verhältnis zwischen rauher und glatter See abgeleitet wurde und hier generell für die Erdreflektion angewendet wird. Der Oberflächenrauheitsparameter h_{sd} ist die Standardabweichung der Oberflächenhöhenverteilung in der Reflektionsregion. Die kompletten Reflektionskoeffizienten für die raue sphärische Erde sind folglich $\Gamma_H S_r D$ und $\Gamma_V S_r D$. Genau genommen sollte der Term für die Reflektion mit $D_r/(R_h + R_e)$ multipliziert werden, um den Unterschied bei der Freiraumdämpfung zu berücksichtigen, aber dieser Term liegt sehr nahe bei Eins.

Für unsere Betrachtungen werden wir annehmen, dass die Polarisation nicht rein ist, sondern dass horizontal polarisierte Leistung und vertikal polarisierte Leistung sich in einem Verhältnis P_{HV} addieren.

Für im Wesentlichen horizontal polarisierte Wellen wird für P_{HV} 10 gewählt und für im Wesentlichen vertikal polarisierte Wellen wird für P_{HV} 1/10 gewählt. Die Unreinheit der Polarisation führt primär zu einer leichten Reduzierung der Tiefe der Nullstellen im Muster der vertikalen stehenden Wellen.

Die beiden Polarisationskomponenten werden als Leistungen addiert, weil die Polarisationsveränderung durch die Ionosphäre und durch die Reflektion an einer rauhen Oberfläche generell zufällig und mit der Zeit veränderlich erfolgt. Nun können wir den Ausdruck für die normalisierte Signalleistung P von kombinierten Wellen entlang der Höhe h_{ant} beschreiben als

$$P = \frac{P_{HV} [1 + \exp(-jk\Delta R) \Gamma_H S_r D]^2 + [1 + \exp(-jk\Delta R) \Gamma_V S_r D]^2}{1 + P_{HV}} \quad (5)$$

Die "1" in jeder Klammer repräsentiert die Amplitude der direkten Welle und die übrigen Terme die reflektierte Welle, jeweils im Verhältnis zum Freiraumwert. Die Phasendifferenz ΔR zusammen mit der Phase der Reflektionskoeffizienten tun sich zusammen zur Erzeugung des Musters der vertikalen stehenden Welle. Da der Erdradius groß ist im Vergleich zur Höhe der Ionosphäre, haben die Winkel T und ψ nahezu den gleichen Wert, trotz der übertriebenen Darstellungsweise in Abb.1. Da Antennendiagramme im Wesentlichen in der Elevation symmetrisch zur horizontalen Ebene sind, wird die an der Antenne aus dem Winkel T über dem Horizont ankommende direkte Welle mit dem selben Gewinnwert gewichtet, wie die reflektierte Welle, die die Antenne mit dem Winkel ψ unterhalb der horizontalen Ebene erreicht, gültig bei einer Hochantenne mit symmetrischem Elevationsdiagramm. Man beachte auch, dass der Erdhorizont sich etwas unterhalb der horizontalen Ebene der Antenne befindet.

Erwartete einfallende Winkel

Die zu erwartenden Einfallswinkel T für die Wellen aus der Ionosphäre können für die KW-Bänder in Quellen wie den ARRL-Files in [2] gefunden werden. Als Beispiel zur Illustration werden in Abb. 2 einmal die für 80m bis 10m kombinierten statistischen Einfallswinkel zwischen Florida (FL) bzw.. Massachusetts (MA) und allen anderen Regionen der Welt gezeigt.

Abb. 2. Gesamtwahrscheinlichkeit der Einfallswinkel.

Man kann aus solchen Statistiken ablesen, dass die Hälfte der Winkel kleiner als 6 Grad sind, und dass 90% der Einfallswinkel kleiner als 16 Grad sind, bzw. 99% kleiner 27 Grad. Für KW-Anwendungen würden wir also unser Interesse auf Einfallswinkel kleiner 27 Grad legen, eventuell mit einer Betonung auf den Bereich von 2 bis 16 Grad.

Ähnliche Kurven können generell für Sporadic-E-Ausbreitung auf 6m erhalten werden, uns spezifisch zwischen bestimmten Regionen der Welt. Beachtenswerte sind hierzu die Kommentare von Gene Zimmerman, W3ZZ, in [4] und [5] über die Arbeit von Joe Kraft, CT1HZE, die besagen, dass die Wahrscheinlichkeiten der Einfallswinkel bei 6m Sporadic-E zwei Gipfel aufweisen, mit einer Spitze bei ungefähr 5 Grad und einer anderen bei ungefähr 10 Grad und sehr wenig unterhalb 3 bis 4 Grad und oberhalb 13 bis 14 Grad. Folglich wären Einfallswinkel im Bereich von 3 bis 14 Grad der interessante Bereich für 6m-Es-Betrieb. Obwohl im Speziellen von der Kurzwelle abweichend, sind die Winkelbereiche aber generell bei beiden ähnlich.

Ort des Reflektionspunktes

Gleichung (1) kann für die Entfernung G_b zum Reflektionspunkt auf der Erdoberfläche als Funktion von der Antennenhöhe gelöst werden. Es gibt nur eine ganz geringe Abhängigkeit von der Höhe der Ionosphäre, Höhen von 50km bis 200km ergeben im Wesentlichen das selbe geometrische Ergebnis. Aber es gibt eine starke Abhängigkeit von der Antennenhöhe. Abb. 3 zeigt den Abstand zum Reflektionspunkt als Funktion des Einfallswinkels für verschiedene Antennenhöhen von 3 bis 100m.

Der Abstand zum Reflektionspunkt für 3, 10, 30 und 100m hohe Antennen mit einer 100km hohen Ionosphäre werden gezeigt. Für die 30m hohe Antenne werden die Entfernungen (gestrichelte Linien) auch für eine 50km und 200km hohe Ionosphäre gezeigt. Da der Reflektionspunkt typischerweise im Bereich von einigen Kilometern bis zu einigen zehn Metern entfernt liegt, beeinflusst der Grund direkt unter der Antenne die Leistung der Hochantenne nicht. Eine sehr gute Näherung für den Abstand des Reflektionspunktes ist

$$G_b = \frac{55h_{ant}}{T} \quad (6)$$

mit h_{ant} für die Antennenhöhe in Metern und T für den Einfallswinkel in Grad.

Abb. 3. Abstand zum Reflektionspunkt..

Verlust bei Erdreflektion

Der zusätzliche Verlust durch die Erd- oder Seereflektion L_{earth} in dB für *multi-hop* Pfade kann gefunden werden durch das Auf-Null-Setzen der „1“-Terme für die direkte Welle in Gleichung (5) und Ausdruck des Ergebnisses in Dezibel. Abb. 4 zeigt den Verlust im 6-m-Band für horizontale, vertikale und einen 50%-Mix beider Polarisationen für die Reflektion an Wasser und einer durchschnittlichen Erde ($\epsilon = 12$) gegenüber dem Winkel T . Wir nehmen dabei an, dass der Einfallswinkel ψ für multi-hop Grundreflektionen sehr nahe beim ankommenden Einfallswinkel liegt. Die Kurven links in der Abb. sind für eine perfekt glatte Oberfläche, die Kurven rechts zeigen die erhöhten Verluste, sobald der Rauigkeitsparameter 3m beträgt.

Abb 4. Die Unebenheit der Oberfläche beeinflusst den Reflektionsverlust nachteilig bei Multi-Hop-Ausbreitung.

Eine raue See oder Untergrund haben einen dramatischen Effekt für Einfallswinkel, die größer sind als einige wenige Grad. Für $3 \leq T \leq 14$ Grad kann der Reflektionsverlust zwischen 1 und 10dB für horizontale Polarisation betragen. Der große Bereich von möglichen Werten für den Oberflächenreflektionsverlust über einen Bereich von Winkeln und Oberflächenparametern resultiert in einer großen Unsicherheit bei der Vorhersage von Signalstärken bei der multi-hop Ausbreitung.

Optimale Antennenhöhe

Wir können nun die Gleichung (5) als Funktion der Antennenhöhe für verschiedene Frequenzen, Polarisationen und Oberflächenkonstanten auflösen. Das spezifische Antennendiagramm, das Freiraumdiagramm also, ist nicht wichtig solange der vertikale Öffnungswinkel ausreichend groß ist, um alle wichtigen Einfallswinkel einzuschließen, sowohl oberhalb als auch unterhalb der horizontalen Ebene.

Anzumerken ist jedoch, dass wenn der Winkel T größer wird, die Wellen in Paaren ober- und unterhalb des Maximums der Hauptkeule einfallen, so dass der volle Antennengewinn insbesondere bei Hochgewinnantennen (mit engem vertikalem Diagramm) nicht realisiert werden kann.

Abb. 5 zeigt die Geometrie und die berechnete vertikale stehende Wellenform, die durch die Interaktion von direkter und erdreflektierter Welle produziert wird mit den Bodenparametern $\varepsilon = 5, \sigma = 0.005 S/m$.

Die Reflektionen sind nicht stark von den Bodenparametern abhängig, weil die einfallenden Winkel typischerweise klein sind. Maxima und Nullstellen der stehenden Welle hängen ab von Frequenz und Einfallswinkel. Das legt eine optimale Antennenhöhe nahe.

Abb. 5. Horizontale Polarization ($P_{HV} = 20$), Landoberfläche, $T = 5$ Grad, Rauheit 2m.

Abb. 6. Vertikale Polarization ($P_{HV} = 0.05$), $T = 5$ Grad, Rauheit 3m, Reflektionen vom Seewasser (links) und von der Erde (rechts).

Abb. 6 zeigt die Leistung mit vertikaler Polarisation für Reflektion an Seewasser mit $\varepsilon = 70.6, \sigma = 4.54 S/m$ (links) und am Erdboden mit $\varepsilon = 5, \sigma = 0.005 S/m$ (rechts). Das Salzwassermodell stammt aus [3]. Der Fall mit Seewasser und vertikaler Polarisation hat ein Optimum bei Seehöhe. Das ist der Grund warum vertikal polarisierte Antennen am Strand bei einigen DX-Expeditionen so effektiv sind, wie z.B. der VP6DX-Aktivität. Die Gewinne in Abb. 5 bis 7 sind zusätzlicher Gewinn zu dem der Richtantennen. Die Ergebnisse in Abb 5 und 6 sind exakt entsprechend zu den Resultaten, die innerhalb eines Dezibels vorhergesagt und mittels Feldversuchen im Bereich zwischen 130 und 932 MHz gemessen wurden (Kapitel 6.3 in [3]).

Genauere Betrachtung des 6m-Bandes in Abb. 7 zeigt Signalpegel relativ zum Freiraumwert für Reflektionen an der Erde ($\varepsilon = 5, \sigma = 0.005 S/m$). Dies sind keine Antennendiagramme, sondern Signalfeldstärken, die dann von einer Antenne aufgenommen werden.

Im Vergleich zu den vorherigen Kurven wurden die Achsen vertauscht. Die obere gestrichelte Asymptote steht für die *maximale konstruktive Interferenz* für alle Einfallswinkel, wird aber prinzipiell bestimmt von Einfallswinkeln, die kleiner als einige wenige Grad sind. Die untere gestrichelte Asymptote wird bestimmt durch die *destruktive Interferenz*. Die untere Asymptote schneidet die untersten Kurven der Einfallswinkel bei einer niedrigen Antennenhöhe. Wenn ein Kontinuum von Winkeln verwendet worden wäre, würde der gesamte Bereich zwischen den Asymptoten ausgefüllt sein. Der vertikale Abstand zwischen den oberen und unteren gestrichelten Linien ist der Bereich des „Höhengewinns“ relativ zum Freiraumpfad für eine gegebene Antennenhöhe. Das Optimum tritt bei der Höhe auf, bei der die erwünschte Kurve für den niedrigsten Winkel und die Asymptote für die maximale konstruktive Interferenz den kleinsten Abstand zueinander aufweisen, wo also der Höhengewinn im geringsten Umfang variiert. Der vorliegende Freiraum-Antennengewinn addiert sich zu diesem Höhengewinn. In Abb. 7 definieren die Kurven unten links für die 1 und 3-Grad-Winkel die untere Grenze für die erwünschte Antennenhöhe. Die Werte zwischen den beiden Asymptoten sind der Bereich für Gewinne/Verluste relativ zur Freiraumausbreitung, die zum aktuellen Gewinn der Antenne im Elevationsdiagramm bei den Winkeln $\pm T$ addiert werden müssen. Der schattierte Bereich in Abb. 7, der durch $8m < h_{ant} < 17m$ und die beiden Asymptoten begrenzt wird, stellt den optimalen Bereich der Antennenhöhe für Einfallswinkel dar, die größer als 1 bis 3 Grad sind. Antennen, die höher sind, werden eine schlechtere Leistung bei niedrigeren Winkeln aufweisen, da die Nullstellen, die die untere Asymptote definieren, zu einem Faktor werden. Das ist der Grund dafür, dass in einigen Fällen eine niedrigere Antenne einer höheren Antenne deutlich überlegen sein kann.

Abb. 7. Horizontale Polarization ($P_{HV} = 20$), Reflektionen von der Erde, 6-m-Band.

Die Ergebnisse aus Abb. 7 helfen auch zu erklären, warum zeitweise spektakuläre DX-Ergebnisse mittels niedriger Unterdachantennen möglich sind (siehe Kai Siwiak KE4PT [6]). Wenn der Einfallswinkel, sagen wir mal, >5 Grad ist, nimmt die niedrige Antenne Signale auf, die nicht dramatisch leiser sind, als die einer hohen Antenne. Der Unterschied wird primär nur durch die Differenz beim Antennengewinn bestimmt. In der Praxis hat KE4PT (mit Unterdachantenne) aus Florida bestätigte 6m-QSOs mit CT1HZE, 9H1BT, EA7KW u.a. und mit 28 USA-Staaten.

Multiband-Betrieb

Das vertikale Interferenzmuster und die Oberflächenrauigkeit stehen im Bezug zu Wellenlänge. Die

Geometrie des Reflektionspunktes jedoch, einschließlich der Divergenz, sind Festpunkte, die nicht von der Wellenlänge abhängig sind. Folglich werden die destruktive Interferenz (Nullstellen) und die konstruktive Interferenz (Maxima) mit den Frequenzbändern variieren. Einige Antennen wie Multiband-Yagis, können die Bänder von 40m bis 6m in einer Antennenstruktur abdecken. Das Hoch- und Runterfahren einer solchen Antenne ist normalerweise nicht erstrebenswert, so dass die Kenntnis einer optimalen Höhe für das Gesamtsystem sehr nützlich sein kann.

Eine Kurvenschar wie in Abb. 7 kann für jedes Frequenzband oder jede Kombination von Frequenzbändern berechnet werden. Die optimale Höhe wird dort angesetzt, wo der minimal benötigte Einfallswinkel zuerst die untere Asymptote schneidet (Beispiel: 8m Höhe für 3 Grad Winkel in Abb. 7). Diese Optima werden in Abb. 8 gegen die Frequenz aufgetragen mit dem Minimalwinkel als Parameter. Die Analyse von 40m bis zum 6m-Band zeigt, dass die höchste Frequenz in einem gewünschten Bereich von Frequenzbändern, der durch *eine einzige Antennenhöhe* abgedeckt werden soll, den optimalen Kompromiß für die Antennenhöhe für all diese Frequenzen darstellt.

Abb. 8. Optimale Antennenhöhen für verschiedene Frequenzen.

Wenn Funkbetrieb im Bereich von 6m und 40m überall von gleichem Interesse ist, ist die „beste“ Höhe 17 Meter. Diese Höhe ist angemessen für Einfallswinkel herunter bis 1 Grad auf dem 6-m-Band und ist ebenfalls angemessen für Winkel über 3 Grad herunter bis 20m. Für 40m und 30m sind die Resultate das best Machbare, aber gut für Einfallswinkel bis 4 Grad herunter. Wenn die Bänder von 40m bis 15m am wichtigsten sind, ist die beste Höhe 29m, bestimmt durch die Leistung im 15-m-Band. Diese Höhe ist ein Optimum herunter bis 2 Grad auf dem 30-m-Band. Die Höhen zwischen 17m und 29m (55 bis 95ft) stellen einen guten Kompromiß für Multiband-KW- und 6m-Anwendungen dar.

Diese Analyse gibt etwas Einblick in die physikalische Basis für den Betrieb von gephasen Yagi-Systemen, die sich in verschiedenen Höhen auf einem Mast befinden. Durch Kombination der Signale zweier oder mehrere Yagis mittels Phasenschieber, kann ein solches System den Gewinn im Pfad der direkten Welle erhöhen, während die destruktive Komponente von der Bodenreflektion minimiert werden kann. Eine deutliche Leistungserhöhung der Antenne könnte so realisiert werden.

Betrachtungen zur Signalstrecke

Die Streckendämpfung hängt ab von der Höhe h_i der Ionosphäre, sowie vom Einfallswinkel T . Abb. 9 zeigt die Sprungentfernungen für verschiedene Ionosphärenhöhen als Funktion des Einfallswinkels für einen effektiven Erdradius von 8,500 km. Eine Ionosphärenhöhe von 120km wird in einem 2300km-Sprung und einem 2-Grad-Einfallswinkel resultieren, dies ist mit „+“ in Abb. 9 markiert.

Abb 9. Hop-Entfernungen.

Ein Welleninterferenzgewinn g_{wave} dB, wie in Abb. 7 gezeigt, liegt auf beiden Seiten der Strecke vor. Der ionosphärische Verlust durch Reflektion/Refraktion ist L_{ion} dB (siehe [7]) und kann so niedrig wie 2 bis 5 dB sein. Die Freiraumstreckendämpfung im 6-m-Band beträgt $6.6 + 20 \log(2D_{tr})$ für einen Sprung, mit D_{tr} in m. Jeder weitere Sprung j^{th} addiert zusätzliche Streckendämpfung, Erdoberflächenreflektionsverlust $L_{earth, j}$ (aus Abb. 4) und einen weiteren ionosphärischen Reflektionsverlust $L_{ion, j}$. Die Streckendämpfung im 6-m-Band für n Sprünge wird durch Gleichung (6) beschrieben, der Term in Klammern links steht für einen einzelnen Sprung und umfasst die Welleninterferenzen an den Enden A und B der Strecke. Die Klammer rechts umfasst die zusätzlichen Verluste für 2 bis n Sprünge, sofern vorhanden.

$$L_{path} = \left[6.6 + 20 \log(2D_{tr}) + L_{ion} - g_{wave,A} - g_{wave,B} \right] + \left\{ \sum_{j=2}^n \left(20 \log \left(\frac{j}{j-1} \right) + L_{ion, j} + L_{earth, j} \right) \right\} \quad (6)$$

Bei einer 5-fach-Sprung-Ausbreitung ist der Einfallswinkel 2.3 Grad, mit $L_{ion} = 5$ dB, $L_{earth, j} = 2$ dB und so platzierten Antennen, dass $g_{wave} = 0$ dB ist, wird dann der erste + zweite + dritte + vierte + fünfte Sprung einen Streckendämpfung von $L_{path} = 143.6 + 13.1 + 10.5 + 9.5 + 8.9 = 185.6$ dB erzeugen.

Die Antennengewinne (hier angenommen 12 dBi) werden von der Streckedämpfung abgezogen. Wir verwenden das IARU-Standard-S-Meter, das für $S_1 = -121\text{dBm}$ setzt und 6dB pro S-Stufe. Gesendet wird mit 1KW PEP (60dBm), was in SSB oder CW im Schnitt etwa 450 Watt sind (56 dBm). Mit den jeweils 12 dBi Antennengewinn an jedem Ende erhalten wir am RX einen S-Meter-Ausschlag von $(56+12-185.6+12-121)/6$ oder $S=2.6$. Zum Vergleich: das thermische Rauschen bei 2 dB NF und 2400 Hz SSB-Bandbreite wäre 17 dB unter S_1 , in 300 Hz CW-Bandbreite wäre es 26 dB unter S_1 .

