

DUBUS

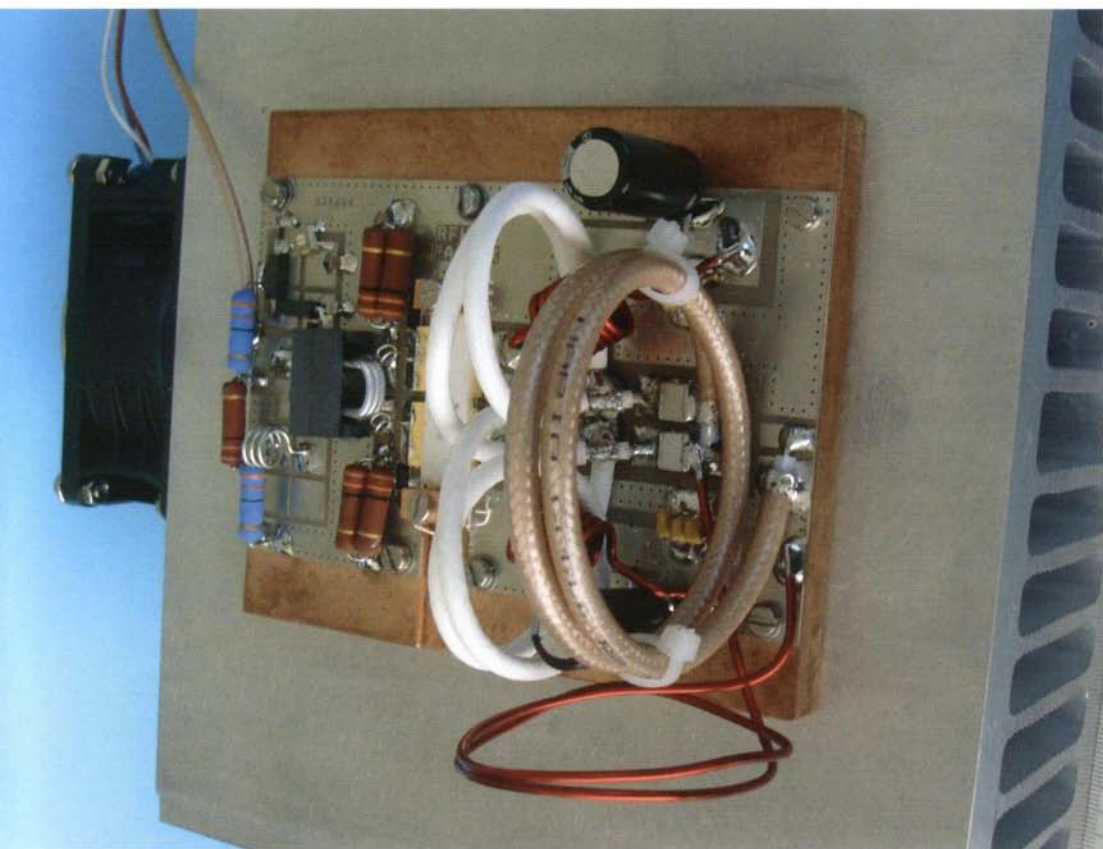
4/2011

Vol.40

4. Quarter

1971-2011
40
YEARS

3W → 1.2KW SSPA for 50 MHz



by F5FLN



M 30

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

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

Eisch-Kafka-Electronic GmbH

Abt-Ulrich-Str. 16 * D-89079 Ulm * Tel: 0049 (0)7305 23208 * FAX: 0049 (0)7305 23209
e-mail: eisch-electronic@t-online.de www.eisch-electronic.de

Band Pass Filters

MKU BPF 24-1-SMA – MKU BPF 24-2-SMA – MKU BPF 24-3-WR42

Type:	MKU BPF 24-1-SMA	MKU BPF 24-2-SMA	MKU BPF 24-3-WR42
Center frequency:	24048 MHz	24048 MHz	24048 MHz (24192 MHz)
3 dB bandwidth:	typ. 300 MHz	typ. 190 MHz	typ. 30 MHz
Insertion loss:	max. 2.0 dB	max. 3.0 dB	max. 1.5 dB
Connectors:	SMA-female	SMA-female	Waveguide R220 / WG20 / WR42
Case:	milled aluminium	milled aluminium	milled brass / silver-plated

Input power:	20 mW, max. 50 mW	20 mW, max. 50 mW
Output power:	typ. 3 W	typ. 10 W
Supply voltage:	+10 ... 12 V DC	+9 ... 10 V DC
Current consumption:	typ. 3 A	typ. 15 A
Input connector:	SMA-female	SMA-female
Output connector:	SMA-female	Waveguide R220 / WG20 / WR42



KUHNE electronic MICROWAVE COMPONENTS

Kuhne electronic GmbH | Scheibenacker 3
D-95180 Berg | Germany | Tel. +49 (0) 92 93-800 939
info@kuhne-electronic.de



For further information please visit our website www.db6nt.com





Italab Communications | Via Casale 3/A, Milano

T: + 39.02.903.89417 | F: + 39.02.231.68389

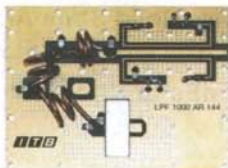
info@italab.it

Precision and quality, made in Italy !

OFFER 899,00 EURO



1 KW RF PALLET 144 Mhz



LOW PASS FILTER



TDK POWER SUPPLY

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

Validity offer 31/12/2011

OFFER 1099,00 EURO



RF BOX 50 or 144 Mhz 1 KW

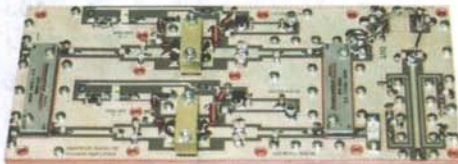


TDK APR48 SWITCHING POWER SUPPLY

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

Validity offer 31/12/2011

680.00 EURO



500 Watt 432 Mhz

880.00 EURO



BOX 500 Watt 432 Mhz

Validity offer 31/12/2011

* 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

Content / Inhalt 4/11

Title: 1.2 KW SSPA for 50 MHz, see p. 8

Editorial	7
A Compact 50 MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP61K25H, by Michel Rousselet, F5FLN et al.	8
Extreme Range 50 MHz Es – nEs or Chordal? by Jim Kennedy, KH6/K6MIO	22
The Chirp Beacon mode by Phil Harman, VK6APH	45
50% more Output on 122 GHz for CW Transmitters & Transverters by Philipp Prinz, DL2AM	52
76 GHz and 122 GHz in a single Transverter by Alan Devlin, VK3XPD	56
Extend your Spectrum Analyser to beyond 250 GHz by Alan Devlin, VK3XPD	62
EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier (Rev. 6) by Gyula Nagy, HA8ET	70
76 GHz and 122 GHz in a single Transverter: German translation	91
FAI News	94
70cm & up EME News	96
Lunar Weekend Calendar 2012	102
Moon Ephemeris Overview 2012	103
VHF South America	104
VHF Australia & New Zealand	106
Microwave Japan	108
Microwave Europe	109
Microwave USA	113
Tropo News	114
Aurora News	121
4m News	124
6m News	124
Ground Gain in Theory and Practice: Web Addendum by ON4KHG	126
News & Comments	127
New Parts & Products	129

Impressum

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

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

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

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

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

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

Herausgeber / Publisher

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

Abo-Verwaltung / Circulation:

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

Abo-Konto / Subscription-Account

POSTBANK HAMBURG
Konto / Acc-Nr. 207354201
BLZ 20010020

IBAN DE92200100200207354201
BIC PBNKDEFF

Urheberrechte / Copyright

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

All articles are protected by copyright. Any reproduction, publishing in the internet or commercial use only with the written permission from the publisher Verlag Joachim Kraft. © 1988 – 2011 by Verlag Joachim Kraft

ISSN 1438-3705

For latest information please check the

DUBUS Web page

www.DUBUS.org
www.DUBUS.de

**Redaktionsschluss
für die nächste
Ausgabe:
1. Februar 2012**

**Deadline
for the next issue:
February 1st 2012**

DUBUS Distributoren

International DUBUS Representatives

- Austria** OE1WRS, Werner Roedl, Mappesgasse 2/1/3, 2320 Schwechat, Tel: +43-664-3564584
Fax: +43-1-7073181, email: roedl@attglobal.net
- Australia** Doug McArthur, VK3UM, Tikaluna, 26 Old Murrindindi Rd., Glenburn, Victoria 3717.
email: tikaluna@bigpond.com
- Belgium** InfoRad c/o Jan Galicia ON6JG, Oude Gendarmeriestraat 62, 2220 Heist-op-den-Berg
email: inforad@pandora.be inforad@telenet.be
- Bulgaria** Christo Mintchev, LZ1DP, UI Boruigrad 8 AP 10, 6004 Stara Zagora
email: lz1dpbg@gmail.com
- Czech Republik** GES-ELECTRONICS, OK1FM, Studentska 55a, 32300 Plzen
Phone: +420 37 73 73 111, email: ges@ges.cz www.ges.cz
- Denmark** Gert Rahbek-Udengaard, OZ1FKZ, Virringvej 60, Virring, 8660 Skanderborg
Tel.: 0045 8657 2660, email: oz1fkz@vip.cybercity.dk
- Eire** Patrick Fitzpatrick, EI2HX, 24 Ascal Do., Bhothair Bhui, Drogheda, County Louth.
Mobile 0876300110, email: pat.ei2hx@gmail.com
- France** Fabienne Ansel, La Grave, 31560 Seyre, Tel.: 05 34 66 10 09, email: dubus.mag@free.fr
- Finland** Jukka Hietaranta, OH1FF, Kuutie 25, 36110 Ruutana
Fax: 03 2619255, email: effe@elisanet.fi
- Greece** R.A.A.G., Manos Darkadakis SV1IW, PO Box 3564, 10210 Athens, raag-hq@raag.org
- Italy** Tony Fumagalli, I2FUM, Via Masia 34, 22100 Como
Tel: 031571537, email: fumagalli.antonio@gmail.com
- Japan** Michaiiki Watanabe, JH1KRC, Jingumae 2-2-39-702, Shibuya-ku, Tokyo 150-0001
Phone: +81-3-3404-6064 email: jh1krc@syd.odn.ne.jp
- Malta** Joseph Falzon, 9H1VW, « Babs » 104, Sir William Reid Street, Gzira, GZR02
9h1vw@maltanet.net or danielg@maltanet.net
- Netherlands** Veron Verkoop Bureau, P.O. Box 1166, 6801 BD Arnhem, veroncb@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 Hjärap
email: SM7ECM@telia.com
- Switzerland** Ferdinand Stämpfli, HB9MIO, Langsamstig 13, 5600 Lenzburg, Tel.: 079/4734650
stagra@bluewin.ch
- Ukraine** Sergej Lysenko, UR5LX, Zolochiev Reg., Iwaschki, Kharkov Obl, Ukr. 62211
email: ur5lx@vhf-dx.net
- United Kingdom** Roger Blackwell, GM4PMK, Willowbank, Pennyghael, Isle of Mull, PA70 6HB
email: dubus@marsport.org.uk
- USA** Janet and Ed Cole, KL7UW, P.O. Box 8672, Nikiski, AK (Alaska) 99635-8672
email: dubususa@gmail.com
- Other Countries** Contact DUBUS Magazine. Subscription Rates: Europe: 25.00 EURO;
Overseas Air Mail: 30.00 EURO (USD 35.00), PAYPAL to funktelegramm@t-online.de

Editorial

Dear DUBUS Reader!

