

DUBUS

1/2012

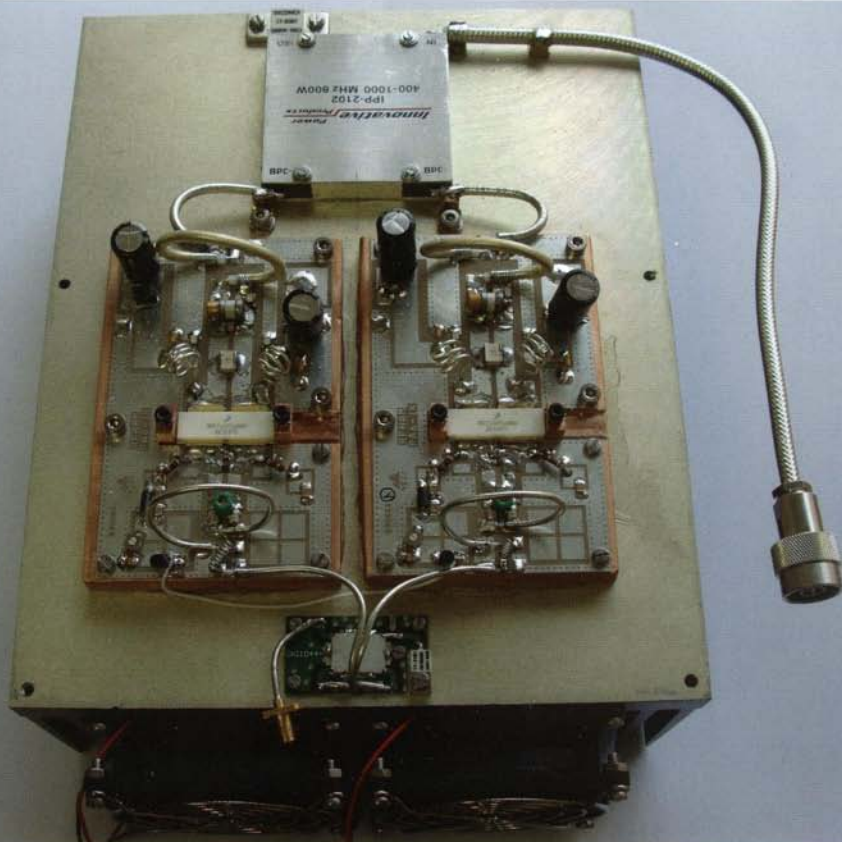
Vol.41

1. Quarter

1971-2011

40
YEARS

10W → 1KW SSPA for 432 MHz



by F5FLN

ANTENNEN & ZUBEHÖR



DENMARK

Eisch-Kafka-Electronic GmbH

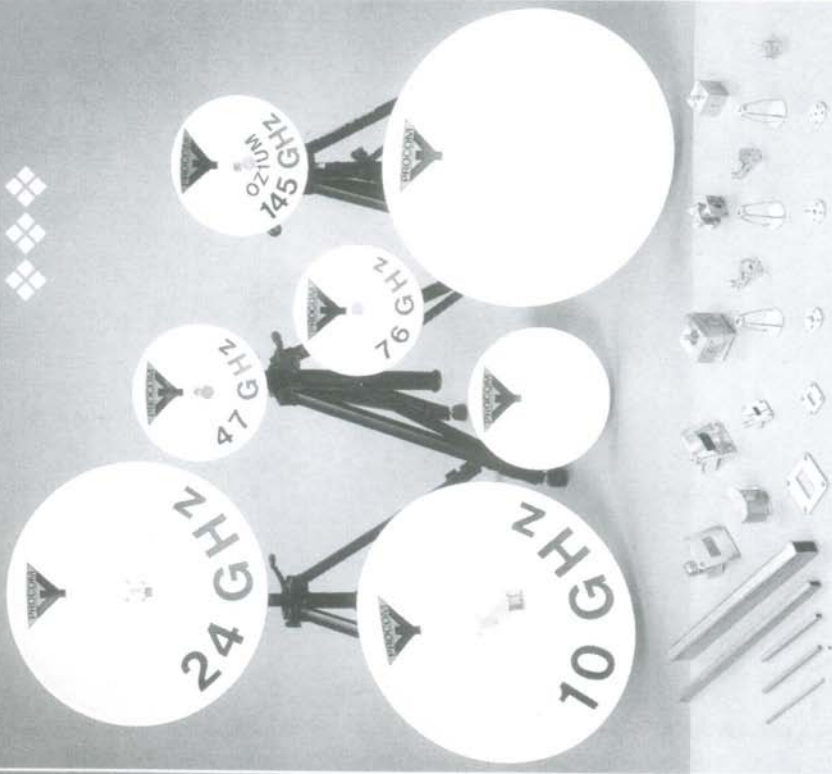
Abt.-Ulrich-Str. 16 * D-89079 Ulm

Tel: 0049 (0)7305 23208 * FAX 23306

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

www.eisch-electronic.com

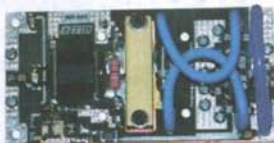
MICROWAVE



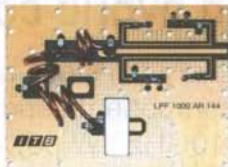


Italab Communications | Via Casale 3/A, Milano
T: + 39.02.903.89417 | F: + 39.02.231.68389
info@italab.it

Precision and quality, made in Italy !



1 KW RF PALLET 144 Mhz



LOW PASS FILTER



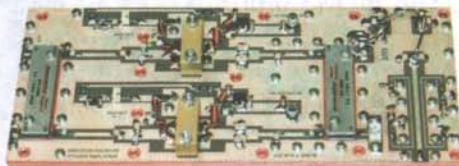
TDK POWER SUPPLY



RF BOX 50 or 144 Mhz 1 KW



TDK APR48 SWITCHING POWER SUPPLY



500 Watt 432 Mhz



BOX 500 Watt 432 Mhz

Price do not include taxes, which vary from country to country

Web site : www.italab.it

CONTACT US NOW!

Info@italab.it +39.02.903.89417



ATC



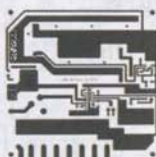
helical
filters for
transverter



Amidon



BAT15-03W



Duroid
and RO4003
laminates

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

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

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

www.rfmicrowave.it

R.F. elettronica

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

from i2FHW, on air since 1969



special
teflon cables



noise source
diodes



mixer



Finger



Content / Inhalt 1/12

Title: 1 KW SSPA for 432 MHz, see p. 9

Editorial	8
A Compact 432 MHz High Power Solid State Amplifier using 2 x MRF6VP5600H, by Michel Rousselet, F5FLN et al.	9
Applied Conversion of Segmented Wires from NEC to 144/432 MHz Yagi Elements - for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators (Part 4) - Simulating the Folded Dipole by Hartmut Klüver, DG7YBN	21
Extreme Range 50 MHz Es: East – West (EWEE) by Jim Kennedy, KH6/K6MIO and Gene Zimmermann, W3ZZ	51
Another Philosophy for Digital Meteor Scatter (PSK2K) by Klaus von der Heide, DJ5HG	63
A small and compact Hybrid Antenna System for 144 MHz by Slobodan Bukvic, YU7XL	86
Is the Gain of a Big Wheel 3 dBD? by Friedhelm Lichtenthäler, DM8MM	101
Tropo News	102
Meteor Scatter News	103
Aurora News	104
VHF South America	105
2m EME News	106
DUBUS 2m CW Activity Events 2011 – Results	106
70cm & up EME News	107
REF/DUBUS European EME Contest 2012 – Rules: Check www.DUBUS.org	
Microwave Japan	112
10GHz PLL local oscillator (Solilock10G version 2), by JF1WKX	
Microwave Europe	117
76 GHz Radar Experiments by LX1DU	119
4m News	121
6m News	121
Spectacular Trans-Pacific 6m Event 2 January 2012, by VK2ZRH	121
Microwave Australia	123
VHF Australia & New Zealand	124
News & Comments	127
DUBUS Magazine Content 2011	128

Impressum

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

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

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

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

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

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

Herausgeber / Publisher

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

Abo-Verwaltung / Circulation:

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

Abo-Konto / Subscription-Account

POSTBANK HAMBURG
Konto / Acc-Nr. 207354201
BLZ 20010020

IBAN DE92200100200207354201
BIC PBNKDEFF

Urheberrechte / Copyright

Alle Beiträge unterliegen dem Urheberrecht. Abdruck und Veröffentlichung im Internet ganz oder teilweise, sowie kommerzielle Nutzung, nur mit schriftlicher Genehmigung des Verlages Joachim Kraft. © 1988 – 2012 beim Verlag Joachim Kraft

All articles are protected by copyright. Any reproduction, publishing in the internet or commercial use only with the written permission from the publisher Verlag Joachim Kraft. © 1988 – 2012 by Verlag Joachim Kraft

ISSN 1438-3705

For latest information please check the

DUBUS Web page

www.DUBUS.org
www.DUBUS.de

**Redaktionsschluss
für die nächste
Ausgabe:
30. April 2012**

**Deadline
for the next issue:
April 30th, 2012**

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

DUBUS Distributoren

International DUBUS Representatives

- Austria** OE1WRS, Werner Roedl, Mappesgasse 2/1/3, 2320 Schwechat, Tel: +43-664-3564584
Fax: +43-1-7073181, email: roedl@attglobal.net
- Australia** Doug McArthur, VK3UM, Tikaluna, 26 Old Murrindindi Rd., Glenburn, Victoria 3717.
email: tikaluna@bigpond.com
- Belgium** InfoRad c/o Jan Galicia ON6JG, Oude Gendarmeriestraat 62, 2220 Heist-op-den-Berg
email: inforad@pandora.be inforad@telenet.be
- Bulgaria** Christo Mintchev, LZ1DP, UI Boruigrad 8 AP 10, 6004 Stara Zagora
email: lz1dpbg@gmail.com
- Czech** GES-ELECTRONICS, OK1FM, Studentska 55a, 32300 Plzen
Phone: +420 37 73 73 111, email: ges@ges.cz www.ges.cz
- Republik** Gert Rahbek-Udengaard, OZ1FKZ, Virringvej 60, Virring, 8660 Skanderborg
Denmark Tel.: 0045 8657 2660, email: oz1fkz@vip.cybercity.dk
- Eire** Patrick Fitzpatrick, EI2HX, 24 Ascal Do., Bhothair Bhui, Drogheda, County Louth.
Mobile 0876300110, email pat.ei2hx@gmail.com
- France** Fabienne Ansel, La Grave, 31560 Seyre, Tel.: 05 34 66 10 09, email: dubus.mag@free.fr
- Finland** Jukka Hietaranta, OH1FF, Kuutie 25, 36110 Ruutana
Fax: 03 2619255, email: effe@elisanet.fi
- Greece** R.A.A.G., Manos Darkadakis SV1IW, PO Box 3564, 10210 Athens, raag-hq@raag.org
- Italy** Tony Fumagalli, I2FUM, Via Masia 34, 22100 Como
Tel: 031571537, email: fumagalli.antonio@gmail.com
- Japan** Michaike Watanabe, JH1KRC, Jingumae 2-2-39-702, Shibuya-ku, Tokyo 150-0001
Phone: +81-3-3404-6064 email: jh1krc@syd.odn.ne.jp
- Malta** Joseph Falzon, 9H1VW, « Babs » 104, Sir William Reid Street, Gzira, GZR02
9h1vw@maltanet.net or danielg@maltanet.net
- Netherlands** Veron Verkoop Bureau, P.O. Box 1166, 6801 BD Arnhem, veroncb@worldonline.nl
- Norway** Kjell Syverud, LA9CY, Liaveien 8, 1450 Nesoddtangen, dubus@la9cy.com
Phone: (+47) 66913546, Mob: (+47) 91841784, Homepage: www.la9cy.com
- Portugal** Luis Cupido, CT1DMK, Rua da Vila Verde 39, 3800-810 Eixo / Aveiro. cupido@mail.ua.pt
- Poland** Andrzej Walczyk, SP5BTN, ul. Miedzyborska 55 m 1, 04-027 Warsaw. sp5btn@gmail.com
Mobile +48 606-493-423, Home +48 22 870 0353, http://sp5btn.republika.pl
- Romania** Augustin Preoteasa, YO7AQF, Banat 13, Bl. B2 Sc. D Ap. 15, 110408 Pitesti
Phone +40-788-234-273, email: augustin.preoteasa@soliber.net
- Russia** Dmitri Dmitriev, RA3AQ, Profsoyuznaya 93-4-411, 117279 Moscow
ra3aq@vhfdx.ru www.vhfdx.ru/dubus
- R.S.A.** Ivo Chladek, ZS6AXT, P.O. Box 3093, 1745, Kenmare
email: zs6axt@telkomsa.net
- Serbia** Nemethy Istvan, YT3I (ex YU7EW), Branka Radicevica 63, 23217 Aleksandrovo
email: yt3i@gimelnet.co.yu
- Slovenia** SLOVHF RADIOKLUB S50VHF, Klavniska 13, 9000 Murska Sabota
www.slovhf.net dubus@slovhf.net
- Spain** Maximo Martin, EA1DDO, Braña, 3 - 5 D, 15160, Sada, La Coruña
Email: EA1DDO@Hotmail.com Website: http://dubus.ea1ddo.es
- Sweden** Anders Pettersson, SM7ECM, Hökvägen 111, 24562 Hjärup
email: SM7ECM@telia.com
- Switzerland** Ferdinand Stämpfli, HB9MIO, Langsamstig 13, 5600 Lenzburg. Tel.: 079/4734650
stagra@bluewin.ch
- Ukraine** Sergej Lysenko, UR5LX, Zolochiv Reg., Iwaschki, Kharkov Obl, Ukr. 62211
email: ur5lx@vhf-dx.net
- United** Roger Blackwell, GM4PMK, Willowbank, Pennyghael, Isle of Mull, PA70 6HB
Kingdom email: dubus@marsport.org.uk
- USA** Janet and Ed Cole, KL7UW, P.O. Box 8672, Nikiski, AK (Alaska) 99635-8672
email: dubususa@gmail.com
- Other** Contact DUBUS Magazine. Subscription Rates: Europe: 25.00 EURO;
Countries Overseas Air Mail: 30.00 EURO (USD 35.00), PAYPAL to funktelegramm@t-online.de

Editorial

Dear DUBUS Reader!

we welcome you to the first DUBUS issue of 2012!

F1JRD's article about the 2m SSPA that was published in DUBUS issue 4/2010 has motivated hundreds of amateurs on the world to build this PA. The relating Youtube video has got almost 10.000 hits in the meantime. After the 6m version in last issue, we now present the 70cm version that was developed by F5FLN from RFHam. Merci beaucoup, Michel!

Klaus, DJ5HG, is currently very busy in fine tuning his brandnew software for the digital meteor scatter mode PSK2k. Klaus explains us the technical background in depth in this issue. Thank you, Klaus! I am sure some MS contest sponsors will scratch their heads, when they get aware of the new full automatic QSO mode that is possible with PSK2k. ☺

We want to remind everybody to take part in our CW EME Contests in March, April, May, and June. The full rules for the 2012 contest are on the web at www.DUBUS.org. PDF and paper copies are available from DUBUS by mail/email. Please note that the multiband scoring will be the same as in 2010 and before.

Exactly one year ago we reported on this place about the latest forecast from NASA for the maximum of the new solar cycle that was supposed to take place in June/July 2013 with a mean sun spot number (SSN) of only 59. The latest forecast from January 2012 now says that the maximal mean SSN will be 96 in the end of 2013. Thus we can see that things have changed significantly and the next solar maximum could be even almost as strong as the last one. We can see that even the best experts are still not able to make a reliable forecast about the solar cycle.

Last not least we want to welcome John, G3XDY in the DUBUS team of editors. He takes over the Microwave EU column from Sam, G4DDK. Thank you Sam for many interesting columns! We hope many readers will send reports and information to G3XDY!

Please keep sending your reports and technical articles and if you have not yet renewed for 2012, may be do it now. Thank you!

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

Liebe DUBUS Leser!

Willkommen zur ersten DUBUS-Ausgabe des Jahres 2012!

Der 2m-PA-Artikel von F1JRD aus DUBUS 4/2010 hat inzwischen hunderte von Amateuren aus aller Welt zum Nachbau animiert. Das zugehörige Youtube-Video hat inzwischen fast 10.000 Aufrufe gehabt! Nach der 6m-Version in der letzten Ausgabe folgt hier nun die 70cm-Version, die dankenswerterweise von Michel, F5FLN, entwickelt wurde.

Klaus, DJ5HG, arbeitet zur Zeit fleißig an der Verfeinerung seines neuen Programms für die von ihm entwickelte digitale Meteor-Scatter-Betriebsart PSK2k. In dieser Ausgabe erklärt Klaus uns ausführlich den technischen Hintergrund. Sicher werden sich einige Veranstalter von MS-Kontesten nun die Haare raufen, wenn sie von der vollautomatischen QSO-Abwicklung hören, die mit PSK2k möglich ist.

Wir möchten wieder alle an unseren CW-EME-Contest im März, April, Mai und Juni erinnern. Die Regeln für 2012 sind auf der Webseite www.dubus.org zu finden. Auf Wunsch kann auch eine Papierversion oder ein PDF per Email angefordert werden. Bei der Multibandkalkulation bleibt alles nun wie 2010 und zuvor.

Vor genau einem Jahr hatten wir an dieser Stelle auf die neuesten Vorhersagen für das nächste Sonnenfleckenmaximum der NASA hingewiesen. Danach sollte das Maximum im Juni/Juli 2013 mit einer gemittelten Sonnenfleckenrelativzahl von nur 59 liegen. Die neueste Vorhersage vom Januar 2012 aus der gleichen Quelle geht nun von einem Maximum Ende 2013 mit einer SSN von immerhin 96 aus. Man sieht also, dass sich die Dinge drastisch verändert haben und selbst die besten Experten noch immer nicht in der Lage sind, vorherzusagen, was auf der Sonne genau passieren wird.

Zum Schluß möchten wir noch unseren neuen Redakteur der Microwave-EU-Rubrik willkommen heißen. Es ist John, G3XDY, der die Rubrik von Sam, G4DDK, übernimmt, dem wir für viele interessante Beiträge danken.

Für die Einsendung technischer Artikel – auch kleinerer! – sind wir wie immer dankbar.

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

A Compact 1kW 432 MHz High Power Solid State Amplifier Using 2 x MRF6VP5600H

by F5FLN, Michel Rousselet – with help from Remco den Besten, PA3FYM

This article describes an RF amplifier design using high power RF solid state devices. If you have no experience working with these high power levels, please enlist the help of someone who has.

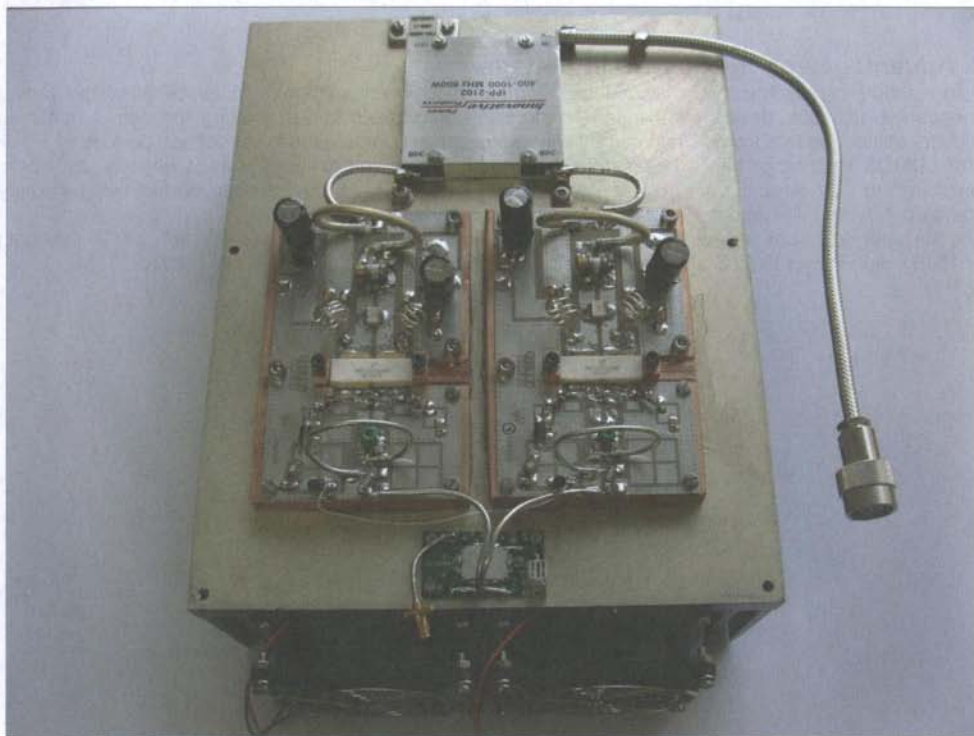


Fig. 1: 1kW PA for 432MHz with 2 x MRF6VP5600H

1. Introduction

Based on the article by Lionel F1JRD (AE7KX) (1), and my article about a 6m SSPA in the last issue, we were inspired to build a 70cm 1kW SSPA.

After some experiments with the MRFE6VP61K25H, I decided to make a module giving about 600W, and combined two modules in order to get 1kW out. Why? First of all, the output impedance of the 1K25 is very low (in the range of 1 Ω). On 70cm, with more than 600W, components around the first matching stage become very hot (due to the internal ESR losses), the solder melts and components burn out. So to have a good, reproducible design, it is better to use 2 x MRFE6VP5600H devices.

The MRF6VP5600H is a versatile device, well suited to a wide range of applications. It is capable of delivering 600W under continuous wave conditions thanks to its high efficiency and low thermal resistance. The device tolerates high VSWR conditions. This article focuses on the 432MHz amateur band for both analog and digital applications (SSB or WSJT/FSK/CW).



Fig. 2: MRF6VP5600H transistor

The main characteristics are:

Frequency band: 430 - 435MHz
Output Power @ P3dB: > 1000W
Operating supply voltage: 50V
Gain: typ. > 20dB
Efficiency: typ. > 60%

The MRF6VP5600H is part of the Freescale 50V product line, which is designed specifically for high voltage applications for the RF power market. It is fabricated using Freescale's proprietary Very High Voltage 6th generation with enhanced ruggedness (VHV6E) platform. This technology is fully qualified and ships in large volumes.

2. Advantages of the 50V Drain Voltage

Using a 50V device has great advantages compared to lower voltage devices because the output impedance of a 50V device for the same output power is much larger, making the output matching circuitry easier and less lossy. Drain current will also be lower compared to lower voltage devices.

50V LDMOS technology has a better IMD performance compared to lower voltage devices, especially compared to 12V devices using bipolar technology. These LDMOS devices can be fed using industry standard 50V supplies (most are adjustable from about 43 to 54V).

For all other technical aspects please refer to DUBUS magazine issue 4/2010, vol. 39 "A Compact 144 MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP61K25H" by F1JRD (AE7KX).

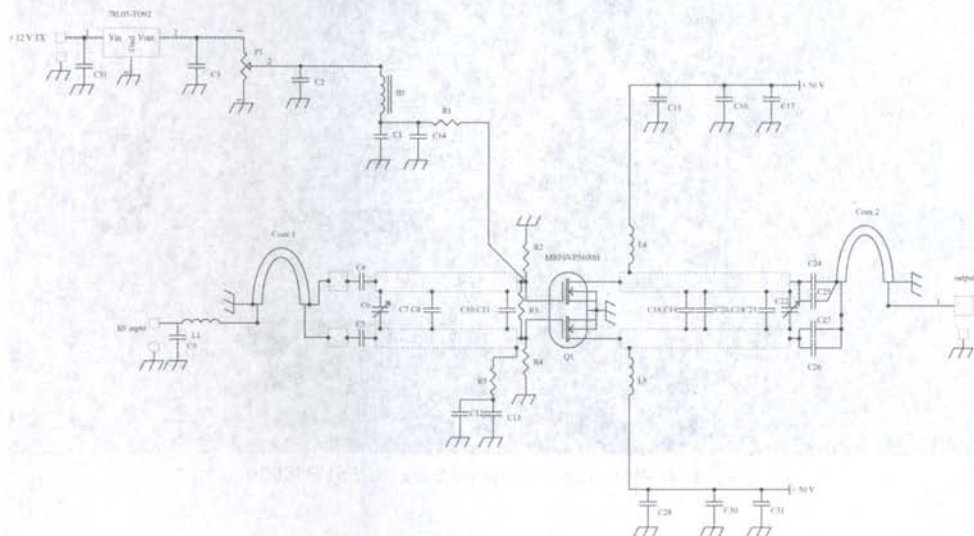


Fig. 3: Circuit diagram

3. Amplifier design and performance

The goal was to get 1kW solid state, with good efficiency, small size and good VSWR tolerance. The PCB for this module is the same as the 6m module PA61K. For all thermal aspects please refer to (1). The PCB is made of TC350 material that has very good RF and thermal performance. The size of the amplifier board is 120x72mm. The transistor has to dissipate more than 300W in a small area, so a

copper heat spreader is necessary to transfer the heat to the aluminum heat sink. Two techniques can be used to mount the PCB on the copper heat spreader: With screws as shown in the picture, or with solder. This latter technique needs skill and some solder paste (3).

Circuit description (see fig. 3 for the circuit diagram): The input circuit is constructed with a 1:1 50Ω balun and a micro-strip matching line connecting to the gates. The input matching is tuned with coils L1 and C6. The 500Ω trimmer can be removed, if an external bias circuit is used. The 1k resistors R2 and R4 are connected to ground to prevent the gates floating if the bias is disconnected (if P1 is not in use).

The output circuit also uses micro-strip lines and a 50Ω balun, made of 50Ω UT141 coaxial cable. Particular attention should be paid to soldering the capacitors C18, C9, C20, C21 (5.1pF ATC 100 B or Temex CHB), see fig. 9. One 18pF high Q factor capacitor CLX series from TEMEX may replace the four 5.1pF capacitors. C23 is used to tune for optimal efficiency. In this amplifier I didn't use a symmetrical output balun. This can be done, and it would improve 2nd harmonic suppression.

4. RF measurements of the 500W module

The RF measurements were performed using CW.

50V Drain supply, 1000mA Idq (for linear operation):

This test was performed with the amplifier module only, i.e. without filter.

Freq (MHz)	Pin (W)	Pout (W)	Gain (dB)	Drain Eff (%)	PAE* (%)	Vd (V)	Id (A)
432	0.45	100	23.5	31.4	31.3	48.2	6.6
432	0.75	200	24.3	43.8	43.6	47.6	9.6
432	1.3	300	23.6	52.9	52.6	47.3	12
432	1.75	350	23	56.1	55.8	47.3	13.2
432	2.3	400	22.4	58.7	58.4	47.3	14.4
432 1dBc	3	450	21.8	62.7	62.3	46.9	15.3
432	3.6	500	21.4	65.3	64.8	46.4	16.5
432	4.4	550	21	67.5	67	46.3	17.6

Table 1 * PAE: Power Added Efficiency. This value includes the RF input power.

5. RF measurements of the 1000W amplifier

In order to get a kW PA we need to combine two modules. Combining high powers is a precise issue and several techniques may be used. I have chosen to use a -3 dB 90° hybrid coupler using a IPP2102 from Innovative. This is an expensive part but very safe. This coupler is used to combine the outputs of the two modules. At the input I used a -3 dB 90° hybrid coupler from Anaren, model XC0405-03.

Remco, PA3FYM, will describe in the next Dubus issue an alternative way to combine at a lower cost.

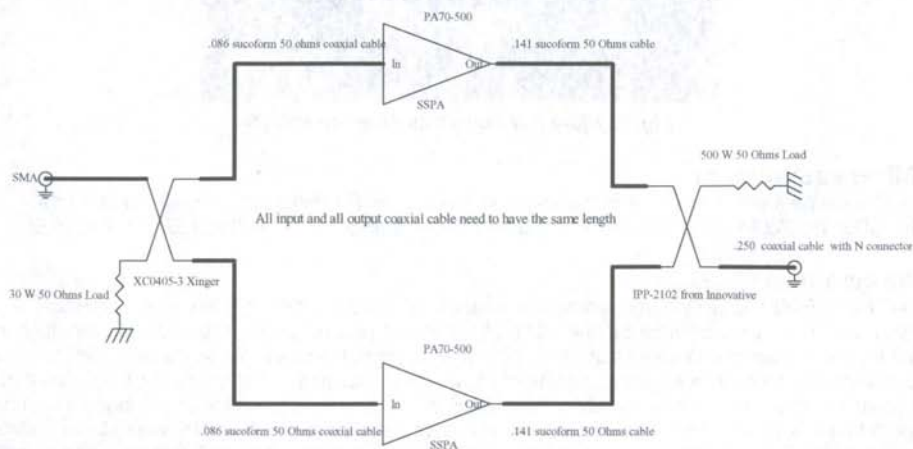


Fig. 4: 1kW schematic

RF measurements were performed with CW.

50V Drain supply, 2 x 1000mA Idq (for linear operation):

This test is done with the amplifier only (without filter)

Freq (MHz)	Pin (W)	Pout (W)	Gain (dB)	Drain Eff (%)	PAE (%) *	Vd (V)	Id1 (A)	Id2 (A)	PSU (W)
432	1.5	200	21.2	28.8	28.6	47.7	7.2	7.4	694
432	2	300	21.8	35.8	35.6	47.6	8.7	8.9	838
432	2.7	400	21.7	41.1	40.8	47.5	10.1	10.4	974
432	3.5	500	21.5	45.8	45.5	47.3	11.4	11.7	1093
432	4.3	600	21.4	49.6	49.3	47.2	12.6	13	1209
432	5.4	700	21.1	53.2	52.8	47	13.8	14.2	1316
432	7	800	20.6	56.2	55.7	46.5	15.1	15.5	1423
432 1dBc	8.8	900	20.1	58.9	58.3	46.3	16.3	16.7	1528
432	10.4	1000	19.8	60.8	60.1	46.1	17.6	18.1	1646
432	13.7	1100	19	62.7	62	45.9	18.8	19.4	1754

Table 2 * PAE : Power Added Efficiency. This value includes the RF input power.

The harmonic test shows the 2nd @ - 47dBc and the 3rd @ - 83dBc on 1296MHz at 1kW output power. A filter is absolutely necessary to get the harmonics below 60dBc. Test with filter: The harmonic test shows the 2nd @ - 70dBc and the 3rd @ - 86dBc on 1296MHz at 1kW output power.

We have tested this amplifier with a filter, designed by F5CYS based on a F1TE design for 2m (3). This filter has also a 2m rejector to reduce the broadband noise in a multi-band VHF contest situation.



Fig. 5: 70cm KW Low Pass Filter by F5CYS

6. IMD measurement

The IMD measurements were done in the same way as the 2m PA (here with 2 drivers), Idq 2 x 1A:

Pout/IMD3: 1000W PEP / - 23dBc/PEP 800W PEP / - 28 dBc/PEP 400 W PEP / - 34dBc/PEP

7. Ruggedness

The MRF6VP5600H is a very rugged device capable of handling 65:1 VSWR in pulse mode, it was designed for high mismatch applications, such as laser and plasma exciters, that exhibit repetitive high VSWR values at startup and then return to a more friendly impedance. In CW, at these VSWR levels and rated powers, the limiting factor is the maximum DC power dissipation. A VSWR protection circuit that will shut down the gate voltage to 0 or -3V within 10mS will protect the transistor effectively. The amplifier presented here was tested for all phase angles with 10mS pulses (5% duty cycle) without any failure or degradation in RF performance. In any case a protection circuit has to be used, like the ones described for the 6m and 2m amplifiers. A circulator can also be used, but is expensive.

8. Fixture layout and bill of materials for one module

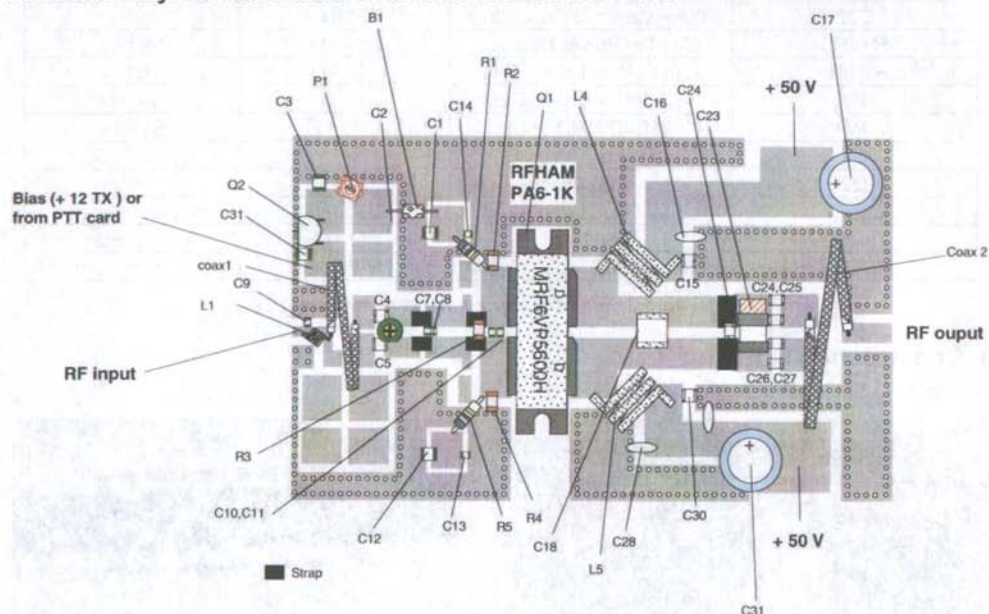


Fig. 6: Board layout and component placement

Part	Value	Part No.	Brand
Teil	Wert	Best.-Nummer	Hersteller
B1	Bead with wire Fair-Rite (95Ω @100MHz)		
L1 (Air inductor)	6 Turn air inductor on 3mm diameter,	Tinned copper wire of 0.6mm diameter	
L4, L5 (Air inductor)	3 Turn air inductor on 7mm diameter,	Silver plated copper wire of 12/10mm dia.	
C1, C2, C3, C12	100nF ceramic capacitor 100 V	SMD	
C4, C5	39pF ceramic HQ capacitor	100 B, CHB	ATC, TEMEX
C6	Trimming capacitor 3 to 30pF	Green	Murata (RF electro- nica CVC-30)
C7, C8	5.6pF NPO or HQ	SMD	
C9	4.7pF NPO or HQ	SMD	
C10, C11	33pF ceramic HQ capacitor	100 A	ATC, TEMEX
C13, C14	1nF NPO ceramic capacitor	SMD	
C15, C30	330pF to 1nF ceramic HQ capacitor	100 B, CHB	ATC, TEMEX
C16, C28	100nF 100V ceramic cap.		LCC
C18	18pF ceramic HQ capacitor	CLX	TEMEX
	Or		
C18, C19, C20, C21	5.1pF ceramic HQ Cap.	100 B, CHB	ATC, TEMEX
C23	Giga trimmer 1.3 to 16pF	5476	Johanson (RF electronica CVG-N1)
C24	10pF ceramic HQ capacitor	100 B, CHB	ATC, TEMEX
C24, C25, C26, C27	220pF ceramic HQ cap.	100 B, CHB	ATC, TEMEX

C17, C31	100uF 160V		
C32	100nF Ceramic Cap. 100 V	SMD	
R1, R5	47Ω 1W Power Resistor	PR01	Vishay
R2, R4	470Ω 1/4 W Power Res.	1206	Vishay
R3	33Ω 1/4 W Power Res.	1206	Vishay
P1	500Ω SMD pot		Bourns
Q1	MRFE6VP5600H		Freescale
Q2	78L05	TO92	
Coax1	50Ω 11cm	SM.086	Huber & Suhner
Coax2	50Ω 11cm	SM.141	Huber & Suhner
PCB	Arlon TC350, 2oz. 30mils	PA6-1K	RFham.com

Table 3: Bill of materials for one module

9. Construction & tuning

1) Solder the SMD components. See fig. 7.

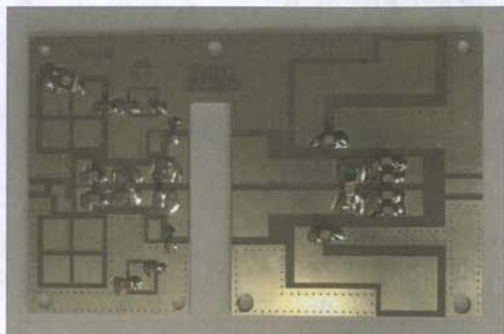


Fig. 8

Fig. 7

2) Prepare the 1:1 input and output baluns. See fig. 8. Solder the Ls, Rs and Cs according to fig. 9.

3) Mount the PCB on the copper heat spreader. See fig. 9.

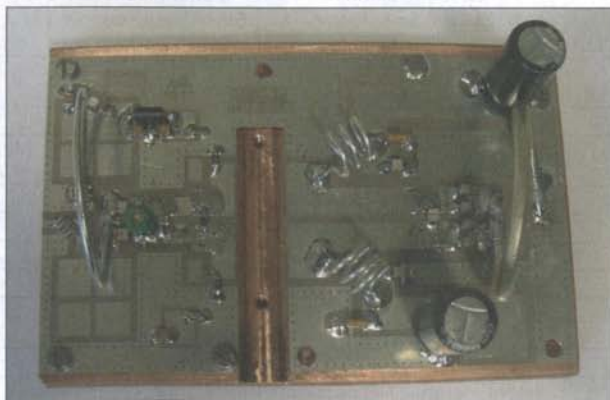


Fig. 9

4) Before soldering in the transistor it is a good idea to perform a few tests:

- Set the bias potentiometer to zero.
- With a DVM (Digital Volt Meter) measure the resistance between the gate pad and ground; it should be 30Ω.

5) Transistor placement

Two techniques can be used.

- a) The transistor can be soldered. In fact this is the better technique for having a very low thermal resistance. The disadvantage is that, if the transistor is destroyed for any reason, it will be very difficult to change it.
- b) Use silicon grease (the white one for a lower thermal resistance).

Before doing anything else, the transistor has to be prepared: The flange of the transistor is not very "flat". The best way to make it smooth is to use abrasive paper type 3 M 734 "P1200". The abrasive paper has to be put onto a very flat surface like a piece of plate glass. Now take the transistor and move it in a figure-of-8 shape with your hand until the flange is very flat. See fig. 10. Now put the transistor in place. Solder the missing Rs and Cs close to the transistor. See fig. 11.



Fig. 10

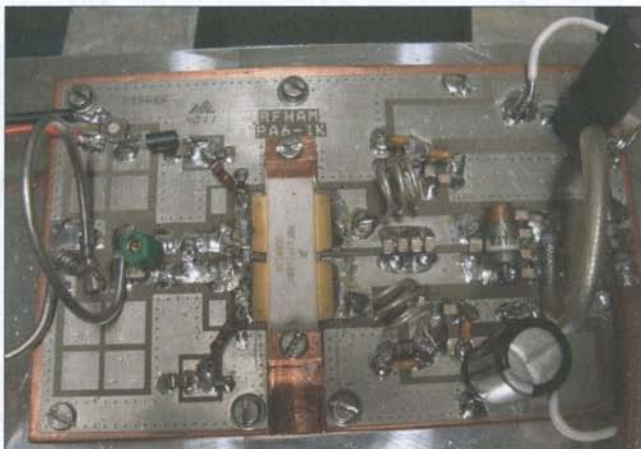


Fig. 11

Note: I have tested this design also with the MRF6VP2600H, and it works perfectly. However, this device is more fragile than the 5600H. In this version I used 4 x 5.1pF with a small space in between them.

6) Bias adjustment

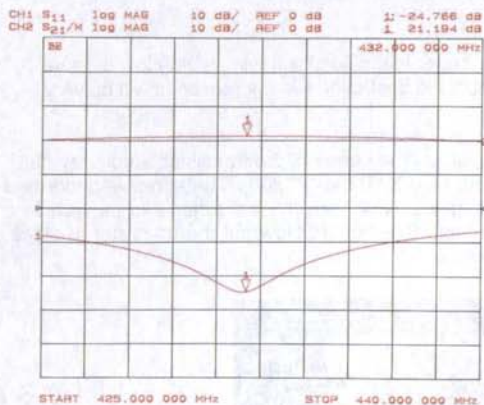
Connect the output to a 50 Ω load. Use two power supplies: One for the bias with 0 to 12V. Set to 5V (the bias pot is set to ground). Set the drain power supply to 50V and limit the current consumption to 2A (the best is to use a 2A max. PSU). Adjust the Idq up to 2A, i.e. each part of the LDMOS device draws 1A.

7) Small signal test

If you have a network analyzer or similar, test the amplifier in small signal mode, otherwise with very low input power. Connect the output of the amplifier to an appropriate dummy load. Tune the input VSWR by trimming L1 and C6. The input return loss should be better than 15dB. The small signal gain is around 28dB. See fig. 12. If you do not get these values DO NOT drive the amplifier to full power, you may have the outputs connected wrongly. Double check the input and/or output circuits thoroughly.

8) High power test

First, note that these LDMOS devices are very sensitive to overdrive. The best way to keep your transistor



alive is to attenuate the input power in all cases. Nowadays 432MHz transceivers have output powers around 50W. Of course the output power can be lowered to 1W. But... "If you forget", you will drive 50W into the amplifier and destroy the transistors immediately. Note: Many amateur transceivers with power controls have a poor ALC circuit and may transmit a big power spike at the beginning of each transmission. Again, reduce the output power of your transceiver e.g. with a 10dB (power) attenuator or a long length of e.g. RG316 coaxial cable.

Fig. 12: Small signal gain

Next step: Inject about 1W into the amplifier, and you should measure about 200W of output. Check the drain current: it should be approximately 10A. If this is not the case, stop and verify the output matching circuit (i.e. balun and the capacitors). If all works well, increase the input power until 500W of output power is achieved ($P_{in} = \sim 3.5W$) and optimize the efficiency with C23. Also monitor and minimize the input VSWR. Do this for each 500W module.

9) Connecting the two modules

Connect the two tested (and working!) modules to both the input and output combiners. See fig. 13. Inject sufficient drive (about 1.5W) to obtain about 200W output. Monitor the drain current: it should be around 14A. If this is not the case, stop and verify the combiner phases of both the input and output. If all works well, increase the input power to achieve 500W output, and monitor the drain current: it has to be in the range of 23A. The input power should be around 3.5W. Increase the input power until 1kW output is reached (input about 10W). The total drain current should be around 32A.

Don't forget to use protection circuits. Several descriptions are available; see (3) and (4).

A kit of the main components of this amplifier is available (5).



Fig. 13

10. Conclusion

This design was duplicated several times before publication of this article, and each amplifier showed similar results. However, be careful. High power amplifiers can be dangerous. - Many thanks to F1JRD Lionel, F1TE Lucien, F6BKI Jacques, Remco PA3FYM, Thomas Jann, F5VHX Graham.

I want to mention a special memory of Rainer DJ9BV who in the mid 90's exchanged with me a lot of mail and discussion to create a 1 kW 70 cm solid state amplifier. And also special thanks to Dick, K2RIW, who showed me his first (1970's) "K2RIW" amplifier- a kW on 70 cm - when I visited him 10 years ago.

11. References

- (1) A compact 144MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP6125KH by F1JRD, DUBUS 4/2010
- (2) AN1034D Freescale (ex TRW application note)
- (3) www.f1te.org and www.f5cys.eclablog.com
- (4) www.vk4dd.com
- (5) www.rfham.com
- (6) A compact 50MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP6125KH by F5FLN, DUBUS 4/2011
- (7) MRFE6VP5600H datasheet

Kompakte 1 kW Hochleistungs- endstufe für 432 MHz mit zwei MRFE6VP5600H -Transistoren

von F5FLN, Michel Rousselet - mit Hilfe von Remco den Besten, PA3FYM

In diesem Artikel geht es um das Design von HF-Verstärkern mit Transistoren und hoher Leistung. Sofern man keine Erfahrung im Umgang mit derartig hohen Leistungen hat, sollte man sich bitte der Hilfe eines qualifizierten Technikers bedienen, der diese Erfahrung hat.

Abb. 1: 1 kW PA für 432MHz mit 2 x MRFE6VP5600H

1. Einleitung

Basierend auf dem Artikel von Lionel, F1JRD (AE7KX), und meinem Artikel für 6m, waren wir inspiriert, ein 1-KW-PA-Modul für 70cm zu bauen. Nach einigem Experimentieren mit dem MRFE6VP61K25H entschieden wir uns dafür, eine Platine mit ca. 600 Watt zu bauen, und davon dann zwei Stück zu kombinieren, um 1 KW zu erhalten. Warum das? Die Ausgangsimpedanz beim 1K25-Transistor ist sehr niedrig (im Bereich von 1 Ohm). Auf 70cm bedeutet dies bei mehr als 600W, dass die Bauteile im Bereich der ersten Anpassungsstufe sehr heiß werden (aufgrund der internen Verluste, ENR) und die Lötstellen wieder schmelzen und die Bauteile verbrennen. Um also ein gutes, reproduzierbares Design zu bekommen, ziehen wir vor, 2 x den MRFE6VP5600H zu benutzen.

Der MRFE6VP5600H ist ein vielseitiger Transistor, der für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet ist. Dank seines hohen Wirkungsgrades und des geringen thermischen Widerstands kann er 600 W Dauerstrichleistung liefern. Er trägt auch hohe VSWRs. Diese Beschreibung hier ist speziell für das 432-MHz-Amateurfunkband gedacht und für die Arbeit mit analogen und digitalen Modulationsarten (SSB oder WSJT/FSK/CW).

Abb. 2: Der Transistor MRFE6VP5600HR6

Der hier beschriebene Verstärker weist die folgenden Eigenschaften auf:

Frequenz:	430-435 MHz
Ausgangsleistung @ P3dB:	> 1000W
Versorgungsspannung:	50V
Verstärkung:	typ. > 20 dB
Wirkungsgrad:	typ. > 60%

Der MRFE6VP5600H ist Teil der 50-Volt-Produktlinie, die spezifisch von Freescale für die Hochvoltanwendung im HF-Leistungsmarktsegment entwickelt wurde und auf der Freescale-eigenen Very High Voltage Platform der 6. Generation (VHV6E) mit verbesserter Robustheit gebaut wird. Diese Technologie ist bewährt und wird in großen Stückzahlen produziert.

2. Vorteile der 50-Volt-Drain-Spannung

Die Verwendung eines 50-V-Bauteils ist ein großer Vorteil im Vergleich zu niedrigerer Spannung, weil die Ausgangsimpedanz des Bauteils für die gleiche Ausgangsleistung viel größer ist, so dass die Anpassung im Ausgangskreis viel einfacher und verlustärmer geschehen kann. Der Strom ist auch viel niedriger im Vergleich zu den niedrigeren Spannungen. Die 50-V-LDMOS-Technologie hat auch bessere IMD-Eigenschaften als Transistoren niedrigerer Spannung, besonders als die bipolaren 12-V-Typen.

Der Referenzaufbau wurde für eine marktübliche Standard-Drainstromversorgung entwickelt, was ermöglicht, für den Verstärker ein normales 50-V-Netzteil zu verwenden (die meisten können von 43 bis 54V eingestellt werden).

Für alle weiteren Aspekte der Technologie verweisen wir auf den Artikel "A Compact 144 MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP61K25H" von F1JRD im DUBUS-Magazin 4/2010.

3. Das Design und die Leistungsdaten des Verstärkers

Das Designziel bei diesem Modul war, 1 KW Output bei guter Effektivität, kleiner Größe und guter VSWR-Handhabbarkeit zu erreichen. Als PCB wird die gleiche PCB PA61K wie für die im DUBUS-Heft 4/2011 beschriebene 6m-PA verwendet. Hinsichtlich aller thermischen Aspekte siehe (1).

Die PCB besteht aus TC350-Material, das sehr gute HF- und thermische Eigenschaften aufweist. Die Größe des Boards ist 120 x 72 mm. Der Transistor muss mehr als 300W Verlustleistung über eine kleine Fläche ableiten, so dass eine Kupferplatte nötig ist, um die Wärme auf den Alukühlkörper überzuleiten. Zwei Techniken können verwendet werden, um die PCB auf der Kupferplatte zu befestigen: Mittels Schrauben, wie im Bild zu sehen, oder mittels Lötung. Letzteres benötigt etwas Erfahrung und es muss Lötpaste verwendet werden (3).

Hier die Beschreibung einiger Details der Schaltung (Schaltbild siehe in Abb. 3):

Der Eingangskreis wird mit einem 1:1 50-Ohm-Balun und einer Mikrostreifenleitung zu den Gates realisiert. Die Eingangsanpassung wird mit L1 und C6 abgestimmt. Der 500-Ohm-Trimmer kann weggelassen werden, wenn eine externe Vorspannungsversorgung verwendet wird. Die 1K-Widerstände R2 und R4 gegen Masse dienen zum Schutz vor fehlender Vorspannung (wenn P1 nicht verwendet wird). Im Ausgangskreis werden auch Mikrostreifenleitungen und ein 50-Ohm-Balun aus 50Ohm .141-Koaxkabel verwendet. Spezielles Augenmerk muss auf die Verlötlungen der Kondensatoren C18, C19, C20 und C21 (5.1 pF ATC 100 B oder Temax CHB) gelegt werden. Siehe Abb. 9. Ein 18 pF Kondensator mit hoher Güte aus der CLX-Serie von Temax könnte hier die vier 5.1 pF Kondensatoren ersetzen. Mit C23 wird auf die optimale Frequenz abgestimmt. Ich habe in diesem Verstärker kein Abstimmndraht für die Balancierung verwendet. Das kann man aber machen, es verbessert die Unterdrückung der 2. Harmonischen.

Abb. 3: Schaltbild

4. HF-Messungen der 500-W-Platine

Die HF-Messungen wurden in CW durchgeführt.

Messung mit 50 V Drainspannung, 1000 mA Idq (für lineares Arbeiten):

Dieser Test wurde nur mit der PCB ohne Tiefpassfilter durchgeführt. Die Ergebnisse zeigt Tabelle 1.

Tabelle 1 * Power Added Efficiency, dieser Wert enthält die HF-Steuerleistung

5. HF-Messungen des 1000-W-Moduls

Um ein KW zu erhalten, müssen 2 Platinen zusammengeschaltet werden. Die Zusammenschaltung bei hohen Leistungen muss präzise erfolgen und verschiedene Techniken können dafür verwendet werden. Ich habe mich für einen -3 dB 90-Grad-Hybridkoppler von Innovative, IPP-2102, entschieden. Dies ist ein teures Teil, aber er ist sehr sicher. Dieser Koppler wird hier eingesetzt, um die beiden Platinen am Ausgang zusammenzuschalten. Am Eingang wird ein -3 dB 90-Grad-Hybridkoppler von Anaren verwendet, die Bezeichnung lautet XC0405-03.

Remco, PA3FYM, wird in der nächsten DUBUS-Ausgabe eine alternative Möglichkeit zur Zusammenschaltung der beiden Boards vorstellen, die kostengünstiger ist.

Abb. 4: Schema der Zusammenschaltung der beiden 500-W-Boards

Die HF-Messungen wurden in CW durchgeführt.

Messung mit 50 V Drainspannung, 2 x 1000 mA Idq (für lineares Arbeiten):

Dieser Test wurde nur mit PCBs, ohne Tiefpassfilter, durchgeführt. Die Ergebnisse zeigt Tabelle 2.

Tabelle 2 * Power Added Efficiency, dieser Wert enthält die HF-Steuerleistung

Der Test zeigt die 2. Harmonische H2 bei -47 dBc und H3 bei -83 dBc auf 1296 MHz bei 1000 W Output. Ein Filter ist absolut notwendig, um die Harmonische unter 60 dBc zu bekommen. Mit dem unten vorgestellten Filter wurden folgende Werte gemessen: H2 bei -70 dBc und H3 bei -86 dBc auf 1296 MHz, bei 1000 Watt Output. Bei diesem Test wurde ein Filter von F5CYS eingesetzt, das auf einem Design von F1TE für 2m beruht (3). Dieses Filter hat auch ein Teil, der 2m unterdrückt, um Breitbandauschen bei einer Multiband-Konteststation zu reduzieren.

Abb. 5: 1 KW 70cm-Tiefpassfilter von F5CYS

6. IMD-Messung

Die IMD-Messung wurde ganz genau wie bei der 2m-PA beschrieben durchgeführt (mit 2 Treibern). $IdQ = 2 \times 1 \text{ A}$. Das Ergebnis für $P_{out} 1000 \text{ W} = \text{IMD3} - 23 \text{ dBc} / \text{PEP}$, für $P_{out} 800 \text{ W PEP} = \text{IMD3} - 28 \text{ dBc} / \text{PEP}$ und für $P_{out} 400 \text{ W PEP} = \text{IMD3} - 34 \text{ dBc} / \text{PEP}$.

7. Robustheit

Der MRFE6VP5600H ist ein sehr unempfindliches Bauteil, das ein VSWR von 65:1 im Pulsbetrieb verträgt. Er wurde für Anwendungen mit hoher Fehlanpassung entwickelt, so wie Laser- und Plasma-Treiber, die am Beginn sich wiederholende hohe VSWR-Werte aufweisen und dann zu einer freundlicheren Impedanz zurückkommen. In CW wird bei diesen VSWR-Niveaus und der angegebenen Leistung die maximale DC-Verlustleistung der limitierende Faktor. Eine VSWR-Schutzschaltung, die die Gate-Spannung auf einem Mal innerhalb 10mS auf 0 oder -3V herunterschaltet, wird den Transistor effektiv sichern. Der hier präsentierte Verstärker wurde unter allen Phasenwinkeln mit 10mS-Pulsen und 5% Einschaltdauer ohne Ausfall oder Verminderung der HF-Leistungsdaten getestet. Auf jeden Fall muss eine Schutzschaltung verwendet werden, in der Art wie diejenigen, die für die 6m- und 2m-PAs beschrieben wurden. Ein Zirkulator kann auch verwendet werden, ist aber teuer.

8. Bestückungsplan und Teilleiste

Abb. 6: Bestückungsplan

Tabelle 3: Teilleiste für eine Platine

9. Konstruktion und Abgleich

1) Die SMD-Komponenten einlöten. Siehe Abb. 7.

Abb. 7

Abb. 8

2) Die 1:1-Balune für Ein- und Ausgang vorbereiten, siehe Abb. 8. Rs, Ls und Cs einlöten entspr. Abb. 9.

3) Die PCB auf die Kupferplatte montieren.

Abb. 9

4) Vor dem Einbau des Transistors empfiehlt es sich einige kleine Tests zu machen:

a) Das Vorspannungs-Poti auf Null stellen.

b) Mit einem Digitalvoltmeter den Widerstand zwischen dem Gateanschluß und Masse messen. Er soll bei 30 Ohm liegen.

5) Einbau des Transistors

Zwei Techniken können verwendet werden:

a) Der Transistor kann verlötet werden, was die bessere Technik hinsichtlich der Wärmeableitung ist. Nachteil ist, dass, falls der Transistor mal ausgewechselt werden muss, dies sehr schwierig wird.

b) Der Einsatz mit Silikonfett (das weisse, für bessere Wärmeableitung).

Bevor irgendetwas anderes gemacht wird, muss der Transistor aber vorbehandelt werden: Der Flansch des Transistors ist nicht sehr eben. Die beste Art, ihn plan zu machen, ist, ihn mit Schleifpapier der Sorte

3 M 734 "P1200" zu bearbeiten. Das Schleifpapier sollte man auf eine sehr plane Oberfläche legen, z.B. Glas. Nun den Transistor mit der Hand in kreisenden achtförmigen Bewegungen so lange schleifen, bis der Flansch eben ist. Siehe Abb. 10. Nun den Transistor einsetzen. Restl. Rs+Cs einlöten. Siehe Abb. 11.

Abb. 10

Abb. 11

Anmerkung: Ich habe dieses Design auch mit dem Transistor MRF6VP2600H getestet und es funktioniert perfekt damit. Allerdings ist dieser Typ empfindlicher als der 5600H. In dieser Version habe ich 4 x 5.1 pF mit ganz wenig Abstand dazwischen verwendet.

6) Vorspannungseinstellung

Den PA-Ausgang an eine 50-Ohm-Last anschließen. Zwei Netzteile verwenden: Eins für die Vorspannung mit 0 bis 12V. Dieses auf 5 V einstellen (das Vorspannungs-Poti ist nach Masse gestellt). Das Netzteil für die Drainspannung auf 50V einstellen, am besten eines mit 2A Strombegrenzung verwenden. Idq nun auf 2 A einstellen, d.h. jeder LDMOS zieht 1 A.

7) Kleinleistungstest

Wenn man einen Netzwerkanalysator o.ä. hat, nun die PA mit einem kleinen Signal testen, ansonsten mit einer sehr geringen Ausgangsleistung und dazu passender Last. Das Eingangs-VSWR mit L1 und C6 justieren. Der Input-Returnloss sollte besser als 15 dB sein. Die Kleinleistungsverstärkung sollte bei ca. 28 dB liegen. Siehe Abb. 12. Wenn man diese Werte nicht erreicht, darf man die PA noch nicht voll aussteuern, es könnte etwas mit der Schaltung im Ausgang nicht stimmen.

Abb. 12: Kleinleistungsverstärkung

Abb. 13: Zusammengeschaltete Boards

12) Hochleistungstest

Diese LDMOS-Bauteile sind grundsätzlich empfindlich gegenüber Übersteuerung. Der beste Weg, den Transistor am Leben zu erhalten, ist, die Leistung am Eingang der PA abzuschwächen. Übliche 70cm-Transceiver haben heutzutage eine Ausgangsleistung von max. 50 Watt. Natürlich kann die Leistung oft auf 1 Watt heruntergedreht werden, wenn man das aber mal „vergisst“, gelangen 50 Watt an den Eingang der PA und der Transistor wird sofort zerstört. Außerdem haben viele Transceiver mit Leistungsregelung eine schlechte ALC und senden eine dicke Leistungsspitze am Beginn einer jeden Sendung. Man sollte also den Output des TRX z.B. mit einem 10dB-Leistungsdämpfungsglied oder einem langen Stück Koaxkabel, z.B. RG316, abschwächen.

Der nächste Schritt besteht darin 1 W in die PA einzuspeisen. Dann sollten 200W Output gemessen werden. Den Drain-Strom prüfen: Er sollte ca. 10 A betragen. Wenn nicht, abbrechen und das Ausgangsanpassungsnetzwerk kontrollieren (Balun und Cs). Wenn alles gut arbeitet, den Input so weit erhöhen, bis 500 W Output erreicht sind (Pin = ~ 3.5W) und die Effektivität mit C23 optimieren. Dabei auch das Eingangs-VSWR beobachten und minimieren. Das für jedes der beiden Boards durchführen.

9) Zusammenschaltung der beiden Platinen

Die beiden getesteten und funktionsfähigen Platinen nun an die Eingangs- und Ausgangskoppler anschließen. Siehe Abb. 13. Ausreichend Leistung anlegen (ca. 1.5W), um ca. 200 W Output zu erreichen. Den Drain-Strom beobachten: Er soll bei ca. 14 A liegen. Wenn das nicht der Fall ist, abbrechen und die Phasenlagen bei den Kopplern am Ein- und Ausgang kontrollieren. Wenn alles gut arbeitet, die Steuerleistung so weit erhöhen, bis 500 W Output erreicht werden und den Drain-Strom kontrollieren: Er soll im Bereich von 23 A liegen. Die Steuerleistung soll bei ca. 3.5 W liegen. Nun die Steuerleistung erhöhen bis 1 KW Output erreicht ist (Input ca. bei 10 W). Der Gesamt-Drain-Strom sollte nun bei 32 A liegen. Man sollte Schutzschaltungen nicht vergessen, diverse Beschreibungen sind verfügbar (3), (4). Ein Bausatz mit den Hauptkomponenten für die PA ist auch wieder verfügbar (5).

10. Schluß

Das PA-Board wurde mehrere Male nachgebaut und jedes Board zeigte die gleichen Ergebnisse. Man sollte weiterhin immer vorsichtig sein, denn Hochleistungsverstärker können gefährlich sein.

Vielen Dank an F1JRD Lionel, F1TE Lucien, F6BKI Jacques, PA3FYM Remco, Thomas Jann und F5VHX Graham. Ich möchte an dieser Stelle besonders an Rainer, DJ9BV, erinnern, mit dem ich Mitte der 90er Jahre viele Emails austauschte und über den Bau einer 1 KW 70cm PA diskutierte. Auch eine spezieller Dank hier an Dick, K2RIW, der mir seine ersten (1970er Jahre) K2RIW 1 KW 70cm PAs zeigte, als ich ihn vor 10 Jahren besuchte.

11. Referenzen

Siehe am Ende des engl. Textes.

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

- for Semi-Insulated Mounting above the Boom
using Standard Insulators (Part 4)

Simulating the Folded Dipole

by Hartmut Klüver, DG7YBN

Introduction

In parts 1 to 3 of this series about the conversion of NEC models to real-world Yagis, the straight centre-fed dipole was used as the Driven Element [DE]. This fourth part considers how to change to a folded dipole as the Driven Element. And can it be done using the NEC2 kernel?

Almost every designer will aim his Yagi modelling towards a wanted radiation pattern or gain, FB or whatever combination of features is important to him. If the antenna is a 'classic' Yagi configuration, he will normally use a straight centre-fed DE for most of the development work, because it is so much easier to change the length and position of this simple element during the optimisation process. However, designers or customers for commercially built Yagis will often wish to use a folded dipole in the final version. Most folded dipoles are mechanically stronger than a single element, have better abilities to reduce static noise, and last but not least can be fitted with a transforming half-wave balun that is well known and respected for its balancing capabilities.

So how can the folded dipole replace the straight centre-fed DE in our simulation model, to give results that can be reliably transferred to a hardware prototype by simply applying the fitting factors and boom corrections that have already been derived for parasitic elements (parts 1 to 3)?

What bending diameter might be suitable? How should we model the bends as 'wires' in NEC, and what segmentation should we apply, especially around the bend sections? And another issue, that many seem not to have even considered, is: what impact will an offset from the element plane have on the impedance and radiation pattern?

Motivation

Modelling a folded dipole within a Yagi structure is a complex task. It was not possible to trust the modelling and NEC simulations until they had been confirmed by an extensive series of tests on several Yagis with relatively high Q. Among the test Yagis I chose YU7EF's EF0212 design and the EF0208c. The latter is an exclusive design for WiMo, and gave us an immense challenge when trying to develop a production prototype with a pre-tuned folded DE; that work became the source of the knowledge that is now being shared in this article.

What bending diameter is suitable?

If we compare VHF/UHF folded dipoles to shortwave ones, we find a large difference in the length to height ratio (where "height" is the distance between the two parallel arms, **Figure 1**). To merit being called a "dipole" at all, a folded dipole has to have a large length to height ratio; otherwise it becomes a different form of radiator, more towards a skeleton slot, quad loop or similar.

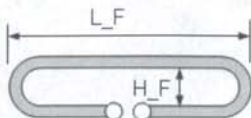


Fig. 1: Folded DE basic geometry parameters

Some numbers taken from articles or measured on commercial builds I have available in my workshop:

144 MHz Height H_F

WiMo	54 mm,
DJ9BV	50 mm [1]
YU7EF	50 mm [2]
Flexa Yagi (DL6WU)	48 mm

432 MHz Height H_F

WiMo	38 mm,
DJ9BV	45 mm [3]
Konni (DL6WU)	40 mm,
Flexa Yagi (DL6WU)	48 mm,
Tonna (F9FT)	40 mm

Table 1

It is clear that the minimum achievable height H_F is limited by the practical dimensions of DE-boxes, the boom and the need for some clearance between the upper arm of the dipole and the boom. The numbers given for the 2 m band need less attention since their length to height ratio is in the range of 20, but for the 70 cm band we touch figures as low as about 8, which must be treated with care as we shall see. If we want to retain the good properties of a VHF/UHF Yagi that has been carefully designed with straight centre-fed DE, we need to substitute this part of our radiating and beam forming structure by something with the largest length to height ratio that is practically achievable. Otherwise we risk degrading some of the optimised properties.