Unsicherheiten bei den ionosphärischen Reflektions/Refraktions-Verlusten nehmen mit steigender Sprung-Anzahl zu, (6) steht für den günstigsten Fall. Die Strecken-Zuverlässigkeit kann durch Einführung der Varianzen für die diversen Verlustkomponenten der Ausbreitung abgeschätzt werden, in dem man die Methode von Hagn anwendet, die in Kapitel 8.4 in [3] beschrieben ist.

Zusammenfassung und Schluß

Konstruktive und destruktive Welleninterferenz von direkter und an der Erde reflektierter Strecke verursacht eine vertikale stehende Welle an einem Antennenstandort. Die Details des Musters der stehenden Welle hängen ab vom Einfallswinkel der Welle, der Polarisation und, ob der Reflektionspunkt auf dem Seewasser oder dem Land lag. Optimale Antennenhöhen werden größtenteils davon bestimmt, welcher niedrigste Einfallswinkel wichtig ist, und Antennen, die zu hoch sind, können unter bedeutender wellen-destruktiver Interferenz bei vielen Einfallswinkeln leiden. Der Reflektionspunkt liegt typischerweise in einigen Kilometern Entfernung für ganz niedrige Einfallswinkel, kann aber auch im 100-m-Bereich für sehr hohe Einfallswinkel liegen, so dass aber die Eigenschaften des Grundes direkt unter einer Hochantenne nur von geringer Bedeutung sind.

Optimale Höhen können für jeden Frequenzbereich bestimmt werden, oder es kann ein Kompromiß für die Höhe gefunden werden für eine Multibandantenne, die auf diversen Bändern arbeitet. Unter Beachtung, dass diese Analyse für normal raue Erdoberfläche gedacht ist und nicht für lokal bergiges Gelände oder eine dicht bebaute städtische Region, wurden Antennenhöhen im Bereich von 17 bis 29m als brauchbare Kompromißmöglichkeiten für Multiband-Antennen gefunden, die aus einer feststehenden Höhe arbeiten sollen.

Referenzen

- [1] M. I. Skolnik, Radar Handbook, Second Edition, McGraw-Hill Professional, 1990.
- [2] <http://www.arrl.org/notes/antbook/yt-files.html>, Signal elevation angle statistical files, accessed 1 March 2010.
- [3] K. Siwiak, Y. Bahreini, Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications, Third Edition, Artech House, Norwood MA, 2007.
- [4] Eugene Zimmerman, W3ZZ, *Long Distance Es Propagation on 50 MHz at Solar Cycle Minimum -- Part 1*, The World Above 50 MHz, QST, July 2009, p88.
- [5] Eugene Zimmerman, W3ZZ, *Long Distance Es Propagation on 50 MHz at Solar Cycle Minimum -- Part 2*, The World Above 50 MHz, QST, August 2009, p86.
- [6] Kai Siwiak, KE4PT, *An All-band Attic Antenna*, QST, October 2007, p33-37.
- [7] Recommendation ITU-R P.534-4.

Über den Autor

Kazimierz (Kai) Siwiak, KE4PT, machte seinen Ph.D. an der Florida Atlantic University, Boca Raton, FL., und seinen B.S.E.E. und M.S.E.E. am Polytechnic Institute of Brooklyn, Brooklyn, NY. Er ist ein eingetragener professioneller Ingenieur und Mitglied der IEEE. Dr. Siwiak hält 36 US-Patente und ist Autor vieler Artikel, von vier Lehrbüchern und hat Kapitel zu anderen Büchern beigetragen. Er hat eine Extra Class Amateurfunklizenz und ist Mitglied auf Lebenszeit bei AMSAT und Mitglied der ARRL, wo er als technischer Berater im HF-Sicherheits-Komitee Mitglied ist. Er war bei SAREX (Space Amateur Radio Experiment) als Teammitglied involviert, inkl. vieler SAREX-Aktivitäten und Schulkontakte. Seine Interessen sind auch das Fliegen (Pilot für Instrumentenflug und mehrmotorigen Flug), Camping und Wandern.

Mid Latitude Sporadic E in Correlation with Earth Volcano Activity

by Kjell Jarl, SM7GVF, k-jarl@algonet.se

Background

In May and early June 2010, I was impressed of the high number of Sporadic E openings on 144 MHz over Europe. In search for an explanation to this, I made a direct coupling to the Icelandic volcano Eyjafjallajökull that started its eruption on March 20, 2010, and with a second larger eruption starting on April 14 that resulted in a 20-80 % decrease in air line traffic in Europe. This was due to its high ash plume reaching to an altitude of 11 km were drifting in the eastern direction^[1]. This was still ongoing in May. I also remembered that in 1986 there was another large volcano, Augustine in Alaska, with reported air traffic interruptions in March 1986, where 1986 was a good year for Mid Latitude Sporadic E, a more than three hour opening for me on 1986-07-08, and also a peak in CT1HZE data presented in DUBUS 1/2008^[2].

I was looking for a method to test the idea whether Earth Volcano Activity has anything to do with the occurrence of Mid Latitude Sporadic E, limited to 144 MHz. The result is publicly presented here for comments.

Analysis

The first analysis I performed was to find the volcano activity on earth. This I did by collecting data from the Smithsonian Institution, Global Volcanism Program on the web^[1], by searching in the data base. I first collected data for each year and compared this with the sporadic E activity. The sporadic E activity is collected from CT1HZE data^[2].

For each year, I added all the active volcanoes VEI (Volcanic Explosivity Index, ranging from 0 to 8) found by the search tool on the web. This should indicate the global activity. See Figure 1 for the first results. I have also selected only volcanoes in the northern hemisphere (green line in Figure 1), in case air circulation would isolate the hemispheres, but that did not change the picture much.

It looks promising, the number of Es really seems to follow the global volcano activity level.

Es and Earth Volcano Activity, SM7GVF June 2010

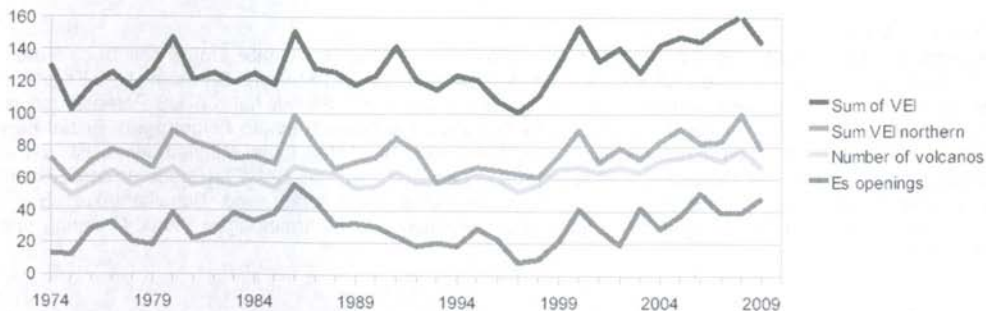


Fig. 1: Comparison of global, and northern hemisphere, volcano activity with Es, on a yearly basis.

I found, that I should have been dividing the year by August instead of calendar year, so I undertook another approach, studying each month instead. I also added the VEI of 4 and higher, to get another line indicating higher level of active large volcanoes.

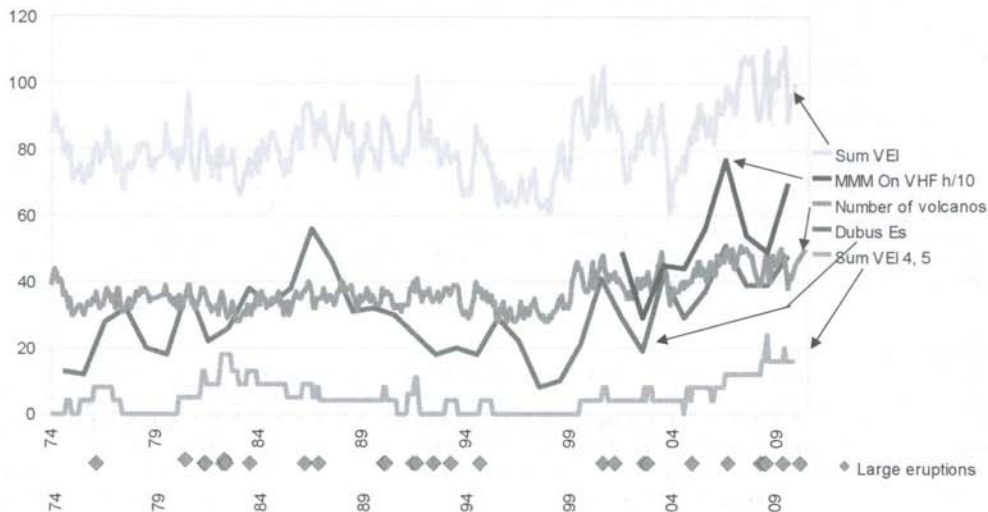


Figure 2: Comparison of global volcano activity by month and Es.

The result is presented in Figure 2, showing global volcano activity and number of 144 MHz Es openings. I have also added the sporadic E hours (divided by 10, to make it fit the same axis) as a relative number of Es occurrences for the years 2001 to 2009^[3]. Also, I have marked known large eruptions below the X-axis.

The end point, 2010, of active volcanoes and summary of VEI is valid for the first half of 2010 only, and is probably an underestimate.

By using these volcanic data, I have avoided biasing by selecting any data myself. I have currently no way knowing if the volcanic data available on the web is selected, or the number of observations varies for some reason, that is not in line with actual volcanic activity.

Volcano eruptions

Initially I have only looked at the bulk number of active volcanoes and their VEI-numbers. See table 1. It should be interesting to investigate in more detail if we can find a correlation with certain types of volcanoes, their geographical positions or something else. Time has not permitted this.

Volcanoes are of many sorts. What I have limited the following work to, is to look at what the content in the high plumes are. The VEI numbers alone does not necessary reveal the real amount of ash delivered to the upper atmosphere and stratosphere.

VEI	Tephra Volume (km ³)	Example
0	Effusive	Masaya (Nicaragua), 1570
1	>0.00001	Poás (Costa Rica), 1991
2	>0.001	Ruapehu (New Zealand), 1971
3	>0.01	Nevado del Ruiz (Colombia), 1985
4	>0.1	Pelée (West Indies), 1902
5	>1	Mount St. Helens (United States), 1980
6	>10	Krakatau (Indonesia), 1883
7	>100	Tambora (Indonesia), 1815
8	>1000	Yellowstone (United States), Pleistocene

Table 1

I think, however, that what is interesting is the high latitude plumes, injecting large amounts of gases into the stratosphere and possibly brought higher by wind and gravity waves.

The last Icelandic volcano Eyjafjallajökull, is reported to have the following plume content, quoting from 03/2010 (BGVN 35:03) at^[1]:

20 March-12 April

Fissure eruptions of lava flows at Fimmvörðuháls. Alkali-olivine basalt (~ 47.7 wt % SiO₂). Euhedral plagioclase, olivine, and clinopyroxene phenocrysts seem to be in

equilibrium with magma.

14 April and later

Explosions from the summit caldera of Eyjafjallajökull. Ash clouds, initially up to ~ 11 km altitude. Trachyandesite (56.7-59.6 wt % SiO₂). Grain size from sample at Mýrdalssandur (50 km from vent): 24%, under 10 µm (as aerosol); 33%, 10-50 µm; 20%, 50-146 µm; 23%, 146-294 µm. Fluorine: 850 mg/kg (19 April).

We can see that a large amount of the masses ejected are of very small dimensions, less than 10 µm. Trachyandesite is a form of rock. Containing minerals with many metals, some of the elements needed to form sporadic E. Could this reach to the E-layer? There are theories that other aerosols from volcanoes really reaches the mesosphere. It would be interesting to look at other volcanoes over time, where high altitude plumes have been reported. Maybe this could strengthen the observations I have made, and make it possible to predict the following Es season.

Conclusion

By the presented work, I show that I have found a relation between High Latitude Sporadic E and the global volcano activity. If these findings passes other observers tests, it looks that we are entering a new era of high level of Es. There are many other factors leading to a high MUF, of which this is just one, many may have to cooperate to reach MUF for 144 MHz Es. I would like to thank SM6CMU for encouraging me, CT1HZE for making Es data public, and the Make More Miles on VHF team that make all our spotted and reported Es openings available for analysis, such as this. And Smithsonian Institution, Global Volcanism Program for making the volcano data public.

Sporadic-E der mittleren Breiten in Korrelation zur vulkanischen Aktivität auf der Erde

von Kjell Jarl, SM7GVF, k-jarl@algonet.se

Hintergrund

Im Mai und Anfang Juni 2010 war ich beeindruckt von der hohen Zahl von 2m-Sporadic-E-Öffnungen in Europa. Um dafür eine Erklärung zu finden, dachte ich an eine direkte Verbindung zu dem isländischen Vulkan Eyjafjallajökull, der am 20.3.2010 ausgebrochen war, inkl. einer 2. stärkeren Eruption am 14.4., die zu einer 20 bis 80%igen Einschränkung des Luftverkehrs über Europa führte, dadurch dass die hohe Aschewolke, die bis 11km Höhe reichte, in östliche Richtung driftete^[1]. Dies war auch im Mai immer noch der Fall. Ich erinnerte mich auch daran, dass es 1986 einen starken Vulkanausbruch in Augustine/Alaska gab, wodurch es im März 1986 zu Einschränkungen des Luftverkehrs kam. 1986 war ein gutes Jahr für 2m-Es, ich hatte z.B. eine über 3-stündige Öffnung am 8. Juli 1986, und auch in den Daten von CT1HZE, die in DUBUS 1/2008^[2] veröffentlicht wurden, gibt es eine Spitze. Ich versuchte nun eine Methode zu finden, um die Idee zu testen, ob es einen Zusammenhang zwischen der vulkanischen Aktivität auf der Erde und dem Auftreten von Sporadic-E der mittleren Breiten auf 144 MHz gibt. Das Ergebnis wird hier vorgestellt, um kommentiert zu werden.

Analyse

Als erstes wurde die vulkanische Aktivität auf der Erde analysiert. Dies wurde durch Recherche in der Datenbank des Globalen Vulkanismusprogramms des Smithsonian Instituts^[1] gemacht. Zuerst wurden Daten für jedes Jahr gesammelt und mit der (2m) Sporadic-E-Aktivität verglichen. Die Sporadic-E-Aktivität wurden den Daten von CT1HZE^[2] entnommen.

Für jedes Jahr wurde dann der VEI der aktiven Vulkane hinzugefügt (VEI = Volcanic Explosivity Index, zwischen 0 und 8), der durch Internetrecherche ermittelt wurde. Dies sollte die globale Aktivität anzeigen. Siehe Abb. 1 für erste Resultate. Auch wurden nur Vulkane in der nördlichen Hemisphäre ausgewählt

(Linie VEI northern in Abb. 1), für den Fall, dass isolierte Luftmassenzirkulation zwischen den Hemisphären vorliegen sollte. Aber das Ergebnis veränderte sich nicht relevant. Es sieht vielversprechend aus: Die Es-Kurve scheint tatsächlich der Kurve für die globale vulkanische Aktivität zu folgen.

Abb. 1: Jährlicher Vergleich von globaler Vulkanaktivität und der der nördlicher Hemisphäre mit dem Auftreten von 2m-Es.

Ich fand, dass ich das Jahr besser im August teilen sollte, anstatt des Kalenderjahrs, so dass ich eine weitere Auswertung vornahm, wo die einzelnen Monate angeschaut wurden. Auch wurden Ereignisse mit VEI 4 und höher erfasst und eingetragen, um das Auftreten größerer Vulkanausbrüche mit einbeziehen zu können.

Abb. 2: Monatlicher Vergleich der globalen vulkanischen Aktivität und 2m Es.

Das Ergebnis ist in Abb. 2 dargestellt, das die globale vulkanische Aktivität und die Zahl der 2m-Es-Öffnungen wiedergibt. Es wurden die 2-m-Es-Stunden hinzugefügt (geteilt durch 10, um zur Achse zu passen) als relative Zahl für das Auftreten von Es in den Jahren 2001 bis 2009^[3]. Bekannte große Eruptionen wurden unter der X-Achse markiert. Der Endpunkt für 2010 (aktive Vulkane und VEI) ist nur für die erste Jahreshälfte gültig und liegt wahrscheinlich zu niedrig. Durch Verwendung dieser Daten habe ich vermieden, selber „passende“ auszuwählen. Zur Zeit weiß ich nicht, inwieweit es sich bei den Daten aus dem Internet um ausgesuchte Daten handelt, oder ob die Zahl der Beobachtungen aus irgendwelchen Gründen schwankt, ohne in Bezug zur vulkanischen Aktivität zu stehen.

Vulkanausbrüche

Zuerst habe ich nur die Gesamtzahl der aktiven Vulkane und ihre VEI-Zahlen angeschaut. Siehe Tabelle 1 (oben). Es wäre sicher interessant, im Detail zu untersuchen, ob man eine Korrelation mit bestimmten Vulkantypen, ihren geografischen Positionen oder anderem finden kann. Aus Zeitmangel ist dies noch nicht geschehen. Es gibt viele Typen von Vulkanen. Ich habe mich vorerst darauf beschränkt zu schauen, was in den hohen Aschewolken enthalten ist. Die VEI-Zahlen alleine stellen nicht unbedingt ein Maß für die wirkliche Menge von Asche dar, die in die obere Atmosphäre und Stratosphäre gebracht wird.

Ich denke, dass die Wolken großer Höhe interessant sind, die große Mengen von Gasen in die Stratosphäre einbringen und möglicherweise durch Winde und Schwerewellen weiter nach oben transportiert werden. Die Wolke des aktuellen isländischen Vulkans Eyjafjallajökull soll den folgenden Inhalt aufweisen (aus 03/2010 BGVN 35:03)^[1]:

20 March-12 April

Fissure eruptions of lava flows at Fimmvörðuháls. Alkali-olivine basalt (~ 47.7 wt % SiO₂). Euhedral plagioclase, olivine, and clinopyroxene phenocrysts seem to be in equilibrium with magma.

14 April and later

Explosions from the summit caldera of Eyjafjallajökull. Ash clouds, initially up to ~ 11 km altitude. Trachyandesite (56.7-59.6 wt % SiO₂). Grain size from sample at Mýrdalssandur (50 km from vent): 24%, under 10 µm (as aerosol); 33% , 10-50 µm; 20% , 50-146 µm; 23%, 146-294 µm. Fluorine: 850 mg/kg (19 April).

Wir sehen, dass eine große Menge der ausgeworfenen Masse mit kleiner 10 µm sehr kleine Abmessungen hat. Tachyandesite ist eine Gesteinsart. Diese enthält viele Metalle, von denen einige nötig bei der Entstehung von Es sind. Ob diese die E-Schicht erreichen können? Es gibt Theorien, dass andere Aerosole von Vulkanen tatsächlich die Mesosphäre erreichen können. Es wäre sicher interessant andere Vulkane zu untersuchen, bei denen hohe Aschewolken aufgetreten sind. Vielleicht könnte dies die Beobachtungen erhärten und Vorhersagen für die folgenden Es-Saison ermöglichen.

Schluss

Mit der vorgestellten Arbeit wurde gezeigt, dass eine Korrelation zwischen Sporadic-E der mittleren Breiten und der globalen vulkanischen Aktivität besteht. Falls dies auch von anderen bestätigt wird, könnte uns eine Zeit hoher Es-Aktivität bevorstehen. Es gibt viele andere Faktoren, die zu hoher MUF führen, wovon dies ggf. nur einer ist. Viele Faktoren müssen gleichzeitig vorhanden sein, damit die MUF bis 144 MHz ansteigt. Ich bedanke mich bei SM6CMU für das Ermuntern zu diesem Artikel, bei CT1HZE für das Veröffentlichen der Es-Daten, dem Team von MMonVHF für das Verfügbarmachen der Es-Daten und dem Smithsonian Institut (Global Volcanism Program) für das Veröffentlichen der Vulkanismus-Daten.