This is the last issue for 2011 and it is time again to ask you to renew your subscription for 2012 with your national distributor (or directly with us) as soon as possible. See order form on page 130. We would be happy to see all subscriptions renewed again, of course. The subscription rate in Euro remains unchanged for 2012. We already have some very interesting articles in the pipeline for next issue 1/2012, e.g. the F1JRD SSPA version for 70cm.

We also want to inform you that we have a new DUBUS Book TECHNIK 11 available now with the usual features and price as the previous books. See the back cover page for more information.

Again we want to thank all who have sent articles or information throughout 2011, especially DL2AM, F4BAY, VK3OE, DG7YBN, KF2YN, OM6AA, LX1DU, W2PED, IK1ZYW, LZ1AG, YU7XL, DJ5HG, VK3XDK, DJ3JJ, ON4KHG, F5FLN, KH6/K6MIO, VK6APH, VK3XPD, HA8ET, DC0DA, AD6IW, VK7MO, DD8BD, WA1ZMS, ZL1TPH, DL1YMK, DL7APV, DM8MM, WA2ODO, VK2ZRH, G4DDK, F2CT, JH6RTO, PY2ZX, SM7GVF, LA0BY, WA5VJB, F6DRO, DG7SFL and DJ9PE.

21. December 2011 is a special date: 40 years ago the DUBUS group was founded by radio amateurs in Berlin. You can read the history of the first years on the web at: www.dl7qy.eu/DUBUS/DUBUS.pdf

Currently the circulation in Germany and Europe is constant and in the Americas and Asia it is growing. So there is no reason to doubt that DUBUS Magazine will not be able to reach its 50th anniversary. ☺

Please keep sending your reports and technical articles for the benefit of all readers. Thank you!

Season's Greetings to all readers and friends and all the best and a lot of DX in 2012.

from Joe, DL8HCZ / CT1HZE
and the DUBUS team!

Liebe DUBUS Leser!

Dies ist schon wieder die letzte Ausgabe für das Jahr 2011 und damit ist es auch wieder Zeit, das Abo für 2012 zu verlängern. Der Abo-Preis beträgt unverändert 25 Euro für 2012. Wir würden uns freuen, wenn uns möglichst alle Leser auch im neuen Jahr weiterhin treu bleiben. Wir haben bereits einige sehr interessante Artikel in Vorbereitung für die nächste Ausgabe 1/2012, z.B. die 70cm-Version der SSPA von F1JRD.

An dieser Stelle möchten wir auch auf das neue DUBUS-Buch Technik 11 hinweisen, das ab sofort erhältlich ist. Umfang und Preis sind wie gehabt. Mehr Infos auf der Rückseite dieser Ausgabe.

Wir möchten uns bei allen herzlich bedanken, die im Jahr 2011 Artikel oder Informationen geschickt haben, ganz besonders aber bei DL2AM, F4BAY, VK3OE, DG7YBN, KF2YN, OM6AA, LX1DU, W2PED, IK1ZYW, LZ1AG, YU7XL, DJ5HG, VK3XDK, DJ3JJ, ON4KHG, F5FLN, KH6/K6MIO, VK6APH, VK3XPD, HA8ET, DC0DA, AD6IW, VK7MO, DD8BD, WA1ZMS, ZL1TPH, DL1YMK, DL7APV, DM8MM, WA2ODO, VK2ZRH, G4DDK, F2CT, JH6RTO, PY2ZX, SM7GVF, LA0BY, WA5VJB, F6DRO, DG7SFL und DJ9PE.

Der 21.12.2011 ist ein besonderes Datum: Genau vor 40 Jahren wurde die DUBUS-Gruppe von Funkamateuren in Berlin gegründet. Die Geschichte der ersten Jahre kann man im Internet nachlesen unter: www.dl7qy.eu/DUBUS/DUBUS.pdf

Zur Zeit ist die Auflage des DUBUS-Magazins in DL und EU stabil, in Amerika und Asien wächst die Zahl der Bezieher sogar. Insofern gibt es keinen Grund daran zu zweifeln, dass wir nicht auch das 50. Jubiläum schaffen werden. ☺

Wir bitten weiterhin zahlreich Aktivitätsberichte und technische Artikel einzusenden und wünschen unseren Lesern und Freunden alles Gute und viel DX im Jahr 2012!

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



A Compact 50 MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP61K25H

by F5FLN Michel Rousselet, F1TE Lucien Serrano, F6BKJ Jacques Rambaud

This article deals with 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 someone who has the necessary experience.

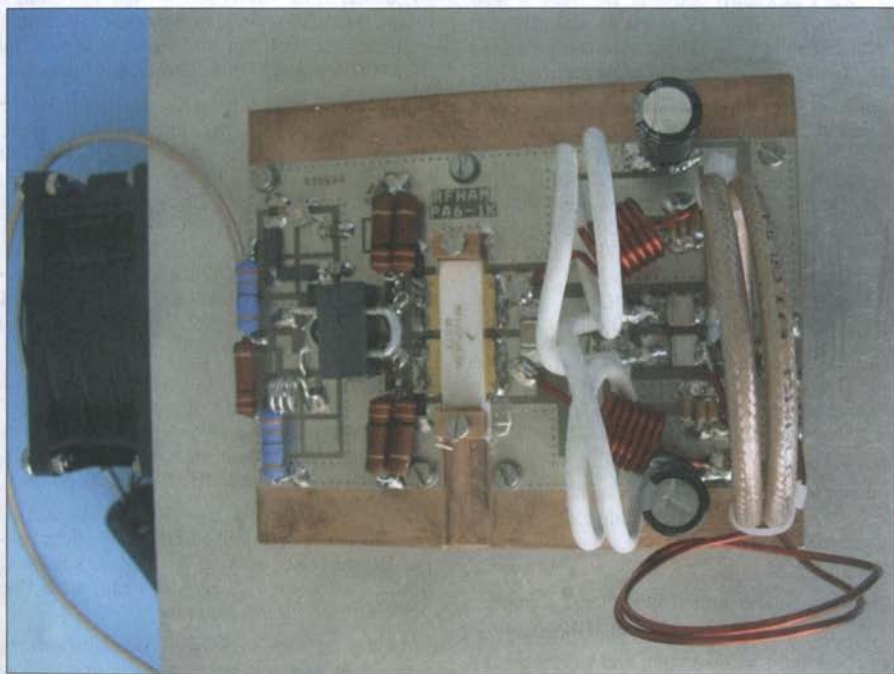


Fig. 1: 1.2 KW PA for 50MHz with new transistor

1. Introduction

Based on the article by Lionel F1JRD (AE7KX), we decided to build a 6m module. The MRFE6VP61K25H is a versatile device, well suited to a wide range of applications. It is capable of delivering 1.25KW of continuous wave output thanks to its high efficiency and low thermal resistance. It can also handle high VSWR conditions. This description focuses on the 50 MHz amateur band for both analog and digital waveforms (SSB or WSJT/FSK/CW).

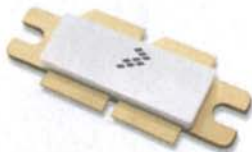


Fig. 2: MRFE6VP61K25H a 1.25KW transistor

Main characteristics are:

Frequency band: 50 - 52 MHz
Output Power @ P4dB: > 1200W
Operating supply voltage: 50V
Gain: typ > 26 dB
Efficiency: typ. > 76%
PCB Size: 12cm x 7.3cm

The MRFE6VP61K25H is part of the 50 V product line, which is designed specifically for high voltage application by Freescale for the RF power market, fabricated using Freescales proprietary Very High Voltage 6th generation with enhanced ruggedness (VHV6E) platform. This technology is fully qualified and ships in volume.

2. Advantages of 50V Drain Voltage

Using a 50V device is a great advantage compared to lower voltages because the output impedance of the device is much greater for the same output power, so the output match circuitry is simpler and less lossy. The current will also be less than at lower voltages.

In addition, 50V LDMOS provides increased power density, which enables in excess of 1.25kW in the industry standard NI1230 package platform.

50V LDMOS technology has also better IMD performance compared to lower voltage, especially bipolar technology 12V devices.

The reference fixture was designed with the market standard drain supply, allowing the amplifier to utilize a standard 50V power supply (most are adjustable 43 to 54 V).

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

3. Amplifier design and performance

The goal of this module was to get 1 kW solid state, with good efficiency, small size and good VSWR tolerance. We based our design on the application note from Freescale MRFE6VP61K25HR6 FM broadcast (88 to 108 MHz). 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 120 x 72 mm. The transistor has to dissipate more than 300 W in a small area, so a copper plate is necessary to transfer the heat to the aluminum heat sink. Two techniques can be used to put the PCB on the copper heat spreader: With screws like in the picture or with solder. The latter technique needs some skill and some solder paste (3).

Circuit description (see fig. 4 for circuit diagram): The transistor gain at low frequencies is very high. Thus we have to add attenuation to limit the gain. The input circuit is constructed with a 9:1 transformer like the 2m amplifier, because of the lower frequency a ferrite "E" and "I" core have been added.

The input is matched with coils L1, L2 and L3. The 500 Ohm trimmer can be removed, if an external bias circuit is used. R5, R6, R7 and R8 are used to stabilize the input circuit. C4 and C5 are for DC blocking. The 1k resistors R9 and R10 are connected to ground to prevent the bias line floating if P1 is not used. The output circuit also uses a 9:1 transformer. Particular attention should be paid to making the 10 ohm coaxial cables Coax 1 and Coax 2, see the construction details later.

C6, C7 and C8 are high Q factor capacitors of the CLX series from TEMEX. C6 (75 pF) is a part of the matching network, C7 and C8 are for DC blocking. These capacitors have a very low ESR and can handle more than 20A RF current at 300V (C7 and C8). The symmetrical output balun is made from 50 ohm Teflon coaxial cable RG142 and the same length of 1.6mm wire. This balun improves the 2nd harmonic.