Bending and aluminium qualities

How bending aluminium can be done in a practical way is explained very nicely in the online 'Long Yagi Workshop' by GM3SEK [4]. So I will only add this note: The strain hardened aluminium grade AlSiMg0.5 (a cold strain-hardened EN AW 6060) with an anodised surface layer makes very tough parasitic elements, but is so hard that it is impossible to bend it to a folded DE, at least not without massive heating to at least 240 °C. It work-hardens so easily that it becomes brittle when only half-way round the tight bend. Bending could probably be done in a stepwise manner (heat up and hold temperature for some minutes to remove the brittleness, then bend further and repeat) but aluminium alloys without silicon and with little or no manganese would be a better choice, such as AlMg1 (EN AW 5005) or AW 6060 that has not already been strain-hardened. Most of these will be usable without heating at all. (Also do not confuse magnesium, Mg, with manganese, Mn!)

Folded DE to element plane offset using on-boom-insulators

In the old days very few designers or manufacturers seem to have cared about any potential influences of the folded DE geometry, particularly the effect of its vertical position upon the Yagi's elevation pattern. Impedance matching was all-important, and still many builders seem to think no further than that the DE is only some kind of 'feed' into the parasitic structure, overlooking the fact that the DE is also a radiating element in its own right. In fact the outlines of the folded DE **do** affect the radiation pattern.

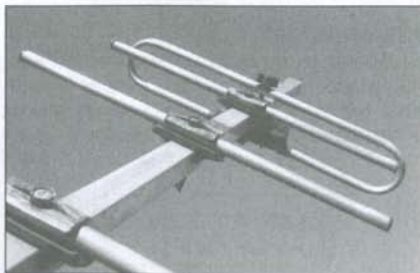


Fig. 2: Part of an 'Old School' 432 MHz Yagi with folded DE, mounted with its box underneath the boom

In **Figure 2**, let us look at a common 'Old School' 432 MHz Yagi with a folded DE. We see that the upper arm of the DE is roughly level with the plane of the parasitic directors but the offset of the lower arm goes to extremes; and not surprisingly, there is a noticeable deformation of the H-plane (elevation) pattern. This offset is much less of an issue on the 2 m band (because the length:height ratio of the folded dipole is almost 3 times greater – the length increases by a factor close to 3.0, but the height may only be a few millimetres greater than on 70 cm) but it becomes a serious question on the 70 cm band. **Figure 3** is the elevation pattern of the EF7015 by YU7EF with folded DE mounted in this old traditional way, and is a clear example of how large its impact can be. The offset folded DE contributes a very unwelcome bubble in the downward facing minor lobes.

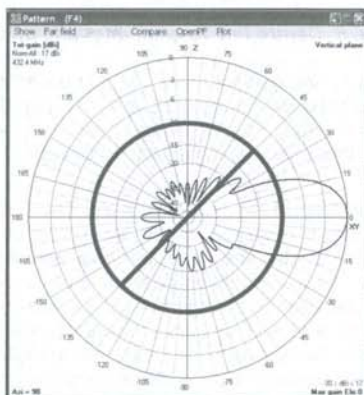


Fig 3: The wrong way for 70cm – elevation pattern of EF7015 using folded DE mounting like Figure 2

Is there a way out of this, that still allows us to use a folded DE on 432 MHz? We must not enlarge the bending diameter since it is quite wide anyway. But we can mount the folded DE in a different way. If we turn the folded DE upside down and mount the connector box on top of the boom, as shown in **Figure 4**, we have made the geometry much more symmetrical above and below the plane of the parasitic elements. Now the influence on the radiation pattern is very small, and the outstanding G/T and antenna temperature of this design have been safely transferred to a folded DE build. So I settled a consensus with WiMo and YU7EF during the prototyping phase for the EF7015 to proceed with folded DE in this 'upside down' position for all of the WiMo 432 MHz Yagi range. In addition the coax connector faces backwards so that the cable can exit in a wide loop that passes behind the reflector and below the folded DE with a good clearance. The cable can then be taped to the underside of the boom without disturbing any director elements. This can be seen in the picture of my EF7017 at <http://www.yu7ef.com/ef7017.htm>.

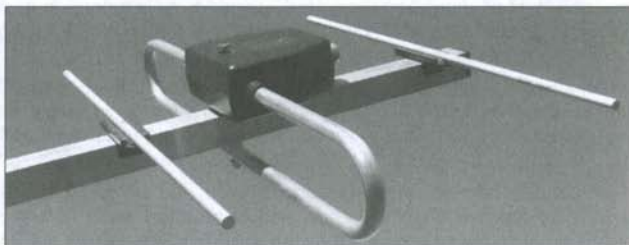


Fig. 4: EF7017 with FD mounted 'upside down'

(Note: this is not a WiMo works photo – DG7YBN build with kindly provided WiMo material)

A second issue concerning the offset between the DE and the element plane is of similar importance. If the simulated resonance frequency and the impedance at designated frequency are to be maintained in the final hardware version, the exact geometry of the future build must be included in the NEC wire model. Using on-boom insulators we find typical offsets of approximately 15...20 mm between the folded DE centre line and the element plane as shown here in **Figure 5**.

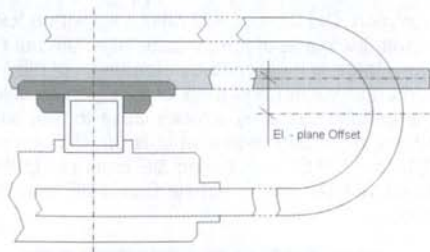


Fig. 5: Centre line to element plane offset

If we do not take this offset seriously and neglect to include it in our NEC model, we may easily miss the designated frequency by 200 to 500 kHz on either band, depending on the antenna's so-called "Q-factor". Only wideband designs seem unaffected, as it is in their nature to be forgiving, but even they could probably perform a little better if this offset is represented correctly. So why not use all the available accuracy when modelling?

The story goes a little further than this. In his DUBUS article 'The 50Ω Folded Dipole Yagi' [5] Justin, G0KSC also shows a folded DE that is mounted upside down. The elements are mounted through the boom, so the element to folded DE centre line offset is about zero here. Consequently there was no actual need to shift from standard to upside down position. But Justin showed a simulated elevation pattern of this OWL Yagi where the slightly changed rear lobes towards noisy earth are smaller then before when feeding the FD from above the boom. That lowers the noise pickup from earth which results in a little lower antenna temperature. He has used very accurate modelling of what is to become the real-world build geometry, exploiting it in a creative way to create some new parameters for optimisation.

NEC Modelling of the folded DE

Acknowledgement to YU7EF

The idea to model the folded DE with end segments as shown in here was introduced to me by the ever-so-thorough Ljubisa Popa, YU7EF. He also insisted on integrating the offset between folded DE and the element plane into the NEC modelling. I did not know how right he was when I started this.

What I added here (besides hundreds of hours of work) are the relationships between several different modelling parameters: a suitable segmentation for the baseline model, with straight centre-fed DE and elements mounted with insulators above the boom; the fraction of BC that the folded DE must receive; and the corrected length of the balun coax.

When modelling the geometry of a folded dipole we have to keep in mind two things:

1. The NEC2 engine is not capable of modelling orthogonal structures (wire junctions at 90°) with high accuracy. At this advanced level of simulation, using NEC2 successfully means that we must not connect wires at 90° or even close to that. Representing the 180° bends at the ends of a folded DE as three short wires (**Figure 6**) will comfortably avoid this problem.
2. The NEC2 engine has a limiting value for the wire length to diameter ratio. Because the short segments must still be of the same diameter as the two long, straight arms, we could easily violate this rule if we tried to use a large number of very short wires to represent the U-shape more accurately.

As a result we are very limited when following the exact geometry of the folded ends in our model. My test simulations show the best match between the measurement plots and the original model as introduced by YU7EF as shown below. By representing the bend using three short wires of one segment each, the length to diameter ratio is not nice but still accepted by the segmentation checks of EZNEC and 4nec2.

Let us give the word to a real insider to on the subject. From the EZNEC 5+ Manual by Roy Lewallen, W7EL (page 40):

"Segmentation

A useful rule of thumb is 10 segments per half wavelength for pattern/gain analysis, and perhaps twice that number if really accurate impedance values are required. [...] Wires joining at very acute angles may require more segments. [...] In looking at models created by EZNEC users, it's apparent that many people use more segments than necessary."

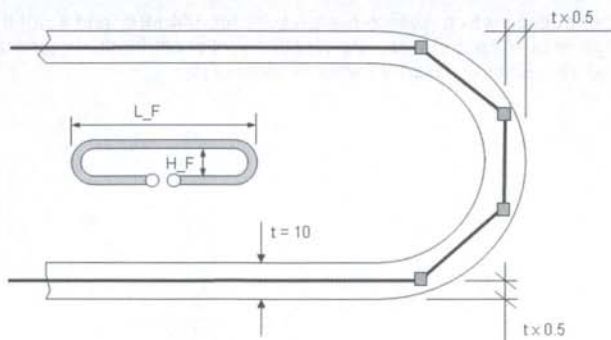


Fig. 6: Transferring the Folded DE geometry to a NEC wire model, as introduced by YU7EF

Once we have chosen the tube diameter and the bending diameter we have to draw our wire model in a way that it fits inside the outlines of the real-life bent tube. The three wires and the wire connections should be positioned as close as possible along the centre line of the tube. We can obtain some basic coordinates by subtracting half the diameter of the tube from both the height and the total length of the folded DE, as shown in **Figure 6**. It helps very much if we model this part of the Yagi symmetrically on each side of the ($z = 0$) plane. All the other elements must then be lifted up to achieve the right offset in the z direction, but that is a far easier task.

Example: Let the length of the folded DE be $L_F = 992$ mm, its inner height $H_F = 54$ mm and let the tube diameter be 10 mm. We transfer the overall DE length of 992 mm into NEC geometry through division by 2 and subtracting half the tube diameter:

$$(992 \text{ mm} / 2) - (10 \text{ mm} / 2) = 491 \text{ mm}$$

We write down $y = \pm 491$ mm marking the end points to both sides. These are the y co-ordinates of the little vertical wires in the middle of the bends. The joining angles must divide the total bending angle into three equal portions so we apply $z = \pm 13$ mm up and down representing the height of these wires.

The inner height of 54 mm (half of that in the up direction and half in the down direction) is transferred to the NEC geometry by adding half the tube diameter:

$$(54 \text{ mm} / 2) + (10 \text{ mm} / 2) = 32 \text{ mm}$$

The z co-ordinates for the two long arms of the folded dipole are therefore +32 mm and -32 mm. Lastly we need to settle on a distance between the ends of the upper / lower arm and the vertical end wires. For the inner height of 54 mm I use 18.5 mm here. So we subtract the full span width reaching 491 mm to either side by 18.5 mm:

$$491 \text{ mm} - 18.5 \text{ mm} = 472.5 \text{ mm}$$

These are the y co-ordinates ($\pm$) for the ends of the two long arms, and the key parameters for our model are complete. It is self-evident that any change in bending or tube diameter will require adjustment of the figures above.

The resulting model is shown below in **Figures 7 and 8**. **Figure 9** shows a useful segmentation plan for the folded DE, from a Yagi model whose elements have been run through the EZNEC Auto Segmentation mode at the designated frequency. This would be for a Yagi using approximately 11 segments for the longest elements (including the DE) stepping down to 9 segments for the shortest directors.

From NEC model with straight centre-fed DE to folded DE

Most Yagis are designed and optimised in NEC using the straight centre-fed (split) DE. To transpose such a NEC model successfully into a real-world build with folded DE, we would have to solve an equation with two unknown variables. One is the general fitting factor (as described in parts 1 and 2) and/or the boom correction (BC) from part 3 that would be needed for the intended style of building [6, 7, 8]. The other is the bundle consisting of finding a proper simulation model with segmentation that will also be suitable for a folded DE plus getting the balun right. We do well to separate these two challenges. Hence we need a package consisting of segmentation and corresponding fitting factor suitable for the style of building first, and of course it must work accurately for the Yagi with straight split DE. In the previous articles [6] and [7]

I introduced a sufficient method which gives proven results for 144 MHz and 432 MHz Yagis. Additional information on that style of building and a calculating MS Excel sheet for the segmentation BC and boom BC can be downloaded from EA6VQ, Gabriel Sampol's website [8].

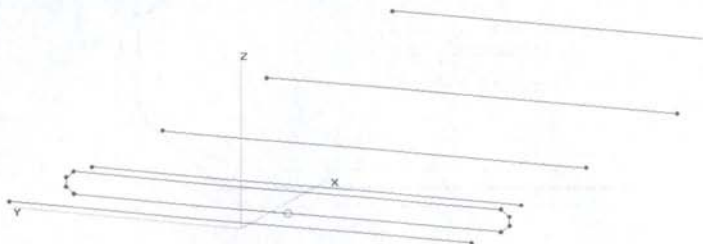


Fig. 7: 4nec2 view on driver cell of the 144 MHz EF0208c with folded DE

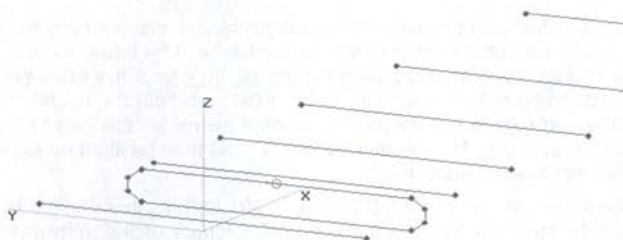


Fig. 8: 4nec2 view on driver cell of the 432 MHz EF7015 with folded DE

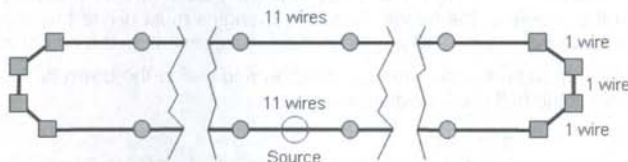


Fig. 9: Segmentation and wire joints of the folded DE model

Once we have achieved all of the above we can use the Return Loss (RL) plot simulation of the Yagi with straight split DE as the baseline that we will aim for when transposing to the folded DE. We remove the straight split DE from the model and replace it with a folded DE as shown above (changing the system reference impedance accordingly, so that RL plots can be overlaid and compared). Our first RL plot simulation will not fit the baseline RL plot very well, so we vary the length of the folded DE in iteration steps until we find the best agreement between the two RL curves. When we are absolutely sure that the best possible approximation has been achieved by adjusting the DE, we can move on to make small adjustments to the position and length of D1 to give an even closer match to the baseline RL plot.

D1 has long been used as the "impedance adjustment screw" in real-life Yagis; but please note this warning. If we begin to modify D1 too early, before we have truly exhausted all the possibilities to adjust the DE, we will probably find a good matching Z but will deviate from the radiation pattern of the original Yagi. Instead of modifying only the DE, in fact we will have created a slightly different Yagi. So any changes to D1 must do nothing more than our original aim, which was simply to transpose between a straight split DE and a folded DE. However, it is reasonable to accept some minor adjustments to D1 because the folded DE introduces new wires into the model, close to D1 but in a different geometrical relationship, so small changes to D1 will be necessary to compensate for that. Indeed, my experiments show that a successful transposition from a straight split DE to a folded DE is seldom to be found without making at least some adjustment to D1. However, we must set limits on this: D1 may need to be displaced approximately 2–5 mm backward or forward along the boom, while the length may need to be modified in the region of ± 1 mm (the same limits are valid for both 2 m and 70 cm).

For even finer trimming it may then be necessary to make a small final modification to the folded DE length in response to the change in D1.

Fraction of Boom Correction for folded DE

When using a straight split DE with no offset from the parasitic element plane, the same amount of boom correction should be applied for all elements. **Figure 10** shows the generalized geometry for the folded DE, where the offsets of the DE and parasitic elements (dD and dE respectively) may be different. If the upper arm of the folded DE is very close to the boom, a fraction of the calculated element or base BC must also be applied on the DE. That has not been necessary for a 144 MHz folded DE which is fairly wide in relation to the boom thickness; but on the 432 MHz folded DE the folded DE comes about as close to the 20 x 20 mm boom as the parasitic elements do, so in this case I added 40% of the base BC.

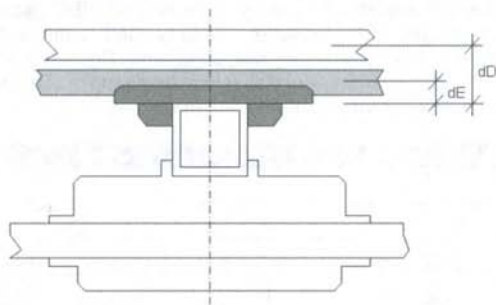


Fig. 10: Relation of Distances to Boom Elements / Folded DE

Results with folded DE on 144 MHz

Chart 1 is the RL plot of a first build based on the successful NEC model of the EF0208c Yagi for 144 MHz. The usual pre-calculated boom corrections were applied, and then the overlay matching between the simulated RL plots for the split DE and the folded DE (as described above). With no other adjustments than that, the deviation in resonant frequency between the added simulated RLs and the RL measured during the WiMo prototyping phase was only about 250 kHz.

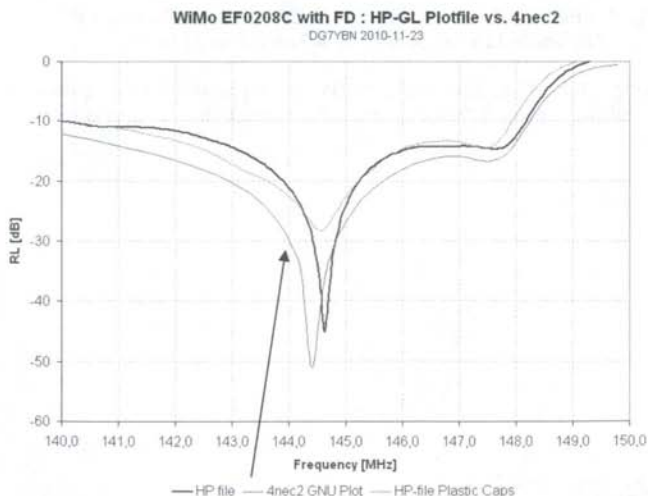


Chart 1: RL plot of first build of the successful NEC model, resonance derivation approx. 250 kHz only.

Another example, using more than 11 segments

For the next tests we have chosen YU7EF's EF0212 Yagi which has a really narrow VSWR bandwidth. The published gain is 15.87 dBi at an electrical length of 3.495 wl, and the antenna temperature of 226.5 K and a G/T of -7.67 dB will speak for the quality of the design. In common understanding it may sadly be called an "over-optimised" design that may show quite critical behaviour in real life. However, this is the kind of antenna we need, as we now attempt to challenge our own theories about the BC factor and the folded DE! In fact this design did not give us any trouble at all, and was the first one to work 'straight out of the box' with all the correction factors applied.

The modelling described until now has been using 11 segments for the DE, but these tests use a higher segmentation density. Applying the auto segmentation function at 215 MHz resulted in a stepped segmentation of 15 to 13 segments per wire. Having modelled the folded DE as described above, the two long arms of the dipole are now modelled with 13 segments (see **Figure 11**). That is a suitable segmentation density to bring the resonant frequency of the original NEC geometry with straight split DE, as published by YU7EF, to 144.280 MHz. However, WiMo wanted to move the design frequency up to 144.400 MHz to make the Yagi more tolerant of wet conditions. So our challenge is to apply both the change to a folded DE and the 220 kHz frequency shift in a single move. That was achieved by extending D1 by 2 mm and pushing its position from 649 mm to 652 mm.

Wires										
Wire Create Edit Other										
☐ Good Entry Mode ☐ Preserve Connections ☐ Show Wire Insulation										
Wires										
No.	End 1				End 2				Diameter	Segs
	X (mm)	Y (mm)	Z (mm)	Conn	X (mm)	Y (mm)	Z (mm)	Conn	(mm)	
1	0	504	15		0	504	15		8	15
2	459	460.5	-32	W16E2	459	460.5	-32	W13E2	10	13
3	652	479	15		652	479	15		8	14
4	1022	460.5	15		1022	460.5	15		8	14
5	1494	456	15		1494	456	15		8	14
6	2075	450.5	15		2075	450.5	15		8	14
7	2655	445.5	15		2655	445.5	15		8	14
8	3706	440	15		3706	440	15		8	14
9	4590	434.5	15		4590	434.5	15		8	14
10	5506	428	15		5506	428	15		8	14
11	6407	422	15		6407	422	15		8	13
12	7260	417	15		7260	417	15		8	13
13	459	460.5	32	W14E1	459	460.5	32	W17E1	10	13
14	459	460.5	32	W13E1	459	479	13	W15E1	10	1
15	459	479	13	W14E2	459	479	-13	W16E1	10	1
16	459	479	-13	W15E2	459	460.5	-32	W2E1	10	1
17	459	460.5	32	W13E2	459	479	13	W16E1	10	1
18	459	479	13	W17E2	459	479	-13	W19E1	10	1
19	459	479	-13	W16E2	459	460.5	-32	W2E2	10	1

Fig. 11: EZNEC 5+ Wires window of EF0212 with Folded DE.
The folded DE is formed by wires 2 and 13 to 19.

(Commercial note: Adding a folded DE and modifying D1 has not made this into a new antenna. It is still in general a design by Ljubisa Popa and thus any commercial use of this design or related data needs his written authorization.)

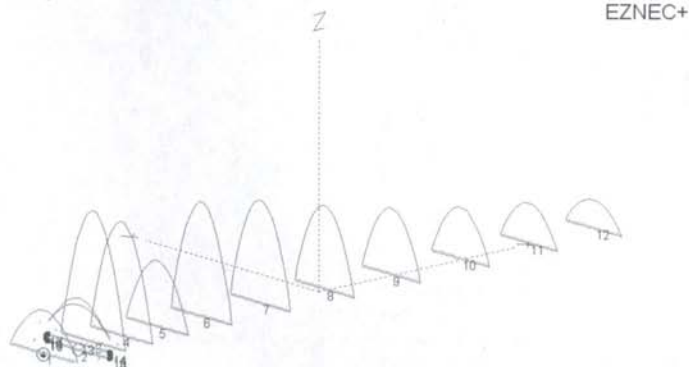


Fig. 12: EZNEC 5+ Antenna currents on the EF0212 with folded DE

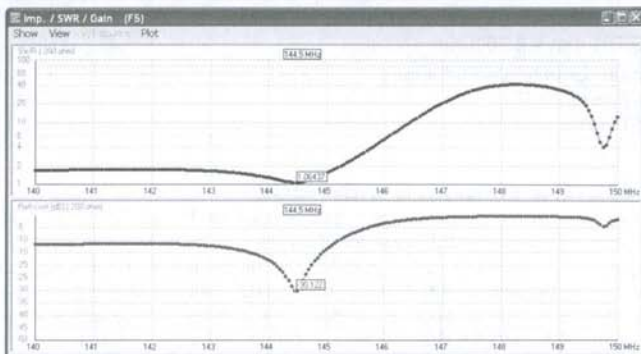


Chart 2: EF0212 - SWR and RL plot simulation using 4nec2 (Nec2dXs kernel)

Figure 12 shows the element currents simulated in EZNEC, and **Chart 2** shows the VSWR and RL plots, simulated in 4nec2 by importing the EZNEC file. The actual model of the EF0212 employs 15-13 segments per wire on the elements, 13 wires per upper / longer straight part of the FD and 1 segment for each of the small wires at the ends (see **Figure 11**).

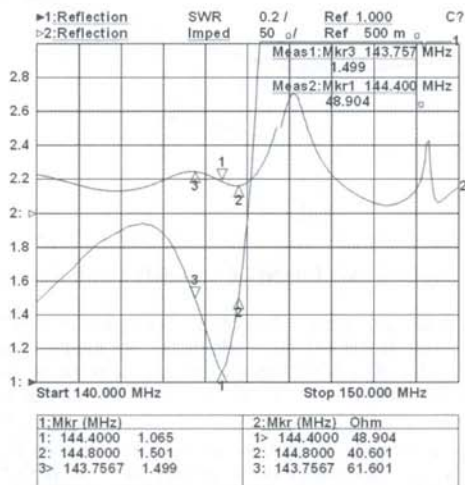


Chart 3: EF0212 with folded DE - SWR and Z measurements

According to the network analyser plot in **Chart 3**, the measured VSWR is 1.065 (RL = 30.04 dB) at 144.400 MHz. The simulated RL with folded DE model is 30.1 dB at a target frequency of 144.500 MHz.

As the folded DE has a clearance of several millimetres from the boom, no BC is required. For the parasitic elements the procedure follows the description given in parts 1 and 3 [6, 8]. The Yagi is to be built on a 25 x 25 mm boom with WiMo insulators # 23040.25, so the base BC is therefore 7.6 mm. We then need to add a segmentation BC because the Yagi has been modelled with other than 11 segments per wire, which is calculated as follows.

We have already noted a frequency shift in the straight split DE model when varying the segmentation. This is the expected natural behaviour of this design when the segmentation density is varied, so we have to apply a further correction to the folded DE build:

144.400 MHz (simulated with 11 segments / wire and straight split DE)

144.280 MHz (as given by the designer for the original geometry with SD and 15...13 segm.)

$\Delta f = 0.120$ MHz

$SBC = 0.120 \text{ MHz} / (0.171 \text{ MHz/mm}) = 0.701 \text{ mm}$

So we find a full NEC BC of:
 $FNBC = 7.6 \text{ mm} + 0.701 \text{ mm} = 8.301 \text{ mm}$
Chosen element length correction = +8.3 mm.
Element diameter = 8 mm.
FD tube diameter = 10 mm.

Folded DE for 432 MHz simulated with NEC2

As an example I show the method and correction details used on the EF7015 by YU7EF with folded DE. The simulation was done using the nec2dXs kernel of 4nec2.

Most of the following was already displayed in part 2 of this article series. As it is of great interest how well the proposed folded DE will behave on 432 MHz using the NEC2 kernel only, I give a short review here.

The EF7015 is a masterpiece design, setting a benchmark in what can be achieved with a conventional 50 / 200 Ω Yagi on given boom length. But it is also an antenna that demands precision and the right plan if it is to be built on a metal boom and with a folded DE. Why so? Because it has a very sharp resonance and it is highly optimized in both antenna temperature and gain. Let us see if we can tackle it with the NEC2 kernel only, when also introducing the complex folded DE. Segmentation and wires in the bends are similar to what is given above for the 144 MHz folded DE.

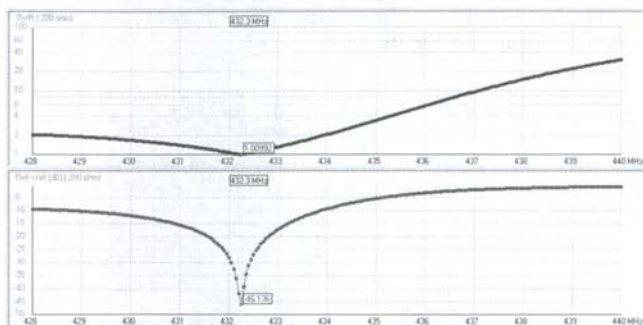


Chart 4: EF7015 with folded DE simulated with nec2 kernel

The simulated plot in **Chart 4** is looking good. A fine resonance peak, as sharp as expected, has evolved at 432.300 MHz. That is very close to the 432.450 MHz design frequency given by YU7EF for the model with straight split DE. Note that the 432 MHz Yagis given on his website use a DE diameter of 6 mm throughout. The simulated RL goes well below -40 dB. That is an indicator of a 'stable' model to build from and to measure.

It is obligatory to apply the usual base BC to compensate for the presence of the 20 x 20 mm boom and the insulators plus mounting screw. Segmentation is already very close to 11 so no segmentation BC needs to be added. Base BC is 7.5 mm for these elements (see part 2 [7]).

The next topic is the folded DE. I have already shown how important it is to get it as close as possible to level with the element plane. We mount the folded DE upside down as modelled and shown in **Figure 4** but we find very little clearance between the boom and the dipole arm. At a clearance of approximately 5 mm the dipole arm comes about as close to the boom as the parasitic elements do, so this will require a BC to the overall length of the folded DE. I have chosen 40% of the parasitic elements base BC here, which is 3.0 mm. That percentage is estimated by first taking into account that the folded DE is a loop, only one side of which is affected by the boom. Adding 100% of base BC would make the effect work double because we would be lengthening both the upper and lower arm. 50% of the base BC would be appropriate if the arm of the folded DE was to be attached to the boom in the same way as the parasitic elements, using an insulator and screw; but since that arm of the DE is freely floating I reduced the BC even further, to 40% of the base value. **Chart 5** shows the final results, with the simulated and measured dips in the RL curves at almost exactly the same frequency.

Note: Segmentation BC is a different story. It does not correct for the presence of conductive materials close to wires; it only corrects for the effects of segmentation density on the resonance frequency predicted by the NEC kernel. A segmentation BC was not necessary for this example, but in general the segmentation BC must be applied to all elements including the DE, and will be the same for either a simple centre-fed element or a folded dipole.

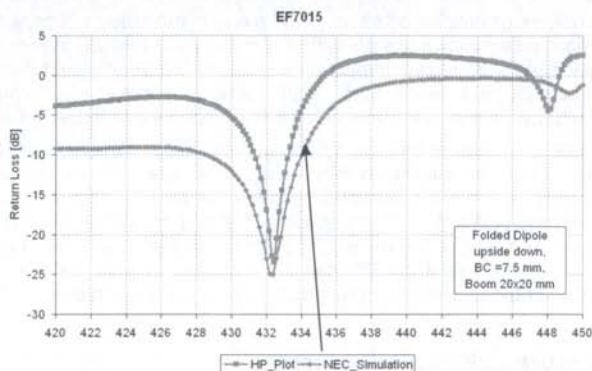


Chart 5: Comparison of simulated and measured RL of the EF7015

Making the balun

Is there anything that has not already been said in the amateur literature about making a half-wave coaxial balun for a folded dipole? Not so much, but there are basically four things I want to show:

1: As mentioned in parts 1, 2 and 3 it is important to measure an exact length of coax when making the balun, or at least to use the lengths that DB6WY and I have found suitable for RG-142.

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

Table 2: Balun lengths using PTFE coax of RG-142 Type

Construction is shown in **Figure 13** and details are given in a previous article [11]. Lengths given in **Table 2** above are for braid to braid.

2: It is necessary to use a coax cable with small diameter since the connection ends must not exceed 5-7 mm when a 10-15 mm gap in the DE is used. That would be hard to achieve with thick low loss coax cables. Of course it can be done but would result in longer open coax ends and so need a slight reengineering of model or factors given.

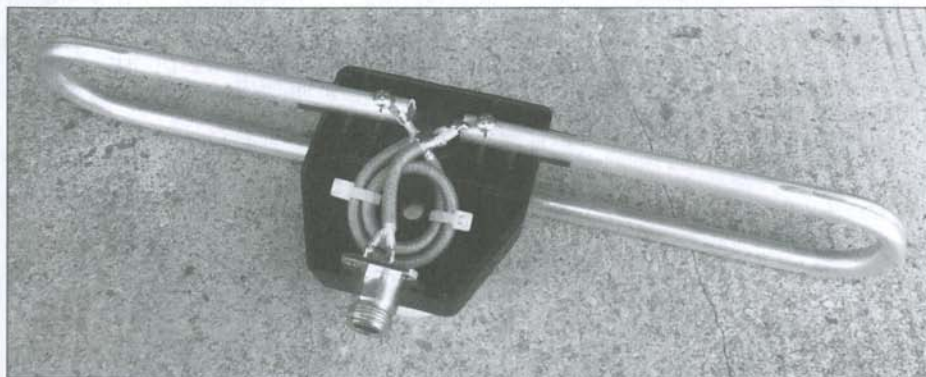


Fig. 13: EF7017 folded DE with box and balun made from RG 142
(DG7YBN built, using WiMo DE box and FD)

3: Often a little brass or copper bracket or sheet metal piece is proposed to connect all the coax braids, see [4] and [10]. We did not see improvements with any metal plate that we tried to make the connection of the three cables easier and with a lower impact on the resonance frequency. I found quite a broadening influence on the resonance peak when that metal connection piece was grounded, so I strongly recommend leaving the balun connection end floating with no connection to the boom.

4: The upper arm may be grounded to the boom if the geometrical symmetry of the folded DE, balun and connecting part are sufficient. It is well known that doing so will lower static noise pickup, but please use small diameter screws only. As seen on the parasitic elements, an M3 (3 mm) screw will cause a shift of about 100 kHz on a parasitic element and thus about half of that on a folded DE. If the symmetry is less good a floating upper arm will enable the folded DE to level out that imperfection to a certain extent. So this is a question of how symmetrical the DE can be built, and of personal preferences or needs for mechanical stability which could as well be achieved using a fully insulating clamp.

Final words and more acknowledgements

Modelling the folded DE is a difficult task. Some small adjustments for a final trim are still needed on most designs and a network analyser is a very welcome tool to find the optimum position of D1. But please do not shift D1 further than a few millimetres. If that seems to be necessary, look instead for other details that might be missing in the model or the style of building.

What about NEC4? It is said that the gained accuracy can roughly be quantified as in the range of 70-100 kHz when simulating wire structures like the shown folded DE. Thus we would be almost 'spot on' when using NEC4. But here I wanted to show what can be done with NEC2 which the majority of readers have access to.

That bridges over to start thanking people who made this all possible. Justin, G0KSC helped with many fruitful discussions all along the way, about the BC and with related NEC4 simulations. Also it does not happen every day that a manufacturer makes so much detailed information available. It was not an easy task to achieve that level of quality in prototyping, and to carry that standard through to the production range of YU7EF Yagis available through WiMo. That is reason enough to thank Volkmar, DF2SS who runs WiMo and Wolfgang, DB7WY who built many, many valuable prototypes and made endless series of measurements to verify the accuracy of this series of articles. And finally, I must yet again thank Ljubisa Popa, YU7EF for all the great designs.

Literature

- [1] Bertelsmeier, R, DJ9BV, High Gain Yagis for 432 MHz, *DUBUS* 2/1991.
- [2] Popa, L, YU7EF, Antenna with extremely suppressed sidelobes to minimize man made noise pickup, *DUBUS* 4/2006.
- [3] Bertelsmeier, R, DJ9BV, Yagi Antennas for 144 MHz, *DUBUS* 1/1990.
- [4] White, I, GM3SEK, <http://www.ifwtech.co.uk/g3sek/diy-yagi/dipoles.htm>
- [5] Johnson, J, G0KSC, The 50Ω Folded Dipole Yagi, *DUBUS* 3/2010.
- [6] Klüver, H, DG7YBN, Applied Conversion of Segmented Wires from NEC2 to 144 MHz Yagi Elements for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators - Part 1, *DUBUS* 2/2010.
- [7] Klüver, H, DG7YBN, Applied Conversion of Segmented Wires from NEC2 to 432 MHz Yagi Elements for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators - Part 2, *DUBUS* 1/2011.
- [8] Klüver, H, DG7YBN, Excel BC for Semi-Insulated Elements on Boom Calculator, Version 1.0.1, <http://www.vhfdx.info/bc.html>
- [9] Klüver, H, DG7YBN, Applied Conversion of Segmented Wires from NEC2 to 144 / 432 MHz Yagi Elements for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators - Part 3, *DUBUS* 2/2011.
- [10] Schulze, F, PE1DAB, Construction of Folded Dipole for 2 m Yagis, *DUBUS* 4/1990.

Angewandte Umsetzung von segmentierten Drähten aus NEC2 in 144/432-MHz-Yagi-Elemente - für semi-isolierte Montage auf dem Boom mit Standardhaltern (Teil 4)

Simulation von Faltdipolen

von Hartmut Klüver, DG7YBN

Einführung

In Teil 1 bis 3 dieses Artikels [6], [7], [9] wurde die Umwandlung von NEC-Modellen zu realen Aufbauten von Yagis mit geradem, gestreckten Dipol als erregtem Element gezeigt. Der vierte Teil handelt davon, wie von hier aus auf einen Faltdipol [FD] als erregtes Element [engl.: Driven Element, DE] umgesetzt werden kann. Und es geht um die Frage, ob dies mit dem NEC2-Kernel machbar ist.

Fast jeder Designer wird aus nahe liegenden Gründen seine Yagi zunächst mit einem geraden, gestreckten erregten Element im Hinblick auf das gewünschte Richtdiagramm oder Gewinn, FB oder was auch immer für Eigenschaften für ihn wichtig sind, fertig stellen. Im Vergleich zu einem Faltdipol ist es viel einfacher die Länge zu korrigieren oder die Position während des Optimierungsprozesses zu verschieben. Wie auch immer, Designer oder Kunden für kommerziell gefertigte Yagis möchten oft einen Faltdipol installiert haben. Es besteht kein Zweifel daran, dass die meisten Faltdipole mechanisch stabiler sind, bessere Fähigkeiten mitbringen, um atmosphärische Störungen zu unterdrücken und nicht zuletzt mit einem transformierenden Halbwellen-Balun ausgestattet werden können, welcher für seine unvergleichlich saubere Symmetrierung bekannt und respektiert ist. Wie kann man also in unserer Simulation den geraden, gestreckten DE so durch einen gefalteten Erreger ersetzen, dass wir Ergebnisse erhalten, die sofort, nur durch Zufügen der Fittingfaktoren auf die erhaltene Geometrie benutzbar sind?

Welcher Biegeradius mag brauchbar sein, wie sind die Biegungen im Modell als Drähte anzulegen und welche Segmentierung soll angewandt werden, besonders in den gebogenen Abschnitten? Und eine weitere Frage, die viele noch nicht in Betracht gezogen zu haben scheinen, ist, welchen Einfluss ein Offset zur Elementebene auf Impedanz und Strahlungsdiagramm haben wird?

Motivation

Einen Faltdipol in die Struktur einer Yagi hinein zu modellieren, ist eine komplexe Aufgabe. Die Vertrauensbildung in Modell und NEC-Simulation war nicht abgeschlossen, bis eine extensive Testreihe an mehreren Yagis mit relativ hohem Q-Faktor diese bestätigt hatten. Von den Testyagis wählte ich die EF0212 und die EF0208c, ein exklusiv für WiMo angefertigter Entwurf von YU7EF. Die letztere, weil sie uns eine immense Herausforderung abgab, als wir versuchten, diese, noch ohne das, was die in diesem Artikel verbreitete Wissensbasis werden sollte, als WiMo-Prototyp zum Laufen zu bekommen.

Welcher Biegeradius ist brauchbar?

Wenn wir Faltdipole für VHF/UHF mit solchen für Kurzwellen vergleichen, finden wir einen großen Faktor zwischen den Verhältnissen der jeweiligen Längen und Höhen. Ein Dipol muss ein großes Verhältnis von Länge zu Höhe besitzen. Andernfalls wird er zu einer anderen Form von Strahler, mehr in Richtung eines Skelettschlitzes, Quad-Schleife oder ähnlichem. Niedrig ist gleichbedeutend mit schön im Falle des Faltdipols.

Bild 1: Angaben zur Basisgeometrie des Faltdipols

Nachstehend einige Angaben aus Artikeln bzw. gemessen an kommerziellen Ausführungen, die ich in meiner Werksatt zur Verfügung habe:

144 MHz	Höhe H F
WiMo	= 54 mm,
DJ9BV	= 50 mm [1],
YU7EF	= 50 mm [2],
Flexa Yagi (DL6WU)	= 48 mm
432 MHz	Höhe H F
WiMo	= 38 mm,
DJ9BV	= 45 mm [3],
Konni (DL6WU)	= 40 mm,
Flexa Yagi (DL6WU)	= 48 mm,
Tonna (F9FT)	= 40 mm

Tabelle 1

Es ist verständlich, dass die echten Dimensionen von Anschlusskästchen, Boom und ein Mindestmaß an Freiraum zu diesem der Reduzierung der Höhe des Faltdipols ein Begrenzung setzen. Trotzdem sollte ein Faltdipol so flach wie möglich sein. Die angegebene Werte für das 2-m-Band verlangen weniger Aufmerksamkeit, denn ihr Länge-zu-Höhe-Verhältnis liegt bei etwa 20 aber für das 70-cm-Band sprechen wir von Verhältnissen um 8, welche sensibel behandelt werden wollen.

Wenn wir die Eigenschaften einer sorgfältig mit geradem, gestrecktem Erreger entworfenen VHF/UHF-Yagi umsetzen wollen, dann müssen wir dieses Mitglied der strahlenden und strahlformenden Struktur mit etwas von nahezu gleichwertigem Längen-zu-Höhen-Verhältnis ersetzen, oder wir werden einige der optimierten Eigenschaften wieder verschlechtern.

Radien biegen und Aluminiumsorten

Wie Aluminium auf praktische Weise gebogen werden kann, wird sehr schön im online verfügbaren „Long Yagi Workshop“ von GM3SEK erklärt [4]. Es gibt hier wenig hinzuzufügen, ich belasse es daher bei einer Notiz: Die Aluminiumsorte AlSiMg0,5 mit anodisierter Oberfläche ist als kaltverfestigtes Halbzeug (ein kalt gerecktes EN AW 6060) so hart, dass es unmöglich ist, dieses zu einem Faltdipol als DE zu biegen. Jedenfalls nicht ohne es auf wenigstens 240°C zu erhitzen. Es wird auf halbem Biegezug brüchig. Aber es gibt sehr widerstandsfähige Elemente ab. Möglicherweise ist es schrittweise zu biegen. Anwärmen und die Temperatur für einige Minuten halten, dann ein Stück weiter biegen und die Schritte wiederholen. Sodass die Metallstruktur die Sprödigkeit, die durch die Krafteinwirkung und die so hervorgerufene Verformung abbauen kann, bevor die nächsten paar Grad gebogen werden. Sorten ohne Siliziumanteil wie AlMg1 (EN AW 5005) oder nicht kaltverfestigtes AW 6060 sind eine bessere Wahl. Die meisten davon werden ohne Anwärmen brauchbar sein. Und verwechseln Sie nicht Magnesium, chem.: Mg, mit Mangan, chem.: Mn, wenn Sie spezielle Aluminiumsorten anfragen.

Offset von Faltdipol zu Elementebene bei Verwendung von Standardhaltern für Montage auf dem Boom

In den alten Zeiten scheinen sich nur sehr wenige Designer oder Hersteller um die möglichen Einflüsse der Geometrie des Faltdipols, oder dessen vertikaler Position innerhalb der Yagi, auf das Elevations-Strahlungsdiagramm Gedanken gemacht haben. Impedanzanpassung war alles entscheidend, und immer noch scheinen viele Erbauer nicht weiter darüber nachzudenken, als dass der DE irgend eine Art Speisung der Struktur sei. In Wirklichkeit wirken sich die Abmessungen des Faltdipols auf das Strahlungsdiagramm aus. Lasst uns einen Blick auf das Foto einer 432 MHz Yagi alter Schule mit Faltdipol werfen, siehe Bild 2.

Bild 2: Teil einer 432 MHz Yagi alter Schule, deren Faltdipol mit seinem Anschlusskasten unter dem Boom montiert ist

Wenn der Betrag des Offsets von der Elementebene extrem wird, so dass sich der obere Arm des DE ungefähr auf einer Höhe mit den Elementen befindet, wird eine Deformation des Strahlungsdiagramms auffällig. Während diese noch kein Thema auf dem 2-m-Band darstellt, weil dessen Höhe ein paar Millimeter mehr betragen darf, weil das Längen-zu-Höhen-Verhältnis weniger grenzwertig ausfällt, wird es zu einer echten Herausforderung auf dem 70-cm-Band. Ein Beispiel-Plot des Elevationsdiagramms der EF7015 von YU7EF mit in traditioneller Weise angebrachtem Faltdipol gibt uns eine Idee, wie groß der

Einfluss sein kann. Bei der Analyse des Plots wird klar, dass der niedrig positionierte Faltdipol die unwillkommene Beule in der unteren Hälfte im Bereich der Erregerzone beisteuert.

Bild 3: Beispielsweiser Plot der EF7015 mit Faltdipol montiert mit Anschlusskasten unter dem Boom

Gibt es einen Ausweg, der es uns erlaubt, auf 432 MHz bei einem Faltdipol zu bleiben? Wir dürfen den Biegeradius nicht vergrößern, denn er ist ohnehin schon recht groß. Aber wir können den Faltdipol auf andere Art montieren. Indem der Faltdipol umgedreht mit dem Anschlusskasten nach obenweisend auf dem Boom montiert wird, haben wir die Geometrie nicht wirklich symmetrisiert, aber sind nun fast wieder in einer Linie mit den Elementen. Jetzt ist der Einfluss auf das Strahlungsdiagramm nur noch sehr klein. Die außergewöhnlichen Werte für G/T und Antennentemperatur dieses Designs werden so sicher auf die Ausführung mit Faltdipol transferiert. Also brachte ich mit WiMo während der Prototypenphase der EF7015 die Übereinstimmung zustande, mit umgedrehten Faltdipolen für die gesamte Reihe der 432 MHz Yagis fortzufahren. Zusätzlich zu diesem Schritt wurde die Buchse für den Anschluss des Koaxkabels nach hinten orientiert, um das Kabel in einer weiten Schleife unter den Boom laufen lassen zu können. So kann es keine Direktoren beeinflussen auf seinem Weg zum Mastrohr wie auf dem Foto meiner EF7017 auf <http://www.yu7ef.com/ef7017.htm> zu sehen.

Bild 4: EF7017 mit umgedreht montiertem Faltdipol (Anm.: Dies ist kein WiMo-Werksfoto - DG7YBN-Aufbau mit freundlicherweise von WiMo zu Verfügung gestelltem Material)

Noch ein zweiter Sachverhalt bezüglich des Offsets von Elementebene zu DE ist von gleicher Wichtigkeit. Wenn die simulierte Resonanzfrequenz bzw. die Impedanz auf der angestrebten Frequenz für die Umsetzung zutreffend sein sollen, dann muss die exakte Geometrie des zukünftigen Aufbaus in das NEC-Draht-Modell übertragen werden. Unter Verwendung von Elementhaltern für Montage auf dem Boom finden wir typische Offsets von in etwa 15...20 mm zwischen der Mittellinie des Faltdipols und der Elementebene.

Bild 5: Offset von Mittellinie zu Elementebene

Wenn wir diesen Offset nicht Ernst nehmen und es vernachlässigen diesen in unser NEC-Modell aufzunehmen, werden wir die wahre, bestimmungsgemäße Frequenz auf beiden Bändern in Abhängigkeit vom Q-Faktor des Modells leicht um 200 bis 500 kHz verfehlen. Nur breitbandige Designs scheinen davon nicht betroffen zu sein, da es ja in deren Natur liegt, diesbezüglich gutmütig zu sein. Auch diese könnten aber eventuell noch ein Quäntchen besser funktionieren, wenn dieser Offset richtig repräsentiert wird. Warum also nicht jede verfügbare Genauigkeit in das Modell einbringen?

Diese Geschichte geht noch etwas darüber hinaus. In seinem DUBUS-Artikel „Die 50-Ω-Faltdipol-Yagi“ [5] zeigt Justin Johnson, G0KSC, einen Faltdipol, der ebenfalls umgekehrt herum montiert ist. Die Elemente sind hier durch den Boom montiert. Also ist der Offset zwischen den Elementen und der Symmetrielinie des Faltdipols hier ungefähr null. Folglich bestand keine akute Notwendigkeit, die Standardposition gegen die umgedrehte Montage zu tauschen. Aber Justin zeigt hier ein simuliertes Strahlungsdiagramm seiner OWL-Yagi, bei der die leicht veränderten hinteren Strahlungszipfel in Richtung der „lauten“ Erden kleiner als vorher sind, wenn der Faltdipol von oben über dem Boom gespeist wird. Das mindert die Aufnahme von Rauschen vom Erdboden und resultiert so in einer etwas niedrigeren Antennentemperatur. So zeigt er hier, dass mit sehr akkurater Modellierung von dem, was die Geometrie des realen Aufbaus werden soll, unter kreativer Ausschöpfung der Möglichkeiten ein gewisser Raum für Optimierungen zur Verfügung steht, wenn ein Faltdipol eingesetzt werden soll.

Modellierung des Faltdipols für NEC

Danksagung an YU7EF

Die Idee, den Faltdipol mit Endsegmenten, wie gezeigt, zu modellieren, hat mir der jederzeit sehr genau arbeitende Pop Ljubisa, YU7EF, vorgestellt. Er war es auch, der darauf bestand, den Offset von Faltdipol und Elementebene in die NEC-Modellbildung zu übernehmen. Als ich mit all diesen Dingen begann, wusste ich noch nicht, wie richtig er damit lag.

Was ich hier neben hunderten von Stunden an Arbeit, zugefügt habe, ist die Relation zu einer geeigneten Segmentierung für das Referenzmodell mit geradem, gestreckten DE und Standardhaltern für Elementmontage auf dem Boom, den Anteil an BC, den der Faltdipol erhalten muss, und die Längenkorrektur des Koaxkabels für den Balun.

Beim Modellieren der Geometrie des Faltdipols müssen wir zwei Dinge beachten:

1. Der NEC2-Kern ist nicht fähig, orthogonale Strukturen (90 Grad) mit hoher Präzision zu rechnen. Erfolgreicher Umgang mit NEC2 bedeutet, es aufzugeben, Drähte rechtwinklig oder auch nur nahezu so zu verknüpfen.
2. Der NEC2-Kern besitzt eine Grenze für das Verhältnis von Länge zu Durchmesser der Segmente, welche wir sehr leicht verletzen können, wenn wir versuchen, die gebogenen Enden des Faltdipols mit kurzen Segmenten darzustellen, während sie den gleichen Durchmesser wie die Arme des DE besitzen.

Als Resultat sind wir sehr limitiert darin, der exakten Geometrie der gefalteten Enden mit unserem Modell zu folgen. Meine Testsimulationen zeigen die beste Übereinstimmung mit den Messplots mit dem unten gezeigten Modell nach YU7EF. Durch die Verwendung von drei Drähten, welche jeweils durch ein einziges Segment repräsentiert werden, ist das Verhältnis von Länge zu Durchmesser zwar nicht schön, wird aber immer noch vom „Segmentation Check“ von EZNEC wie 4nec2 akzeptiert. Und wir haben mit Abstand keine Konstrukte mit 90-Grad-Verbindungswinkel benutzt. Lassen wir zu diesem Thema einen Mann zu Wort kommen der ein echter EZNEC-Insider ist:

Aus dem EZNEC 5+ Manual von Roy Levallen, S. 40:

„Segmentation

Eine hilfreiche Daumenregel ist 10 Segmente pro halbe Wellenlänge für die Analyse von Gewinn/Strahlungsdiagramm, und eventuell die doppelte Anzahl, wenn sehr akkurate Impedanzwerte benötigt werden. [...] Drähte, die mit sehr spitzen Winkeln aufeinander treffen, könnten mehr Segmente benötigen. [...] Schaut man sich Modelle von Verwendern von EZNEC an, so wird offensichtlich, dass viele Leute mehr Segmente als notwendig benutzen.“

Bild 6: Überführen der Geometrie des Faltdipols in ein NEC-Modell wie von YU7EF gezeigt

Nachdem wir Rohr- und Biegeradius gewählt haben, müssen wir unser Drahtmodell so zeichnen, dass es in die Abmessungen des gebogenen Rohres hineinpasst. Die drei Drähte und ihre Knoten sollen entlang der Mittellinie (eutrale Phase) angeordnet sein so gut es geht. Wir werden die Basiskoordinaten dafür gewinnen, indem wir von jeweils Höhe wie Länge der Außenabmessungen des Faltdipols die halbe Dicke des Rohres abziehen. Es ist sehr hilfreich, wenn wir diesen komplexen Teil der Yagi mit seiner Symmetrielinie in der sonst für die Elemente üblichen x-y Ebene modellieren. Einfach gesagt wird die Koordinate $z = 0$, also die z-Achse, als Basislinie benutzt, um welche der Faltdipol nach oben und unten aufgespannt wird. Die Elemente müssen dann angehoben werden, um den passenden Offset zur Elementebene herzustellen, aber das ist eine viel leichtere Aufgabe.

Die Länge des Faltdipols sei $L_F = 992$ mm, seine lichte Höhe $H_F = 54$ mm und der Rohrdurchmesser 10 mm. Wir bauen den Faltdipol von außen her auf. Wir transferieren die Länge des DE von 992 mm in die NEC-Geometrie mittels Division durch 2 und ziehen davon die halbe Dicke des Rohres ab:

$$(992 \text{ mm} / 2) - 5 \text{ mm} = 491 \text{ mm}$$

Wir notieren $x = \pm 491$ mm, was die Endpunkte zu beiden Seiten hin markiert. Hier sollen die kleinen, in der Mitte der Biegung vertikal verlaufenden Drähte platziert werden. Die Verbindungswinkel sollen den vollen Biegewinkel in drei gleiche Teile zerlegen. Also tragen wir $z = \pm 13$ mm nach oben bzw. unten als Höhe dieser Drähte ein.

Die lichte Höhe von 54 mm bzw. die Hälfte davon in Richtung oben und unten wird in NEC-Eingaben transferiert, indem die halbe Dicke des Rohres dazu gefügt wird, was in 32 mm als Höhe der langen Drähte resultiert:

$$(54 \text{ mm} / 2) + 5 \text{ mm} = 32 \text{ mm}$$

Zuletzt müssen wir noch die Distanz zwischen den Enden des oberen/unteren Arms und den äußeren vertikalen Drähten festlegen. Für eine lichte Höhe von 54 mm benutze ich hier 18,5 mm. Also ziehen wir von der vollen Spannweite von 491 mm auf jeder Seite noch 18,5 mm ab.

$$491 \text{ mm} - 18.5 \text{ mm} = 472.5 \text{ mm}$$

Es ist selbstverständlich, dass jede Änderung von Biege- oder Rohrdurchmesser eine Änderung der oben angegebenen Werte nach sich zieht. Wie das resultierende Modell aussieht, wird in den nachstehenden Bildern 7 und 8 gezeigt. Eine sinnvolle Segmentierung des Faltdipols in Kontext zu einem Yagi-Modell, dessen Elemente den EZNEC „Auto Segmentation Mode“ auf der Zielfrequenz durchlaufen haben, wird in Bild 9 gezeigt.

**Bild 7: 4nec2 Ansicht der Antenne –
Blick auf die Erregerzelle der 144 MHz EF0208c mit Faltdipol als DE**

**Bild 8: 4nec2 Ansicht der Antenne –
Blick auf die Erregerzelle der 432 MHz EF015 mit Faltdipol als DE**

**Bild 9: Segmentierung und Drahtknoten des Faltdipolmodells für eine Yagi,
welche eine "Stepped Segmentation" von etwa 11 auf 9 Segmente verwendet**

Vom NEC-Modell mit 11 Segmenten pro Draht und geradem, gestreckten DE zum Faltdipol

Die meisten Yagis sind in NEC designed und optimiert mit einem geraden, gestreckten DE. Um direkt und erfolgreich zu realen Aufbauten mit Faltdipol überzugehen, müssten wir eine Gleichung mit zwei Unbekannten lösen. Eine ist der generelle Fitting-Faktor und/oder BC, der für den angestrebten Baustil benötigt wird. Der andere ist ein Bündel bestehend aus den Aufgaben, ein passendes Simulationsmodell einschließlich dessen Segmentierung für den Faltdipol zu finden, und zusätzlich den Balun richtig hin zu bekommen. Wir tun gut daran, diese kombinierten Herausforderungen aufzulösen.

Daher benötigen wir zuerst ein Paket bestehend aus Segmentierung und einem korrespondierendem Fitting-Faktor, der geeignet für den Baustil ist. Dieses muss akkurat funktionieren für die Yagi mit geradem, gestrecktem DE. In den vorangegangenen Artikeln [6] und [7] habe ich eine hinreichende Methode vorgestellt, die belegte Ergebnisse für 144 MHz und 432 MHz Yagis hervorbringt. Zusätzliche Informationen zum Baustil und ein rechnendes MS-Excel-Blatt können von der Website von Gabriel Sampol, EA6VQ [8] herunter geladen werden.

Sobald wir all die Bedingungen von oben erfüllt haben, können wir die RL-Plot-Simulation der Yagi mit geradem, gestrecktem Dipol als Basislinie verwenden, auf die wir abzielen, wenn wir zum Faltdipol übergehen. Wir nehmen dazu das Modell mit geradem, gestrecktem Dipol und modellieren es neu mit dem Faltdipol, wie oben gezeigt. Als nächstes lassen wir eine RL-Simulation durchlaufen. Da diese dem Basislinienplot nicht sehr nahe kommen wird, können wir nun die Länge des Faltdipols in Iterationsschritten variieren, bis wir die beste Übereinstimmung mit dem RL-Plot des geraden, gestreckten Dipols finden. Wenn wir die ultimative und beste Approximation gefunden haben, und niemals davor, dürfen wir anfangen, die Position und Länge des D1 zu verändern. Wenn wir zu früh anfangen, den D1 zu modifizieren, werden wir vielleicht ein gut passendes Z finden, aber vom Strahlungsdiagramm der originalen Yagi abweichen. Wir laufen dann Gefahr, eine leicht veränderte Yagi zu entwerfen. Eine Modifikation des D1 soll einzig und allein die Übersetzung zwischen geradem, gestrecktem und Faltdipol herstellen.

Alle meiner Experimente zeigen, dass ein vollständiges Ersetzen des gestreckten Original-Erregers nur in den seltensten Fällen möglich ist, ohne den D1 zu trimmen. Der Faltdipol bringt „mehr anwesenden Draht“ in die Struktur und so wird mindestens die Reaktanz unseres Z leicht verändert. Wir dürfen dies durch Veränderung des D1 kompensieren, denn dieser ist die klassische Drehschraube, um die Impedanz einzustellen. Für den Feintrimm kann es sogar notwendig sein, die Länge des Faltdipols selbst in Rückmeldung mit dem modifizierten D1 noch einmal zu verändern. Für gewöhnlich muss der D1 auf beiden Bändern um etwa 2...5 mm vor oder zurück versetzt und in der Länge um +/-1 mm modifiziert werden.

Anteil der Boom-Korrektur am Faltdipol

Bild 10: Relationen der Abstände Boom/Elemente beim Faltdipol

Wird ein gerader, gestreckter DE ohne Offset zur Elementebene benutzt, so erhält er den gleichen Betrag an BC wie die Elemente. Wenn der obere Arm des Faltdipols dem Boom sehr nahe kommt, wird ein Teil des berechneten Element- oder Basis-BC auch auf diesen angewandt. Für den etwas weiteren 144 MHz Faltdipol war dies nie notwendig, aber für den flacheren 432-MHz-Faltdipol habe ich 40% des Basis-BC zugegeben, denn der Faltdipol kommt dem 20 x 20 mm Boom in etwa so nahe wie die Elemente.

Ergebnisse mit Faltdipol auf 144 MHz

**Diagramm 1: HP Analyser RL-Plot des ersten Aufbaus der EF0208c
mit Faltdipol nach dem erfolgreichen NEC-Modell während der WiMo Prototypenphase
mit keinen anderen Angleichungen als dem berechneten BC und zugefügtem simulierten RL.
Die Abweichung der Resonanz beträgt nur etwa 250 kHz.**

Ersetzen des geraden, gestreckten DE unter Verwendung von mehr als 11 Segmenten

Für diesen Test haben wir YU7EF's EF0212 ausgewählt. Sie hat eine wirklich schmale Bandbreite. Der veröffentlichte Gewinn beträgt 15,87 dBi bei einer elektrischen Länge von 3,495 Lambda. Eine Antennentemperatur von 226,5 Kelvin und ein G/T von -7,67 dB, erreicht bei nur 3,49 Lambda, sprechen eine klare Sprache. Im allgemeinen Verständnis wird so ein Entwurf wohl leider ein überoptimiertes Design genannt, welches von recht kritischem Verhalten beim Nachbau sei. Das könnte zutreffen, wenn man nicht den vollen Satz an Fitting-Faktoren darauf anwendet. Daher ist es ein geeigneter Bewerber für unser Ziel, BC-Faktor und Faltdipol-Theorie zu meistern. Faktisch machte uns dieses Design überhaupt keine Schwierigkeiten und war das erste, dass „Out of the Box“ funktioniert, wenn alle Faktoren angewandt werden.

Anwenden der „Auto Segmentation“ Funktion bei 215 MHz resultiert in einer „Stepped Segmentation“ von 15...13 pro Draht. Wenn der Faltdipol wie oben beschrieben modelliert wird beträgt die Segmentierung für beide Arme des Dipols 13 (Details siehe Bild 11). Dies ist eine geeignete Segmentierung, um die originale NEC-Geometrie mit geradem, gestreckten DE wie von YU7EF publiziert auf 144,280 MHz zu bekommen. WiMo wollte diese auf 144,400 MHz verschoben haben, um die Yagi geeigneter für das Arbeiten unter nassen Bedingungen zu machen. Also mussten wir einen Versatz von 220 kHz und den Faltdipol in einem Zug umsetzen. Das wurde erreicht, indem der D1 um 3 mm verlängert und in der Position von 649 auf 652 mm geschoben wurde.

Bild 11: EZNEC 5+ Wires Window der EF0212 mit Faltdipol

Zur Beachtung: Das Hinzufügen eines Faltdipols und die Modifikation des D1 machen daraus keine neue Antenne. Es ist generell immer noch ein Design von Ljubisa Popa und daher benötigt jegliche kommerzielle Nutzung von Design wie Daten seine schriftliche Einwilligung. Der Faltdipol besteht aus den Drähten 2 und 13 bis 19.

Bild 12: EZNEC 5+ Antennenströme auf der EF0212 mit Faltdipol

Diagramm 2: EF0212-Simulation von SWR und RL-Plot mit 4nec2 (nec2dXs Kernel)

Dieser Plot wurde mit der aus EZNEC importierten Datei in 4nec2 simuliert. Das zugehörige Modell der EF0212 benutzt 15-13 Segmente pro Draht für die Elemente, 13 Segmente je für den oberen / unteren geraden Teil des Faltdipols und 1 Segment für jeden der kurzen Drähte an den Enden (siehe Bild 11).

Messen des Prototypen der EF0212 mit angewandtem BC

Diagramm 3: EF0212 mit Faltdipol - SWR und Z gemessen bei WiMo mit HP - Analyser

Gemäß Analyser-Plot ist das gemessene SWR bei 144.400 MHz = 1.065, was einem RL von -30.04 dB entspricht. Das mit Faltdipol simulierte RL beträgt -30.1 dB bei einer anvisierten Frequenz von 144,500 MHz.

Anwenden der Längskorrektur auf die Elemente

Da der Faltdipol einen Abstand von mehreren Millimetern zum Boom hat, brauchen wir hier keinen BC aufzuschlagen. Für die Elemente ist es eine andere Geschichte: die Prozedur folgt der in Teil 1 und 3 angegebenen Beschreibung. Die Yagi soll auf einem 25 x 25 mm Boom mit Haltern vom Typ 23040.25 von WiMo aufgebaut werden. Der Basis-BC beträgt hier 7,6 mm. Wir müssen noch den zusätzlichen Segmentierungs-BC dazu addieren, weil die Yagi mit von 11 Segmenten pro Draht abweichender Segmentierung modelliert wurde. Er wird wie folgt berechnet:

Wir haben schon bei dem Modell mit geradem, gestreckten DE einen diskreten Frequenzversatz unter Variation der Segmentierung bemerkt. Diesen müssen wir nun auf die Korrektur des Aufbaus mit Faltdipol übertragen, denn es ist das natürliche Verhalten dieses Designs unter Variation der Segmentierung innerhalb der gegebenen Spanne:

144.400 MHz (Simuliert mit 11 Segmenten / Draht und geradem, gestrecktem DE)

144.280 MHz (wie vorgegeben für die Originalgeometrie mit SD bei 15...13 Segmenten)

$\Delta = 0.120 \text{ MHz}$

$\text{SBC} = 0.120 \text{ MHz} / (0.171 \text{ MHz/mm}) = 0.701 \text{ mm}$

So finden wir einen Full-NEC-BC von $FNBC = 7.6 \text{ mm} + 0.701 \text{ mm} = 8.301 \text{ mm}$

Gewählte Längenkorrektur der Elemente = +8.3 mm.

Durchmesser der Elemente = 8 mm, Rohrdurchmesser, $FD = 10 \text{ mm}$.