Comparison of ROS and JT65 – 144 MHz EME

By Rex Moncur, VK7MO

DUBUS Volume 2/2010, page 99, provided a comparison of ROS and JT65 for propagation via tropo-scatter at 144 MHz and EME at 1296 MHz. This report extends that comparison to 144 MHz EME and concludes that, while ROS can be used, it is 3 to 7 dB worse than JT65b.

144 MHz EME Test

Ian, VK3AXH (4x18 element yagi) and Rex, VK7MO (4x10 element yagi) conducted tests based on 3 periods of JT65b, 6 periods of ROS and then 3 periods of JT65b to compare the modes. This test sequence was then repeated at half power. The results are shown below:

Full Power

JT65b

100200	5	-21	1.7	5	3 *	VK7MO VK3AXH QF12	1	10
100400	4	-23	1.7	5	3 *	VK7MO VK3AXH QF12	1	10
100600	5	-20	1.7	5	3 *	VK7MO VK3AXH QF12	1	10

ROS

RX1: <10:08 UTC> <5.9 Hz> VK7MO VK3AXH QF12X4 <STOP> <-31 dB>
RX1: <10:12 UTC> <6.3 Hz> FGB\+ VK3AXH QF12 <STOP> <-32 dB>
RX1: <10:15 UTC> <6.8 Hz> VK7MO VK3AXH QF12 <STOP> <-31 dB>
RX1: <10:18 UTC> <7.8 Hz> VK7MO VK3AXH QF12 <STOP> <-29 dB>
RX1: <10:21 UTC> <8.3 Hz> VK7MO VC4K@)@+V12 <STOP> <-32 dB>
RX1: <10:23 UTC> <9.3 Hz> VK7MO VK3AXH QF12 <STOP> <-30 dB>

JT65b

102800	4	-18	1.6	11	3 *	VK7MO VK3AXH QF12	1	10
103000	4	-20	1.6	11	3 *	VK7MO VK3AXH QF12	1	10
103200	4	-21	1.6	11	3 *	VK7MO VK3AXH QF12	1	10

Half Power

JT65B

103400	3	-25	1.6	11	3 *	VK7MO VK3AXH QF12	0	10
103600	5	-25	1.6	11	2 *	VK7MO VK3AXH QF12	1	10
103800	3	-25	1.6	11	2 *	VK7MO VK3AXH QF12	0	10

ROS

RX1: <10:43 UTC> <12.7 Hz> VK7MO VK3AXH QF12!;.0_F&Z^M HV1L]:S# <CANCEL> <-32 dB>
RX1: <10:46 UTC> <10.7 Hz> >W7MO VK3AXH QF12 <STOP> <-34 dB>
RX1: <10:49 UTC> <10.7 Hz> VK7MO VK3B6!5Y[E6= *NQ\TJ:)*. !7?S\T/ <CANCEL> <-35 dB>
RX1: <10:52 UTC> <10.7 Hz> VK7MOG\VK3AXH QF12!"O^AIW+\$+2,]_JW>W <CANCEL> <-33 dB>
RX1: <10:54 UTC> <10.3 Hz> I?A-O VK3AXH QF12 <STOP> <-33 dB>
RX1: <10:57 UTC> <10.3 Hz> VK7MB@IRP\NJBCCQ <CANCEL> <-32 dB>

JT65B

110200	4	-23	1.6	3	3 *	VK7MO VK3AXH QF12	1	10
110400	2	-24	1.6	3	3 *	VK7MO VK3AXH QF12	0	10
110600	5	-20	1.5	3	3 *	VK7MO VK3AXH QF12	1	10

It is seen that JT65 produced 100% correct copy throughout these tests where-as the ROS decodes had a considerable number of errors. If we take the test criteria as the receipt of the two callsigns and grid locator correctly we get the following results:

Full Power – Median Signal Level from JT65 -20.5 dB
ROS correct decodes 66%

JT65 correct decodes 100%

JT65 Koetter-Vardy decoder correct decodes 100%

Half Power – Median Signal Level from JT65 -24.5 dB

ROS correct decodes 16%

JT65 correct decodes 100%

JT65 Koetter-Vardy decoder correct decodes 50%

As noted in the earlier article DUBUS Volume 2/2010 one needs to add around 9 dB to the ROS signal reports to make them comparable with the WSJT scale.

The JT65 Koetter-Vardy decoder on half power gave almost the same performance as ROS on full power indicating that the Kottter-Vardy docoder has around 3 dB advantage over ROS. From other EME tests it is found that the JT65a deep search decoder works to around 50% at -28 dB giving it around 7 dB advantage over ROS.

As can be seen from the Difference Frequency (DF) data (5th column of JT65 decodes) the frequency variation was quite small. Accordingly, the only variable compared to the signal generator tests in the earlier article seems to be libration amplitude or frequency spreading. It seems likely that libration amplitude variation is the main cause of the poorer performance of ROS. JT65 repeats the message 5 times to limit the effects of short-term libration amplitude fades.

Conclusion

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

In relation to Version 3.3.1 it is concluded that:

- ROS is 3 to 7 dB worse than JT65b for 144 MHz EME.
- As concluded in the earlier article operational features of JT65 such as time sequencing and short-hand messages give it a significant advantage over ROS in completing marginal QSO's that are typical of 144 MHz EME for small stations. ROS also takes around twice as long as JT65 to transmit a typical EME message of two call signs and a report.
- It seems likely that the poorer performance of ROS on 144 MHz EME results from the fact that it does not cope as well with libration as JT65.

VHF News VK/ZL

ZL activated for the 6 cm (5760 MHz)

DUBUS EME weekend

24-25 April 2010

We had a weekend window for use of a 30.5 metre Cassegrain antenna while it was "between jobs" from its usual role of satellite traffic. This is the sole remaining dish of its class in ZL suitable for tracking the moon, however with the lead time available it was not possible to do this automatically - a PDP 11/44 previously did this - so the excellent VK3UM program was run on a laptop and coordinates entered in 0.1 deg increments during the track.

With only a few days notice to equip for 5760, transverter equipment constructed from NEC 500 series microwave radio was interfaced with an IC706 Mk2g IF and existing SSPA of 275 watts. Testing produced a margin of approx 35 dB on CW echoes (we found 50mW CW was sufficient for an audible return) with the nominally 64 dBi gain antenna system.

First contact was with VK3NX on SSB while we got accustomed to keeping the track and doppler

in check, then later in the evening CW contacts were made with JA8ERE, JA4BLC and JA6CZD. Moonset into Europe was for us at 3.30 am and minimum elevation of 2 degrees, and we heard a couple of brief calls at that time without further reply, and lost our echoes about 5 minutes later than expected.

Next day operation was available for the first hour of moonrise, as the dish needed to be restored operationally before nightfall. Last contact made was with W5LUA on SSB before we shutdown the station ZM2TV, by which time we had about 4 hours EME operating experience helped considerably by the patience and perseverance of the stations we heard through our high noise RX and very narrow beam width. Opportunity was also taken to do some measurements, the highlight for me of testing the noise of Tau-A, the original radio star I had used on 4.2 GHz when involved in building the dish during 1984.

Thanks to the help of company staff, and assisting operators Colin ZL1BTT, Steve ZL1TPH, Harry ZL1BK we managed to be QRV in the DUBUS 6 cm test with fine QSO's off the moon and the first known out of ZL on this band.

Ralph Sanson, ZL2TV - Station Operator ZM2TV



Ralph, ZL2TV operating 5.7GHz EME as ZM2TV

Microwave Europe

Editors:

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

The Reverse DDS

We are fortunate to have a good network of beacons in the UK, extending across all the microwave bands up to 47GHz, and with beacons proposed for 76GHz and possibly 134GHz. However, the beacon network has grown slowly and 'piecemeal' over the years and as a result the reliability, frequency accuracy and stability of some of the beacons is maybe not as good as we might now expect.

In order to remedy this UK Microwave Group became involved in an 'up-lift' of the beacons, several years ago. The result is that we now have a reliable beacon network, but which still has some frequency stability issues. Existing Rflock-based solutions were found not to be completely suitable for setting beacons on many of the 'odd' offsets in use, such as 10368.830MHz for GB3MHX, unless using unsuitable, low, reference frequencies or other techniques.

The UKuG 'sponsored' the development of a high stability beacon 'engine' that could be used to replace the OCXO based crystal oscillators used in many of the existing beacons. The new 'engine' used a modern fractional N synthesizer in order to get close to the correct frequency for the beacon, whilst retaining an acceptable reference frequency. Unfortunately the beacon 'engine' never quite reached the stage where it could be used and there were some ongoing concerns about the quality of the final signal. Never-the-less, it was judged a good idea and certainly moved things on a bit.

Several members of the group then adopted an idea first proposed by Andy, G4JNT, to use a

DDS, but in a slightly unusual way such that the DDS actually generated the required 10MHz reference frequency from the beacon crystal oscillator. This largely overcomes the limitations of some other DDS-based schemes by retaining the spurious free output from the crystal oscillator as well as low near and far phase noise. It is also possible to get VERY close to any required offset in the beacon frequency. Add to this the ease with which the DDS can be programmed by the PIC to generate almost any desired modulation format, such as JT4G etc, together with the CW identification and you have a versatile unit that can be added to almost any existing crystal controlled beacon to provide frequency locking, low phase noise, low spurious output and the desired modulation format including FSK, ASK or MGM.

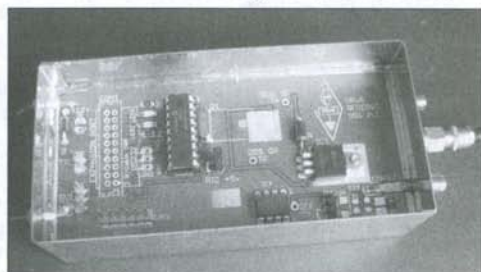


Photo 1

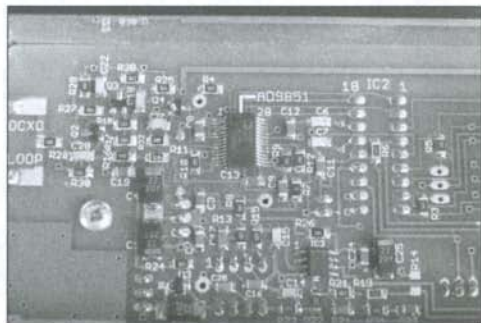


Photo 2

The small size of the RDDS unit can be seen in photo 1.

An AD9851 DDS is used in the RDDS unit. This can be seen in photo 2. Although the number and pin spacing may look daunting, soldering the DDS onto the PCB is surprisingly easy.

Kits for the Reverse DDS are available from John, G8ACE. His web page URL is

<http://www.microwaves.dsl.pipex.com>

Further details are available from Brian, G4NNS. His web page URL is

<http://myweb.tiscali.co.uk/g4nns/RevDDS.html>

We are now in the process of retro fitting the reverse DDS (RDDS) to beacons across the UK.

UK Band Activity

Spring is when most microwave radio amateurs are active, following the lull in activity experienced over the winter months. The first North Sea, Irish Sea and La Manche surface evaporation ducts provide opportunities for long distance over-water contacts to our friends on the Continent and across to the various islands around the UK. Large thunder storms create rain scatter opportunities and in many years past, large high pressure systems have provided good long distance elevated duct propagation opportunities. Of course, there is always the tempting counter-attraction of easy Sporadic E contacts on 6m and 4m during April through late July to distract all but the most dedicated microwave operators. I plead guilty myself!

During the NAC and UKAC contest on the 20th July, 2010, a strong elevated duct formed over the North Sea area allowing 23 and 13cm contacts from eastern parts of the UK into SM and OZ. G3XDY, G4DDK and G4EAT all worked SK7MW (JO65) on 23cm. Also worked by the same UK east coast stations were SM7ECM (JO65), OZ9KY (JO45), DF9IC (JN49) and DK2MN (JO32). GU6EFB (IN89) was a weak, but workable signal from JO02 much of the time.

The radiosonde data for the Ekofisk oil platform in the North Sea showed a strong duct at the 900m level at around midnight. The duct was not there at midday, but probably formed early in the evening. There was no sign of the duct in the Schleswig (South Jutland) radiosonde data. Attempts to work long distance overland into Germany from the UK largely failed to produce any signals, so it looks like the duct was only available over the North Sea area. Indeed, GM4CXM reported only contacts by troposcatter and aircraft scatter into G and GI. A cold front across the UK tended to block more westerly stations from getting their signals into the North Sea duct.

Simon, G3LQR, says that on the morning of the 3rd July he was looking at the PA5DD radar web page and he could see a big storm over France. Listening, he could hear three beacons, F5ZTR / ON0GHZ / LX1DB; but no microwave activity. But when, later, the storm moved into Belgium and The Netherlands it produced signals from F5HRY and DL7QY.

When the 3 and 4th July region-wide contest began Simon worked PA6NL (JO21), F6DWG/P (JN19), DF0YY (JO62), PI4GN (JO33), OL4A (JO60), DL0GTH (JO50) and OK1VAM/P (JO60) for ODX at 850kms, all on 3cm. Since the rain scatter distance would possibly be exceeded, Simon thought that the latter contact was probably tropo-enhanced since there was some good sea evaporation ducting present between the UK and PA at the time. Simon's system produces 2 watts

at the antenna with a G3WDG preamp to a home brew transverter and 60cms Andrew dish. The PA is a TWT located in the shack, at the end of a long length of waveguide.

John, G3XDY (JO02) reports the following rain scatter QSOs. On the 14 July he worked DL3YEE (JO42) on both 3.4 and 5.7GHz, whilst on the 3rd and 4th July he worked DL7QY (JN59), OK1VAM/P (JO60) at 838km, DF0YY (JO62) and DC6UW (JO44).

During our 23cm VHF Field Day on the 3 and 4th July Ralph, G4ALY (IO70) reports working 10 stations from his lonely, westerly, perch near the edge of the Atlantic Ocean, with EB1RL/P (IN83) at 816.2km his ODX on the band. On 2.3GHz he worked just two stations, 2.3GHz; G3XDY (JO02) at 415km and F6FCK/P AT 229km.

Finally, congratulations to the Swiss and French teams on establishing the new 3cm band distance record. Well done! 73 de Sam, G4DDK

Microwave Europe

Reports from France

F2CT@wanadoo.fr

5,7 GHz > 600 km

May 20th 2010

F2CT/P, JN23SH wkd:

F1PYR/P/JN19; F6DWG/P/JN19 qrb 700km

May 21st 2010

F2CT/P, JN14SC wkd:

F1DBE/P/JN19DA; F1PYR/P/95/JN19DA;
F6DWG/P/JN19AJ

July 12th 2010

F6ETI/P, JN05PG wkd:

HB9AMH/JN37

10 GHz

May 8th 2010

F4CKC/P, JN27/JN28 wkd:

DL7QY/JN59, F6DRO/JN03, F5DQK/JN18,
F1BZG/JN07, F1NPX/P/JN29

May 17th 2010

F2CT/P, IN93IG wkd:

F9ZG/P/JN17QO qrb 600 km!

May 21st 2010

F2CT/P, JN14SC wkd:

F1DBE/P/JN19DA qrb 555 km; F1PYR/P/95/
JN19DA, F6DKW/78/JN18CS qrb 528 km;
F6DWG/P/JN19AJ qrb 600 km

24 GHz

May 8th 2010

F4CKC/P, JN27/JN28 wkd:

F6DKW/JN18CS qrb 174 km SSB,
F5HRY/JN18ET qrb 169 km,
F6DWG/P/JN19AJ qrb 221 km ODX.

May 10 th

F6DRO, JN03 wkd :

F6CBC/IN94

May 23 th 2010

F6DWG/P JN19NI wkd:

F6DKW/JN18, F1PYR/P/JN19, F4CKC/P/JN19,
F1DBE/P/JN19, F5PEJ/P/JN09

Rainscatter 10 GHz

May 25th 2010

F5DQK, JN18GR wkd:

F6DRO/JN03; F5BUU/JN03; ON4IY/JO20, DJ5BV
F1HNF/IN97, F1NPX/P/JN29, ON5TA/JO20,
LX1DB, F2CT/P/IN93.

F1NPX/P, JN29FF wkd :

DJ5BV/JO30KI 218km
F6DKW/JN18CS 163km
F4DRU/JN18GN 152km
F5DQK/JN18GR 143km
DD7PC/ JN39AX 146km
LX1DB /JN39CO 142km
ON4CDU /JO20CS 162km
DL3IAS/JN49EJ 296km
DL7QY/JN59BD 424km
DK2MN/JO30MC 216km

F6DWG/P, JN19AJ wkd:

-F6DRO/JN03; F5BUU/JN03 58/59RS via JN06

F6DRO, JN03TJ wkd:

F6DKW, F5DQK, F6DWG/P, F4CKC/P, F6APE

F2CT/P, IN93GH wkd:

F5DQK/JN18 qrb 676 km!, F6CBC/IN94;
F6DKW/JN18; F6ETZ/IN97.

June 7th 2010

TM0W, JN36BP OP F2CT wkd:

F1AEY/P/JN24; F5KMB/JN19; F6DKW/JN18;
DL3IAS/JN49; HB9BHU/JN37; DL4BBU/JO31;
DL7QY/JN59; DJ1KP/JO40; DK8ZP/JO40;
hrd: F1NPX/P/JN29; DF0MU; DJ5BV;
LX1DB/B was s9 + 30 dB with 8° EI!
Qsos tropo: F5BUU/JN03; F6DRO/JN03

June 9th 2010

F1NPX/P, JN29 wkd :

DF6NA 59S/59S JN49XS 412km

DB6NT 59S/59S JO50TI 538km
F5MKD 59S/59S JN38UP 260km
DL1ATI 59S/59S JO50UT 555km
F5AYE 59S/59S JN36DH 365km
F6DWG/P 59/59 JN19EL 140km

F6DWG/P, JN19AJ wkd:

DL1ATI JO50; F5AYE/JN36; F5MDK/JN38;
OK1JKT/JO60RN qrb 826kms ODX 2010

F1AYE, JN36 wkd:

DL7QY 57S 57S JN59BD
DK3SE 55S 55S JN37VP
LX1DB 56S 57S JN39CO
F5MKD 54S 55S JN38UP SCP over JN38
F6DRO 51S 51S JN03TJ SCP over JN25

June 22nd 2010

F2CT/P + F6BHI/P, JN15HE wkd:

F6DWG/P/JN19; F1VL/JN03; F1HDF/JN18;
F6DKW/JN18; F5BUU /JN03; F1BZG/JN07;



F6BHI/P, JN15HE, on June 22nd

June 27th 2010

F6ETI, JN05RE wkd:

F6DKW/JN18; F6DRO/JN03; F5DQK/JN18 ;

F1NPX/P, JN29FF wkd:

F6DRO/JN03TJ 684km; F4CKC/P JN19BC/
170km; F1BZG JN07VU/249km; F1RJ/JN18AT/
182km; F5BUU/JN03PO 671km; F1VL/JN03RX/
627km; F4BUC/P/JN08WV/192km; F1PYR/P
/JN19BC/170km; F5DQK/JN18GR/150km;
F6DKW/JN18CS/172km ;

June 28th

F1VL, JN03RX wkd:

F5AYE/JN36 ;F2CT/P/JN05

F2CT/P, JN05TP wkd:

F5LEN/54/JN38BO; F1VL/JN03; F5BUU/JN03;
F6DRO JN03; F6ETI/JN05

July 4th/5th 2010

F6DWG/P, JN19AJ wkd:

DF0YY/JO62GD/798km; OK1VAM/P/JO60LJ/789km; OE5D/JN68PC/836kms; OL4A/JO60RN/826kms; F6DRO/JN03; F5LEN/JN38, DJ5BV; G3LQR; PA6NL; PI4GN/JO33II; PA3AWJ, F5MKD; DF6NA; DL1BBU/P.