RoHS

MRFE6VP61K25HR6
MRFE6VP61K25HSR6

1.8-600 MHz, 1250 W CW, 50 V
LATERAL N-CHANNEL
BROADBAND
RF POWER MOSFETS

CASE 375D-05, STYLE 1
NI-1230
MRFE6VP61K25HR6

CASE 375E-04, STYLE 1
NI-1230S
MRFE6VP61K25HSR6

PARTS ARE PUSH-PULL

Fig. 3: Datasheet extract

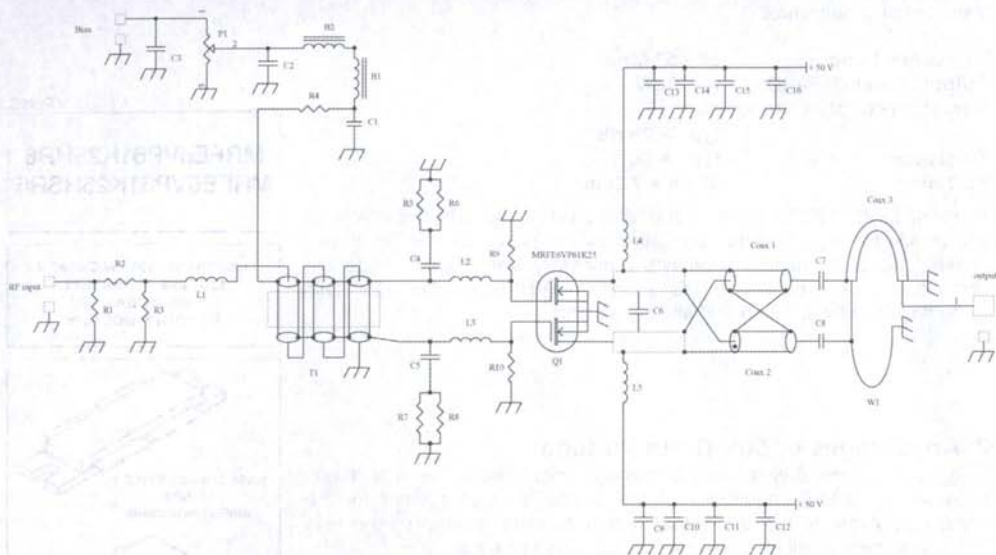


Fig. 4: Circuit diagram

4. RF measurements

The RF measurements were made using CW and without the 3 dB input attenuator.

50 V Drain supply, 2000 mA Idq (for linear operation):

This test was made with the amplifier module only (without filter).

Freq (MHz)	Pin (W)	Pout (W)	Gain (dB)	IRL (dB)	Eff (%)	Vd (V)	Id (A)
50	0.1	100	30	-13	23.1	49.8	8.7
50	0.2	200	30	-13	33.5	49.8	12
50	0.3	300	30	-16	41	49.8	14.7
50	0.38	400	30.2	-17	47	49.8	17.1
50	0.51	500	29.9	-16	52.3	49.8	19.2
50	0.73	600	29.1	-16	56.3	49.8	21.4
50	0.88	700	29.0	-16	60.3	49.8	23.3
50 P1 dB	1	800	29.0	-16	64.3	49.8	25
50	1.4	900	28.1	-16	66.9	49.8	27
50	2	1000	27	-16	70	49.8	28.7
50 P6dB	4.6	1100	23.8	-17	72.4	49.8	30.5

Table 1

The harmonic test shows the 2nd @ -40 dBc and the 3rd @ -10 dBc. This means about 100 W on 150 MHz! A filter is absolutely necessary to get the harmonics below -60 dBc. We made tests with a filter described by F1TE, based a design from K8CU some years ago (3), see fig. 5.

The results with the amplifier + 91 cm RG142 + filter are shown in table 2 below (still without the input attenuator).



Fig. 5: Low Pass Filter by F1TE

50 V Drain supply, 2000 mA Idq (for linear operation):

This test was done with the amplifier module only (with F1TE filter).

Freq (MHz)	Pin (W)	Pout (W)	Gain (dB)	IRL (dB)	Eff (%)	Vd (V)	Id (A)
50	0.2	200	30	-16	38.6	49.8	10.4
50	0.3	300	30	-16	41.7	49.8	14.6
50	0.4	400	30	-16	48.1	49.8	16.7
50	0.5	500	30	-17	53.4	49.8	18.8
50	0.6	600	30	-16	57.4	49.8	21
50	0.70	700	30	-16	61.7	49.8	22.8
50	0.88	800	29.6	-16	65.3	49.8	24.6
50 P1 dB	1	900	29.5	-16	67.9	49.8	26.6
50	1.4	1000	28.5	-16	71.7	49.8	28
50	1.8	1100	27.9	-16	74.1	49.8	29.8
50 P4dB	2.8	1200	26.3	-17	76	49.8	31.7

Table 2

This last result shows an improvement in efficiency and output power. What does that mean??

The 3rd harmonic is fully reflected back to the transistor and the amplification class is not AB any more, but closer to class F or FG. This is the reason for the 80% efficiency. But to get this result the length of the coaxial cable between the amplifier and the filter needs to be adjusted. And if the length is not correct, the results can be very bad and can even destroy the transistor. As an example, if we had 30 cm more than the existing cable the efficiency is not more than 60% and the power is limited to 900 W.

This means that for each type of filter design, the length of the cable has to be adjusted for the best efficiency. For the F1TE filter used I had to use 91 cm RG142BU cable.

Another design has to be tested for improved 3rd harmonic performance. It will be designed with a 4:1 output balun and some 2nd and 3rd harmonic traps.

5. IMD measurement

The IMD measurements were done in the same way as with the 2m amplifier. The result for Pout 800 W PEP and Idq 2 A was: IMD3 : - 28 dBc / PEP IMD5 : - 47 dBc / PEP

6. Ruggedness

The MRFE6VP61K25H is a very rugged part 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 come back to a more friendly impedance. In CW, at these VSWR levels

and rated power, the limiting factor is the max. DC power dissipation. VSWR protection that shuts down the gate voltage within 10mS on a single shot will protect the transistor effectively. The amplifier presented here, was tested at all phase angles with 10mS pulses and 5% duty cycle without any failure or degradation in RF performance.

7. Fixture layout and bill of materials

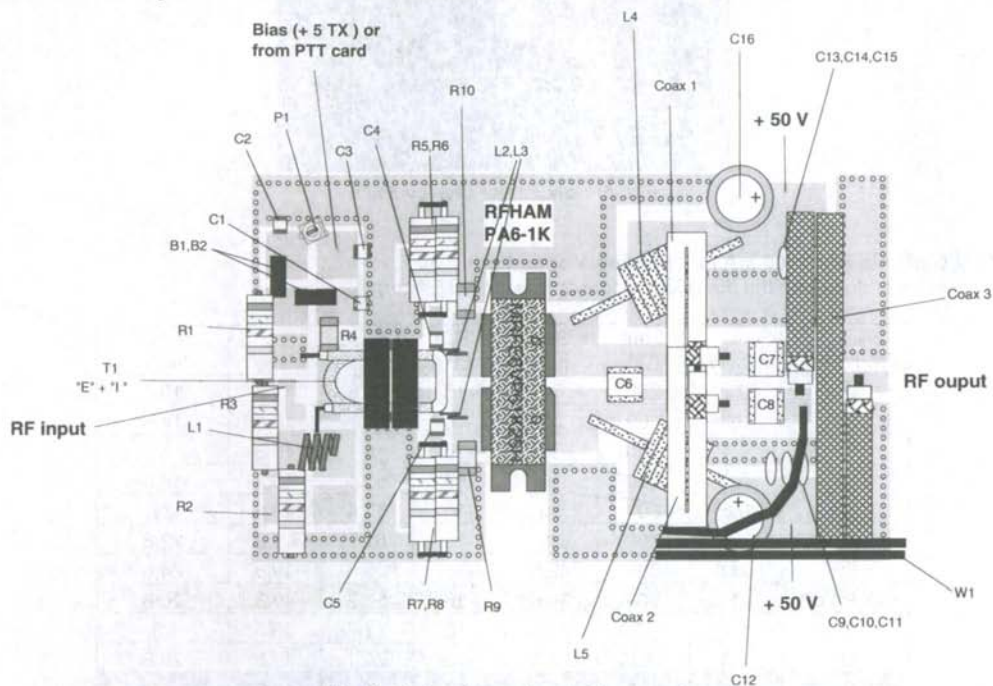


Fig. 6: Fixture layout and placement



Fig. 7: View from the side

Part	Value	No.	Brand
Teil	Wert	Best.-Nummer	Hersteller
B1,B2	Bead Long Fair-Rite (95 ohm@100MHz)	2743021447	Fair-Rite
L1 (Air inductor)	3 Turn air inductor 6 mm diameter,	Tinned copper wire of 1 mm diameter	
L2, L3 (Air inductor)	1.5 Turn air inductor 3 mm diameter	Tinned copper wire of 0.6 mm diameter	
L4, L5 (Air inductor)	7 Turn air inductor 10 mm diameter	Enamelled copper wire of 1.6 mm diameter	
C1	1 nF ATC 100B Ceramic Capacitor	ATC100B102KT500XT	ATC
C2, C3, C4, C5	100 nF Ceramic Capacitor 30 V	SMD	
C 6	75 pF CLX Ceramic Capacitor	CLX	TEMEX
C7, C8	2.7 nF CLX Ceramic Capacitor	CLX	TEMEX
C9, C10, C13, C14	1 nF Ceramic Capacitor 100 V		LCC
C11, C15	100 nF Ceramic Capacitor 100 V		LCC
C12, C16	100 uF 160V		
R1, R3	330 ohm 3 W Power Resistor	PR03	Vishay
R2	18 ohm 3 W Power Resistor	PR03	Vishay
R4	5.6 ohm 1 W Chip Resistor	2512	Vishay
R5, R6, R7, R8	33 ohm 3 W Power Resistor	PR03	Vishay
R9, R10	1 kohm 1 W Chip Resistor	2512	Vishay
P1	500 Ohms SMD pot		Bourns
T1	Balun TUI-9 Comm Concepts	TUI-9	Com Concepts or RF Power Systems
E , I	Ferrite for TUI-9 Comm Concepts	E, I	Com Concepts or RF Power Systems
Coax1, Coax2	Flex Cable (10.2 Ohm) 25cm	TC-12	Com Concepts or RF Power Systems
W1	35 cm 2 t 40 mm diameter	Enamelled copper wire of 1.6 mm diameter	
Coax3	Coax cable, 50ohm, 35 cm	RF142 BU	
PCB	Arlon TC350, 2 oz. 30 mils	PA6-1K	RFham.com

Table 3: Bill of materials

8. Construction & tuning

- 1) Put the PCB on the copper plate.
- 2) Mount SMD components and power resistors. See fig. 8.

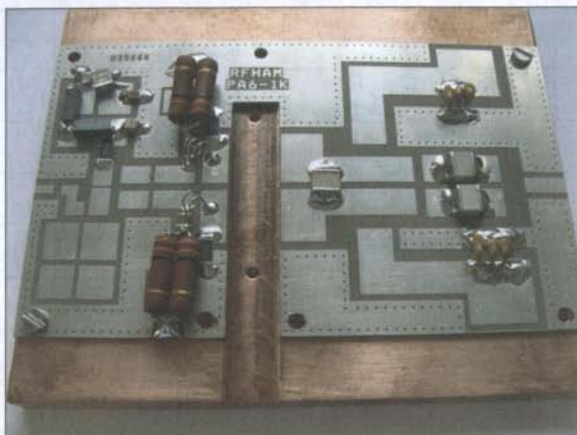


Fig. 8

3) Prepare the 9:1 input balun. See fig. 9.



Fig. 9



Fig. 10

An alternative is to use a binocular 43 mix ferrite, a description is available in (3). See fig. 10.

4) Put the balun in place. See fig. 11.