Faltdipol für 432 MHz simuliert mit NEC2

Als Beispiel zeige ich die Methode und Details der Korrekturen, wie sie für die EF7015 von YU7EF in der Ausführung mit Faltdipol benutzt wurden. Die Simulation wurde wieder mit dem nec2dXs Kernel von 4nec2 vorgenommen.

Der größte Teil des Folgenden wurde bereits in Teil 2 dieser Artikelserie gezeigt. Da es aber von großem Interesse ist, wie gut sich der vorgeschlagene Faltdipol auf 432 MHz verhält, wenn lediglich der NEC2 Kernel verwandt wird, gebe ich hier einen kurzen Rückblick.

Zweifelsohne ist die EF7015 eine Antenne, die Präzision und den richtigen Plan benötigt, wenn sie „auf dem Boom“ und mit Faltdipol gebaut werden soll. Warum ist das so? Weil sie eine sehr scharfe Resonanz besitzt und hoch optimiert ist hinsichtlich Antennentemperatur wie Gewinn. Sie ist ein Meisterstück, das Maßstäbe setzt im Hinblick auf das, was mit einer konventionellen 50/200 Ohm Yagi bei gegebener Länge erreicht werden kann. Lasst uns einmal sehen, ob wir sie mit dem Faltdipol allein mit dem NEC2-Kernel bewältigen können. Segmentierung und Drähte in den Biegungen entsprechen denen, die oben für den 144-MHz-Faltdipol angegeben sind.

Diagramm 4: EF7015 mit Faltdipol, simuliert mit NEC2-Kernel

Der simulierte Plot sieht ordentlich aus. Eine ausgeprägte Spitze in der Resonanz, scharf wie erwartet, hat sich um die 432,300 MHz ausgebildet. Das ist sehr dicht an den von YU7EF für das Modell mit geradem, gestrecktem DE angegebenen 432,450 MHz. Man beachte, dass die 432-MHz-Yagis auf dessen Webseite allesamt mit einem gestreckten DE von 6 mm Durchmesser gerechnet sind. Das simulierte RL geht ein gutes Stück tiefer als -40 dB. Das ist, relativ gesehen, ein Anzeichen für einen zu erwartenden unbedingt stabilen Aufbau.

Der auf Elemente und Faltdipol angewandte BC

Der Aufschlag des üblichen BC, um die Präsenz des 20 x 20 mm Booms einschließlich der Halter und Montageschrauben zu kompensieren, ist obligat. Die Segmentierung ist dicht an 11, folglich ist keine Segmentierungs-BC notwendig. Der Basis-BC für die Elemente beträgt 7,5 mm (siehe Teil 2).

Nächstes Thema ist der Faltdipol. Ich habe gezeigt, wie wichtig es ist, diesen so nah wie möglich auf ein Niveau mit der Elementenebene zu bekommen. Daher montieren wir ihn umgedreht, wie modelliert. Aber wir erkennen, dass zwischen Boom und dem dichter am Boom liegenden Dipolarm nur sehr wenig Abstand liegt. Die nur etwa 5 mm lassen einen BC auf die Spannweite des Faltdipols notwendig werden, denn er kommt ungefähr genau so dicht an den Boom heran wie die Elemente. Ich habe 40% des Basis-BC der Elemente oder 3,0 mm gewählt. Dieser Betrag ist unter Berücksichtigung, dass ein Faltdipol eine Schleife darstellt, wobei eine Seite völlig frei bleibt und nur eine Seite vom Boom beeinflusst wird, berechnet. Zufügen von 100% des Basis-BC würde den Effekt doppelt wirken lassen, denn wir verlängern damit den oberen wie den unteren Arm. Daher wären 50% ein exaktes Maß, wenn wir genau die Gegebenheiten, für die der Basis-BC gemacht wurde, eben Plastikhalter und Schrauben, vorfinden würden.

Anmerkung: Mit dem Segmentierungs-BC verhält es sich anders. Er muss auf alle Elemente und den DE angewandt werden, unabhängig davon, ob ein gerader, gestreckter DE oder Faltdipol verwandt wird. Er behandelt nicht die Präsenz von leitenden Materialien in der Nähe von Drähten, sondern korrigiert die Resonanzfrequenz des NEC-Outputs.

Diagramm 5: Vergleich von simuliertem und gemessenem RL der EF7015

Anfertigen des Baluns

Gibt es irgendetwas, das noch nicht gesagt wurde über die Herstellung eines Halbwellen-Baluns?

Nicht wirklich viel, es gibt nur drei Dinge, die ich zeigen möchte:

1. Wie in Teil 1, 2 und 3 des Artikels erwähnt, ist es wichtig, die exakte Länge auszumessen oder wenigstens das, was DB6WY und ich als Längen für das RG-142 herausgefunden haben, bei der Herstellung des Baluns zu benutzen.
2. Es ist notwendig, Koaxkabel mit kleinem Durchmesser zu benutzen, denn die Enden der Anschlüsse

sollen 5...7 mm nicht überschreiten, wenn ein Spalt im DE von 10..15 mm besteht. Das wäre eine schwere Aufgabe mit dickem Low-Loss Koaxkabel. Natürlich kann man das machen, aber es würde in längeren offenen Enden der Koaxkabel resultieren und so eine kleine Umstrukturierung von Modell oder Faktoren bedingen.

Bild 13: Faltdipol für eine EF0717 mit Anschlusskasten und Balun aus RG 142 - WiMo Anschlusskasten und Faltdipol / Aufbau DG7YBN. Man beachte die zusammengelötetem steifen Mäntel der PTFE Koaxkabel nahe des Mittelpunktes des DE.

RG-142 B/U	v-Faktor = 0,71	Analyser	
Länge	Berechnet	Gemessen	Delta
144 MHz = 2.079 m			
Lambda 1/2	738 mm	700 mm	38 mm
432 MHz = 0.694 m			
Lambda 1/2	246 mm	231 mm	15 mm

Tabelle 2: Länge des Baluns mit PTFE-Koaxkabel vom Typ RG-142

Die angegebenen Länge a bezieht sich auf Ende Schirmung zu Ende Schirmung. Details siehe im vorigen Artikel [9].

3. Oft wird ein kleiner Messing- oder Kupferwinkel vorgeschlagen, um die Mäntel aller Koaxkabel miteinander zu verbinden, siehe [4] und [10]. Wir haben mit keiner Metallplatte, die wir ausprobiert haben, um die drei Kabel einfacher zu verbinden, oder den Einfluss von Resonanzverschiebungen zu minimieren, Erfolge gesehen. Was ich bemerkte, war ein ziemlich diffuser Einfluss auf die Resonanzspitze, wenn das metallene Verbindungsstück geerdet wurde. Daher empfehle ich nachdrücklich, das Ende der Verbindungen am Balun ohne Verbindung zum Boom elektrisch schweben zu lassen. Der obere Arm darf dagegen geerdet werden, wenn die geometrische Symmetrie von Faltdipol, Balun und Verbindungssteilen ausreichend genau ist. Es ist weit bekannt, dass diese Maßnahme die Aufnahme von statischen Geräuschen mindert. Aber bitte benutzen Sie nur Schrauben von kleinem Durchmesser. Wie bei den Elementen gesehen, wird eine Schraube der Dimension M3 eine Verschiebung um etwa 100 kHz an einem Element hervorrufen und folglich den halben Betrag an einem Faltdipol. Wenn die Symmetrie nicht so gut sein sollte, wird ein isolierter oberer Arm die Imperfektionen bis zu einem gewissen Grad ausgleichen können. So ist es letztendlich eine Frage, wie symmetrisch der DE aufgebaut werden kann und von persönlichen Präferenzen oder auch benötigter Stabilität, welche aber auch mit einer Klemme aus Isolierwerkstoff hergestellt werden könnte.

Abschließende Worte und mehr Danksagungen

Trotz allem ist das Modellieren des Faltdipols eine schwierige Aufgabe. Einige kleine Anpassarbeiten für die endgültige Trimmung müssen bei den meisten Designs immer noch vorgenommen werden und ein Analyser ist ein sehr willkommenes Werkzeug um die optimale Position des D1 zu bestimmen. Aber bitte schieben Sie dieses Mitglied der Struktur nicht weiter als ein paar Millimeter. Wenn das nötig erscheint, schauen Sie bitte nach Details, die möglicherweise in Modell oder Baustil fehlen.

Und was ist jetzt mit NEC4?

Keine Frage, NEC4 ist präziser. Es wird gesagt, dass der Zugewinn an Genauigkeit bei der Simulation von Drahtstrukturen wie dem gezeigten Faltdipol in einer Größenordnung von 70...100 kHz liegt. Wir wären also so fast auf den Punkt genau unter Verwendung von NEC4. Aber hier wollte ich zeigen, was mit dem, was die meisten Leser zur Verfügung haben, geleistet werden kann.

Es geschieht nicht jeden Tag, dass ein Hersteller so viele detaillierte Informationen zugänglich macht. Es war andererseits auch keine alltägliche Aufgabe, diese Qualität im Prototypenbau zu erreichen und die bisher käufliche Reihe an YU7EF-Yagis mit dem gleichen Standard verfügbar zu machen. Das ist ein Grund, um Volkmar, DF2SS, dem Eigentümer von WiMo, und Wolfgang, DB6WY, welcher sehr viele kostbare Prototypen gebaut und endlose Messreihen gefahren hat, um als eine zweite Instanz das zu verifizieren, was Inhalt dieser Artikelserie geworden ist, großen Dank auszusprechen. Und nicht zuletzt Ljubisa Popa, YU7EF, für all die großartigen Designs.

Quellen: siehe am Ende des engl. Textes

Extrem Weites 50-MHz-Es: Ost – West (EWEE)

von Jim Kennedy, KH6/K6MIO und Gene Zimmermann, W3ZZ

Einleitung

Dieses ist die zweite Folge der Artikelserie, die sich mit Ausbreitungsereignissen über ungewöhnlich lange, wenn auch immer noch über den kurzen Weg laufende, Entfernungen auf dem 6-m-Band in der nördlichen und südlichen Hemisphäre beschäftigt. In der ersten Folge der Serie (Kennedy 2011) in der letzten Ausgabe wurde ein erster Blick auf den hauptsächlich in Ost-West-Richtung verlaufenden Pfadtyp geworfen, der entweder komplett oberhalb oder komplett unterhalb des Äquators verläuft. Bei diesen Pfaden werden Entfernungen bis ungefähr 11.000 km beobachtet.

Han Higasa, JE1BMJ, bezeichnete dies ursprünglich als Short-path Summer Solstice Propagation (SSSP), im Glauben daran, dass es sich aufgrund der langen Strecken um etwas anderes als E_s handelte (Higasa 2006 Japanisch, 2008 Englisch). Diese Ausbreitung scheint aber ausschließlich während des lokalen Sommers der betreffenden Hemisphäre aufzutreten, was ganz stark dafür spricht, dass irgendwelche E_s -Mechanismen eine wichtige Rolle spielen.

Im ersten Artikel kamen wir zu dem Schluß, dass die Strecke von Japan zu den USA vereinbar ist mit entweder 5-Sprung- E_s ($5E_s$) oder einer Kombination aus multiplen E_s -Sprüngen in Kombination mit chordalen (Wolke-zu-Wolke) Sprüngen in der Mitte der Strecke. Es wurde auch mittels direkter Beobachtungen bewiesen, dass im 4-Sprung-Bereich sowohl $4E_s$, als auch Multihop- E_s , mit chordalen Sprüngen dazwischen, tatsächlich auftreten und zeitweise vergleichbare Signalstärken liefern.

Unter Berücksichtigung dieser Beweise, liegt es nahe, dass es angemessener ist, dieses Phänomen East-West Extreme E_s (EWEE) zu nennen, weil wörtlich genommen "Short-path Summer Solstice Propagation" praktisch jede Form von lokalem Sommer- E_s beschreibt. Solch ein Wechsel der Bezeichnung hilft auch EWEE von einer ganz anderen Ausbreitungsart, die generell nord-südlich verläuft, immer den Äquator quert und noch längere Strecken bis über 15.000km abdeckt, zu unterscheiden. (Diese Nord-Süd-Ausbreitung wird Gegenstand des 3. Teils dieser Serie sein). Hier folgt nun eine ausführlichere Diskussion der EWEE-Ausbreitung, basierend auf einer größeren Menge von Beobachtungen, gefolgt von einigen Vergleichen mit auf Daten basierenden Ionosphärenmodellen.

E-Schicht und E_s -Rekapitulation

Da hier einige detaillierte Bedingungen der Ionosphäre, die E_s - und E-Schicht-Ionisierung einschließen, diskutiert werden, wird es helfen, einen kurzen Blick darauf zu werfen, wie die Radioausbreitung in dieser Region funktioniert.

Die Sonne und der Regen - der Meteore

Die E-Region der Ionosphäre wird generell im Höhenbereich von 90 bis 130 km angenommen. Die Ionisierung, die hier angetroffen wird, stammt von zwei hauptsächlich Quellen: der solaren Strahlung (bei den Wellenlängen der UV- und weichen Röntgenstrahlung) und der Verdampfung einfallender Meteore. Jeden Tag treffen geschätzte 1000 Tonnen von sehr kleinen Meteorpartikeln auf die obere Erdatmosphäre. Die meisten dieser sogenannten sporadischen Meteore sind kleiner als ein Sandkorn. Sie scheinen nicht mit den größeren Meteorschwärmen in Verbindung zu stehen, die zu den wiederkehrenden Schauern gehören. Generell sind diese Partikel reich an Metallen, sie enthalten Nickel, Eisen, Natrium und einige andere Elemente. Obwohl die E-Region der Atmosphäre eine sehr geringe Dichte hat, ist sie doch dicht genug, um durch Reibung erhitzt zu werden und die einfallenden Partikel verdampfen zu lassen. Die Partikeltemperatur wird dabei hoch genug für eine Verdampfung und auch für eine Ionisierung in positive Metallionen und freie negative Elektronen.

Aufgrund der elektronischen Struktur, der größeren Masse und höheren Temperatur der positiven Metallionenkerne, ist der dann folgende Verlust freier Elektronen durch Rekombination ein viel langsamerer Prozess als bei den kleineren, leichteren Ionen der Hintergrundgase. Im Ergebnis haben die Metallionen längere Lebenszeiten als die Ionen, die durch die Photoionisation mittels UV- und

Röntgenstrahlung entstehen.

Wie erwähnt fallen Meteore rund um die Uhr ein, Tag und Nacht, und produzieren Ionen. Die Sonne jedoch produziert Ionen nur tagsüber (grob von 0600 bis 1800 LST – Lokaler Solarzeit). Im Ergebnis ist an einem gegebenen Punkt in der E-Schicht die Gesamtionisation von Sonne und Meteoren während des Tages am höchsten, fällt in der Nacht aber nicht auf Null, denn der Anteil durch die Meteore bleibt erhalten.

Was vielleicht überraschend ist, ist, dass sogar tagsüber die Ionisation in der E-Region absolut gesehen ziemlich schwach ist. Die üblichen MUF-Werte der E-Schicht liegen tagsüber in der Größenordnung von 16 bis 22 MHz. D.h., es muß noch etwas *anderes* passieren, was die lokale Elektronen-

dichte um einen Faktor *zehn* oder mehr erhöht, um eine MUF von über 50 MHz zu erreichen. Es gibt tatsächlich *keine* weitere Quelle für die Ionisation im großen Maßstab und es ist wirklich so, dass die Kombination aus solarer Ionisation am Tag und der ganztägigen Ionisation durch Meteore das Reservoir von Elektronen liefert, das für die Entstehung von Sporadic-E nötig ist. Siehe weiter unten.

Höhenwinde und vertikale Kompression

Wie in der unteren Atmosphäre, gibt es auch identifizierbare Windstrukturen in der E-Region. Es gibt bekannte Strömungen in beide *zonale* Richtungen (von Ost nach West und West nach Ost) und in die *meridionalen* Richtungen (Nord nach Süd und Süd nach Nord).

Z.B. scheinen die zonalen Winde in Kombination mit dem Erdmagnetfeld eine spezielle Rolle für die Ermöglichung von Sporadic-E-Ausbreitung unterhalb 120km Höhe zu spielen. In den gemäßigten Breiten hat das Erdmagnetfeld eine signifikante Komponente parallel zur Erdoberfläche und die zonalen Winde verlaufen horizontal in einem Winkel von grob 90 Grad zu dieser Feldkomponente. Wenn dieser Wind weht, wird er versuchen, die neutralen und ionisierten Partikel mitzutragen.

Da die freien Elektronen über das Magnetfeld gezogen werden, ungefähr im Winkel von 90 Grad zu diesem Feld, verursacht dies eine elektromagnetische Seitwärtskraft, die die Bahn der Elektronen entweder nach oben oder nach unten in Kreisen um die Feldlinien biegt, so dass diese sich nicht weiter mit dem Wind fortbewegen.

Wenn die Windgeschwindigkeit mit der Höhe variiert, wird eine Windscherung an der Grenze zwischen oberer und unterer Schicht entstehen. Das produziert „unterm Strich“ Kräfte, die die Elektronen in der Windscherungsregion vertikal in sehr dünne Schichten presst. Der resultierende Effekt ist, dass die Elektronen, die aus einem ziemlich großen und schwach ionisierten Raumvolumen stammen, dann vertikal in dünne Schichten komprimiert werden, die viel höhere Dichten aufweisen. Das erhöht die lokale Elektronendichte (N_e) und damit steigt die MUF – und es tritt E_s auf. Aber warum passiert das dann nicht an jedem Tag des Jahres?

Jahreszeiten und Meteore

Radarstudien über die einfallenden Meteore haben gezeigt, dass es eine bedeutende jahreszeitliche Schwankung der Meteorraten in den mittleren Breiten gibt. Sowohl auf der nördlichen als auch auf der südlichen Hemisphäre sind die Raten der sporadischen Meteore im lokalen Sommer der jeweiligen Hemisphäre 3 bis 6 mal höher. Das liegt an der 23-Grad-Neigung der Erdachse gegenüber der orbitalen Ebene um die Sonne (diese Neigung verursacht primär unsere Jahreszeiten). Während des lokalen Sommers liegt die betreffende Hemisphäre paralleler zur orbitalen Ebene und liegt dadurch fast in Richtung der Erdbewegung im Raum und fängt so die Meteore besser ein, während sie sich um die Sonne bewegt. Wichtig für die Radioausbreitung ist, dass es eine sehr starke positive Korrelation zwischen der Zahl der sporadischen Meteore und des kritischen E_s -Frequenz gibt (Haldoupis et al. 2007): Je höher die Meteorzahl, desto höher die MUF. Das impliziert, dass die Verbesserung der generellen E-

Abb. 1: Darstellung des typischen Tagesgangs der Wahrscheinlichkeit für E_s der mittleren Breiten. Man sieht, dass es zwei Maxima gibt: Eines morgens und ein doppeltes am späten Nachmittag und frühen Abend.

Abb. 2: Dies ist eine andere Art der Darstellung von Abb. 1, die die MUF als Funktion der Entfernung von der Station am westlichen Ende um 0700 Lokalzeit (LST) bei 30° Breite zeigt. Die gestrichelte Linie zeigt die Unterbrechungspunkte für die MUF 50 MHz. Die durchgehenden Pfeile zeigen die erreichbaren Strecken, der gepunktete Pfeil zeigt, was möglich ist, wenn das Tal überbrückt werden kann.

Abb. 3: Die Entfernungverteilung der Kontakte zwischen W7MEM und EU (blaue Balken) im Vergleich zu den Kontakten zwischen KØHA und JA (rote Balken). Die EU-Strecke zeigt die typischen Hinweise für Hop 2, 4 und 5. Die JA-Strecke zeigt nur die Hops 2 und 5 (siehe Text).

Schicht-Ionisierung, verursacht durch den lokalen Sommer-Peak der sporadischen Meteore, die Gesamtverfügbarkeit an Elektronen im großen E-Schicht-„Reservoir“ erhöht. In einem nächsten Schritt tritt dann, wenn die lokalen Bedingungen richtig sind, um die Windscherung und ihren vertikalen Kompressionseffekt zu triggern, E_s mit MUFs auf, die viel höher sind, als sie zu den anderen Jahreszeiten sind. Das scheint das große Es-Maximum im Sommer zu erklären. In der zitierten Studie wurden Radaranlagen auf 54.6° N und 38° N Breite verwendet. Sie zeigen auch einen kleinen Winter-Peak Anfang Januar, der ungefähr zum Winter-Es-Peak passt, und ein tiefstes Minimum Mitte Februar. Eine weitere Studie (Younger, et al. 2009) zeigt starke Sommermaxima der Meteore für 68° N und 68° S, ohne irgendwelche Spitzen im Winter. Nahe des geographischen Äquators (8° S) sind die jahreszeitlichen Meteorzahlen und Schwankungen weitaus weniger ausgeprägt. Im Gegensatz zu den gemäßigten Breiten gibt es dort nur ein kleines Maximum jeweils im Sommer und im Winter. Beide Studien zusammen genommen lassen den Schluß zu, dass, je weiter man von 68° in Richtung Äquator kommt, die Sommerspitze irgendwann abzunehmen beginnt und die Winterspitze ansteigt.

Atmosphärische Tiden und das Tal des Todes

Die Erdatmosphäre verhält sich wie ein Ozean aus Luft. Wie der Ozean aus Wasser, schwappt sie umher und ist Tidenkräften, die von außen beeinflusst werden, ausgesetzt. Es gibt eine Reihe verschiedener Tiden in der Atmosphäre, eine der wichtigsten Einflüsse von außen ist dabei das Aufheizen der Atmosphäre durch die Sonne an jedem Tag. Tagsüber heizt die Sonne die Erdoberfläche auf, die dann die Luft in der unteren Atmosphäre direkt darüber aufheizt. Die erwärmte Luft in diesem Gebiet dehnt sich aus und verursacht eine Ausdehnung der gesamten Atmosphäre auf der Tagessseite in allen Höhen darüber. Das Aufheizen ist über Land ausgeprägter als über den Ozeanen.

Da sich die Erde um die Sonne dreht, folgt diese Aufwölbung der Sonne pro Tag einmal um die ganze Erde herum. Zusätzlich zu dieser 24-stündigen Tidenperiode gibt es auch eine 12-stündige Tide und sogar eine 8-stündige Tide (Haldoupis et al. 2004). Von diesen ist die 24-stündige Tide die stärkste, gefolgt von der 12-stündigen, während die 8-stündige noch etwas schwächer ausfällt.

Diese Tiden rufen, wenn sie ansteigen bzw. abfallen, systematische Auf- und Abwärtsbewegungen hervor. Diese vertikalen Winde interagieren mit den horizontalen zonalen und meridionalen Winden, so dass es abwechselnd zu Verstärkungen und Abschwächungen der vertikalen Kompression bei der E-Schicht-Ionisierung kommt.

Der zusammengenommene Effekt dieser drei Tiden scheint die gut bekannten täglichen Schankungen der Wahrscheinlichkeit von Es-Ausbreitung zu erklären. Die Überlagerung dieser drei Signale erzeugt eine Wahrscheinlichkeitskurve mit drei Buckeln, die schematisch in Abb. 1 gezeigt ist. Das Maximum am Morgen ist übereinstimmend mit der Überlagerung aller drei Spitzen der 24-, 12- und 8-Stunden-Maxima, während der Doppelbuckel am Nachmittag/Abend eine Ergebnis der Überlappung der 12- und 8-Stunden-Maxima zu sein scheint. Nach dem Ende des späten Fensters bleibt nach dem Verschwinden der solaren Komponente der E-Schicht-Ionisierung nur die Meteor-Komponente übrig. Folglich tritt Es-Ausbreitung nur selten oberhalb 50 MHz nach der lokalen Mitternacht auf.

Wie bereits im ersten Teil dieser Artikelserie herausgestellt, kann die Abb. 1 auch anders betrachtet werden, wobei dann die Zeit für den Standort am westlichen Ende der Strecke für eine gegebene Gruppe von Ausbreitungsstrecken *fixiert* wird. Wenn das so gemacht wird, dann kann die horizontale Zeitachse in Abb. 1 uminterpretiert werden als korrespondierende *Entfernungssachse*, die von der Station am westlichen Ende aus ostwärts gerichtet ist.

Abb. 2 zeigt, wie die Ausbreitung für eine Station am westlichen Ende der Strecke um 0700 LST aussehen würde. Die MUF-Wahrscheinlichkeit in Abb. 1 kann als Vertreter für die MUF selbst eingesetzt werden. Abb. 2 zeigt ein Schema der MUF in Richtung Osten aus Sicht der westlichen Station als Funktion der Entfernung. In diesem Beispiel liegt das MUF-Minimum zwischen dem frühen und dem späten Fenster unter 50 MHz. Erfahrung zeigt, dass dies oft so passiert. Im Ergebnis können nur östliche Stationen erreicht werden, die sich noch im gleichen frühen Fenster wie die westliche Station befinden. Viel weiter östlich können die Stationen innerhalb des späten Fensters untereinander kommunizieren. Aber die Lücke bei der Elektronendichte N_e in der Mitte (das N_e „Tal des Todes“) unterbindet normale nE_s Multihop-Ausbreitung zwischen dem frühen und dem späten Fenster. Das heißt, dass es zwei offensichtliche Situationen gibt, die eine Kommunikation zwischen Stationen aus dem frühen und dem späten Fenster erlauben:

1. Ein chordaler Sprung, der die Strecke über die N_e -Lücke überbrückt (sie erfordern eine viel niedrigere Elektronendichte als nE_s , siehe „M-Faktor“ weiter unten), oder
2. Die Gesamtionisierung ist so hoch, dass die Delle zwischen frühem und spätem Fenster nirgends unter 50 MHz liegt (ein sehr guter Tag mit sehr weitem nE_s).

Wie im ersten Artikel erwähnt, ist eine Schlüsseleigenschaft von EWEE, dass die Station am westlichen Ende fast immer in ihrem morgendlichen LST-Peak liegt, während gleichzeitig die Station am östlichen Ende in ihrem nachmittäglichen Peak liegt. Es kann sein, dass oberhalb von 8500km chordales Es möglicherweise üblicher ist. Aber diese längeren Strecken wurden schon mit wenigstens einigen normalen nE_s-Sprüngen beobachtet (siehe Abb. 3).

Chordale Sprünge, MUF und M-Faktor

Der Vorschlag, dass bei EWEE auch chordale Sprünge involviert sein könnten, ist zum Teil durch die Tatsache motiviert, dass ein chordaler Sprung erfolgreich bei einem viel niedrigeren Ionisierungsniveau N_o ablaufen kann. Das deshalb, weil der Wert für die MUF sowohl von N_o als auch dem Winkel zwischen dem Signalstrahl und der Unterseite der reflektierenden Schicht am Reflektionspunkt abhängt. Ausgedrückt in MHz ist die MUF gegeben durch:

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

M ist der sogenannte M-Faktor, der die Kosekante des Winkels zwischen Signalstrahl und Ebene der Sprungschicht ist. Wenn der Winkel kleiner wird, wird M größer. Man erhält eine höhere MUF ohne eine Änderung von N_o. (Falls N_o in Elektronen/cm³ ausgedrückt wird, ist der Wert für die Konstante 9x10⁻³).

Der M-Faktor kommt ins Spiel, wenn man die Variationen bei chordalen Sprüngen betrachtet. Alle umfassen Strahlengänge, die anders sind als die normalen Winkel bei nE_s und zu sehr flachen Winkeln führen (streifende Winkel), die den M-Faktor deutlich erhöhen, was zu einer höheren MUF für diesen Sprung führt, als mit nE_s möglich wäre. Anders ausgedrückt können prinzipiell chordale Signale erfolgreich bei deutlich niedrigerem N_o springen als nE_s-Signale.

Es ist recht üblich, dass Es-Wolken gegenüber der Erdoberfläche geneigt sind, manchmal bis zu 60° (Whitehead 1997). Bei einer chordalen Situation trifft der von der Antenne nach oben verlaufende Funkstrahl typischerweise zuerst eine geneigte oder gekrümmte Es-Wolke in einem nun sehr flachen Winkel und wird mehr oder weniger parallel zur Erdoberfläche weiter reflektiert. Vor dort kann er an einer oder mehreren flachen Es-Wolken weiter reflektiert werden, wobei er immer noch nicht den Boden erreicht, solange bis er auf eine weitere geneigte Wolke trifft, die ihn wieder nach unten lenkt. All diese Sprünge würden ein weitaus geringeres N_o benötigen als ein herkömmlicher nE_s-Pfad.

Einige weitere wichtige E_s-Eigenschaften

Sporadic-E hat eine Anzahl von Eigenschaften, die es ziemlich stark von F2 unterscheiden. Es tritt bei einer Höhe von 90 km bis zu etwa 150 km (am häufigsten unterhalb 130 km) auf, während F2 bei 250 km und darüber liegt. Die niedrigere Höhe der E-Schicht führt zu flacheren Einfallswinkeln für eine nach oben laufende Welle, was zu höheren Werten für den M-Faktor führt und damit höheren MUFs als bei F2 mit vergleichbaren Stärken bei der Ionisierung. Der Prozess der Formierung der Ionisierung ist bei Es-Wolken sowohl sehr unterschiedlich als auch weniger gut verstanden, im Vergleich zu dem bei F2. Eine Folge dieses unterschiedlichen Ionisierungsmechanismus ist, dass die Morphologie von Es-Wolken ebenfalls recht unterschiedlich im Vergleich zu derjenigen bei F2 ist. Diese komplexen Prozesse führen zu einer Anzahl bemerkenswerter Umstände:

- Die Dicke der Wolken ist sehr dünn, von wenigen Dezimetern bis einigen Kilometern.
- Die Wolken sind kleiner in ihrer horizontalen Ausdehnung als bei F2, im Schnitt um die 100 km.
- Große ionisierte Gebiete setzen sich aus Schwärmen individueller Wolken zusammen.
- Die Wolken in den Schwärmen bewegen sich horizontal und vertikal (normalerweise sinken sie ab).
- Vertikal gestockte Schichten aus 2, 3 oder mehr Schichten treten regelmäßig auf.
- Geneigte Schichten treten regelmäßig auf, bis zu 60° gegen die Vertikale wurden beobachtet.
- Die Unterseite einer einzelnen Wolke kann nicht eben, sondern kurvig oder gerippt sein.

EWEE 2010

Im ersten Teil des Artikels wurden nur die JA-NA-Strecken untersucht. Inzwischen wurde große Mengen von Daten aus dem Nordsommer 2010 für die Strecken von JA nach NA und von NA nach EU gesammelt, um diese beiden verschiedenen Strecken genauer charakterisieren und vergleichen zu können. Die QSO-Berichte wurden aus verschiedenen Quellen zusammengetragen, inkl. Webreflektoren und direkten Mitteilungen von den Stationen selbst.

Am Ende bestand die Strategie darin, zwei verschiedene nordamerikanische Stationen auszuwählen, die besonders aktiv waren, eine (KØHA) für die Richtung Japan (JA) und die andere (W7MEM) für die

Richtung Europa (EU), um eine schlüssiges Bild für die Strecken von jeweils einem Startpunkt aus zu erhalten. Für beide Fälle wurden für diesen Bericht Daten von den Öffnungen vom 19.-20. Juni 2010 verwendet. Die Absicht bestand darin, eine ausgewogene Sicht auf das zu erhalten, was über die im wesentlichen gleichartigen Strecken zu diesen entfernten Zielen geschieht. Wie bei der vorherigen Studie, war die Idee, nach Beweisen für chordale Sprünge bzw. nE_s zu suchen und zu schauen, ob das Zeitintervall mit dem „frühen Peak zu späten Peak“ tatsächlich durchgehend zu finden war.

Es muß betont werden, dass es ein extremes Problem ist, eindeutig zu beweisen, dass ein gegebener 10.000km-Pfad das Ergebnis einer Ausbreitung ist, bei der jeder Hop zur Erde zurück gelangt. Die involvierten Entfernungen, die tatsächliche Geografie, die Klimazonen, die menschliche Infrastruktur und die Bevölkerungsdichte wären eine Herausforderung, ein Experiment zu entwickeln, bei dem eine bestimmte Es-Form oder eine andere stattfinden könnte UND dort in jedem Fußabdruck eine ausreichend hohe Zahl von Funkamateuren vorhanden und qrv wäre. Auch liegen Ozeane und Polargebiete im Weg.

JA-NA-Streckenbereiche

Abb. 3 zeigt einen Vergleich zwischen den Datensätzen der JA- und EU-Strecken. Das Ergebnis für die JA-Strecke ähnelt denen der vorigen Studie sehr. Mit Ausnahme eines einzelnen KL7 bei 4500km gibt es keine weiteren Anzeichen von Zwischensprüngen, die den Grund zwischen NA und JA erreichen.

Bei dieser Großkreisstrecke ist die Zahl von Funkamateuren an allen der Zwischenhop-Fußabdrücke (westl. Kanada, Alaska, Beringsee, Pazifik) entweder sehr gering oder nicht vorhanden. Folglich ist es immer noch unklar, ob diese Strecken nE_s oder chordales E_s sind.

NA-EU-Steckenbereiche

Dies ist das erste Mal, dass die NA-EU-Strecke mit den jetzt üblichen Techniken untersucht wird. Zum Glück liefert der Endpunkt dieser Strecke etwas mehr Informationen. Es gibt einen klaren Beweis dafür, dass die Sprünge zwei¹, vier und 5

den Boden erreichen. Der erste Sprung wurde in dieser Studie außen vor gelassen, Sprung 2 und 3 landen in der Nähe der Hudson Bay, Zentral-Grönland und Island, bevor sie in Europa auftreffen. Wenn man Abb. 3 genauer betrachtet, kann man mindestens zwei abgegrenzte Gruppen von Verbindungen im Vier- und Fünfsprung-Bereich erkennen, die bei ca. 8500km durch etwas getrennt sind, was wie eine Sprungdistanz aussieht, dort, wo wir es erwarten würden, zwischen den Sprüngen vier und fünf.

Abb. 4 zeigt eine Großkreiskarte, die auf den durchschnittlichen Streckenmittelpunkt zentriert ist. Sie zeigt die Strecken über den abgelegenen Gebieten, bevor sie schließlich die Fußabdrücke des 4. und 5. Sprungs erreichen. Eine weitere interessante Eigenheit ist das Vorhandensein multipler Kontakte zwischen ca. 9000 und 10000 km Entfernung, weil der 5. Sprung auf Land in Mitteleuropa und im Mittelmeerraum landet. Diese liegen klar bei Entfernungen, die mit denen vergleichbar sind, die für die JA-NA-Strecke nötig sind und hier sehen (wenigstens) die beiden letzten Sprünge sehr wie nE_s aus. Man kann nichts weiter sagen, als dass einige Sprünge chordal und andere nE_s sein könnten.

Abb. 4: Diese Großkreiskarte* ist auf den durchschnittlichen Streckenmittelpunkt zentriert. Sie zeigt die Fußabdrücke der Hops vier und fünf in den beiden Ovalen rechts. Die durchgezogenen Linien zeigen den Azimutbereich der Signalstrecken und den kaum besiedelten Bereich, den sie vor dem Hop 4 durchlaufen.

Täglich früh-zu-spät

Die verbleibenden Meßgrößen sind hier die Details der tageszeitlichen Beziehungen zwischen den Stationen am westlichen und östlichen Ende für jeden

individuellen Kontakt für die JA- und EU-Strecken. Die E_s -Wahrscheinlichkeit hat morgens einen Peak von etwa 0630 bis 1230 LST und der Peak am Nachmittag bzw. Abend ist von etwa 1530 bis 2030 LST (siehe Abb. 1). Abb. 5 zeigt eindrucksvoll, dass sowohl die JA-NA- als auch die NA-EU-Strecke ausschließlich innerhalb dieses sich überschneidenden West-Ost-Fensters stattfinden.

Die LST-Zeitdifferenz (9 bis 10 Stunden im Durchschnitt) wird durch den Unterschied der geographischen Länge zwischen der westlichen und östlichen Station bestimmt.

Abb. 5: Die Kreise stehen für jede einzelne JA-NA-Kontaktzeit (LST) am westlichen Ende der Strecke. Die Quadrate entsprechend für die NA-EA-Kontakte. Beide zeigen deutlich den Effekt des "Frühen-Zu-Späten-Fensters".

¹ Das $2E_s$ lief von W1 nach W2 und 40°-50° östlich der Großkreisstrecke nach EU, hier gab es wahrscheinlich keine guten Indikatoren.

* Quelle der Karte: Joe Mack NA3T und Mike Katzmann NV3Z, siehe www.wm7d.net/azproj.shtml

Die absolute Zeit des Tages ist jedoch ein freier Parameter. Die Tatsache, dass die tatsächliche LST (Lokalzeit) an jedem Ende in die Es-Peak-Wahrscheinlichkeitszeiten hinein passt, legt auch verstärkt den Schluß nahe, dass ein Art E_s -Mechanismus am Werk ist.

Das bedeutet auch, dass, wenn ein Kontakt innerhalb des Früh-zu-spät-Fensters liegt, und, wenn es ein „Tal des Todes“ gibt, dann dieses Tal irgendwo zwischen den beiden Stationen liegt.

ZL/VK - SA EWEE

Der Südsommer 2009-2010 brachte einige Kontakte, die Ost-West-Kontakte zwischen ZL/VK und der südamerikanischen Westküste im Sinne von EWEE gewesen zu sein scheinen. Ihre Eigenschaften scheinen diejenigen des Effektes von der Nordhalbkugel wiederzuspiegeln. Nur 2 oder 3 solche Kontakte wurden im Südsommer 2010-2011 beobachtet.

Was passierte in der Ionosphäre?

Ganz klar finden ionosphärische Prozesse statt, die zu diesen ungewöhnlichen Ausbreitungsformen führen. Um das tiefergehend zu untersuchen, wurde versucht, den Zustand der Ionosphäre so zu beschreiben, wie er gewesen sein könnte, als diese Ereignisse auftraten.

Ionosphärenmodelle

Leider ist ein detailliertes, dreidimensionales Modell, basierend auf Messungen der freien Elektronendichte, N_e , an allen Stellen zur Zeit nicht möglich. Aber es gibt eine große Zahl von Messungen anderer relevanter Größen, die fortlaufend von staten gehen. Es ist absolut nicht trivial, aber doch möglich, diese Daten in die bekannten Gleichungen der Ionosphärenphysik einzusetzen, um eine dreidimensionale Darstellung bei generell guter Vertrauenswürdigkeit erhalten. Es gibt einige Programme für die Modellierung der Ionosphäre, die genau das tun. Das hier verwendete Modell heißt Global Assimilation of Ionospheric Measurements Model (USU-GAIM). Es wurde an der Universität des Staates Utah entwickelt (Schunk, et al. 2004). Das Modell wurde für den ganzen Kalandertag der jeweilig in der Studie betrachteten Tage laufen gelassen. Es lieferte einen Schnappschuß der globalen Ionosphäre in drei Dimensionen im Höhenbereich von 92km bis über 1000km für jeden 15-Minuten-Intervall über den ganzen Tag. Das Programm lief im Community Coordinated Modeling Center, das beim Goddard Space Flight Center der NASA untergebracht ist.

Auch wenn das USA-GAIM-Modell recht gut ist, handelt es sich um ein globales Modell mit grobem Maßstab. Es berechnet Ergebnisse alle 4.66° Länge und alle 15° Breite. Folglich kann es keine schnell auftretenden Ereignisse und Ereignisse mit kleinem Maßstab erfassen. Das beinhaltet die vielen Manifestationen von E_s . Die räumlichen Eigenschaften von typischem E_s kommen von vielen relativ kleinen Wolken, die sich oft schnell bewegen. Im Ergebnis wurde deshalb das USU-GAIM-Modell nur dafür verwendet, um die Lokalisation und Ausdehnung des Reservoirs der E-Schicht-Elektronen, sowie die ungefähre Größenordnung zu zeigen. Es kann nicht zeigen, wann und wo E_s auftritt, sondern nur, wo es wahrscheinlich auftreten könnte, wenn der vertikale Kompressionsmechanismus entsprechend arbeitet.

E-Schicht-Tal

Eine Grundregel ist, dass, wenn man den Wert von N_e ausgehend vom Erdboden nach oben aufträgt, dieser mit der Höhe bis zu einem Maximum in der F-Schicht ansteigt. Innerhalb der E-Schicht gibt es aber eine Ausnahme, die für unsere Diskussion wichtig werden könnte. N_e steigt in der E-Schicht mit der Höhe an, aber nur bis zu einem bestimmten Punkt (bei ungefähr 105km, siehe in Abb. 6) und dann fällt es wieder etwas ab, bevor es wieder ansteigt. Dies Eigenart wird als E-Schicht-Tal bezeichnet (Davies, 1990). Dies zeigt, dass dort tatsächlich mindestens zwei E-Schicht-Reservoirs sein können, die der Bildung von E_s dienen. Eines korrespondiert mit der Region des E-Schicht-Maximums (hier bei 105 km) und ein anderes mit gleicher oder noch höherer N_e befindet sich 10 bis 40km über diesem ersten „Maximum“ (hier etwa 32 km). Es ist ein durch Beobachtungen bekannter Fakt, dass E_s meistens bei um die 105 km auftritt, aber ein oder zwei zusätzliche Schichten über der niedrigsten werden auch manchmal beobachtet.

Abb. 6: USU-GAIM N_e -Darstellung für 0300 UTC am 20. Juni 2010 bei -30 Breite, 180 Länge. Die E-Schicht hat ein Maximum bei 105 km, fällt dann um etwa 25% bis zu 118 km und steigt dann wieder nach oben hin bis zur F-Schicht weiter an.

20. Juni 2010

Dies ist ein erster Blick auf eine laufende Studie.

Viele der verfügbaren detaillierten Daten wurden noch nicht komplett untersucht. Aber Beispiele verschiedener Datensätze zeigen, dass sie viele gemeinsame Eigenschaften aufweisen. Der 20. Juni 2010 wurde als erstes Datum für eine genauere Untersuchung ausgewählt, weil das Band morgens gegen 0700 LST von NA nach EU auf ging. Am gleichen Tag öffnete sich das Band mit der Erddrehung dann gegen 1600 LST von NA nach JA (ca. 0800 in JA). Das legte nahe, einen Blick auf die Entwicklungen in der Ionosphäre über eine ungefähr 13-stündige Periode zu legen, wo, vielleicht, gleich- oder ähnlichkeit Bedingungen anhaltend waren.

Die NA-EU-Strecke

Abb. 7 zeigt den Bereich der Streckenlinien von W7MEM für die EU-Pfade, sowie den abgedeckten Längen- und Breitenbereich. Bei der Breite gehen die Strecken von etwa 40N bis 76N und bei der Länge von etwa 120W bis 20E. Man sieht zwei Skalen für die Länge, oben die gebräuchlichere mit östl. und westl. Länge, hier von 120W (-120) bis 020E. Die untere Skala ist eine mit „nur östlichen“ Werten, so wie sie in vielen der Darstellungen des USU-GAIM-Modells verwendet wird. Sie misst einfach alles nach Osten, ausgehend von 000 und bis 360. Dieses Schema wird in den meisten der folgenden Karten verwendet.

Abb. 7: Extreme der Strecken am 20. Juni 2010 von NA nach EU. Die zweite Längenskala ist die von USA-GAIM verwendete Version, bei der nur nach Osten gezählt wird. Der „Diamant“ bei 80, -100 ist der magn. Nordpol.

E-Schicht-Reservoir

Abb. 8 (unten) ist eine Kontur-Karte des modellierten E-Schicht-Reservoirs zur Tageslichtzeit, die eine weite Ausdehnung zeigt. Obwohl das N_e -Niveau nach Norden hin abnimmt, ist es ausreichend für eine Formierung von Es für die zur Diskussion stehende Strecke.

Abb. 8: **Oben:** Zur Mittelpunktzeit der Öffnung gibt es einen „Finger“ bei der F2-Ionisierung, der über dem zentralen Abschnitt der Strecke liegt, Ausläufer erstrecken sich vom südl.-zentralen Kanada bis östl. Island. Die F2-Hauptregion bildet sich südl. 40N. **Unten:** Zur selben Zeit zeigt die E-Schicht bei 105 km eine weite Fläche mit einem verfügbaren Elektronenreservoir auf gutem Niveau zur Speisung von Es.

Arktischer F-Schicht-Finger

Die Kontur-Karte der F2-Region in Abb. 8 (oben) zeigt, dass es dort einen separaten F2-Finger mitten über Grönland bei 69N und bei 275km (obere Bildhälfte) gab. Er befindet sich sehr abgetrennt von der starken äquatorialen Tagesanomalie der F2-Ionisierung (außerhalb des Bildes, ganz unten am Rand). Diese Struktur befindet sich sehr nahe am Streckenmittelpunkt des Pfades in Abb. 7 und war in Ost-West-Richtung ausgehend. Diese Diskussion geht zwar nicht über F2-Ausbreitung, aber man sollte nicht ganz vergessen, dass sich diese angehobene F2-Ionisierung generell über dem größten Teil der Strecke der Es-Pfade von W7MEM nach EU befindet. USU-GAIM ist ein 3D-Modell. Abb. 9 zeigt einen vertikalen Nord-Süd-Schnitt durch die F2-Struktur nach unten entlang der Länge 310E. Er zeigt, wie diese Struktur die Region von etwa 55N bis über 80N dominiert.

Wieder das E-Schicht-Tal

Abb. 9 zeigt auch, dass die starken F2-Dichte-Maxima bei 250km hohe Ionisierungsniveaus bis herunter in die E-Schicht drücken. Das zeigt auch, dass der obere Kamm des E-Schicht-Tals in Abb. 6 nur der lange untere Ausläufer der F-Schicht-Ionisierung ist. Ein Großteil der Ost-West-Strecke lief nahe der Breite 70N. Abb. 10 zeigt einen Ost-West-Schnitt nur durch den Bereich des E-Schicht-Tals der Ionosphäre (92-135 km). Das westliche Ende der Strecke ist ganz rechts und das östliche Ende ist ganz links bzw. kurz dahinter. Abb. 11 zeigt einen Nord-Süd-Schnitt entlang bei der Länge des Streckenmittelpunktes. Dieser zeigt eine Spitze des E-Schicht-Reservoirs bei 103 km, dann ein Tal, und dann ist ab ca.

Abb. 9: Dies ist ein vertikaler Schnitt nach unten durch die Daten in Abb. 8a., geschnitten bei der Länge 310E nahe des Streckenmittelpunktes und an der nördlichsten Stelle der Strecke. Die Eigenschaften linksseitig von 55N führen zu dem weiter südlich liegenden F2-Gebiet.

Abb. 10: Dies ist ein vertikaler Schnitt in Ost-West-Richtung durch Abb. 8 bei der Breite 70N über den größten Teil der Strecke. Man sieht das E-Tal zwischen 92 und 135 km.

Abb. 11: Die ist ein Nord-Süd-Schnitt durch das E-Tal am nördlichsten Punkt der Strecke bei ungefähr 310E. Er zeigt, dass sich der Nord-Süd-Kanal zwischen den Wänden des Tals über 4000 km erstreckt.

115km ein stetig ansteigendes Reservoir, dass bei nahe 128km das selbe N_e -Niveau erreicht wie der untere 103-km-Peak. Die Werte für N_e lagen in der Größenordnung von $100.000/\text{cm}^3$. Das sind normale Sommerwerte, die mit einer MUF von >15 MHz korrespondieren. Der Punkt ist, dass diese Bedingungen an zwei Stellen im Tal existierten, die in der Vertikalen nur 25 km auseinander lagen. Die angehobenen F2-Bedingungen oberhalb der E-Schicht brachten die Oberseite des Tales näher an die untere Seite heran, so dass, wenn Windscherung anwesend war, die Gelegenheit dafür bestand, dass beide, obere und untere Schicht, verstärkt werden konnten. Noch wichtiger ist, dass diese Bedingungen für fast die ganze NA-EU-Strecke existierten.

Die JA-NA-Strecke

Nun betrachten wir die Bedingungen später am Nachmittag auf der Strecke von NA nach JA. Abb. 12 zeigt die Strecke. JA ist ein ziemlich kleines Zielgebiet im Vergleich zu ganz Europa. Die Strecken sind alle sehr ähnlich. Die wirklichen Unterschiede bestehen darin, wie weit südlich die Strecken am westlichen Ende verlaufen. Dies Strecken verlaufen nicht so weit nördlich, wie die EU-Strecken, die zum Teil fast bis ungefähr 80N gehen. Hier erreichen sie in der Spitze alle nur etwa 60N. Ein weiterer Unterschied ist hier die Ionospäre und speziell die F-Schicht. Die beständigen kamm-geleichen F2-Peaks tendieren im Bereich von 10 bis 20 Grad nördlich und südlich des magnetischen Äquators zu verlaufen. Aufgrund der Inklination des magnetischen Äquators zum geografischen Äquator, sind die Winkel dieser Kämme über dem Pazifik etwas anders als über dem Atlantik.

Abb. 12: Extreme der JA-NA-Strecke am 20 Juni 2010. Die zweite Längenskala ist die von USA-GAIM verwendete Version, bei der nur nach Osten gezählt wird. Der "Diamant" bei 80, -100 ist der magnetische Nordpol.

Arktischer F-Schicht-Finger

Abb. 13 (oben) zeigt, dass es hier auch einen nördlichen Finger lokal angehobener F2-Ionisierung gibt, die von der südlichen F2-Anomalie über dem Äquator getrennt zu sehen ist. Im Gegensatz zum Fall NA-EU, wo dieser Ausläufer fast die ganze Strecke abdeckte, befand sich der pazifische Ausläufer südlich und westlich der optimalen Position und war nur mit der östlichen Hälfte der Strecke assoziiert.

Abb. 13: **Oben:** Zur Mittelpunktzeit der Öffnung ist ein kleiner Finger von F2-Ionisierung in der Nachbarschaft der ersten Streckenhälfte vorhanden, südlich von KL7, aber er liegt nicht optimal. Die Haupt-F2-Region sieht man sich südlich von 30N bilden. **Unten:** Die darunter liegende E-Schicht liefert annähernd gleiche Mengen N_e entlang des ganzen Streckenverlaufs.

E-Schicht-Reservoir

Abb. 13 (unten) zeigt die Verteilung der normalen E-Schicht-Ionisierung, die die Elektronen für Es liefert, und derartig über dem nördl. Pazifik geformt und zentriert war, dass sie ein nahezu konstantes Reservoir an Ionisation auf der Strecke von West-Kanada bis Japan lieferte. Abb. 14 zeigt, dass trotz des weniger optimalen Passens des F2-Ausläufers, die F-Schicht-Ionisierung offensichtlich die obere Kante des Tals der E-Ionisierung verstärkt.

Abb. 14: Dies ist ein nach unten gerichteter Schnitt durch die Daten von Abb. 13 am Streckenmittelpunkt (190E), der die Verstärkung der F-Schicht aufgrund des Fingers zeigt. Obwohl die Lage zur Signalstrecke etwas ungünstiger ist, scheint es eine Verbesserung in Richtung der E-Schicht zu geben.

Abb. 15 ist eine Nahaufnahme auf die Ost-West-Ionisierung entlang der Strecke bei 55N. Anhand Abb. 12 kann man sehen, dass die Strecke für einige Zeit in der Nähe dieser Breite bleibt. Man sieht, dass, wie beim Fall NA-EU, dort eine zweite Region angehobener E-Schicht-Ionisierung an der oberen Seite des Tals vorhanden ist, die nur 10-15 km entfernt liegt. Das scheint in Ost-West-Richtung einen Kanal für die Es-Entwicklung bei etwa 105 und 125km Höhe zu liefern. Schließlich zeigt Abb. 16 einen Nord-Süd-Schnitt nahe des Streckenmittelpunktes entlang der Länge 190E. Hier gibt es wieder eine Ähnlichkeit zum Fall NA-EU, da die Nord-Süd-Dimension des Kanals wieder recht ausgedehnt ist.

Abb. 15: Dies ist eine vertikaler Ost-West-Schnitt durch die Abb. 8 bei 55N Breite durch fast die ganze Signalstrecke, der das E-Tal zwischen 92 und 135 km zeigt.

Abb. 16: Dies ist ein Nord-Süd-Schnitt durch das E-Tal am nördlichsten Punkt der Strecke bei etwa 190E. Er zeigt, dass die Ausdehnung des Kanals zwischen den Wänden des Tals in nord-südlicher Richtung über 3000km beträgt.

Was könnte ablaufen?

Um diese Frage zu beantworten, muss in einem ersten Schritt das Problem genauer definiert werden.

Warum sollten diese Strecken nicht funktionieren?

Die anfänglichen Bedenken bestanden darin, dass diese Strecken so lang waren, dass normales nE_s nach so vielen Himmel-Erde-Durchgängen durch Absorption und Streuung so abgeschwächt sein würde, dass nicht mehr genügend Signalstärke am fernen Ende übrig sein würde. Das führte zu der Annahme, dass chordale Sprünge mit geneigten Schichten, chordales Skip-Ducting zwischen Schichten oder sogar progressive Refraktion während langer Passagen durch ionisierte Regionen, die Signalstärke ausreichend stark erhalten könnte. Obwohl Argumente aufgeföhren wurden, konnte nie beweiskräftig gezeigt werden, dass es *nicht* nE_s sein kann. Aber erstaunliche Ausbreitungseffekte, die chordale Modes enthielten, konnten für die F-Schicht gezeigt werden (Kennedy 2003), so dass es vernünftig ist, diese in ggf. auch für die E-Schicht zu erforschen.

Es gibt eine weitere Angelegenheit, die bei der Betrachtung der Problematik aufgetaucht ist, und das ist die seit langem bekannte tageszeitliche Schwankung von E_s , wie oben diskutiert und in Abb. 1 und 2 dargestellt. Was man sieht, ist, dass die Strecken JA-NA und NA-EU anscheinend nur dann funktionieren, wenn das frühe westliche und das späte östliche Maximum überlappen. Das legt nahe, dass etwas in der Streckenmitte passieren muss, um das Tal dort überwinden zu können.

Warum funktionieren sie?

Die Antwort darauf ist noch immer unbekannt, aber die bisherige begrenzte Bearbeitung der Problematik legt einige Hypothesen nahe.

Ionisierung der F-Schicht oberhalb und Kanäle im E-Schicht-Tal darunter

Ausgehend von den folgenden Beobachtungen,

- es gibt ein bekanntes E-Schicht-Tal,
- E_s wurde in Höhen bis mindestens 150km beobachtet, was aber sehr selten ist,
- multiple E_s -Wolken zwischen 100 km und ca. 135 km sind häufiger,
- Windscherungen und vertikale Bewegungen sind alle mit tatsächlichem Auftreten von E_s assoziiert,
- obwohl die tageszeitliche E_s -Wahrscheinlichkeit am Streckenmittelpunkt zur Lokalzeit am niedrigsten ist, ist das N_e Reservoir dort am größten,

nehme man das folgende Szenario an:

Es ist plausibel, dass das Auftreten von E_s in einer bestimmten Region verstärkt wird, wenn der obere Ausläufer des E-Tals (angetrieben durch die F-Schicht) nach unten - physikalisch näher - an den normalen E-Schicht-Peak gedrückt wird.

Wenn die beiden vergleichbar starken Ionisationsniveaus räumlich enger zusammen liegen, können sie leichter von verfügbaren Windscherungen zur gleichen Zeit profitieren. Das würde mehr oder weniger gleichzeitig zu E_s -Wolken bei - sagen wir - 110 und 125 km führen. Wenn dies so wäre, dann wäre der positive Einfluß des Vorhandenseins einer gut ionisierten F-Schicht über der E-Schicht-Strecke ein wichtiger Faktor bei diesen ungewöhnlich langen E_s -Strecken.

So im Detail wie hier wurden bisher nur zwei Öffnungen untersucht, so dass die Statistik etwas wackelig ist. Dennoch gibt es ein paar offensichtlicher Möglichkeiten. Bei sowohl der NA-EU- als auch der JA-NA-Öffnung scheint es, dass es einen Kanal in der E-Schicht bei 105 km gegeben hat (also keine einzelne Schicht), der ca. 25 km hoch war und 3000 bis 4000 km weit und sich über einen großen Teil bzw. fast die ganze Strecke erstreckt hat. Das könnte zu einigen Dingen geführt haben, die über rein gute Bedingungen hinaus gehen. All die „alten“ Ideen sind noch immer auf dem Tisch und sie werden vielleicht durch die folgenden Vermutungen bestärkt:

Verdopplung der Chancen – Oft ist E_s *nicht* aus einer einzigen stark ionisierten Schicht zusammen gesetzt, die tausende Kilometer weit und lang ist. Meist ist E_s eine Konglomeration aus vielen, relativ kleinen (bis zu 100 km in der Horizontalen), dünnen Wolken (vertikal von Dezimetern bis einige km). Gewöhnlich sind sie in mit den Winden in der E-Schicht in Bewegung. Deshalb ist E_s normalerweise löchrig. Das Signal trifft nicht nur einfach die Wolke und springt weiter, sondern durchläuft auch die Lücken dazwischen und läuft weiter nach oben. Wenn es dort zwei (oder drei) Stellen der Wolkenentstehung übereinander gibt, steigen die Chancen für nE_s -Sprünge oder normale chordale Hops an.

Ductausbreitung zwischen Unter- und Oberseite – Diese physikalische Konfiguration könnte auch die zuvor beschriebene Ducting-Situation bilden. Es gibt keine Möglichkeit das sicher zu sagen, aber wenn dieses Ducting zwischen oberer und unterer Schicht tatsächlich auftritt, ist klar, dass diese „Kanalstruktur“ die ideale Voraussetzung dafür ist.

Diskussion und Schlußfolgerungen

Die Absicht bei dieser Studie war es, genauer auf dieses Ost-West-Phänomen EWEE zu schauen und festzustellen, wie es sich bei verschiedenen geographischen Längen verhält. In der nördlichen Hemisphäre wurde der gut bekannte JA-NA-Pfad mittels mehr und neueren Daten betrachtet und eine vergleichbare Studie wurde für den NA-EU-Pfad angestellt. Es wäre nützlich, auch auf den EU-JA-Pfad zu schauen, dafür liegen hier zur Zeit aber nur ungenügend Daten vor. Vielleicht wird dies in der Zukunft möglich sein.

Ein Einwand, der in der Vergangenheit erhoben wurde, war, wie sich denn ein E_s -Pfad entsprechend der Regeln für mittlere Breiten verhalten könnte, wenn Breiten so weit nördlich wie 60N bis 76N involviert sind. Es ist üblich vom Übergang von E_s der mittleren Breiten zu Aurora- E_s bei Breiten oberhalb 60N zu sprechen. Diese Grenze ist aber tatsächlich weit und variabel in Abhängigkeit von Tag und Nacht und davon, ob das Erdmagnetfeld ruhig oder aktiv ist.

Auf der Tageseite der Erde wird das Aurora-Oval ziemlich weit nach Norden gedrückt, vielleicht bis 80N. Im vorliegenden Fall liegen die Streckenmittelpunkte alle im Tageslicht. Darüberhinaus zeigt die Ionosphäre südlich der (nördlichen) Aurora-Zone in geomagnetisch ruhigen Zeiten, so wie sie in den vergangenen Jahren geherrscht haben, die selben jahres- und tageszeitlichen Regeln, wie gewöhnliches Es der mittleren Breiten (Hunsucker and Hargreaves, 2003). Folglich könnte es gut sein, dass die ungewöhnlich lang bestehende ruhige Sonne etwas mit der Häufigkeit dieser Ausbreitungsart in den letzten Jahren zu tun hat.

Ost-West-EWEE-Ausbreitung weist noch immer all die Kennzeichen der E_s -Ausbreitungart oder Arten auf. Der wichtigste Anhaltspunkt ist die Tatsache, dass es ein lokales Sommerereignis ist und eine ziemlich rigides Anhaften an den tageszeitlichen Früh-Spät-Es-Effekt besteht. Fast ausnahmslos befinden sich die Stationen am westlichen Ende in ihrem morgendlichen Peak der Es-Wahrscheinlichkeit, während sich die Stationen am östlichen Ende in ihrem Fenster der erhöhten nachmittäglichen/abendlichen Es-Wahrscheinlichkeit befinden.

Der maximal mittels EWEE zu überbrückende Bereich wird wahrscheinlich durch die geographischen Begrenzungen der Früh-zu-spät-Überlappung begrenzt werden. Genauer gesagt variiert dies mit der geographischen Breite der Station. Niedrigere Breiten erlauben weitere geographisch mögliche Früh-zu-spät Entfernungen, die bis über 14.000km hinaus gehen. Typische Maximalwerte bei mittleren Breiten liegen bei 11.000km.

Schlußfolgerungen – Die Ergebnisse dieser ausführlicheren Studie sind bezüglich EWEE:

1. Es bleiben starke Anhaltspunkte dafür, dass diese Ereignisse eine Form von E_s sind;
2. Es ist nicht klar, ob einige der Hops chordales E_s sind;
3. Wie bei der Studie aus 2010 gibt es gute Anhaltspunkte dafür, dass nE_s eine Rolle bei wenigstens einigen der Hops spielt;
4. Die Eigenschaften der JA-NA- und NA-EU-Phänomene scheinen grundsätzlich gleich zu sein;
5. F-Schicht-Verstärkung für das E-Schicht-Tal könnte eine Rolle spielen.

Ein letzter Vorbehalt – Obwohl die untersuchten Öffnungen und Strecken repräsentativ für andere, ähnliche Ereignisse erscheinen, war der detaillierte Vergleich mit dem Ionosphärenmodell auf diese eine 24-stündige Periode beschränkt. Obwohl Eigenschaften, wie die Tageszeitabhängigkeit im Wesentlichen genau so waren, wie bei vielen anderen beobachteten Ereignissen, muss man bei der Verallgemeinerung der Schlussfolgerungen solange vorsichtig sein, bis weitere Öffnungen untersucht worden sind.

Danksagungen – Das USU-GAIM-Modell wurde vom Team GAIM (R.W. Schunk, L. Scherliess, J.J. Sojka, D.C. Thompson, L. Zhu) an der Utah State University entwickelt. Die Autoren möchten dem USU-GAIM-Team und der Community Coordinated Modeling Center Gruppe am NASA Goddard Space Flight Center für das Benutzen und Durchführen des Ionosphären-Modells danken, das hier vorgestellt wurde. Sie danken auch Bob Culbertson, WA3YGQ, für seine Hilfe bei der Suche nach Literatur über den Zusammenhang zwischen Meteoren und E_s .

Referenzen und Abbildungen – siehe im nachfolgenden englischen Text!

Extreme Range 50 MHz Es: East – West (EWEE)

by Jim Kennedy, KH6/K6MIO and Gene Zimmermann, W3ZZ

Introduction

This is the second in a series of articles discussing the unusually long, yet still short-path, propagation events that continue to be seen on six meters in both the northern and southern hemispheres. The first article (Kennedy 2011a) took a preliminary look at the essentially east-west path type, which is either entirely above, or entirely below the Equator. These paths are seen to reach out to about 11,000 km.

Han Higasa, JE1BMJ, originally labeled this as Short-path Summer Solstice Propagation (SSSP), in the belief that it was something other than E_s , due to its extremely long range (Higasa 2006 Japanese, 2008 English). However, the propagation seems to occur exclusively during the relevant hemisphere's local summer, strongly suggesting that some form of E_s mechanism(s) plays an important role.

The first article concluded that the JA-US path was consistent with either five-hop E_s ($5E_s$) or a combination of multihop E_s hops together with mid-path chordal (cloud-to-cloud) hops. It also showed direct observational evidence that, at the *four-hop* range, both $4E_s$ and multihop E_s with intermediate chordal hops do occur, at times with comparable signal levels.

In view of that evidence, it suggested that it might be more appropriate to call the phenomenon East-West Extreme E_s (EWEE), because, taken literally, "Short-path Summer Solstice Propagation" describes virtually any kind of local summer E_s . Such a change also helps differentiate EWEE from another related, although importantly different, type of propagation that goes generally north and south, *always* crossing the Equator, on even longer paths out to beyond 15,000 km. (This north-south propagation will be the subject of the third article in this series.)

What follows here is a deeper discussion of east-west EWEE propagation, based on a broader range of observations and then some comparisons with data-driven models of the ionosphere.