F6DRO, JN03TJ wkd:

F6DKW/JN18; F5HRY/JN18; F5DQK/JN18; F6DWG/P/JN18; HB9AMH/JN37; F1RJ/P/JN12;

F5DQK, JN18GR wkd:

F5NXU/IN97; F1NPX/P/JN29; F1VL/JN03; F1MKC/JN05; F5LEN/JN38; F5BUU/JN03; OK1KKH/P/JO60; DF6NA; DL4BBU/P, F6DRO/JN03; F1VL/JN03; DL7QY/JN59;

F1NPX/P, JN29FF wkd:

OK1VAM/P/JO60; OK2KKW/JO60; DC6UW/JO44 qrb 680km;

F4BUC/P, JN19 wkd:

OK2KKW/JO60; DB0ANU hrd; OE5D/JN68 qrb 810km, OL4A/JO60/811km; PA3AWJ/JO33; F5MKD/JN38;

July 10th 2010

F6DRO, JN03TJ wkd:

F1RJ/P/JN12; F5AYE/JN36; F6DKW/JN18; F6DWG/P/JN19; HB9BHU/JN37; HB9AMH/JN37;

F6DWG/P, JN19AJ wkd:

F1RJ/P/JN12MQ qrb 750km; F6DRO/JN03; PA0BAT; DC6UW/JO44VJ qrb 768km;

July 12th 2010

F6DRO, JN03TJ wkd:

F5NXU/IN97; LX1DB/JN39; HB9IAM/JN37; F5AYE/JN36;

F6ETI/P, JN05PG wkd:

F5DQK/JN18; F6DKW/JN18; F1RJ/P/JN12; HB9AMH/JN37 (also 5,7 GHz); F6DRO/JN03; F4CKC/P/JN26; F5AYE/JN36; HB9IAM/JN37; F6CXO/JN03;

F5AYE, JN36DH wkd:

F1RJ/P/JN12; F6HTJ/JN12; F6DRO/JN03; F6CXO/JN03; F6FAX/P/JN15; F6ETI/P/JN05; F4CKC/P/JN26; F5ELL/P/JN13; F5DB JN36;

F5DQK, JN18GR wkd:

F9ZG/P/JN07; F6DRO/JN03; F6ETI/P/JN05; F1RJ/P/JN12; F1NPX/P/JN29;

July 14th 2010

F5DQK, JN18GR wkd:

F6FAX/P/JN15; DJ6JJ/JO32; DK2MN/JO32;

DJ5BV/JO30; DL3YEE/JO42; DJ6EP/JO31; DF6NA/JN49; F5AYE/JN36; OK1KJT/JO60;

Atlantic Ocean tropo duct on 10368 MHz CN2CT/IM52JH, Safi, Morocco on July 10 to D44TXV/HK86NU at 0943 utc 559/529 CW

At 0944 utc 55/55 SSB over 2201 km !!!

Guy F2CT have obtained special licence CN2CT from ANRT (Morocco Ministry of Telecoms) and from ARRAM (Royal Amateur Radio Society of Morocco) to use 144 MHz and 10368 MHz bands from Safi Morocco. With special Thanks to Misses Malainine and Belfaqhi, to Mister Khadiri from ANRT Rabat and also to Kacem CN8LR ARRAM secretary. 10 GHz equipment: FT817 + DB6NT transverter + 30 W HB SSPA + 0,7dB HB LNA + 75 cm offset dish at 20 m asl on the Ryad du Pêcheur roof! Have a look on the photos.



CN2CT Shack and antenna in IM52JH

July 11th 2010

Mount Blanc Acitivity Memorial F6BSJ on 10 GHz:

F1JRZ/P, JN26FK wkd:

F5AYE; HB9DUG; HB9ADJ; F6FGI; F4CXQ; F1CLQ; F1NPX; HB9IAM; HB9AMH;

**Good DX to everybody on SHF!
Guy, F2CT, IN93**

Microwave Japan

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

I received a memo from Yoshiro, JA4BLC, in which performances of a mesh and a solid dish are compared experimentally. Very few people can carry out such experiments and, then, his memo is worth publishing. (JH6RTO)

Performance comparison of a mesh and a solid dish by Yoshiro Mataka, JA4BLC

This is an experimental report that compares performances between a mesh and a solid dish. The MESH antenna has a 6m diameter and its reflector is from 10mm-pitch hexagonal stainless mesh. Then, the central 4.2m-diameter circle on MESH was covered with aluminum plates of 0.5mm thickness; this is referred as SOLID. Note that not all the 6m-diameter circle is covered with metallic plates. The feed employed is a standard W2IMU horn feed with $f/D = 0.5$. Photos 1 and 2 show the SOLID version under construction and the completed SOLID dish, respectively.

The experimental results are shown in Table 1. The frequency was 5760 MHz. The difference is very clear. It seems true that the mesh pitch must be smaller than $1/10$ or $1/20$ of the wavelength.



Photo 1 Under construction.

5.7 GHz	Date 2010	Sun noise (dB)	Ground noise (dB)	Temp (K)
Solid	24/4	11.9	4.1	290
Mesh	05/5	7.7	2.9	299
10 GHz				
Solid	30/3	12.1	4.95	280
Mesh	05/5	6.6	1.3	299

Table 1 Measurement Results

(SFI 30/3: 83, 24/4: 79, 05/5: 83)

Simulated gain on 5.7GHz was 43dB vs. 40.3dB and on 10 GHz 43.7dB vs. 41.2dB)

Photo 2 (below) JA4BLC in his finished dish.



VHF South America

Editor: Flávio Archangelo, PY2ZX
py2zx.ham@gmail.com

Live Online Tracking for Aircraft Scatter Studies

Flight Radar 24 is the name of the Swedish website that provides free GE style Javascript maps with live airplane traffic. The information is provided by several receivers located in key cities, able to capture the ADS-B transponder data of the aircrafts and carry it to the internet. Not all planes are using the system (including some Boeings), so they cannot be seen on the map, but for the monitored airports the traffic seems very busy. The ground stations can hear far aircrafts depending of the propagation, the position the craft and the location of the antenna, but more than 300 km is usual. The system also provides information of the aircraft selected by the user such as the path, altitude in meters, airline name, type of the aircraft, ground speed, departure, and so on. So the system could be useful for Aircraft Scatter studies, identify what aircraft, altitude, velocity and relative position produced AS effect on your DX listening. If your area is not cover by the service, you can contribute building a listening station on your area. SBS-1 from Kinetic Aviation and AirNav from Airnav Systems are common devices used by the team. Images are courtesy of flightradar24.com



Image of Air traffic near Copenhagen by Flight Radar 24

Low Power EME on 432 MHz

Luiz Tresso PY2OC (GG66ot) and DL7APV took on May 23, 2010 a long 2 hours time to finish an EME QSO. Luiz was running only 50 W barefoot with 28 el. yagi K1FO/PY2NI. From my side GG66nt, both signals were well visible on WSJT with only a 15 el. yagi. The test confirmed the possibilities of WSJT EME QSOs on 432 MHz for big guns with QRP partners in rare grids.

First PY tp PY EME QSO on 23cm

The first PY only station EME QSO on 1,2 GHz took place on July 24 2010 between Bruce Halasz PY2BS at Sao Paulo - SP and José Angelo Beghini de Carvalho PY1UNU at Teresópolis - RJ. PY1UNU used a 2,7m dish with OK1DFC feed, 150 W SSPA, around 100 W at the feed, G4DDK LNA and TS-2000. PY2BS used a 4,6 m dish, RA3AQ feed, 800 W SSPA, 530 W at the feed, G4DDK LNA, IC910H on the transmission, IC-R9500 on the receiver side. A few days later, on June 06 2010, they repeated the QSO but this time

terrestrial over 408 km as point-to-point DX.



PY1UNU dish used on 1,2 GHz (TU PY2BS)

2m TROPO inside South America

Mostly of the Tropo ducting conditions in Brazil cover the shore and nearby areas, mostly heard on Southeast and South portions of the country due high density of operators. But during the latest CSA144 (Concurso Sul Americano de 144 MHz) on June, 10 QSOs have broken the barrier of 1.000 km between PY1/PY2 and PT9 in the inner part of the country. Some stations used only a single omni and FM. These ranges are not usual in Brazil even on 144 MHz, but conditions appeared good during the contest, helped by good activity from distant strategic stations. In that wintertime, big dry stationery masses stayed in this area, with unstable weather just on extreme north, south and northeast coast. Hepburn Tropo Index maps forecasts were confirmed.

km	Call 1	Loc	Call 2	Loc
1 1.327	PT9IR	GG29RN	ZV1AA	GG99CM
2 1.128	PT9IR	GG29RN	PY4AQA	GG88DS
3 1.119	PT9IR	GG29RN	PU4LJP	GG88CS
4 1.058,	PT9IR	GG29RN	PU4XTB	GG78TX
5 1.058	PP2RON	GH52DX	PP5EK	GG43NM
6 1.043	PT9ACE	GG29QN	PY4OG	GG78QN
7 1.042	PT9IR	GG29RN	PY2NDC	GG76NT
8 1.035,	PT9IR	GG29RN	PY4OG	GG78QN
9 1.031	PT9PA	GG49DF	ZV1AA	GG99CM
10 1.003	PT9IR	GG29RN	PY4COM	GG78MG

10 best DX QSOs during the 2010 Contest CSA144

ARAUCARIA VHF Contest in October

The next edition of the AVHFC (Araucaria VHF Contest, taking place twice a year) will be held on October 23 and 24, 2010. The rules are very similar to CQWW VHF and contest softwares can be easily used. The valid bands are 50 MHz and 144 MHz. It will be a good opportunity to test the propagation to South America and find new grids. The past edition had more than 150 stations on the air.

More information at: <http://www.avhfc.com>

REF / DUBUS

EUROPEAN EME Contest

2010 - CW Results by DL8HCZ

MULTIBAND

Place	Call	Points	PWR	Bands
1	SV1BTR	3.193.000	QRO	2/70/23/13
2	F2TU	2.834.000	QRO	70/23/13/6/3
3	OK1CA	2.755.900	QRO	23/13/9/6/3
4	ES5PC	2.206.600	QRO	2/70/23/13/6/3
5	OK1DFC	2.205.000	QRO	70/23/13
6	G3LTF	2.099.600	QRO	70/23/13/9/6
7	DL4MEA	2.000.100	QRO	70/23/13/9
8	OZ4MM	1.727.000	QRO	2/70/23/13
9	OK1KIR	1.402.200	QRO	13/9/6/3
10	SM4IVE	1.171.600	QRO	70/23
11	UA3PTW	1.112.400	QRO	2/70/23
12	SV3AAF	1.078.800	QRO	2/70/23/13/6
13	OH2DG	777.200	QRO	23/13/9
14	SD3F	747.400	QRO	70/23/13
15	VE6TA	697.600	QRO	70/23/13/9
16	OK2DL	690.000	QRP	23/13
17	DF3RU	672.000	QRO	70/23/13
18	OZ6OL	660.300	QRO	70/23/9
19	SP7DCS	656.000	QRO	2/70/23
20	SP6JLW	516.800	QRO	70/23
21	VK3NX	499.200	QRO	23/13/9/6/3
22	DL1YMK	431.200	QRP	70/13/9
23	OE5JFL	324.500	QRO	70/23
24	SM2CEW	291.400	QRO	2/70/13
25	IW2FZR	266.600	QRP	70/23
26	JA6AHB	265.000	QRO	70/23
27	PA0BAT	185.600	QRO	13/9
28	WW2R	156.600	QRO	2/13/9
29	CT1DMK	148.200	QRO	70/23
30	SM6FHZ	136.900	QRO	70/23
31	F5JWF	120.000	QRP	23/13/3
32	N4GJV	115.600	QRP	2/70
33	WD5AGO	110.000	-	13/9
34	W5LUA	99.000	QRP	70/13
35	LZ1DX	98.600	QRP	70/23
36	JA6CZD	97.200	QRP	23/6/3
37	WA6PY	86.400	QRP	70/23/13/3
38	JA4BLC	81.600	QRO	23/6/3
39	9A5AA	67.200	QRP	23/13/3
40	SM3JQU	64.800	QRP	70/23/13
41	G3LQR	62.000	QRP	23/9

144 MHz

Place	Call	Points	QSO	Multi	Pwr	OP
			(+Sked)			
1	IK3MAC	906400	103	88	QRO	MUL
2	SV1BTR	167700	43	39	QRO	SIN
3	SP7DCS	119000	35	34	QRO	SIN
4	UA3PTW	93000	31	30	QRO	SIN
5	OZ1HNE	75600	28	27	QRO	SIN

6	IK1FJI	70200	27	26	QRO	SIN
7	OK1MS	65000	26	25	QRO	SIN
8	OZ4MM	60000	25	24	QRO	SIN
9	IK2DDR	55000	25	22	QRO	SIN
10	RU1AA	50600	23	22	QRO	SIN
11	I3EVK	44100	21	21	QRP	SIN
12	ES5PC	39900	21	19	QRO	SIN
13	CT1HZE	36100	19	19	QRO	SIN
14	HG1W	34200	19	18	QRO	MUL
15	SM2CEW	30600	18	17	QRO	SIN
16	LZ1DP	27200	17	16	QRO	SIN
17	N4GJV	25600	16	16	QRP	SIN
18	SV3AAF	18200	14	13	QRO	SIN
19	JH0WJF	7200	9	8	QRO	SIN
20	JE1TNL	2500	5	5	QRO	SIN
21	K6PF	1600	4	4	QRO	SIN
22	AD4TJ	900	3	3	QRP	SIN
23	DL7HR	400	2	2	QRP	SIN
23	SW1OAA	400	2	2	QRP	SIN
23	WW2R	400	2	2	QRP	SIN

432 MHz

1	SM4IVE	220000	50	44	QRO	SIN
2	OK1DFC	122100	37	33	QRO	SIN
3	UA3PTW	119000	35	34	QRO	SIN
4	I1NDP	105400	34	31	QRO	SIN
5	SV1BTR	90000	30	30	QRO	SIN
6	DL7APV	84100	29	29	QRO	SIN
7	OE5JFL	70000	28	25	QRO	SIN
8	G3LTF	44100	21	21	QRO	SIN
8	JA6AHB	44100	21	21	QRO	SIN
8	SP6JLW	44100	21	21	QRO	SIN
11	SD3F	40000	20	20	QRO	SIN
12	DL4MEA	37800	21	18	QRO	SIN
13	N4GJV	32400	18	18	QRP	SIN
14	DL1YMK	25600	16	16	QRP	SIN
14	OZ6OL	25600	16	16	QRO	SIN
14	SM2CEW	25600	16	16	QRO	SIN
14	SM6FHZ	25600	16	16	QRP	SIN
18	SP7DCS	22500	15	15	QRP	MUL
19	VE6TA	16900	13	13	QRO	SIN
20	SM3JQU	10000	10	10	QRP	SIN
20	SV3AAF	10000	10	10	QRP	SIN
22	JA9BOH	4900	7	7	QRP	SIN
23	LZ1DX	4200	7	6	QRP	SIN
24	CT1DMK	2500	5	5	QRP	SIN
24	DF3RU	2500	5	5	QRO	SIN
24	ES5PC	2500	5	5	QRO	SIN
27	WA6PY	1600	4	4	QRP	SIN
28	W5LUA	900	3	3	QRP	SIN
29	F2TU	400	2	2	QRO	SIN
29	OZ4MM	400	2	2	QRO	SIN
29	SM7GVF	400	2	2	QRP	SIN

1296 MHz

1	DL0SHF	400200	69	58	QRO	SIN
2	SM4IVE	376200	66	57	QRO	SIN
3	OK1DFC	353400	62	57	QRO	SIN

4	F2TU	341000	62	55	QRO	SIN	7	OZ4MM	125800	37	34	SIN
5	SV1BTR	340200	63	54	QRO	SIN	8	SV1BTR	112000	35	32	SIN
6	DL4MEA	312000	60	52	QRO	SIN	9	G3LTF	99000	33	30	SIN
7	VK3UM	301600	58	52	QRO	SIN	10	DL4MEA	86800	31	28	SIN
8	LZ2US	286000	55	52	QRO	SIN	11	OH2DG	84000	30	28	SIN
9	OZ4MM	280000	56	50	QRO	SIN	12	VE6TA	62400	26	24	SIN
10	OK2DL	274400	56	49	QRP	SIN	13	LZ1DX	62100	27	23	SIN
11	SP6JLW	258500	55	47	QRO	SIN	14	SV3AAF	57500	25	23	SIN
12	OK1CA	230300	49	47	QRO	SIN	15	SD3F	46000	23	20	SIN
13	G3LTF	230000	50	46	QRO	SIN	16	DF3RU	44100	22	21	SIN
14	DF3RU	206800	47	44	QRO	SIN	17	OK2DL	44000	22	20	SIN
15	R2/DL1YMK	180600	43	42	QRP	SIN	18	DL1YMK	39900	21	19	SIN
16	OZ6OL	172000	43	40	QRP	SIN	18	LA9NEA	39900	21	19	SIN
17	UA3PTW	163800	42	39	QRO	SIN	18	W5LUA	39900	21	19	SIN
18	ON4BCB	159900	41	39	QRO	SIN	21	IW2FZR	36100	19	19	SIN
19	RD3DA	136800	38	36	QRP	SIN	22	WW2R	32300	19	17	SIN
19	SV3AAF	136800	38	36	QRO	SIN	23	SP6GWN	23800	17	14	SIN
21	K2DH	133200	37	36	QRO	SIN	24	LA8LF	22400	16	14	SIN
22	SD3F	119000	35	34	QRO	SIN	24	PA0BAT	22400	16	14	SIN
22	CT1DMK	112200	34	33	QRO	SGL	26	SM2CEW	19600	14	14	SIN
24	SP7DCS	99200	32	31	QRP	MUL	27	RK3WWF	19500	15	13	SIN
25	OE5JFL	93000	31	30	QRO	SGL	27	WD5AGO	19500	15	13	SIN
26	JA6AHB	92800	32	29	QRO	SGL	29	VK3NX	15400	14	11	SIN
27	OH2DG	84000	30	28	QRO	SGL	30	IK2RTH	13000	13	10	SIN
27	UT2EG	84000	30	28	QRP	SGL	31	F5JWF	9900	11	9	SIN
29	IK3COJ	81200	29	28	QRO	SGL	32	PA3DZL	9900	11	9	SIN
30	W6YX	72800	28	26	QRO	MUL	33	WA6PY	3600	6	6	SIN
31	UT5JCW	60000	25	24	QROP	SGL	34	SM3JQU	400	2	2	SIN
32	IW2FZR	57600	24	24	QRP	SGL	35	9A5AA	100	1	1	SIN
33	9A5AA	46200	22	21	QRP	SGL						
33	SM6FHZ	46200	22	21	QRO	SGL						
35	JA6CZD	34200	19	18	QRP	SGL						
36	VK3NX	32400	18	18	QRO	SGL						
37	DL6SH	30600	18	17	QRP	SGL						
38	F5KUG	27200	17	16	QRP	SGL						
39	JA4BLC	24000	16	15	QRO	SGL						
40	VE6TH	22500	15	15	QRO	SGL						
41	VA7MM	19200	16	12	QRP	MUL						
42	SM3JQU	15600	13	12	QRP	SGL						
43	G3LQR	12100	11	11	QRP	SGL						
43	IK5QLO	12100	11	11	QRP	SGL						
45	PI7Z	9000	10	9	QRP	MUL						
45	F5JWF	9000	10	9	QRP	SGL						
45	WA6PY	9000	10	9	QRP	SGL						
48	G4DDK	8100	9	9	QRP	SGL						
49	W9IIX	4200	7	6	QRO	SGL						
50	SP3XBO	1600	4	4	QRP	SGL						
51	UT3LL	400	2	2	QRP	SGL						
52	CT1HZE	100	1	1	QRP	SGL						
52	UR6EC	100	1	1	QRP	SGL						

3400 MHz

1	OK1KIR	32300	19	17	MULTI
2	OK1CA	28800	18	16	SIN
3	DL4MEA	25500	17	15	SIN
3	G3LTF	25500	17	15	SIN
3	OZ6OL	25500	17	15	SIN
6	PA0BAT	24000	16	15	SIN
7	DL1YMK	21000	15	14	SIN
8	HB9JAW	16800	14	12	SIN
9	VE6TA	15600	13	12	SIN
10	OH2DG	14300	13	11	SIN
11	G3LQR	9000	10	9	SIN
11	VK3NX	9000	10	9	SIN
11	WD5AGO	9000	10	9	SIN
14	WW2R	7200	9	8	SIN

5700 MHz

1	F2TU	28900	17	17	SIN
2	OK1KIR	19600	14	14	MUL
3	OK1CA	14400	12	12	SIN
4	VK3NX	9000	10	9	SIN
5	IK2RTI	8000	10	8	SIN
6	JA6CZD	4200	7	6	SIN
7	ES5PC	3600	6	6	SIN
8	JA4BLC	3000	6	5	SIN
8	SV3AAF	3000	6	5	SIN
10	G3LTF	2000	5	4	SIN
11	SP6GWN	50	0+1	1	SIN

2300 MHz

1	F2TU	167700	43	39	SIN
2	SP6OPN	152000	40	38	MUL
3	ES5PC	148000	40	37	SIN
4	OK1CA	144300	39	37	SIN
5	OK1DFC	136800	38	36	SIN
6	OK1KIR	135000	37+1	36	SIN

10 GHz

1	F2TU	28900	17	17	SIN
2	OK1CA	22500	15	15	SIN
2	OK1KIR	22500	15	15	MULTI
4	ES5PC	18200	14	13	SIN
5	ON5TA	15600	13	12	SIN
6	WA7CJO	9000	10	9	SIN
7	F5JWF	5600	8	7	SIN
8	VK3NX	2500	5	5	SIN
8	WA6PY	2500	5	5	SIN
10	RA3AQ	2000	5	4	SIN
10	SP7JSG	2000	5	4	SIN
12	JA4BLC	900	3	3	SIN
13	JA6CZD	450	0+3	3	SIN
14	9A5AA	400	2	2	SIN

Note for Multiband:

If one or more of the bands of 2m / 70cm / 23cm was QRO category then on Multiband also QRO is listed. This is just for information. On 13cm and up there is no QRP/QRO indication.