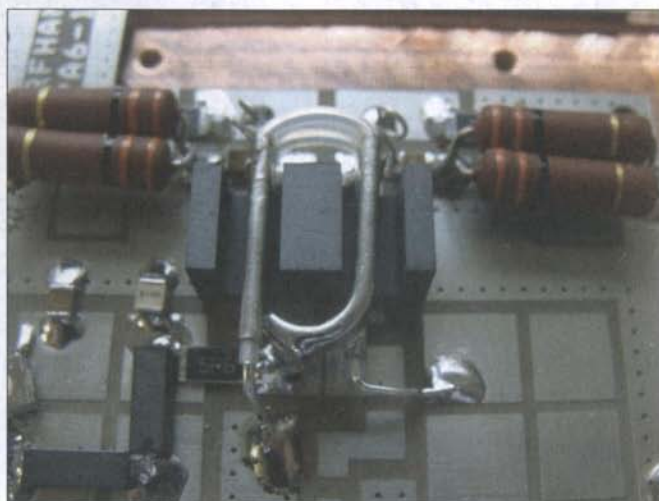


Fig. 11

5) Stick the two "I" with cyanacrylate glue and just one point of glue in the "E" and PCB.

6) prepare the 10 ohms coaxial cable, length 25 cm. See fig. 12.



Fig. 12

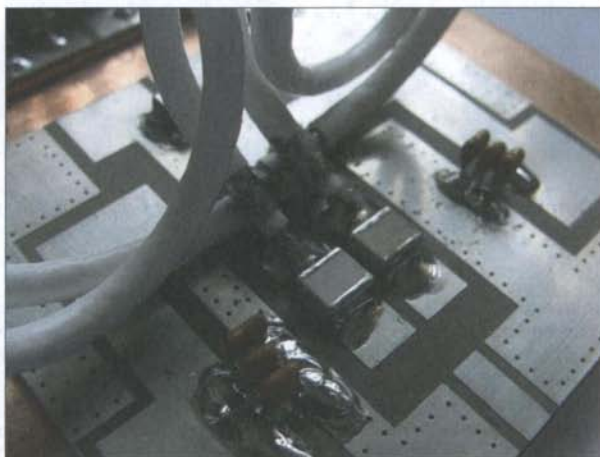


Fig. 13

7) Next step is the output balun. See fig. 14.



Fig. 14

8) Before soldering the transistor it is best to make some preliminary tests.

a) Set the pot to zero.

- b) With a DVM measure in the resistance between the gate pad and ground. It should be 5.6 ohms.
 c) If you have a "network analyzer" or any type like mini VNA you can measure the output matching of the amplifier (this method is also used for tube amplifiers). Put a 5.6 ohm resistor and a 180 pF capacitor between the two drain pads and the output match (S11) is about -20 dB (see the curve in fig. 15.)

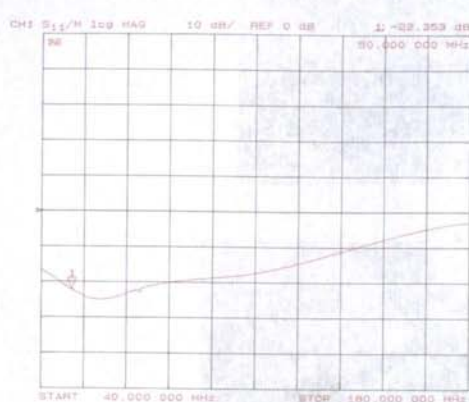


Fig. 15: Output VSWR

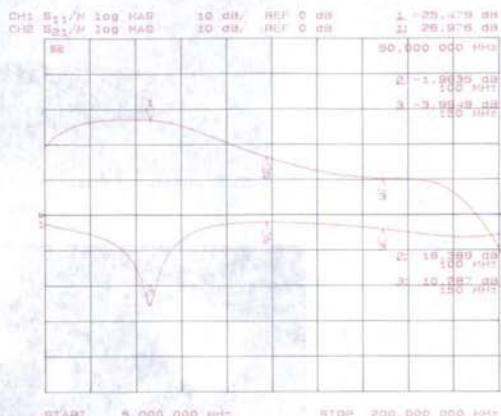


Fig. 17: Small signal gain

9) Transistor placement.

Two techniques can be used.

- 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.
- 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 even is to use abrasive paper type 3 M 734 "P1200". The abrasive paper has to be put in onto a very flat surface like a piece of plate glass. Now take the transistor and move it in figure-of-8 shape with your hand until the flange is very flat. See fig. 16. Now put the transistor in place.



Fig. 16

10) Bias adjustment.

Connect the output to a 50 ohm load. Use two power supplies: One for the bias with 0 to 12 V. Set to 5 V (the pot is set to ground). Set the drain power supply to 50 V (the best is to use a 2 A max. PSU). Adjust the Idq up to 2 A.

11) Small signal test.

If you have a network analyzer or similar, test the amplifier with a small signal, otherwise with a very low output power with the appropriate load. Adjust the input VSWR by tuning L1, L2 and L3. The input return loss should be better than 15 dB. The small signal gain should be around 28 dB. If you didn't get these values, don't put the amplifier in full power mode, may be you have the output wired incorrectly.

12) High power test.

The best way to keep the transistor alive is to attenuate the input power to the amplifier. Most 50 MHz transceivers have an output power of 100 W. Although the power can be set to 10 W, if you "forget" you

will put 100 W to the input of the amplifier and destroy the transistor. In addition many amateur transceivers with power control have poor ALC and transmit a big spike at the beginning of each transmission. Several techniques can be used, like F1TE has described on his website (3). Or use a 100 W 10 dB pad and a small 3 dB resistor pad installed on the pcb.

Set the output power in the 300 W range and check the drain current: It should be about 14 A. If this is not the case, stop and check the output balun. If it is OK, you can increase the power up to 1kW.

9. Conclusion

The design has been duplicated several times and each board gave similar results, there was no need to re-tune the board to get the expected performance. But be careful, high power amplifiers can always be dangerous.

Don't forget to use protection circuits, several designs are available now (3), (4). A kit of the main components is available (5).

Many thanks to F1JRD Lionel, F4CWN Florent, Thomas Jann and F5VHX Graham.

The next article will be a 70 cm amplifier.

10. References

- (1) Lionel Mongin, F1JRD: *A compact 144 MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP6125KH*, DUBUS 4/2010, pp 55
- (2) AN1034D Freescale (ex TRW application note)
- (3) www.f1te.org and www.f5cys.eklablog.com
- (4) www.vk4dd.com
- (5) www.rfham.com
- (6) MRFE6VP61K25 datasheet

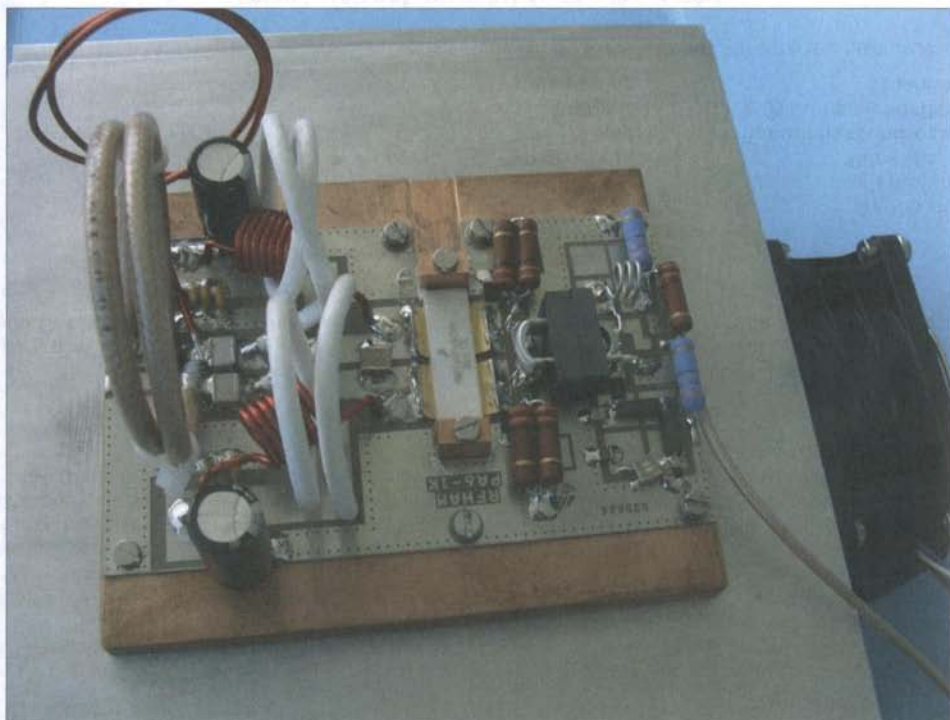


Fig. 18

Kompakte Hochleistungsstufe für 50 MHz mit dem neuen Transistor MRFE6VP61K25H

von F5FLN, Michel Rousselet, F1TE, Lucien Serrano & F6BKI, Jacques Rambaud

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: 1.2 KW PA für 50MHz mit neuem Transistor

1. Einleitung

Basierend auf dem Artikel von F1JRD (AE7KX) Lionel haben wir eine Version für das 6m-Band entwickelt. Der MRFE6VP61K25H ist ein vielseitiger Transistor, der für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet ist. Dank seines hohen Wirkungsgrades und des geringen thermischen Widerstands kann er 1.25KW Dauerstrichleistung liefern. Er verträgt auch hohe VSWRs. Diese Beschreibung hier ist speziell für das 50-MHz-Amateurfunkband gedacht und für die Arbeit mit analogen und digitalen Modulationsarten (SSB oder WSJT/FSK/CW).

Abb. 2: Der 1.25KW Transistor MRFE6VP61K25H

Unser Design weist die folgenden Eigenschaften auf:

Frequenz:	50-52 MHz
Ausgangsleistung @ P4dB:	> 1200W
Versorgungsspannung:	50V
Verstärkung:	typ. > 26 dB
Wirkungsgrad:	typ. > 76%
PCB-Größe:	12cm x 7.3cm

Abb. 3: Ausschnitt aus dem Datenblatt

Der MRFE6VP61K25H 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. Zusätzlich bietet der 50-V-LDMOS eine höhere Leistungsdichte, was eine Leistung von über 1.25KW auf einer Industrie-Standard-Plattform NI1230 ermöglicht. 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 Handhabbarkeit zu erreichen. Beim Design haben wir uns nach Applikationshinweisen von Freescale für FM-Rundfunk für den MRFE6VP61K25HR6 gerichtet. 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. 4): Die Verstärkung des Transistors auf niedrigen Frequenzen ist sehr hoch. Es muss deshalb ein Abschwächer eingebaut werden, um die Verstärkung zu begrenzen. Der Eingangskreis wurde mit einem 9:1-Transformator realisiert, genau wie beim 2m-Verstärker. Wegen der 6m-Frequenz wurde ein E + I Ferrit hinzugefügt.

Die Frequenzanpassung wird mit den Spulen L1, L2 und L3 abgestimmt. Der 500-Ohm-Trimмер kann entfallen, wenn eine externe Vorspannungserzeugung verwendet wird. R5, R6, R7 und R8 dienen der Stabilisierung des Eingangskreises. C4 und C5 dienen der DC-Abblockung. Die 1K-Widerstände R9 und R10 gehen an Masse, um eine fehlende Vorspannung zu vermeiden (wenn P1 nicht verwendet wird). Der Ausgangskreis wurde ebenfalls mit einem 9:1-Transformator realisiert. Spezielle Aufmerksamkeit muss der Anfertigung der 10-Ohm-Koaxkabel Coax 1 und Coax 2 geschenkt werden. Siehe unten bei den Aufbauhinweisen.