E-layer and E_s Review

Since some detailed ionospheric conditions will be discussed involving E_s and E-layer ionization, it will be helpful to take a quick look at how radio propagation works in that region.

The Sun and the Rain – of Meteors

The E region of the ionosphere is generally considered to be the altitude range between 90 and 130 km. The ionization found at these levels arises from two main sources, solar radiation (at ultraviolet (UV) and soft X-ray wavelengths), and the vaporization of incoming meteors.

Every day an estimated 1,000 tons of very small meteoric particles hit the Earth's upper atmosphere. Most of these so-called *sporadic* meteors are smaller than a grain of sand. They do not appear to be associated with the larger swarms of meteors normally associated with the recurring meteor showers. Generally, these particles are metal rich, containing nickel, iron, sodium, and a number of other elements.

Though the E-region atmosphere is very thin, it is dense enough for atmospheric friction to heat up and vaporize the incoming particles. The intense heat raises the particle temperature high enough to both vaporize the particles and also ionize them into positive metal ions and negative free electrons.

Due to the electronic structure, greater mass, and high temperatures of the positive metal ion cores, the subsequent loss of free electrons due to recombination is a much slower process than that for the smaller, lighter background gases. As a result, the metal ions have longer lifetimes than those created by the Sun's UV and X-rays by photoionization.

As noted, meteors are coming in and producing ions all the time, day and night. However, the Sun only produces ions during the day (roughly 0600-1800 LST – Local Solar Time). As a result, at a given point in the E layer, the total ionization from both the Sun and meteors is highest during the day, but does not go to zero during the night – the meteor component remains.

What may be surprising is that, even in the daytime, the large-scale E-region ionization is fairly weak. The ordinary peak daytime E-layer Maximum Useable Frequencies (MUFs) are on the order of 16-22 MHz.

So, something *else* has to happen, to increase the local electron density by a factor of *ten* or more in order to produce an MUF above 50 MHz.

While there really is *no* additional source of *large-scale* ionization, it will turn out the combination of daytime solar and all-the-time meteor ionization does provide the *reservoir* of electrons needed to produce sporadic E – read on.

Winds Aloft and Vertical Compression

As is the case in the lower atmosphere, there are identifiable wind patterns in the E region. There are recognized flows in both the *zonal* directions (east to west and west to east), and in *meridional* directions (north to south and south to north).

For example, the zonal winds, in combination with the Earth's magnetic field, seem to play a special role in enabling sporadic E propagation below about 120 km. In the Temperate Zone, the Earth's magnetic field has a significant component parallel to the Earth's surface, and the zonal winds flow horizontally at roughly a 90° angle to that component of the field. As these winds blow, they try to carry both the neutral and ionized particles along with them. As the free electrons are dragged across the magnetic field, at roughly a 90° angle to the field, this produces a sideways electromagnetic force that bends the electron paths either upward or downward into orbits circling the field lines, rather than continuing to move along with the wind.

If the wind speed varies with altitude, there will be a wind shear at the boundary between the upper and lower flow. This produces net forces that push the electrons vertically into very thin sheets in the wind-shear region. The net effect is that the electrons, which originated in a rather *large* and *weakly ionized* volume of space, are then *compressed* vertically into thin sheets with *much higher* ion densities. This raises the *local* electron density (N_e) and with that, the MUF goes up – and E_s happens.

But then, why doesn't this happen every day of the year?

Seasons and Meteors

Radar studies of incoming sporadic meteors have shown that there is a significant *seasonal* variation in the meteor counts at mid latitudes. In both the northern and southern hemispheres, the sporadic meteor count rates are three to six times higher in the hemisphere's local summer. This is due to the 23° inclination of the Earth's rotation axis to its orbital plane around the Sun (the tilt that causes the seasons in the first place). During the local summer, the hemisphere in question is aligned more directly with the plane of the Earth's orbit and thus it is more nearly aligned with the direction of the Earth's orbital velocity, as it sweeps up the meteors, while moving around the Sun.

More importantly for radio propagation, there is a very *strong positive correlation* between the sporadic meteor counts and the E_s critical frequency (Haldoupis et al. 2007): the higher the meteor count, the higher the MUF. The implication is that the enhancement of the general E-layer ionization, caused by the local-summer peak in sporadic meteors, increases the overall supply of electrons in the large-scale E-layer "reservoir". Then, as a *separate step*, when local conditions are right to trigger the wind shear and its vertical-compression effect, E_s occurs with MUFs that are much higher than they might be during the other seasons of the year. This appears to explain the summertime *major* E_s peak.

In the study cited, the radars were at 54.6° N and 38° N. They show clear indications of a minor winter meteor peak in early January roughly corresponding to the winter E_s peak, with the deepest *minimum* in mid February.

Another study (Younger, et al. 2009) shows strong summer meteor peaks at both 68°N and 68°S, with *no* winter meteor peak. Near the geographic equator (8°S), the seasonal meteor counts and seasonal variations are much less pronounced. Unlike the temperate region, there is a small meteor peak in *both* the summer *and* the winter.

With both studies taken together, the implication is that as one moves further toward the equator from 68°, the summer meteor peak eventually begins to decline and the winter peak begins to emerge.

Atmospheric Tides and the Valley of Death

The Earth's atmosphere is an ocean of air. Like the ocean of water, it sloshes around, and it is subject to tidal forces from outside influences. While there are a number of different tides in the atmosphere, one of the most prominent outside influences is the heating of the atmosphere caused by the Sun every daytime. During the day, the Sun heats the surface of the Earth, which in turn heats the air in the lower atmosphere immediately above it. The heated air in that region expands, causing the dayside atmosphere to balloon upwards at all levels. The heating is more pronounced over land than it is over the ocean.

As the Earth turns under the Sun, this bulge follows the Sun, moving around the Earth once a day. In addition to this 24-hour tidal period, there also is a 12-hour tide and even an 8-hour tide (Haldoupis et al.

2004). Of these, the 24-hour tide is the strongest, while the 12-hour one is next and the 8-hour somewhat weaker still. These tides produce systematic updrafts and downdrafts as they wax and wane. These vertical winds interact with the horizontal zonal and meridional winds to alternately enhance and diminish the vertical compression of the E-layer ionization.

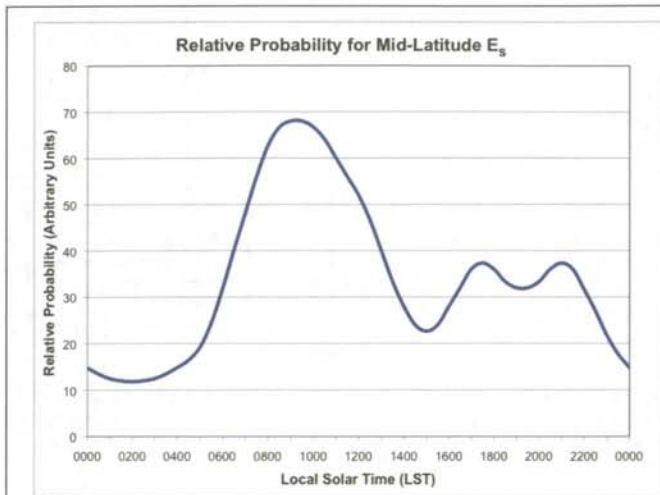


Figure 1: This stylized view of the typical diurnal behavior of mid-latitude E_s shows that the propagation probability often peaks during two time periods, a morning period and a double late afternoon and evening peak period.

The joint effect of these three tides seems to explain the well-known diurnal variations in the probability of E_s propagation. The overlapping of these three signals produces a three-humped probability curve, shown schematically in Figure 1. The morning peak is consistent with the overlap of all three of the 24-, 12-, and 8-hour peaks, while the double humped afternoon-evening peak appears to be a result of the overlap of the 12- and 8-hour peaks. After the end of the late window, the disappearance of the solar component of E-layer ionization leaves only the meteoric component. Consequently, E_s propagation above 50 MHz rarely occurs after midnight LST.

As was pointed out in the first

article in this series, Figure 1 can also be looked at in a different context, in which *time* is fixed at the location of the west-end station for a given family of propagation paths. If this is done, then the horizontal *time* axis in Figure 1 can be reinterpreted as a corresponding *distance* axis, eastward from the west-end station.

Figure 2 shows what the propagation world would look like for the west-end station at 0700 LST. The MUF probability in Figure 1 can be scaled as a proxy for the MUF itself. Figure 2 shows a schematic of the MUF to the east of the west-end station, now as a function of distance. In this example, the MUF minimum between the Early Window and the Late Window is shown dipping below 50 MHz. Evidence suggests that this is often the case. As a result, the only eastward stations accessible to the west-end station are those that are

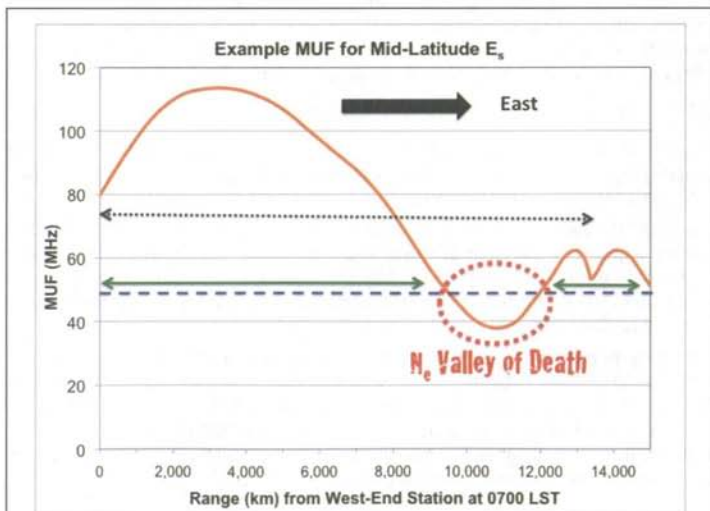


Figure 2: Remapping Fig. 1 shows the MUF as a function of distance from the west-end station at 0700 LST (30° lat). The dashed line shows the 50 MHz MUF cutoff points. The solid arrows show the reachable paths. The dotted arrow shows what's possible if the valley is bridged.

still in the *same* Early Window as the west-end station.

Much further out, the stations within their Late Window can communicate with each other. But the N_e electron-density gap in the middle (the N_e "Valley of Death") stops ordinary nE_s multihop propagation from going between the Early and Late Windows. That said, here are two obvious situations that would allow the Early and Late Window stations to communicate with each other:

1. A chordal hop that bridges across the N_e gap (they require a much lower electron density than nE_s , see "M-Factor" below), or
2. The overall E_s ionization is so high that the dip between the Early and Late Windows never gets below 50 MHz anywhere (an very good day, with very long nE_s).

As was noted in the first article, a key characteristic of EWEE is that the *west-end* station is almost always in its morning LST peak, at the same time that the east-end station is in its afternoon-evening peak. It is possible that, past 8,500 km, chordal E_s *might* be more common. But, longer paths have been seen with at least some ordinary nE_s hops (see Figure 3).

Chordal Hops, MUF, and the M Factor

The suggestion that EWEE may include chordal skip mechanisms was partly motivated by the fact that a chordal hop can skip successfully with a much lower level of ionization, N_e . This is because the value of the MUF depends on both N_e and the *angle* between the signal ray path and the bottomside of the reflecting layer at the skip point. Expressed in MHz, the MUF is given by:

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

M is the so-called M Factor, which is the cosecant of angle between the signal path and the plane of the skipping layer. As the angle gets smaller, M gets bigger. One gets a higher MUF *without* a change in N_e . (If N_e is expressed as electrons/cm³, the value of the constant is 9×10^{-3}).

The M factor comes seriously into play when one considers any of the chordal-hop variations. All of these involve signal ray paths that have been modified from normal nE_s angles into very shallow ("grazing incidence") angles, which can greatly increase the M factor leading to a higher MUF for that hop than would be possible for nE_s . Put in different terms, in principle, chordal signals can skip successfully with a lot lower N_e than can nE_s .

It is fairly common for E_s clouds to be tilted with respect to the ground, sometimes as much as 60° (Whitehead 1997). Typically, what happens in a chordal situation is that the upcoming signal ray from the antenna on the ground first hits a tilted or curved cloud at what is now a shallow angle and is bounced off, more or less parallel to the ground. From there it might skip off of one or more flat E_s clouds, and still not come to the ground, until it finds another tilted cloud that points it back down again. All of these hops would require much less N_e than a traditional nE_s path.

Some Other E_s Important Characteristics

Sporadic E has a number of features that make it rather distinct from F2. It occurs at a height of about 90 to about 150 km (most commonly below 130 km), while F2 is around 250 km and above. The lower E-layer height leads to shallower angles of attack for an upcoming wave, leading to higher values of the M Factor and thus higher MUFs than F2 with the same levels of ionization.

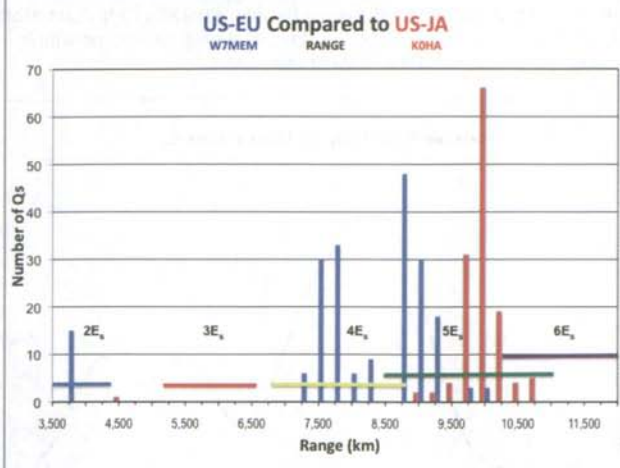


Figure 3: The range between W7MEM and EU contacts (open bars) are compared to those between KØHA and JA (filled bars). The EU path shows typical evidence of both hops four and five. The JA path shows only hops two and five (see text).

The ionization formation process for E_s clouds is both very different and less well understood, compared to F2. A consequence of this different ionization mechanism is that the morphology of E_s clouds is also quite different from F2. These complex processes lead to a variety of strange circumstances:

- Cloud layers are very thin, tens of meters to a few kilometers
- Clouds are smaller in horizontal extent than in F2 region, averaging around 100 km
- Large areas of ionization are composed of swarms of individual clouds
- Clouds in the swarm are in motion horizontally and vertically (usually descending)
- Vertical stacks of two, three, or more layers are fairly common
- Tilted layers are common, at times by as much as 60° with respect to the vertical
- The underside of an individual cloud can be curved or rippled, rather than flat.

EWEE 2010

The first article in the series explored just the JA-NA paths. Since that time, a fairly large amount of 2010 northern summer data were compiled on both the JA-NA and NA-EU paths, in order to characterize and compare these two different paths in more detail. Propagation reports were gathered from a variety of sources, including web-reflector postings and direct reports from the operators themselves.

In the end, the strategy was to select two different NA stations that had a lot of activity, one to JA (KØHA) and the other to EU (W7MEM), in an effort to get a coherent picture of paths radiating from one single starting point. In both cases, the data used for this report were from the openings of 19-20 June 2010. The intention was to establish a balanced view of what was taking place over essentially the same paths to those two remote destinations. As with the previous study, the idea was to look for evidence of chordal versus nE_s hops, and see if the diurnal "early peak on late peak" timing was indeed a persistent feature.

It must be pointed out that unequivocally demonstrating that a given 10,000 km path is the result of every hop coming to earth is a "hard" problem. The distances involved, the realities of geography, climate zones, human infrastructure, and human population demographics would make it a challenge to design an experiment where E_s of one form or another could happen *and* there would be a suitable population of radio operators in place and on the air at every hop footprint – oceans and polar regions are bound to get in the way.

JA-NA Path Ranges

Figure 3 shows a comparison of the JA and EU path data sets. The JA path result is much like the previous study. Except for a single KL7 at about 4,500 km, there is no other evidence of intermediate hops reaching the ground between NA and JA.

On that great circle path, the population of radio operators at all of the intermediate skip footprints (western Canada, Alaska, the Bering Sea, and the Pacific ocean) is either very low or nonexistent. Consequently, it is still unclear whether these paths are nE_s or chordal E_s .

NA-EU Path Ranges

This is the first time the NA-EU path has been explored using the current techniques. Fortunately, this path's deeper end-point provides a bit more information.

There is clear evidence of hops two¹, four, and five reaching the ground. Single hop was ignored in the study, direct hops two and three land in the vicinity of Hudson's Bay and central Greenland and Iceland before making landfall in Europe. Looking more closely at Figure 3 one can see at least two distinct populations of contacts at the four- and five-hop ranges, separated by what appears to be a skip-distance gap at about 8,500 km – where one would expect it – between hops four and five.

Figure 4 shows a great circle map centered on the average path midpoint. It shows the range of path tracks over the wilderness to finally reach the hops four and five footprints. Another interesting feature is the presence of multiple contacts from about 9,000 km to about 10,000 km, as hop five opened inland to central Europe and the Mediterranean. These are clearly at distances comparable to those required for the JA-NA path, and here those last two hops (at least) look very much like nE_s . Of course, there is nothing to say some hops might be chordal and others nE_s .

¹ The $2E_s$ was from W1 and W2 and 40° - 50° east of the great-circle path to EU, and probably not good indicators here.

* Background map credit: Joe Mack NA3T and Mike Katzmnn NV3Z, see www.wm7d.net/azproj.shtml

Early-on-Late Diurnals

The remaining measureables here are the details of the time-of-day relationships between the west-end and east-end station in each individual contact, for both the JA and EU paths. The E_s morning probability peak is from about 0630 to 1230 LST, and the afternoon/evening peak is from about 1530 to 2030 LST (see Figure 1). Figure 5 dramatically shows that *both* the JA-NA and the NA-EU contacts were made exclusively *within* this west-end east-end window overlap.

The LST time difference (9 to 10 hours on average) is set by the difference in longitude between the east-end and west-end stations. However, the *absolute* time of day is a free parameter. The fact that the actual LST at each end fits *within* the E_s peak probability times also strongly suggests that some kind of E_s mechanism is at work.

It also means that *if* a contact is in the LST early-on-late box, and *if* there is a Valley of Death, then the Valley lies *somewhere* in between the two stations.

ZL/VK-SA EWEE

The 2009-2010 southern summer provided a number of what appear to have been east-west EWEE contacts between ZL/VK and the SA west coast. Their characteristics seem to mirror those of the northern hemisphere effect. Only two or three such contacts have come to light in the 2010-2011 southern summer.

What Was Going On In the Ionosphere?

Clearly there are ionospheric processes going on that led to these uncommon forms of propagation. In order to explore this in more depth, an effort has been made to recreate the state of the ionosphere as it may have been while these events were occurring.

Ionospheric Models

Unfortunately, *directly* doing this in any detail, in three dimensions, by making measurements of the free-electron density, N_e, everywhere, is not currently possible. However, there are a large number of measurements of other relevant quantities that are made on an ongoing basis. So, while it is by no means trivial, it is possible to input those data into the known equations of the physics of the ionosphere to do a three-dimensional recreation, with generally good fidelity. There are a number of ionospheric modeling

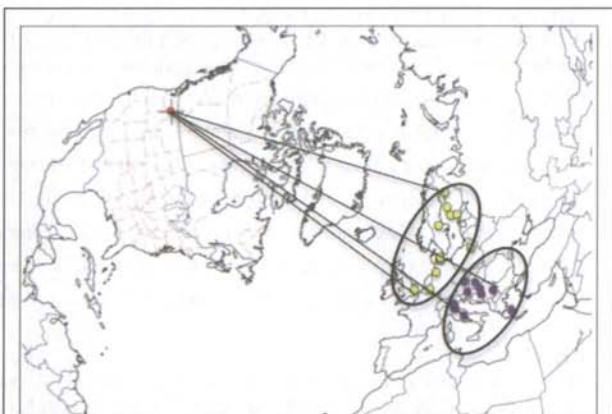


Figure 4: This great circle map* is centered on the average path midpoint. It shows the hops four and five footprints in the two ovals on the right, with circles and dots at some actual contact locations. The straight lines show the azimuthal range of the signal ray paths, and the sparsely populated regions they traversed prior to hop four.

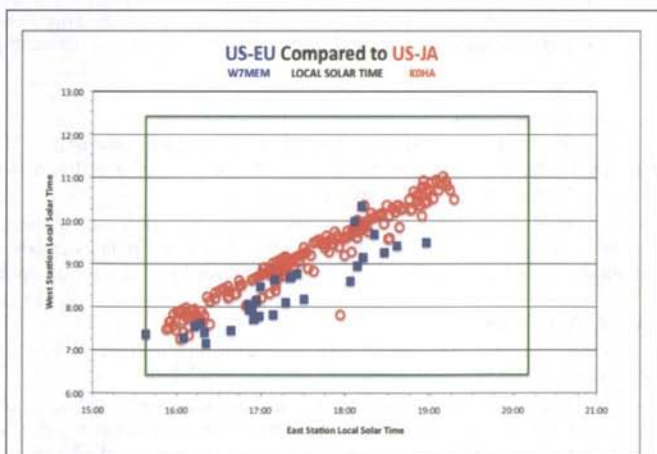


Figure 5: The circles represent each JA-NA contact LST at the west and east ends of the path. The squares represent the same for the NA-EU paths. Both clearly show the Early-Window-on-Late-Window effect.

programs that do precisely that. The model used here is called the Global Assimilation of Ionospheric Measurements model (USU-GAIM). It was developed at Utah State University (Schunk, et al. 2004). The ionospheric model was run for the entire day on the dates of the events studied. It produced a snapshot of the global ionosphere in three dimensions from 92 km to over 1,000 km for each fifteen-minute period through the day. The models were run at the Community Coordinated Modeling Center hosted at NASA's Goddard Space Flight Center.

Although the USU-GAIM model is quite good, it is a large scale, global model. It calculates values for every 4.66° of latitude and 15° of longitude. As a consequence it cannot recreate small-scale or rapidly occurring events. This includes the many manifestations of E_s . The spatial features of typical E_s are made up of many relatively small clouds, which are often in rapid motion. As a result, the USU-GAIM model is used *only* to show the location and size of the E-layer electron "reservoir", and the approximate value of its electron supply. It *cannot* show when and where the E_s occurs, but only where it likely *could* be, if the vertical compression mechanism goes to work.

E-Layer Valley

As a general rule, if one plots the value of N_e starting at the surface going upwards, N_e increases with altitude until after the F-layer peak. However, there is an exception in the E-layer, which may turn out to be important to the discussion. E-layer N_e does increase with height, but only to a point (about 105 km in Figure 6) and then it actually goes down for a bit, before it begins to climb again. This feature is referred to as the E-layer Valley (Davies, 1990). It demonstrates that there can be, in effect, at least two E-layer reservoirs to feed the formation of E_s . One corresponds to the region of the E-layer "peak" (here about 105 km), and another region of equal or higher N_e 10 to 40 km above the "peak" (here about 32 km). It is an observational fact that E_s most often tends to be seen around 105 km, however, one or two additional layers *above* the lowest one are seen at times.

20 June 2010

This is a first look at a study in progress. A lot of the available detailed data have not yet been fully explored. However, samples from various dates indicate that they may have many characteristics in common. The 20 June 2010 date was selected as the first for a more extensive review because, from NA, the band opened to EU in the morning around 0700 LST. As the Earth turned that same day, in the afternoon it opened from NA to JA at about 1600 LST (about 0800 JA). This suggested an opportunity to look at the evolution of the ionosphere over a roughly 13-hour period, where, perhaps, the same or similar conditions may have persisted.

NA-EU Path

Figure 7 shows the range of course lines for the W7MEM to EU paths, and the latitudes and longitudes covered. In latitude, the paths extend from about 40N to about 76N, and in longitude, from about 120W to

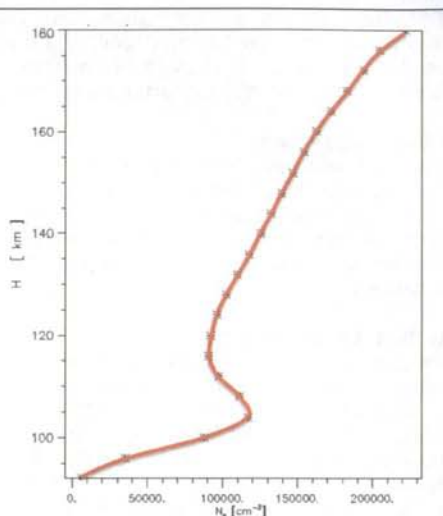


Figure 6: USU-GAIM N_e rendition for 0300 UTC 02/20/2010 at Lat -30, Lon 180. The E-layer peaks at 105 km, then drops by about 25% by 118 km, and then resumes increasing going upward toward the F layer.

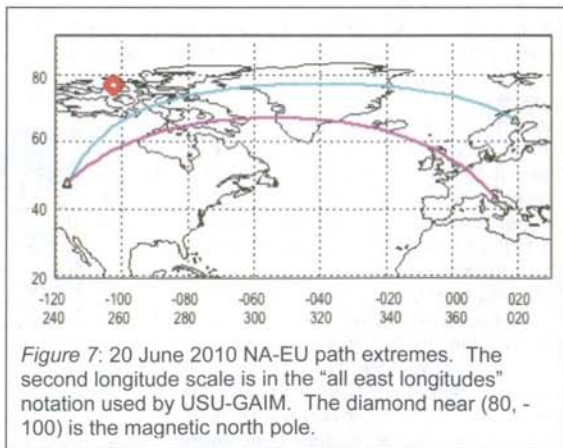


Figure 7: 20 June 2010 NA-EU path extremes. The second longitude scale is in the "all east longitudes" notation used by USU-GAIM. The diamond near (80, -100) is the magnetic north pole.

20E. There are also two longitude scales. The upper one is in the more common Longitude East and West format, here running from 120W (-120) to 020E. The lower scale is an "East only" scale used in many of the USU-GAIM displays. It simply measures everything going eastward, from 000 through 360. This scheme will be used in most of the remaining maps.

E-Layer Reservoir

Figure 8 (Lower) is a contour map of the modeled daytime E-layer reservoir, showing its broad expanse. Though N_e levels are decreasing to the north, they are adequate for E_s formation of over the path in question.

Arctic F-Layer Finger

The contour map of the F2 region in Figure 8 (Upper) shows that there was a *separate* F2 *finger* centered over Greenland at 69N and 275 km (top half of frame). It is quite separate from the *main* daytime equatorial-anomaly F2 ionization lobe (out of frame at bottom). This structure was centered very close to the Figure-7 path midpoint, and it was elongated in the east-west direction.

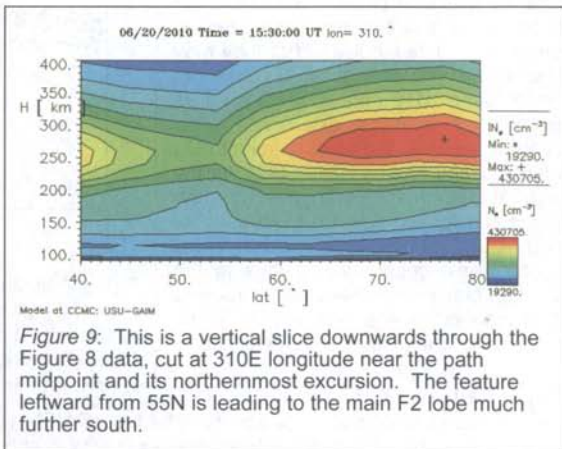
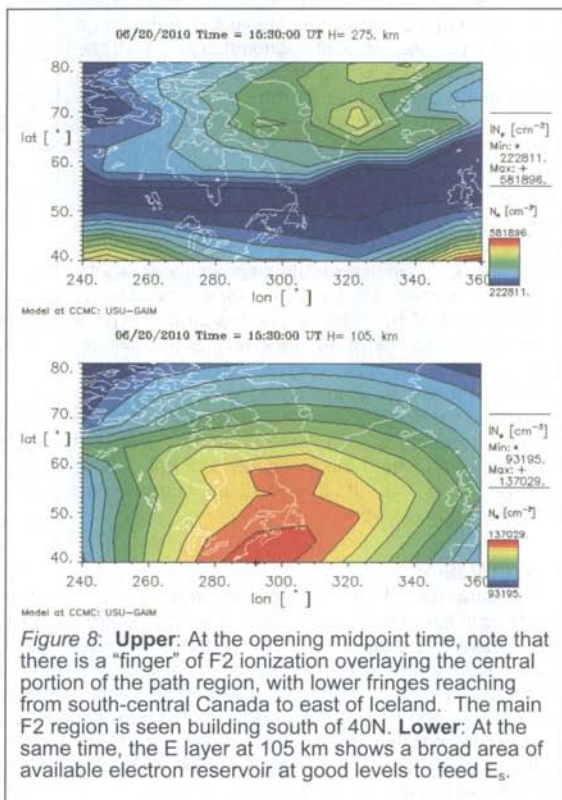
While this discussion is *not* about F2 propagation, hold onto the thought that this enhanced F2 ionization generally *overlays* the main portion of the E_s paths between W7MEM and EU. USU-GAIM is a 3D model. Figure 9 shows a vertical north-south slice down through the F2 structure along longitude 310E. It shows how this structure dominates the region from about 55N to past 80N.

E-Layer Valley Again

Figure 9 also shows the F2 high-density peaks around 250 km are pushing higher levels of ionization all the way down into the E layer. This shows that the upper ridge of the E-layer Valley, in Figure 6, is just the long, low-side tail of the F-layer ionization.

Much of the east-west path was near latitude 70N. Figure 10 shows an east-west cut through only the *E-layer Valley* portion of the ionosphere (92-135 km). The west end of the path is on the far right and the east end is on, or just past, the far left. Figure 11 shows a north-south cut along the mid-path longitude.

These show an E-layer reservoir peak near 103 km, then a valley, and starting about 115 km, there is a steadily increasing reservoir that, near 128 km, reaches the same N_e levels as the lower 103 km peak. The N_e values were on the order of $100,000/\text{cm}^3$. These are normal summertime values corresponding to MUFs greater than 15 MHz.



The point is that these conditions existed in two places in the Valley that were only 25 km apart in the vertical direction. The elevated F2 conditions above the E layer brought the upper side of the Valley closer to the lower side, so that if wind shear was around, then the opportunity for both the upper and lower level to participate was enhanced. More importantly, this condition existed over much of the entire NA-EU path.

JA-NA Path

Consider the conditions later that afternoon, looking now from NA toward JA. Figure 12 shows the path tracks. JA is a rather small target compared to all of EU. The paths are all very similar. The real difference is in how far south the paths go on the west end.

These paths don't go as far north as the EU paths. Some of those went nearly to 80N; here they are all peak at about 60N. The other difference is the ionosphere, and the F-layer in particular. The persistent ridge-like F2 peaks tend to track 10°-20° north and south of the magnetic equator. Due to the magnetic equator's inclination to the geographic equator, the angles of these ridges are somewhat different over the Pacific than over the Atlantic.

Arctic F-Layer Finger

Figure 13 (Upper) shows that there is also a northern finger or ridge-like F2 feature of locally enhanced ionization that seems disassociated with the persistent diurnal F2 equatorial anomaly ionization maximum further south. Unlike the NA-EU case, where the ridge overlaid almost the entire path, the Pacific ridge was south and west of the optimum location and was only associated with about the eastern half of the path.

E-Layer Reservoir

Figure 13 (Lower) shows that the shape of the normal E-layer ionization patch, which provides electrons for E_s , was shaped and centered in the northern Pacific in such a way that it produced a nearly constant of reservoir ionization on the path from western Canada until Japan.

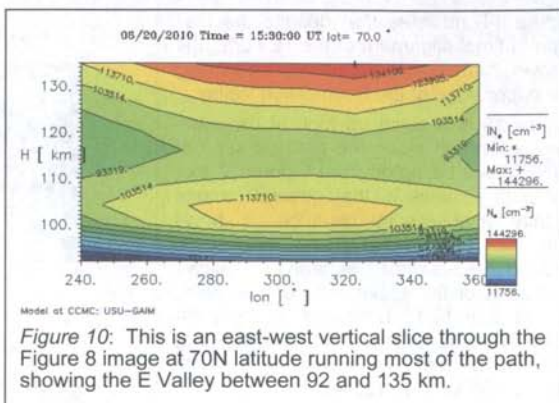


Figure 10: This is an east-west vertical slice through the Figure 8 image at 70N latitude running most of the path, showing the E Valley between 92 and 135 km.

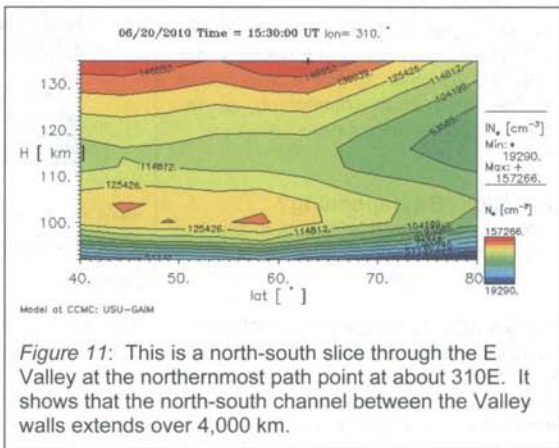


Figure 11: This is a north-south slice through the E Valley at the northernmost path point at about 310E. It shows that the north-south channel between the Valley walls extends over 4,000 km.

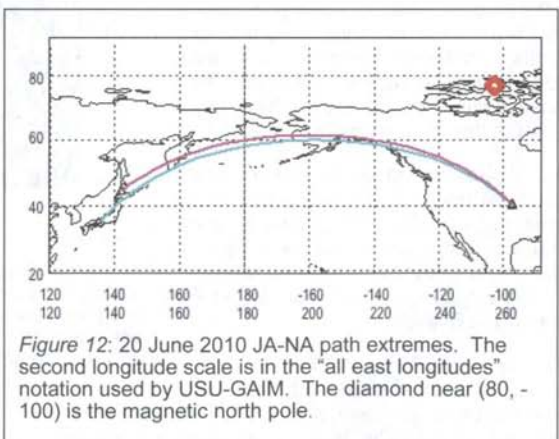


Figure 12: 20 June 2010 JA-NA path extremes. The second longitude scale is in the "all east longitudes" notation used by USU-GAIM. The diamond near (80, -100) is the magnetic north pole.

Figure 14 indicates that despite the less than optimal alignment of the F2 ridge, the F-layer ionization is apparently enhancing the upper edge of the E ionization Valley.

Figure 15 is a close up look at the east-west ionization along the path as seen at 55N. It will be noted from Figure 12 that the path remains in that general latitude vicinity for quite some distance. It shows that, like the NA-EU case, there is a second region of enhanced E-layer ionization of the upper side of the valley that is only 10-15 km away. In the east-west direction this seems to provide a *channel* for the development of E_s both around 105 km and 125 km.

Finally, Figure 16 shows a north-south cut near the path midpoint, along latitude 190E. Here again, there is a resemblance to the NA-EU case in that it also shows that the north-south dimension of the channel region is quite extensive.

What Might Be Happening?

In order to address this question, the first step is to focus on defining the problem.

Why Shouldn't These Paths Work?

The initial concern was that the paths were so long that ordinary nE_s would be so attenuated by absorption and scattering after so many sky and ground encounters that there would not be enough signal left at the far end. This led to suggestions that tilted-layer chordal hops, chordal skip ducting between layers, or even progressive refraction during long passages through ionized regions, might preserve the signal strength sufficiently.

Though arguments have been advanced, it has never been conclusively shown that it could *not* be nE_s. Nevertheless, some amazing propagation involving chordal modes (Kennedy 2003) have shown up in the F layer, so it is reasonable to explore them in the E layer.

There is another issue that has emerged in looking at this problem and that is the matter of the long-known diurnal pattern of E_s, as discussed and diagramed in Figures 1 and 2. What is seen is that paths like JA-NA and NA-EU seem to only work consistently when the west-end early and east-end late probability peaks overlap. It suggests that something must be happening in the *middle* of the path to get over the hump.

Why Do They Work?

The answer to that is still unknown, but the limited work on this so far suggests a couple of hypotheses.

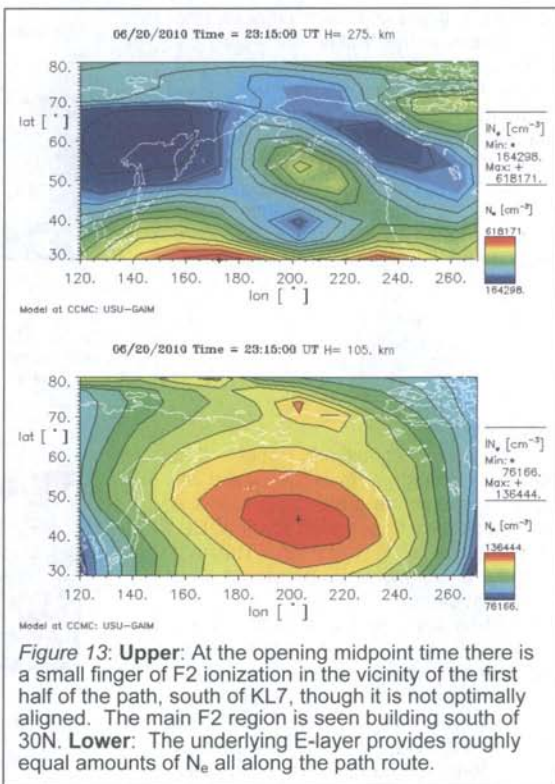


Figure 13: **Upper:** At the opening midpoint time there is a small finger of F2 ionization in the vicinity of the first half of the path, south of KL7, though it is not optimally aligned. The main F2 region is seen building south of 30N. **Lower:** The underlying E-layer provides roughly equal amounts of N_e all along the path route.

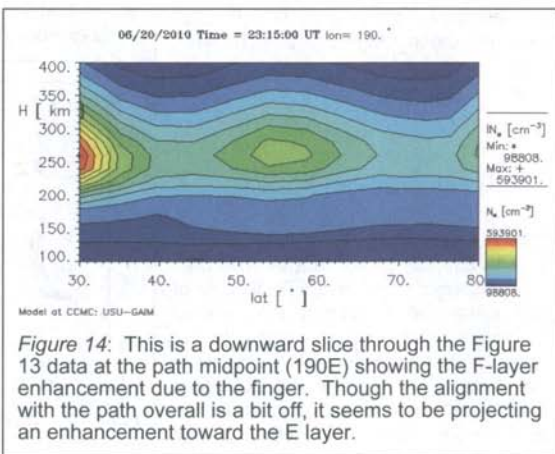


Figure 14: This is a downward slice through the Figure 13 data at the path midpoint (190E) showing the F-layer enhancement due to the finger. Though the alignment with the path overall is a bit off, it seems to be projecting an enhancement toward the E layer.

F-Layer Ionization Above and Channels in the E-Layer Valley Below

Proceeding from the following observations:

- There is a known E-layer Valley
- E_s has been observed at least as high as 150 km, although it is rare that high
- Multiple E_s clouds between 100 km and about 135 km are more common
- Wind shears and vertical motions are all associated with the actual occurrence of E_s
- Though the diurnal E_s probability is lower at the path midpoint LST, the N_E reservoir is *maximum* there,

consider the following scenario:

It is plausible that E_s occurrences in a given region would be *enhanced* if the upper branch of the Valley (fed by the F layer) were squeezed down, physically closer, to the normal E-layer peak. If the two comparable levels of ionization were closer together, they could more easily participate in the available wind-shear engines at about the same time. This would lead to E_s clouds at, say, both 110 and 125 km, more or less simultaneously. If this were the case, then an important factor in these unusually long E_s links might be the positive influence of *having a well-ionized F region above the E-layer path*.

Only two openings have been examined in this detail yet, so the statistics are very shaky. Nevertheless there are a couple of apparent possibilities. In both the NA-EU and JA-NA openings, it appears that there was a *channeled* E layer (not a single layer) at 105 km, about 25 km high, and 3,000-4,000 km wide that extended over much, or all, of the path. This could have led to a couple of things, beyond just good conditions, all the "old" ideas are still on the table, perhaps even enhanced by the following conjectures:

Doubling the Odds – Much of the time E_s is not composed of a single sheet of intense ionization thousands of kilometers wide and long. Most E_s is made up a conglomeration of many, relatively small (up to 100 km horizontally), very thin clouds (tens of meters to a few kilometers vertically). Usually they are in motion, with the E-layer winds. As a result, E_s is usually porous; the signal not only hits the clouds and maybe skips, but also passes through the spaces in between them and keeps going up. If there were two (or three) sets of cloud producers, one above the other, the odds of getting an nE_s hop, or an ordinary chordal hop, goes up.

Bottomside-Topside Ducting – This physical configuration may also set up the between-layers ducting situation mentioned earlier. There is no way to tell for sure, but if Bottom-Top ducting were to happen, it would appear that this "channel" structure would be the ideal setting for it.

Discussion and Conclusions

The intention of this study was to look further into the east-west EWEE phenomenon to see how it behaved at different longitudes. In the northern hemisphere, it reviewed the well-known JA-NA path with more and new data, and added a comparable study of the NA-EU path. It would be useful to look at the EU-JA path, but at the time there were insufficient data available to do it justice. Perhaps, this will be

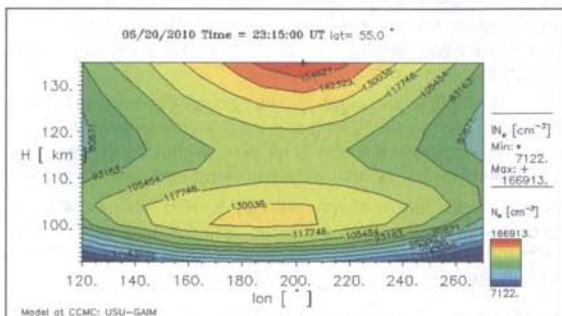


Figure 15: This is an east-west vertical slice through the Figure 8 image at 55N latitude running most of the path, showing the E Valley between 92 and 135 km.

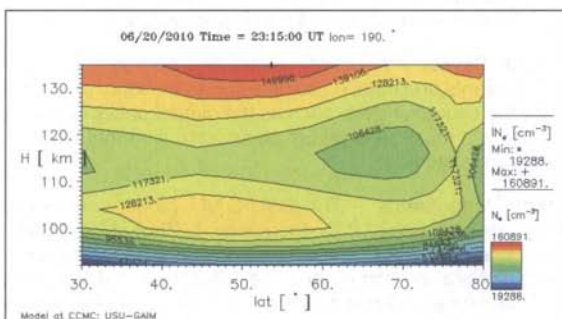


Figure 16: This is a north-south slice through the E Valley at the northernmost path point at about 190E. It shows that the north-south extent of the channel between the Valley walls is over 3,000 km.

possible in the future.

One concern that has been raised in the past has been whether there could be an E_s path behaving according to mid-latitude "rules", if it involved latitudes as far north as 60N to 76N. It is common to talk about the transition from mid-latitude E_s to auroral E_s being at about 60N. However, this boundary actually has a wide range, depending on whether it is day or night and whether the geomagnetic field is quiet or active.

On the daytime side of the Earth the auroral oval is pushed rather far to the north, perhaps as far 80N. In the present case, the path midpoints were all on the daylight side. Moreover, during quiet geomagnetic times, such as have prevailed these last few years, the ionosphere south of the (northern) auroral circle has the same seasonal and diurnal rules at ordinary "mid-latitude" E_s (Hunsucker and Hargreaves, 2003). Thus, it may well be that the unusually long quiet Sun may have something to do with the amount of this propagation seen in recent years.

East-west EWEE propagation still has all the earmarks of an E_s propagation mode, or modes. The biggest clues are the fact that it is a local summer-season event, and it exhibits a quite rigid adherence to the diurnal E_s early-on-late effect. Almost without exception, the west-end stations are in their morning peak E_s probability window, while the east-end stations are in their afternoon-evening E_s probability window.

The maximum range of any path by EWEE will probably be constrained by the geographic limitations of the early-on-late overlap. In detail, this distance varies with station latitude. Lower latitudes have longer geographically possible early-on-late distances going out beyond 14,000 km. Typical maximum values at mid latitudes are in the neighborhood of 11,000 km.

Conclusions – The findings regarding EWEE from this more extended study are:

1. The evidence remains strong that these events are some form of E_s ;
2. It is not clear whether some of these hops were chordal E_s modes;
3. Like the 2010 study, there is good evidence for nE_s playing a role for at least some of the hops;
4. The character of the JA-NA and NA-EU phenomena seem to be essentially the same;
5. F-layer enhancement of the E-layer Valley may play a role;

A Final Caveat – Although the studied openings and paths appeared representative of other known similar events, the detailed comparison to the ionospheric model was restricted to this one 24-hour period. While the characteristics, such as the diurnal patterns, were essentially the same as many other observed events, one must be cautious about assuming that the conclusions here are generally valid, until more samples are studied.

Acknowledgements – The USU-GAIM Model was developed by the GAIM team (R.W. Schunk, L. Scherliess, J.J. Sojka, D.C. Thompson, L. Zhu) at Utah State University. The authors wish thank the USU-GAIM team and the Community Coordinated Modeling Center group at the NASA Goddard Space Flight Center for sharing and running the ionospheric models presented here. They also thank Bob Culbertson, WA3YQG for assistance in identifying useful research papers regarding the link between meteors and E_s .

References

- Haldoupis, et al., 2004, A study of tidal and planetary wave periodicities present in midlatitude sporadic E layers, *J. Geophys. Res.*, 109, A02302, doi: 10.1029/2003JA010253
- Haldoupis, et al., 2007, An explanation for the seasonal dependence of midlatitude sporadic E layers, *J. Geophys. Res.*, 112, A06351, doi: 10.1029/2007JA012322
- Higasa, Han JE1BMJ, 2006, *SSSP: Short-path Summer Solstice Propagation*, CQ Ham Radio, September, (in Japanese, see Higasa, 2008)
- Higasa, Han JE1BMJ, 2008, *SSSP: Short-path Summer Solstice Propagation*, CQ VHF, Fall, p 12 (English translation of 2006 article)
- Hunsucker, R.D. and Hargreaves, J.K., 2003, *The High-Latitude Ionosphere and its Effects on Radio Propagation*, Cambridge University Press
- Kennedy, James KH6/K6MIO, 2003, 50 MHz Long-Path Propagation, Proc 37th Central States VHF Society Conference, p 84, ARRL. Available on ZL4AAA's website: www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm
- Kennedy, Jim KH6/K6MIO, 2011, *Extreme Range 50 MHz Es: nEs or Chordal?*, DUBUS, 4, 2011, p 22
- Schunk, R. W., et al., 2004, *Global Assimilation of Ionospheric Measurements (GAIM)*, *Radio Sci.*, 39, RS1S02, doi: 10.1029/2002RS002794.
- Whitehead, David, 1997, *Sporadic E – A Mystery Solved? Part 2*, QST, November, p 48
- Younger, et al., 2009, *The sporadic radiant and distribution of meteors in the atmosphere as observed by VHF radar at Arctic, Antarctic and equatorial latitudes*, *Ann. Geophys.*, 27, 2831-2841

Another Philosophy for Digital Meteor Scatter

by Klaus von der Heide, DJ5HG

1. The Motivation

Scattered pings from underdensely ionized meteor trails are short and usually rare. The footprints on Earth mostly are stripes a few tenths of kilometers wide, and they move at speeds comparable to those of the meteors or even much faster. The chance to loose information from station **A** by simultaneously receiving another station **B** is negligible - even if all European stations are TXing at the same time on the same frequency. The only problem is the tropo-propagation. But that is quite an other point. The question therefore is: Why do most skeds run outside the calling frequency? Why are skeds necessary at all? Why not simply call CQ on the calling frequency and wait for replies?

QSY is not required by the characteristics of the meteor scatter channel and not by the spacial distribution of the radio amateurs. It is caused by the characteristics of the WSJT program [1]. It is this cognition that led the author to search for a quite different digital meteor scatter mode. FSK441 has only one decoder window for everything which looks like an FSK441-signal. It is not easy in a meteor shower to pick out what belongs to your own QSO. Indeed, running the QSO on an own frequency not only reduces the amount of received signals, it also increases the confidence in the decoded information. A received RRR without further information is pure garbage on the calling frequency while it confidently confirms your QSO, if received on your personal QSO-frequency.

The confidence into the received information is an important feature. A real digital communication provides the end-user with correct information. If there is any doubt, the decoded result must be suppressed. In this sense, Packet Radio and Pactor2/3/4 are real digital modes, while PSK31 and FSK441 leave the final decision upon the acceptance to the end-user. So the decision, at least partly, is made outside the automatic communication system. That characterizes the analog modes.

The usual standard procedure of a meteteor scatter QSO is a **Finite State Machine** (FSM) with six states. In a QSO two such FSMs are connected via an extremely unreliable radio channel. The initial intention of the author was to design a digital mode for meteor scatter on 144 MHz with reliability of the decoded information as high that both FSMs can run automatically without user interaction. It will be shown in the final chapter that the new mode PSK2k fully reaches this goal.

2. The QSO as a Finite State Machine

The standard procedure for meteor scatter uses six different messages. Some simple rules determine which of these messages has to be sent at a time. The different possibilities where we actually can be in this procedure are called **states**. Such a system with a finite number of possible states and deterministic rules about the transitions between states is called a **Finite State Machine** (FSM). A usual description of an FSM is the **state diagram**. The state diagram of the standard procedure is shown in figure 1. Transitions for cases where the machine obviously failed because of impatency of an operator (as in the case when I transmit **B de A R report**, but receive **CQ de B**) are not shown for simplicity.

Running a QSO means to connect two such FSMs via the very unreliable meteor scatter radio channel as shown in figure 2. The communication system consisting of the channel and some hardware and software around it, has the task to more or less completely **hide the unreliability** of the channel, i.e. it is the task of this system to make the decision which of the 6 different message types has been received from the other end. This makes clear that the standard procedure is a slave of the communication. It really is a simple machine that depends solely on the decisions of the communication system. As a consequence, the probability to run a QSO sucessfully until the confirmation only depends on the reliability of the communication system. It will be discussed in later chapters how this can be achieved.

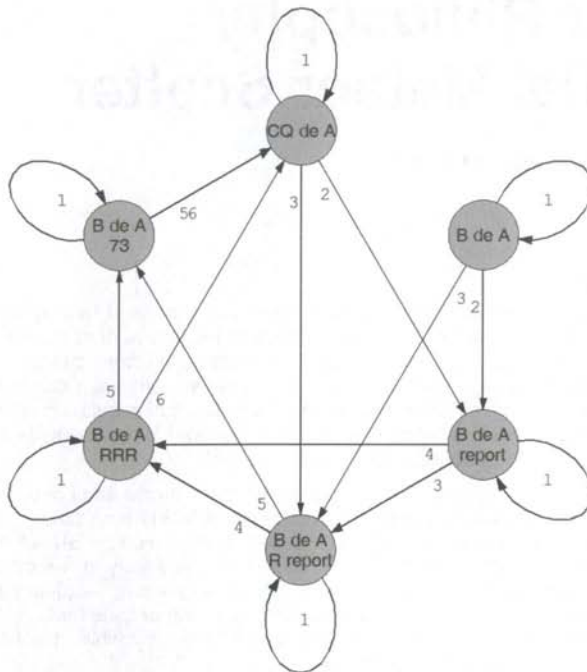


Figure 1. The standard QSO-procedure as a Finite State Machine. The grey circles are the possible states of station A. The actual state of a station is given by the actual transmission. The transitions from one state to another are initiated by (reliable) receptions from the other station B. These transitions are drawn as arrows. The numbers at the arrows denote the condition under which the transition will happen. The possible received messages are:

- 1 no reception of the following types or reception of the same type which led to this state
- 2 A de B
- 3 A de B report
- 4 A de B R report
- 5 A de B RRR
- 6 A de B 73

3. The Problem with the Bitrate

To filter the own QSO-messages out of the decoded output needs (1) information upon both callsigns in the QSO and (2) very high confidence in this information.

FSK441 encodes every character into three sequential symbols of a 4-FSK transmitted with 441 Baud. The character-rate therefore is $441/3 = 147$ characters/second. A typical ping of length 0.1 s then can communicate $147 \cdot 0.1 \approx 15$ characters which is tight for two usual callsigns plus report. And even more: There is no space for any error correcting code plus checksum etc.. If an alphabet of 43 characters is used, then each character corresponds to $\log_2(43) = 5.43$ bits. Therefore the bitrate of FSK441 is $147 \cdot 5.43 = 797.7$ bits/s. For a digital mode with an error correcting code and a sufficient checksum, the datarate on the radio channel must at least be twice of that.

For his first try to reach such rates the author used GMSK. This retains the advantage of a constant amplitude of the TX-output. The results were discouraging, because simulated weak pings could not be decoded by two reasons: Phase distortions prevented coherent detection, and GMSK has not enough sensitivity. So I decided to give up the demand for constant TX-output. And indeed, doublesideband modulation with 2000 bits/s at a bandwidth of 2000 Hz, but at half the average transmitted power satisfied all other demands:

- (1) low error rate of the raw data
- (2) high data rate of 2000 bits/s
- (3) low bandwidth of 2000 Hz fitting the needs of a usual SSB-transceiver

That was the real starting shot for the design of a new digital mode for meteor scatter in December 2010.

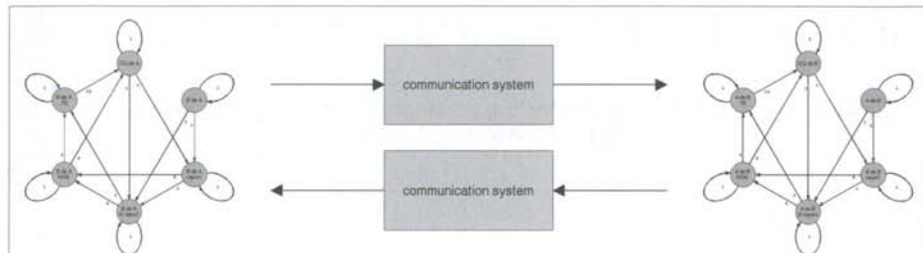


Figure 2. The complete QSO-machine consists of the FSMs at both ends and the communication systems for both directions. The two communication systems are mutually switched ON/OFF for the period length. The time is synchronized to UTC at both ends. The task of the communication systems is to transport the actual state of a station reliably to the other. It is not the 'RRR' as some letters a station wants to get as the final confirmation of a QSO, it is the reliable information that the other station really is in the state of sending the 'RRR'. This received state information is the input into the own FSM. And the **decision** upon the possible transition to a new state only is **based on this received information** about the state at the other end. If any state information is sent via chat in the internet, then the QSO is made via the internet. The communication system then is unnecessary, because it cannot increase the knowledge upon the state at the other end. This knowledge is the basis of a dialog. The knowledge whether there is a ping displaying some RRRs or not, when I already know that the other end sends RRRs is useless.

4. The Modulation

The digital-to-analog conversion of the bitsequence is done by replacement of every bit by a fixed pulse-function multiplied with +1 if the bit is 1 and with -1 if the bit is 0. The pulse-function is sampled at a standard sampling rate. The pulse function used in PSK2k is a sinc function as shown in Figure 3. Figure 4 explains how the PSK2k-signal is generated from a given bitsequence by adding all these individual pulse functions. The resulting signal (figure 4b) now has to be modulated.

The signal of figure 4b is multiplied with a sine-wave of 1500 Hz. The result is the Double-Side-Band signal shown in Figure 5. This is the audiosignal that is shifted by the SSB-transceiver to the target frequency. It is called a BPSK signal because the phase is 0° where the binary values (the red dots in figure 4) are +1, and 180° where they are -1. But in reality, it is an amplitude modulation with suppressed carrier.

The spectrum of the baseband signal of figure 4b reaches from 0 to 1000 Hz with a sharp falling edge at 1000 Hz. Therefore the amplitude modulated signal of PSK2k is rectangular, and it extends from 500 Hz to 2500 Hz with extremely sharp edges. This bandwidth is less than that of FSK441 - on the premises that the PA is not run into power limitation.

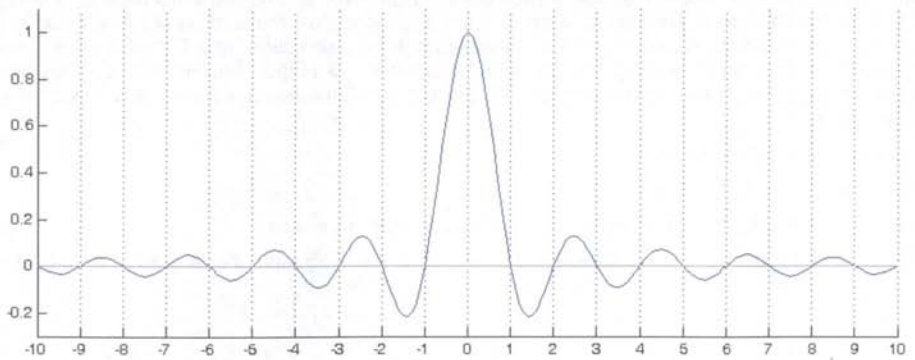
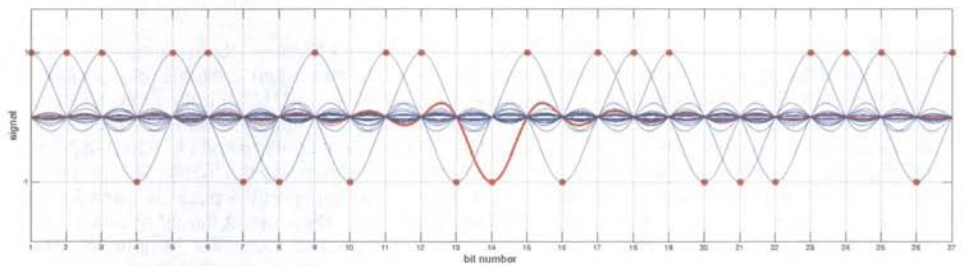
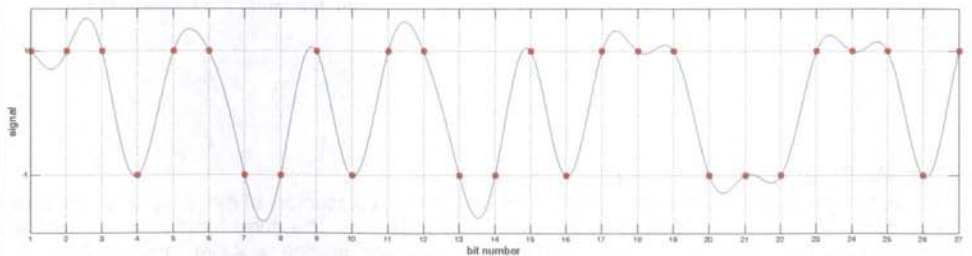


Figure 3. The sinc-pulse. It is infinitely long to both sides with slowly decreasing amplitude. It has zeros at $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$



a.



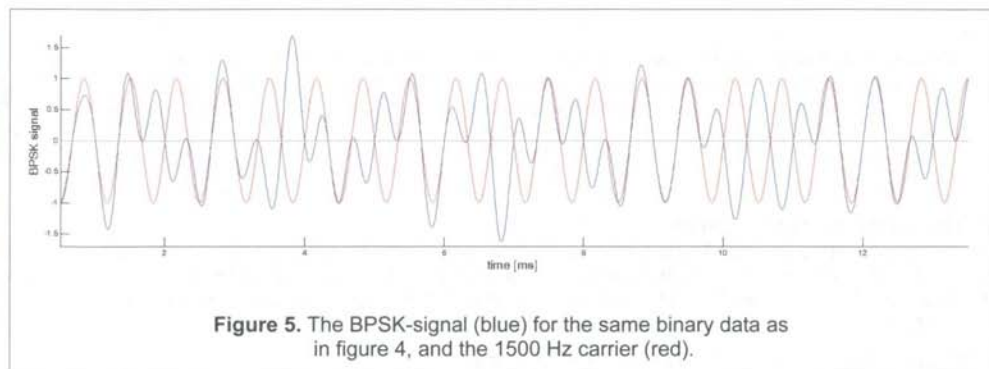
b.

Figure 4. Generation of the PSK2k baseband signal. The example bits [1 1 1 0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 1 1 1 0 1] are replaced by the values $v = \pm 1$. These values are replaced by v times the sinc-function. All these functions are shown as blue lines in figure 2a except for one which is colored in red for demonstration. It is obvious that all other functions have a zero where one function has its value 1 or -1. The sum of all sinc-functions in figure 2b therefore goes through all the values v which are marked as red dots.

The horizontal spacing of the bits (1.0 in the figure) corresponds to 0.5 ms because of the bitrate of 2000 bits/s. The PSK2k-signal is an analog signal. But the PSK2k program generates it at a user-chosen sampling rate. If the sampling rate is 32000 for example, the spacing is 16 samples.

5. The Very First Real-Life Test

The basic concept was chosen in a few weeks. To get confidence that the enormous programming effort for a reliable PC-based mode would not be in vain, I generated an audio track for a real-life test. Peter, SM2CEW, was so kind to transmit this test on evening Jan 26, 2011. The test was negative. I simply got not a single decode, I also didn't hear any ping. We tried again the next day. Now I got a few weak pings, all decoded with a frequency offset very near to 200 Hz. In fact, I had set the limit for the frequency offset to ± 200 Hz. I increased this limit to ± 300 Hz and decoded the record of the previous day again. It gave two decodes of tiny pings with frequency offset slightly above 200 Hz - not much, but very encouraging, because really weak pings were completely decoded and no garbage produced within the test time.



6. The Basic Idea

All the basic ideas were born while the author wrote three articles for a special magazine [2,3,4] - two of them concerning FSK441. FSK441 uses the characters of the alphabet as the basic information packets. The advantage of these very short packets of only 6.8 ms length is that a ping can be used from it's rising out of the noise until it vanishes there. But there are several disadvantages:

- (1) There is no chance for error detection and error correction.
- (2) The output is not aligned (a **CQ DJ5HG** may look like **HG CQ DJ5**).
- (3) The received information cannot automatically be associated with actually running QSOs.

On the other hand, with a bitrate of 2000 bits/s we could transmit 200 databits in a typical pinglength of 0.1s. Since two callsigns plus some QSO-information is much less than 100 bits, there is much freedom for error correction and error detection, if a packet of about 200 bits is used.

But it is not sufficient, simply to receive the databits. We also must know, which of the databits is the first bit of the packet. The simplest way is to use a fixed bitsequence as a header. As a consequence, the effective bitrate then is reduced by the value (length of header) / (length of packet).

A CQ-call only transmits one callsign. So a CQ contains less information than a reply. If a fixed packet format is used, then there are some information bits free for other information. Extensive discussions with Roger, GW4WND, led to many details of the current implementation of the new digital mode PSK2k presented in the following chapters. One of these details is the transmission of the QTF with a CQ. PSK2k can use three period length: 15s, 30s, and 60s. The period also is sent with a CQ.

When a QSO is established - after exchanging the callsigns - the messages for report, roger, and 73 contain a few bits only. The larger portion then is the address information. This address information need not to be transmitted in the same encoding as it is done to exchange the callsigns. A basic idea of the design of PSK2k is to use a binary representation of the addressed callsign as the packet header in all messages of a QSO following the exchange of the callsigns. As a consequence, PSK2k uses several different packet formats. The principle of packet formation is shown in figure 6.

source	#bits	code	code length	packet
address	54	unencoded	54	
packet type	2	convolutional		interleaving 216 bits
information	52	convolutional	162	
check	15	encoding		

Figure 6. A PSK2k packet has 216 bits. It contains 54 address bits unencoded. The other information of 2 bits, which determine the packet type, 52 bits of information to be sent, and 15 check bits, are encoded by a convolutional code with constraint length 13 and code rate 1/2.

7. The Address Bit Patterns

All PSK2k-packets contain 216 bits. 54 bits are address bits used for synchronization, and 162 bits are a codeword. The address bits are interleaved with the codeword: Bits 1,5,9,13,... of the 216 packet bits are the address bits. The spreading of the address bits all over the packet guarantees that even a very short ping will contain enough address bits for a successful synchronization.

PSK2k uses two different binary address types of 54 bits:

The **general address** is used for all transmissions addressed to everybody, i.e. CQ calls, QRZ calls, and QSTs. The general address has the unique bitsequence

```
001111011110010101000100111011000101011000010001001011
```

The private **address** is used to address a target callsign. It is unique for every callsign. The address for DJ5HG for example is

```
000011110101100101010101001110010001110101010110011
```

The encoding of the address is specified in the PSK2k-documentation [5].