Congratulations to all winners:

SV1BTR on Multiband, IK3MAC on 2m, SM4IVE on 70cm, DL0SHF (Op DL6LAU) on 23cm, F2TU on 13, 6 & 3cm and OK1KIR on 9cm.

In 2010 we have more entries on all bands! Thank you! Participating number of stations was higher than last year and also scores except on 23cm where the low declination limited the activity a bit.

QRP winners are I3EVK on 2m, N4GJV on 70cm and OK2DL on 23cm and Multiband.

R2/DL1YMK on 23cm was again a great expedition during the contest.

Certificates will be sent out in September.

73 Joe, DL8HCZ/CT1HZE

Soapbox

IW2FZR: All QSOs on 23cm and last the 3 on 13cm were made in remote mode. My station is 25 km away from my house. Sorry for poor CW, the PC is a bad cw operator, it is not the same, hi hi. Best 73, tnx for fun. Dario, IW2FZR

OZ4MM - Summary: Fantastic signals on 1296, even with low declination and noise from tree blockade. Had less time to be full time QRV on 13 and 23cm, but satisfied with QSOs with so little time active. 70cm was a disaster here, as my HV PSU went up in smoke! Worked 2 stations with 30W before I knocked my head into the wall, because of the PSU failure, hi. Hope the equipment will work OK next time, hi. CU in 2011
73 de Stig Vestergaard, OZ4MM

SM2CEW: Again a very fine contest, thanks to the sponsors/organizers. I like the format of the contest very much

and the fact that all contacts on lower bands are random makes it especially attractive. Due to a mixture of bad weather and low declination I could not be QRV on 1296 MHz this year. 73 de Peter SM2CEW www.sm2cew.com

VK3UM - Comments: Given the 'low Dec' weekend it certainly posed challenges for many, so many challenges that US stations were far and few between. However there were several rewards in working Luis (CT1DMK) at 1 degree with half his dish illuminated, (see also how many I also worked after that down to 0.3 degrees), also Peter G3LTF through a brief gap in his trees and similarly Dave G4RGK. For me, at that chosen declination, it results in many of my QSO's being concentrated in my last 5 degrees of Moon and given the 7dB of ground noise from 2 degrees it is a challenge. The first night I worked 45 in less than 2 hours so there is not time for too many niceties. There are a few pointers I regurgitate every year and I will do it again this year.

- listen and adjust your speed to the other .. if he calls you at 10wpm respond similarly. Calling me at 30+ wpm is fine but at R3 you are making it tough!

- if you hear YYY VVV KKK 333 UUU MMM follow suit ! I really am trying to tell you something.

- during a pile up .. spread out .. I do tune .. and I do respect your ability to zero beat with 10 others but ...

- YYY BK means just that .. a couple of quick call signs off the pile and we will work before the mob even finishes calling. Michael and I do that most of the time. Over the years one particular station calls with JJJ BK and I respond with RRR 57n BK and he responds with RRR 57n 73 BK then a couple of dots.. and it all over. now that is deep search and short message handling at its finest .. we invented it first .. sure its not 'legal' but its fun .. and we both are 100% right in our log entry! No prizes for whom I refer .. there is another too that just sends KR.

- tail ending .. you know who you are .. when I have 3 degrees of moon left and I am trying to work a pile up you do not help calling some one I have just worked .. you have 8 hours of coincident moon starting so please show some respect to others. Watch out if we meet at a conference I will put beer in your chardonnay ... (or worse) .. I promise!

- and then becoming the meat in a frequency sandwich .. I had 2 x 10meter dishes, one 200Hz high and another 300Hz low at one stage.. next gear guys I may just operate above 030 .. but all the above will happen there too!

- and finally the 'willy wagger' that comes up on SSB with 1KW plus to a big birdbath on 020 .. you stuff it up for every one mate .. and those who respond are just as bad.

A great Contest .. and great operating very much on the whole .. thanks to all I worked .. sorry I missed a few but moon time into Eu is limited .. I try my best ... thats why I enjoy CW!

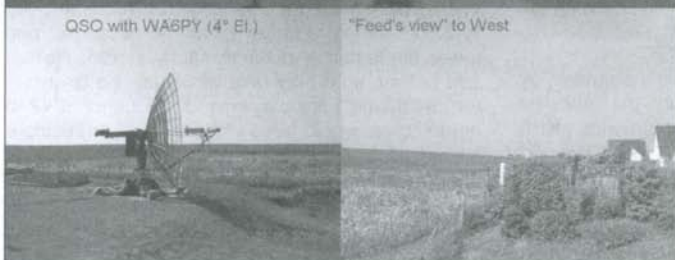
73 Doug VK3UM

WW2R 1296: I am submitting a zero points entry. The times for the event were ridiculous. This far west the moon window was very short to EU. The rules state that the contest is a "EUROPEAN eme contest" obviously the times for 1296 were chosen to greatly advantage the european stations. Dave (DL8HCZ: Next time better again ☺)

DL4MEA: I feel that especially the arrangement of time vs. bands was perfect this year. There was overwhelming activity on all bands, but 9cm is outstanding. On the other bands the signal level was amazing, I previously rarely had my S-Meter moving but this time it nearly always moved. On 70cm I was happy doing so many QSO with my medium size station, luckily I just before made my feed working properly and as intended with CT1DMK's help. On 13cm it was again a problem to attract on 2304MHz as a 2320MHz-TX-only, there is meanwhile so much traffic from Europe on 2304MHz that crossband listening is done too few times. For me the often criticized low declination on 23cm was just good, so I was able to work from moonrise to moonset, and doing QSOs at 2° elevation is really fascinating. See picture. But I think for fairness and for the others it shall have been better one weekend earlier. On nearly all bands the activity center was Europe and there was disappointing less activity from W, really. Those always present were there, but I expected much more. Thanks a lot for the tremendous contest, Joachim. 73, Günter



UT2EG 23cm



9A5AA 2.4m offset dish

left: DL4MEA's dish - perfect position and take off for low declination operation

EME News

70cm & up

Editor: Bernd Wilde, DL7APV

Intro

Summer time is always low activity. I prefer as many of you sitting in the garden instead in the hot shack. As you reading this Dallas EME conference is over and hopefully was a good party.

The **contest season** starts now with

Sept 4/5 ARRL 13cm & up EME contest

Sept 24/25 ARI CW contest

Oct 2/3 ARRL EME contest 6m-70cm Part 1

Same time is EU IARU Reg 1 UHF tropo contest, so eu-activity will be down and much qrm is possible

Oct 30/31 ARRL EME contest 6m-70cm Part 2

Next **432 Activity Periods** are:

Aug 28/29 Sat 21-23 & Sun 6-8

Expeditions



tnx to Johan PE9DX, Eltje PA3CEE & Rene PE1L for nice exp. (7 QSO on 432)

OH0/DK2ZF is qrv from Aland Island (KP00) on 432 between 9 and 21 Aug with 2 x 19 el X-pol yagis and 500 W. Rolf will be qrv again from end of September until November, 6th, 2010 from the **CE0Y** and **CE** on 70cm EME.

9Q1EK is still in the Congo and could come on 432 at anytime with 4 yagis.

Dxpedition activity for Sept. is planned by **OK1DFC** from **ZA** and later in the end of November by **DL3OCH** from Marianas, **KH0** (70cm&23cm). May be also KH2 for 1 day on 23cm. Bodo is still qrv now as **BV2A**.

LA/DL2NUD activated back in June some squares in the far north, due to health problems Herrman

had to quit very early and moved home. His major activity was on 144 but he made some QSO on 432 from JQ90, JP99, KP08, KP16. His next expedition is planned for **Sept./Oct. to CE0Y**.

432 MHz

Activity dropped extremely down. Back in May 3B8EME and R2/DL1YMK were the highlights. Other new stations wkd in May were:

OH6UW 75W 19el.

LZ10A 4y 500w

PY2OC 1y 28el 50w

K8SIX 1y 500w

and ZS1LS.

ARI May

Sat. in JA window was bad faraday, became better at moonset, condx on Sunday were better, but low activity overall. Highlight was 3B8EME who made some qsos.

ATP May

R2/DL1YMK was the highlight in May, the VK/EU window was with normal activity with very deep and slow qsb, hrd were SM6FHZ, I1NDP, SM4IVE, DL9KR, SV3AAF, OZ4MM, SM7GVF, JA6AHB.

In **June/July** activity was nearly zero, new were: DL8GP 4x21el. & 50W and KL7UW 5m 24w and in **July** YO4FNG 4x19 500w.

K5QE has now 16 x 28el. Yagis running and produces a big signal.

G0RUZ plans a 4 x YU7EF 7027 array and hopes to be qrv in 8-10 weeks.

SM7SJR will be active after his holidays in Aug again. I will have better TX and RX gain than last time I was QRV. I am not QRV on the internet from my 2nd QTH, so it will only be good old fashioned random operation. 4xM2 13WLa (max elevation 35 deg at current mount position). Alfaspid RAS and HRD for tracking, 7/8" TX coax, Aircom + for RX. 2xLNA, GS23B. 70cm EME initials: #2. 73. Bjorn

VE2XX Stuart is getting close to being QRV again on 70 cm EME. He has an array of 8 x FO22 yagis mounted and is working on the calibration. He also needs a good high power PA and to mount his preamp at the feed point.

WA0ARM Bill will be setting up for 432 EME with WODRL's array. I have all of Al antennas and tower harvested and home safely stored. He will add pol rot. so it may take while until he is qrv. In the meantime I am playing with a Cushcraft 424b mounted on an old large video tripod. I am using a Yaesu FT-857D and a Rigblaster Plug and Play interface. I do not yet have a preamp, but I do have a 100 watt brick. It only requires 15 W to drive, so the Yaesu will work fine. I am using about 30' of LMR400 for lead in.

WA3QXP Paul has completed expanding his 432 array to 8 x M2 9 wl yagis and now only needs a TR good relay for his high power PA.

A71AW has made several QSOs on 70 cm EME in the past and will take skeds. Hamad has a single K1FO home made yagi and a 100 W brick amp with a mast-head preamp from grid LL55rh.

I am afraid we have lost another member of the gang. **KM5A** passed away in Feb. Steve was not very active in recent years, but did listen to the 20m net to keep up with what was happening. He was regularly QRV on 70 cm EME for several years starting in 2003 with 4 x 21 el yagis of his own design from DM83 in SD. Steve enjoyed the challenge of EME and will be missed by all.

6cm

Henryk **SP6GWN** made the first ever in SP 6cm EME qso. On Sunday 25. April he finally was able to contact Philippe F2TU. Equipment used by Henryk: 2.7m dish 0,37f/D, RA3AQ feed scaled from 23cm version, PA 12W (11W in feed), LNA 1,3dB. sp6gwn@wp.pl

OK1KIR report from 6cm AW on July 10-11

There was great activity during the first day of 6 cm AW. Wkd on 10 July at 0256 OK1CA (559/569), 0335 OH2DG (559/559) #39, 0350 PA0BAT (559/559), 0403 JA8ERE (559/449), 0413 SV3AAF (559/559), 0446 ON5TA (O/O) for initial #40 and the first ON/OK 6 cm QSO, 0535 G3LTF (559/559), 0625 JA6CZD (559/549), 0721 DL4MEA (559/539) #41, 0734 ES5PC (549/559), 0813 G4NNS (559/559), 0824 F2TU (559/559), 0922 LX1DB (579/569), 1005 DF9QX (O/O), 1335 WA6PY (O/O) #42, DM field and CA state, 1359 CT1DMK (559/559), 1438 VE4MA (549/549) and 1525 WD5AGO (549/549).

On Sunday 11 July we added at 0404 SP6GWN M/549 #43 and DXCC 22, 0453 PA0BAT 559/559, 0703 G3LTF 559/559, 0830 QRZ (SV3AAF??), 0909 F2TU 44/42 SSB and 1429 W5LUA 569/569. Digital mode JT4G tried and wkd on 11 July at 0615 ES5PC -24/-17, 0637 PA0BAT -23/-19 for JT #4 and 0852 G4NNS -20/O.

At 0510-0520 we measured sun noise 15,2 dB /SF80, moon noise 1,3 dB and CS/G noise 4,4 dB. In total 20 stations were made on CW, 3 stations on JT4G. Many TNX and appreciation to G3LTF for organizing this 6 cm AW.

ON5TA had a great time during the July 10-11 activity week-end! My set up: the 2,3 m offset dish normally used for 3 cm EME, a septum feed hastily built 2 days before and my terrestrial system with a modified surplus 6 GHz amplifier, giving about 8 W output on Saturday and a lot less

on Sunday because of the exceptionally hot weather! Moon noise was 0,5 to 0,6 dB and sun was abt 10,5 dB. I was delighted to work OK1KIR, F2TU and LX1DB. Also heard PA0BAT, OK1CA, VE4MA, CT1DMK, JA8ERE, G3LTF, G4NNS, W5LUA and OH2DG. A 35 W PA is under construction... Many thanks to Peter G3LTF for organizing this nice AW. 73 Eric



N9XG 2x22el K1FO yagis for 432MHz

Calendar for 2011

2011 has several nice weekends, but it was not easy to find dates for all contests. It might be to many contests, but who will change it ?? The maximal declination will go down over the next years. 2006 to 2008 we had the maximum close to 29. 2009 until 2010 it dropped to 23 and will slightly decrease to (2013: 20, 2014: 19) abt. 18 in 2015 as the minimum. In 2016 it will go up again. Also perigee and high declination are out of phase for the next years. So we will see shorter moon times and maybe more activity at lower declination to make all happy in the south.

***ATP=ActivityTimePeriod for 432MHz, send reports to K2UYH & Dubus**

432 MHz activity times are preliminary see <http://www.sm2cew.com/dubus-aw-70.html> or www.mydarc.de/dl7apv/moon2010/moon2010.htm for updates.

Sun offset DA = day AM, DP=day PM, N=night ? = ARRL only proposals so far!!!

73 Bernd DL7APV

Lunar Weekend Calendar for 2011 (by DL7APV)

2400 Sat/ 0000 Sun	Decl /deg	Loss (dB)	Sun offset/°	Temp 432	Libra- tion	Contest Dates	Comments & 432 ATP
Jan 1 /2	-24	-0,9	-30 DA	80	-	Just relax	high sky temp
Jan 8/9	-3	-1,9	+52 DP	15	+		vy cold sky/apogee
Jan 15/16*	+23	-1,0	+128 N	35	-	ARRL VHF	ATP sat 22-0 & sun 14-16
Jan 22/23	+1	0	-137 N	20	+		Cold background&perigee
Jan 29/30	-24	-1,1	-47 DA	160	-		Hot background
Feb 5/6	0	-1,9	+32 DP	25	+		Cold & apogee
Feb 12/13*	+24	-1,1	+109 DP	40	-	70/23 SSB	ATP sat 23cm/sun 70cm
Feb 19/20	-2	+0,2	-157 N	20	+		Cold background&perigee
Feb 26/27	-23	-1,2	-64 DA	200	-		Hot background
Mar 5/6	+3	-2	+12 DP	25	+	EU V/UHF	ATP sun 08-10 & 15-17
Mar 12/13*	+24	-1,1	+91 DP	45	-	DUBUS 2m + 10 GHZ	
Mar 19/20	-5	+0,3	-177 N	25	+		best loss this year
Mar 26/27	-22	-1,2	-81 DA	100	-		Hot background
Apr 2/3	+7	-2	-7 DA	25	+		Cold & apogee
Apr 9/10*	+23	-1,1	+74 DP	45	-	DUBUS 5.7 GHZ + 432 MHZ	
Apr 16/17	-9	+0,2	+163 N	30	+		perigee
Apr 23/24	-20	-1,2	-100 DA	50	-		Italian EME Meeting?
May 0/1	+10	-1,9	-27 DA	25	+	DUBUS 3.4	Cold & apogee
May 7/8*	+21	-1,1	+57 DP	35	-	DUBUS 2.3	EU V/UHF
May 14/15	-12	0,0	+144 N	30	+/-		perigee
May 21/22	-17	-1,2	-119 DA	35	-	Dayton	
May 28/29	+13	-1,8	-46 DA	25	+/-	ARI dig	ATP sun 5-7 & 11-13
June 4/5*	+19	-0,9	+40 DP	30	-	DUBUS23cm	(EU 23&up tropo)
June 11/12	-15	-0,2	+126 N	30	+/-	ARRL VHF	Perigee
June 18/19	-15	-1,2	-139 N	30	-		
June 25/26	+16	-1,8	-66 DA	30	+/-	HAM Radio	Apogee
July 2/3*	+17	-0,6	+22 DP	20	-	EU V/UHF	ATP sat 15-17 sun 8-10
July 9/10	-18	-0,4	+109 DP	35	-		
July 16/17	-13	-1,3	-159 N	35	+/-		
July 23/24*	+18	-1,8	-86 DA	35	-		Moon in south
July 30/31	+14	-0,4	+4 DP	15	+/-		Cold background
Aug 6/7	-21	-0,5	+93 DP	40	-	ARRL UHF	Moon in south
Aug 13/14	-10	-1,5	-178 N	30	+/-		
Aug 20/21*	+20	-1,8	-105 DA	35	-	DUB Digi 2m	ATP sun 7-9 sat 23-1
Aug 27/28	+11	-0,2	-16 DA	20	+/-		Cold background
Sept 3 /4	-22	-0,4	+76 DP	40	-	EU VHF	Moon in south
Sept 10/11	-6	-1,7	+163 N	25	+	Weinheim	
Sept 17/18*	+21	-1,8	-123 N	35	-	ARI CW	apogee
Sept 24/25	+8	-0,1	-36 DA	20	+		perigee
Oct 1 /2	-23	-0,3	+59 DP	70	-	EU UHF	Moon in south
Oct 8/9	-3	-1,8	+144 N	15	+		Cold background
Oct 15/16*	+22	-1,8	-141 N	35	-	ARRL ???	apogee
Oct 22/23	+5	-0,2	-56 DA	20	+		perigee
Oct 29/30	-23	-0,2	+41 DP	120	-		Hot background
Nov 5/6	+1	-1,8	+124 N	25	++	EU-2m CW	apogee
Nov 12/13*	+23	-1,7	-159 N	40	-	ARRL ???	Near apogee
Nov 19/20	+1	-0,4	-75 DA	20	++		perigee
Nov 26/27	-22	-0,2	+22 DP	200	-		Hot background
Dec 3/4	+4	-1,8	+105 DP	25	+		apogee
Dec 10/11*	+22	-1,5	-177 N	40	-	ARRL ???	Near apogee
Dec 17/18	-3	-0,5	-93 DA	20	+		Cold background
Dec 24/25	-21	-0,3	+3 sun	180	-		SUN NOISE

M&M – team on tour again - R2/DL1YMK moonbounce operation

Wow, this one was really, really difficult to achieve...not in terms of the mere operating and the related technical aspects, no, that went smooth like all the 6 previous portable operations performed before, no technical failures....apart from a drowned harddisk drive, at least. This contribution therefore is somewhat different from the usual DXpedition reports, but just have a look yourself...