C6, C7 und C8 sind Kondensatoren mit hohem Q der CLX-Serie von TEMEX. C6 (75 pF) ist Teil der Anpassung, C7 und C8 dienen der DC-Abblockung. Diese Kondensatoren haben einen sehr niedrigen ESR und vertragen mehr als 20A HF-Strom bei 300V (C7 und C8). Der symmetrische Ausgangsbalun wird aus 50-Ohm-Teflonkabel RG142 und einer gleichen Länge von 1.6mm Kupferlackdraht hergestellt. Dieser Balun verbessert die Unterdrückung der 2. Harmonischen.

Abb. 4: Schaltbild

4. HF-Messungen

Die HF-Messungen wurden in CW und ohne den 3-dB-Abschwächer im Eingang durchgeführt.

Messung mit 50 V Drainspannung, 2000 mA Idq (für lineares Arbeiten):

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

Tabelle 1

Der Test zeigt die 2. Harmonische H2 bei -40 dBc und H3 bei -10 dBc. Das heißt, dass ca. 100 W auf 150 MHz vorhanden sind! Ein Filter ist also unbedingt nötig, um die Harmonischen auf über 60 dB abzusenken! Wir haben ein Filter getestet, das von F1TE vor einigen Jahren beschrieben wurde und auf einem Design von K8CU basiert (3), siehe Abb. 5. Die Ergebnisse mit Verstärker plus 91cm RG142-Kabel plus Filter sind in Tabelle 2 gezeigt. Wieder wurde kein Abschwächer im Eingang verwendet.

Abb. 5: Tiefpassfilter von F1TE

50 V Drainspannung, 2000 mA Idq (für lineares Arbeiten):

Dieser Test wurde nur mit der Platine durchgeführt (mit F1TE-Filter dahinter).

Tabelle 2

Diese Ergebnisse zeigen eine Verbesserung bei der Effektivität und Ausgangsleistung. Was bedeutet das? Die 3. Harmonische wurde komplett zum Transistor reflektiert und die Verstärkungsklasse war nicht mehr AB, wir lagen dann eher bei Klasse F oder FG. Das ist der Grund für 80% Effektivität. Um dieses Ergebnis zu erhalten, muss die Länge des Koaxkabels zwischen Verstärker und Filter justiert werden. Wenn diese Länge nicht korrekt ist, kann das Ergebnis schlecht sein und den Transistor zerstören. Beispielsweise hatten wir mit einem 30cm längeren Kabel eine Effektivität unter 60% und die Leistung war auf unter 900 Watt begrenzt.

Das bedeutet, dass je nach Design des Tiefpassfilters die Länge des Verbindungskabels auf beste Effektivität justiert werden muss. Beim F1TE-Filter waren dies 91 cm RG142BU-Kabel.

Ein neues Design für verbesserte H3-Eigenschaften soll noch getestet werden, es soll mit einem 4:1 Balun im Ausgang realisiert werden und Filter für H2 und H3 haben.

5. IMD-Messung

Die IMD-Messung wurde ganz genau wie bei der 2m-PA beschrieben durchgeführt. Das Ergebnis für Pout 800 W PEP und Idq 2 A war: IMD3 : - 28 dBc / PEP IMD5 : - 47 dBc / PEP

6. Robustheit

Der MRFE6VP61K25H 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. Ein VSWR-Schutz, der die Gate-Spannung auf einem Mal innerhalb 10mS herunterschaltet, wird den Transistor effektiv sichern. Der hier präsentierte Verstärker wurde unter allen Phasenwinkeln mit 10mS-Pulsen und 5% Einschaltdauer ohne Auffall oder Verminderung der HF-Leistungsdaten getestet.

7. Bestückungsplan und Teileliste

Abb. 6: Bestückungsplan

Abb. 7: Blick auf die fertige Platine von der Seite

Tabelle 3: Teileliste

8. Konstruktion und Abgleich

- 1) Die PCB auf die Kupferplatte montieren.
- 2) Die SMD-Komponenten und Leistungs-Widerstände einlöten. Siehe Abb. 8.

Abb. 8

- 3) Den 9:1-Eingangsbalun vorbereiten, siehe Abb. 9.

Abb. 9

Als Alternative kann hier auch ein Zweilochferrit (43 mix) verwendet werden, eine Beschreibung gibt es in (3), siehe Abb. 10.

Abb. 10

- 4) Den Balun einsetzen. Siehe Abb. 11.

Abb. 11

- 5) Die beiden "I" des Ferrits mit Sekundenkleber aufkleben, ebenso das "E" mit nur einem Klebepunkt.

- 6) Das 10-Ohm-Koaxkabel vorbereiten, Länge 25cm. Siehe Abb. 12.

Abb. 12

Abb. 13

- 7) Der nächste Schritt ist der Ausgangsbalun, siehe Abb. 14.

Abb. 14

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

- a) Das Poti auf Null stellen.
- b) Mit einem Digitalvoltmeter den Widerstand zwischen dem Gateanschluß und Masse messen. Er soll bei 5.6 Ohm liegen.
- c) Wenn man einen Netzwerkanalysator oder irgendetwas wie einen Mini-VNA hat, kann man die Ausgangsanpassung des Verstärkers messen (dies macht man auch so bei Röhrenverstärkern). Dafür einen 5.6 Ohm Widerstand und einen 180 pF Kondensator zwischen den beiden Drainanschlußpads einbauen. Die Ausgangsanpassung liegt bei ca. 20dB (siehe die Kurve in Abb. 15.)

Abb. 15: Ausgangs-VSWR

9) Einbau des Transistors

Zwei Techniken können verwendet werden:

- a) Der Transistor kann verlötet werden, was die bessere Technik hinsichtlich der Wärmableitung 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. 16. Nun den Transistor einsetzen.

Abb. 16

10) 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 Poti ist nach Masse gestellt). Das Netzteil für die Drainspannung auf 50V einstellen, am besten eines mit 2A Strombegrenzung verwenden. Den Idq nun auf 2 A einstellen.

11) 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, L2 und L3 justieren. Der Input-Returnloss sollte besser als 15 dB sein. Die Kleinleistungsverstärkung sollte bei ca. 28 dB liegen. 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. 17: Kleinleistungsverstärkung

12) Hochleistungstest

Der beste Weg, den Transistor am Leben zu erhalten, ist, die Leistung am Eingang der PA abzuschwächen. Die meisten 6m-Transceiver haben eine Ausgangsleistung von 100 Watt. Natürlich kann die Leistung auf 10 Watt heruntergedreht werden, wenn man das aber mal „vergisst“, gelangen 100 Watt an den Eingang der PA und der Transistor wird zerstört. Außerdem haben viele Transceiver mit Leistungsregelung eine schlechte ALC und senden eine dicke Leistungsspitze am Beginn einer jeden Sendung. Hier können verschiedene Techniken Abhilfe schaffen, die F1TE auf seiner Webseite (3) beschrieben hat. Oder man verwendet ein 100 Watt 10dB-Dämpfungsglied und einen weiteren kleinen 3dB Abschwächer aus Widerständen auf der PCB. Nun die Ausgangsleistung auf ca. 300 Watt einstellen und den Drainstrom kontrollieren: Er soll im Bereich von 14 A liegen. Wenn das nicht der Fall ist, ausschalten und den Ausgangsbalun kontrollieren. Wenn er in Ordnung ist, kann man die Leistung auf 1 KW erhöhen.

9. Schluß

Das PA-Board wurde mehrere Male nachgebaut und jedes Board zeigt die gleichen Ergebnisse. Es war nicht nötig, das Board nachjustieren, um die erwartete Leistung zu erhalten. Aber man sollte immer vorsichtig sein, denn Hochleistungsverstärker können gefährlich sein.

Man sollte Schutzschaltungen nicht vergessen, diverse Beschreibungen sind nun verfügbar (3), (4). Ein Bausatz mit den Hauptkomponenten für die PA ist auch wieder verfügbar (5).

Vielen Dank an F1JRD, Lionel, F4CWN, Florent, Thomas Jann und F5VHX, Graham.

Als nächstes wird ein 70cm-Verstärker beschrieben werden.

10. Referenzen

- (1) Lionel Mongin, F1JRD: *A compact 144 MHz High Power Solid State Amplifier using the MRFE6VP6125KH*, DUBUS 4/2010, pp 55
- (2) AN1034D Freescale (ex TRW application note)
- (3) www.f1te.org und www.f5cys.eklablog.com
- (4) www.vk4dd.com
- (5) www.rfham.com
- (6) MRFE6VP61K25 Datenblatt

Extreme Range 50 MHz E_s – nE_s or Chordal?

by Jim Kennedy, KH6/K6MIO, Hilo HI

Introduction

Even in the absence of high solar activity, six meters still seems to provide plenty of excitement, and also excellent opportunities for studying ionospheric propagation. The band is on the border between HF and VHF, and thus six meters sits at the edge of what's possible for ionospheric propagation. Unlike HF, when six-meter propagation *does* occur, it often shows only one or two modes at a time, making it easier to sort out what's going on.

In the midst of a large number of expected, "ordinary" events, it is not uncommon for it to take some time to recognize that, what at first may appear as a small number of unusual events (what statisticians call "outliers"), may form a distinct, consistent pattern of their own and be a unique new class of events. The various extreme-range propagation processes discussed here seem to fall into this category.

This is the first of a series of articles that discusses a variety of very long-range propagation mechanisms that have been seen on 50 MHz, especially in the recent periods of low solar activity. For reasons to be discussed here, they appear to be either forms of sporadic E propagation (E_s) or to intimately *depend* on E_s , perhaps in *conjunction* with other forms of propagation. Two specific patterns have repeatedly demonstrated propagation distances (ranges) beyond 9,000 km, and in some cases, beyond 15,000 km, as shown in Figure 1. These are:

- East-West paths whose endpoints are confined entirely to either of the northern or southern hemisphere, and
- North-South paths that cross the equator with an endpoint in each of the northern and southern hemispheres.

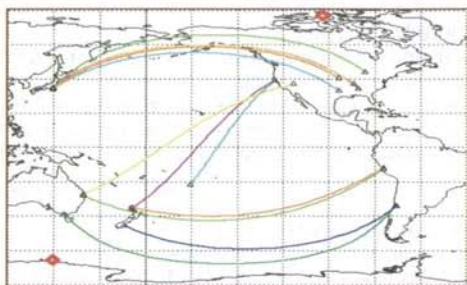


Figure 1: These examples of actual paths were observed between 2006 through early 2011. The East-West paths in each hemisphere occur during the local summer E_s season. The North-South path between southern Oceania and North America occurs during the southern summer E_s season.