8. The Error Detection

Error correction and **error detection** are different aspects, and they need different solutions. An error correcting code is used to maximize the rate of information bits over a channel, which in our case of meteor scatter pings means to maximise the information transported by a ping. If the ping is too short or too noisy, then the error correction fails, and the decoded result is worse than it would be without using such a code. It is the purpose of an error detecting code, to separate correct and false decodes confidently. The lack of an additional error detecting code can be very irritating as in JT65. The deep search decoding method even contradicts any such code. Or in other words: Deep search cannot be used if a communication system does what it should do: to give reliable results.

Error Detecting Codes usually are systematic codes. A systematic code is one that starts each codeword with the information bits unmodified. The additional bits are called parity bits or check bits. These bits are generated from the information bits by a fixed algorithm. The receiver first decodes the outer error correcting code. Then it simply generates the parity bits from the decoded information bits and compares them to the decoded parity bits. If there is any difference, the message is discarded.

The capability of error detection is limited. If only one parity bit is used then on average every second faulty message would be accepted by random. In the case of n parity bits the probability of accepting a faulty message is not lower than 2^{-n} .

The error detection in PSK2k generally is based on residual codes. This means that the information bit array is interpreted as a natural number z . The parity bits are computed as the binary representation of the residual of the division of z by a fixed quotient r .

Examples with $r=31$.

binary information arrays 0000010001 1000111101 1111010010

z 17 573 978

remainder 17 15 17

parity bits 10001 01111 10001

If r is a prime number then the chance to get acceptable parity bits in case of a received random bit sequence is $1/r$. PSK2k uses three different values of r : 32051, 8009, 4093.

9. The Error Correction

PSK2k uses two different convolutional codes for error correction. These codes and details of the encoding are described in [5]. Both codes result in 162 bits. The 54 address bits are inserted in a regular manner leading to the packet of 216 bits as described in chapter 7.

10. Data Interleaving

The convolutional code for CQ-calls and replies generates two sets of 81 bits (162 in total). The bits of these sets are counted from 1 to 81 and colored green and cyan in figure 7. Data interleaving means that the sequence of the databits sent on the radio channel is other than their original sequence. Figure 7 shows the arrangement of the bits in the packet.

Any set of 11 sequential bits of a PSK2k-packet contains information upon every bit of the encoded information. This does not mean that the transmitted information can be reconstructed from 11 sequential bits, which corresponds to 5.5 ms. But it means that all such short sequences influence every information bit by the same strength. If for example, a ping has a very sharp peak, as it occurs on 70 cm, then the few databits within the peak give benefit to each bit of the finally decoded information. So it is completely arbitrary how the received energy is distributed within a ping. Only its sum compared to the noise power determines upon decodability of the received packet. This is demonstrated in figure 8.

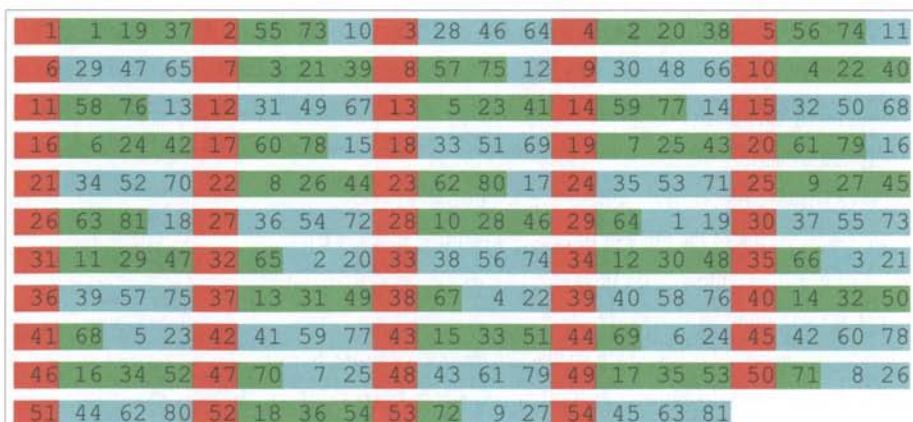


Figure 7. Arrangement of the address bits (red), and the bits of the two sets of 81 data bits of the convolutional encoder (green and cyan) within the PSK2k-packet. The bitsequence of the packet must be read row-wise in this diagram.

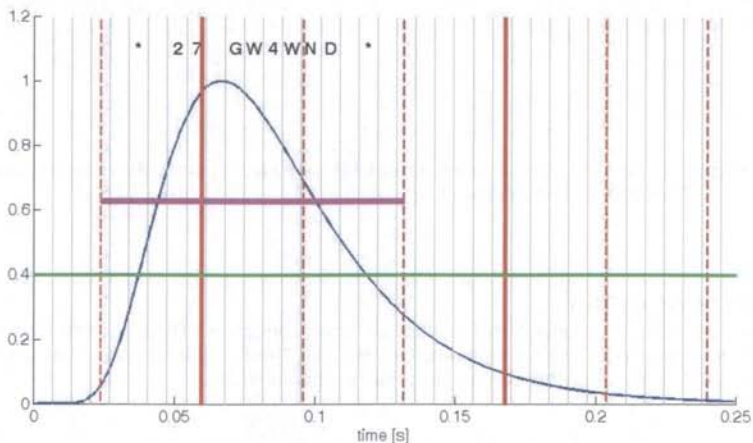


Figure 8. The amplitude of a typical ping on 144 MHz as a function of time (blue line). The noise level is indicated by the green line. The vertical gray lines define the grid of sequential characters of FSK441. Only 11 characters are above the noise level. So a message like GW4WND DJ5HG 27 27 will only be received partly. A PSK2k-packet is 0.108 seconds long as indicated by the two bold red vertical lines. But the PSK2k-receiver also finds packets shifted by $\pm 1/3$ of a packet as indicated by the dashed red vertical lines. The best synchronization is selected to be decoded. The bar in magenta color shows the best choice and the level of the mean amplitude. This mean level is well over the noise. Therefore the packet can be decoded to a very reliable complete message.

11. The Source Codes

PSK2k uses several different source code formats, which all are discussed in the documentation [5]. To give some insight, we only discuss here the addressed contest message with report, roger, contest number, locator, QTF, power, and antenna. The final bitpattern of the information has 54 bits.

This bit array starts with the message type bits **10**. The information itself is encoded into the following 52 bits:

Let be

R the roger bit (0: no roger; 1: roger)

s a report index (starting index is 0).

The list of possible reports is { 0dB, 3dB, 6dB }

i the index into the list of the number of decodes (starting index is 0).

The list of possible number of decodes is { 1, <4, <8, <16, >15 }

n the contest QSO-number ($0 < n < 1416$)

q the index into the list of possible QTF-values in degrees (starting index is 0).

The list of possible QTF-values is the QTF in steps of 5 degrees { $0^\circ, 5^\circ, 10^\circ, \dots, 355^\circ$, 'round horizontally polarized', 'round vertically polarized' }

L an array of 6 indices that defines the Maidenhead locator (starting indices are 0).

The indexed alphabet of the first two indices is ABCDEFGHIJKLMNOPQR

The indexed alphabet of the last two indices is ABCDEFGHIJKLMNOPQRSTUVWXYZ

The indexed alphabet of the two indices between is 0123456789

p an index which specifies the actual transmitter power (starting index is 0).

The indexed list is { 10W, 25W, 50W, 100W, 250W, 500W, 1kW, 2kW }

g an index which specifies the actual antenna gain (starting index is 0)

The indexed list is { 0dB, 3dB, 6dB, 9dB, 12dB, 15dB, 18dB, 21dB }

The information bit array now is assembled:

bits(1...2) 1 0

bit(3) R

bits(4...22) binary representation of $370 \cdot (n-1) + 5 \cdot q + i$

bits(23...48) binary representation of the following number:

$$18662400 \cdot s + 777600 \cdot L(6) + 32400 \cdot L(5) + 3240 \cdot L(4) + 324 \cdot L(3) + 18 \cdot L(2) + L(1)$$

bits(49...51) binary representation of p

bits(52...54) binary representation of g

Example: Let the actual data be no roger, report is 3dB, only 1 ping decoded, contest number is 35, QTF is 65°, the locator is JO53IM, transmitting power is 600W, antenna gain is 17dB. The above variables then are:

R=0, s=1, i=1, n=35, q=65/5=13, L=[9, 14, 5, 3, 8, 12], p=5, g=6.

With these values we finally get the bit array

1000000011000101110011001101101011110100011111010001101110

15 parity bits are generated by the following procedure:

- (1) The binary patterns of both callsigns in the QSO are appended to the binary pattern above.
- (2) The resulting binary number is divided by $r=32051$.
- (3) The remainder of the division (15 bits) is appended to the above pattern giving 69 bits.

These 69 bits are encoded with the convolutional code resulting in 162 bits. The interleaving as shown in figure 7 finally leads to the 216 packet bits.

The baseband signal is generated from this packet following figure 4. Multiplication with the sinewave of the carrier of 1500 Hz finally leads to the transmitted signal.

12. The Graphical User Interface

The Graphical User Interface (GUI) of PSK2k as shown in figure 9 is similar to that of WSJT with FSK441: There are displays of the signal and the spectrum, there is the standard procedure to select a message manually, and there are some buttons for program control. But there are large differences in the details:

- (1) There are three decoder windows instead of one:

The upper window displays all messages addressed to all users, i.e. CQ calls, QRZs, QSTs.

The lower window displays all messages of the actual QSO.

The window between displays calls to this station which are not replied until now.

- (2) There are two buttons **normal** and **contest** to generate the standard procedures for the normal mode and for the contest mode.

- (3) There is a bar of four buttons **manual** **QSO** **reply** **CQ** to select the different automatic modes of PSK2k.

The PSK2k UserGuide [6] offers a detailed description of all features.

13. The Automatic Operation

If one already for half an hour had sent RRR to confirm a QSO, but got nothing back, then impatience reaches a level, where one decides to stop the transmission. After this decision you may get via chat in the internet 'I still need your RRR'. What to do now? If you decide to start with RRR again, then this decision solely is based on information transfer via the internet. Indeed, the QSO via the radio path is completely lost, when you make the decision to stop the transmission. He simply failed to communicate his QSO-state (A de B R report) within a time interval given by your personal impatience. If you now want to send him the RRR, then send it via the chat.

The FSMs as shown in figure 1 and figure 2 base their decisions of state transitions solely on received messages. The scenario mentioned above really happens. Or the other station gets the RRR immediately after you started sending them. He is happy and switches the station off. My FSM then would send the RRR until the end of the universe. This makes clear that the simple FSM must be extended by something that corresponds to my impatience. PSK2k uses two timers for this purpose. All timers can individually be set in minutes:

- (1) A timer limits the time to transmit the same packet. The timer is reset by every decode belonging to the running QSO. If the TX is stopped by this timer, it immediately starts again, if any message belonging to the running QSO is decoded.
- (2) A timer limits the time to keep up the running QSO. The timer is reset by every decode belonging to the running QSO. If the QSO is stopped by this timer, it can only be resumed manually.

14. The PSK2k-Receiver

The receiver is the most complex subsystem in the PSK2k-program. We will discuss only some aspects here. The first stage of the receiver is a Hilbert filter, which transforms the real input signal to a complex signal. The next stages are the very simple birdie-blanker and the noise blanker. Then the demodulation follows. It is briefly explained in the following chapter.

14.1. Detecting the Carrier Frequency and Demodulation

Let $m(t)$ be the baseband signal shown in figure 4b and let the carrier frequency and the phase be f and φ . f and φ are unknown at the receiving end. The received signal - for simplicity without noise here - has the form (amplitude-modulated carrier of frequency f and phase φ).

$$x = m(t) * \exp(i(2\pi ft + \varphi))$$

The receiver computes the square of all samples:

$$x^2 = m^2(t) * \exp(2i(2\pi ft + \varphi)) = m^2(t) * \exp(i(2\pi(2f)t + 2\varphi))$$

$m(t)$ is a real function. It oscillates in the region $-1.3 \dots +1.3$. The modulated signal x has a suppressed carrier of frequency f . But the square of $m(t)$ is positive. Therefore, the square of x is an amplitude-modulated signal with carrier of frequency $2f$. The detection of the carrier frequency of an amplitude modulated signal is very robust. The PSK2k-receiver computes the Fast Fourier Transform (FFT) of the square of x . The maximum peak within this spectrum is at $2f$. Fortunately the FFT also gives 2φ . With these values the receiver then computes

$$x * \exp(-i(2\pi ft + \varphi)) = m(t) * \exp(i(2\pi ft + \varphi)) * \exp(-i(2\pi ft + \varphi)) = m(t)$$

which is the demodulated real baseband signal.

We have neglected a problem here: if we know 2φ , which is in the range of $0 \dots 2\pi$ we can reconstruct φ only to $\varphi = (2\varphi)/2$ in the region $0 \dots \pi$. But φ in reality also could be in the region $\pi \dots 2\pi$ which would lead to 2φ in the region $2\pi \dots 4\pi$ what is the same as $0 \dots 2\pi$. The consequence of this ambiguity is that we do not know the sign of the reconstructed $m(t)$, i.e. we finally get a sequence of bits, but we do not know whether we should take them as they are or invert all bits.

But the sign of all bits of the address is known. If the selected maximum correlation value is negative, then the sign is -1, otherwise +1.

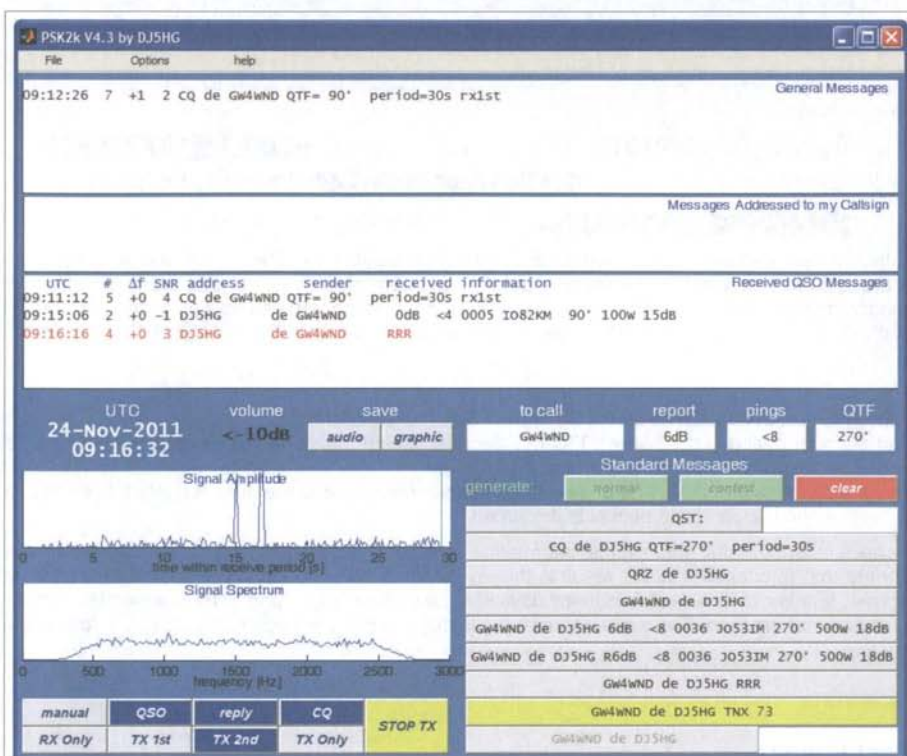


Figure 9. The Graphical User Interface (GUI) of PSK2k. Decoded messages are displayed in three decoder windows: The upper window for CQ, QRZ and QST, the window for pending calls to this station waiting for a QSO, and the lower window for received QSO-information. The lower half of the GUI shows the actual standard procedure to the right, and signal displays and control buttons to the left. The GUI can be resized. The fonts then are resized too. The messages shown here are replayed from recordings of tests with Roger, GW4WND.

A single mouse-click on a line in a decoder window copies the line into the clipboard.

In the actual case, a double-click on the decoded CQ-line generated the standard procedure texts and started the QSO. Since the AutoMode **CQ** is on, the QSO ran automatically. After reception of either 73 or CQ from GW4WND, the program will start a CQ from this station.

Decoded lines of the same information content are overwritten in red color, and the number of decodes # is updated. While the TX is running, the selected TX-message is colored yellow (or red in a simulation).

14.2. Bit-Synchronization and Packet Synchronization

Let the input sampling rate be 16000 samples/second. Then the length of one bit (0.5ms) is 8 samples. The baseband signal $m(t)$ of one packet then has $216 \times 8 = 1728$ samples. In respect to a simple realization of the packet shift of $\pm 1/3$ packet length as shown in figure 8, the receiver analyses the concatenation of two packets at a time. So the input to the receiver is an array of $2 \times 1728 = 3456$ samples. This array is reshaped to a matrix of size $(3456/8/4) \times (8 \times 4)$. This matrix is filtered column-wise with all 6 address patterns yielding $12 \times 32 = 384$ filtered signals of length 108. The absolute maximum value of each signal points to the last packet bit, and the search for the maximum of all these absolute maximum values differentiates between general address and private address and also between the three possible packet shifts, and it determines which samples should be taken for the read-out of the bits.

The number 6 of different address patterns is the product of 2 for the two different addresses, the general address and the private address, and 3 for the three possible shifts. For example, the three general addresses rotated in steps of 18 bits are:

shift	pattern
0	001111011110010101000100111011000101011000010001001011
-18	00010011101100010101100001000100101001111011110010101
+18	011000010001001011001111011110010101000100111011000101

The output of the synchronization stage is an array of 216 real values. They are called soft bits, because they represent the received 216 packet bits, but they are corrupted by noise, and there is no decision to their binary values. If the best correlation was with an address pattern shifted by s bits, then the whole packet of 216 bits is rotated by $-4s$ bits to get the correct bit sequence in the codeword.

14.3. Error Correction, Error Detection, and Source Decoder

A Viterbi decoder decodes the packet. It is this decoder, which makes the decision upon what has been received. The result is a pattern of 69 bits. The first 54 bits now are used to generate 15 checkbits as discussed in chapters 8 and 11. These generated bits are compared to the decoded bits 55...69. If there is any difference, the the complete packet is discarded.

If the check is successful, the source information is reconstructed from bits 1...54 using the reverse algorithm to that of chapter 11. The result is the textstring of the decoded information. Some information on pingtime, number of decodes, frequency deviation (taken from 14.1), and SNR is appended at the front of the decoded information. The resulting textstring is displayed in the selected decoder window as shown in figure 9.

15. Test Results

The first-ever bidirectional QSO in PSK2k-mode was made on Aug11, 2011 between Peter, SM2CEW and DJ5HG. Extensive tests were run with Roger, GW4WND, on Sep12, Oct21, Oct23, Nov4-7, Nov17, Nov20. Most of these tests took many hours, the test Nov4-7 ran continuously over more than 60 hours. Most of the tests were made with at least one of the stations without manual interaction, often simply starting a call to the other (automatic) station manually and then switching to automode leading to a fully automatic system as shown in figure 2.

As an experienced operator, Roger contributed a lot of suggestions to the program control and to the user interface - not to count the number of bugs in the program behavior he found (and I then had to fix). Some results should be discussed more in detail:

15.1. The Reliability of PSK2k

We had a few false decodes in the first tests. To suppress them further, I increased the significance level of the synchronization considerably. The loss in number of decodes is negligible, but the gain in suppression of false decodes is large. The number of false decodes in continuous operation of more than 200 hours now is one. The rate of false decodes will increase if many stations run PSK2k on the same frequency. But it will be sufficiently low to run PSK2k in automatic mode.

15.2 Automatic Operation

As mentioned above, PSK2k was mostly tested in automatic mode. This allows tests which in manual mode usually are limited by the operator's impatience. A QSO on afternoon Nov. 5 took 6 hours to be completed. It ran while both operators were busy with other work. In most of the tests we used reduced power, Roger even tested with 10 Watts (which gave decoded results with SNR up to 4dB).

The critical point in automatic operation is the setting of the timers. The timer values must be large enough that transmission (or the QSO itself) are not stopped before the actual message has been received at the other end. On the other hand the timer values should be small, because otherwise the

transmission of a final RRR or 73 is blown for nothing into nirwana, and - that's the important point - the station is not ready for the next QSO, while it tries to finish the last.

A really difficult situation is running 500 Watts at one end A and 10 Watts at the other end B. The well-powered station A may get nothing for hours, while B gets decoded results at intervals of some minutes. A tends to set his timers to large values, say 150 minutes for the TX timer. B tends to reduce the timer values. We really encountered the situation, when A were sending the final RRR and B got it immediately and he started to send 73. But the 73 were never received until they were stopped at B, while A were sending the RRR for hours, because only a 73 or a CQ received from B or the timer at A could have stopped the transmission. Nevertheless, this is not a weakness or even a fault, it is a general problem caused by the two very different communication systems.

In summary, the automatic operation of a station seems to be more reliable than the manual operation. This mainly is caused by the great patience of an automaton - if the timers are set properly. Indeed, except from a few earlier QSOs that ran into program failures, all QSOs that were successful with the exchange of the callsigns, also were completed.

15.3. Doppler Shift

The PSK2k-receiver needs to reconstruct the carrier (see chapter 14.1). The accuracy of the carrier frequency is limited by physical reasons based on the ping length to about 2 Hz. This is sufficient to measure the Doppler shift caused by the movement of the meteor trail in the ionosphere, if GPS-synchronized TX and RX are used at both ends. We indeed observed small systematic deviation of some Hz at all decodes in a period of an hour and later had different systematic deviations. Since our main goal was to test the mode, we did not analyse these effects further. But it may be an interesting task for future work.

16. Conclusion

The main aspects shown in this paper are:

The overhead of an error correcting code plus interleaving can lead to better decodes of very short pings although the packet length is very much larger than in a character-oriented mode like FSK441 (see figure 8). The reliability of running meteor scatter QSOs until confirmation - especially under difficult conditions like very low transmitter power or extremely rare meteors - seems to be much larger, if the standard procedure is run automatically instead manually by an impatient operator.

This predestinates PSK2k for extreme situations like multi-op operation or expeditions.

Acknowledgements

PSK2k would not exist - at least not in a usable version [7] - if I would not have been encouraged by the tests with SM2CEW and GW4WND. Many thanks for it to Peter and Roger. Especially the many comments and suggestions of Roger are very appreciated.

References

- [1] <http://www.physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/wsjt.html>
- [2] Klaus von der Heide, 'Digitale Kommunikation: Grundlagen und Grenzen', CQ DL-Spezial Amateurfunk digital, 2011, pp.4-10
- [3] Klaus von der Heide, 'Bauen in Software', CQ DL-Spezial Amateurfunk digital, 2011, pp.11-15
- [4] Klaus von der Heide, 'Meteorscatter mit FSK441', CQ DL-Spezial Amateurfunk digital, 2011, pp.58-62
- [5] http://www.DJ5HG.de/PSK2k_Documentation.pdf
- [6] http://www.DJ5HG.de/PSK2k_UserGuide.pdf
- [7] <http://www.DJ5HG.de/PSK2k.zip>

Eine andere Philosophie für Meteor Scatter

von Klaus von der Heide, DJ5HG

1. Die Motivation

Meteorscatterpings von schwach ionisierten Meteorbahnen sind meist ziemlich kurz und nicht sehr häufig. Ihre Abbilder auf der Erde haben die Form von Streifen der Breite von etwa zehn Kilometern, und diese bewegen sich mit Geschwindigkeiten in etwa vergleichbar mit denen der Meteore oder sogar viel schneller. Die Wahrscheinlichkeit, von Station A gesendete Information zu verlieren, weil eine andere Station gleichzeitig auf der QRG sendet, ist vernachlässigbar - selbst dann, wenn alle europäischen Stationen zur gleichen Zeit auf derselben Frequenz senden. Das einzige Problem ist Ausbreitung über Tropo. Aber das ist ein ganz anderer Punkt. Man muss sich also fragen: Warum werden fast alle Skeds außerhalb der Anruffrequenz gemacht? Und warum sind Skeds überhaupt erforderlich? Warum wird nicht einfach auf der Anruffrequenz CQ gerufen und auf Anrufe gewartet?

Die Eigenschaften des Meteorscatterkanals erfordern ein QSY ebensowenig wie die räumliche Verteilung der aktiven Funkamateure. Verursacht wird es durch die Eigenschaften des WSJT-Programms [1]. Es ist diese Erkenntnis, die den Autor zur Suche nach einer Alternative veranlasste. FSK441 hat nur ein Decoderfenster für alles, was nach einem FSK441-Signal aussieht. Es ist dann nicht einfach, die zum eigenen QSO gehörenden Fragmente aus dem Wust allen decodierten Textes herauszupicken. Tatsächlich reduziert dann das Fahren des QSOs auf einer eigenen Frequenz nicht nur diese Arbeit, sondern es vergößert auch noch das Vertrauen in decodierte Information. Ein empfangenes RRR ohne weitere zugehörige Information muss auf der Anruffrequenz als unbrauchbar gewertet werden, ist aber auf der eigenen Frequenz eine sichere Bestätigung des QSOs.

Vertrauenswürdigkeit in empfangene Information ist eine wesentliche Eigenschaft. Eine ordentliche digitale Kommunikation übergibt dem Endverbraucher korrekte Information. Wenn irgendein Zweifel an der Korrektheit besteht, muss die Weitergabe unterdrückt werden. In diesem Sinne sind Packet Radio und Pactor2/3/4 wirkliche digitale Verfahren. PSK31 und FSK441 überlassen die Akzeptanzprüfung dagegen dem Abnehmer. Die Entscheidung über Akzeptanz fällt also, wenigstens zum Teil, außerhalb des automatischen Kommunikationssystems. Das ist aber ein Charakteristikum von analogen Verfahren.

Die übliche Standardprozedur für Meteorscatter ist ein endlicher Automat (*Finite State Machine* FSM) mit sechs Zuständen. In einem QSO werden zwei solche endliche Automaten über den extrem unzuverlässigen Meteorscatterkanal verbunden. Die ursprüngliche Intention des Autors war, das digitale Kommunikationssystem zwischen den beiden Automaten so zuverlässig zu machen, dass die Automaten wirklich ohne manuelle Interaktion der Operateure ablaufen können. Es wird im letzten Kapitel gezeigt, dass das neue digitale Verfahren PSK2k für Meteorscatter auf 144 MHz dieses Ziel voll erreicht.

Abbildung 1. Die Standard-QSO-Prozedur als endlicher Automat. Die grauen Kreise sind die möglichen Zustände der Station A. Der aktuelle Zustand einer Station ist gegeben durch den gerade gewählten Sendetext. Die Übergänge von einem in den nächsten Zustand werden ausgelöst durch den (vertrauenswürdigen) Empfang des Zustandes der anderen Station. Diese Übergänge werden als Pfeile eingezeichnet. Die Ziffern an den Pfeilen geben die Bedingung an, unter der dieser Übergang wirksam wird. Die möglichen empfangenen Texte (Zustände) sind:

- 1 Empfang eines Textes, der zum aktuellen Zustand führt, oder kein Empfang
- 2 A de B
- 3 A de B report
- 4 A de B R report
- 5 A de B RRR
- 6 A de B 73

2. Das QSO als endlicher Automat

Die Standardprozedur für Meteorscatter hat sechs verschiedene Sendetexte zur Auswahl. Einige Regeln bestimmen, welcher Text jeweils gesendet wird. Die ausgewählte Möglichkeit heißt **Zustand**. Ein solches System, das nur endlich viele Zustände nach deterministischen Regeln annehmen kann, heißt **endlicher Automat** (engl. *Finite State Machine*, FSM). Eine übliche Beschreibung solch eines Automaten ist das **Zustandsdiagramm**. Abbildung 1 zeigt das Zustandsdiagramm für die Standardprozedur. Hierin sind nur die Übergänge als Pfeile eingezeichnet, die den Regeln entsprechen. Solche, die dem regulären QSO-Ablauf widersprechen, etwa wenn ich sende **B de A R report**, aber **CQ de B** empfangen, sind der Übersichtlichkeit halber weggelassen.

Abbildung 2. Die vollständige QSO-Maschine besteht aus den Standardprozedurautomaten auf beiden Seiten und den Kommunikationssystemen für beide Richtungen dazwischen. Die beiden Kommunikationssysteme arbeiten abwechselnd getaktet mit der Periode. Die Zeit ist dabei auf beiden Seiten durch Benutzung der UTC genügend synchron. Aufgabe der Kommunikationssysteme ist, den aktuellen Zustand einer Station der anderen mitzuteilen. Es sind dabei nicht etwa die Buchstaben 'RRR', die man als finale Bestätigung eines QSOs haben möchte, sondern die Gewissheit, dass die andere Station gerade im Zustand des Sendens der 'RRR' ist. Die empfangene Information über den Zustand der anderen Seite schaltet die eigene QSO-Prozedur fort. Die **Entscheidung** über die Weiterschaltung des eigenen Automaten basiert einzig auf der **empfangenen Zustandsinformation** der anderen Seite. Wenn irgendeine Zustandsinformation per Chat im Internet übertragen wird, dann läuft das QSO im Internet, und der Funkkanal wird degradiert zu einem Versuchskanal ohne Informationsübertragung. Das Kommunikationssystem ist in diesem Fall nicht wirklich erforderlich, weil es das Wissen über den Zustand auf der anderen Seite nicht vergrößern kann. Dieses Wissen ist Grundlage jedes Dialogs. Das Wissen, ob da nun ein Ping ist, der zu RRR decodiert wird, ist völlig unnütz, wenn ich schon weiß, dass die andere Seite das sendet.

Ein QSO zu führen heißt, zwei solche Automaten nach Abbildung 2 über den äußerst unzuverlässigen Meteorscatterkanal kommunizieren zu lassen. Das Kommunikationssystem bestehend aus dem Funkkanal und etwas Hardware und Software drum herum hat die Aufgabe, **die Unzuverlässigkeit des Kanals weit gehend zu verbergen**, d.h. es muss die Entscheidung treffen, welcher der sechs möglichen Zustände jeweils auf der anderen Seite vorliegt. Damit wird klar, dass der Standardprozedurautomat ein Sklave des Kommunikationssystems ist. Es ist wirklich ein simpler Automat, der einzig durch die Entscheidungen des Kommunikationssystems gesteuert wird. Die Wahrscheinlichkeit, ein QSO erfolgreich zu beenden, hängt also einzig von der Zuverlässigkeit dieses Kommunikationssystems ab. Wie diese Zuverlässigkeit erreicht werden kann, wird in späteren Kapiteln beschrieben.

3. Das Problem der Bitrate

Um Nachrichten für das eigene QSO aus allen decodierten Texten zu filtern benötigt man (1) Information über beide beteiligten Rufzeichen und (2) Vertrauen in die decodierte Information.

FSK441 codiert jeden Buchstaben in drei aufeinander folgende Töne einer 4-FSK von 441 Baud. Es werden also $441/3 = 147$ Buchstaben pro Sekunde gesendet. In einem Ping der typischen Länge von 0.1 s können damit $147 \cdot 0.1 \approx 15$ Buchstaben übertragen werden. Das ist knapp für zwei übliche Rufzeichen plus Report. Mehr noch: Da ist kein Spielraum für einen fehlerkorrigierenden Code plus Prüfsumme oder dergleichen. Bei einem Alphabet von 43 Buchstaben entspricht jeder Buchstabe $\log_2(43) = 5.43$ Bit an Information. Die Bitrate von FSK441 ist daher $147 \cdot 5.43 = 797.7$ Bit/s. Für ein digitales Übertragungsverfahren mit fehlerkorrigierendem Code und ausreichender Prüfsumme müsste die Datenrate wenigstens zweimal so groß sein.

Für den ersten Versuch in dieser Richtung benutzte der Autor GMSK. Damit bleibt der Vorteil konstanter Amplitude des Sendesignals erhalten. Die Ergebnisse waren aber entmutigend. Simulierte schwache Pings konnten nicht decodiert werden. GMSK hat nicht genügend Empfindlichkeit. Phasenstörungen taten ein übriges. Deshalb wurde die Forderung nach konstanter TX-Amplitude aufgegeben. Und tatsächlich erfüllte Doppelseitenbandmodulation mit 2000 Bit/s bei einer Bandbreite von 2000 Hz, aber nur halb so großer mittlerer Sendeleistung alle anderen Forderungen:

- (1) geringe Fehlerrate der empfangenen Rohdaten
- (2) große Datenrate von 2000 Bit/s

(3) geringe Bandbreite von 2000 Hz passend zu üblichen SSB-Transceivern

Dies war der eigentliche Startschuss zur Entwicklung eines neuen digitalen Verfahrens für Meteorscatter im Dezember 2010.

Abbildung 3. Der sinc-Impuls. Er ist beidseitig unendlich lang mit langsam abfallender Amplitude (in der Praxis wird er abgeschnitten). Er hat Nullstellen bei $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

Abbildung 4. Erzeugung des PSK2k-Signals. Als Beispiel werden die Bit [1 1 1 0 1 1 0 0 1 0 1 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 1 0 1] durch die Werte $v = \pm 1$ ersetzt und diese wiederum durch v multipliziert mit dem sinc-Impuls. All diese Impulse sind in 4.a als blaue Linien dargestellt außer einer, die zur Hervorhebung rot ist. Offenbar haben alle anderen Impulse dort eine Nullstelle, wo einer der Impulse 1 oder -1 ist. Die Summe aller Impulse verläuft deshalb durch alle Werte v , die als rote Punkte markiert sind.

Zeitlich haben die Bit wegen der Bitrate 2000 Bit/s einen Abstand von 0.5 ms (entspricht dem Abstand 1 im Bild). Das PSK2k-Signal ist analog. Das PSK2k-Program erzeugt es aber für eine vom Benutzer gewählte Abtastrate. Wenn diese beispielsweise 32000 ist, so werden für jedes Bit 16 Abtastwerte berechnet.

4. Die Modulation

Die Wandlung der Bitsequenz in ein analoges Sendesignal geschieht durch Ersetzung jedes Bits durch eine vorgegebene Impulsform mit +1 multipliziert, wenn das Bit 1 ist, und mit -1 multipliziert, wenn das Bit 0 ist. Die Impulsfunktion liegt abgetastet vor für eine Standardabtastrate. Als Impulsfunktion wurde für PSK2k die in Abbildung 3 dargestellte sinc-Funktion gewählt. Abbildung 4 erläutert, wie das PSK2k-Signal als Summe aller dieser Impulsfunktionen generiert wird. Das erzeugte Signal (Abbildung 4b) wird nachfolgend moduliert.

Das Signal aus Abbildung 4b wird multipliziert mit einer Sinuswelle von 1500 Hz. Das Resultat ist das Doppelseitenbandsignal in Abbildung 5. Dieses Signal wird mit dem SSB-Sender auf die Zielfrequenz verschoben. Man nennt dieses ein BPSKSignal, weil dessen Phase 0° ist, wo die Bit (entsprechend den roten Punkten in Abbildung 4) 0 sind, und 180° im Falle von -1. Tatsächlich ist es aber eine Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger.

Das Spektrum des Basisbandsignals von Abbildung 4b reicht von 0 bis 1000 Hz mit einem steilen Abfall bei 1000 Hz. Deshalb ist auch das Spektrum des amplitudenmodulierten Signals von PSK2k rechteckig. Es reicht von 500 Hz bis 2500 Hz mit sehr steilem Abfall. Diese Bandbreite ist geringer als die von FSK441 - vorausgesetzt die PA wird nicht in die Begrenzung gefahren.

Abbildung 5. Das BPSK-Signal (blau) für dieselben binären Daten wie in Abbildung 4. Die Trägerwelle von 1500 Hz ist rot eingezeichnet.

5. Der allererste praktische Versuch

Das Basiskonzept lag in wenigen Wochen fest. Um sicher zu gehen, dass der große Aufwand zur Programmierung eines zuverlässigen PC-basierten Verfahrens nicht umsonst ist, generierte der Autor zunächst ein Audiosignal, welches alle Standardtexte der üblichen Prozedur enthielt. Peter, SM2CEW, war so gut, dieses Signal am Abend des 26. Januar 2011 zu senden. Der Test ging negativ aus. Es gab keine einzige Decodierung, allerdings hörte ich auch keinen Ping. Wir versuchten es am folgenden Abend nochmals. Diesmal gab es einige wenige Pings, die auch alle decodiert wurden - mit einer Frequenzabweichung von fast 200 Hz. Tatsächlich hatte ich die maximal zulässige Frequenzabweichung auf ± 200 Hz gesetzt. Diese Grenze wurde nun auf ± 300 Hz erhöht und damit die Audioaufnahme des Vortages erneut decodiert. Das ergab zwei Decodierungen von winzigen Pings mit Frequenzabweichungen etwas über 200 Hz. Das war zwar nicht viel, aber dennoch sehr ermutigend, weil schwache Pings wirklich fehlerfreie komplette Decodierungen lieferten, und Müll erwartungsgemäß völlig ausblieb.

6. Die Grundidee

Alle Ideen zum neuen Verfahren kamen dem Autor beim Schreiben dreier Artikel für ein CQ DL-Spezial Magazin [2,3,4] - zwei davon betrafen FSK441. FSK441 verwendet die Buchstaben des Alphabetes als Informationspakete. Der Vorteil solcher sehr kurzen Pakete von nur 6.8 ms Länge ist, dass ein Ping genutzt werden kann auf seiner gesamten Länge über dem Rauschen. Es gibt aber auch Nachteile:

- (1) So kann man weder Fehlererkennung noch Fehlerkorrektur realisieren.
- (2) Die Ausgabe entspricht nicht der Standardprozedur (**CQ DJ5HG** liefert z.B. **HG CQ DJ5**).
- (3) Empfangene Pakete können nicht automatisch laufenden QSOs zugeordnet werden.

Andererseits könnte man bei einer Bitrate von 2000 Bit/s 200 Datenbit in der typischen Pinglänge von 0.1s übertragen. Da zwei Rufzeichen zusammen mit etwas QSO-Information wesentlich weniger als 100 Bit benötigen, gibt es einen großen Spielraum für Fehlerkorrektur und Fehlererkennung, wenn man z.B. mit einer Paketlänge von 200 Bit arbeitet.

Aber nur die Datenbit zu empfangen, reicht nicht. Man muss auch erkennen, welches der Datenbit das erste des Paketes ist. Die einfachste Lösung ist, eine festgelegte Bitsequenz als Header zu verwenden. Natürlich sinkt dann die effektive Bitrate um Headerlänge / Paketlänge. Eine Grundidee beim Entwurf von PSK2k war, die Binärrepräsentation des adressierten Rufzeichens als Header in allen Paketen eines QSOs zu benutzen und ein festgelegtes Bitmuster für CQ, QRZ, QST.

Ein CQ-Ruf sendet nur ein Rufzeichen. Solch ein Paket enthält also weniger Information als eine Antwort auf den CQ-Ruf. Wird ein festes Paketformat benutzt, sind deshalb beim CQ-Ruf einige Bit frei für weitere Information. Intensive Diskussionen mit Roger, GW4WND, führten zu vielen Details der aktuellen Implementation des neuen digitalen Verfahrens PSK2k, das in den folgenden Kapiteln vorgestellt wird. Eines dieser Details ist die Angabe des aktuellen QTF mit einem CQ. In PSK2k kann zwischen drei Periodenlängen gewählt werden: 15s, 30s, and 60s. Auch die benutzte Periode wird mit dem CQ gesendet.

Die nach dem Austausch der Rufzeichen folgenden Mitteilungen mit Report, Roger und 73 enthalten nur wenige Bit. Den größten Anteil am Paket hat dann die Adressinformation. Diese Adressinformation muss aber nicht in derselben Codierung gesendet werden wie beim Austausch der Rufzeichen. PSK2k überträgt die Adresse im Header und zusätzlich beide Rufzeichen komprimiert in den Prüfbit. Für die Übertragung von RRR und 73 benutzt PSK2k einen anderen fehlerkorrigierenden Code als zur Übertragung der Rufzeichen. Das Prinzip der Generierung eines Paketes wird in Abbildung 6 gezeigt.

source	#bits	code	code length	packet
address	54	unencoded	54	
packet type	2	convolutional	interleaving	216 bits
information	52	convolutional	162	
check	15	encoding		

Abbildung 6. Ein PSK2k-Paket hat 216 Bit. Es enthält 54 Adressbit uncodiert. Die übrige Information, bestehend aus 2 Bit, die den Pakettyp angeben, 52 Bit für die eigentliche Information und 15 Prüfbit, werden mit einem Faltungscodier der Einflusslänge 13 und Coderate 1/2 codiert.

7. Die Adressbitmuster

Alle PSK2k-Pakete haben 216 Bit. 54 Bit davon sind Adressbit, die für die Paketsynchronisation benutzt werden, die übrigen 162 Bit sind ein Codewort. Die Adressbit sind mit dem Codewort verzahnt: Bit 1,5,9,13,... der 216 Paketbit sind die Adressbit. Dieses Verteilen der Adressbit über das ganze Paket garantiert, dass auch bei sehr kurzen Pings für die Synchronisation genügend Adressbit dabei sind.

PSK2k kennt zwei verschiedene Adresstypen von je 54 Bit:

Die **allgemeine Adresse** wird benutzt für Sendungen an alle, also CQ-Rufe, QRZ-Rufe und QSTs. Die allgemeine Adresse hat das Bitmuster

001111011110010101000100111011000101011000010001001011

Die **private Adresse** wird als Adresse des QSO-Partners im QSO benutzt. Jedes Rufzeichen hat seine eigene Adresse. Für DJ5HG ist sie z.B.

0000111101011001010101101001110010001110101010110011

Die Binärcodierung der Adresse ist in der PSK2k-Dokumentation spezifiziert [5].

8. Die Fehlererkennung

Fehlerkorrektur und **Fehlererkennung** sind unterschiedliche Ziele, und sie erfordern unterschiedliche Realisierung. Ein fehlerkorrigierender Code wird benutzt, um die Bitrate an Information über einen Kanal zu maximieren, was in unserem Fall der Meteorscatterpings die Maximierung in einem Ping übertragener Information bedeutet. Wenn der Ping zu kurz oder zu stark verrauscht ist, dann versagt die Fehlerkorrektur. Das decodierte Resultat hat dann mehr Fehler als es ohne den Code haben würde. Es ist die Aufgabe eines fehlererkennenden Codes, die korrekten Dekodierungen von den fehlerhaften zuverlässig zu trennen. Das Fehlen eines zusätzlichen fehlererkennenden Codes kann sehr irritierend sein wie etwa in JT65. Die DeepSearch Methode verbietet sogar solch einen Code. Oder anders ausgedrückt: DeepSearch kann in solchen Kommunikationssystemen nicht verwendet werden, die das tun, was sie sollten, nämlich verlässliche Datenübertragung realisieren.

Fehlererkennende Codes sind meistens systematische Codes. Ein systematischer Code enthält die unveränderte eigentliche Information. Daran angefügt werden ein bis viele Prüfbit, die auch Paritätsbit genannt werden. Diese Bit werden aus der Information nach einem festgelegten Schema erzeugt. Der Empfänger decodiert zunächst den äußeren fehlerkorrigierenden Code. Das ergibt die Information plus deren Prüfbit. Aus der Information erzeugt der Empfänger nun nach dem gegebenen Schema die Prüfbit nochmals und vergleicht diese mit den empfangenen Prüfbit. Wenn es irgendeine Abweichung gibt, wird das gesamte Paket verworfen.

Die Leistung fehlererkennender Codes ist beschränkt. Wenn z.B. nur ein Prüfbit verwendet wird, dann wird im Durchschnitt jedes zweite fehlerhafte Paket als korrekt akzeptiert. Im Falle von n Prüfbit ist die Wahrscheinlichkeit der zufälligen Akzeptanz einer fehlerhaften Nachricht nicht kleiner als 2^{-n} .

Die Fehlererkennung in PSK2k basiert auf Residuencodes. Bei diesen wird das Bitmuster der Information als binär geschriebene Zahl z interpretiert. Die Prüfbit werden berechnet als binäre Repräsentation des Restes der Division von z durch einen festgelegten Quotienten r .

Beispiele mit $r=31$.

binäre Information	0000010001	1000111101	1111010010
z	17	573	978
Divisionsrest	17	15	17
Prüfbit	10001	01111	10001

Ist r eine Primzahl, dann ist die Wahrscheinlichkeit, im Falle des Empfangs rein zufälliger Bit zufällig die richtigen Prüfbit zu erhalten, gleich $1/r$. PSK2k benutzt drei verschiedene Werte von r : 32051, 8009, 4093.

9. Die Fehlerkorrektur

PSK2k verwendet zwei verschiedene Faltungscodes zur Fehlerkorrektur. Diese Codes und Details der Codierung sind in [5] beschrieben. Beide Codes ergeben 162 Bit als Codewort. Dieses wird wie im Kapitel 7 beschrieben mit den 54 Adressbit verzahnt zu einem Paket von 216 Bit.

10. Die Verzahnung des Faltungscodes

Der Faltungscodierung für CQ-Rufe und Antworten darauf (Übertragung von Rufzeichen) erzeugt zwei Sätze von je 81 Bit (zusammen also 162 Bit). Die Bit dieser beiden Sätze werden von 1 bis 81 durchnummeriert und in Abbildung 7 in grün bzw. in cyan mit ihren Nummern angegeben. Verzahnung des Codewortes bedeutet, dass die Bit des Codewortes nicht in ihrer ursprünglichen Reihenfolge gesendet werden. Abbildung 7 gibt die Reihenfolge im gesendeten Paket an.

Jedes zufällig aus der Sequenz der Paketbit herausgegriffene Segment von 11 Bit enthält Information über jedes einzelne Bit der zu decodierenden Information. Das bedeutet zwar nicht, dass die empfangene

Information aus nur 11 Bit des Paketes (5.5 ms lang) rekonstruiert werden könnte. Es bedeutet aber, dass jedes so kurze Stück des empfangenen Paketes zur Decodierung aller Bit der Information in gleicher Weise beiträgt. Wenn z.B. ein Ping ein scharfes Maximum hat, wie es auf 70 cm vorkommt, dann kommen die wenigen Paketbit innerhalb des Maximums der gesamten Information zugute. Es ist deshalb - anders als bei FSK441 - gleichgültig, wie die Energie in einem Ping verteilt ist. Nur deren Summe im Vergleich mit der Rauschleistung entscheidet über die Decodierbarkeit eines empfangenen Paketes. Dies wird in Abbildung 8 nochmals demonstriert.

Abbildung 7. Anordnung der Adressbit (rot), sowie die Bit der zwei Sätze von je 81 Bit des Faltungscodes (grün und cyan) innerhalb des PSK2k-Pakets. Die Sequenz der Paketbit ergibt sich durch Auslesen der Zeilen dieses Diagramms.

Abbildung 8. Die Amplitude eines typischen Pings bei 144 MHz als Funktion der Zeit (blau). Das Rauschniveau ist grün angedeutet. Die vertikalen grauen Linien entsprechen dem Raster von empfangenen Buchstaben in FSK441. Nur 11 Buchstaben liegen dabei über dem Rauschniveau. Deshalb kann eine Nachricht wie GW4WND DJ5HG 27 27 nur teilweise empfangen werden. Ein PSK2k-Paket ist 0.108 s lang wie angedeutet durch zwei dicke rote vertikale Linien. Der PSK2k-Empfänger synchronisiert aber auch Pakete, die um $\pm 1/3$ der Paketlänge verschoben sind (angedeutet durch strichlierte rote vertikale Linien). Die beste Synchronisation wird zur Decodierung ausgewählt. Der Balken in magenta zeigt hier die beste Wahl und das Niveau der mittleren Amplitude. Diese mittlere Amplitude ist deutlich über dem Rauschen. Das Paket kann deshalb vollständig zu einer vertrauenswürdigen Nachricht decodiert werden.

11. Die Quellcodierung

PSK2k verwendet mehrere Quellcodeformate, die alle in der Dokumentation [5] beschrieben werden. Um einen Einblick zu geben, wird hier nur das Contestformat mit Report, Roger, QSO-nummer, Locator, QTF, Sendeleistung und Antennengewinn behandelt. Es ergeben sich daraus schließlich 54 Bit.

Dieses Feld von 54 Bit beginnt mit den zwei Bit 10, welche das vorliegende Format festlegen. Die eigentliche Information ist dann in den nachfolgenden 52 Bit enthalten.

Formal legen wir fest:

R das Roger-Bit (0: kein Roger; 1: Roger)

s ein Index für den Report (Startindex ist 0).

Die Liste möglicher Reports ist { 0dB, 3dB, 6dB }

i Index in eine Liste der Zahl von Decodierungen (Startindex ist 0).

Die Liste der Zahlen von Decodierungen ist { 1, <4, <8, <16, >15 }

n die Contest-QSO-Nummer ($0 < n < 1416$)

q der Index in eine Liste möglicher QTF-Werte (Startindex ist 0).

Die Liste von QTF-Werten ist das QTF in Schritten von 5 Grad { 0°, 5°, 10°, ... , 355°, und zusätzlich 'Runstrahler horizontal polarisiert', 'Runstrahler vertikal polarisiert' }

L ein Feld von 6 Indices, welches den Maidenhead-Locator festlegt (Startindices immer 0).

Das indizierte Alphabet der beiden ersten Indices ist ABCDEFGHIJKLMNOPQR

Das indizierte Alphabet der beiden letzten Indices ist ABCDEFGHIJKLMNOPQRSTUVWXYZ

Das indizierte Alphabet der beiden Indices dazwischen ist 0123456789

p ein Index, der die aktuelle Sendeleistung festlegt (Startindex ist 0).

Die indizierte Liste ist { 10W, 25W, 50W, 100W, 250W, 500W, 1kW, 2kW }

g ein Index, der den Antennengewinn festlegt (Startindex ist 0)

Die indizierte Liste ist { 0dB, 3dB, 6dB, 9dB, 12dB, 15dB, 18dB, 21dB }

Die 54 Informationsbit werden nun wie folgt zusammengefügt:

Bit(1...2) 1 0

Bit(3) R

Bit(4...22) binäre Repräsentation von $370 \cdot (n-1) + 5 \cdot q + i$

Bit(23...48) binäre Repräsentation der folgenden Zahl:

$$18662400 \cdot s + 777600 \cdot L(6) + 32400 \cdot L(5) + 3240 \cdot L(4) + 324 \cdot L(3) + 18 \cdot L(2) + L(1)$$

Bit(49...51) binäre Repräsentation von p

Bit(52...54) binäre Repräsentation von g

Beispiel: Die aktuellen Werte seien: kein Roger, Report ist 3dB, nur 1 ping decodiert, Contest-QSO-Nummer ist 35, QTF ist 65°, der Locator ist JO53IM, Sendeleistung ist 600W, Antennengewinn ist 17dB. Damit sind die obigen Variablen:

$R=0$, $s=1$, $i=1$, $n=35$, $q=65/5=13$, $L=[9, 14, 5, 3, 8, 12]$, $p=5$, $g=6$.

Mit diesen Werten ergibt sich schließlich als Feld der 54 Informationsbit:

1000000110001011001100110101011110100011111010001101110

15 Prüfbit werden nun nach folgendem Schema generiert:

- (1) Die Binärmuster beider Rufzeichen werden rechts an die 54 Informationsbit angefügt.
- (2) Die sich daraus ergebende Binärzahl wird durch $r=32051$ geteilt.
- (3) Der Rest dieser Division (15 Bit) wird an die 54 Informationsbit angefügt (ergibt 69 Bit).

Diese 69 Bit werden mit dem Faltungscode codiert. Es ergeben sich 162 Bit, die nach Abbildung 7 mit den Adressbit zu einem Paket von 216 Bit verzahnt werden.

Das Basisbandsignal wird nun nach Abbildung 4 erzeugt. Die Multiplikation mit der Sinuswelle führt schließlich zu dem gesendeten Signal.

12. Die graphische Benutzeroberfläche

Die graphische Benutzeroberfläche von PSK2k (Abbildung 9) ist im Prinzip ähnlich wie die von WSJT mit FSK441: Es gibt Anzeigen für die aktuelle Signalamplitude und das Spektrum, da sind die Texte der Standardprozedur zum manuellen Auswählen, und es gibt Knöpfe für die Programmsteuerung. Im Detail gibt es aber erhebliche Unterschiede:

- (1) Es gibt drei Decoderfenster:
Das obere Fenster zeigt die an alle gesendeten Nachrichten, also CQ-Rufe, QRZs, QSTs.
Das untere Fenster zeigt alle Nachrichten des aktuellen QSOs.
Das Fenster dazwischen zeigt Anrufe an diese Station, die bisher noch unbeantwortet sind.
- (2) Es gibt zwei Knöpfe **normal** und **contest**, um die Standardprozedur für den Normal- und den Contest-Betrieb zu generieren. Und: es gibt einen Contest-Betrieb.
- (3) Es gibt eine Reihe von vier Knöpfen **manual**, **QSO**, **reply**, **CQ** zur Auswahl der verschiedenen automatischen Betriebsmodi von PSK2k.

Eine detaillierte Beschreibung aller Eingriffsmöglichkeiten findet sich im PSK2k UserGuide [6].

13. Der automatische Betrieb

Wenn man schon eine halbe Stunde lang zum Abschluss eines QSOs RRR gesendet, aber nichts zurückbekommen hat, dann erreicht die Ungeduld schließlich die Schwelle, wo man entscheidet, die Sendung abubrechen. Nach dem Abbruch könnte man via Chat im Internet von der anderen Seite die Nachricht erhalten: 'I still need your RRR'. Was nun? Wenn man jetzt entscheidet, die Sendung wieder aufzunehmen, dann hängt diese Entscheidung (und damit der Erfolg des QSOs) einzig von einer Nachricht ab, die über das Internet geschickt wurde, weil sie auf dem Funkweg nicht durchkam. Tatsächlich ist das Funk-QSO in solchem Fall verloren. Es liegt daran, dass die andere Seite schlicht nicht ihren QSO-Zustand (A de B R report) auf dem Funkweg kommunizieren konnte innerhalb eines durch die eigene Ungeduld gegebenen Zeitrahmens.

Die Zustandsübergänge in den Automaten in den Abbildungen 1 und 2 werden einzig durch empfangene Nachrichten über den Zustand der anderen Seite ausgelöst. Das oben erwähnte Szenario kommt wirklich vor. Oder der Operator auf der anderen Seite erhält das RRR sofort nachdem du die Sendung der RRR gestartet hast. Er ist glücklich damit und schaltet die Station ab. Mein Automat würde dann die RRR bis ans Ende der Welt senden. Hiermit wird klar, dass der einfache Automat doch noch um etwas erweitert

werden muss, das meiner Ungeduld entspricht. PSK2k verfügt zu diesem Zweck über zwei Wecker. Beide können individuell in Einheiten von Minuten gestellt werden:

- (1) Ein Wecker begrenzt die Zeit, in der dieselbe Nachricht gesendet werden kann. Er wird bei jeder zum QSO gehörigen Decodierung zurückgesetzt. Auch wenn der TX bereits durch den Wecker ausgeschaltet wurde, startet er sofort wieder nach einer passenden Decodierung.
- (2) Ein Wecker begrenzt die Zeit, die ein QSO nach der letzten zum QSO gehörigen Decodierung aufrechterhalten wird. Ein QSO, das durch diesen Timer abgebrochen wurde, kann nur manuell wieder aufgesetzt werden.

Abbildung 9. Die graphische Benutzeroberfläche von PSK2k. Decodierte Nachrichten werden in drei Fenstern angezeigt: Das oberste Fenster ist für CQ, QRZ und QST, das mittlere für Anrufe, die noch nicht zum QSO geführt haben und das untere für die empfangenen Nachrichten des aktuellen QSOs. Die untere Hälfte der Oberfläche zeigt rechts die Texte der Standardprozedur und links das aktuelle Signal in Amplitude und Spektrum sowie Elemente zur Steuerung des Ablaufs. Die Oberfläche kann beliebig in der Größe verändert werden, wobei sich alle Subelemente einschließlich der Fontgröße mit anpassen. Die hier gezeigten Nachrichten sind in der Zeit nicht echt. Es handelt sich um die Wiedergabe von Audioaufnahmen aus einem QSO mit Roger, GW4WND.

Ein einfacher Mausklick auf eine Zeile in einem der Decoderfenster kopiert die Zeile ins Clipboard. Ein Doppelklick auf ein CQ oder QRZ generiert die Standardprozedur und startet das QSO. Im vorliegenden Fall ist der AutoMode CQ aktiviert, das QSO läuft also automatisch. Nach Empfang von 73 oder CQ von GW4WND wird das Programm wieder CQ rufen.

Decodierte Zeilen derselben Information werden in rot überschrieben. Die Anzahl # der Decodierungen dieses Inhaltes wird dabei hochgezählt. Während der Sendeperiode wird die ausgewählte Nachricht wie hier mit gelbem Hintergrund dargestellt.

14. Der PSK2k-Empfänger

Der Empfänger ist das komplexeste Subsystem im PSK2k-Programm. Hier werden nur wenige Teile kurz besprochen. Die erste Stufe ist ein Hilbert-Filter, das das reelle Signal in ein komplexes transformiert. Die beiden folgenden Stufen sind ein einfacher Frequenztaaster und ein Impulsaustaster. Danach folgt die Demodulation, auf die im folgenden Abschnitt kurz eingegangen wird.

14.1. Trägersynchronisation und Demodulation

Seien $m(t)$ das in Abbildung 4b dargestellte Basisbandsignal und f und φ die Trägerfrequenz und die Phase. f und φ sind am Empfangsort unbekannt. Das empfangene Signal - der Einfachheit hier ohne Rauschen - hat die Form (amplitudenmodulierter Träger der Frequenz f und Phase φ):

$$x = m(t) * \exp(i(2\pi ft + \varphi))$$

Der Empfänger berechnet das Quadrat aller Abtastwerte:

$$x^2 = m^2(t) * \exp(2i(2\pi ft + \varphi)) = m^2(t) * \exp(i(2\pi(2f)t + 2\varphi))$$

$m(t)$ ist eine reelle Funktion. Sie schwingt im Bereich $-1.3 \dots +1.3$. Das modulierte Signal x hat einen unterdrückten Träger der Frequenz f . Aber das Quadrat von $m(t)$ ist positiv. Deshalb ist das Quadrat von x ein amplitudenmoduliertes Signal mit Träger der Frequenz $2f$. Die Ermittlung der Trägerfrequenz eines amplitudenmodulierten Signals ist einfach und sehr robust. Der PSK2k-Empfänger berechnet die Schnelle Fourier Transformierte (FFT) des Quadrats von x . Das Maximum dieses Spektrums liegt bei $2f$. Die FFT liefert zugleich auch 2φ . Mit diesen Werten ermittelt der Empfänger

$$x * \exp(-i(2\pi ft + \varphi)) = m(t) * \exp(i(2\pi ft + \varphi)) * \exp(-i(2\pi ft + \varphi)) = m(t)$$

Dies ist das demodulierte reelle Basisbandsignal.

Dabei haben wir ein Problem außer Acht gelassen: 2φ liegt im Bereich $0 \dots 2\pi$. Wenn wir daraus φ berechnen, dann liegt $\varphi = (2\varphi)/2$ immer im Bereich $0 \dots \pi$. In Wirklichkeit kann es natürlich auch im Bereich $\pi \dots 2\pi$ liegen, was zu 2φ im Bereich $2\pi \dots 4\pi$ führt, was aber dasselbe wie $0 \dots 2\pi$ ist. Wir können bei unserer Berechnung also gar nicht herausbekommen, ob wir φ unverändert nehmen sollten oder $\varphi + \pi$. Dies bedeutet, dass wir so zwar das Basisbandsignal $m(t)$ bestimmen können, wobei aber

das Vorzeichen unbekannt bleibt. Wir erhalten aus $m(t)$ schließlich eine Sequenz von Bit, wir wissen aber nicht, ob wir sie alle noch invertieren müssen.

Allerdings kennen wir die 54 Adressbit des Paketes auch dem Vorzeichen nach. Mit diesen Bit wurde die Synchronisation vorgenommen. Ist also der Wert der maximalen Korrelation negativ, so ist auch das gesuchte Vorzeichen -1 und sonst +1.

14.2. Bitsynchronisation und Paketsynchronisation

Die Abtastrate sei 16000 Samples/Sekunde. Dann ist die Länge eines Bit 8 Abtastungen (0.5ms). Das Basisbandsignal $m(t)$ eines Paketes hat dann $216 \cdot 8 = 1728$ Abtastwerte. Um die in Abbildung 8 erwähnte Paketverschiebung von $\pm 1/3$ der Paketlänge einfach realisieren zu können, analysiert der Empfänger immer die Sequenz von zwei Paketen. Der Empfänger bekommt also immer ein Feld von $2 \cdot 1728 = 3456$ Abtastwerten. Dieses Feld wird gewandelt in eine $(3456/8/4) \times (8 \cdot 4)$ -Matrix. Diese Matrix wird spaltenweise mit allen 6 Addressmustern gefiltert. Das ergibt $12 \cdot 32 = 384$ gefilterte Signale der Länge 108. Das absolute Maximum eines solchen gefilterten Signals zeigt auf das letzte Paketbit, und das Maximum aller 384 absoluten Maxima entscheidet, ob ein Paket mit allgemeiner oder mit der privaten Adresse im QSO gefunden wurde, und auch, welche der drei Paketverschiebungen die beste für die Decodierung ist, und darüberhinaus auch, welcher der Abtastwerte innerhalb der 8 Abtastwerte eines Bit zu nehmen sind.

Die Anzahl 6 der verschiedenen Addressmuster ist das Produkt von 2 für die beiden Adressen (allgemeine und private) sowie 3 für die drei möglichen Paketverschiebungen. Die drei Verschiebungen der in Kapitel 7 genannten allgemeinen Adresse sind z.B.:

shift	Bitmuster
0	001111011110010101000100111011000101011000010001001011
-18	000100111011000101011000010001001011001111011110010101
+18	011000010001001011001111011110010101000100111011000101

Die Synchronisationsstufe gibt 216 reelle Werte aus. Sie werden Soft-Bits genannt, weil sie einerseits den 216 empfangenen Paketbit entsprechen, weil andererseits aber eine Entscheidung zugunsten von 0 oder 1 nicht stattgefunden hat. Wenn es die beste Korrelation mit einem um s Bit verschobenen Adresse gab, dann wird das gesamte Paket von 216 Bit um $-4s$ Bit rotiert, um die korrekte Reihenfolge der Bit nach Abbildung 7 wiederherzustellen.

14.3. Fehlerkorrektur, Fehlererkennung und Quelldecodierung

Ein Viterbi-Decodierer decodiert die Soft-Bit. Dieser Decodierer trifft die Entscheidung, was empfangen wurde. Das Resultat hat 69 Bit. Mit den ersten 54 Bit davon werden die 15 Prüfbit, wie in den Kapiteln 8 und 11 beschrieben, berechnet. Diese neuberechneten 15 Bit müssen alle mit den decodierten Bit 55...69 übereinstimmen. Gibt es irgendeine Differenz, wird das Paket verworfen.

War die Prüfung erfolgreich, so wird die Quellinformation aus den Bit 1...54 rekonstruiert mit einem zum im Kapitel 11 beschriebenen inversen Algorithmus. Daraus ergibt sich ein die decodierte Information repräsentierender Textstring. Diesem wird einige beim Empfang verfügbar gewordene Information über die Zeit des Pings, Anzahl der Decodierungen, Frequenzabweichung (aus 14.1) und SNR vorangestellt und so im Decoderfenster wiedergegeben (siehe Abbildung 9).

15. Testergebnisse

Das allererste bidirektionale QSO in PSK2k fand am 11. August 2011 zwischen Peter, SM2CEW, und DJ5HG statt. Ausgiebige Test wurden gefahren mit Roger, GW4WND, am 12. Sep., 21. Okt., 23. Okt., 4.-7., 17., 20. Nov.. Die meisten der Test verliefen über viele Stunden, der Test 4.-7. Nov. durchgehend über mehr als 60 Stunden. Meistens wurde wenigstens einseitig komplett auf manuelle Interaktion verzichtet, oft nur ein Anruf manuell an die andere vollautomatisch arbeitende Station gestartet und dann auch hier wieder auf AutoMode geschaltet, so dass das QSO vollautomatisch nach Abbildung 2 gefahren wurde.