Actually, this enterprise was my logistics manager's ultimate masterpiece so far. From the first idea to go to the former restricted military zone of Kaliningrad for a portable EME operation to being assigned the special event permit with the R2-prefix, it took us more than 3 years. It was hard to find the right starting point to feed our application into the Russian licensing system, especially, when you can't read Cyrillic writing...now I can (had to be proved later on). In this context I don't want to miss mentioning the kind support of our Russian friends Sergej, RW3BP, and Dmitri, RA3AQ, who directed us the right way. In the end, the pile of papers around the DXpedition planning procedure had reached a height of respectable 8 cm.....

I do well remember the problems Monika had to find a suitable location for us, the www is generally a big help, but she spent nights at the computer and could not find a single holiday home for rent in Kaliningrad – although there were plenty of hotels downtown, but for a number of reason this was no real option for microwave moonbouncers. Just by incident she happened to get in contact with a man living near Hannover, who's parents were running a farm in Holmy, Kaliningradszkaya Oblast. Those very nice people were renting rooms on the farm and surprisingly enough they were German-spoken, as they had lived and worked for many years in Germany before they got back to Russia. They had no objections against setting up the mighty ugly dish on their farm ground. They even agreed to let us use their little summer house as a shack. The take-off from K004fv seemed to be reasonably good according to Google Earth. Hence, finally our location was found around December 2009 – but we could not book it, as we still had no license in hands. We were desperately waiting for the results of the so-called expert finding of the GRFC (General Radio Frequency Centre) in Moscow.

Many months had elapsed since our first letter to Moscow, applying for a moonbounce license. We even were not sure, if it had reached the right place, at all. So we decided to investigate on this by contacting the German embassy in Moscow for assistance. In fact, they were very helpful and found out that indeed our matter was still processed by the GRFC – and it seemingly looked good. More weeks went by until mid of February 2010 we got a letter from the GRFC with a payment order for the expert finding. It had to be balanced within a fortnight, otherwise the case would be dropped. Geeee, how to transfer rubles that quick ?? Well, Monika found a way to direct the sum to the account given in time.....but no reaction for another 4 weeks. Monika again asked for help at the German embassy. They provided us with a fax number of the GRFC department in charge, so from now on all was a little bit easier, because Monika now communicated with the GRFC by fax. She found out, that they needed to know about the exact QTH, so at last the booking procedure for our accommodation could be pursued further. And yes, now the GRFC told her, that actually the license would be granted and consequently she asked for a fax copy of the document. In this document (in Cyrillic and, as a very professional service, the essentials also in English) the special event callsign was already assigned, but we learnt, that the 'usual' licensing procedure at the Roskomnadzor in Kaliningrad now had to be initiated by us. Oops, it already was end of February by now...and we wanted to be at the destination for the DUBUS contest in May. Not a word mentioned, how to get in contact with Roskomnadzor, also googling the www was zilch about it. Hmm, Monika once again contacted the German embassy, this time the branch office in Kaliningrad. After explaining our matter by mail (this normally was done by Monika long after midnight, when all other daily commitments were served), the embassy was very helpful and provided a mail address of the Roskomnadzor in Kaliningrad. Luckily enough the manager in charge there was a lady called Larissa, who fortunately was perfect in English and a real professional. We sent her a copy of the GRFC license fax (the original document still hadn't arrived yet...) and she signaled by mail that all would go smooth, we should not worry!

By then it was end of March and the first operator got somehow just a little bit, let's say, nervous. Around that time I kept annoying Monika with the idea to drop the R2-plans and go for option B, which incidentally had been granted in the meantime. I will not replay the comments I got from her then....

We were ordered by Roskomnadzor to fill out another form in Cyrillic writing about the technical details of the rig, the exact location and other essentials. This was meant to be the basis for the permission to use all that homebrew gear on Kaliningrad territory. With the help of a Russian colleague at my work place, we found out what the form exactly asked for, but time was really running short by now. We sent all the information in English to Larissa at Roskomnadzor, as she had kindly offered to translate it into Russian for us. She then sent the completed form by mail, which I had to sign after printing it, before it was returned to Roskomnadzor by UPS in order to save some time (yes, UPS serves Kaliningrad, the postage fee was impressive, though). Lady Larissa promised to be speedy with the official permit document, and after 2 more weeks we received the official document by surface mail.

Meanwhile, as things looked more optimistic, the room on the farm was finally booked, as well as the ferry from the German port of Kiel to Klaipeda in Lithuania. From there we wanted to head South via the Kuronian Spit to the checkpoint of Nida.

So far the planning...did we forget something?? Yepp, now the next problem was arising adamantly and it was deemed to be a

huge one. The customs agent, whom Monika had contacted in the meantime, came to the conclusion after a seemingly endless mail exchange that temporarily importing our rig from the European Community into Russia would not be possible via the checkpoint at Nida. Some mails and days later he even informed us that we could not import our rig at all – no way! He suggested we should go to Kaliningrad for just a nice sightseeing trip, but we never ever would be operating via the moon from there, just impossible – just forget about it!

The first OP was very close to a heart attack and mentally prepared to give up on it...the calendar had flipped on to the second week of April. Not so the 2nd OP: she again was found hacking all night long for at least a week or so. And her insistence really paid off: again the German embassy in Kaliningrad gave us the essential clue by recommending to us a local customs agent, named Alexander. We tried to contact him by mail, but the days went by and nothing happened. Another try and then he finally replied. He was a bit shy about his English, he wrote, but he promised to drive 150 km from Kaliningrad to checkpoint Nida with copies of our permits to talk to the local customs people. That was more than we could expect and indeed after the next weekend we got a reply mail from him quoting that the customs would not object to let us through, provided we would mail a packing list to him, comprising every single jumper cable. No problem, I thought, have it on the computer - until I read: the list had to be in Russian language – oops, now had a giant problem, again!

By now we were 3 weeks before the planned departure, definitely no time to lose anymore. Translation program was the key word and google is your friend...I compiled the list and I'm pretty sure it was good for more than just a laughter, but I mailed it to Alexander. Surprisingly enough he did not complain about it and another nerve-wrecking week later we got his final go: the customs were prepared and preconditioned for our arrival on the 12th of May at noontime and he would be waiting for us on the Russian side of checkpoint Nida to assist. That night the 2nd OP was smiling all over triumphantly, the 1st OP was just speechless and groggy – what an amazing effort after all!

Kaliningrad never had been activated on UHF and up via the moon so far - with that in mind you inevitably start to think about a possible technical failure, what, if you tilt it, what if something essential was left at home??? The fact that nobody actually knew about the sensational destination was of little comfort only. Putting yourself under expectation pressure makes you even twice as careful. Therefore, Monika was absolutely irritated, when I reported after only two nights rumbling in our cellar that everything was packed in the usual staple boxes. Well, menfolk just is better organized, isn't it? Not the right kind of comment, I learnt.

Packing the car was not a big deal after the recent OH0-trip, although female memory clearly won in where to put what. Believe it or not: even with the routine of many DXpeditions I really met my fate somehow, when spending 1,5 days on the ferry to Kaliningrad in a mood of vague expectations. Just 1,5 days, still in relative peace of mind, before the big struggle would start once again. We arrived in Klaipeda and made our way out of the port through the lively city, heading for the Kuronian Spit, although our navigation system (her! name is Else...) had only a very rough idea. When we drove down South over that sand dune peninsula on narrow roads slower than anticipated, we both turned more and more ineloquent – will the customs really let us through? What, if not? Will Alexander be waiting for us in case of trouble? Well, the second question was definitely answered half an hour later after having passed the Lithuanian border control: no!

We got increasingly nervous, when we were advised to leave the row of waiting cars on the Russian side. Firstly, we were ordered to fill out a serious number of forms by the border patrolmen, of course all written in Cyrillic, but Monika just was prepared for this, as she had all forms as a template in English language, so it was easy to transfer all required informations into the right place.

However the situation got hypercritical, when it came to the import of the rig. A customs officer inspected the car stuffed full of suspicious communication equipment. We were asked something in Russian about it and nervously showing the GRFC license did not yield any effect at all – why Alexander did not show up to assist?? All of a sudden, a hand of an invisible person behind the smoked glass of the officer's booth shifted on a copy of the Roskomnadzor document to the officer on duty...he frowned, but after endless seconds stamped all documents finally – Alexander obviously had done some kind of magic! Jesus, you can't imagine our relief in that moment, when our doubtful question, if we were allowed to pass now, was replied by a friendly 'pajalusta, dosvedanje!' We jumped into the SUV, carefully keeping to the speed limits - you never know...

About 2 km behind the checkpoint, a car came up flashing its lights. We stopped and met Alexander in person, who just had left the checkpoint to have a coffee nearby, as we were somewhat late – right, we really were, lost in time. He gave us useful hints for finding our way to Holmy, inguss what... fluent German!

After another hour's drive we arrived at the farm, our hosts were already waiting for us. Having cleared some alimation details, we quickly unloaded the SUV in the late Tuesday afternoon sun into the summer house shack. The OP even managed to erect the tripod and the hub of the dish in the strawberry fields, as on Thursday 13.05., Ascension and a bank holiday in the most of Europe, we planned to make the first shot on 23 cm very early in the morning. So we had a relaxed Wednesday to set up the dish in a routine manner in bright sunshine. By noontime we both had caught our first sunburn, the wx was not all that chilly in Kaliningrad...but proved to be changeable: when the last mesh panels went in, a sudden breeze came up – pure wickedness! By the time we were ready, we unfortunately had already lost the moon. A short test of the 23 cm station beaming the sun (no, not that optimistic, only for sun noise...) was passed ok – we were prepared for Thursday early morning to come. We had to rise 0230UT in first daylight (minus three hours time shift to local) and experienced Kaliningrad as forecasted: foggy! No chance to visually correct moon tracking, but this for the first time was not necessary anymore: the Spid rotator had been upgraded by magnetic absolute encoders, together with OE5JFL's superb generation 2 controller this enhancement nearly pushed the second

OP close to unemployment benefit, hi!

The moon was easily found and after a few CQ's with that still unfamiliar callsign our friend Zdenek, OK1DFC, was the first to be logged 569/559, closely followed by Franta, OK1CA, with the same reports – not too bad for a dish keeping the farmer's chicken warm while beaming East. Even with the antenna still obstructed to roughly a third of its beam width, VK3UM, was heard in speedy CW. I did not really believe he could copy our signal yet, but he immediately came back with his report – good job once again, Doug, from OH0 there was some pine tree between us, now the chicken shack. When the moon came up a little higher, we were able to work JA4BLC and JA6AHB with good signals. When W7JM was logged at 1521UT at the end of the first day, we had completed 44 QSO's at 39 initials, including most enjoyable sideband contacts with DF3RU, F2TU and LX1DB. Hence, the first OP was just a bit more relaxed – even, if something would fail now, we at least had brought Kaliningrad onto the moon on 23cm! Finally, all the effort would not have been completely in vain. In case we really would not fail, Monika had purchased a single malt on the ferry, we now had a glass after a traditional borsht diner (Peter: a 12 y.o. Bowmore Enigma, unfortunately they had no Laphraig on stock).

On Friday morning 13 cm was next: Franta, OK1CA, had to be up as early as ourselves in order to be initial 1, also with excellent 569/559 reports, followed by SP6OPN and G3LTF. Highlights throughout the day were armchair copy SSB-QSO's with F2TU, LX1DB and G3LTF, Phillippe making the 1st OP sweat, when searching the microfone, buried somewhere in the boxes. At 1334 VE6TA opened the Western window. From the US WA6PY, W7JM, WD5AGO and WW2R achieved to log a new DXCC during our first 13cm attempt, before the moon set behind the massive farmhouse complex. We never had lost the moon due to the new tracking system, making the 13cm traffic so much easier compared to previous DXpeditions. For those interested in the Spid modifications: more details on this topic will be presented in the Dallas conference talk. Also, the cross band traffic to the US was significantly eased by the waterfall display of the SDR-IQ, which for the first time was hooked up to a buffered IF output of the IC910 exciter on 10.850 MHz. This new feature was devotedly operated by Monika, now feeling the need to improve her CW, hi!

Saturday, 16th, the 70 cm activity was to follow. From the previous DXpeditions I had gained the impression that our hearing capability was somewhat sub-optimal, even accounting for the marginal gain of a 4.1m dish on UHF. So I had decided to sacrifice the ability to switch H/V and concentrated on a mere linear short backfire loop feed. That would save one additional coax relay with connectors in front of the LNA, which was also changed to a ATF43143 at 0.32 db overall NF. And in fact it did pay off: for the first time ever echoes were audible on the first shot through the Kaliningrad foggy morning. Fascinated I still echo-tested, mistrusting a bit the RL of the dew-soaked feed and out of a sudden VK3UM appeared with his so familiar and precise hand-keying, although a considerable portion of the beam again was shadowed by that chicken shack on our moon rise (Doug's comment later: MFC = Michael fried chicken...but I swear no casualties reported unless for a diner meal). Soon afterwards our friend Lars, SM4IVE, demonstrated what signal strength can be achieved with just a tiny little dish of 13 m – good gracious! During this first 70 cm session 24 CW-contacts were completed, with David, G4YTL pulling the plug for us. The following days, we restarted 23cm as well as the other bands successively for those, who had missed us previously.

During the moon-free times we took the chance of extended sightseeing of the Kaliningradskaya Oblast, travelling mainly by a well-organized public bus transport system – and the 1st OP meanwhile had successfully learned to decipher the destinations of the different bus lines on the time tables!!! Normally, with this we solely had to rely on Monika, who had Russian lessons in school long ago. Especially, a boat trip on the River Pregel through Kaliningrad City, still revealing many German footprints from the middle ages to pre-WW II period, was extremely fascinating for both of us. Kaliningrad downtown is a very modern and pulsating city of European style, but we were happy to have gone there by bus and not by car, as the traffic just is kind of crazy! In contrast to the busy city the extended walks on Baltic Sea beaches of the Kuronian Spit are an unforgettable experience. The peninsula is a strict nature reserve these days, both on Russian and Lithuanian side, the flora and fauna being completely unharmed by human impact for a long time. By careful reinforcing measures the famous wandering dunes today are no more a threat to the fishermen villages on the Spit, as they still had been in the 40ties of the last century, resulting in many casualties. And it is really true: nowhere else on the world you'll find so many pieces of amber than on the beaches near Jantarny, where the world's largest amber mine is located. Of course, for Monika we had to finalize the visit to this amazing region with a costly visit to a jeweller's shop to buy a butterfly-shaped necklace made from amber (...her second hobby besides cacti).

Normally, when returning from our country trips we popped in the internet café – unfortunately without any coffee, hi - in the town of Selenogradsk near Holmy. From there nearly all infos to the moon reflector and for OK1DFC's web site were dispatched for little money, as even for big money the wireless access on the site was only flimsy. Also, our landlord Mr. Tissen kindly gave Monika a lift to the internet café when needed, while the first OP was brass pounding.

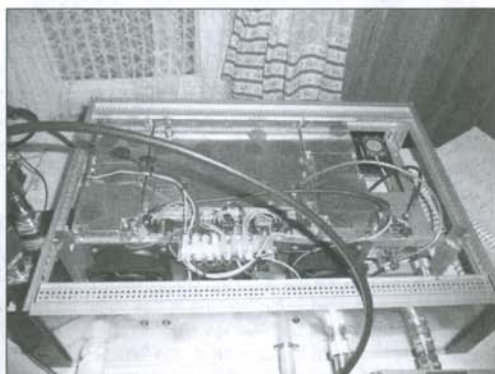
Only very few times we were forced to use the wireless GPRS service, when i.e. coordinating some JT-sked changes at short notice, resulting in a bill over 2000 € roaming fees in total after having returned back home.

When the first hi-pe was over during the week, we also made a few contacts in JT for smaller stations on all three bands. With this, the only technical problems of the trip arose in terms of a flooded hard disk drive, the read head obviously surfing on a waterfilm, which had condensed in the laptop due to a water pipe rupture in our summer house. After playing some dirty tricks on the computer, decoding was possible again, although very slow. Extended free messages were exchanged with PA3FXB (like: 'M&M forever!' – thanx Jan for compliments!!!!) and WW2R, which was kind of fun, because I could have diner, while the computer was operating. Less fun was the fact that the program only accepted the R2 prefix, after it was included in the DXCC data base, as learnt from Geert, PA0BAT...hony soit qui mal y pense...

The highlight towards the end of our operation was again the participation in the DUBUS contest on 22./23. May. Many contest points were given out by R2/DL1YMK in dupes, but also 11 initials were logged during the contest, the biggest station being PJ9CAM and the smallest station (to our knowledge) worked in CW being F5HRY (O/529) with a 2.4 m dish and 200W. The complete logs of R2/DL1YMK have been compiled on Zdenek's page at: <http://www.ok1dfc.com/Peditions/ymk10/ymk10.htm>

A total of 201 QSO's with 138 initials has been worked, splitting up into 34 QSO's at 31 # on 70 cm, 130 QSO's at 79 # on 23 cm and 37 QSO's at 28 # on 13cm. We think this to be a substantial achievement for just a party of two crazy moonbouncers despite all the preliminary problems, which had to be mastered. Of course, we are very much obliged to all community members giving us their undivided attention once again. From many stations we've been given acknowledgements by mail – big thanks, very much appreciated. And yesss, we're already busy with plans for a 2011 moonbounce DXpedition.....so stay tuned!

CU off the rock de M&M – team



R2/DL1YMK Kaliningrad May 2010 - impressions

Tropo Reports

2m, 70cm and up

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

TNX to all for sending reports!