The East-West Paths

Though quite long in absolute terms, technically, the links in question are "short-path" events. That is to say, they do *not* go more than half way around the world. The known paths in this category currently include multiple openings between:

- Europe (EU) and Japan (JA) and other points in eastern Asia,
- Japan and environs, and North America (NA),
- North America and Europe, and finally
- New Zealand/Australia and their environs, and western South America (SA)

The rather shorter path between Japan and the *Pacific coast* of North America has been observed many times since at least June 1977. More recently, the path between Japan and the *central and eastern regions* of the US and Canada, and the Caribbean has been noticed and attracted a lot of attention. Similarly, the path between the western and central North America and Europe has been active, as has the path between Japan across Asia to Europe and the Mediterranean. In the last two years, the Southern Hemisphere path between the west coast of South America, and New Zealand and Australia has emerged.

For the last several years there has been some controversy over *what* causes this propagation and even *where* in the ionosphere it occurs. The primary focus of this first article is to explore possible answers to these underlying questions, as they relate to, what appears to be the "easier" case of the East-West paths. Later articles in this series will broaden the discussion.

Some Relevant E_s Characteristics

Sporadic E has a number of characteristics that make it rather different from the F2 layer. E_s occurs at a height of about 100 km, while F2 occurs at about 275 km and above. The E_s ionization process is rather different and more complex than F2. Finally, the morphology of E_s clouds is also quite different from F2. Collectively, these lead to a variety of unique conditions:

E_s clouds are very thin vertically: tens of meters to a few kilometers,
They are also smaller than F2 horizontally: averaging around 100 km,
Large areas of ionization are actually swarms of smaller individual clouds,
E_s clouds are in motion horizontally and vertically (usually descending),
Vertical stacks of two, three, or even more layers is fairly common,
Tilted layers are common, at times by 15° or more with respect to the horizontal, and
The underside of an individual cloud can be curved or rippled, rather than flat.

Different E_s Latitude Zones

Sporadic E behaves differently depending on the *latitude* zone that the path passes through. The characteristics of these various zones can be markedly different than that of the adjacent zones, so it is important to know which zone (or zones) the path traverses between the two endpoints.

The basic *geomagnetic* zones are the: Equatorial Zone, Mid-latitude Zone, Auroral Zone, and the Polar Zone. The most two important ones for the East-West propagation are the mid-latitude and auroral zones.

Mid-latitude E_s

The mid-latitude zone will be the primary subject of these discussions. While much that can be said about this regime, there are a few things that are especially important for this discussion.

Times of Year – The E_s Seasons

Mid-latitude E_s has a pronounced seasonality, with a major peak in the local summer and a minor peak in local winter. This is thought to be the result of the enhancement of the number density (N_e) of long-lived metal ions caused by the vaporization of sporadic meteors in the E layer. In the *daytime*, the tilt of the northern and southern hemispheres faces them forward in the direction of the Earth's orbital motion around the Sun. The angle of this tilt is optimal during the *local* summer for its hemisphere to encounter the maximum amount of meteoric material at highest relative velocity (Haldoupis, et al. 2007).

Times of Day

There are systematic diurnal variations favoring roughly 0630 to 1230 Local Solar Time (LST) and a smaller peak around 1530 to 2200 LST (e.g. Whitehead 1989 and Jackson 2010). This diurnal dependence is linked to *tides* in the Earth's atmosphere, primarily caused by the Sun heating the daytime-side of the atmosphere. This causes it to expand upward. Then, after sundown, it cools and contracts again. This generates at least three harmonic frequencies in the tides, corresponding to once a day, twice a day, and three times a day (Haldoupis et al. 2004). This produces a variation in the local probability of E_s propagation, such as described in Figure 2 (based on work by E. K. Smith, in Davies, 1990).

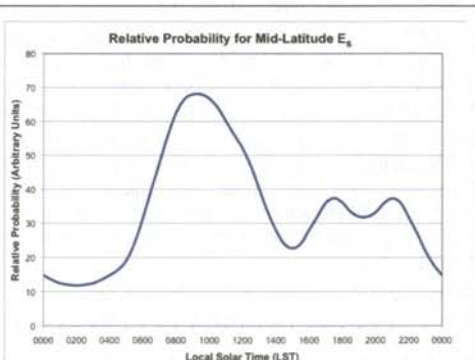


Figure 2: This stylized view of the typical diurnal behavior of mid-latitude E_s shows that the propagation probability often peaks during two time periods, a morning period and a double late afternoon and evening peak period.

Typical Path Ranges

Single-hop E_s paths ($1E_s$) out to 2,200 km and double-hop ($2E_s$) out to 4,400 km are fairly common, especially during the local summer: mainly May, June, and July in the Northern Hemisphere, and December, January, and February in the Southern Hemisphere. Three-hop paths ($3E_s$) out to about 6,600 km certainly do happen, but are less frequent.

Auroral E_s

It has been proposed that auroral E_s would play a negative role in extreme E_s propagation. Auroral E_s is primarily a *nighttime* event, linked to the auroral electrojet and the auroral oval. If the path traveled from the mid-latitudes into the auroral zone, then the path should fail, since the East-West propagation is basically a *daytime* event, with mid-latitude E_s diurnal patterns.

The boundary between the mid-latitude and the auroral E_s zones is quite abrupt. While, the boundary is often stated as about 60° North (or South) *magnetic* latitude, the *actual* value is very dependent on the *time of day*. The *daytime* side of the oval is pushed noticeably *poleward*, while the *nighttime* side is pushed correspondingly *equatorward*. During periods of low magnetic activity (common in recent years) the dayside auroral E_s boundary can be pushed as far poleward as 75° and more (Hunsucker and Hargreaves, 2003). Under these daytime conditions, the mid-latitude zone extends much further north than the "typical" 60°N.

East-West Extreme E_s Propagation – EWEE

As noted, during the summer E_s season there are many well-documented episodes in which short-path 50-MHz propagation has occurred over distances from 8,800 km to more than 13,000 km. If these are viewed as cases of "ordinary" multi-hop nE_s , then they represent at least four to six hops ($4E_s$ to $6E_s$). Table 1 shows the approximate near and far edges of the ground footprints for successive E_s hops (Kraft and Zimmerman, 2009). Especially for the distances *exceeding* three hops, there has been considerable speculation about whether these longer paths are the result of ordinary nE_s skip or some other mechanism(s).

Table 1
Ground Footprints for
Successive nE_s Hops

Hop	Min (km)	Max (km)
1	1,700	2,200
2	3,400	4,400
3	5,100	6,600
4	6,800	8,800
5	8,500	11,000
6	10,200	13,200

The SSSP Hypothesis

Higasa (2006 and 2008) called special attention to this extreme-range phenomenon, referring to it as "Short-path Summer Solstice Propagation" or SSSP. He also raised the possibility that it might involve something *distinctly different* from nE_s . His concerns were possible:

- Excessive signal losses due multiple D-layer transits,
- Excessive signal losses from scattering at the intermediate skip ground points, and
- Loss of the daytime path due to blockage at the auroral E_s boundary (at 60°N).

He felt that these accumulated path losses would leave too little signal after five or more nE_s hops. He proposed that something else was happening in the middle of the path to keep the signal level up. Higasa, and subsequently Kusano and Obara (2007), suggested that, in between the first and last skip points in the ionosphere, the signal was *not* coming back to the ground on the *intermediate* hops.

The notion was that, at the path's first and last ionospheric skip points, there was a condition that deflected the signal path more or less parallel to the Earth's surface, instead of back down to the ground. Thus, as it went down stream, it would hit the ionosphere again, not the ground. The signal would repeat this horizontal skipping until the last skip point in the path. Here, another condition, like the first skip point, would finally deflect the signal path back down to the ground. These suggestions will be discussed in detail shortly.

Higasa further suggested that the processes might even include some form of the Polar Mesospheric Summer Echo (PMSE) process, which is basically a D-layer effect.

An Additional Mid-Path MUF Issue

There is another challenge for very long east-west E_s paths that was *not* considered in these earlier studies. These long paths necessarily involve large changes in longitude between the two end points. Thus, the Local Solar Time at the east-end station is many hours *later* than that at the west-end station. In this regard, the information in Figure 2 can be viewed in another way, in which *time* is *fixed* (as in a snapshot) at the location of the west-end station. If this is done, then its horizontal *time* axis can

translated into a *distance* eastward from the west-end station. Let us further suppose that the Figure-2 MUF probability can be scaled as a reasonable *proxy* for the actual *value* of the MUF itself, over the path in question. This results in Figure 3, showing the MUF from the west-end station looking toward the east.

Note that the MUF minimum between the Early Window and the Late Window can dip *below* 50 MHz. Often this seems to be the case, *but not always*. When it *does* dip below 50 MHz, then the only eastward stations *accessible* to the west-end station are those that are 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") would stop ordinary multihop nE_s skip from going between the Early and the Late windows.

As a result, *in addition* to Higasa's specific concerns, there is yet another reason to explore mechanisms that might somehow provide alternative means, such as chordal and ducting, to connect the end-point stations in the opposite (Early and Late) windows.

Possible Mechanisms

Whatever the nature of the propagation, be it nE_s , chordal, SSSP, or something else, it will consist of some combination of effects that are allowed by Nature's rules of the game. The starting point is how the ionospheric free-electron density, and the angle between layer and the upcoming signal ray path, are related to the maximum usable frequency (MUF).

The M Factor

If a wave is launched vertically straight up – at a 90° angle to the ionospheric layer above – the layer will reflect the signal straight back down *if* the signal frequency is at, or below, the so-called *critical frequency*, f_0 . Put another way, f_0 is the MUF for a signal going straight up and skipping straight down again. The critical frequency only depends on the variable N_e – the free-electron number density.

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

In this case, N_e is the number of electrons per cubic meter, while the constants are the charge of the electron (e), the permittivity of free space (ϵ_0), and the mass of the electron (m).

The value of f_0 can be determined fairly easily with a vertical-incidence ionosonde. However, one needs to be able to relate f_0 to the MUF at more useful angles, such as those actually used for communications. Fortunately, there is a simple relationship between f_0 and the *angle* between the signal path and the layer, and the MUF ($f_{\max}$).

$$f_{\max} = \text{cosec}(\alpha) f_0 = M f_0$$

M (a *multiplier* called the *M Factor*) is $\text{cosec}(\alpha)$, where α is the angle between the signal path and the plane of the bottom of the E-layer cloud (the angle of attack). The lower the transmitted angle of radiation, the smaller the value of α , the bigger the value of M , and the higher the MUF – all *without changing* the free electron density! Moreover, the following sections will show that there are other special circumstances that can change the ray path *after* the signal has left the antenna and that can result in very shallow angles of attack and very high, but *localized*, MUFs.

SSSP Hypothesis Scenarios

All the SSSP scenarios rely on some way to propagate signals for long distances without significant ground interactions. In general, this would be a three-step process, each of which requires certain ionospheric conditions at *every* skip point.

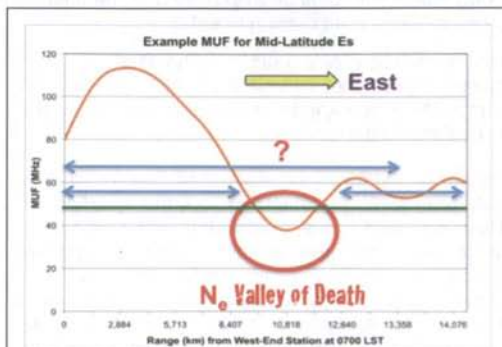


Figure 3: Figure 2 scaled to show the possible MUF eastward from the west-end station (at 30° latitude) at 0700 Local Solar Time. The green line shows 50 MHz. Skip out to about 8,500 km ($4E_s$) is between stations *within* the *same* E_s window – early to early. Late to late is also possible. Skip much beyond 8,500 km must somehow bridge the "Valley of Death" MUF gap.