Als erfahrener Operator hat Roger mit einer Reihe von Vorschlägen zur Programmoberfläche und zur Ablaufsteuerung beigetragen sowie unzählige Programmfehler und Schwächen aufgedeckt, mit deren Behebung sich dann der Autor abmühte. Hier einige Ergebnisse:

15.1. Die Vertrauenswürdigkeit von PSK2k

In den ersten Tests gab es einige wenige falsche Decodierungen. Um diese weiter zu unterdrücken,

wurde die Signifikanzschwelle der Synchronisation deutlich angehoben. Der Verlust an im Prinzip möglichen Decodierungen war vernachlässigbar, der Gewinn an Unterdrückung der Falschdecodierungen aber riesig. Die Anzahl der Falschdecodierungen bei mehr als 200 Stunden Betrieb war 1. Allerdings wird die Rate der Falschdecodierungen ansteigen, wenn viele verschiedene Stationen in PSK2k auf derselben Frequenz arbeiten. Dennoch wird die Zahl der Falschdecodierungen genügend klein sein, um PSK2k im AutoMode betreiben zu können.

15.2. Automatischer Betrieb

Wie oben schon erwähnt, wurde PSK2k meistens im automatischen Betrieb getestet. Dies ermöglicht Tests, die im manuellen Betrieb an der Ungeduld eines Operators scheitern. Ein QSO am Nachmittag des 5. Nov. benötigte bis zum regulären Ende 6 Stunden. Es lief während beide Operator mit anderen Dingen beschäftigt waren. In vielen der Tests wurde mit geringer Leistung gefahren. Roger ging sogar auf 10 Watt herunter, was immerhin Decodierungen mit SNR bis 4dB ergab.

Ein kritischer Punkt beim automatischen Betrieb ist die Einstellung der Wecker. Die Weckerwerte müssen so groß sein, dass die Sendung des eigenen Zustands (oder das QSO selbst) nicht gestoppt wird, bevor dieser von der anderen Seite aufgenommen wurde. Andererseits sollte der Weckerwert klein sein, weil sonst z.B. ein RRR oder 73 nach dessen Empfang für niemand ins Nirvana gesendet wird, und - das ist ein wichtiger Punkt - weil die Station in dieser Zeit nicht frei ist für das nächste QSO.

Schwierig ist die Situation, wenn an einem Ende A mit 500 Watt am anderen B aber nur mit 10 Watt arbeitet. A empfängt vielleicht stundenlang nichts, während B alle paar Minuten eine Decodierung bekommt. A ist dann geneigt die Weckerwerte hochzusetzen, auf z.B. 150 Minuten für den TX-Wecker. B würde die Werte eher reduzieren. Ganz offensichtlich ist das genau falschherum. Wir hatten diese Situation tatsächlich als A RRR sendete und B dies gleich nach dem ersten Start dieser Sendung empfing und deshalb selbst mit der Sendung 73 begann. Diese 73 jedoch wurden bei A nicht decodiert bis der TX-Wecker bei B die Sendung stoppte. Als Folge wurden die RRR von A für Stunden gesendet, weil nur ein 73 oder CQ oder der eigene Wecker bei A die Sendung hätte stoppen können. Das ist aber keine Schwäche oder gar ein Fehler, es ist ein generelles Problem, wenn zwei sehr verschiedene Kommunikationssysteme benutzt werden. Insgesamt scheint der automatische Betrieb einer Station zuverlässiger zu sein als bei manuellem Betrieb. Das liegt vor allem an der enormen Geduld des Automaten - sofern die Wecker passend eingestellt sind. Von ein paar der frühen QSOs abgesehen, die an Programmierfehlern scheiterten, kamen tatsächlich sämtliche QSOs, bei denen beide Rufzeichen ausgetauscht wurden, auch durchweg zum regulären Abschluss.

15.3. Dopplerverschiebung

Der PSK2k-Empfänger muss bei der Demodulation den Träger rekonstruieren (siehe Kapitel 14.1). Die übliche Pinglänge begrenzt dabei die Genauigkeit der Trägerfrequenz aus physikalischen Gründen auf 2 Hz. Das ist genug um die Bewegung der Meteorbahnen in der Ionosphäre durch die verursachte Dopplerverschiebung zu messen. Voraussetzung ist dabei natürlich eine GPS-Synchronisation von TX und RX auf beiden Seiten. Tatsächlich beobachteten wir kleine systematische Abweichungen von wenigen Hz bei allen Decodierungen in Zeitintervallen von 1 Stunde, die sich nach Stunden änderten. Unser Ziel war aber der Test des digitalen Verfahrens. Die Dopplerverschiebungen blieben also unausgewertet. Das mag aber eine interessante Arbeit für die Zukunft sein.

16. Zusammenfassung

Die wesentlichen Aspekte in dieser Schrift sind: Der Zusatzaufwand für einen fehlerkorrigierenden Code plus Verzerrung kann zu besserer Decodierung von kurzen Pings führen, obwohl die Paketlänge dann viel größer als in einem Buchstaben-orientierten Verfahren wie FSK441 ist (siehe Abbildung 8). Die Zuverlässigkeit, ein Meteorscatter-QSO erfolgreich zu beenden, scheint - besonders unter schwierigen Bedingungen wie geringer Sendeleistung oder extrem kleiner Meteorrate - viel größer zu sein, wenn die Standardprozedur automatisch anstelle manuell von einem ungeduldigen Operator betrieben wird. Dies prädestiniert PSK2k für extreme Situationen wie Multi-Op-Betrieb oder Expeditionen.

Danksagung

PSK2k gäbe es nicht - wenigstens nicht in einer von allen benutzbaren Version [7] - wenn der Autor nicht durch die Tests mit SM2CEW und GW4WND ermutigt worden wäre. Dafür meinen Dank an Peter und Roger. Besonders die vielen anregenden Kommentare von Roger haben sehr zur aktuellen Version beigetragen.

Literatur und Internetverweise

siehe am Ende des engl. Textes.

A small and compact Hybrid Antenna System for 144 MHz

by Slobodan Bukvic, YU7XL - <http://www.qsl.net.de/member/yu7xl>

My current VHF antenna system consists of sixteen 8-ele yagi antennas, each 2λ long, of my own design. Before that, I used 4x14-ele yagis by YU7EF, each 4.5λ long. There are many pros and cons for each of these antennas. The 16 antenna version had higher gain, but a higher temperature, too. The main disadvantage is that this configuration needs 5 power dividers (3 at least), which means more loss and more possibility of failure. I found the best advantage of 16 small antennas is their behaviour under windy conditions. The antennas are self supporting and show good balance and resistance against wind. Without practical experience I could not believe this, but I have been using this antenna system for several years with no wind problems at all. An American EME ham, hearing that I used 16 short antennas, told me: 'too much aluminium...'. I disagree; such a system does not contain more aluminium, and is no more expensive than a system of 4 long antennas. Now I want to describe a really small antenna system for those who like 'do it yourself' building. The antenna is only 2785mm long, which allows the use of a non-metallic boom (a fishing rod). Such antennas can be mounted in front of the supporting frame. Therefore the antenna can easily be switched between H and V polarisation, keeping good performance in both planes. Finally, a non-metallic boom does not require a boom correction, which means good reproducibility, and preserves the good broadband characteristics of the antenna.

Antenna QY20806XL4D3

EZNEC+

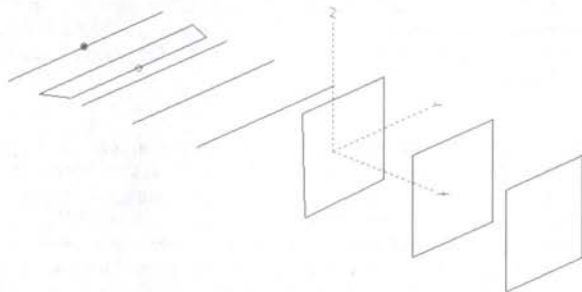


Figure 1 - View of the antenna

CONDITION	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf for SWR=1.5 (MHz)
No loss	12.76	21.50	20.74	17.15	43.5	48.7	260.4	-11.40	141.300-147.200
Loss included	12.71	21.46	20.69	17.13	43.5	48.7	260.8	-11.45	

Table 1 - Performance of the antenna

mm	Re	De1	De2	D1	D2	D3	DQ4	DQ5	DQ6
Position	0	190	330	421	715	1095	1565	2231	2785
Length	1012	1006	886	942	930	906	538	524	504
All elements made of aluminium with tube $\varnothing$ 6mm, height of the oblong elements 250mm All dimensions given in millimetres									

Table 2 - Construction details

Remarks: The radiator is made in trapezoid (LFA) form, where the feed points are located on the centre of De2, with a 10mm gap, which should be deducted from the complete radiator length as the following figure 2 shows:

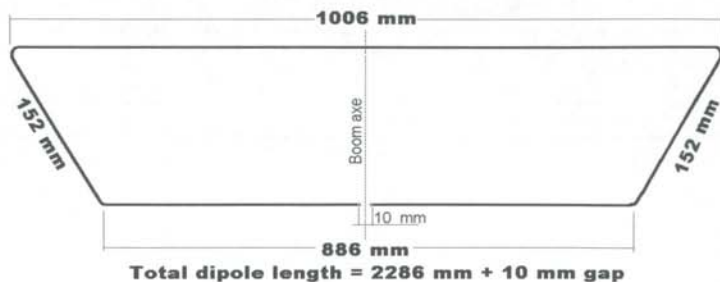


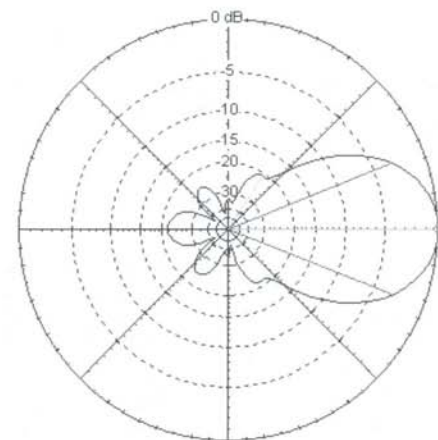
Figure 2 - LFA radiator

Total Field

EZNEC+

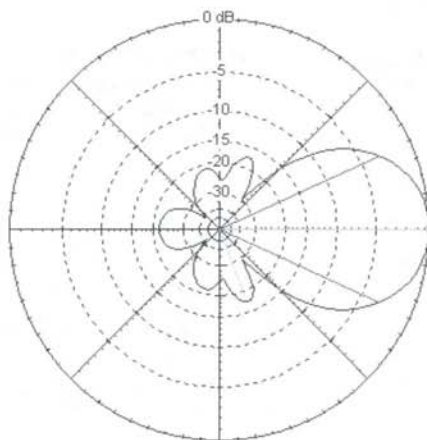
Total Field

EZNEC+



144.5 MHz

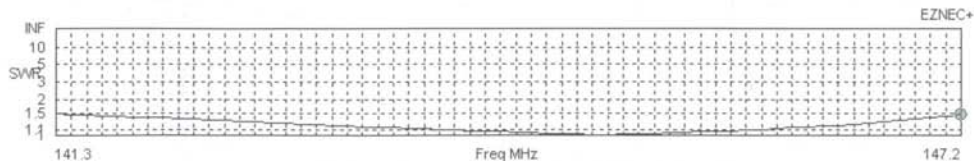
Azimuth Plot		Cursor Az	0.0 deg.
Elevation Angle	0.0 deg.	Gain	12.71 dBi
Outer Ring	12.71 dBi		0.0 dBmax
			0.0 dBmax3D
3D Max Gain	12.71 dBi		
Slice Max Gain	12.71 dBi @ Az Angle = 0.0 deg.		
Front/Back	21.46 dB		
Beamwidth	43.5 deg.; -3dB @ 338.3, 21.8 deg.		
Sidelobe Gain	-7.98 dBi @ Az Angle = 57.0 deg.		
Front/Sidelobe	20.69 dB		



144.5 MHz

Elevation Plot		Cursor Elev	0.0 deg.
Azimuth Angle	0.0 deg.	Gain	12.71 dBi
Outer Ring	12.71 dBi		0.0 dBmax
			0.0 dBmax3D
3D Max Gain	12.71 dBi		
Slice Max Gain	12.71 dBi @ Elev Angle = 0.0 deg.		
Front/Back	21.46 dB		
Beamwidth	48.7 deg.; -3dB @ 335.7, 24.4 deg.		
Sidelobe Gain	-4.42 dBi @ Elev Angle = 291.0 deg.		
Front/Sidelobe	17.13 dB		

Figure 3 - Radiation patterns in H (left) and V plane (loss included for aluminium)



Freq 147.2 MHz
SWR 1.49
 Z 194.2 at -22.11 deg.
 = 179.9 - j73.11 ohms
 Refl Coeff 0.1959 at -94.46 deg.
 = -0.01525 - j0.1954
 Ret Loss 14.2 dB

Source # 1
 Z0 200 ohms

Figure 4a - SWR diagram for SWR=1.5

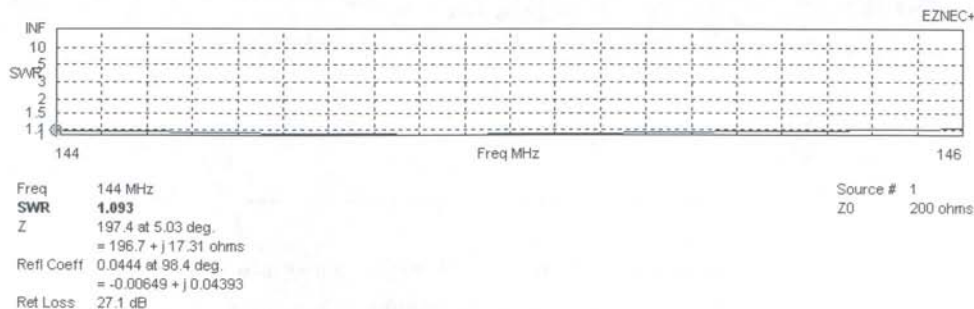


Figure 4b - SWR diagram 144.000 – 146.000 MHz

Stacking the QY20806XL7D3 antenna

Every antenna design has its own stacking characteristic which cannot be forecast, either by theory or experience. The best way to choose the optimum stacking distances is to make a stacking table using NEC/EZNEC. The table for QY20806XL7D3 is as follows:

VERTICAL Distance (cm)	G (dB)	TA (K)	G/T (dB)	HORIZONTAL Distance (cm)	G (dB)	TA (K)	G/T (dB)
100	14.05	232.2	-9.61	100			
110	14.23	227.3	-9.34	110	13.72	269.3	-10.58
120	14.38	225.3	-9.15	120	13.97	262.6	-10.22
130	14.50	226.5	-9.05	130	14.17	258.2	-9.95
140	14.60	229.9	-9.02	140	14.34	255.3	-9.73
150	14.69	233.4	-8.99	150	14.49	253.7	-9.55
160	14.78	235.8	-8.95	160	14.62	253.2	-9.41
170	14.87	237.7	-8.89	170	14.74	253.6	-9.30
180	14.96	239.3	-8.83	180	14.85	254.6	-9.21
190	15.05	239.9	-8.75	190	14.96	256.1	-9.12
200	15.15	239.5	-8.64	200	15.06	257.8	-9.05
210	15.26	238.9	-8.52	210	15.15	259.5	-8.99
220	15.36	238.9	-8.42	220	15.24	261.1	-8.93
230	15.46	239.9	-8.34	230	15.32	262.6	-8.87
240	15.55	242.2	-8.29	240	15.40	263.8	-8.81
250	15.62	245.6	-8.28	250	15.47	264.6	-8.76
260	15.68	249.9	-8.30	260	15.53	265.2	-8.71
270	15.73	254.6	-8.33	270	15.58	265.6	-8.66
280	15.77	259.4	-8.37	280	15.63	265.6	-8.61
290	15.80	264.1	-8.42	290	15.67	265.5	-8.57
300	15.82	268.3	-8.47	300	15.70	265.1	-8.53
310				310	15.72	264.6	-8.51
320				320	15.74	264.1	-8.48
330				330	15.75	263.4	-8.46
340				340	15.76	262.8	-8.44
350				350	15.77	262.1	-8.42
360				360	15.77	261.5	-8.41
370				370	15.77	261.0	-8.40

Table 3 - Stacking distances of QY20806XL7D3

When planning an antenna system you should look at the table and choose whether you want to get the best temperature or the maximum gain, or something in between. I suggest choosing the best G/T ratio. Of course, one may be limited by the available space. If so, it is a good idea to look at stacking tables for various antennas and to choose the antenna first. Keep in mind that too small a separation can cause SWR changes. Note that the table will be invalid if any antenna dimension has been changed.

Vertically stacking QY20806XL7D3 antennas

As you see in the stacking table, the minimum temperature for this antenna in a vertical stack occurs at around 120cm (0.55λ), and this distance is common for most antennas. Such a small distance is not practical, because the associated gain is only 1.65dB more than a single antenna. Therefore we have to choose a distance giving higher gain, sacrificing temperature to a certain extent. In this case I chose the distance which gives the best G/T, and it is 240cm. Here are the results:

A) Two antennas vertically

Condition	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf for SWR=1.5 (MHz)
No loss	15.60	22.36	23.31	12.93	43.6	22.4	241.8	-8.23	140.600-147.300
Loss included	15.56	22.32	23.26	12.96	43.5	22.4	242.4	-8.29	

Table 4 - Performance of two antennas stacked vertically at 240cm

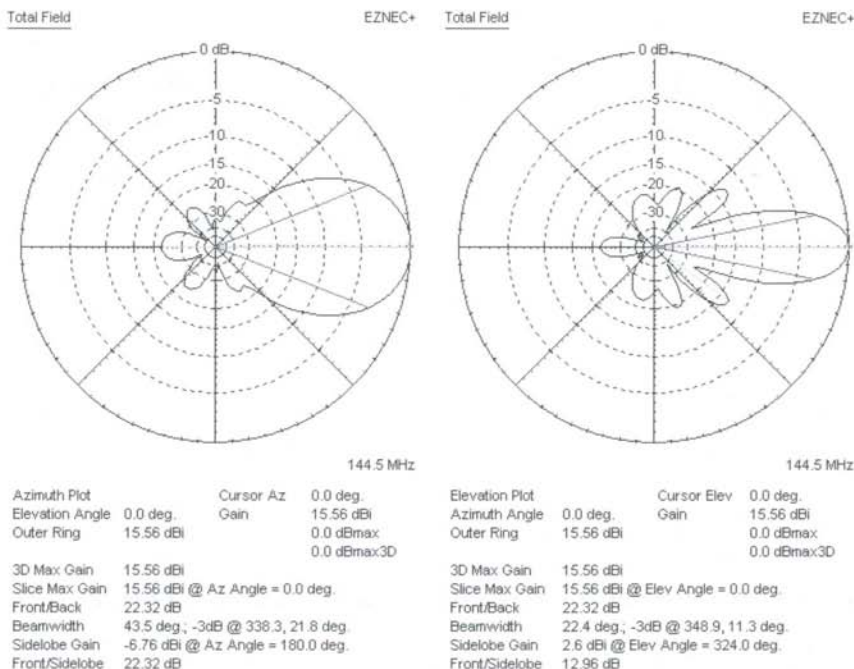


Figure 5 - Radiation patterns in H and V planes of two antennas stacked vertically at 240cm

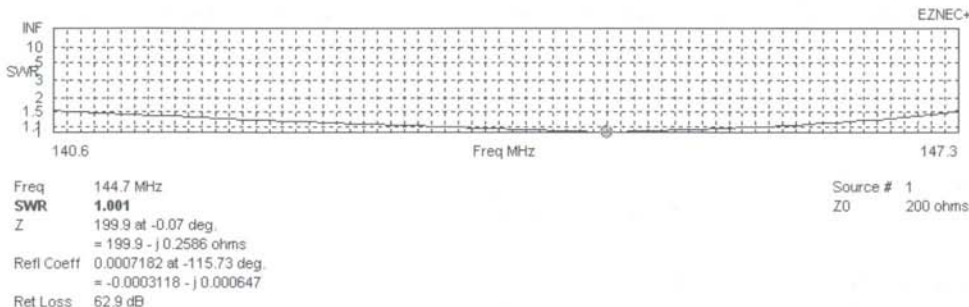


Figure 6 - SWR diagram for SWR=1.5

B) Four antennas stacked vertically

Here I used a 250cm stacking distance. Therefore the total height of the antenna system is 7.5m.

Condition	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf for SWR=1.5 (MHz)
No loss	18.66	25.69	26.88	12.88	43.6	11.2	230.4	-4.96	140.700-147.200
Loss included	18.61	23.62	24.78	12.62	44.0	10.1	231.2	-5.03	

Table 5 - Performance of four antennas stacked vertically at 250cm distance

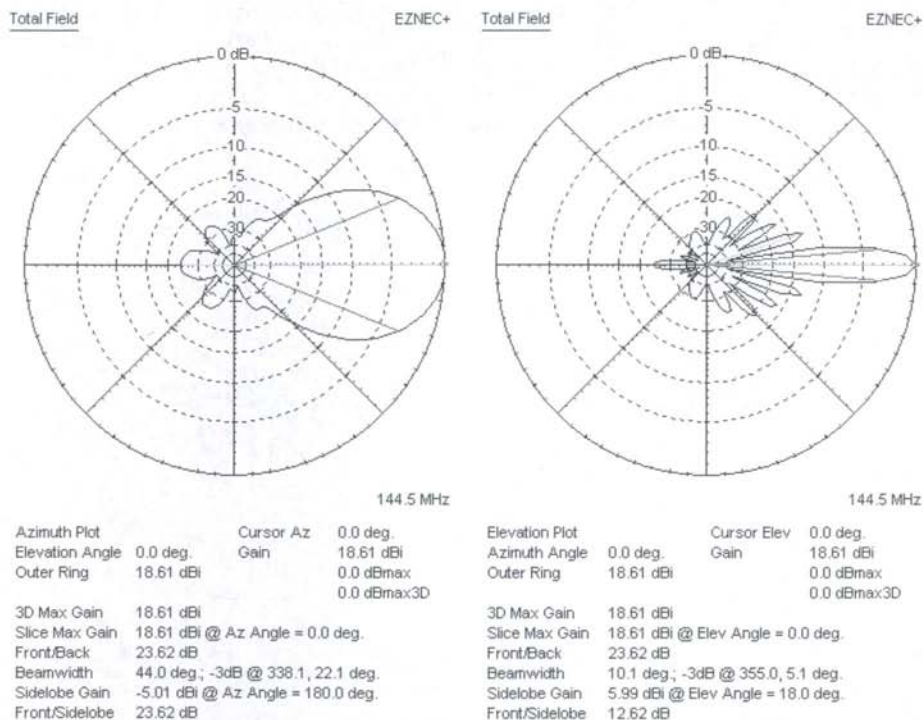


Figure 7 - Radiation patterns in H and V planes of four antennas stacked vertically at 250cm

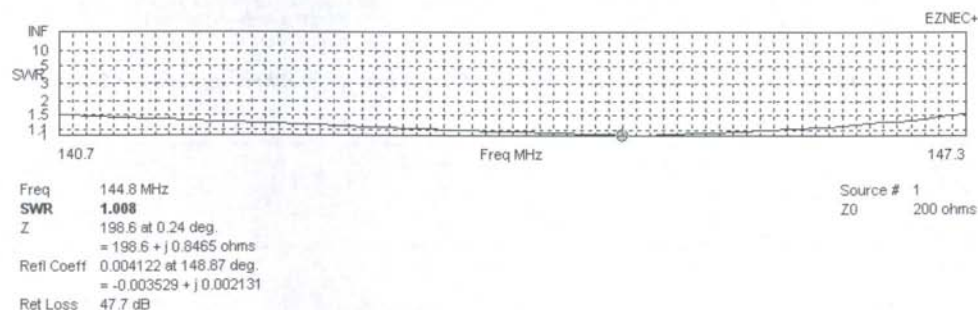


Figure 8 - SWR diagram for SWR=1.5

Horizontally stacking QY20806XL7D3 antennas

Horizontal only stacking is not used, or recommended, because it needs more space and more work for the same results compared to vertical stacking. Furthermore, the antenna temperature is unacceptably

high with small and moderate stacking distances. Instead, there are H stacks consisting of two vertically and two horizontally stacked antennas. Here I choose a vertical stacking distance of 240cm and 310cm for the horizontal. This should give the maximum G/T. (Actually, the stacking table says that maximum G/T is at 360cm, but there is no gain increase above 310cm).

A) Four antennas in H-stack, V=240cm, H=310cm

Condition	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf for SWR=1.5 (MHz)
No loss	18.66	22.11	9.02	12.78	17.8	22.4	245.3	-5.24	141.300-147.200
Loss included	18.61	22.05	9.04	12.80	17.8	22.5	245.8	-5.30	

Table 6 - Performance of four antennas in an H stack at 240x310cm

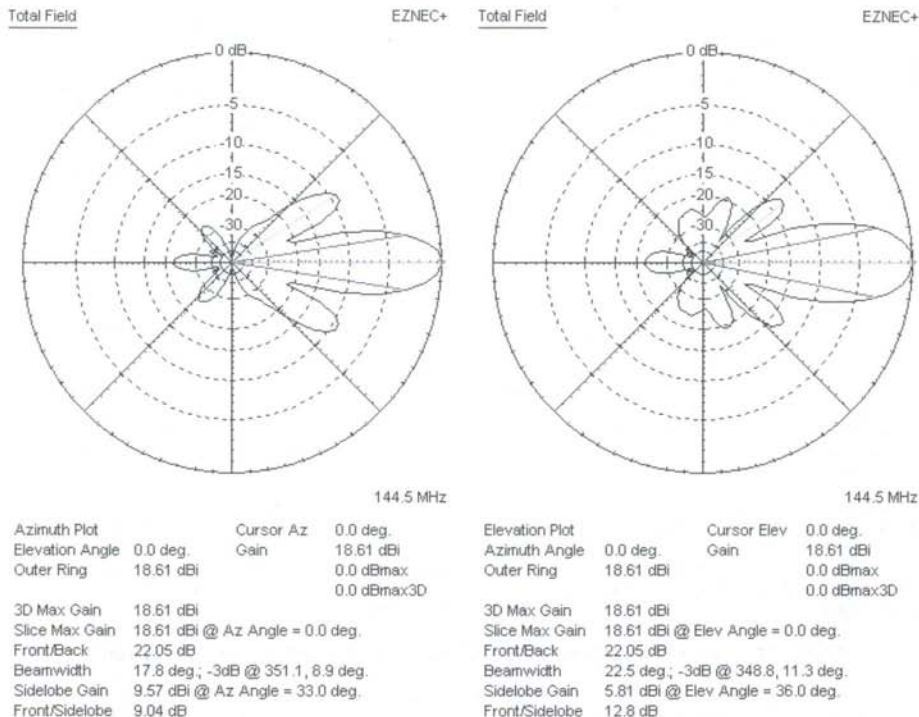


Figure 9 - Radiation patterns in H and V planes of four antennas in H stack

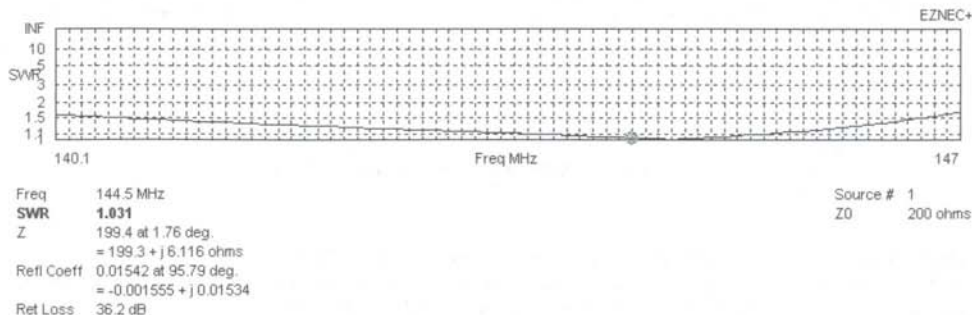


Figure 10 - SWR diagram for SWR=1.5

B) Eight antennas in H-stack, V=240+240+240cm, H=310cm

Condition	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf for SWR=1.5 (MHz)
No loss	21.64	22.67	7.52	12.63	16.2	10.6	232.9	-2.03	140.300-146.900
Loss included	21.59	22.63	7.53	12.63	16.2	10.6	233.6	-2.12	

Note, this system is as small as 7.2x3.1 metres

Table 7 - Performance of eight antennas stacked vertically at 240cm and horizontally 310cm

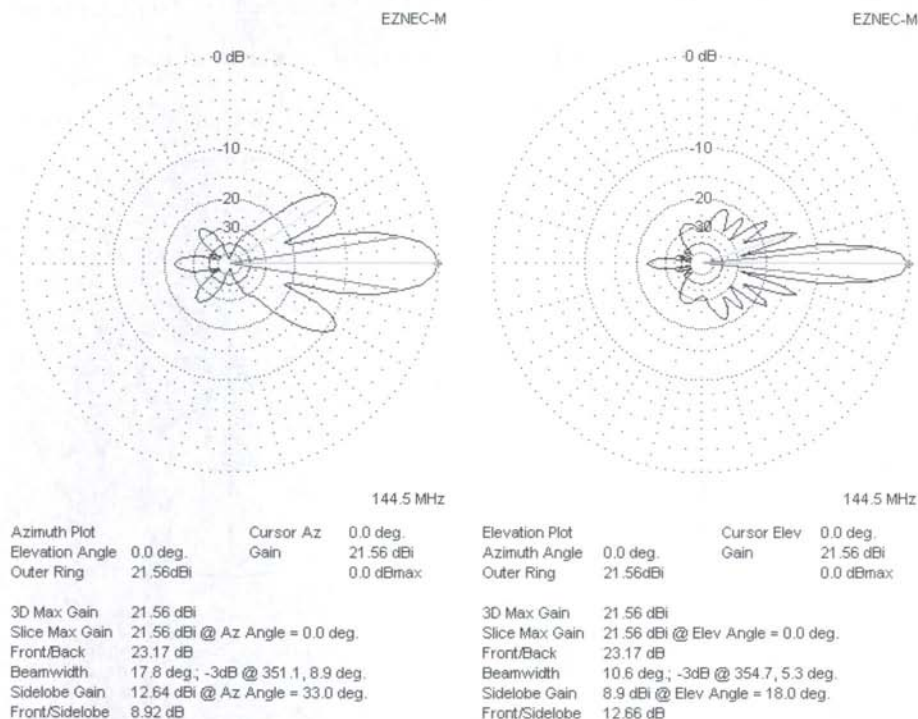


Figure 11 - Radiation patterns in H and V planes of eight antennas in H stack

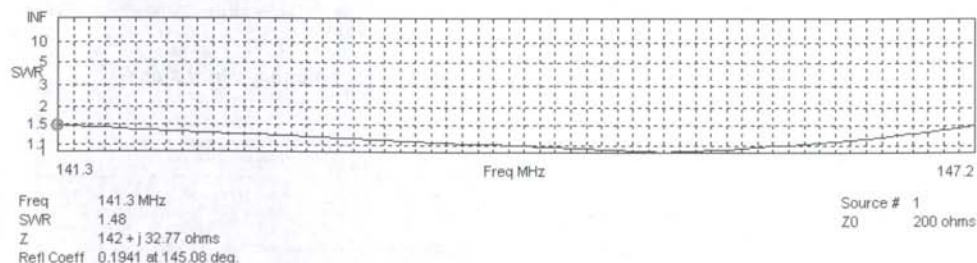


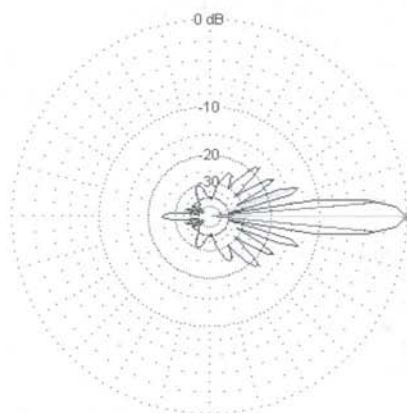
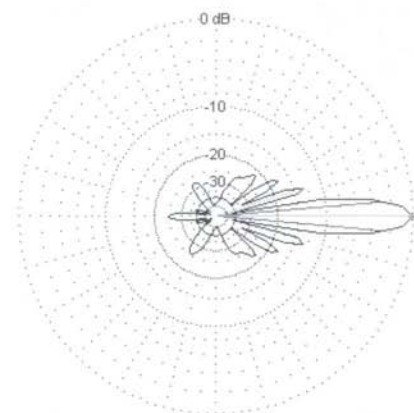
Figure 12 - SWR diagram for SWR=1.5

C) Sixteen antennas in H stack, V=250+250+250cm, H=250+250+250cm

In order to make the most of sixteen short antennas, vertical and horizontal stacking distances are chosen to be 250cm in a 4 x 4 array. Now you have a system of 7.5 x 7.5m from boom to boom, giving quite respectable gain.

EZNEC-M

EZNEC-M



144.5 MHz

144.5 MHz

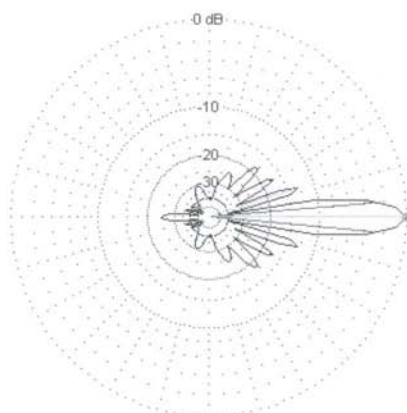
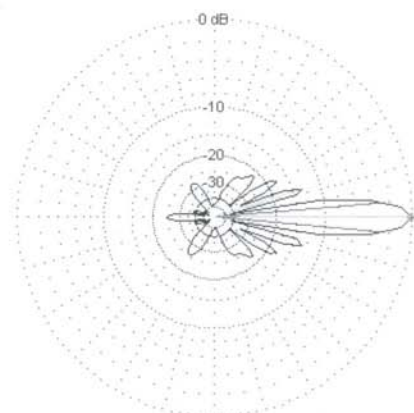
Azimuth Plot		Cursor Az	0.0 deg.
Elevation Angle	0.0 deg.	Gain	24.5 dBi
Outer Ring	24.5dBi		0.0 dBmax
3D Max Gain	24.5 dBi		
Slice Max Gain	24.5 dBi @ Az Angle = 0.0 deg.		
Front/Back	24.6 dB		
Beamwidth	10.0 deg., -3dB @ 355.0, 5.0 deg.		
Sidelobe Gain	11.4 dBi @ Az Angle = 18.0 deg.		
Front/Sidelobe	13.1 dB		

Elevation Plot		Cursor Elev	0.0 deg.
Azimuth Angle	0.0 deg.	Gain	24.5 dBi
Outer Ring	24.5dBi		0.0 dBmax
3D Max Gain	24.5 dBi		
Slice Max Gain	24.5 dBi @ Elev Angle = 0.0 deg.		
Front/Back	24.6 dB		
Beamwidth	10.2 deg., -3dB @ 354.9, 5.1 deg.		
Sidelobe Gain	11.65 dBi @ Elev Angle = 18.0 deg.		
Front/Sidelobe	12.86 dB		

Figure 13 - Radiation patterns in H and V planes of sixteen antennas in H stack (no losses)

EZNEC-M

EZNEC-M



144.5 MHz

144.5 MHz

Azimuth Plot		Cursor Az	0.0 deg.
Elevation Angle	0.0 deg.	Gain	24.45 dBi
Outer Ring	24.45dBi		0.0 dBmax
3D Max Gain	24.45 dBi		
Slice Max Gain	24.45 dBi @ Az Angle = 0.0 deg.		
Front/Back	24.49 dB		
Beamwidth	10.0 deg., -3dB @ 355.0, 5.0 deg.		
Sidelobe Gain	11.35 dBi @ Az Angle = 18.0 deg.		
Front/Sidelobe	13.1 dB		

Elevation Plot		Cursor Elev	0.0 deg.
Azimuth Angle	0.0 deg.	Gain	24.45 dBi
Outer Ring	24.45dBi		0.0 dBmax
3D Max Gain	24.45 dBi		
Slice Max Gain	24.45 dBi @ Elev Angle = 0.0 deg.		
Front/Back	24.49 dB		
Beamwidth	10.2 deg., -3dB @ 354.9, 5.1 deg.		
Sidelobe Gain	11.59 dBi @ Elev Angle = 18.0 deg.		
Front/Sidelobe	12.86 dB		

Figure 14 - Radiation patterns in H and V planes of sixteen antennas (loss included)

Condition	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf for SWR=1.5 (MHz)
No loss	24.50	26.60	13.10	12.86	10.0	10.2	229.3	+0.90	140.300-147.200
Loss included	24.45	24.49	13.10	12.86	10.0	10.2	230.1	+0.83	

Table 8 - Performance of sixteen antennas stacked vertically and horizontally at 250cm

Antenna QY20806XL7D3 for X pol

A big advantage of hybrid antennas is their easy adaptation to cross polarisation. Quad/oblong loops work in both polarisation planes. You only have to build another set of yagi elements and to put them on the boom at right angles. Though not really necessary, I also wanted to optimize the vertical elements. As seen from Table 10, vertical elements are displaced 20mm along the X axis (boom). This finally results in slightly lower gain, compared to the horizontal part of the antenna, but with better temperature and even better G/T. The working bandwidth became larger, too. Of course, what is considered horizontal can be turned to vertical and vice versa, the choice is yours.

Condition	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf for SWR=1.5 (MHz)
H-pol	No loss	12.76	21.50	20.74	17.15	43.5	48.7	260.4	-11.40
	Loss incl.	12.71	21.46	20.69	17.13	43.5	48.7	260.8	-11.45
V-pol	No loss	12.64	20.25	18.14	22.57	49.7	44.2	252.4	-11.38
	Loss incl.	12.59	20.20	18.12	22.52	49.7	44.2	253.0	-11.44

Table 9 - Performance of the horizontal and vertical parts of the antenna

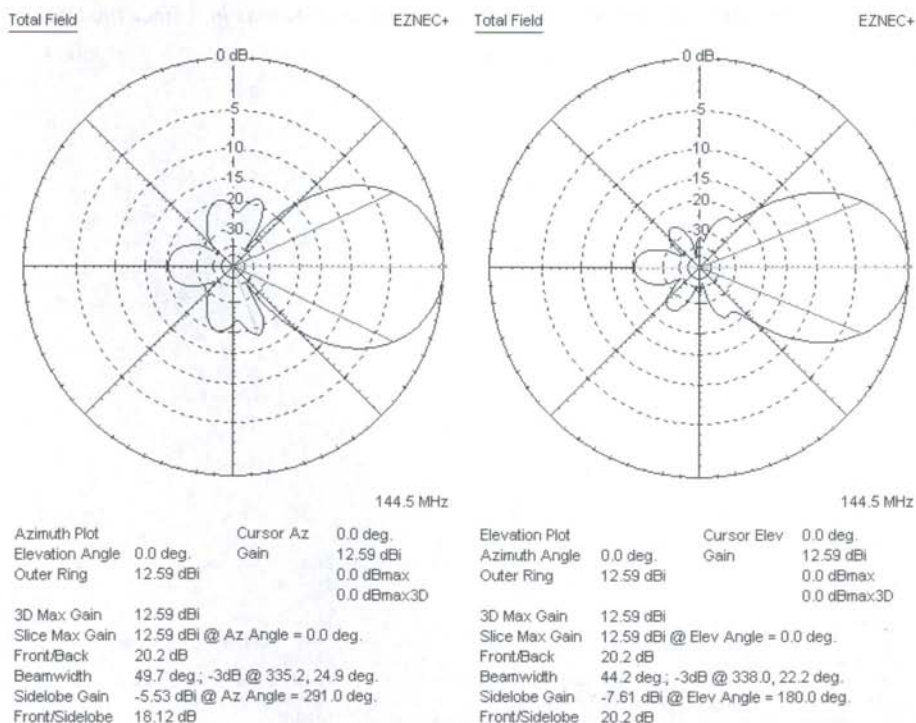
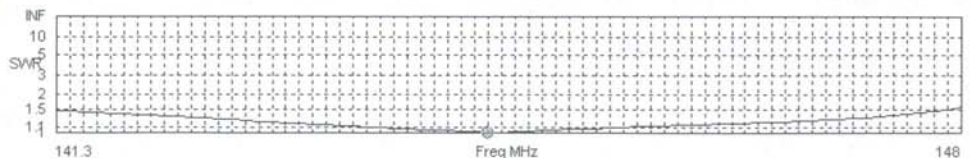


Figure 15 - Radiation patterns in H and V planes of the vertical part of the antenna



Freq 144.5 MHz
SWR 1.004
 Z 199.4 at 0.15 deg.
 = 199.4 + j 0.53 ohms
 Refl Coeff 0.002042 at 139.39 deg.
 = -0.001551 + j 0.001329
 Ret Loss 53.8 dB

Source # 1
 Z0 200 ohms

Figure 16 - SWR diagram for SWR=1.5 of the vertical part of the antenna

QY20806XL7D3		Re	De1	De2	D1	D2	D3	DQ4	DQ5	DQ6
H pol	Position	0	190	330	421	715	1095	1565	2231	2785
	Length	1012	1006	886	942	930	906	538	524	504
V pol	Position	20	210	350	441	735	1115	Same	Same	Same
	Length	1016	1006	886	940	932	906			

Table 10 - Construction details for the horizontal and vertical elements (dimensions in mm)

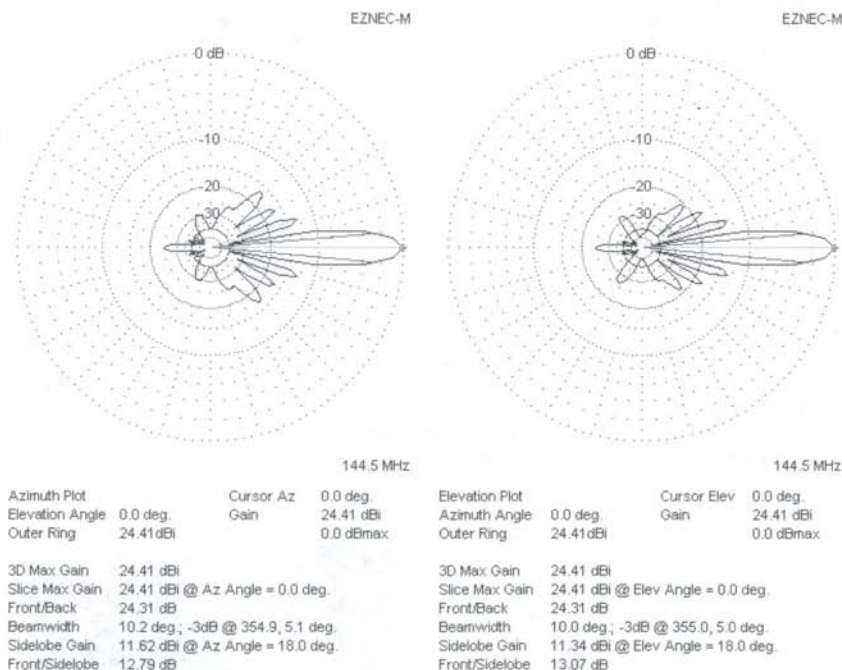


Figure 17 - Radiation patterns in H and V planes of the vertical part of the antenna system, no loss

QY20806XL7D3 XPOL		G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf for SWR =1.5 (MHz)
H-pol	No loss	24.50	26.60	13.10	12.86	10.0	10.2	229.3	+0.90	140.300-
	Loss included	24.45	24.49	13.10	12.86	10.0	10.2	230.1	+0.83	147.200
V-pol	No loss	24.41	24.31	12.79	13.07	10.2	10.0	222.2	+0.94	140.300-
	Loss included	24.36	24.22	12.79	13.07	10.2	10.0	223.1	+0.87	147.900

Table 11 - Performance of horizontal and vertical parts of the antenna system

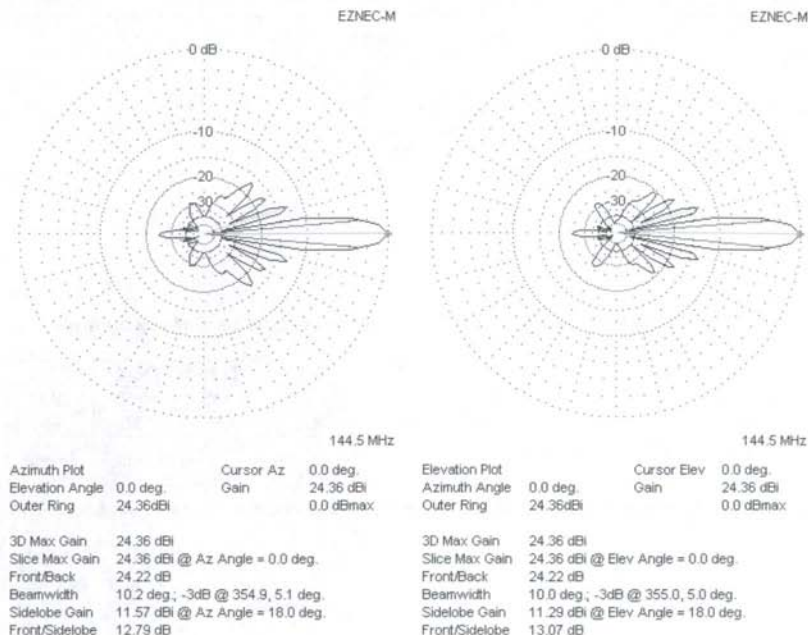


Fig. 18 - Radiation patterns in H and V planes of the vertical part of the antenna system, loss incl.

Conclusion

This antenna is modelled for different purposes and could be used as a powerful system for EME, as well as for normal DX-ing or contesting. The 50Ω coaxial cable feeder should be connected to the feed points together with a 1:4 ratio $\lambda/2$ balun, because the antenna impedance is 200Ω. If the X pol version is used, two coaxial cables are needed, and they must be positioned behind the antenna, out of the radiated field. Also keep in mind that X pol elements must cross each other on their centrelines! I also tried a simulation of the loop elements for this antenna in diamond quad form (see Fig. 19), and got a bit better performance. I did not include it, not wishing to make the article too complex and confusing, but it is available by e-mail request from the author.

Note: The author is currently constructing the system described here with 16 antennas and will test it on EME when completed. All data in this article are based upon computer simulations.

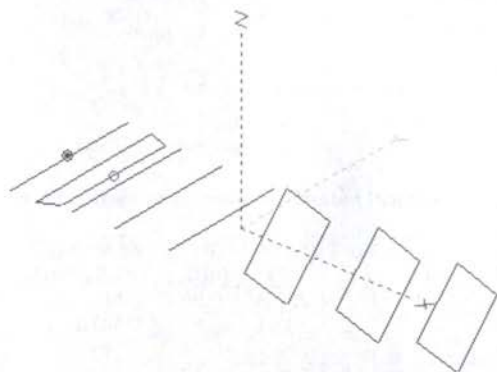


Fig. 19 - Diamond quad loop shape



Fig. 20 - First prototype at YU7XL

Ein kleines und kompaktes Hybrid-Antennensystem für 2m

von Slobodan Bukvic, YU7XL - <http://www.qslnet.de/member/yu7xl/>

Meine bisherige VHF-Antenne war ein System aus sechzehn 8-Element-Yagi-Antennen, jede 2 Lambda lang, und nach meinem eigenen Design. Davor hatte ich eine Gruppe mit 4x14 Ele. nach YU7EF, die jeweils 4.5 Lambda lang waren. Es gibt viele Pros und Contras für jedes dieser Systeme. Die Version mit den 16 Yagis hat höheren Gewinn, aber auch eine höhere Rauschtemperatur. Der größte Nachteil besteht darin, dass diese Anordnung 5 Anpaßstöpe (mindestens 3) benötigt, was Energieverlust und Möglichkeiten für Fehlfunktionen mit sich bringt. Der größte Vorteil des Systems aus 16 Yagis, den ich gefunden habe, ist ihr Verhalten unter windigen Bedingungen. Die Antennen sind selbsttragend, zeigen eine gute Balance und Widerstand gegen Wind. Ohne meine praktische Erfahrung hätte ich dies nicht für möglich gehalten. Inzwischen habe ich dieses System über mehrere Jahre verwendet, ohne irgendwelche Probleme mit Wind zu haben. Eine Amateur aus den USA sagte mir, als er erfuhr, dass ich mit 16 kurzen Antennen arbeite: „Viel Aluminium...“. Das ist aber gar nicht der Fall, solch ein System enthält nicht mehr Aluminium und ist nicht teurer als ein System aus 4 langen Antennen.

Ich möchte nun hier ein wirklich kompaktes Antennensystem für alle beschreiben, die gerne selber bauen. Die Antenne ist 2785mm kurz, was den Einsatz eines Kunststoffbooms ermöglicht (Angelrute). Solche Antennen können vor dem Mast bzw. der Tragekonstruktion montiert werden. Deshalb kann die Antenne leicht zwischen H- und V-Polarisation umgeschaltet werden, wobei in beiden Ebenen eine gute Leistung erhalten bleibt. Bei Verwendung von Booms aus Kunststoff ist keine Boomkorrektur nötig, was zu einer guten Reproduzierbarkeit führt und gute Breitbandeigenschaften bewahrt.

Antenne QY20806XL4D3

Abb. 1 – Ansicht der Antenne

Bedingung	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf für SWR=1.5 (MHz)
ohne Verlust	12.76	21.50	20.74	17.15	43.5	48.7	260.4	-11.40	141.300-147.200
mit Verlust	12.71	21.46	20.69	17.13	43.5	48.7	260.8	-11.45	

Tabelle 1 - Leistungsdaten der Antenne

mm	Re	De1	De2	D1	D2	D3	DQ4	DQ5	DQ6
Position	0	190	330	421	715	1095	1565	2231	2785
Länge	1012	1006	886	942	930	906	538	524	504
Alle Elemente werden aus Aluminiumrohr mit 6mm Durchmesser hergestellt, die Höhe der oblongen Elemente beträgt 250mm. Alle Dimensionen in Millimeter.									

Tabelle 2 – Abmessungen

Hinweis: Der Strahler wird in Trapez-Form (LFA) hergestellt, wobei die Speisepunkte im Zentrum von De2 liegen und einen Abstand von 10mm haben. Dieser Abstand muß von der Gesamtlänge des Strahlers abgezogen werden, wie die Abb. 2. zeigt:

Abb. 2 - LFA-Strahler

Abb. 3 - Strahlungsdiagramme für H- (links) und V-Ebene (inkl. Verlust für Aluminum)

Abb. 4a - SWR-Diagramm für SWR=1.5

Abb. 4b – SWR-Diagramm von 144.000 – 146.000 MHz

Gestockte QY20806XL7D3 Antenne

Jede individuelle Antenne weist ihre ganz eigenen Stockungseigenschaften auf, die man nicht vorhersagen kann, weder durch Nachdenken noch Erfahrung. Der beste Weg, den besten Stockungsabstand auszuwählen, ist die Anfertigung einer Stockungstabelle mit NEC/EZNEC. Die Tabelle für die QY20806XL7D3 sieht wie folgt aus:

Tabelle 3 - Stockungsabstände für die QY20806XL7D3

Wenn man ein Antennensystem plant, muß man in die Tabelle schauen und auswählen, ob man die beste Rauschtemperatur oder den maximalen Gewinn haben möchte, oder einen Kompromiß dazwischen. Ich würde mich nach dem besten G/T orientieren. Natürlich kann eine Begrenzung des zur Verfügung stehenden Raumes vorhanden sein. Dann ist es eine gute Idee, die Stockungstabellen von verschiedenen Antennen vorher anzuschauen und als erstes die passende Antennenart auszuwählen. Man sollte daran denken, dass zu kleine Stockungsabstände SWR-Veränderungen bewirken können. Die Tabelle wird ungültig, sobald irgendetwas bei den Abmessungen in der Antenne verändert wird.

Vertikal gestockte Antenne QY20806XL7D3

Wie man in der Stockungstabelle sehen kann, liegt die minimale Temperatur der Antenne bei vertikaler Stockung bei einem Abstand von ca. 0.55λ. Dieser Wert ist für die meisten Antennen üblich. Solch ein kleiner Abstand „rechnet“ sich aber nicht, weil der damit verbundene Stockungsgewinn nur 1.65 dB gegenüber einer einzelnen Antenne beträgt. Folglich müssen wir einen größeren Abstand wählen, der größeren Gewinn liefert, aber etwas Temperatur opfert. Hier habe ich den Abstand für das beste G/T gewählt, der bei 240cm liegt. Hier sind die Ergebnisse:

A) Zwei Antennen vertikal

Bedingung	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf für SWR=1.5 (MHz)
ohne Verlust	15.60	22.36	23.31	12.93	43.6	22.4	241.8	-8.23	140.600-147.300
mit Verlust	15.56	22.32	23.26	12.96	43.5	22.4	242.4	-8.29	

Tabelle 4 - Leistungsdaten für zwei vertikal, 240 cm entfernt gestockte Antennen

Abb. 5 - Strahlungsdiagramme der zwei vertikal, 240 cm entfernt gestockten Antennen für die H- und E-Ebene

Abb. 6 - SWR-Diagramm für SWR=1.5

B) Vier Antennen vertikal

Nun wurden 250cm Stockungsabstand verwendet. Damit ist die Gesamthöhe des Antennensystems 7.5m.

Bedingung	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf für SWR=1.5 (MHz)
ohne Verlust	18.66	25.69	26.88	12.88	43.6	11.2	230.4	-4.96	140.700-147.200
mit Verlust	18.61	23.62	24.78	12.62	44.0	10.1	231.2	-5.03	

Tabelle 5 - Leistungsdaten für vier vertikal, 250 cm entfernt gestockte Antennen

Abb. 7 - Strahlungsdiagramme der vier vertikal, 250 cm entfernt gestockten Antennen für die H- und E-Ebene

Abb. 8 - SWR-Diagramm für SWR=1.5

Horizontal gestockte QY20806XL7D3 Antenne

Ausschließliche horizontale Stockung wird hier nicht betrachtet und auch nicht empfohlen, da dies mehr Raumbedarf und mehr Arbeitsaufwand bedeutet, aber nur die gleichen Ergebnisse wie bei vertikaler Stockung erreicht werden. Auch ist die Antennentemperatur hierbei nicht akzeptabel bei kleinen Stockungsabständen. Stattdessen wird die übliche H-Stockung aus 2 vertikal und 2 horizontal gestockten

Antennen betrachtet. Ich habe 240cm vertikalen und 310cm horizontalen Abstand gewählt. Dies sollte maximales G/T ergeben. (Tatsächlich sagt die Tabelle, dass das G/T-Maximum bei 360cm liegt, aber es gibt keinen Gewinnanstieg mehr über 310cm hinaus).

A) Vier Antennen in H-Stockung, V=240cm, H=310cm

Bedingung	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf für SWR=1.5 (MHz)
ohne Verlust	18.66	22.11	9.02	12.78	17.8	22.4	245.3	-5.24	141.300-147.200
mit Verlust	18.61	22.05	9.04	12.80	17.8	22.5	245.8	-5.30	

Tabelle 6 - Leistungsdaten für vier Antennen in H-Stockung mit 240x310cm Abstand

Abb. 9 - Strahlungsdiagramme der vier Antennen in H-Stockung für die H- und V-Ebene

Abb. 10 - SWR-Diagramm für SWR=1.5

B) Acht Antennen in H-Stockung mit V=240+240+240cm und H=310cm

Bedingung	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf für SWR=1.5 (MHz)
ohne Verlust	21.64	22.67	7.52	12.63	16.2	10.6	232.9	-2.03	140.300-146.900
mit Verlust	21.59	22.63	7.53	12.63	16.2	10.6	233.6	-2.12	

Man beachte, dass dieses System nur 7.2x3.1m groß ist.

Tabelle 7 - Leistungsdaten von acht Antennen, vertikal mit 240cm und horizontal mit 310cm Abstand gestockt

Abb. 11 - Strahlungsdiagramme der H- und V-Ebene der acht H-förmig gestockten Antennen

Abb. 12 - SWR-Diagramm für SWR=1.5

C) Sechzehn Antennen in H-Stockung mit V=250+250+250cm und H=250+250+250cm

Um das Maximum von 16 kurzen Antennen zu erreichen, wurde ein vertikaler und horizontaler Stockungsabstand von jeweils 250cm ausgewählt. Nun bekommen wir ein System von 7.5m x 7.5m (von Boom zu Boom), das einen recht respektablen Gewinn aufweist.

Abb. 13 - Strahlungsdiagramme der H- und V-Ebene der sechzehn Antennen in H-Stockung (ohne Verluste)

Abb. 14 - Strahlungsdiagramme der H- und V-Ebene der sechzehn Antennen in H-Stockung (inkl. Verlusten)

Bedingung	G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf für SWR=1.5 (MHz)
ohne Verlust	24.50	26.60	13.10	12.86	10.0	10.2	229.3	+0.90	140.300-147.200
mit Verlust	24.45	24.49	13.10	12.86	10.0	10.2	230.1	+0.83	

Tabelle 8 - Leistungsdaten der 16 vertikal und horizontal mit 250cm Abstand gestockten Antennen

QY20806XL7D3 Antenne für X-Polarisation

Ein großer Vorteil von Hybridantennen ist ihre leichte Abwandelbarkeit für Kreuzpolarisation. Quad und oblonge Loops können naturgemäß in beiden Polarisationssebenen arbeiten. Man muss also nur einen weiteren Satz der Yagi-Elemente bauen und sie 90 Grad versetzt auf den Boom setzen. Auch wenn es nicht wirklich nötig gewesen wäre, wollte ich die vertikalen Elemente noch zusätzlich optimieren. Wie man in Tabelle 8 sieht, wurden die vertikalen Elemente um 20mm versetzt auf der X-Achse angeordnet. Das führt letztlich zu etwas geringerem Gewinn im Vergleich zum horizontalen Teil der Antenne, aber die Temperatur und das G/T werden besser. Die Arbeitsbandbreite wurde ebenfalls besser. Natürlich kann der horizontale Teil auch der vertikale sein und umgekehrt, das kann man sich aussuchen.

Bedingung		G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf für SWR= 1.5 (MHz)
H-pol	ohne Verlust	12.76	21.50	20.74	17.15	43.5	48.7	260.4	-11.40	141.300- 147.200
	mit Verlust	12.71	21.46	20.69	17.13	43.5	48.7	260.8	-11.45	
V-pol	ohne Verlust	12.64	20.25	18.14	22.57	49.7	44.2	252.4	-11.38	141.300- 147.900
	mit Verlust	12.59	20.20	18.12	22.52	49.7	44.2	253.0	-11.44	

Tabelle 9 - Leistungsdaten des horizontalen und vertikalen Teils der Antenne

Abb. 15 - Strahlungsdiagramme der H- und V-Ebene des vertikalen Teils der Antenne

Abb. 16 - SWR-Diagramm für SWR=1.5 für den vertikalen Teil der Antenne

QY20806XL7D3		Re	De1	De2	D1	D2	D3	DQ4	DQ5	DQ6
H pol	Position	0	190	330	421	715	1095	1565	2231	2785
	Länge	1012	1006	886	942	930	906	538	524	504
V pol	Position	20	210	350	441	735	1115	dito	dito	Dito
	Länge	1016	1006	886	940	932	906			

Tabelle 10 - Dimensionen für die horizontalen und vertikalen Elemente

Abb. 17 - Strahlungsdiagramme der H- und V-Ebenen des vertikalen Teils des Antennensystems (ohne Verluste)

QY20806XL7D3 XPOL		G (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (dBi)	F/Sv (dBi)	Hor (°)	Ver (°)	Temp (K)	G/T (dB)	Δf für SWR =1.5 (MHz)
H-pol	ohne Verlust	24.50	26.60	13.10	12.86	10.0	10.2	229.3	+0.90	140.300- 147.200
	mit Verlust	24.45	24.49	13.10	12.86	10.0	10.2	230.1	+0.83	
V-pol	ohne Verlust	24.41	24.31	12.79	13.07	10.2	10.0	222.2	+0.94	140.300- 147.900
	mit Verlust	24.36	24.22	12.79	13.07	10.2	10.0	223.1	+0.87	

Tabelle 11 - Leistungsdaten des horizontalen und vertikalen Teils des Antennensystems

Abb. 18 - Strahlungsdiagramme für H- und V-Ebene für den vertikalen Teil des Antennensystems (inkl. Verluste)

Schluß

Diese Antenne wurde für verschiedene Zwecke entwickelt und kann in einem leistungsfähigen EME-System genauso verwendet werden, wie für DX oder Conteste. Auf jeden Fall muß das 50Ω-Speisekabel zusammen mit einem λ/2-Balun, mit 1:4-Transformation, an die Speisepunkte angeschlossen werden, da die Antennenimpedanz 200Ω beträgt. Wenn die Version für Xpol verwendet wird, werden zwei Koaxkabel benötigt, die sich hinter der Antenne, außerhalb des Strahlungsdiagramms, befinden müssen. Wichtig ist auch, dass sich die Xpol-Elemente genau in ihren Mitten kreuzen müssen!

Ich habe auch eine Simulation der Loop-Elemente in Diamant-Anordnung bei dieser Antenne versucht, siehe Abb. 19. Es wurde eine kleine Verbesserung dadurch erreicht. Ich habe die Details hier nicht veröffentlicht, damit der Artikel nicht zu komplex und verwirrend wird. Auf Anfrage sind sie aber vom Autor per Email erhältlich. Bei allen Angaben in diesem Artikel handelt es sich um Simulationen. Zur Zeit baut der Autor das hier zuvor beschriebene System mit 16 Antennen real auf und wird es in der Praxis testen.

Abb. 19 - Quad Loop in Diamant-Konfiguration

Abb. 20 - Erster Prototyp bei YU7XL

Is the Gain of a Big Wheel 3 dBD?

by Friedhelm Lichtenthäler, DM8MM



Big Wheel antennas are often used for beacon stations or as omnidirectional antennas in contests. Also from fixed home stations they are used, sometimes even stacked. The reason is obvious: The Big Wheel is a well known horizontally polarised omnidirectional antenna that is also optically quite interesting.

A Big Wheel antenna consists from three each about 1 Lambda long loops which are parallelly connected. Only the outer parts of the loop that are about $\frac{1}{2}$ Lambda long contribute to the radiation pattern. In the past Big Wheels were available commercially from F9FT, Tonna Antennes, nowadays they are produced in good quality by WiMo.

In summer 2011 I recalculated the ERP of my 2m beacon DM0DUB as I expected an inspection by the licence authority. The data sheet of the manufacturer stated 3 dBD! This value is probably wrong and significantly too high. Also on the web one finds this value again and again. If one would calculate the beacon ERP with this value, one would have a big disadvantage and the beacon would have an undesired ERP that is much too low.

I remembered discussions from the end of the 1970's with Terry Bittan, DJ0BQ/G3VJQ, the former publisher of VHF Communications. Terry stated that a Big Wheel would show less than 0 dBD as it has no reduction in the vertical plane. Also the radiating parts of the loops would only fill insufficiently the zero points of a half wave dipole. So, wherefrom should the gain vs. a half wave dipole come?

Unfortunately DJ0BQ has never published his views or I just don't know where. Thus I have searched for the original publication from the U.S. as this antenna was developed by W1FVY and W1IJD in the 1960's. I have found an old text from 1972 in [1] where ARRL reports: „A single Big Wheel is nearly as effective in all directions as a horizontal half-wave dipole in its favored directions..." This value of < 0 dBD is mutating over the decades to the today's 3 dBD. May be this was caused by gain claims of 4 dBD from M2 for their little horizontal mobile antennas. If we take a closer look we see that these values are for antennas mounted above conducting metal surfaces, like the roof of a car. Thus most probably the resulting elevated strong first sidelobe was measured and could lead to these 4 dBD value. May be this lobe has about 10 deg elevation and would not be very useful for propagation from and to the horizon.