2m

CN2CT (Op F2CT in IM52JH) wkd on 144 MHz

July 5th 2010

EA8CTK IL18NI 858 km
EA8TX IL18QI 837 km

July 6th 2010

D44TD HK86NU 2201 km!
D44TXV HK86NU 2201 km
D44TOI HK86NU 2201 km

July 7th 2010

D44TOI HK86NU 2201km
D44TZN HK86NU 2201 km
D44TD HK86NU 2201 km

July 8th

D44TZN HK86NU 2201 km
D44TXV HK86NU 2201 km
EA8BWW IL18UK 805 km
D44TOI HK86NU 2201 km

July 9th 2010

D44TXV HK86NU 2201 km
D44TAX HK86NU 2201 km
EA8YT IL18SL 816 km
EA8TX IL18QI 837 km
EA8BPX IL18SK 818 km
EA8CQX IL18RJ 828 km

July 10th 2010

D44TXV HK86NU 2201 km
D44TD HK86NU 2201 km
CT1ANO IN51RE 989 km
CT3HF IM12OP 713 km

July 11th 2010

EA8TJ IL18RI 830 km

HB9DTX wkd on 144 MHz

19 Jun 2010

1649 9A9SF JN65UF 555km SSB

20 Jun 2010

0833 TK/F1NSR/P JN42QU 497km SSB

70 cm

G3XDY wkd on 432 MHz

02 May 2010 DH8WJ JN59
02 May 2010 DR9A JN48
16 May 2010 OK1KIM JO60
17 Jun 2010 SM7GVF JO77 1019km
03 Jul 2010 DR9A JN48
04 Jul 2010 OK2KKW JO60
04 Jul 2010 EB1RL/P IN83 1055km
04 Jul 2010 DL0GTH JO50
04 Jul 2010 DF0MTL JO61
13 Jul 2010 DF9IC JN48

23cm

DK7QX in JO42KH wkd on 1296 MHz

Date

Time	Call	Loc	QRB	Remark
07 Mar 2010				
1017	OK1KPA	JN79US	555km	
1258	OK5Z	JN89AK	595km	
14 Mar 2010				
0955	F5DQK	JN18GR	599km	TS
1007	F6DKW	JN18CS	614km	TS
16 Mar 2010				
1840	SM7GEP	JO77IP	700km	AR
2120	G3XDY	JO02OB	523km	
2127	G4DDK	JO02PA	518km	SSB
2210	G4BAO	JO02CG	589km	TS+AR
05 Jun 2010				
0855	LA4SHF-B	JO28UO	727km	TR hrd
0900	SK6UHI-B	JN57TX	653km	TR hrd
1740	F1PYR/P	JN19BC	595km	AR
06 Jun 2010				
0450	SK4BX-B	JO79LI	869km	TR hrd
0536	SM6AFV	JO67GQ	642km	TR SSB
0726	F8KTH/P	JN18OI	596km	
0805	OK2STV	JN89DO	600km	
0930	OK5Z	JN89AK	595km	SSB
1125	OK1KFB	JN79IO	507km	
1305	OE3A	JN77XX	697km	
1316	SM7GEP	JO77IP	700km	AR
1342	OL4K	JO70TQ	501km	
1350	G3XDY	JO02OB	523km	
1359	OK2RKB	JN88JX	670km	AR
13 Jun 2010				
0900	F5DQK	JN18GR	599km	AR
15 Jun 2010				
1747	SM7GEP	JO77IP	700km	AR
1811	SM6AFV	JO67GQ	642km	AR
1815	SM6QA	JO78FM	774km	AR
1906	SM7DTE	JO75CN	503km	AR
1952	G3XDY	JO02OB	523km	TR SSB
2034	LA2Z	JO59EJ	793km	TS+AR
03 Jul 2010				
1536	OK2C	JN99AJ	720km	AR
1542	OK5Z	JN89AK	595km	SSB
1549	OM3KII	JN88UU	732km	AR
1910	G0VHF/P	JN01PU	520km	SSB
1958	OK1KFB	JN68UW	507km	
2009	G3XDY	JO02OB	523km	
2147	OK1KUO	JO80FF	576km	AR
04 Jul 2010				
0510	G3CKR/P	IO93AD	735km	AR
0609	OK1KPA	JN79US	555km	TR
0625	OK1KJB	JN79IO	507km	TR
1000	G3OHH/P	IO92GB	704km	TS+AR
1105	SM7LCB	JO86GH	667km	AR
1222	SM7GEP	JO77IP	700km	AR
1308	OE3A	JN77XX	697km	
1342	OL4K	JO70TQ	505km	
20 Jul 2010				
1728	SM7AFV	JO67GQ	642km	AR
1750	SM7DTE	JO75CN	503km	AR
2043	G3XDY	JO02OB	523km	TS+AR
2059	SM6QA	JO78FM	774km	AR
2106	G4EAT	JO01HR	568km	SSB

G3XDY wkd on 1296 MHz

Date	Call	Loc	
18 May 2010	OZ1FF	JO45	
18 May 2010	DF9IC	JN48	
18 May 2010	SK7MW	JO65	
18 May 2010	OZ9KY	JO45	
05 Jun 2010	DL0GTH	JO50	
05 Jun 2010	OZ2LD	JO54	
06 Jun 2010	DK6AS	JO52	
06 Jun 2010	DH9NFM	JO50	
06 Jun 2010	OK2KKW	JO60	
06 Jun 2010	DF0YY	JO62	
17 Jun 2010	SM7FWZ	JO77	1046km
17 Jun 2010	SM7GVF	JO77	1019km
17 Jun 2010	SM6DVG	JO66	
03 Jul 2010	OZ1ALS	JO44	
03 Jul 2010	DL0GTH	JO50	
04 Jul 2010	DH9NFM	JO50	
04 Jul 2010	OK2KKW	JO60	
04 Jul 2010	EB1RL/P	IN83	1055km
04 Jul 2010	DF0MTL	JO61	
09 Jul 2010	SM7ECM	JO65	
20 Jul 2010	DF9IC	JN48	
20 Jul 2010	SK7MW	JO65	
20 Jul 2010	OZ6OL	JO65	
20 Jul 2010	OZ9KY	JO45	
20 Jul 2010	SM7ECM	JO65	

OZ1FF wkd on 1296 MHz

Date	Time	Call	Loc	QRB
08 May 2010	1700	SM0FZH	JO99HI	752 km
18 May 2010	1731	DF9IC	JN48IW	742 km
18 May 2010	1801	DB6NT	JO50VJ	629 km
18 May 2010	1845	SM0ERR	JO89WJ	718 km
18 May 2010	1904	GM4CXM	IO75TW	781 km
18 May 2010	1914	GM4ZUK	IO86RW	674 km
18 May 2010	1930	G3XDY	JO02OB	600 km
18 May 2010	1940	SK0CT	JO89XJ	722 km
27 May 2010	0941	GM4CXM	IO75TW	781 km
27 May 2010	1027	GM4CXM	IO75TW	781 km
31 May 2010	1643	GM4LBV	IO86RQ	671 km
31 May 2010	1746	GM3SBC	IO85IX	714 km
31 May 2010	1755	G44CXM	IO75TW	781 km
31 May 2010	1803	GM0USI	IO75UV	776 km
31 May 2010	1903	G4KUX	IO94BP	644 km
31 May 2010	1908	G0EHV	IO94FW	616 km
31 May 2010	1910	M0DTS	IO94IL	612 km
31 May 2010	2026	GM3UAG	IO87XJ	654 km
31 May 2010	2026	OY9JD	IP62OA	1112km
06 Jun 2010	1351	GM4CXM	IO75TW	781 km
06 Jun 2010	1358	OK2KKW	JO60JJ	657 km
07 Jun 2010	1401	DM2AFN	JO61WB	632 km
15 Jun 2010	1439	DL7QY	JN59BD	731 km
15 Jun 2010	1723	SM0ERR	JO89WJ	718 km
15 Jun 2010	1816	DF9IC	JN48IW	742 km
15 Jun 2010	2017	GM4CXM	IO75TW	781 km
15 Jun 2010	2029	G3XDY	JO02OB	600 km
14 Jul 2010	2115	GM4CXM	IO75TW	781 km

SM7ECM in JO65NQ wkd on 1296 MHz

Date	Call	Loc	QRB
18 May 2010	SK4AO	JP70TO	566 km
18 May 2010	DB6NT	JO50VJ	596 km
18 May 2010	PA5DD	JO22IC	680 km
18 May 2010	PA0EHG	JO22HB	687 km

18 May 2010	DF9IC	JN48IW	809 km
18 May 2010	YL3AG	KO06WK	550 km
18 May 2010	SP4MPB	KO03HT	525 km
18 May 2010	DF6JJ	JO32PC	552 km
18 May 2010	DK2MN	JO32MC	564 km
18 May 2010	SM0ERR	JO89WJ	501 km
18 May 2010	SM0EUI	JO99ES	551 km
18 May 2010	SK0CT	JO89XJ	503 km
18 May 2010	SM0FZH	JO99HI	524 km
18 May 2010	PA0S	JO21FW	705 km
18 May 2010	PA3FHY	JO22WWW	561 km
18 May 2010	SM3BEI	JP81NG	663 km
03 Jul 2010	SP4MPB	KO03HT	525 km
03 Jul 2010	OK2KKW	JO60JJ	589 km
03 Jul 2010	DL4DTU	JO60TR	553 km
03 Jul 2010	PA6NL	JO21BX	720 km
03 Jul 2010	OL3Z	JN79FX	642 km
03 Jul 2010	PA0GUS	JO23TA	569 km
03 Jul 2010	SN7L	JO70SS	570 km
04 Jul 2010	DM5D	JO61OC	510 km
04 Jul 2010	DK0NA	JO50TI	602 km
04 Jul 2010	DL0GTH	JO50JP	582 km
04 Jul 2010	OL4A	JO60RN	571 km
04 Jul 2010	OM3KII	JN88UU	821 km
04 Jul 2010	OK1KIR	JO60PM	575 km
04 Jul 2010	DF0MU	JO32PC	552 km
04 Jul 2010	DK0PU	JO31JN	620 km
09 Jul 2010	G4BRK	IO91HP	1053 km
09 Jul 2010	G3XDY	JO02OB	878 km
20 Jul 2010	PA0S	JO21FW	705 km
20 Jul 2010	PA3AWJ	JO21GW	701 km
20 Jul 2010	PA3FHY	JO22WWW	561 km
20 Jul 2010	DL6NCI	JO50VI	600 km
20 Jul 2010	DB6NT	JO50VJ	596 km
20 Jul 2010	SP4MPB	KO03HT	525 km
20 Jul 2010	SM3BEI	JP81NG	663 km
20 Jul 2010	SM0ERR	JO89WJ	501 km
20 Jul 2010	SM0EUI	JO99ES	551 km
20 Jul 2010	SM0DFP	JP90JC	594 km
20 Jul 2010	DF9IC	JN48IW	809 km
20 Jul 2010	YL3AG	KO06WK	550 km
20 Jul 2010	DK2MN	JO32MC	564 km
20 Jul 2010	SK4AO/P	JP70XU	598 km
20 Jul 2010	G3XDY	JO02OB	878 km
20 Jul 2010	G4DDK	JO02PA	876 km
20 Jul 2010	G3ZEZ	JO01NT	898 km
20 Jul 2010	G4EAT	JO01HR	932 km
20 Jul 2010	GOEWN	IO93FK	976 km

13cm**G3XDY wkd on 2320 MHz**

Date	Call	Loc
18 May 2010	OZ1FF	JO45
18 May 2010	DF9IC	JN48
05 Jun 2010	DL0GTH	JO50
05 Jun 2010	DK0ZB	JO42

OZ1FF wkd on 2320 MHz

Date	Time	Call	Loc	QRB
18 May 2010	1934	G3XDY	JO02OB	600km
18 May 2010	2119	G4EAT	JO01HR	655km
25 May 2010	1711	SA4Z	JO79OF	584km
25 May 2010	1835	DF9IC	JN48IW	742km
25 May 2010	1859	SM7LCB	JO86GH	529km

22 Jun 2010	1713	SA4Z	JO79OF	584km
22 Jun 2010	1726	G3XDY	JO02OB	600km
22 Jun 2010	1812	DF9IC	JN48IW	742km
22 Jun 2010	1926	SM0ERR	JO89WJ	718km
22 Jun 2010	1950	DL6NAA	JO50VF	646km

3 cm + up

CT1HZE (IM57NH) wkd on 3cm with 0.2W/40cm dish:

25 June 2010	EA8BFK	IL38BO	1074 km
09 July 2010	CT3/DGGH	IM12OS	880km

first ever CT3 to CT on 3cm!

10 July 2010	EA8/F5BUU	IL28XQ	1073 km
--------------	-----------	--------	---------

9 cm

G3XDY wkd on 3400 MHz

Date	Call	Loc
02 Jun 2010	DK1ZD	JO44
05 Jun 2010	OZ2LD	JO54
06 Jun 2010	DK0ZB	JO42
09 Jul 2010	DL3YEE	JO42
20 Jul 2010	SM7ECM	JO65 877km

SM7ECM in JO65NQ wkd on 3400 MHz

Date	Call	Loc	QRB
03 Jul 2010	DL1SUN	JO53PN	265 km
03 Jul 2010	DL1SUZ	JO53UN	254 km
03 Jul 2010	DL4DTU	JO60TR	553 km
03 Jul 2010	PI4GN	JO33II	489 km
03 Jul 2010	DL3YEE	JO42GE	492 km
03 Jul 2010	DF0MTL	JO61JF	497 km
04 Jul 2010	DK1ZD	JO44WE	267 km
04 Jul 2010	DK0NA	JO50TI	602 km
05 Jul 2010	DL3YEE	JO42GE	492 km
05 Jul 2010	DF9QX	JO42HD	492 km
09 Jul 2010	DK1ZD	JO44WE	266 km
11 Jul 2010	DL6NCI	JO50VI	600 km
11 Jul 2010	DL3YEE	JO42GE	492 km
11 Jul 2010	DL1SUN	JO53PN	265 km
12 Jul 2010	DK2MN	JO32MC	564 km
20 Jul 2010	G3XDY	JO02OB	878 km

6 cm

CT7/F6DPH and F1PYR, IM57OR wkd on 5760 MHz:

10 July 2010 D44TXV HK86NU 2696km

NEW IARU Region 1 Tropo Record!!!

Also QSOs on 23cm and 3cm for new IARU Region 1 records. See report on next pages!

G3XDY wkd on 5760 MHz

Date	Call	Loc
02 Jun 2010	OZ1FF	JO45
02 Jun 2010	DC6UW	JO44
05 Jun 2010	OZ2LD	JO54
09 Jul 2010	DL3YEE	JO42
20 Jul 2010	SM7ECM	JO65 877km

OZ1FF wkd on 5760 MHz

02 Jun 2010	2139	G3XDY	JO02OB	600km
22 Jun 2010	1729	G3XDY	JO02OB	600km
22 Jun 2010	2019	SM7GEP	JO77IP	462km

SM7ECM in JO65NQ wkd on 5760 MHz

Date	Call	Loc	QRB
03 Jul 2010	DL1SUZ	JO53UN	254 km
03 Jul 2010	DL4DTU	JO60TR	553 km
03 Jul 2010	PI4GN	JO33II	489 km
03 Jul 2010	DF0MTL	JO61JF	497 km
04 Jul 2010	DL1SUN	JO53PN	265 km
04 Jul 2010	DK0NA	JO50TI	602 km
20 Jul 2010	G3XDY	JO02OB	878 km

G3XDY wkd on 10368 MHz

Date	Call	Loc
02 May 2010	DF0MU	JO32
01 Jun 2010	OZ1FF	JO45
02 Jun 2010	DC6UW	JO44
02 Jun 2010	OZ1FF	JO45
05 Jun 2010	OZ2LD	JO54 755km
06 Jun 2010	DF0MU	JO32

OZ1FF wkd on 10368 MHz

Date	Time	Call	Loc	QRB
31 May 2010	1903	G4KUX	IO94BP	644km
31 May 2010	1917	M0DTS	IO94IL	612km
01 Jun 2010	0617	G3XDY	JO02OB	600km
02 Jun 2010	2128	G4EAT	JO01HR	655km
02 Jun 2010	2129	G3XDY	JO02OB	600km
06 Jun 2010	1327	DL1SUZ	JO53UN	324km
08 Jun 2010	1824	DL5EAG	JO31E1	486km
08 Jun 2010	1828	DL2EMM	JO31FG	494km
08 Jun 2010	1834	DJ6JJ	JO32PC	393km
11 Jun 2010	0611	DM2AFN	JO61WB	632km
22 Jun 2010	1734	G3XDY	JO02OB	600km
22 Jun 2010	1844	DJ6JJ	JO32PC	393km
22 Jun 2010	1900	DJ1LP	JO64CB	313km
22 Jun 2010	2021	SM7GEP	JO77IP	462km
22 Jun 2010	2041	SM6AFV	JO67GQ	356km
29 Jun 2010	1521	OK1JKT	JO60RN	664km
29 Jun 2010	1724	OK1JKT	JO60RN	664km
14 Jul 2010	1947	DJ6JJ	JO32PC	393km

SM7ECM in JO65NQ wkd on 10368 MHz

Date	Call	Loc	QRB
03 Jul 2010	PI4GN	JO33II	489 km
03 Jul 2010	DF0MU	JO32PC	552 km
04 Jul 2010	DL1SUN	JO53PN	265 km
04 Jul 2010	DK0NA	JO50TI	602 km
04 Jul 2010	DF0YY	JO62GD	396 km
11 Jul 2010	DL3YEE	JO42GE	492 km
11 Jul 2010	OK1JKT	JO60RN	570 km
11 Jul 2010	DL6NCI	JO50VI	600 km
11 Jul 2010	DL7QY	JN59BD	755 km
11 Jul 2010	DL1ATI	JO50QU	550 km
11 Jul 2010	DM2AFN	JO61WB	517 km
11 Jul 2010	DL1SUN	JO53PN	265 km
11 Jul 2010	DL1SUZ	JO53UN	254 km
11 Jul 2010	DL4DTU	JO60TR	553 km
12 Jul 2010	DB6NT	JO50VJ	596 km
12 Jul 2010	DH7OT	JO52FF	422 km
12 Jul 2010	DF1OI/P	JO42TF	447 km
12 Jul 2010	DL4DTU	JO60TR	553 km
12 Jul 2010	DH8AG	JO31RL	599 km
12 Jul 2010	DK2MN	JO32MC	564 km

OZ1FF wkd on 24048 MHz

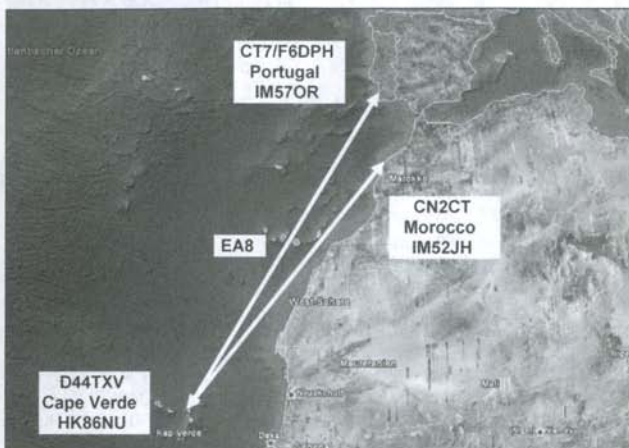
Date	Time	Call	Loc	QRB
22 Jun 2010	2004	DK1ZD	JO44WE	193km
29 Jun 2010	1743	DC6UW	JO44VJ	171km

A new Word Record on 10 GHz

2696km from D4 to CT

by Paul Andre Schmid, HB9RXV

A new world record in distance on 10 GHz has been established between the island of Sal, Cape Verde (D44) and southern Portugal (CT) on 10 July 2010 at 10:46 UTC during the "HYPERATLANTICA 2010" expedition. All six HB operators of the D44 team have had the opportunity to contact CT7/F6DPH on 3cm until 11:10 UTC on SSB before performing tests on other frequencies.



This extraordinary performance is the result of a group of operators active in microwaves composed of the following teams:

- **D44 (HK86NU):** D44TD, with our thanks for the logistic support in Cape Verde. D44TAX/HB9AYX, D44TEF/HB9EOF, D44TOI/HB9BOI, D44TRD/HB9RHD, D44TXV/HB9RXV, D44TZN/HB9AZN
- **CT (IM57OR):** CT7/F1PYR, CT7/F6DPH, CT1HZE
- **CN (IM52JH):** CN2CT (F2CT)
- **EA8 (IL28XQ):** EA8/F5BUU, EA8/F1URI, EA8BFK
- **CT3 (IM12NP):** CT3/DG1GGH, CT3HF
- **Back office in HB9:** HB9ACA, Technical support: HB9DUG

Furthermore, the project has got help from many other supporters and sponsors (ID Electronic, Flexayagi, TAP), to whom the team expresses his sincere thanks. After more than one year of preparation, a first attempt in 2009, additional improvements have been made to reach an almost impossible objective, break the existing record from 2070 to 2696 km! It should be noted, that the 2070 km world record has been broken a first time the same day between D44 and CN2CT with 2200 km at 08:55 UTC. See both paths on the map above. No doubt that the 10th of July 2010 will remain as a mile stone for all participants, since in addition to the world record, several important other contacts between the teams have been done:

- D44 – CT (2696 km): several contacts on 144 MHz, first QSO between D44 and CT on 5.7 GHz and first ever QSO D44 – CT on 23cm with CT1HZE.
- D44 - EA8 (1591 km): almost permanent link on 144 MHz (service channel). Many thanks to the EA8 team, which performed an excellent work as coordinator and relay between D44 and CT. The Canary Islands are located almost in the middle of the link D44 – CT!
- D44 – CT3 (1852 km): first bilateral contact D44 – CT3 on 10 GHz.
- D44 – CN (2200 km): almost permanent contact on 144 MHz (Service Channel) and first world record in SSB on 10GHz with CN2CT (10 July).