Insertion (First skip point) – The first skip point must *redirect* the steep-angle of the upcoming signal ray path so that it is *inserted* into the beginning of the series of shallow-angle intermediate hops.

Long Haul (Intermediate skip points) – The intermediate skip points must support shallow-angle forward propagation without coming to earth.

Recovery (Last skip point) – The last skip point must *redirect* the intermediate-hop shallow-angle signal into a steep-angle ray path, to point the signal back down to earth.

Figure 4 shows examples of some of the possibilities. As one might expect, the *Insertion* and *Recovery* steps are really the same kinds of processes, with the signals going in opposite directions. Hence, it is useful to break the communications path into categories: the required endpoint conditions and the required intermediate-hop conditions. The Long-Haul intermediate hops are discussed first.

Intermediate Hops – The Long Haul

There are at least three plausible mechanisms for paths with no, or very weak, intermediate hops: chordal hops, E-layer ducting, and progressive refraction. These are all phenomena that have been observed in other contexts (Davies, 1990; Kennedy, 2000 and 2003). It is significant that chordal hops and ionospheric ducting both depend on the higher value of MUF due to the shallower the angle between a signal path and the ionospheric layer.

Chordal Hops

If the upcoming ray path from the ground-based antenna was somehow bent away from its original path, so that it hit a sporadic E cloud at a much shallower angle (called “grazing incidence”), then the signal could skip off the cloud, also at a shallow angle, with a *much lower* free-electron density than normal.

The skip angle would not be enough to return the ray path to the ground, but it could send the path forward nearly parallel to the Earth’s surface. The path would eventually run into the E-layer again farther downstream, *without* ever hitting the ground (Figure 4, left), as a *chordal hop*. The *second* encounter with the E layer would still be at a very shallow angle, and this could produce yet another chordal hop, and so on. If suitable clouds were available farther downstream, this could go on until something else bent the path *sharply* enough to bring it back down to earth.

E-layer Ducting

The E_s review by Whitehead (1989) points out that it is not uncommon for mid-latitude E_s to be *vertically stratified* into a series of thin, stacked layers, usually spaced about 6 to 10 km apart. If, the ray path were nearly horizontal in the E region, it could get caught *skipping in a duct* between two or more stratified E_s layers – one above the other (Figure 4, right).

Like chordal hops, all the skips between the layers would be at grazing incidence, so the MUF would be much higher than it would be if the ray were arriving at usual angles. The duct would not have to be continuous, either. It would only require that, at several strategic points along the way, there were appropriate layers to capture the signal and bend it on around the path.

Progressive Refraction

The signal could be *refracted* by a continuous weakly-ionized E-layer (or even the F-layer), such that the ray path was gradually bent around, roughly following the curvature of the Earth. This differs from ducting in that there is no real specular “skipping”. The ionosphere would behave like a lens. While technically possible, this process is very *unlikely* here. It usually requires a vertically thick ionized region, which is quite the opposite of what is seen in sporadic E.

Earth-to-Sky and Sky-to-Earth

The question then becomes, how did the upcoming wave get bent around at the beginning and pointed

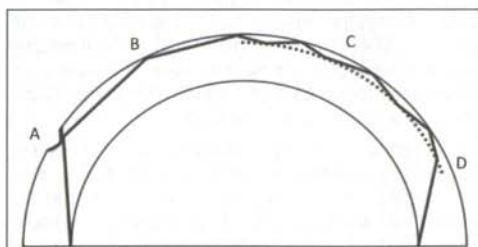


Figure 4: Combining several possibilities on one graphic: Point A shows a curved/tilted E_s producing a shallow-angle ray path; B shows the resulting chordal hops; C depicts between-layer ducting; and D shows stratified refraction redirecting the ray path to the ground.

into the chordal hop or duct (or progressive refraction) in the first place, and how does it get turned around again at the end and come down? Here again, there are multiple possibilities.

Tilted and Curved Layers

While the ionosphere is often thought of as having single layers that are smooth and parallel to the Earth's surface, Whitehead (1989) also points out that it is common for E_s clouds to be vertically *tilted* up to 15° or more. At times, their lower faces form small-scale curved surfaces.

One way that the upcoming wave could be bent around to a grazing-incidence angle for chordal hops or E-layer ducting would be if the *upcoming* signal ray encountered a *adequately ionized* tilted or curved layer. Since the layer tilt or curved surface would make the angle of attack lower, the MUF would be higher than normal¹ and it could bend the ray path around and point it into a chordal hop, a duct, or whatever. At the far end of the path, the same process in reverse could bring the wave back down to earth.

Stratified Refraction

There is another less probable insertion/recovery possibility requiring at least two stratified E_s layers, with the lower of the two layers being *less* ionized than the upper layer. The *upcoming* signal might pass *through* the lower layer, but be *refracted* just enough so the ray path was bent over and hit the upper, *more* ionized, layer, which then skipped the signal forward nearly horizontally. Like Progressive Refraction, it is not very likely in at 50 MHz in the E layer.

Some Initial Observations

There is an axiom that says, "When you get done with all the theory, then you have to go out and *measure* something." Otherwise, the theory is without any practical basis.

Chordal and Ducting – Did It Reach the Ground?

A key question is whether the intermediate hops came down to earth *between* the endpoints. This would be easy to tell for a double-hop path over well-populated land. One would simply look for signals propagating to or from the intermediate ground point. However, this is not always easy, or even practical, on very long paths due to the geography.

There are four factors that determine whether an intervening hop came to earth:

- Path line itself (usually a Great Circle, but not always),
- Geographical location of the ground footprints (water, smooth or rough terrain, etc.),
- Population density within those footprints (is anybody there to listen or be heard?), and
- Distance, in terms of longitude (what time is it at each *skip point*?).

A study was done to look at this by examining two different, well-documented, cases of openings at four-hop (4E_s) *equivalent* distances between Hilo Hawai'i and the North American Mainland. This path is particularly useful because, although the first eastward hop lands in the Pacific, the subsequent hops two, three, and four all land in populated areas of North America, making it possible to determine with some confidence whether or not those last three hops came to earth in the normal way.

Hawai'i – 2 July 2000

In the case of 2 July 2000, 206 QSOs were logged with stations in North America. It was possible to identify credible grid squares for 193 of these stations. The latitude and longitude of the grid-square centers for each of the 193 stations were determined and the Great Circle distance calculated between Hilo and each station's *grid square* center point. Figures 5 and 6, respectively, show the geographical location of each grid worked (often many stations in a grid), and a histogram of all the *stations* worked, as a function of path length.

Both Figures show that the Hawai'i signals did indeed come to earth at hops two, three, and four. Figure 6 also shows evidence of the gaps shown in Table 1 *between* footprints, which get smaller as the hop count goes up. From hops four and beyond, the adjacent footprints overlap each other.

¹ For example, the likely explanation of 2-m E_s is chordal skipping directly between two tilted or curved layers, producing very high grazing-incidence MUFs (Harrison, 2011).

One should note that:

- $1E_s$ was in the ocean, so there is no information about whether it came to earth or not,
- $2E_s$ dominates, as *one might expect*; it was the closest and the signals were the strongest,
- 2-3 E_s long gap out to 5,750 km probably reflects the low population density at that range,
- 3 E_s picks up toward the east end, probably due to larger population density,
- 4 E_s produced a number of contacts, also probably influenced by population density.

There were always some signals in the gaps *between* footprints. No doubt this results from the footprint-size calculation assuming that the ionosphere is both *smooth* and *perfectly spherical*. The appearance of signals in the gaps is evidence that this is not really the case – smooth and spherical are over simplified assumptions. Sporadic E layers generally are *not* smooth and *not* flat. This leads to scattering by irregularities in the layer(s). (There will be more discussion of this point later.)

One can then conclude that the 2 July 2000 opening looks like what one would expect for nE_s – many strong signals close, fewer and weaker signals at each hop farther away.

Hawai'i – 6 July 2009

The 2009 opening was another outstanding opening from Hawai'i; 183 stations were worked and 167 had identifiable grid squares. However, the plots reveal that it was a quite different opening from the one in 2000. In some important respects, Figures 7 and 8 paint essentially the *opposite picture* from Figures 5 and 6, especially at hops two and four:

- $1E_s$ still has no population, so it isn't clear what happened there,
- $2E_s$ has a *huge* population, but only a *few* (weak) stations compared to later hops,
- 2-3 E_s still have a population-density gap that goes well into hop three,
- 3 E_s is about the same as the 2000 event,
- 4 E_s *dominates* the whole scene, and the signal levels were fairly good.

E-layer scattering still probably accounts for the signals in the gaps and those seen at the second hop. There is no 5 E_s information; from Hawai'i both 5 E_s and 6 E_s land in the Atlantic Ocean.

Unlike the 2000 opening, the *inverted* 2009 skip-range distribution shows that little of the signal came to earth at hop two, and that hop three was better. However, hop four was strong and in good shape. This supports the notion that, in the case of *this* opening:



Figure 5: 2 July 2000, this shows the grid-square distribution worked from Hawai'i. The regional population densities and skip gaps are reflected in the distribution of the squares worked.
Map credit Google Maps.

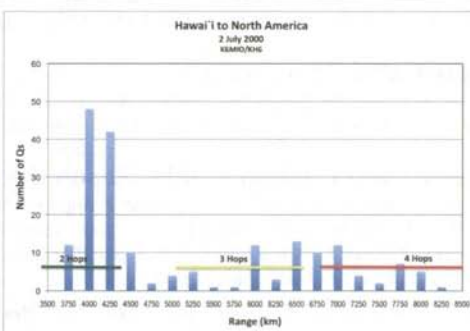


Figure 6: The number of stations worked is reflected in the distances, regional population densities, and the approximate radial locations of the various skip footprints.



Figure 7: The 6 July 2009 grid-square distribution worked from Hawai'i. Only a handful of stations and grids were worked for hops two and three.
Map credit Google Maps.

Most signals propagated over the top of the hop two landing footprint.

Quite usable signal strengths were delivered to the hop-four footprint.

Hops three and four are, at least, *consistent* with the Higasa, and Kusano and Obara view that their SSSP may be due to the intermediate-hop ray paths *not* reaching the ground. It suggests that chordal-like hops do occur at times.

Japan – 3-4 June 2006

Looking at the JA-NA path itself, Kusano and Obara showed 2006 data from Yoshi Miyamoto, JM1DTF. Two contiguous days of those North American openings were processed the same way as the Hawai'i data. In addition to the fact that these two contiguous openings demonstrated at least a five-hop range, the key things to note in Figures 9 and 10 are:

- 1E_s and 2E_s from JA have no populations at all (over water),
- 3 and 4E_s has *almost* no population (very rural areas),
- 5E_s **dominates** – quite *large* population, but with *weak* signals (most were on CW),
- 6E_s is out of land, except for some of the Caribbean islands.