DL8HCZ (tnx!) pointed me to [2]. On this very good page from PA5DD we find a NEC2 simulation of a 4m Big Wheel that showed $1.33\text{dBi} = -0.82\text{dBD}$. For my calculations that I have to show the authorities I use now always 0 dBD for the Big Wheel and I can increase the TX power by 3 dB with a pure conscience. As for many beacons in Europe and NA Big Wheels are used on VHF, UHF, and SHF, these findings and considerations could be interesting for the keepers.

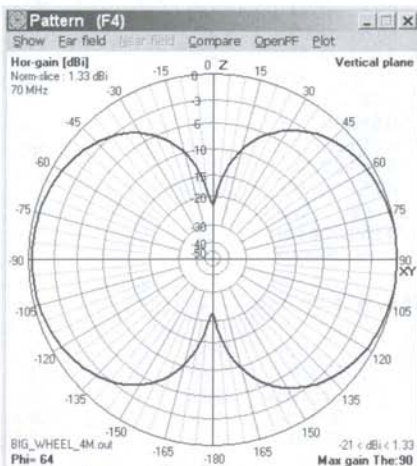
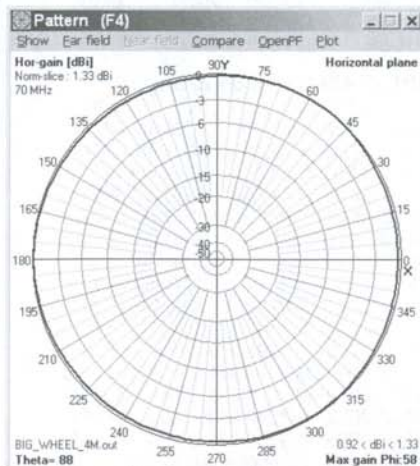


Fig. 1 (left):
H pattern
for a 70
MHz Big
Wheel,
NEC 2
simulation.
Source [2].

Fig. 2
(right):
The
according
vertical
pattern

[1] The Radio Amateur's VHF Manual, Third Edition, ARRL, Newington, 1972
[2] <http://home.hccnet.nl/uffe.noucha/log/bigwheel.htm>

Tropo Reports

2m, 70cm and up

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

2m

DK3WG, JO72GI wkd on 2m:

DATE	Call	LOC	Mode	QRB
2011-12-27	G0XDI	IO91RQ	SSB	1030 km
2011-12-27	G0BBB	IO91OK	SSB	1047 km
2011-12-27	MOVRL	IO70PO	SSB	1340 km
2011-12-27	G8HGN	JO01F0	SSB	967 km
2011-12-27	G3MLO	JO01MD	SSB	935 km

TNX FOR REPORT!

EA2TO/1, IN83FD, 1512m a.s.l., wkd on

Nov. 27, 2011, >1000km:

07:22	ON4POO	53 53	JO20DP	1.023 km
08:01	DF2VJ	59 59	JN39LI	1.060
08:11	F1BBW	59 56	JN38VT	1.076
08:15	DK6EO	53 56	JO31NC	1.195
08:16	F0EUE	55 57	JN29VM	1.006
08:33	DL1GI	57 57	JN49EH	1.142
08:35	F4CYL	55 55	JN38IT	1.010
08:37	DL3IAS	53 57	JN49EJ	1.147
08:56	DJ3OS	57 58	JN49FL	1.157
09:06	DL8DAU	52 52	JO40ME	1.235
09:08	DK4IN	57 55	JN48DV	1.113
09:10	F6DCD	55 57	JN38RQ	1.048
09:24	DK1FG	59 59	JN59OP	1.338
09:39	DJ0QZ	59 59	JN49LM	1.190
09:57	DL5FDP	529 529	JN49LP	1.197
10:16	DK5EW	52 51	JN48MB	1.119
10:18	I3MEK	529 519	JN55SJ	1.224
10:25	DL6YBF	529 529	JO31OX	1.268
10:29	ON4KHG	559 559	JO10XO	1.005
10:30	PA2M	539 559	JO21IP	1.129
10:38	DJ6CA	53 54	JN39XU	1.151
10:52	DB6NT	59 59	JO50TI	1.401
11:13	OK1FD	529 529	JO60CF	1.431
11:16	F8ZW	59 59	JN38SP	1.051
11:27	DL7QY	529 529	JN59BD	1.243
11:30	DK3EE	559 519	JO41GU	1.323
11:51	G4SWX	559 519	JO02PB	1.054
12:00	LX1DB	59 59	JN39CO	1.035
12:25	DL1GRB	59 59	JN38XL	1.068
12:51	DF2ZC	559 559	JO30RN	1.172
12:53	DL4DWA	559 559	JO61QH	1.560 ODX
13:00	DL4MP	559 559	JN48NX	1.170

OK1TEH, JO70FD, wkd on Dec. 27, 2011

> 1000km:

13:55	GW7SMV	IO81LN	1240
14:43	2E0VXX/P	IO82RJ	1210
15:23	EI4DQ	IO51WU	1591
15:31	G0PQO	IO92UA	1053
15:42	G7RAU	IO90IR	1118
15:44	M0VRL	IO70PO	1361
16:04	G4PBP	IO82WO	1184
16:11	G4RGK	IO91ON	1084
16:13	G3UDA	IO82OQ	1230

16:14	G4PBP	IO82WO	1184
16:35	2E0NEY	IO81VK	1182
16:49	GW8JLY	IO81JM	1252
17:25	G16ATZ	IO74AJ	1466
17:45	GW8JLY	IO82JM	1252
18:02	M0PNN	IO82TS	1203
18:08	G4RRA	IO80BS	1301
18:37	G8TIC	IO82VF	1186
18:40	G4KWQ	IO92AQ	1174
19:00	G8GXP	IO93FQ	1167
19:08	G8VHI	IO92FM	1144
19:22	M0RSF	IO93ES	1174
19:30	G6HKS	IO93OB	1088
20:00	G4HGI	IO83PL	1238
20:12	G8VHI	IO92FM	1144
20:22	EI6GF	IO62RG	1482
20:23	G4AEP	IO91NJ	1089
20:36	G4IDR	IO93BP	1187
22:47	G3UKV	IO82RR	1214

70cm

DK3WG, JO72GI wkd on 70cm:

DATE	Call	LOC	Mode	QRB
2011-12-27	G0XDI	IO91RQ	SSB	1030 km

TNX FOR REPORT!

23cm

DK3WG, JO72GI wkd on 23cm:

DATE	Call	LOC	Mode	QRB
2011-11-12	SM0DFP	JP90JC	CW	904 km
2011-11-12	SM0FZH	JO99HI	CW	822 km
2011-11-12	SK3MF	JP92FW	CW	1202 km

TNX FOR REPORT!

EA2TO/1, IN83FD, 1512m a.s.l., wkd on

Nov. 27, 2011 on 23cm >700km:

08:50	DL3IAS	519 419	JN49EJ	1.147
09:50	F1EZQ	52 53	JN27LS	838
09:52	LX2LA	52 52	JN39CP	1.038
09:52	DB6NT	529 559	JO50TI	1.401
11:01	F5HRY	529 579	JN18EQ	767
11:05	F1DBE	529 559	JN09XC	786

SP5XMU, KO02LG wkd on 23cm:

DATE	UTC	Call	LOC	QRB
2011-11-11	15:22	SM0FZH	JO99HI	801 km
2011-11-11	17:33	OZ3ZW	JO54RS	686 km
2011-11-11	17:52	YL3AG	KO06WK	467 km
2011-11-11	18:47	SM1HOW	JO97GL	599 km
2011-11-12	09:50	SM4DHN	JP60VA	968 km
2011-11-12	12:29	DL4DTU	JO61TR	505 km
2011-11-12	19:48	SK3MF	JP92FW	1195 km
2011-11-12	22:14	OK1TEH	JO70FD	510 km
2011-11-12	22:26	SM7GVF	JO77GA	670 km

Beacons heard:

SK4BX/B	JO79LI	1296.960	599	871 km
SM1UHG/B	JO97BM	1296.951	599	612 km
SK0UHG/B	JO99BM	1296.835	559	826 km
SK3UHG/B	JP92FW	1296.850	539	1195 km
SM2SHF/B	JP93VU	1296.985	429	1292 km

longest distance of opening

Full report + recordings:

http://sp5xmu.pl/1296mhz/sp5xmu_big_tropo_2011.html

TNX FOR REPORT!

MS News

Editor: Norbert Götsche DL8LAQ
info@DUBUS.de

More MS-QSOs on 70cm

The Geminid shower had a nice maximum on December 14 2011 with a peak at about 15 UTC with almost 200 meteors per hour. On this day DJ8MS (JO63) wkd from 21 to 23z via FSK-MS: IK0BZY (JN61), SM3BEI (JP81) and OH6KTL (KP02). The QSOs were completed within 30 to 40 mins! Also DJ5BV (JO30) wkd SM3BEI (JP81). More or less at the same time at about 18z the world's first SSB MS QSO on 70cm took place in Australia. See separate report for details.

The Quadrantid shower had a nice maximum on January 4th 2012 from about 00 to 18z. Several FSK-MS-QSO were completed on this day in Europe: OK1TEH (JO70) worked UR5LX (KO70), IK0BZY (JN61) and R1AX (KO59). IK0BZY (JN61) worked also DJ5BV (JO30) and LZ1DX (KN22).



1st ever 2 way SSB MS QSO on 70cm!

On 14 December 2011 between 1700z and 1830z, VK4OX completed a successful 2 way ssb qso with Arie, VK3AMZ, on 432.360 MHz via meteor scatter over 1457km. They were using pre-recorded voice messages similar in format to fsk441, stored in a Meteor Scatter program called Multikeyer. 15 second periods were used.

Station Details: VK4OX, QG63kf, 2 vertically stacked horizontally polarised 26 el yagis (Opt 70), 400W pep output. VK3AMZ, QF22fe, single 13 el yagi (DK7ZB style), 400W pep. The Geminids Meteor shower was predicted to be maximum this morning. VK4OX writes: "OH51Y and other programs predicted the best time for a qso between QG63kf and QF22fe as being 1730z to 1830z on 2011-12-14. We started at 1700z. I got only a few pings in the first hour but no useful information. At 1808z I received a beautiful burst with both callsigns and a report. I change my tx message to mostly "Roger 27" because I know that Arie must have both callsigns, otherwise he would not be sending a report. Nothing for about 20 minutes then the best "qsl" I have ever received. Arie,

VK3AMZ received one burst of callsigns and another of "Roger 27" and several pings. I believe this to be the first ever 2 way ssb qso on 432MHz meteor scatter in Australia and perhaps the first ever 2 way ssb qso on 432MHz between vk3 and vk4 via any, non eme, propagation mode." (Ed.: We believe that this is the first EVER 70cm SSB MS QSO on the world, congratulations!! DL8HCZ)

MS Sprint Contest 2011 - Result

Every year MMonVHF and DUBUS are organizing the MS Sprint Contest around the maximum of the Perseids meteorshower. Here the results (top 3 places):

Section QRP

1st Place: ON6NL, 2nd Place: UT5U, 3rd Place: RK1AA/1

Section QRO

1st Place: RX1AS, 2nd Place: HB9FAP, 3rd Place: UT2UB

Section Team

QRP F/5V1NZX, QRO US8ZAL, /P YU2DX

Best station outside Europe: W7QJT

Complete list of results and soapbox is available on:

<http://mmmonvhf.de/ctest.php?year=2011>

All stations will receive an E-award from the contestmanager DK5EW. The team of MMonVHF and DUBUS congratulates the winners of each section. (Erwin, DK5EW, MMonVHF)

PSK2K New meteorscatter software

Those who are regular visitors of the ON4KST-chat or the DX-cluster will have noticed that there are stations that are using a new software for meteorscatter (or weak signal QSO's) called PSK2k and found a place around 144.360 MHz. The software is still in a development state but can be used already and successful QSO's are reported in tropo and MS.

Author of this piece of software is Klaus, DJ5HG. The software is an advanced digital mode for meteorscatter with secure communication by Error Correcting and Error Correcting Codes. It features Auto-Modes for automatic QSO's and is replying automatic to received calls. The program can operate in parallel to WSJT on the same PC on the same soundcard, however the processor load can be heavy so only at newer types of PCs. The program will need MATLAB (MCR) installed on your PC and before installing and running PSK2k the use of the tool MCR_test is advised. The software can be downloaded on the downloadpage from DJ5HG at the URL http://dj5hg.de/dj5hg_download.html.

Before installing the software is highly recommended to read the manual as setting up the software is taking more time and you need some things to get it running. A PSK2k User Group was founded on Jan. 7th and the group can be found on the URL <http://uk.groups.yahoo.com/group/psk2k/>.

Reading the posts on the User pages is useful. You can also find a tool in the section files called testaudio.zip. As setting up the RX/TX audio is not so easy as in WSJT, this tool will help you. Founder of the User group is Roger, GW4WND. Remember, the software is still in development so not everything is perfect yet. Feedback is welcome. And remember that the way of decoding is different than FSK441 in WSJT where you were able to decode all signals and partial messages. PSK2k will decode it all or nothing and only what is general or for your eyes only. You will not be able to decode signals that are for other stations.

Sources: DJ5HG and the PSK2k User Group

In December and January DJ5HG completed many PSK2k MS QSOs with GW4WND. Also several QRP tests were made and several QSOs were completed with output power levels of about 1 Watt!

Aurora Reports

Editor: Stefan Heck, LA0BY
LA0BY@dark.de

Dear fellow VHF enthusiasts!

The new year started well, January brought some nice openings. The one on January 22 reached even down to OK. 73, Stefan (LA0BY)

GM4VVX in IO78TA wkd on 144 MHz:

2012-01-22

2050	DH8BQA	JO73CE	54A	52A	45°
1905	SM6GYB	JO68GW	44A	44A	45°
2103	SM4GGC	JO69RK	57A	55A	45°
2107	DK1CO	JO63SX	57A	55A	45°
2111	PA3BIY	JO22HB	58A	57A	45°
2112	G4YHF	IO92QW	57A	59A	45°
2115	G7RAU	IO90IR	59A	59A	45°
2124	MM0CYR	IO88GO	59A	58A	20°
2133	GM3ZNC	IO75SP	54A	55A	20°
2138	GM3ILS	IO87	55A	55A	20°

2012-01-24

1825	DF0MU	JO32PC	57A	54A	60°
1835	GM4GUF	IO85EP	55A	52A	60°
1838	G4YHF	IO92XW	54A	54A	60°
1847	G4HGI	IO83PL	57A	57A	30°
1850	PA3CWN	JO33BK	57A	57A	30°
1902	DK5JM	JO43QS	44A	57A	20°
1906	G3XAP	JO02NG	44A	57A	20°
1908	OZ1FBH	JO65CA	59A	55A	20°
1910	DL6YBF	JO31OX	57A	55A	15°
1914	G4VWI	IO92WX	44A	55A	15°
1919	DL6NNA	JO71JP	55A	52A	25°
1922	PA5WT	JO22HG	57A	56A	25°
1925	DF7KF	JO30GU	59A	55A	25°
1931	PA4VHF	JO32JE	54A	55A	25°
1934	DK5JM	JO43QS	54A	?	10°

RIG: TR751e + amp at 300w into a 10 ele. tnx for report, Clive

OH6PA in KP02PL wkd on 70 MHz:

2012-01-22

1637	ES1CW	KO29HK	55A	57A
1641	OH3TE	KP31HL	55A	55A
1645	LA4ANA	JO59CU	55A	55A

RIG: 10W into 5-ele-yagi

OH6PA in KP02PL wkd on 144 MHz:

2012-01-22

1717	LA3PK	JO59KV	55A	55A
1722	RA1WZ	KO47DT	58A	59A
1726	RV3IG	KO87OT	57A	57A
1733	RA3FP	KO94AV	56A	57A
1737	RD3FD	KO95CO	57A	57A
1738	YL2OK	KO37AS	57A	59A
1741	LY2CH	KO15		
1759	RA3LE	KO64AT	55A	55A
1928	R1DM	KO49WP	55A	55A

RIG: 300W into 2 x 8 ele slotbeam tnx fer report, Ben

SM7GVF in JO77GA wkd on 144 MHz:

2012-01-22

1737	RA1WZ	KO47DT	57A	57A
1745	RD3FD	KO95CO	59A	59A
1752	SM6V	JO57XK	59A	59A
1755	RX3AA	KO85PO	57A	57A
1757	SM6GYB	JO68GW	57A	57A
1758	SP2HPD	JO94JC	57A	57A
1800	LY3UE	KO24OP	57A	59A
1802	OH2BBT	KP20HF	57A	59A
1805	GM4ILS	IO87IP	57A	57A
1807	RA1WU	KO47ET	57A	59A
1809	YL2OK	KO37AS	59A	59A
1833	R3BM	KO85PD	57A	59A
1836	DL6NAA	JO50VF	33A	53A
1837	YL2FZ	KO37QI	54A	55A
1840	OK1TEH	JO70FD	55A	55A 65°
1843	OK2IT	JN89GF	55A	53A
1845	OK2PM	JN99AO	55A	55A 65°
1847	DL6YBF	JO31OX	57A	53A
1854	OK2ER	JN99BS	54A	56A 68°
1857	OK2ER	JN99BS	56A	58A
1901	OK1SC	JO70OB	56A	57A 65°
1903	OH1UM	KP01UL	59A	59A
1904	SP3TYF	JO82FH	56A	55A
1916	LA3PK	JO59KV	57A	57A
1917	LY2FN	KO14XV	55A	57A
1920	DL2LTM	JO61QH	55A	55A
1926	G4KWQ	IO92AQ	56A	55A 310°
1928	G4YHF	IO92XO	54A	55A
2001	YL2GP	KO26AW	55A	59A
2003	R1DM	KO49WP	56A	59A
2006	SQ2EEQ	JO94JC	54A	55A
2008	LY2CH	KO15OV	55A	59A
2010	RV3IG	KO87OT	56A	57A
2012	DH8BQA	JO73CE	57A	59A
2015	DJ3AK	JO52GJ	55A	53A
2017	DL6NDK	JO53BV	55A	55A
2018	DJ8MS	JO64AD	57A	59A
2051	YL2LW	KO26CW	54A	59A
2054	DL8YE	JO32TC	54A	57A
2058	PA3BIY	JO22HB	59A	59A 303°
2100	G7RAU	IO90IR	54A	56A
2103	PA5DD	JO22IC	59A	59A
2105	G4FVP	IO94FM	55A	55A
2112	GOOPH	IO94HN	54A	55A

2012-01-24

1759	OH5LK	KP30ON	57A	57A 355°
1800	OH6MAZ	KP21IG	55A	55A
1814	ES6FX	KO37OW	57A	59A 48°
1905	LA3BO	JO59CD	57A	59A

tnx for report, Kjell

On January 22nd, 2012 SM4IVE JO79 wkd some 70cm Aurora-QSOs from 1740-2037z: OH4LA, ES2DF. SM4IVE was hrd by at least SP2JYR, YL2OK, LY3UE.

Please do not forget to send your reports from time to time. There is a template for a report form on my website, see http://www.mydark.de/la0by/DUBUS_Aurora_reportform.xls which you could use for this.

VHF South America

by Flávio Archangelo, PY2ZX

Possible radio paths from Northeast Brazil

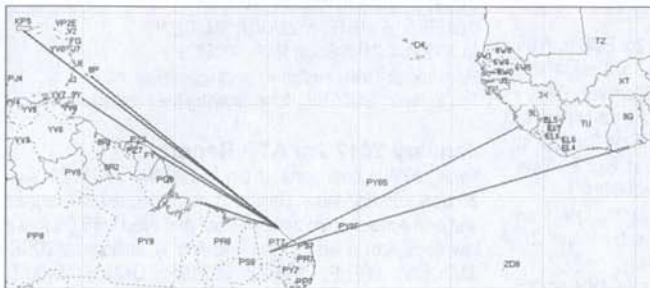


Fig. 1: Map of Northeastern Brazil and possible paths to Caribbean and Africa. The 3 lines closest to the PY coast are Tropo and Es indications, the shortest line is a positively confirmed AIS-path via Tropo and the middle line a QSO from PT7/PY2ZX on 50 MHz Es. The lines from PT7 to 8P and KP4 are possible combined propagation paths and the lines to Africa are some kind of ionospheric path in the Equatorial zone, active at least up to 88 MHz as confirmed by PU7MAN.

Alex Fabiani M. Dias (PT7CQ, HI06re) is following the TEP reports on 2 meters, but since his location in Northeast Brazil is very near the Geomagnetic Equator, he cannot enjoy the classical TEP paths. For Caribbean he must follow some Equatorial Es, combined modes or even local Tropo to southern and eastward islands. He heard on January 07, 2012 very weak possible emissions from KP4EIT but was not able to make a QSO. On January 27, 2012, he heard PY2REK in CW but again no QSO. These ranges are around 2400 km to 3900 km. As described in DUBUS 04/2011, PU7MAN (HI03ip) made interesting listening reports of African broadcasting stations. It seems that there are very curious propagation possibilities from Northeastern Brazil.

PP5/PY2OC expedition report from GG50

Luiz Tresso, PY2OC, was active from January 17 to 26, 2012 from rare square GG50cq at Passo de Torres, border between Santa Catarina (PP5) and Rio Grande do Sul (PY3). He was active on 50 MHz (6 elements horizontal Yagi, 100 W), 88 MHz (listener), 144 MHz (12 elements horizontal Yagi, 100 W), 432 MHz (15 elements horizontal Yagi, 50 W). On 432 MHz no DX contact was made due to unstable Tropo conditions. On 144 MHz JT65B had to be used to complete QSOs with PY2ANE (GG66sh) and PY2REK (GG65pu, 500 W, ant. DK7ZB 10 elements horizontal). 144 MHz provided TEP with Trinidad and Tobago: two very reliable QSOs with 9Y4D and 9Z4BM (9 elements LFA horizontal, 50 W). He did not hear FM8DY (FK94mo) while at the same time Martinique was working PY2 area. Luiz also found new Caribbean repeaters (considering the previous experiences done with Japy DX Group) but unidentified origin: 146,92 MHz and 146,76 MHz were the output QRGs (suggestions are welcome).



On 6 meters SSB he made QSOs with Argentina (LU6FHO, LU1EDH, LU5EJT, LU2DEK, LW5ET, LU5FF) and got openings to USA on CW and wkd K4PI, K6EID, K4WZ. On 88 MHz broadcasting band he tested a new Peter Komer's antenna model and observed several openings to Sao Paulo, Caribbean and possibly Argentina. Interesting to note that for the first time Luiz has heard big TEP signals on 144 MHz, but without necessarily similar strengths on 88 MHz. After he returned to GG66 in February, he described the Es to LU on 50 and 88 MHz as very short openings considering the past months. For him PR8ZIX became the most reliable beacon reference for Northeast Brazil.

Fig. 2: Part of PP5/PY2OC antennas in GG50 with open sea view to Africa and southeast Brazil.

Top 5 LABRE UHF 2011 Results

Call	Type	Points
PY2EB	Multioperator	981,74
PY2NF	430 MHz Single Operator	453,20
PY2AE	430 MHz Single Operator	355,66
PU2TRX	430 MHz Single Operator	311,75
PY2REK	430 MHz Single Operator	216,42

Full results at <http://www.labre-sp.org.br>

2m EME News

Editor: Joachim Kraft, CT1HZE
info@DUBUS.de

Expeditions and OPs

4U1 UN Geneva: PE1L etc. will be active on 2m EME in JT65 as 4U1ITU from JN36 from March 23 to 25. 2 x 8 ele, 400w, 144.134 MHz 4U1ITU first. Loc.: JN36. Also 70cm with QRP.

5X Uganda: Rene PE1L and Eltje PA3CEE will travel back to Africa again this year and will activate 5X1EME on 2m EME in JT65 from May 25 to June 3. QRG 144.134 first. Rig: 2 x 8 ele + 400w. Also 70cm EME with small rig. Loc: KJ60GH.

EY Tadjikistan: DL8YHR + PE1L plan to be qrv from EY8MM on 2m EME in JT65 for a few days from April 27. They will be also qrv on 70cm EME.

FG Guadeloupe: F1DUZ etc. will be qrv as FG4KH on 2m EME in JT65 and CW from April 12 to 26. Loc.: FK96HF.

HS Thailand: DL2LAH etc. will be qrv from April 18 for several days from different rare grids on 2m EME in JT65. Call: E2E. Proposed grids are OK17, 18, 26, 27&28. Rig: 4 x 10 el.

J5 Guinea-Bissau: I3LDP will be qrv with a group from Italy as J52EME on 2m EME in JT65 from 23.3.-5.4. Loc.: IK45GJ. Rig: 2 x 8 el xpol + 700w. QRG: 144130 1st.

TR Gabon: F4EIH will qrv for 3 years from February 2012 and plans to become active on 2m EME in JT65.

UN Kazakhstan: UN/DL9LBH is qrv on 2m and 70cm EME in JT65 until August 2013. Grid: MO51.

ZA Albania: OK1DFC and team plan a multiband EME (and MS) expedition sometime in 2012.

News

DUBUS 2m CW Activity Periods 2012

The next DUBUS 2m CW Activity Periods are:

Feb.	25	0800-1100	&	1600-1900 GMT
March	24	0630-0930	&	1500-1800 GMT
April	21	0500-0800	&	1400-1700 GMT
May	19	0400-0700	&	1300-1600 GMT
June	16	0200-0500	&	1200-1500 GMT
July	14	0100-0400	&	1000-1300 GMT
August	11	0000-0300	&	0900-1200 GMT
Dec.	22	1230-1530	&	2100-0000 GMT

QRG range: 144.040 – 144.060 CW. For full rules see:

http://www.sm2cew.com/aw_rules.html

Logs please to: dubus-aw-logs@sm2cew.com

DUBUS 2m CW EME

Activity Contest 2011 Results

Here the results of the 2011 DUBUS 2m CW EME Activity Contest as described in DUBUS magazine and at www.sm2cew.com/aw_rules.html. Results are based on the best score for 6 weekends out of 9 in the 2m cw eme activity events, as calculated for Jan. – Dec. 2011. The winners are:

Cat A: SM7WSJ with 90 points (antenna gain up to 15dbd)

Cat B: IK1FJI with 3030 points

(total antenna gain above 15 and until 18.5dbd)

Cat C: SV1BTR with 10970 points

(total antenna gain above 18.5 and until 22dbd)

Cat D: OZ1HNE with 10160 points

(total antenna gain above 22 and up to 25.5dbd)

Certificates to commemorate the achievement for first 3 stations in each section:

CLASS A: SM7WSJ, VK5APN

CLASS B: IK1FJI, PA5MS, SV10AA

CLASS C: SV1BTR, YO2AMU, SM2CEW

CLASS D: OZ1HNE, OK1MS, SP7DCS

More info at: www.sm2cew.com/aw_results.html

Tnx to Peter, SM2CEW, for evaluating the contest! DL8HCZ

January 2012 2m ATP Report

I was QRV in both parts of the first 144MHz ATP 2012 on January 28th and found conditions not very good with signals and own echoes down from "normal" and deep QSB (Aurora a few days ago). I worked the following 12 stations: IK2DDR, SM2CEW, F6FHP, JH0WJF, LZ1DP, OK1MS, DK3EE, DL8UCC, YO2AMU, N4GJV, DK3NG and K5GW. In the end of the ATP heard and called F1FLA, but no QSO. Thanks to all for the QSO and I look forward to more fun in the coming ATP's. Best 73, Jorgen OZ1HNE.

Best EME Condx 2012 - Days

March 06-07 (Best DGRD = 0.9 dB lowest in 2012)

April 03-04 (DGRD 1.0 dB)

May 01 (DGRD 1.2 dB)

May 27-30 (DGRD 1.5 dB)

June 23-25 (DGRD 1.6 dB)

July 20-21 (DGRD 1.5 dB)

Aug. 17-18 (DGRD 1.4 dB, but new moon)

Sept. 13-15 (DGRD 1.3 dB)

Oct. 11-13 (DGRD 1.4 dB)

Nov. 09 (DGRD 1.5 dB)

Dec 04-07 (DGRD 1.8 dB)

Best EME Condx 2012 - Weekends

March 10/11 +

March 31/01 + with DUBUS 2m EU CW EME Contest

April 07/08 + (Rules: see www.DUBUS.org)

April 28/29 +++

May 10/11 +

May 26/27 ++

June 23/24 ++

July 21/22 ++

Aug. 18/19 +++

Sept. 15/16 + (new moon)

Oct. 13/14 ++

Nov. 10/11 +

2m Digital EME Championship 2012

The Digital 2m EME Championship will take place on July 21 and 22 from 00-24 UTC on both days. We hope for good participation!

Also "small" logs are welcome.

Full rules will be published in next issue.

EME News

70cm + up

Editor: Bernd Wilde, DL7APV

Intro

EME NET SAT/SUN 14:00 UT 14.345 kHz

Bad news are the contest dates for **ARRL 2012**: Oct 6-7 ARRL uwave will be at IARU reg 1 UHF&up contest. That might be not the big problem, but at the Marconi contest Nov 3-4 in EU 2m is crowded from 030 to 200 with CW tropo stations, what might be a huge problem. But that's the best way to increase US activity, relatively, as there will be no europeans....

The good news is that the **DUBUS** contest team did change their mind and there will be a European EME contest this year. This info was too late for last issue. **Full rules on www.DUBUS.org**

March 3/4	432MHz & 3.4GHz
March 31 & April 1	144MHz & 10GHz
April 28/29	2.3GHz
May 26/27	1.3GHz
June 23/24	5.7GHz

JA6CZD and JA6XED have announced that the **All Japan EME Meeting** of 2012 will be held in Kurume, Fukuoka, JA6-land, June 02-03, 2012. Foreign guests will be welcome of course. Lectures and EME articles for proceedings will also be very welcome. Please contact JA6CZD, JA6XED, or JH1KRC.

Reminder EME conference 2012

The conference will start on Thursday 16th August in Cambridge, U.K. The main conference takes place on Friday 17th and Saturday 18th. More at <http://www.eme2012.com/>.

Heavy storms in the last weeks over europe damaged several antennas. **SM4IVE** Lars was one of them and he had to reinforce some broken ribs, pictures on the web: www.sm4ive.com/dish.htm

JT65 QSO procedure

Just a reminder, don't exchange qso details on the chat during the qso. Just wait until the qso is completed.

Expeditions

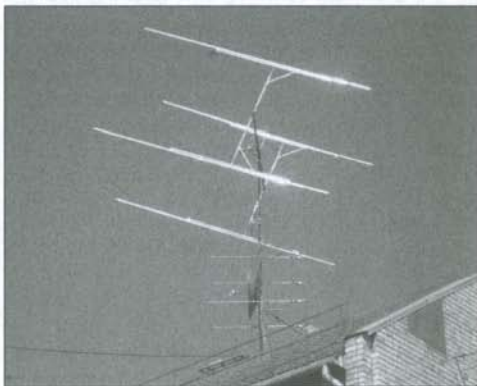
5X1EME PE1L will now try again to make EME QSO's from Uganda on 144 & 432 MHz. This time Eltje PA3CEE will join the party again. If all ok we will have a small 70cm setup with us. From May 25th 5X1EME will be active from KJ60gh, near Kampala on the equator. Last operation presumably June 3rd. 73 Rene PE1L & Eltje PA3CEE

F1DUZ was active on 70cm EME as FG4KH in JT, but also in CW. He made 41 qsos and 37# (incl. 4 CW) with 2 x 17 elements DK7ZB design, FT897D + preamp and 300w sspa. Well done Philippe! see more details at: <http://fgdpxpeditionf1duz.monsite-orange.fr/>

J52EME The Verona DX-Team will activate Guinea-Bissau on 144 MHz and on 432 MHz, hopefully. Dates: March 24 to April 6th. See details at: <http://www.ari.verona.it/veronadxteam/en/> Lucio Bresciani, I3LDP – Team Leader

HB0/DF1SR Georg DF1SR and Kasimir DL2SBY plan another CW-EME activity from Liechtenstein from April 25 to May 5 as HB0/DF1SR. They will take part in the 13cm DUBUS EME contest on April 28/29 and afterwards they plan to be on 6cm and hopefully 9cm with special permits. This would be a first ever EME activity on these bands from HB0. They will be on the HB9Q chat during their stay. Locator is JN47.

EY DF1SR + PE1L will be active from EY8MM, Tadjikistan from April 27 also on 70cm EME.



YL2AJ 2m array and below the 432MHz array

432 MHz

AcTivityPeriod in Jan was a big success with many stations qrv. Reported were more than 20 calls and several ssb qsos. G3LTF & SM4IVE reported that they had to lower the antenna by 2 degrees for best signals. Lars idea was maybe some fresnel effect in the atmosphere???

New in the last 3 months were:

YL2AJ	4x12 & 350W no el.
DF2VJ	4x21el. 900w no el.
K0DSP	2x9wl 100w
WC7V	22el. Cp 100w
ZS2BK	2x12el. 100w
KG7HF	W4SDR & VK7MO from different loc.

ZL4PLM is qrv on 144 EME and will be qrv soon on 70cms and 23cms. He is looking for a dish.

PA3DZL wkd 10.12.2011: DL8DAU # 199, F6APE DF3RU, RA4A # 200 initial!! 11.12.2011: G4RGK.

OK1KIR 30.12.2011: After Moon went up and more to the south and the terrible disturbing noise background mainly from capital Prague area dropped down by a few dB, we finally wkd at 17:44 FG4KH -28/-27 as JT initial and new DXCC. On 7.1.2012 at 15:38 wkd UN/DL9LBH -27/O as JT initial on 70cm and also new DXCC.

23cm

OK1KIR wkd 7.1.2012 in JT65C YO2LEL -12/-12, IK3GHY -15/-9, PA3FXB -10/-9, YO2BCT -17/O, JA6AHB -10/-5 and OH3KLJ -16/O JT initial #106.

PA3DZL On the 5th of December during moonrise with **-2.3dB extra Dgrd** i had very nice SSB echoes!! I am very pleased with my new 3.7m dish f/d 0.4 (5mm stainless steel mesh). I am sure that is is possible to further improve the performance of the system. Have to check best feed position and on the TX-side I have to change my 7/8" by 1-1/4" coax this will give me some 0.2 to 0.3dB extra power at the feed. Wkd in Dec I1NDP, I5MPK, RD3DA, PA3FXB, IK3COJ, JA1WQF, G4CCH, YO2BCT #152 square #188, YO2LEL = YO2BCT, 4Z5LV, PE1LWT, IK3GHY, OK1CS, PA3FXB, JH1KRC #153, PA7JB, PA3FXB, G5WQ, G4CCH, YO3DDZ #154 square #189, OK1CS, SM7FWZ, #155 square #190, PA3FXB, JA6AHB, PE1HNG, OK1DFC ufb SSB QSO 55/55!!, DF3RU ufb SSB QSO!! 73s Jac

ARRL contest

SP7DCS was qrv in CW with help of my son Maciek SP7MC. It was a great fun to be on and to work all of you. Generally, I find activity on 70cm and 23cm quite good. It was also very difficult to catch US stations on 23cm during very short EU-NA window. Moreover elevation was so low that I needed to cut some trees in my qth before contest to get VK/JA window accessible. I would suggest to choose high declination weekends next time - or at least one of the weekends as a compromise for common window vs degradation. The score is 127qsos on 3 bands (+2 dups). Good point was that whole equipment worked well that year without any Murphy visit. Band by band result is: 70cm 20 qsos 23cm 74 qsos (+2 dups). Setup: 6m dish, 350W/500W. See more at <http://sp7dcs.vgj.pl> vy 73! de Chris

VA7MM was active on 1296 MHz, our 9th year participating in the event. Overall we found the conditions to be good but our opening to Europe

was about 2 hours in duration with the low lunar declination whereas we see openings at higher lunar declinations typically around 4 hours. Score: 50 QSOs (32 CW, 18 Digital) & 28 Multis =140,000. Nine initials were worked during the contest: I1NDP, I5MPK, IK5QLO, ISO/OK5EME, WA3GFZ, PA3DZL, W4OP, CT1DMK, WB2BYP, which brings our initial total to 117 CW and 145 Mixed CW/Digital. 3m dish, abt 200 W at feed. Below a history of VA7MM results. 73, Mark Mattila, VA7MM/VE7CMK, Toby Haynes, VE7CNF

Year	CW QSO	Dig QSO	Total QSO	Mult	Points
2003	11	0	11	9	9,900
2004	26	1	27	21	56,700
2005	34	0	34	24	81,600
2006	26	11	37	24	88,800
2007	40	7	47	26	122,200
2008	49	1	50	32	160,000
2009	44	10	54	30	162,000
2010	35	19	54	32	172,800
2011	32	18	50	28	140,000

SV1BTR was active on 2m-70cm-23cm-13cm-6cm in cw. Murphy visited in all legs & bands. Operators contest spirit won him over, despite 25+ qsos lost. Highlight of this year's contest for me was good + highly improved 70cm activity vs last year, as other fellow stations have reported. In 96% of qsos RST was exchanged both ways. 70cm: 52 , 23cm: 79 , 13cm: 37 , 6cm: 14 qsos.

OE5JFL last summer I extended my 2.8m dish at the upper part and tilted the feed 25deg upwards, so I have an effective diameter of 3m now and a construction something between a conventional prime focus dish and an offset dish. See details at www.qsl.net/oe5jfl/eme_stn_2.htm . The results were promising, so I gave it a try what is possible with it in the contest. I was QRV on 23cm, random CW only, without any logger. It was nice to receive with an SDR, after some time I learned how a CQ looks at the screen, and it helped me as well to find the weaker stations in the crowd. On one occasion I saw more than 20 stations at the same time. Both contest parts together I worked 69 stations and identified 34 more call signs. So all together I heard 103, not bad for a 3m dish. I could have worked more, but some stations showed up only from time to time working some big guns and did not CQ themselves. Wkd in Oct: IK1MTZ, LA9NEA, I1NDP, G3LTF, SP6JLW, OK2DL, I5MPK, DF3RU, G4CCH, RA3AUB, SV1BTR, F2TU, F5SE/p, LA8LF, EA3UM, SD3F, SM4DHN, S59DCD, F5KUG, HB9BBB, OH2DG, N2UO, PA3FXB, SM6FHZ, DL1YMK, N4PZ, K5GW, WA6PY, W5LUA, OZ6OL, W4AF, VK3UM,

SP7DCS, DL4DTU, IZ1BPN, JA4BLC, UA3PTW, LZ1DX, DF1SR, F5JWF, LX1DB, RD3DA, DL0SHF, OZ4MM, DH2SAV, PY2BS, K1JT, IS0/OK5EME, SM2CEW, LZ2US.

Wkd in Nov: DL3EBJ, 9A5AA, DL6SH, JA1WQF, ES5PC, DJ8FR, K2DH, CT1DMK, VE6TA, VA7MM, JA6AHB, OK1DFC, SM4IVE, HB9Q, ON7UN, PI9CAM, G4RGK, SP7JSG, W4OP.

Hrd only: DJ3FI, OK1CS, OK2ULQ, PA3DZL, HB9SV, HB9BCD, IK2MMB, IZ2DJ, IW2FZR, IK3COJ, NA4N, VE3KRP, IK5QLQ, PA7JB, JA8ERE, JR4AEP, IK3GHY, SM7FWZ, SV3AAF, JA6CZD, SM3JQU, SP6GWN, VE4SA, PA0BAT, WB2BYP, W9IIX, JA4LJB, ES6RQ, K5AZU, SP3XBO, JF3HUC, OK1KIR, IK6EIW, F5HRY.



PA3DZL new 3.7m dish

IK3COJ I have participated for many years 1296 Single op. CW only. This year, after implementation in my station of the digital mode JT65c I wanted to participate in the all modes category. I had 40 qso on CW and 20 qso on WSJT for 30 multipliers. Big surprise when I had two qsos in WSJT with stations that used only a single yagi: 8P9HP and SM0ERR. 73 de Aldo

In Nov **WA6PY** wkd on 432: DL9KR, OZ4MM, SM2CEW, OK1DFC, DG1KJG, DL7APV, G4RGK, — heard DF3RU, WD5AGO, G3LTF, LZ1DX very strong SM4IVE as a beacon all the time. Most of the signals and my echoes came with horizontal polarization. 1296: ON7UN, DJ8FR, CT1DMK, DL6SH, K2DH, K5AZU, 9A5AA, F5SE/P, VE4SA, OK1DFC, EA3UM, SP7JSG, W4OP, DF3RU, OK2ULQ, DL3EBJ, OZ6OL, W7JM, VE3KRP. My window to EU last weekend was short limiting number of stations. TNX, 73 Paul

K4EME & **KR4V** wkd on 432 36 Q's and 25 M's for a score of 931,700 points. On 432 Cowles worked no JA/VK/ZL at all. Even during the EU window CQs would go unanswered at times, frustrating to say the least. Cowles actually made more JT contacts than CW for the first time, 24 JT versus

12 CW. He has gotten his computer noise down to a very low level so it doesn't interfere with reception, and the 4x22 K1FO's vertically polarized have helped him receive also, along with a very low noise. 73, David AD4TJ for the K4EME Team

WD5AGO Wow what great signals on 70cm early Saturday morning, still did not work more than a dozen with 225 watts at the power divider, but those that were on were moving the S meter, the group here was excited! Nice sigs in the west window also. On the other hand signals were not as good using the large horn on 23cm, called a dozen stations, only 1 QSO, thanks OZ4MM! Maybe a 25' long horn next year! 73s Tommy

ON5TA was active on 23 cm for about 3 hours on Sunday Nov 20. Power was only 40 W at the feed of my 3.6 m mesh dish. Despite the low power, I was surprised that the other stations had my call correct after 1 or 2 calls maximum! Made 13 CW QSO and also heard EA3UM, W5LUA and IZ1BPN but did not call them as I was still busy debugging my new 23 cm EME station and Murphy would not leave me in peace! I was especially pleased to QSO F2TU and OK1KIR on one more band, after 3, 6 and 13 cm. Vy 73 Eric

IK3GHY wkd on 23cm 16 stations and another 21 hrd with a lot of QRZ. Rig 2.8m dish+ 180W at W2IMU, G4DDK Ina. Giorgio

K2DH Thanks to everyone who called/worked me this weekend! I was extremely happy with my results. For a one-weekend contest (for me), I ended up with my best-ever one weekend score: Without scrutinizing the log, it looks like 59 QSOs and 36 multipliers (CW ONLY)! I added 19 Q's in the second pass- it was tougher for me, because the wind came up shortly after moonrise and was really rocking the dish- my echoes would be S-5 one second and gone the next. Several times I contemplated stowing, but it wasn't until moonset in Europe that I actually did. So I missed the second Asian pass and probably a couple of US/VE stations. 73 Dave

F2TU wkd on 23cm 109 QSOs CW. With very low declination, short window with USA. Several hours with half of the dish in the trees (sequoia and cedar), 2 dB ground noise... Last qso W7JM with 5 dB ground noise, the moon behind a forest! Disappointed with the first part on 70cm. Band disturbed by carriers and mounted periodic noise to 10 dB and more! Abandoned the 432 MHz for the second part. 16 QSOs during the first. 73 Philippe

PA7JB I did have some problems with the start of the contest no echo and almost no audio in CW. But after this I worked 6 stations in JT and 18 in

CW. Thank you all to listen to my small station with 150 watt in a 2,4 meter off set dish. GL John

SM4IVE did concentrate to 95% on 432. I did miss some stations that got away among them F6FHP and K7XQ. This is what I managed: 432: 80 QSO 37 multipliers and 24 initials, 1296: 52 QSO 24 multipliers and 8 new. Smallest station RA4A ex UA4API 2.5 m dish 100watt horizont. Dipole.

G3LTF On 23cm I made 84 QSOs against 86 last year and on 70cm I made 45 against 33 last year. So the overall number of QSOs is up, to 129 which with the very low declination is pleasing. With the high level of eme activity in Europe it makes no sense for the ARRL to minimise the common window with the USA. 73 Peter

I1NDP ended up with a total of 102 useful QSOs (2 legs), few signals from Japan but that could be my problem. I have a nearby cellular phone repeater saturating my LNA, especially with the low moon declination as the one we had this weekend so I have to skip about 20 degrees at moon rise. Low activity also from US or at least I was expecting more but, as you know, also my experience on 23cm is very low. Rig less than 100w with an indoor SSPA. 73, Nando

N4PZ The contest was really great. Thank all of you for making my EME experience the top of my 56 year ham radio experience. 73 Steve

IK5QLO missed both JA windows but added 20 more stations during the 2nd weekend for a total of 35 total, (2 less as 2011) but I missed almost all the first leg due to hw glitches. Band was quite crowded but I found conditions below my average. Rig : 2,4m dish & 300W at feed. 73 Andrea

F6DRO Dom had a windy weekend and wkd on 432 abt 30.

DL5MAE was on 432 a while & wkd a few in CW with a single yagi: First leg with 21el F9FT wkd SM4IVE and K5GW, 2nd leg with 38el M2 & el. he wkd OZ4MM, OH2PO, SV1BTR, DL7APV, SM2CEW, DL9KR, G3LTF. Cwnr was VK3UM.

CT1DMK was on 23cm, it was fun to work a hand full of new ones and to work also old friends. It was a while since the last time I was QRV on 23cm and the ham landscape looks so different from a few years ago. Very little US activity, I wonder why US hams in general are less attracted to EME these days, ...they were so many in the eighties/nineties. Oh well!!!! The reason I was absent from 23cm for so long (except for a brief/bad appearance 2 years ago) was a change in QTH and after being reinstalled in the new QTH the length of cable / loss made my setup on 23cm QRP way over my QRPness threshold so I needed

a bigger/better amp. Last pass I was using a TH327 amp still moderate power (while I'm learning how it behaves) at about 700W (only 300W at feed... ouch). Now it starts looking fine to be QRV again on 23cm. Luis Cupido

OK1DFC was QRV 432 MHz. Worked 30 stations and 5 new # on 432 MHz. 73! Zdenek

9cm to 3cm

OK1KIR: 3400 MHz: On 10.12.2011 hrd DL7YC 549 fb in sked but Manfred heard nothing due to a RX problem. On 11.12.2011 at 01:03 QSO-ed easy WA9FWD 549/549 #37 and WI as new US state.

OK1KIR 5760 MHz: On 5.1.2012 just after PY1KK moonrise we succeeded with Bruce at 19:38 for his first ever 6cm QSO with O/O as ours # 53, **1st PY-OK 6cm QSO, 1st EU-SA 6 cm and completed 6 cm WAC #1**. Later on at 20:13 we repeated QSO at higher Moon's elevation and improved beam pointing on Bruce side and we exchanged fb 559/559. Consequently at 20:28 we wkd easily Eino, OH2DG with 559/559. A few audio records and snapshot of signal on Spectran screen will be placed shortly on www.ok1kir.cz

OZ1FF After several unsuccessful attempts due to strong wind and technical problems OH2NG was worked as a **1st OH - OZ on 10 GHz** on 2012-01-15. The QSO was marginal as we had strong wind on both sides. So we decided to make a new try on 2012-01-16. Wind was now decreased to near nil and no problems keeping the dishes in position. The signals was steady and easy to copy. Rig @ OH2NG: 4 m dish cir pol/50W SSPA, Rig @ OZ1FF: 1,8 m dish v-pol/50 W SSPA. Vy 73 de Kjeld - www.oz1ff.dk

PY1KK: Bruce (PY2BS) reports on the first 6 cm ever EME activity from South America: The DB6NT transverter and SSPA were mounted at the feed (a scaled version of RA3AQ "flush" design), and a G3RUH 10 MHz GPS reference and 12 V PS were located near the dish base. Power at feeder was about 50-60 W. The tracking was with an OE5JFL antenna controller. The position feedback from my encoders were not accurate enough, so, at the beginning of each session I had to find the Moon by my own echoes, and recalibrate the controller. After this, the tracking worked for a long time without needing any readjustment. Contrary to my concern, the 4 m mesh dish behaved surprisingly well at 5.7 GHz. QSOed were **OK1KIR** (O/O), **OH2DG** (549/549), **OK1KIR** (559/559), **SP6GWN** (O/O), **PA7JB** (O/O), **G3LTF** (O/O), **W5LUA** (569/559), **LX1DB** (569/569) and **SSB** (55/56), **F2TU** (559/559) and

SSB (54/44), PA0BAT (549/549), **ES5PC** (O/O), **S59DCD** (539/529), G4NNS (529/529) and F1PYR (O/O). I was unable to complete with WA6PY and F2CT. Bold are first ever with PY on 6cm. Many thanks for all the nice signals, especially from Willi for a UFB voice QSO. I expect to be back on 6 cm, as well as 9 cm, later this year, possibly on the DUBUS Microwave Contest weekends.

Silent Key

Victor **UA6LGH**, very active on 70cm EME within last years, passed away. His family is trying offer his antenna (16x19Y) for sale.

Software

A new revision of the beta release of **MAP65** 2.0 has been posted at:

http://www.physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/MA_P65_199r437.exe 73, Joe Taylor, K1JT

NEW SOFTWARE RELEASE 15 January 2012
Noise Sources Planner (EMECalc). This latest software provides the ability to select the start and end dates when you wish to make observations and more look at : www.vk3um.com 73 Doug

Status **RX-performance table**, Andreas, DJ3JJ webside has moved to <http://www.do9bc.com>

EME 2012 on twitter
<https://twitter.com/#!/moonbounce2012>

LiveCq Dithmar (DF7KF) hosts now the database and the website on a professional server with a high speed internetconnection.
www.livecq144.com team LiveCq: Johan (PA3FPQ), Jurgen (PE1LWT) and Rene (PE1L)

Technical

Ground Gain on 432 ??

For several years I did see at my moonrise big echoes. To my east I have several km free view and its very flat. I know that ground gain is not generally reported at 432 MHz. So I ignored it so far. In the past weeks I made several qos with Rex, VK7MO on his expedition. The signals from him were always between -29 up to -24 dB on JT65b. He was using 120W and a single 16el (16dBi) yagi with only 2m cable to the TX. At one qso he peaked up to -17 dB.

After he told me that it was the same pwr as always, I started to recalculate our qso on VK3UM's EMECalc. My home station data I know well and I put in Rex's TX values and was surprised. The result was that I should receive Rex with -22,5 dB on the JT65 scale related to the noise in 2500 Hz bandwidth. This is the maximum

possible value with no faraday and other qrm etc. So where comes the extra 5 dB from? I had 10 deg el. at the qso. On Rex's side he had moon-set abt 4 deg el. and flat area to horizon. Due to his portable setup the antenna was only 1.2 metres above ground and his small 16 element yagi has a beam-width of around 25 degrees. So far we believe the explanation for the enhanced signal is ground gain. We speculate that two factors must be met to achieve strong ground gain at 432 MHz. Firstly, the antenna must have a wide enough beam-width to pick up the ground gain signal and secondly it must be very low in height. The reason why a low height is important is not completely clear to us, but possible explanations are that this is needed for a low reflection angle, which is more effective, and secondly that it results in a smaller reflecting area which is more likely to be sufficiently flat. Maybe someone else has seen such extra gain on 432? 73 de VK7MO & DL7APV

Today I want to continue with the technical hints and show some examples with the **VK3UM calculator of what is possible:**

CW the QSO with smallest rig so far I knew was between 15TDJ and EA3DXU, 2y-1y & qro both sides. Fits with 50Hz bandwidth to the theory.

JT65, what is possible with normal averaging, no deep search, this means about -28dB. How small could the antennas be on both sides ?

If I assume a max. pwr of 750W (legal limit in DL) at feed and tropo proofed station with medium preamp (0.5dB NF) and 1 dB cable loss it needs 1 yagi with 21 el. (13,8dBi gain)!

With good EME preamps (0.35dB NF) and low loss between ant & preamp (0.2dB) the pwr can be reduced to 450W at feed!! Both should easily see their echoes as I tried with WSJT 9 down to -30dB. **Single 4.5m Yagis & 450W on BOTH SIDES could make a qso on 70cm EME!!**

BUT that needs absolut QRG-stability (<5Hz/minute) on both sides. The simulation shows what is possible under optimum conditions, in practice you have to add qrm from neighbours, Faraday 0-20dB loss and libration up to 10dB loss and if its not perigee up to 2dB more for pathloss.

So far I know that OK1TEH and UA4AQL made a 1Y-2Y qso in JT65. Anyone made a 1y to 1y qso yet??

Last

Find all mentioned links on my homepage:
www.mydarc.de/dl7apv
and click on links

73 Bernd DL7APV

Microwave Japan

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

10GHz PLL local oscillator (Solilock10G version 2), JF1WKX, Nobuo Katsuma

Introduction

I have presented a PLL oscillator that consists of a 4-to-6GHz direct oscillator and a doubler. For higher-frequency transmitters, I developed a new PLL oscillator, Solilock10G version 2, with improved phase noise and wider frequency coverage of up to 17 GHz.

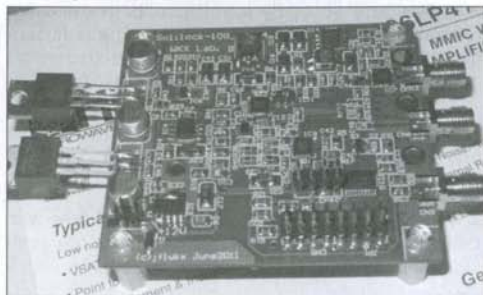


Photo 1: Entire circuit placed on a board, including RF circuitry (oscillator, multiplier, and PLL), controller, PSU, and PLL loop filter

1. RF circuit

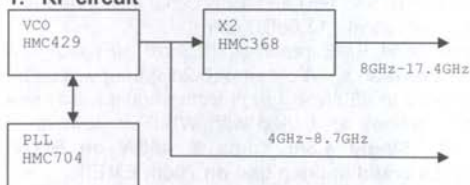


Fig. 1: Block diagram of Solilock 10G ver.2

I used three Hittite's ICs of VCO (HMC429), doubler (HMC368), and PLL (HMC704), as shown in Fig. 1. The output of the VCO is amplified and its frequency is doubled. Small portion of the output is fed into the PLL IC. We can set a dividing factor of HMC704 with the accuracy of 19-bit integer and 24-bit fraction. An HMC704's diagram is shown in Fig. 2. When a reference signal of 100 MHz is used, a frequency step of 5.96 Hz is achieved near 10 GHz.

HMC704's phase noise becomes smaller than that of HMC700 that was employed in my previous work (Solilock10G ver. 1). The phase noise spectra of the version 1 and 2 are shown in Fig. 3. The phase noise of HMC704 is estimated to be -115 dBc/Hz at 5 GHz, which may satisfy my goal of -100 dBc/Hz at 10 GHz.

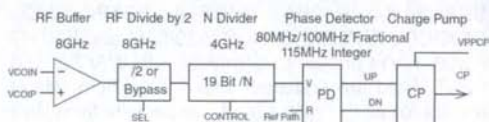


Fig. 2: RF path of HMC704 (from data sheet)

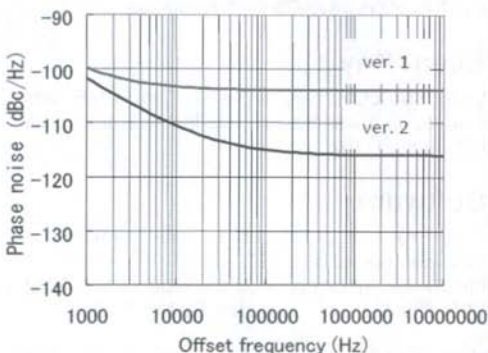


Fig. 3: Phase noise spectra of Solilock10G's

2. Controller

A TI's 16-bit microcomputer MSP430F2121 is used to control the PLL IC. We can stop CLOCK in the CPU and wake it up via serial interface, which means the spur emission could be the lowest in operation and the CPU is readily open for commands. The developer kit, IAR Kickstart (4kB version), supports 64-bit operation. Thanks to this precision, even 1 Hz can be expressed in integer at 10 GHz. A 1mHz setting is actually possible.

3. Power unit

3-1) VCO power supply

A high-performance PLL needs a low-noise power supply (PS). The PS specifications have to be determined so as to achieve the phase noise estimate (-115 dBc/Hz).

As the VCO voltage changes due to noise or drift, an oscillation frequency is changed as well, which is called pushing. If the noise frequency is within the PLL's loop frequency, the noise is reduced due to negative feedback. Otherwise, the noise outside the loop frequency is output unfortunately. We read in the data sheet of the HMC506 (see Fig. 4) that the phase noise of -115 dBc/Hz can be obtained at 200kHz offset frequency. The pushing of HMC506 is 78 MHz/V. To achieve the phase noise of -125 dBc/Hz at 200kHz offset with the VCO such as HMC506, the PS noise must be smaller than 2.0 nV/Hz^{1/2}. Note that a conventional three-terminal regulator such as 78 series emits approximately 200 nV/Hz^{1/2} so that these cannot be used in this kind of circuit. Even low-noise regulators output a noise level of 20 nV/Hz. The last candidate might be a Hittite's 3 nV/Hz^{1/2} PS IC (HMC860LP3E) although I have not tested it experimentally.

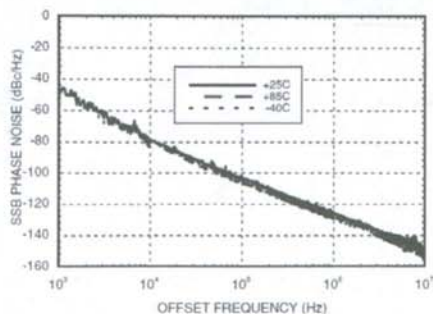


Fig. 4: Phase noise HMC506 (from data sheet)

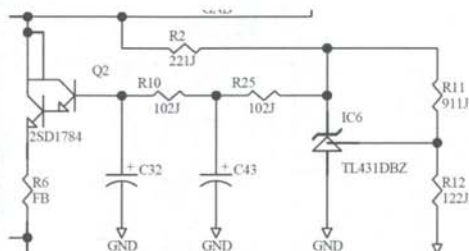


Fig. 5: VCO power supply

A VCO PS circuit is shown in Fig. 5. A reference voltage is generated in TL431 and, then, amplified by Darlington transistors. Two-stage CR filters (1k Ω , 10 μ F) are connected to the base. The phase noise measurement results are shown in Fig. 6. It is understood that the PS performance strongly affects the phase noise. The Fig. 5 circuit was employed in this work.

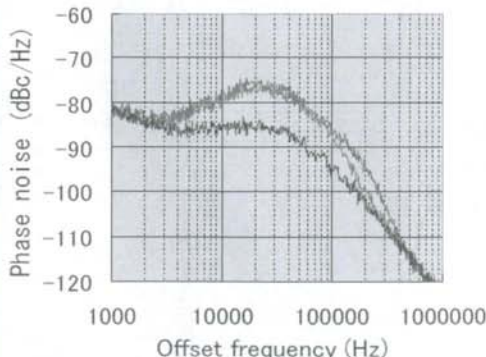


Fig. 6: Phase noise spectra. From high to low noise, 78 series (78M33), LDO for VCO (TPS79633), and very low noise one (Fig. 5).

3-2) PLL IC power supply

A TI's LP2985-50 is employed for a phase comparator (5 V) and TPS79633 for the rest of the circuit (3.3 V).

4. Loop filter

4-1) Loop gain of PLL

A loop filter is inserted between the PLL IC's charge pump output and the VCO's control terminal. While the charge pump outputs CURRENT (i_0), the VCO's control terminal accepts VOLTAGE (v_2). The loop filter consists of a pre-filter (R_1 , C_1), an active filter (R_2 , C_2 , C_3) and a post-filter (R_3 , C_4).

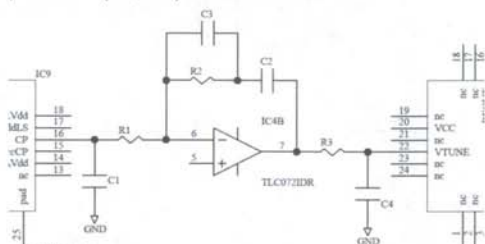


Fig. 7: Loop filter

The relationship between i_0 and i_1 (a current from the pre-filter to a negative input) is as follows:

$$i_1 = \frac{1}{1 + j\omega C_1 R_1} \times i_0$$

At the active filter with R_2 , C_2 , and C_3 , i_1 is converted into v_2 :

$$v_2 = \frac{1}{j\omega C_2} \left(\frac{1 + j\omega(C_2 + C_3)R_2}{1 + j\omega C_3 R_2} \right) \times i_1$$

The VCO control voltage, v_3 , is expressed, using R_3 and C_4 in the post filter;

$$v_3 = \frac{1}{1 + j\omega C_4 R_3} \times v_2$$

Gain of a frequency divider K_{DIV} is

$$K_{DIV} = \frac{f_{PFD}}{f_{VCO}} = \frac{1}{N}$$

where f_{PFD} is a frequency of the phase frequency detector and f_{VCO} is an oscillation frequency of PLL. Gain of the phase detector K_{PD} is

$$K_{PD} = \frac{I_{CP}}{2\pi}$$

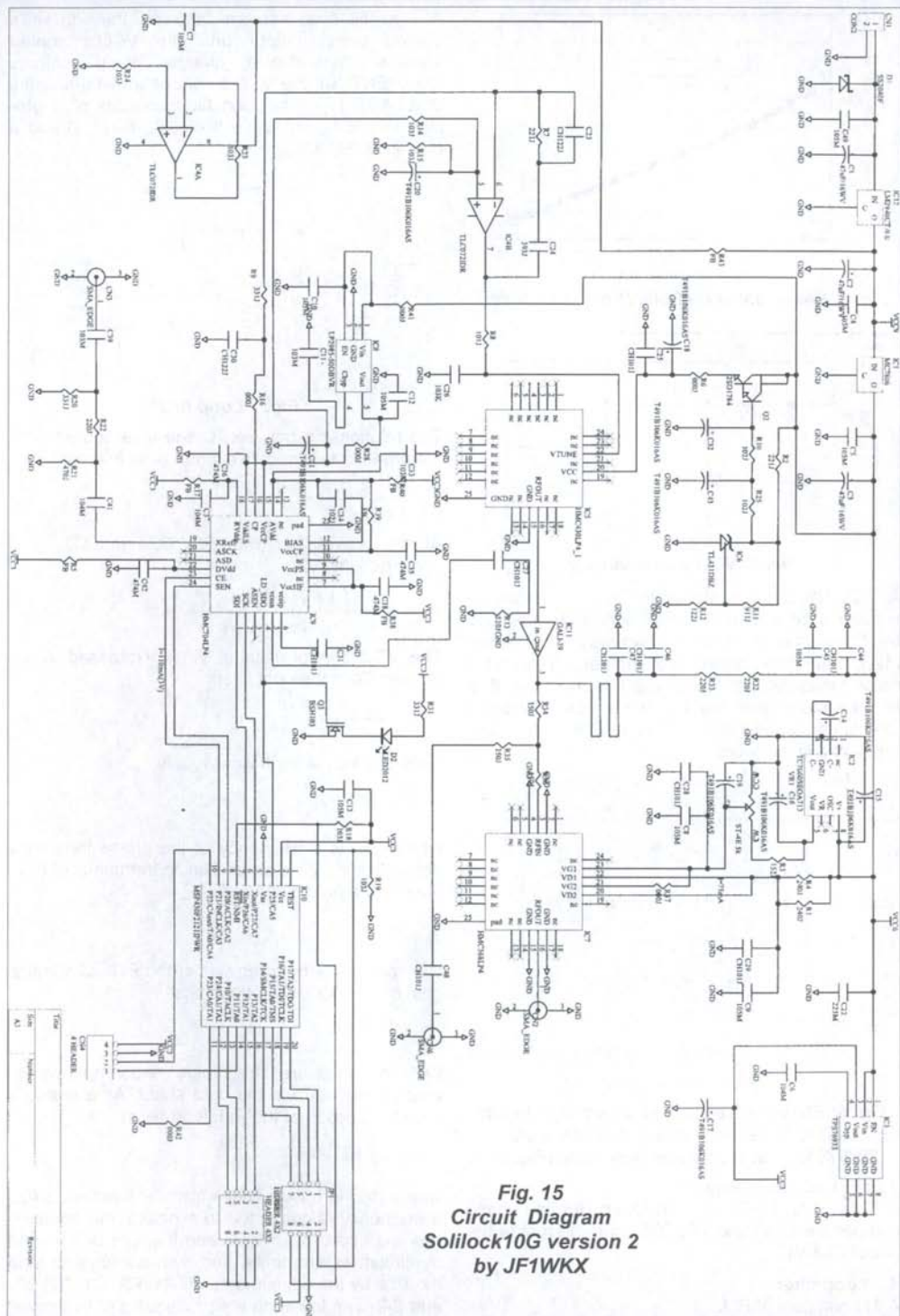
We can set I_{CP} by a register of the PLL IC. Finally, gain of the VCO, K_{VCO} becomes

$$K_{VCO} = \frac{\Delta f_{VCO}}{\Delta v}$$

We can measure this value experimentally or employ the value in the data sheet. As a result, a transfer function of the PLL loop becomes

$$P(s) = \frac{K_{DIV} K_{PFD} K_{VCO} Z(s)}{s}$$

where $Z(s)$ is a loop filter's transfer function. Since a frequency is converted to a phase, the equation has a s^{-1} part. K_{PD} , K_{VCO} , and K_{DIV} are determined by circuit requirements, and then we have to tune the PLL by the adjustments of R_1 , R_2 , C_1 , C_2 , C_3 , and C_4 . The following are procedures of fixation of



a loop filter's constant.