- EA8 – CT7 (1116 km): almost permanent link on 144 MHz and 14 MHz.
- EA8 – CN (614 km): contacts on 144 MHz and 14 MHz.
- EA8 – CT3 (520 km): contacts on 144 MHz.
- CT3 – CT (880 km): first ever 3cm QSO between CT3/DG1GGH and CT1HZE.
- CT3 – CN (712km): first ever 3cm QSO between CT3/DG1GGH and CN2CT.

It should be noted that all these QSOs were achieved in SSB with signal reports up to S9+!

The Hyperatlantica team thanks Manfred/HB9ACA for his excellent support as back-office in Switzerland as well as for his information on the propagation conditions and the weather forecasts. Also our best thanks to the HF experts for their help in managing the CW traffic and the service channel on the 20m band. A Website is in preparation, where additional information (photos, signal record, etc) on the project and on the Hyperatlantica 2010 expedition will be available. See www.hyperatlantica.ch

The Team Hyperatlantica 2010, Sal/Cape Verde, 17 July 2010

For more information, please contact: info@hyperatlantica.ch



Expedition site from CT7/F6DPH in IM57OR



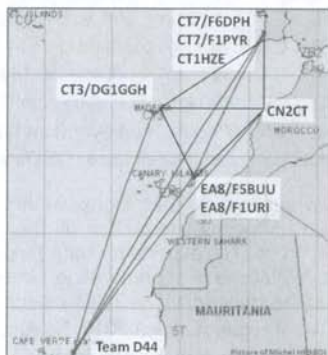
Happy record holders: F6DPH and F1PYR



The successful record team on Cabo Verde (HK86NU)



Hannes, CT3/DG1GGH, was qrv on 3cm from Madeira with 4w. Thanks to DJ2LF for loaning the station! Hannes father EA8BFK (DJ9PC) sent his son to CT3 ☺



All paths which were wkd on 3cm in July 2010 - everybody worked everybody



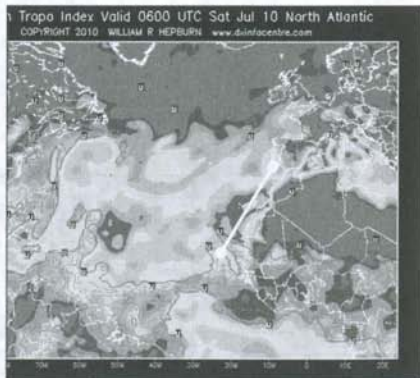
CN2CT (F2CT) shack in Morocco



Take off from IM52JH to Cabo Verde



The team on Canary Islands, from left: F5BUU, EA8BFK, F1URI, YL HB9RXV, YL F5BUU



Hepburn Tropo Forecast Map for July 10 looked excellent for the record path



What is this? A tiny Hybrid Quad on a PCB for 13cm. CT1HZE used it (with 5w) to work EA8BFK with 52 reports over 1074km. EA8BFK used 10w and a 67 ele Yagi. This was the first CT to EA8 QSO on 13cm. Just to show "how open" these Sea Tropo paths really are. What next? Currently N6CA is trying to set up a new 3cm world record with Hawaii (KH6) over 3980km. 23cm was open already.... (CT1HZE)

4m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

USA: 4m beacon experiment – update

and new 4m World Records on Tropo & Es

As announced the 4m experimental beacon WE9XFT was switched on in May on 70.005 MHz from grif FM07FM. The beacon was running 500 WERP using a short Yagi beaming to EU.

On June 10th EA8/DL3GCS (IL17AT) hrd the beacon via Es at about 22:40z with 419 and again on June 14th at 2156z with 579. CT1HZE was the first any so far the only station from Europe who hrd the beacon on June 26th at 18:00z for about 4 minutes. A few minutes before the 6m beacon W3DOG from FM28 was peaking about 559, so I thought may be check 70.005.... I played a bit with the spectrum display of the WSJT software and suddenly I saw a CW signal, wow, that was WE9XFT! So I was just ready for a recording at the right moment ☺ QRB is 6081km! This is a distance world record for 4m reception via Es. CT1HZE hrd the WE9XFT beacon again via triple hop Es on July 2nd at 23z and July 4th at 2020z, signal peaking 579 at times! On June 24th K1SIX (FN43AD) at 22z made a 4m/6m X-Band-QSO with CT1HZE over 5268km and on July 4th with CU4/DL3GCS (HM59XB) at 1615z over 3665km.

On July 5th D44TD worked with OZ3ZW (first D4-OZ) and OZ2LD (both JO55) via Es. The QRB to OZ2LD is 5160km. This is a new distance world record for a 4m Es-QSO! - On June 30th D44TD (HK86NO) wkd CT1HZE (IM57NH) on 70.208 via TROPO (YES!) with 41/54 reports. QRB 2674km. This should be a new Tropo world record on 4m.

4m again in Italy and Spain

Since the end of May Italian amateurs are allowed again to use the 3 QRGs 70.1, 70.2 and 70.3 (each +/- 12.5 Hz) with 25 W ERP. This experiment will run until Nov. 30th. -

The Spanish 4m experiment was renewed in the beginning of July for another year and instead of the 2 spot frequencies 70.150 and 70.200 now the entire segment between these QRGs can be used!

Beacons

5B4CY/B 70.1135 MHz, KM64FT, 10W, vertical, was reactivated in June, but will change QTH.

LA7VHF 70.081 MHz, JP99LQ, 4 Ele. Yagi, 190 deg, 10w out, on air since June 6th.

OH2FOUR/B 70.018 MHz, KP20NL, 30W, dipole, is on air since June.

OH5RBG 70.033 MHz, KP30HV, 10 W ERP, 2 el, QTF SSW, 100m a.s.l. is on air.

OK0EE 70.117 MHz, JN89CK, 10w, dipole, E-W, 520m a.s.l., on air since June 15th.

6m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

Expeditions and DX

PJ2 St. Maarten: W6JKV & K6MYC will be operating in the new DXCC country June 20 until July 5, 2011. They will be on 6m & 2m incl. EME.

PJ4 Bonaire: W0SD, W7XU and ON4IQ will be qrv from mid June to 5. July 2011 on 6m from the new DXCC Bonaire. On October 10th 2010 the Netherland Antilles will split into new separate DXCC countries.

ST Sudan: S53R is qrv on 6m with 100w & 5 ele until summer 2011. Grid is KK65.

ZS8 Marion Isl.: ZS1HF is qrv as ZS8M until April 2011 also on 6m, but says he lost his 6m beam...

Beacons

ED2YAH/B 50.020 MHz, IN91SR, is ex EA2B/B

EX1SIX/B 50.026 MHz, MN82SD, 60w, vertical GP, omni, but will change to H Halo. Is on air.

GB3NGI/B 50.062 MHz, IO65VB, 30w, 1/4 Vertical, omni, is on air since May.

IQ8KK/B 50.006, JM89DH, 2W, new since May.

JY6ZZ/B 50.075 MHz, KM71WX, 4W, 2 ele, QTF EU, on air since June.

LZ2CM/B 50.045, changed from KN13NE -> ME.

OZ6VHF/B 50.054 JO57EI was back on air in July

SK2CP/B 50.052 MHz, KP07MV, 30W, omni, is on air since May but transmits still no ID.

VO1FU/B 50.072, GN37OL, new on air since June

VO1SEP/B 50.035 MHz, GN37AE, 20w, long wire, new on air since June.

W5OZI wkd all 488 US squares on 6

Around 1720z on 17June, Pat W5OZI (EM00) worked KB8U/6 (CM79). This QSO completed all 488 Maidenhead grid squares on 6 meters in the 48 contiguous United States. W5OZI is only the 2nd Station in history to achieve this, the first being Fred Fish (W5FF) SK. Congrats, Pat!

6m Multihop Es (MHES) season 2010

The 6m Es season started quite strong in the end of Mai and brought fantastic openings in June from Europe to Asia (including BY, JT, 9M, HL, JA, BV), countries which "normally" were thought to be workable only via F2. The season may be characterised partly as northerly shifted as many openings took place on high lat paths, e.g. W to OH, EU to VE5, 6 and 7. However, July was far below average with only a few JA openings from EU. Same in NA, best DX was wkd in June when HI and TI to JA path was open again over >13.000km. With raising solar activity we have to get used to less MHES in the coming years.

News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ
info@DUBUS.de

Expeditions and DX

3A Monaco: 3A/SV1NZX is qrv until the end of 2010 several times on 6m and 2m qrv. 2m with 50W + 9 ele, incl. FSK-MS. 6m with 2 el. and 50W.

3D2 Fiji: W7GJ and ZS1RS will be qrv from 27.9. to 7.10. on 6m and 2m via EME. Loc. RH92CQ.

CE0Y Easter Isl.: DL2NUD will be active on 2m-EME in Sept./Oct. in JT65 with 1KW. Grid DG52GU.

CE0Y (and CE) DK2ZF and DK7ZB will be qrv on EME from about 26.9. to 5.11. in JT65. 50 MHz with 10dB-Yagi and 1K, 2m with 2x9 el + 1K, 70cm with 2 x 19 ele and 500W.

FM Martinique: F5DYD has moved to FM and is qrv as FM8DY from FK94MO. He will be qrv on 6m and 2m and is very interested in transatlantic tests on 2m and TEP with SA. He also considers to build a 2m beacon.

JY, Jordania: DL8YHR considers to be active on 2m, 70cm and 6m EME in the end of November.

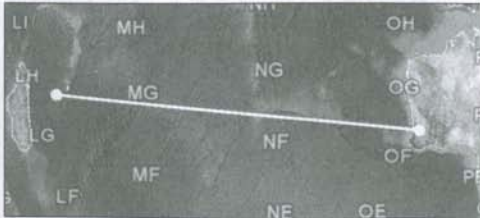
OH0 Aland Isl.: OH0/DK2ZF is qrv until Aug. 21st on 6m, 2m + 70cm via MS + Tropo + some EME.

ZA Albania: OK1DFC etc plan a big EME and MS expedition on 2m, 70 & 23cm & up in September. Call may be ZA1EME.

Beacons

New Trans Indian Ocean 2m beacon

It is good to see that in other regions of the world there are also a few crazy enthusiasts! One is Keith, VK6RK, from Perth in Western Australia. He is preparing a new CW beacon with the callsign VK6RIO that will transmit from OF78XF with 100W and 4 x 7 ele vertically stacked on 144.950 MHz towards the Island of Reunion (FR) and South Africa (ZS). Start should be by the end of this year. FR5DN from Reunion (LG78QS) will listen for this beacon that will change to digital (JT65) later on.



The 6066km challenge: The new VK6RIO 2m beacon will transmit towards Reunion Island

TAPSAR

This is a Trans Atlantic Propagation Studies by Amateur Radio project started by F2CT. The group is planning to install some automatic beacons on 144 MHz with SDR automatic receivers in Morocco, Brazil, Caribbean and all other countries interested. Start should be a 2m TA beacon in IM52 with the callsign CN8TAP with 50w and 2x9 el Xpol. Contact for participation and sponsoring: F2CT@wanadoo.fr

CS3BTM/B 144.400 MHz +/- is on the air from Madeira since the end of May from IM12OR with 1 Watt. Former QRG was 144.481 MHz. CS3BTM is on the same QRG as CU2VHF/B on 144.401 MHz and causing severe QRM problems.

CS3BRM/B 144.421 MHz, IM12OR is qrt.

ED8ZAA/B 144.485 MHz, IL18SJ, 10W, is finally on air since the end of Mai from about 700m a.s.l. It has been heard already via Tropo from CT, G, F and CU.

I3EME/B 10368.860 MHz, JN55WV, 16xslot, 2w, new rig.

IQ5BA/B 432.445 MHz, JN53LD, 0.2 W, is a new beacon and on air since May.

OZ7IGY/B 28.221 MHz, JO55XJ. New on 10m since July!

PI7RTD/B 2320.857 MHz, JO22FV, 2x2.5W, 100+280 deg., 105m a.s.l., new, is on air.

PI7RTD/B 10368.256 MHz, JO21FV, 0.7W, omni, is on air.

PI7GHG/B 10368.270 MHz, JO22FV, 1W, Slot 10dB, omni, 105m a.s.l. is a proposal for 2010. Keeper is PE1GHG.

SR3XHP/B 10368.970 MHz, JO82KI, new since July.

SR7VC/B 10368.813 MHz, JO91RR, is on air since May 26.

US2QQ/B 144.448 MHz, KN77OS, 5 W, Big Star Vertical, FM mode. Was hrd 1st time on June 2nd 2010.

9A2SB/B 5760.045 MHz, JN95FJ, 0.3W, 0db horn, is on air

News

WSJT Experimental Program Versions

An experimental version known as WSJT8 provided some very informative tests. Each of the experimental modes JTMS, ISCAT, JT64, and JT8 used new ideas for message encoding, modulation, and synchronization, and many of these ideas show excellent promise for future use. As they exist in WSJT8, however, the new modes do not offer sufficient advantages over the well-known modes FSK441, JTMS, JT65, and JT4 to warrant recommending their adoption for general use. Instead, some of the new ideas are being experimentally "back ported" into a program version that will probably be called WSJT 7.5. A small test team is currently (late July, 2010) making on-the-air tests of this developing version of WSJT. (Source K1JT on his WSJT website)

Ukraine on 10 GHz and first OE to UR QSO

On May 25th Rudi, OE5VRL, JN78DK, worked via Rainscatter on 3cm from 1552UT: UZ5DZ, UT5DL and UZ5DU all from KN18. QRB is about 600km. This was the first ever QSO on 3cm from Austria to Ukraine. The Ukrainian station wkd also via RS on this day: 9A, S5, OM and HA. Stations from eastern Bavaria (JN68/69) should be able to work the UR stations as well via RS as the QRB is 650 to 700km.

Dates

UKW-Tagung Weinheim 2010

The next 55th Weinheim VHF-Meeting will take place in Bensheim/Weinheim on **September 11/12**. For more info see www.UKW-Tagung.com See you there!

Martlesham Roundtable

The Martlesham Microwave Round Table will take place on November 13/14 2010. <http://mmrt.homedns.org>

Deadline for next issue: 1st November

New Products

New Power Amplifier Kit by DB6NT for 1240 ... 1300 MHz with 60 W

With the KIT MKU PA 1360 Kuhne electronic puts an LD-MOSFET power amplifier kit for the 23 cm band on the market. Because of its high linearity this power amplifier is suitable for all amateur radio applications.

Type	KIT MKU PA 1360
Frequency range	1240...1300 MHz adjustable
Input power	3.0 W
Output power @ 50 ohms	typ. 60 W
Input return loss (S11)	min. 10 dB
Monitor output	yes
Supply voltage	+27 V
ON voltage	+12...14 V DC
Current consumption	max. 5 A
Input and Output connector / impedance	SMA-female, 50 ohms



Please visit our website for further important information: www.kuhne-electronic.de
Kuhne electronic GmbH, Scheibenacker 3, 95180 Berg, Germany, Phone: ++49 9293 800939

New SDR Transceiver by Rfham TransFox

The French company Rfham offers a new SDR Transceiver with the following data and features:

- General coverage 1 - 1450 MHz
- Outstanding LO resolution (1Hz), phase noise & lock times thanks to SynFox technology
- Brings unique VHF, UHF and SHF coverage to SDR
- SDR demodulation and modulation over 50, 100 or 200 KHz baseband
- Compatible with existing Windows or Linux software in addition to specific SigFox software
- FFT spectrum analysis
- 1 Hz tuning resolution through conventional "fixed filter/agile LO" operation, or SDR "mouse tuning" operation

TransFox is an SDR (Software Definable Radio) transceiver, based on the SynFox High Resolution Multi-Accumulator Fractional-N synthesis. It is available in receiver or receiver/transmitter configuration covering 1MHz to 1450 MHz. Frequency plan can be extended beyond existing frequency range upon agreement and some additional and unique options, "ruggedness options" or "robustness options" are either available or in preparation.

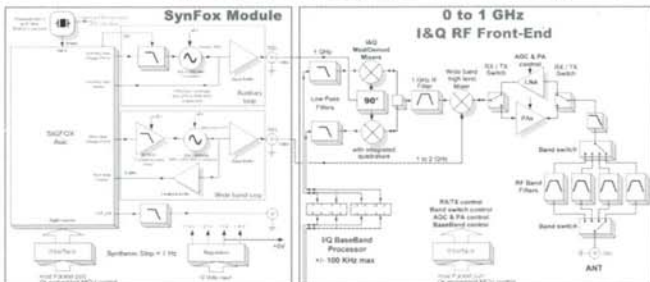
TransFox, being based on SynFox, exhibits outstanding performance of high resolution (1Hz steps), low phase noise (Better than -100dBc/Hz @ 1kHz) with very short lock times (40us for 1MHz step), TX pwr is typ. 10 to 15 dBm.

Main advantage of High Resolution Frac-N synthesis, is a low phase noise associated with low consumption, and this, particularly in regions far beyond DDS traditional coverage limit (200 MHz). Thus, SigFox technology widely opens the VHF, UHF and SHF space to SDR, where other SDR radios are confined in the HF region.

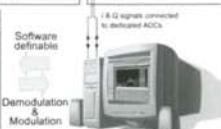
An other advantage of high resolution, is the possibility to still "physically" tune or "AFC" the signal within a given "fixed" filter, and thus come back to the "fixed filter / agile LO" method used on conventional receivers, in addition to the "mouse tuning" by digital complex multiplier brought by SDR. Most of the HF SDR can't do this, because using fixed LO's in order to achieve a good noise. Although digital "mouse tuning" is the usually preferred method in SDR, physical tuning can allow to further improve robustness up to outstanding level by adding a crystal filter option to TransFox, while keeping many advantages of SDR. The price for the transceiver is 549,- Euro. The extension up to 3 GHz costs 220,- Euro.



Source: RFPARfham, Parc d'activités Fontaudin Avenue Descartes, 33370 Artigues pres Bordeaux, France. Ph. +33 557 54 04 66 Fax +33556865556 E-mail: contact@rfham.com



Audio, data, spectrum analysis... Etc...



PC Or dedicated DSP Hardware

TransFox V1

The Ultimate High End Transverter

TR 144 H +40



Over 25 years of experience in development of new transverter technologies led to this masterpiece of VHF technology.

Implementing technological innovations and expertise in a timely manner and combining them into a state-of-the-art product is a thing we have succeeded in doing in a very impressive way.

It's a challenge for us to extend the limits of what is technically feasible and to put this into our products. Ranking first worldwide and improving our products continuously are a matter of course for us.

New features

- Additional input for 10 MHz reference frequency
- Automatic activation of PLL if external 10 MHz signal is supplied
- Switchable IF-port configuration (one common RX/TX port or two separate ports for RX and TX)
- Switchable IF input power ranges (1 ... 50 mW or 60 ... 1000 μ W)
- TX power control on the front panel

Technical data

RF range	144 ... 146 MHz
IF range	28 ... 30 MHz
IP3 out	typ. +40 dBm
RF output power	25 W
IF input power	0.06 ... 50 mW
RX gain	typ. 25 dB
Noise figure@ 18°C	typ. 1.2 dB
Supply voltage	13.8 V DC (12 ... 14 V)

KUHNE electronic

MICROWAVE COMPONENTS

Kuhne electronic GmbH | Scheibenacker 3 | D-95180 Berg | Germany
Tel. +49 (0) 92 93-800 939 | info@kuhne-electronic.de

More information on our website: www.DB6NT.de