- i) Determine a loop frequency range and phase margin.
- ii) Calculate C1 and R1, assuming that the cutoff frequency of the pre-filter as about 30 times the loop range.
- iii) Calculate R3 and C4, assuming the cutoff frequency of the post filter as about 10 times the loop range.
- iv) Calculate R2, C2, and C3, being based on the phase margin and frequency range. The details are in Refs. 1-2).
- v) Do the final adjustments of R2, C2, and C3, measuring the off-range noise experimentally. This process is not always necessary.

We had to carry out these procedures using Excel or a similar tool but now the calculation becomes quite easier by using calculation applications provided by IC manufacturers. ADIsimPLL by Analog Devices was used for this design.

4-2) Filter constant

ADIsimPLL is prepared for Analog Devices' IC of course. It needs some ideas to apply it to other manufactures' IC. As for ADF4156 that is supported in ADIsimPLL (ver. 3.4), the maxima of f_{VCO} and f_{PFD} are 6.2 GHz and 26 MHz, respectively. Then we have to convert some parameters to put them into the ranges above. Here is an example. The f_{PFD} of HMC704 is 50MHz. What should we do? Look at the transfer function. It is separated into a gain and a frequency section. The gain part $K_{DIV}K_{PFD}K_{VCO}$ does not care which one is large or small. It cares only the product. If K_{PFD} becomes 1/2, then let us make K_{VCO} twice.

An example: Oscillate the VCO (HMC506) at 8.4 GHz, where K_{VCO} is 20 MHz/V. Operate it at f_{PFD} of 50 MHz. Input 4.2 GHz (=8.4/2) to a VCO input counter of ADF4156. Input 10 MHz (=50/5) to f_{PFD} . Since we input different values to f_{VCO} and f_{PFD} we have to adjust the loop gain by K_{VCO} . Actual K_{VCO} is 120 MHz/V but we have to modify it to 300 MHz (=50/10x(42/84)x120). Now we can calculate constants by using ADIsimPLL. It is confirmed values are really correct.

4-3) Selection of op-amplifier

The noise from the amplifier is the key issue. Note K_{VCO} is 120 MHz/V. The VCO phase noise (-115 dBc/Hz at 200kHz offset) is equivalent to a noise of 4.2 nV/Hz^{1/2} at the input terminal of voltage control. We have to choose the op amplifiers with the noise sufficiently lower than 4.2 nV/Hz^{1/2}. Table 1 summarizes noise level of three kinds of op amplifiers. The LTC6201 may be good but the TLC072 outputs 5.6dB-larger noise.

I measured noise spectra of these amplifiers, as shown in Fig. 8. The results agree to the prediction in Table 1. The noise of the TLC072 is about 5 dB larger than that of the LT6201.

	Input equivalent noise	Sum of the left and 4.2nV/Hz ^{1/2}
TLC072	7	8.2
AD8028	4.3	6
LT6201	0.95	4.3

Table 1: Noise comparison among op amplifiers (unit: nV/Hz^{1/2})

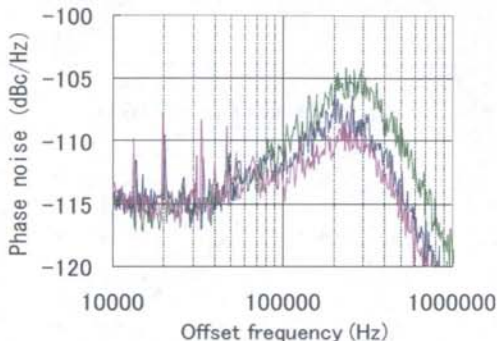


Fig. 8: Phase noise degradation by op amplifiers. From high to low noise, TLC072, AD8028, and LT6201.

5. Reference oscillator

A reference oscillator is quite important for this kind of millimeter-wave application. The phase noise from a 100MHz oscillator is increased by 34 dB at 5 GHz. We need a phase noise specification of -150 dBc/Hz at the OCO output. Fig. 9 shows phase noise spectra of my junk OCO. From the results, a phase noise -150 or -155 dBc/Hz may be obtained.

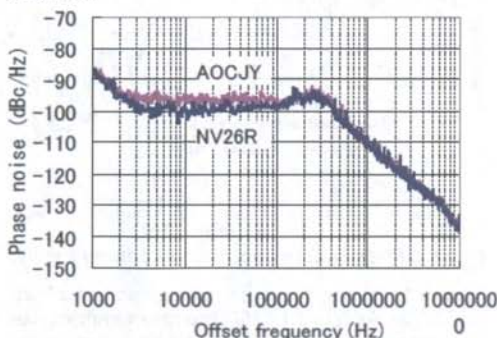


Fig. 9: Phase noise spectra of two types of my junk OCO. Measured at 11.37GHz.

6. Results

After design and manufacturing, I built the entire circuit according to the circuit shown in figure 15. The obtained phase noise was -115 dBc/Hz at 4.5 GHz at the integer mode and was -100 dBc/Hz at 11.37 GHz at the fractional mode. These results are shown in Figs. 10 and 11.

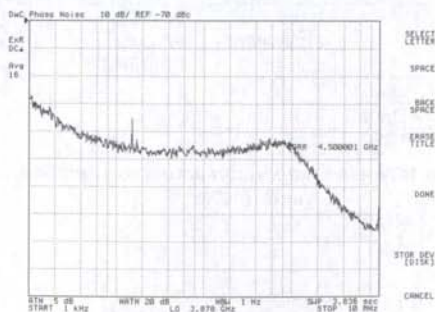


Fig. 10: Phase noise at 4.5GHz

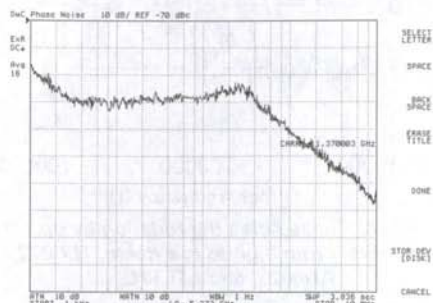


Fig. 11: Phase noise at 11.37GHz.

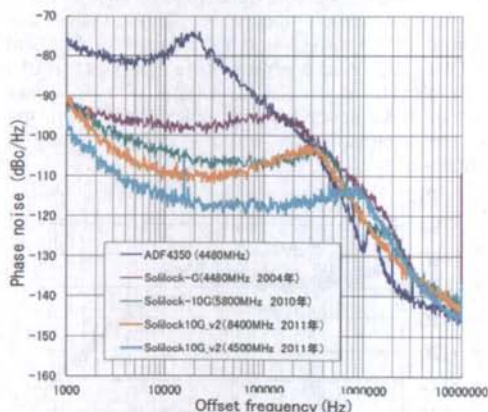


Fig. 12: Phase noise comparison among the ICs

Figure 12 summarizes the phase noises of the Solilock's. As for ADF4350, the measurement was done by using a commercial PLL board. Among the four Solilock versions, the newest one, Solilock10G ver. 2 (HMC704), exhibits the lowest phase noise. In case of 10MHz reference signal usage, we can not obtain a phase noise better than -100 dBc/Hz at 5.8 GHz. If a better characteristic is needed, a higher frequency reference such as 100 MHz seems to be required. Since the Solilock's directly oscillate on the GHz bands, spurious emission is not existing, as shown in Fig. 13.

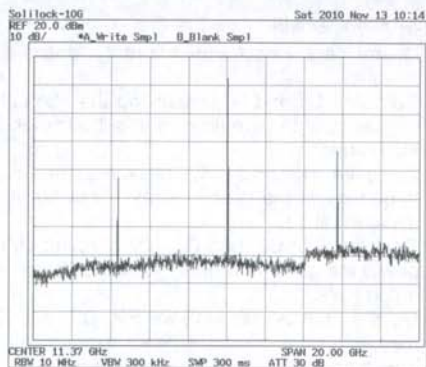


Fig. 13: Spectrum near 11.37GHz (+/-10GHz)

7. Conclusion

I designed and developed a new version of PLL oscillator, called Solilock10G version 2. It can be built by using only commercial devices. Solilock oscillates directly on microwave frequencies with low phase noise. As my final summary, I compared the Solilock10G ver. 2 (8.4 GHz) with a different type of oscillator, a VHF VCXO PLL. As shown in Fig. 14, the phase noises within the band are almost the same but, at the 100k to 2MHz range, the VHF VCXO PLL exhibits better phase noise. Experimental data on the website of Luis, CT1DMK, are gratefully appreciated.

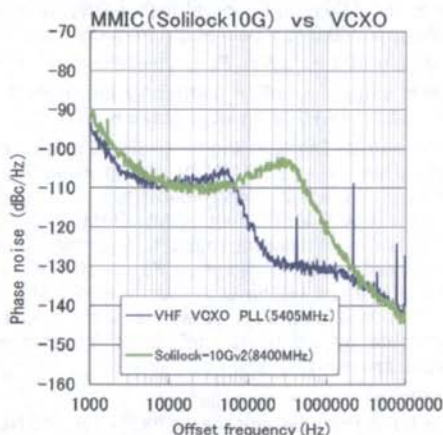


Fig. 14: Phase noise comparison between Solilock (higher) and VCXO (lower)

References

- (1) Dean Banerjee, 'PLL Performance Simulation and Design Handbook 4th Edition', PDF available online.
- (2) N. Katsuma, JF1WKX, 'Design of PLL loop filter', HAM Journal No. 91 (1994), pp.98-109, in Japanese.
- (3) Hittite: data sheets.
- (4) <http://www.qsl.net/ct1dmk/reflock.html>

Microwave Europe

Editors:

Guy Gervais, F2CT

F2CT@wanadoo.fr

John Quarmby, G3XDY

g3xdy@btinternet.com

I would like to start by thanking Sam G4DDK for his informative columns over the past few years, and hope that I will be able to achieve the same standard. Your news items and information about interesting propagation will be very welcome, please send them to me at g3xdy@btinternet.com for inclusion in the next issue.

Nano Wave Activity

The growing interest in light wave and infra-red communications in the UK continues. In mid November a team from the East of England met up with another active group in the North East for a joint testing session and made a 33km contact and a one-way at 47km in less than ideal weather. More recently G0EWN and G8AGN have extended their daylight DX record to 54.9km between IO93QT and IO93JL, showing that light waves will work even with 50000 Lux of "QRN" from the sun. They have plans to try a daylight path of 66km next and are looking at improving the existing night-time record of 122km as well. The UKNanowaves group is a very active Yahoo Group reflector for those interested in nanowave communications.

Recent Activity

Tropo conditions have been generally average, but there was some good enhancement on the 11th November on 1.3GHz, with YL3AG (KO06) worked from the East coast of the UK and SM0FZH (JO99) worked by G8GXP in IO93, both at around 1400km. SM7LCB (JO86) was worked a couple of days later, and the 1.3GHz activity contest on 15th November also benefited from above average tropo with several contacts made from central UK with stations in southwest Sweden.

UK Activity Contests

The Radio Society of Great Britain runs a series of activity contests on Tuesday evenings which link with the Scandinavian activity contests. The 1.3GHz event is on the third Tuesday and the higher microwaves (2.3 - 10GHz) on the fourth Tuesday each month, from 2000 - 2230 UK local time (2100 - 2330 CET). Recent activity levels on 1.3GHz have reached all time highs, with more than 60 contacts made in the two and a half hours by G8OHM (IO92). Stations outside the UK do feature in the logs but it would be nice to see even more stations on from countries that don't currently run their own activity contests. Distances over

650km can be achieved most months (usually by aircraft reflection) with well equipped stations. Put a note on your calendar to get on the bands on Tuesdays!

UK Microwave Group Contests

Continuing with contests, the UK Microwave Group runs a series of contests during the year, on all microwave bands. There are four low band (1.3, 2.3, 3.4GHz) events through the year and a monthly series of contests on 5.7/10/24GHz during the summer months, plus a July mm-wave and light wave event and a Microwave Field day on the first weekend in August. Overseas entrants are very welcome, the calendar and rules can be found at <http://www.microwavers.org/contests.htm>



Heelweg Meeting January 2012

Heelweg 2012 report by G4DDK

Each January a small group of UK amateurs visit the annual 'Heelweg' microwave meeting in the small village of Westendorp, near Heelweg.

This year we were joined by Roger, G8CUB, making four from the UK. In total there were 178 registered attendees. Although the official attendance was slightly down on last year, the Cafe Vos venue was still packed with microwave enthusiasts from The Netherlands, Belgium, Switzerland and Germany and the UK.

The big attraction of 'Heelweg' is the amount of test equipment available to test many different aspects of equipment performance and enlist the expertise of experienced microwavers. This year was no exception. The photos give some idea of the measurements area. I was pleased to receive these photos from Frans, PE1FOT. I was too busy on the test gear to take more than a few photos myself! It was very noticeable how the amount of parts for sale has increased in the last few years. The first time I went to Heelweg, about 7 years ago, there were only one or two 'trade' table in use. This year there were tables all round the walls of the cafe hall. I was particularly pleased to see Philip Prinz, DL2AM, and XYL trading from a table near where I was busy making measurements.

John, PA7JB, who is one of the Heelweg organisers, had brought his 6cm EME focus box as well as his beautifully made 13cm band Skobelev feed and a squeeze polarised 6cm feed turned from aluminium tubing. This had been turned down to size and the 'squeeze section welded into the horn section.

Hans, PA0EHG, was kept very busy measuring the noise figure of a variety of low noise preamplifiers, whilst others, whose callsigns I failed to record, measured spectral responses, network responses and power output from a large number of equipments.

One of the great features of the 'Heelweg' meeting is the evening (actually late afternoon) Chinese meal taken in the Fu Hing restaurant in nearby town of Varsseveld

This has become something of a tradition now and is a great way for everyone involved in the meeting being able to chat and wind down after a really busy day. If you get the chance to come along to the 'Heelweg' microwave meeting in 2013, you should. You won't regret it!



Heelweg 2012

Microwave Round Tables

The **Martlesham** Microwave Round Table moved last year from November to April and will take place this year on the 28th and 29th April at Adastral Park, Martlesham, Ipswich. This is the largest gathering of microwavers in the UK and will again be a two day event with lectures, flea market, measurements, and a dinner on the Saturday evening. Entrance is free but booking is required, the booking site and full details of the programme can be found at: <http://mmrt.homedns.org>

In July the **Finningley** Round Table takes place on the 14th and 15th at Finningley Amateur Radio Society's club house in North Lincolnshire, handily located near the motorway network. This is a friendly event with some great bargains on the trader tables (some very nice 13cm amplifiers last year, and some high power 28V switched mode power supplies too), plus measurements and lectures. More details can be found at: <http://www.microwavers.org/events.htm>

73 John G3XDY

SM loosing 13cm?

According to a proposal from the Swedish PTT PTS from January 25 2012 it looks like that the entire 13cm band will be sold to commercial bidders.

SP on 9cm

Latest news are that the 9cm band will be allocated to SP hams in 2012 on a secondary base,

Path and Scatter Maps by SM7LCB

SM7LCBs website for online calculation of aircraft scatter paths has a new URL.

For single locator calculations check:

sm7lcb.dyndns.org/maps/qso_map/pathmap.htm

For multiple locator calculation check:

sm7lcb.dyndns.org/maps/qso_map/pathmap2.htm



Adverse WX condx during a recent 10 GHz contest for Philipp DL2AM (left) and Alex DL2GWZ.

Good Tropo on 23cm

The 15th and 16th of November 2011 brought good tropo conditions. On 23cms, OY3JE (IP620A) wkd DK6AS (JO52) 1495km, DC6UW (JO44) 1239km, DK1ZD (JO44we) 1303km, OZ1FF (JO45BO) 1110km. On November 27th, EA2TO/1 (IN83FD) wkd on 23cm with DB6NT (JO50) 1375km and LX2LA (JN39CP) 1038km.

47 GHz DX in Italy

Late report: On 3rd July, 2011 IK4PNJ/p and I3NGL/p have made a 47 GHz QSO from JN54IE to JN66EB over 246 km.

Microwave Europe by F2CT

Since November 2011, I got only a few activity reports due to I think too bad tropo conditions and winter time. On 24 GHz some guys are working hard on "low cost LNA" with MGF 4961b GaAsFet and on 5 W PA with Triquint TGA4915. French activity on 24GHz should be increasing in 2012.

From Spain only 1 new station is qrv on 10 GHz with Guillermo, EA1FBF from IN73 (8W/48cm).

DX peditions

Andorra C31: by F2CT and team from Pic Maïa JN02UN, 2700m asl, in June during RS season

JN34/dpt 06: in July/August probably during JA

French Activity Days (JA) in 2012

- March: 24/25th
- April: 28/29th
- May: 26/27th (+ UKMG 1st cumulative)
- June: 23/24th (+ UKMG 2nd cumulative)
- July: 28/29th (+ UKMG 3rd cumulative)
- August: 25/26th (+ UKMG 4th cumulative)
- Sept. 29/30th (+ UKMG 5th cumulative)
- Oct. 27/28th
- July 15th: Memorial F6BSJ via Mont Blanc

French SHF contests

- March 3/4: F3SK trophy from 432 MHz and up
- July 7/8: Microwave portable from 5,7GHz and up
- August 19: F8TD trophy from 1296MHz and up

QSO Reports

5760 MHz:

F2CT/P, IN93GJ, wkd:

2011/12/27th: G4ALY IO70VL 559 559 TR 815 km

10368 MHz:

F2CT/P, IN93GJ, wkd:

2011/12/27th: F5NXU IN97MR 519 539 TR 483 km

F2CT/P, JN05XK, wkd:

2012/01/25th F1FIH/P JN23GS 59 59 TR 275 km

2012/01/25th F1VL/82/JN03RX 59 59 TR 166 km

10 GHz F stations qrv daily:

F1VL JN03; F1BZG JN07; F1FIH/P JN23; F5BUU JN03; F5DQK JN18; F5NXU IN97; F6APE IN97; F6DKW JN18; F6DRO JN03; F6DWG/P JN19; F8BRK IN99.

24048 MHz:

F2CT/P, JN05TC, 500 m asl, wkd:

2012/01/17th F1VL JN03RX 52 53 TR 125 km

F2CT/P, JN05XK, 800 m asl, wkd:

2012/01/25th F1VL JN03RX 52 53 TR 166 km

Absolutely no activity report from CT, DL, G, HB, I, OE, ON, OK, PA0 etc, etc.... Please send more SHF traffic information. Kind regards, 73 Guy F2CT



F2CT/P in JN05XK on Jan 25th 2012



F2CT/P on 24 GHz

Radar Experiments on 76 GHz

by Franc Cronauer, LX1DU

Back in 1992 a 10 GHz Scatter Radar was operated by LX1DU. It was heard and used by many 10 GHz amateurs in Europe. This beacon transmitted with 230 KW ERP and a 2.3m dish. This 10 GHz TX is QRT for several years. But in 2011 LX1DU made again radar tests, this time on 76.032 GHz. One reason was the lack of possible QSO partners on this band. In order to keep cost low parts of the old 10 GHz were used. Here a description of the new 76 GHz setup.



TX: GPS disciplined oscillator, 12.672 GHz (50mW) multiplied and amplified to 38.016 MHz (100 mW). Mixer with Macom diode MA4/E 1318 to and doubled to 76.032 GHz (5 mW), amplifier to 60 mW. The TX can transmit CW or pulse with a radar modulator with presettings of 15/50/150/200km. The keying ratio is 1:100, i.e. 1 μ s TX and 100 μ s break.

RX: OCXO 98.8125 GPS locked, DRO module 12.648 GHz, 50 mW, gerastet auf 98.8125 MHz Referenz, tripler to 37.944 GHz, 100mW, doubler to 75.888 GHz, 5 mW, mixer with Macim diode MA4/E 1318, 12 dB NF, IF amplifier 144 MHz, 20 dB. The mixer was optimised with a homemade noise source (diode NC406, 18-110 GHz, ENR 20 dB). With a turn around amplifier from DB6NT the NF could be improved by 4 dB. As most amateurs use 144 MHz drivers I also chose 144 MHz for the IF. However, a higher IF like 3.0 would be

advantegous.

Antenna: Separate dishes are used for TX (40cm) and RX (25 cm). The feed is a homemade bent feed made from very thin material (0.5 mm), in order to obtain as less sidelobes as possible. A special tool was developed to built these WG (up to 300 GHz) from thin material. The WG feeds are silver plated (inside and outside) and sealed with seal rings against humidity. The dished are mounted on a 2m long support tube with 60mm diameter. Rotator: EGIS, Az 0-360°, El. 0-45°. In order to prevent overdrive on the RX an aluminium isolation plate was mounted between the dishes. Rotator and antennas are mounted on top of a 15m telescopic tower.



Operation

First operation brought a big surprise. I heard quite some "music" in the RX. Different tones and echoes from birds crossing the ray path, moving cars, power line poles and after turning the antennas towards Saarland and Eifel (QRB 50 to

65km x2) also from wind mills (generators). Signals were almost noise free (30 to 35 dB on the S meter). The question is how these reflections could origin on the wind mill blades. As they are not made from metal I thought that there would be a poorer reflection level. It looks like that this is not true at these very high frequencies. Max Munich, DJ1CR, from MPI, suggested that the reflection could be caused by air turculences inducted by the big blades. These could have dimensions of several 100 squaremeters. But all this needs to be examined much further.



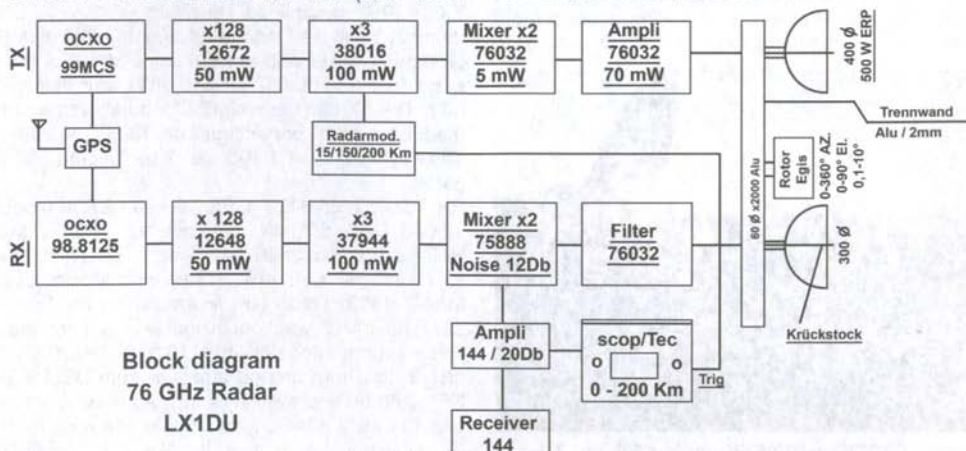
76 GHz Radar station antenna at LX1DU

76 GHz Radar station setup at LX1DU

The following things may be measurable with this kind of radar:

- movements of objects of any kind
- width of a rain front
- strength of rain, cloudbursts, drizzling rain, fog
- temperature and humidity differences
- heights of airplandes

73 Franc Cronauer, LX1DU



6m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

New beacons

A92C/B 70.085 MHz, LL56HE, are the updated correct call and QRG for the new proposed Bahrain 4m beacon

GM8RBR/B 70.100 MHz, IO67UF, 10w, 5 Ele. Yagi, 180 deg, is a new personal beacon that is on air since Dec. 2011.

HG1BVC/B 70.060 MHz, JN87FI, 10w, 2 el Yagi to 310 deg., 725m a.s.l., A1, is on air since 7 Dec. 2011

ES1VHF/B 70.037 MHz, KO29IK, 10w, F1A, dipole, SW/NE, 30m a.g.l., is a proposal for April 2012. (ES1CW)

HA5BTB/B 70.048 MHz, JN97, 10w, F1, 470m asl, ex BP TV1 QTH may be with ex. OIRT FM BC antennas, keeper HA5PT is waiting for the licence, it will combine with a local 4m skimmer, 1 min TX, 1 min RX.

HA7VB/B 70.030 MHz, JN97QK, 10w, F1, waiting for licence, keeper is HA7CR.

V51VHF/B JG... will be also on air on 4m soon. V51PJ is the new keeper. Also the 2m beacon will be reactivated.

Aland Islands on 4m

In the end of May OHO/OZ2M will be qrv on 4m from KP00, JP90 and/or KO09 on MS on 70,290 MHz, first period. Rig: 100 W and 7 el.

DI2BL and DI2AI on 4m

DD8OA, Jan is qrv on 4m with the experimental callsign DI2BL from JO51MQ. His TX QRG is 69.990 MHz. DL3YEE got the new call DI2AI and will be qrv soon on 4 from JO50LU.

The Netherlands on 4m

The Netherlands got a general 4m band release for the 1st class licence holders on 1st January 2012 00.00 local time (31 dec. 23Z). QRG range is 70.000 - 70.500 MHz, 50w output are permitted. On January 1 many first ever QSOs took place via Tropo and MS with other EU countries.

Spain back on 4m

Spanish stations got a new general 4m permit that is valid from 13 January 2012 until 13 July 2013. QRG range: 70.150 - 70.200 MHz, max. 10 W ERP.

Italy back on 4m

From 1. February until 31. December Italian amateurs are permitted to use 4m again. Same condx as before. IOJX/B is back on air also since 1. Feb. with 4 el. and 25 W EIRP.

Hungary soon on 4m

First 4m beacons are licenced already and a general 4m release in Hungary is expected any time now.

1st Es in 2012 on 4m

The first 4m EU Es opening of the new year 2012 occurred on Januar 2nd when S51DI wkd G3TCT at 1806z. MUF was 78.5 MHz above JN39. The 2nd 4m Es opening occurred on Januar 21st. From about 1750 to 1817 UTC PA2M (JO21) wkd CT1HZE and hrd CS5BFM/B. EA7KB (IM67) wkd G0CHE and G4FUF. Above the path centre (IN75) the MUF reached 105 MHz already at about 1740z with very short skip Es on 6m.

4m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

CT Band 1 TV transmitter OFF

The R1 transmitter in CT (Portugal, IN51) on 48.242 MHz will close down in the end of March. CT hams will get the full 6m band and high power output privileges with the next change of their amateur radio law, hopefully later this year.

DX on 6m in Winter 2011/2012

December and January was relatively poor on 6m from EU. This is nothing unusual as TE and F2 prop is known to be worse in mid winter than during equinox.

In the second half of November stations from southern EU wkd: 9J2RI KH27, 9L0W IJ38, EL2WS IJ46, VP8NO, TJ3AY.

From north of the Alpes DK1MAX JN58 was the only one who worked 9L0W whilst EL2WS wkd beside DK1MAX also into northern F and OE.

In December VK6KP was claimed to be hrd by an Italian station and VK3ZAZ by an Armenian station. It is probably only a question of days until the first F2 contact of the new cycle will take place between EU and VK.

In the end of January and beginning of February TE + F2 improved again and S-EU wkd again the usual paths to S-AF and S-AM.

In northern America in the first days of January there were several days with strong Es on 6m where the MUF reached >100 MHz several times.

Also some F2 (probably Es-linked) openings to the southern Pacific Islands were observed this winter from the US, some even as far as Australia when K4MM EM70 wkd VK3ZAZ over 15.800km.

Spectacular Trans-Pacific 6m Event 2 January 2012

Six metre propagation put on a spectacular performance over the first couple of days of the New Year for 6m operators on either side of the Pacific, in both northern and southern hemispheres. The snapshot map here, created from VKLogger spots by Adam VK4GHZ, gives an overview. Intense Es openings around Australasia over 2-3 January UT bloomed into transequatorial propagation to North and Central America, and a surprise - long-range Es between Peru and VK/ZL.

6m had been "business as usual" during December, with many Es single- and multi-hop contacts across the VK continent, from ZL to VK and between ZL/VK to FK8 (Noumea, RG37), 3D2 (Fiji, RH87), E51 (Rarotonga, BG08) and A35 (Tonga, AH20). Occasional north-south afternoon-type TEP to JA, KH6 and KL7 kept operators on their toes.

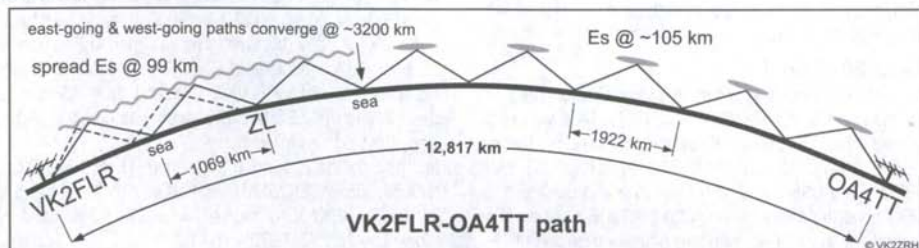
On New Year's day (VK time), 6m was open to FK8 from 0005 UT. From 0020, stations in EM00 Texas - W3XO/5, W5OZI and N5TSP - wkd VK2, VK3, VK5 and VK7; K5RK in EL29 joined in and the XE2HWB/B beacon was heard in VK5. The opening lasted nearly two hours.

Next day, the band opened from 0000 UT to Costa Rica and Panama. TISXP (EK70NM), worked into VK2, VK4 and VK5. TI7/N5BEK (EK70CK) worked into VK4, VK5 and VK7, followed by TI2KI/8 (EJ79) into VK2.



HP3TA in Panama (EJ88) worked into VK3. XE2HWB worked into VK2 and VK3. In the midst of the action, the previous day's US stations in EM00 worked into VK2, VK3, VK5 and VK7, picking up ZL contacts along the way. All these contacts, and those the day before, were clearly Es-extended, skewed-path transequatorial propagation. Over the South Pacific end of these paths, Es provided the extra skip between the southern equatorial ionospheric anomaly (EIA). The ionosonde on Niue Island lies pretty much beneath the southern EIA. The combination of foF2 values and height of the F2 layer over the period the contacts occurred created the necessary conditions to support chordal hop (TEP) across the geomagnetic equator. At 2158 UT, 2 January, OA4TT (Canete, Peru) worked VK4DDC, followed a minute later by E51EME (BG80CT) on Raratonga, Cook Islands. 6m was open between VK and ZL, and in the half hour after 2200 UT, OA4TT worked VK2OT, ZL2TPY, ZL1NX, ZL3ADT, VK4WTN, VK2FLR, VK4HJ and VK4CZ. Distances extended from 8870 km (E51EME) to 13,239 km (VK4WTN). The time difference between OA4TT and eastern VK is 9 hours – morning in VK (and ZL) and afternoon in Peru. So the event fits the 'classic' summer solstice short path, or extreme range Es, propagation characteristics.

The event provided an opportunity to characterise the OA4TT-VK/ZL path, based on the methodology I have detailed online in a posting titled, "Signal Strengths of VHF sporadic E propagation" (on the VKLogger Forum at Band by Band > Propagation & Solar Cycle News). This enables the determination of total transmission path losses for Es propagation. For the exercise, my friend of 40 years, Mike VK2FLR, provided key details of his contact and station equipment. OA4TT's qrz.com pages provided details of his station. Ionosondes at the VK end, together with a backscatter radar sounding [1] by VK3OER added useful information. The VK2FLR-OA4TT path is 12,817 km long. The usual rule-of-thumb would indicate 6-hop Es at 2137 km per hop, close to the limiting case maximum (zero raypath elevation angle) [2]. I analysed the likely path characteristics based on ionograms at the western end, showing sufficient Es electron density and the height to be 99 km. The backscatter sounding showed contiguous multi-hop Es from 660 km out to 4000 km, east of ZL. From VK/ZL to Peru, Es events most often occur at 105 km height, based on studies of radio occultation of GPS signals. The resultant propagation analysis is shown in the diagram here. It's 8 hops!



The transmission path loss analysis gave a S/N ratio for OA4TT at VK2FLR of 18 dB, confirmed by VK2FLR. Could it have been 7 hops? The analysis gave a negative SNR! Could it have been more hops? At raypath elevation angles best suited to the antenna elevation radiation angles at each end, the path would be 12 hops, but losses reduce the SNR well below that reported.

Full details will be included in an article on Es DX for an upcoming issue of DUBUS. **Roger Harrison VK2ZRH**

[1] Andrew Martin VK3OE, "A Bistatic Backscatter Chirp Radar for Amateur Radio Use", DUBUS 2/2010.

[2] Roger Harrison VK2ZRH, "On Sporadic E, VHF Propagation, MUF and Petit Chordal Hop", DUBUS 2/2011.

Beacon News

D4C/B 50.034 MHz, HK76, TX exploded (!) and the beacon is QRT for a longer time.

LU5FF/B 50.051.5 MHz, FF99, 20W, F1, proposal

K3TYE/B 50.064 MHz, DM42, new

VA7CV/B 50.026 MHz, CN79NR new

YS1YS/B 50.024 MHz, EK53IR, 40w, Double Zep, horizontal, omni, 3.5 dB, 1730m a.s.l., new 27/11

The following beacons are active from South Africa now:

ZS2X/b - 50.006 ZS6TWB - 50.040 ZS6JON - 50.050 ZS3SVD/B - 50.082.5 V51VHF - 50.300 ZS5SIX - 50.321

VK6HK SK

6m DXer Don, VK6HK, became a silent key in January 2012.

Expeditions

3C0 Annobon Isl.: EA5BYP and EA5KM will qrv also on 6m as 3C0E from JI28TO. QRGs: 50.104 CW and 50.145 SSB. May be also Bioko Isl. would be activated with the call 3C6A. QSL for both calls via EA5BYP.

9J Zambia: ZS6RI is qrv as 9J2RI on 6m since November 2011 for 1 or 2 years. He is 6 weeks in 9J and 3 weeks in ZS and so on. Grid: KH27.

9Q Democratic Republic of Congo: 9Q6/ZS4U is qrv also on 6m from March 10 to April 5 in CW/SSB.

KL7 Alaska: KB7Q will be active during summer 2012 on 6m with QRO via Es and EME.

PJ2 Curacao: PJ2/DK5ON will be qrv on 6m from March 12 to 30 2012 in CW / SSB qrv. QSL via DK5ON.

S9 Sao Tome: K0KKO + K0GUV have changed plans and will be qrv on 6m from 16-23. March 2012 as S92DX, S9CW and S9SX from JI39gx. Rig: 1k + 8el.

TN Kongo: TN5SN was qrt in 2011. May be he will be back as TN9SN very soon, he will leave TN in July 2012.

VP8S South Sandwich Isl.: EA1CYK/p is qrv also on 6m (SSB only) until March 31, 2012. Grid: FC97.

IO57 St. Kilda: GM7WCO/p will be active also on 6m from May 16-21.

DL79, 88, 89 K5N and N5K will be active from June 20 to 25.

60 Somalia: 1HJT will be qrv also on 6m as 603A or T50A in 2012

JT6M Challenge 2011

Winner of the 2011 6M JT6M Challenge is SM7FJE, working 226 grids (600 points). Congratulations. See JT6M.org

Microwave VK

New 10 GHz VK Digital records

During January 2012 Rex, VK7MO travelled to a number of rare grid squares producing two new VK digital records as below. There is some evidence that the longer distance aircraft scatter contacts are assisted by improved tropo-ducting conditions as indicated on the Hepburn charts and if this proves to be repeatable offers the prospect of making longer aircraft scatter contacts.

Watch an interview on Youtube with Rex Moncur VK7MO on Winter Hill made just before the record breaking contact: Search for "Rex - Push the boundaries"



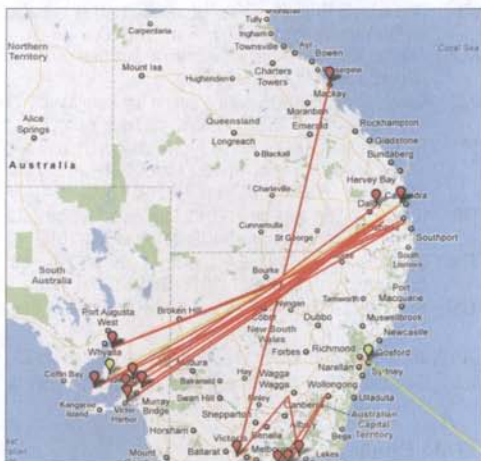
Rex, VK7MO, with his 3cm portable station

Grid	Location	Station	Station's Location	Mode	Propagation	Distance	Rpt Sent & RXed
PF86	Near Cleve SA	VK3HZ	Mt Macedon	JT65c	Aircraft	832 km	-25, -19
PF75	Port Lincoln SA	VK3HZ	Mt Macedon	JT65c	Tropo-duct & Aircraft Scatter	843 km	-14, -15

VHF News

Australia & New Zealand

The 2m Es season 2011/2012 in the Southern hemisphere – VK/ZL



Dec. 27, 2011, 2m Es

2m Es season 2011/2012 had a very late start in VK on Dec. 27th. From about 0415-0435 UT VK4 wkd to VK5 over 1449 to 1760 km. First QSO of the season was between VK4TJ QG52 and VK5PJ PF95. One VK3 to VK4 QSO was spotted over 1906km.



Dec. 30, 2011, 2m Es

Another brief opening from VK2 to VK4 from 0030 to 0040 UTC, QRBs in the 1550 to 1650km range. From 0330-0350 another opening a bit more to the east from VK2 to VK4 with QRB down to 1239 and max. 1832km.

Note:

Red lines = 2m Es
Yellow lines =
FMBC/VOR spots

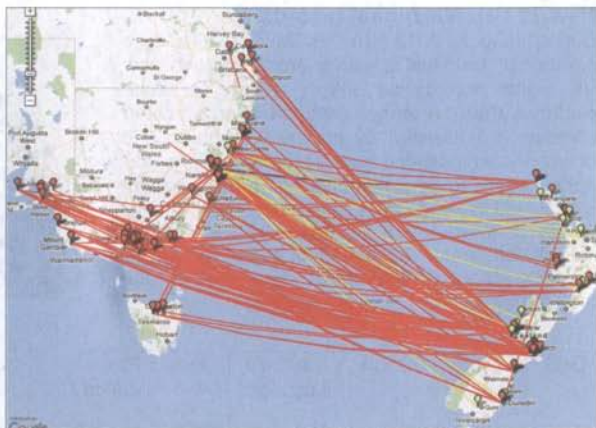


Dec. 31, 2011, 2m Es

Massive opening from 0128 to 0539 UTC: Hundreds of Es QSOs between VK5 and VK2/VK4, VK4 and VK3/VK1, VK4 and FK8IA and FK8ET. QRB from 2121km down to 931km with QSO between VK5ZK PF94 and VK1BG QF44 at 0313z. This corresponds to a MUF of about 200 MHz!

For several stations this was their best and longest 2m Es opening ever with 30 to 40 QSOs in the log. VK4OX, Adrian wkd from QG63: 32 x VK3, 8 x VK5, 1 x VK2 and 2 x FK8, grids worked QF02, QF03, QF12, QF15, QF21, QF22, QF23, QF31, QF43, PF85, PF94, PF95, RG37.

Just after this Es opening Tropo developed from VK east coast to ZL.



Jan. 2/3, 2012, 2m Es

Another massive 144MHz Es event occurred, starting at about 2300ut on 2012-01-02 and finishing about 0400 on 2012-01-03. That's 9am to 2pm on 2012-01-03 my VK4 local time or Middyay to

5pm ZL Time. Many 2500+km and several 3000+km qsos were made.

VK5BC/p was making 3000km+ qsos over a 3 hour period into ZL1, 2, 3 and 4 suggesting that propagation was a combination of Tropo that was still ongoing all the time between VK east coast and ZL west coast and Es or chordal hop Es. VK5BC/p's qso with ZL2OK over 3493km at 0109z, was the best of the day.

Other ZLs wkd into VK2, 3, 4, 5 and 7 and apparently there was Es and Tropo ongoing at the same time as you could see from VK2ZT's log (from QF57):

ZL1TPH/P 5/2 Tropo	ZL1IU 5/5 Tropo
ZL1TPH/P 5/9 Es	VK4MJF 5/5 Tropo
VK4CRO 5/4 Tropo	VK4VDX 5/3 Tropo
VK7DD 5/9+40 Es	ZL2TAL 5/7 Es
ZL3TY 5/5 Tropo	ZL2IP 5/9 Es
ZL4PLM 5/9+30 Es	ZL4JY 5/2 Es running 2w
ZL3OC 5/7 Es	ZL3GE 5/7 Es
ZL3TY 5/9+40 Es	ZL3ADT 5/3 Es
ZL3THQ 5/9 Es	ZL2TAL 5/1 Tropo
ZL1IU 5/5 Tropo	



Jan. 8, 2012, 2m Es

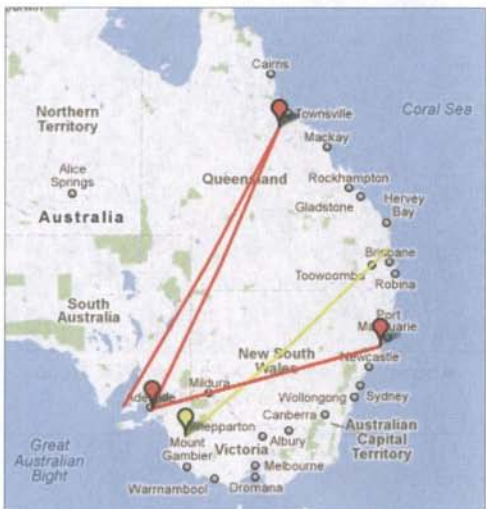
On Jan 8 there was another good 144MHz Es opening. Being Sunday afternoon, there were plenty of active stations, however the opening was between areas of limited amateur population, so the opening does not appear that good, although the band seemed to be open from VK2/VK3 to VK4 from about 0600z to about 0900z. That's 4pm local time to 7pm local time. Many stations went qrt for



Sunday evening meal with the band still open, having worked everybody they could. Distances worked were from 1193 to 1996km.

Jan. 10, 2012, 2m Es

The opening of Jan 10 was more or less a copy of the Jan 8 opening. Between 0333 and 0518z VK4 wkd into VK2 and VK1. Distances from 2016km down to 1237km. One QSO even only over 980km. Map see next next column on the top.



Jan. 11, 2012, 2m Es

Brief opening from VK5 to VK2 at 0044z and another one from VK5 to VK4 from 00:38 to 00:46z.

The final count for the short, but intense 2m VK/ZL season 2011/2012 is just 8 calendar days (UTC).

The numbers for the last 3 seasons were:

2008/2009: 18

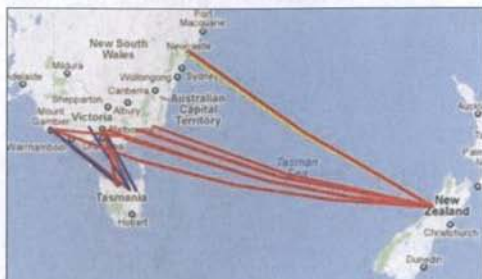
2009/2010: 15

2010/2011: 13

Thus the 2011/2012 count is almost 40% down versus the 2010/2011 season. This well within the prediction based upon the magnetic solar cycle.

ZL to VK on 144 MHz and 432 MHz Tropo DX report

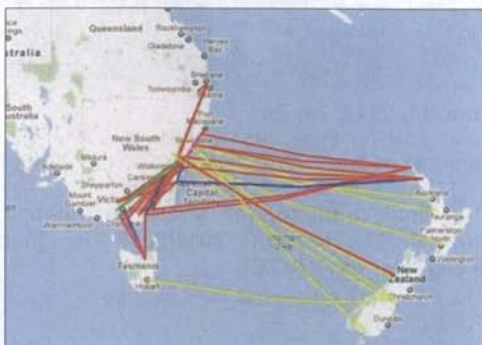
Although not the first Tropo opening to VK this Summer 2011/2012 season, this opening lasted for five days and involved many VK and ZL stations. Propagation modes were both Tropo and Sporadic E and are recorded in map form from the 31st December 2011 to the 4th January 2012.



Above: ZL3 working VK5, VK3 and VK2 on 144 MHz Tropo on 31st December 2011



Above: ZL3 working VK2 on 144 MHz Tropo on 1st January 2012



Above: ZL1 and ZL3 working 144 MHz Tropo to VK2. ZL1 working 432 MHz Tropo to VK2. Also ZL1 working VK3 on 144 MHz Sporadic E on 2nd January 2012



Above: ZL1, ZL2, ZL3 and ZL4 working VK5, VK4, VK3 and VK2 on 144 MHz Sporadic E with Tropo QSOs from VK east coast to ZL west coast at the same time and possible Tropo contribution to the 3000+ km QSOs from VK5 to ZL on 3rd January 2012



Above: ZL1, ZL2, ZL3 working VK2 on 144 MHz Tropo. ZL1 working VK2 on 432 MHz Tropo on 4th January 2012

Best DX recorded ZL to VK:

144 MHz Es 3494 km (see Es report Jan 3 above)
144 MHz Tropo 2629 km
432 MHz Tropo 2135 km

Maps taken with many thanks from the VK Logger
<http://www.vklogger.com/>

On many days there was also Tropo over the Great Australian Bight, i.e. from VK6 to VK5/3, what is a more or less usual event. Distances from 2000 to 2600km are worked often with good signal strengths. Wally, VK6WG, who is 100 years old, worked several VK3's up to 2550km on January 25, 2012 on 2m.

Many thanks to Stephen Hayman, ZL1TPH, for submitting this Tropo report. (DL8HCZ)

Many thanks to Adrian Pollock, VK4OX, for submitting several of the 2m Es reports and details on the previous pages. (DL8HCZ)

News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ
info@DUBUS.de

Expeditions and OPs

PJ4 Bonaire: N7BHC is now on Bonaire for a couple of years. He will be active soon on 6m, 2m and 70cm with his new call PJ4VHF and is very interested in TEP and TA experiments.

R1M Malj Vyotkij: This DXCC was deleted in February.

ZA Albania: OK1DFC and team plan a multiband EME (and MS) expedition sometime in 2012.

/MM UT1FG/MM ist qrv on 6m, 2m and 70cm until May from Atlantic and Pacific locations.

JO34 DK2CRN etc will be qrv on March 24/25 from Helgoland (JO34WE) on 2m and 70cm.

KO09 OH0/DJ5HG will be qrv from July 2 to 20 on 2m via MS in PSK2K. Loc. KO09LW.

KO42/32 EW/RM2M plans to activate these squares in May on 2m via FSK-MS.

IO66 GS3PYE/P will be qrv from April 28 to May 5 from the Island of Mull, IO66VH, on 6m, 4m, 2m and 3cm.

JO22 PE1BTX ist QRT on 2m and 6m EME and selling all his equipment. A few years ago he started to build a big 8 Yagi rotateable 6m EME array on a crane that was never finished. More info on www.pe1btx.nl



Beacons

DB0MJ/B 2320.900 MHz, JO31UB, 1 W, slot, is a new beacon and on air since December 2011.

DB0FKS/B 2320.825 MHz, JN49IT, 0.8W, 6 dB double helix, omni, A1A, is on air.

DB0FKS/B 3400.830 MHz, JN49IT, 0.8W, 6 dB double helix, omni, A1A, is a proposal for 2012.

LA5UHF/B 432.441 MHz, JO28OU, is beaming now to SE (direction OZ). Before the 6 ele was beaming south.

RW4HW/B 5760.900 MHz, LO43PN, 0.15W, 100 m a.s.l., 45m a.g.l. ist on air, also on 10368.860 MHz with 0.2W.

Greenland 2m beacon

The OX3VHF/B 2m beacon on Greenland (GP80KB) got a new rugged 2m el. Kathrein antenna after the 4 el. Flexa was totally destroyed by an ice storm. The beacon TX was on OZ for repair and checkup in December and is supposed to be

OX3VHF/B GP80KB 144.395 MHz



back on air by April/May. The antenna is pointed towards EU. Please note the new QRG 144.395 MHz! Thanks to Bo, OZ1DJJ, for taking care of this vy remote beacon!

New transatlantic beacon project on Azores

A group from the U.S. with the help of CU3AK plans to install a QRO 2m beacon on the western side of Terceira Island (CU3, HM68). Currently a system of several Yagis and some 100 w are discussed. The antennas will beam to the U.S., but may be also a second system beaming to EU will be installed.

News

Bert Howes, ZS6HS, SK

Bert Howes, ZS6HS became silent key in December 2011. He had very active life in ham radio for some 80 years on the frequencies 50 MHz and above. He received his amateur radio license ZS1AL in Cape Town in 1935 but he was active already before that as a soldier in the South African Army. War service took him to East Africa and then to various training bases in South Africa and finally to Italy. He was in different functions in SADF and finally retired in 1980 after 47 years of service as Colonel. After that he moved to Johannesburg and changed callsign to ZS6HS. During his stay in Cape he worked ZS3B on 70 cm over the distance of 845 km and that is SA record still today. Being retired he worked from his ZS6HS callsign via tropo, meteor scatter and satellites until last year when he became silent key. He was active on frequencies up to 23 cm and took part in all contests and other activities. He was an excellent CW operator. Bert will be really missed by all VHF operators in ZS and other countries. (ZS6AXT)

DL3YBP SK

Former German 2m DXer Heiko Feldmann, DL3YBP, became a silent key on Sept. 30th 2011. He was 71 years old.

DEMI Kit Service

KL7UW is starting up a kit making service for assembling certain kits made by Downeast Microwave. For those that do not want to make their own kits, or maybe its gotten too difficult, or just don't have the time. Price is the same as offered by DEMI assembled, plus shipping. DEMI has long delivery times for ready units, so one can have it much faster from KL7UW. For details please contact Ed at: kl7uw@acsalaska.net

Avoiding Phase Noise from Reference Sources

Since signals from typical 10 MHz GPS reference sources are square wave signals these often add extra phase noise to the locked oscillator signal and spoil performance. It is possible to reshape the square wave form into a clean sinus form by simply adding a 10 MHz low pass filter into the line of the reference signal. By removing the harmonics only the fundamental frequency is left, which is a sine wave. A sharp 10 MHz crystal filter that is expensive is not necessary. A simple low-pass filter is totally sufficient. W1GHZ has more information about this issue and he has also developed a 10 MHz LP filter.

Inhalt / Contents 2011

Reports (Technique, Operation Technique, Propagation, Software)

A home-made 76 GHz dual-mode Feedhorn	Jean-F. Lampin, F4BAY	I/9
Hybrid LFA Yagi Oblong Antennas	Slobodan Bukvic, YU7XL	I/15
Making & mounting of WG flanges	Philipp Prinz, DL2AM	I/21
Test Beacon with passive BAT15-099 Diode Multiplier for 47GHz		
- also for 24, 76, 122 and 241GHz	Wolfgang Demmer, DD8BD	I/26
Microwave Parts	Francois Cronauer, LX1DU	I/32
A Low Loss x4 Subharmonic Mixer for 24GHz	Paul Drexler, W2PED	I/34
Applied Conversion of Segmented Wires from NEC2 to 144/432 MHz Yagi Elements - for	Hartmut Klüver, DG7YBN	
Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators		
Part 2		I/57
Part 3		II/31
The Performance of the Boxkite Yagi in Space Communications Applic.	Brian V Cake, KF2YN	I/72
FT-817 Frequency Reader for Transverters	Paolo Cravero, IK1ZYW	I/88
Mid-latitude Sporadic E on 2m - Questions and Speculations	Angel Nestorov, LZ1AG	I/90
Possible targets for new World Records on 10 GHz,	Joachim Kraft, CT1HZE	I/98
3W Portable Transverter for 24 GHz	Jürgen Dahms, DCØDA	II/9
WA2ODO's low noise Preamplifiers for 6m, 2m, 70cm, 23cm & 13cm		II/16
Experiments with Fresnel lenses on the Microwave bands	Wolfgang Demmer, DD8BD	II/21
Sporadic-E Summary 2010 - 144 MHz	Joachim Kraft, CT1HZE	II/51
On Sporadic E, VHF Propagation, MUFs and Petit Chordal Hop	Roger Harrison VK2ZRH	II/79
Parabolic Antenna Noise Characteristic with Dual-Mode Feed	R. Galuscak, OM6AA etc	III/8
NF Improvement for the 23cm LNAs SP23 and SP23MKII	Andreas Häfner, DJ3JJ	III/15
VLNA 70 - Preamplifier for 70cm	Sam Jewell, G4DDK	III/16
Compact Boxkite Yagis for VHF and UHF Moonbounce arrays	Brian Cake, KF2YN	III/27
A new series of NO TUNE Microwave Transverters and Multipliers	G. Byrnes, VK3XDK	III/47
Ground Gain in Theory and Practice	G. Horlin, ON4KHG	III/59
WA2ODO's low noise Preamplifiers for 6m, 2m, 70cm etc. - Correction & Update		III/99
A Compact 50 MHz High Power Solid State Amplifier using the		
MRFE6VP61K25H	Michel Rousselet, F5FLN	IV/8
Extreme Range 50 MHz Es - nEs or Chordal?	J Kennedy, KH6/K6MIO	IV/22
The Chirp Beacon mode	Phil Harman, VK6APH	IV/45
50% more Output on 122 GHz for CW Transmitters & Transverters	Philipp Prinz, DL2AM	IV/52
76 GHz and 122 GHz in a single Transverter	Alan Devlin, VK3XPD	IV/56
Extend your Spectrum Analyser to beyond 250 GHz	Alan Devlin, VK3XPD	IV/62
EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier (Rev. 6)	Gyula Nagy, HA8ET	IV/70

News, Activity Reports, Expedition Reports, Contests etc.

2m-EME News	DL8HCZ	I/120
70cm + up - EME News	DL7APV	I/113, II/113, III/109, IV/96
European EME Contest 2011, CW Rules	CT1HZE	I/118
2m Digital EME Championship 2011 - Rules	CT1HZE	II/112
European EME Contest 2011 - CW Results	DL8HCZ	III/104
EME Championship 2011 - 2m Digital Results	CT1HZE	III/116
ATV News	DJ9PE	II/109
Microwave Europe	G4DDK/F2CT	I/111, II/120, III/123, IV/109
Microwave USA	WA5VJB	I/105, II/119, III/123, IV/113
Microwave Japan	JH6RTO	I/105, II/119, III/123, IV/108
VHF South America	PY2ZX	I/110, II/104, III/118, IV/104
VHF Australia & New Zealand	DL8HCZ	I/104, II/118, III/120, IV/106

6m News
4m News
FAI News
Tropo News
News & Comments
Aurora News
New Products

New Tropo Word Record on 24 GHz
Meteor Scatter on 23cm
DUBUS Contents 2010
228 km World Record on 76 GHz by DL2AM
VK6WG – Happy Birthday!
New IARU Region 1 2m Tropo Record
Ground Gain in Theory and Practice: Web Addendum
Lunar Weekend Calendar 2012
Moon Ephemeris Overview 2012

CT1HZE/DL8HCZ	I/125, II/107, III/103, IV/124
DL8HCZ	I/125, II/107, III/103, IV/124
F6DRO	IV/94
DG7SFL	I/123, II/108, III/100, IV/114
DL8HCZ	I/126, II/127, III/129, IV/127
LA0BY	II/110, IV/121
	I/130, II/129, IV/129
	I/124
	I/124
	I/128
	II/124
	III/121
	III/128
ON4KHG	IV/126
DL7APV	IV/102
F5SE	IV/103



InnovAntennas are in their new home

The move to Canvey Island went well and InnovAntennas are now in full production once again after a short stoppage in November. Along with the new factory they have seen two new starters. Luke, is another ex Royal Engineer from the British Army and has joined the production team. Additionally, Jozsef 'Jo' HA5CW has also joined the team. Some very new and exciting antennas are due to hit the shop front in 2012, as well as X-pol Yagis for VHF and the 'new' HF Yagi (not named yet).



The state of art in antenna design & technology

InnovAntennas will release some exciting new vertical antennas too and following their theme, the radiator will be formed to ensure it presents a 50 Ohm feed point rather than having to add foreign 'lossy' matching devices after design.



**Homemade X-pol 2m LFA
Yagi at OZ1CT -
Soon available professionally
manufactured from
Innovantennas**



**Deadline for reports etc. for DUBUS 2/2012 is April 30th 2012.
Pse send any info to DUBUS@t-online.de**



IOJXX di Donzello Rosanna
Via Renzo da Ceri 157 - 00176 Roma - Italy
+39 (0) 6 27 85 82 23 Skype: IOJXX.com
E-commerce: www.iojxx.com
info@iojxx.com

1000JXX144

144 MHz - 1000 Watt ± 0.5 dB SSB - CW - DIG.
Driving power 0 ÷ 30 Watt (Typ. 10 W) - Through 100 W
AC Power 180 ÷ 240 Vac - AC consumption 1600 W
Box dimensions: 280 x 90 x 390 mm. - Weight 7.8 Kg.

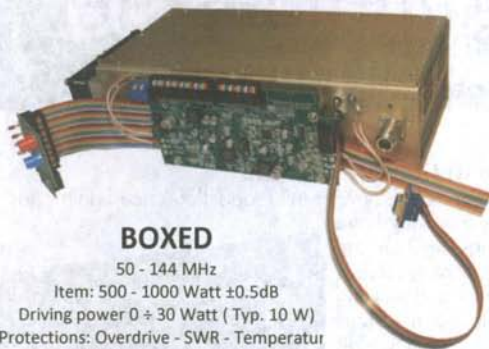


* taxes excluded

1.900 €

Full protection IN - OUT
Remotized from PC

PCB - LNA - Preamplifiers



BOXED

50 - 144 MHz
Item: 500 - 1000 Watt ± 0.5 dB
Driving power 0 ÷ 30 Watt (Typ. 10 W)
Protections: Overdrive - SWR - Temperatur
Full protection & Remotized



144 MHz
PCB144JXX
LNA144JXX
LNA144JXX N m/f
PRE144JXX

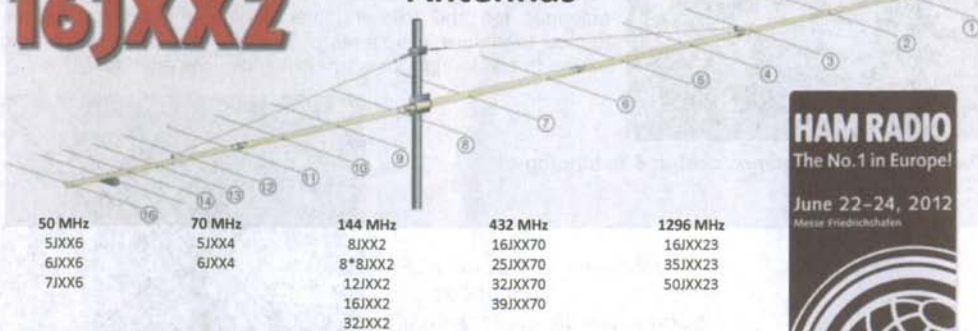


432 MHz
PCB432JXX
LNA432JXX
LNA432JXX N m/f
PRE432JXX

1296 MHz
PCB1296JXX
LNA1296JXX
PRE1296JXX

16JXX2

Antennas



50 MHz
5JXX6
6JXX6
7JXX6

70 MHz
5JXX4
6JXX4

144 MHz
8JXX2
8*8JXX2
12JXX2
16JXX2
32JXX2

432 MHz
16JXX70
25JXX70
32JXX70
39JXX70

1296 MHz
16JXX23
35JXX23
50JXX23

HAM RADIO
The No.1 in Europe!

June 22-24, 2012
Messe Friedrichshafen



info@iojxx.com www.iojxx.com

We are looking for agents

Present in
Ham Radio
HALLE A1 - Stand E505

GERMANY

www.appellofunk.de

FRANCE

www.rfham.com

SWEDEN

www.antennerna.se

NETHERLANDS

www.rfhamdesign.com

DB6NT Microwave Transverters



The microwave transverters of the G3-series offers the opportunity of connection of a reference frequency of 10 MHz. Thus highest frequency stability, e.g. for EME and WSJT, is achieved. If 10 MHz are not available the usage of the internal stabilized oscillator is possible. The brand new transverters for 24 GHz of the G2-series include many of the till now external necessary components like image rejection filter, LNA, PA as well as transmit and receive switch. The LO-input is compatible to previous used oscillator modules.

Type	MKU 13 63	MKU 23 63	MKU 34 63	MKU 57 63
Frequency range RF	1296 ... 1298 MHz	2320 ... 2322 MHz	3400 ... 3402 MHz	5760 ... 5762 MHz
Frequency range IF	144 ... 146 MHz	144 ... 146 MHz	144 ... 146 MHz	144 ... 146 MHz
Output power	typ. 2.5 W	typ. 1 W	typ. 400 mW	typ. 250 mW
IF input power	max. 5 W, adjustable (0.5 ... 5 W)	max. 5 W, adjustable (0.5 ... 5 W)	max. 5 W, adjustable (0.5 ... 5 W)	max. 5 W, adjustable (0.5 ... 5 W)
10 MHz ref. freq. input	typ. 2 ... 10 mW	typ. 2 ... 10 mW	typ. 2 ... 10 W	typ. 2 ... 10 mW
Noise figure @ 18 °C	max. 0.8 dB	max. 0.8 dB	max. 0.9 dB	max. 1 dB

Type	MKU 10 63	MKU 24 62 144	MKU 24 62 432
Frequency range RF	10368 ... 10370 MHz	24048 ... 24050 MHz	24048 ... 24050 MHz
Frequency range IF	144 ... 146 MHz	144 ... 146 MHz	432 ... 434 MHz
Output power	typ. 200 mW	typ. 30 mW	typ. 30 mW
IF input power	max. 5 W, adjustable (0.5 ... 5 W)	max. 5 W, adjustable (1 ... 5 W)	max. 5 W, adjustable (1 ... 5 W)
10 MHz ref. freq. input	typ. 2 ... 10 mW	—	—
Noise figure @ 18 °C	typ. 1.2 dB	typ. 4.0 dB	typ. 4.0 dB

KUHNE electronic
MICROWAVE COMPONENTS

Kuhne electronic GmbH | Scheibenacker 3 | D-95180 Berg | Germany
Tel. +49 (0) 92 93 - 800 939 | info@kuhne-electronic.de

PayPal

For further information please visit our website www.db6nt.com

— **RFham** —

SDR-RFHamFox

1 to 1450 MHz



Parts kit for
50, 144 & 432 MHz
available in our webstore
www.rfham.com



RFHam 13, Place Pierre Curie 33370 Artigues près Bordeaux France
Phone +33 (0) 557 54 04 66 E-mail: contact@rfham.com Website
www.rfham.com

DUBUS TECHNIK Books

The DUBUS Technik Book Series contains the reprinted technical articles from previous years from DUBUS magazine. The articles were corrected, amended and updated where necessary. Each book has about 390 pages and is A5 sized. On stock are TECHNIK 6, 7, 8, 9, 10 and 11.

The price for the book is 25.00 Euro incl. shipment to DL and EU.
Price for overseas airmail is 30.00 Euro or 35.00 USD.

You can find the contents pages on the DUBUS website at www.DUBUS.org under "Technik". You may order directly from DUBUS DL or via your local distributor. See also order form on page 130 in last issue.

You can pay by money transfer to our bank account (see page 6) or sending cash via mail or pay with PAYPAL to funktelegramm@t-online.de

Orders please to DUBUS@t-online.de or
DUBUS, Grützmlhlenweg 23, D-22339 Hamburg, Germany - www.DUBUS.org

NEW!