It should also be noted that, during these two days, it is not known if the ray path came to earth at hops one, two, or four. While there is no available information about signals at these specific points, Jimmy Treybig, W6JKV was operating in Alaska during a different, but similar, opening. He reported hearing only the Japanese-end stations and that they were “at ESP levels for hours”, which is consistent with weak E-layer scattering out of a main overhead path.

Certainly these findings are *consistent* with *some* of the notions of Higasa, and Kusano and Obara. However, they are also *not* conclusive. There is too little information to tell whether some or all of the intermediate hops really returned to earth or not.

Local Solar Times – Path Wide

Since the diurnal E_s MUF peaks in the morning, and late afternoon/evening, another question is whether long east-west paths, with their two end skip points so widely separated in both space and time (around nine to ten hours LST), exhibit any LST preferences for the *path* as a whole?

Figure 11 shows scatter plots of each contact *greater than 8,500 km* against the west-end LST on the vertical axis and the east-end LST on the horizontal axis. The top plot shows the *northern* summer 2006 JM1DTF openings. The bottom plot shows the known *southern* hemisphere summer 2009-10 events,

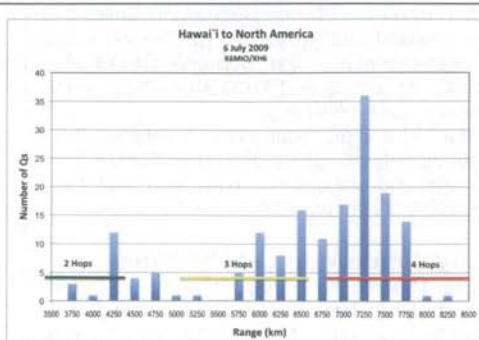


Figure 8: The distribution of stations is inverted from what one would expect. The further away the stations were, the more of them were worked.

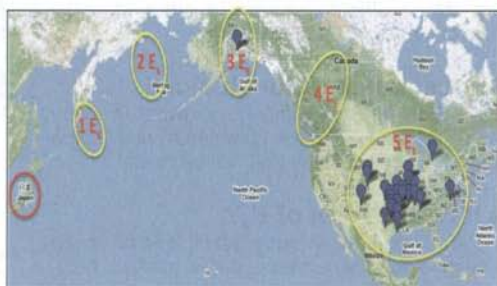


Figure 9: The Great Circle path from Japan goes northeast over water, turns southeast over Alaska, and east of Vancouver to the eastern US. It requires five hops; the first two would land in the ocean (see also Fig. 7). Map credit Google Maps.

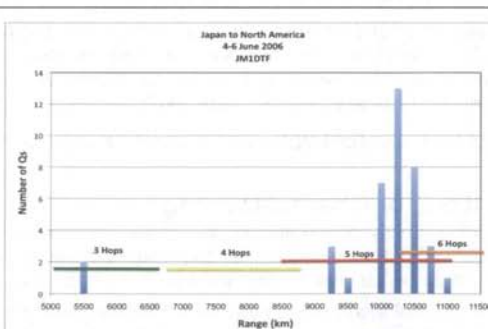


Figure 10: With the exception of two contacts at three hops (Alaska), all of the contacts were made at five-hop distances, demonstrating a typical case of what has been labeled SSSP.

which occurred between Bolivia and Chile, and New Zealand and Australia. The longest range for these contacts was between OA4TT and VK4CZ, at just over 13,000 km, which is the equivalent of six full hops.

These $5E_s$ and $6E_s$ equivalent-distance contacts occurred between about 0730 and 1200 LST for the west-end stations and between about 1530 and 2000 LST for the east-end stations.

Early Window on Late Window

Figure 11 strongly suggests that the LST near the path endpoints may be much more important than the midpoints. These paths seem to work best when the west-end stations are enjoying their (Figure 2) morning E_s window, while the east-end stations are enjoying their afternoon-evening E_s window. It certainly appears that the first and last skip points need to be in the most favorable positions possible in order to make most of these links actually work.

Discussion and Conclusions

While there are no complete answers in every case, there are some comments and some preliminary conclusions that can be made.

Is It Some Form of E_s ?

The Early-on-Late Window effect seems to be pervasive for the extreme paths studied here, that is paths clearly exceeding normal $4E_s$ distances (8,800 km and beyond). While the east-west longitude difference between the two stations sets the LST time difference (about 9.5 hours, give or take), the key issue is the specific time of day that the difference chooses to appear (west-end 0630-1230 LST; east-end 1530-2000 LST). Adding to the discussion is the fact that Figure 2 also shows that the probability of E_s propagation is very low in the later nighttime hours.

These observed patterns strongly suggest that the propagation occurs at times when the first and last hops are in their respective optimum time windows for E_s to occur. The west end is in the morning E_s window, and the east end is in the afternoon-evening window, and the whole path between them is in daytime (daytime E_s is much more likely than late at night). This leads to the conclusion that:

The entire end-to-end path very likely is the result of sporadic E processes.

Is It nE_s or Chordal/Ducting

From a strictly observational perspective, it is very hard to distinguish chordal hops from skip-ducting hops, without some additional data, like same-time ionograms at the expected skip points. So for now, one must be satisfied to treat them as the same class of event.

The $4E_s$ -distance paths in the 2000 KH6-NA opening provided fairly strong evidence that $4E_s$ most likely occurred, and it occurred with workable signal levels. Though hop one landed in the ocean, clearly hops two, three, and four were all there.

With the very same paths and distances, the 2009 KH6-NA opening provided fairly strong evidence that at least some of the hops were chordal/ducting in nature. In this case, E_s conditions in western NA were also known to be very poor that day. Again, hop one was in the Pacific, but the scarcity of contacts and the weak signals at hop two really behaved like scattering from the overhead path, suggesting that hops three and four were fed by a chordal or ducting process. Taking the signal levels at face value, it appears that both the 2000 and 2009 openings were more or less equally capable of going the equivalent $4E_s$ distance.

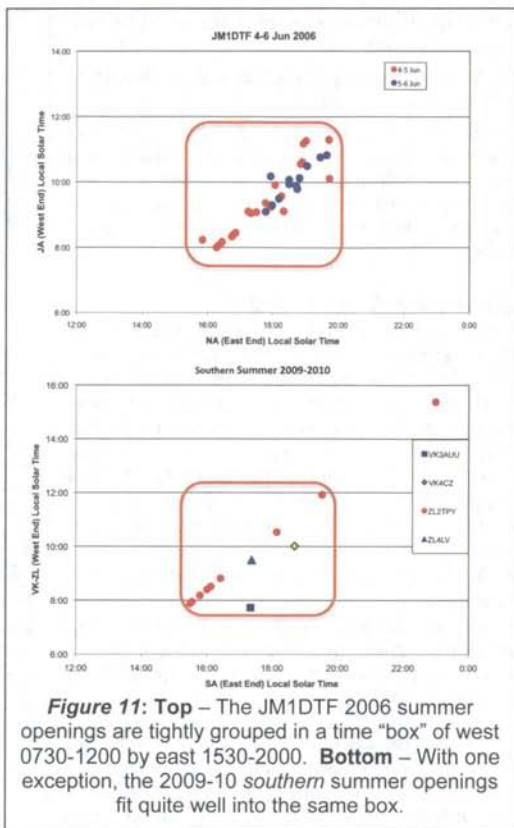


Figure 11: Top – The JM1DTF 2006 summer openings are tightly grouped in a time “box” of west 0730-1200 by east 1530-2000. **Bottom** – With one exception, the 2009-10 southern summer openings fit quite well into the same box.

Bridging the Valley of Death

In looking at nE_s versus chordal and ducting mechanisms, it must be borne in mind that there are at least two obvious situations that allow the Early and Late Window stations to communicate with each other.

1. E-layer chordal or ducting propagation across the N_e gap, which can succeed with a much lower electron density, or
2. Sufficient overall ionization so that the dip between the Early and Late windows never gets below 50 MHz (very long nE_s).

The evidence so far is *consistent* with both of these mechanisms working at times for paths greater than about 8,800 km. However, it is not conclusively in favor of either one (Kennedy, 2010). It is also fair to argue that $4E_s$ distance is not $5E_s$ distance, and that these shorter paths may not predict what happens at the equivalent $5E_s$ and $6E_s$ ranges.

Neither nE_s nor chordal/ducting, can be eliminated as the possible mechanisms for either the end-point or mid-path hops on the extreme east-west paths.

Relationship to the Full SSSP Hypothesis

It is clear that some aspects of the SSSP hypothesis may well be correct. While nE_s has not been *excluded* as a player, neither has chordal/ducting. In fact, positive evidence has been presented for chordal/ducting occurring in *some* cases with sporadic E. However, time and more study seems to have eliminated the more exotic suggested SSSP mechanisms.

Absorption and Scattering Losses

Calculations show that D-layer absorption losses are really quite small at 50 MHz, and are not likely to be an important factor. Though likely higher, nE_s ground scattering losses probably aren't as high as feared. If, nE_s hops are happening, the longest-range conventional skip hops occur when the signal ray path only grazes the Earth's surface, rather than fully colliding with it. In these maximum-hop-length cases, the ground scattering losses would likely be much lower than for shorter individual hops.

It is also clear that on the JA-NA path, at least two of the hops would have brushed past the ocean. The scattering losses here would have been particularly low, since seawater is an excellent conductor and the signal is approaching a grazing incidence, and most of the time the ocean's surface is rather smooth, compared to mountains, forests, and big cities.

Finally, while it is true that chordal-like hops in the F2 layer may have relatively low scattering in the ionosphere (if away from the geomagnetic equator), the dynamic and fragmented structure of swarms of E_s clouds (that would cause the chordal-like hops) would themselves be a source of scattering losses. The KH6-NA nE_s and chordal openings showed that the signal strengths from the far end of the path were more or less comparable in both cases.

Polar Mesospheric Summer Echoes

It has been suggested that the Polar Mesospheric Summer Echo (PMSE) phenomenon might play an important role in the SSSP hypothesis. While an interesting and worthwhile suggestion, on closer inspection it seems highly unlikely. As Luetzelshwab (2009 and 2011) has pointed out, PMSE is a very weak effect that requires significant power and very large antennas to demonstrate. He also showed that the N_e in the PMSE zone (essentially the upper D layer) is many orders of magnitude too low to skip signals at any reasonable, even grazing-incidence, angle. This is especially true since the background E layer is only 15 or 20 km higher, with significantly higher levels of N_e , it would be much more likely to support chordal effects at much larger angles of attack.

Finally and importantly, PMSE works at 50 MHz only because the *vertical* stratification of the background electrons just below the E layer has a scale size of about 3m. This forms a *tuned* three-dimensional scattering structure. As the upcoming (vertically-incident) signal is scattered straight back down, the scattered signals from each progressive level end up in phase with each other, due to the fortuitous half-wave spacing of the scattering centers. Since the 3-m stratification is in the *vertical* plane, it would *not* be useful for the largely *horizontally* propagating waves of a skip signal.

Impact of the Auroral E_s Zone

Higasa was also concerned that the signal path would pass into the auroral E_s zone and fail at the path's northernmost extent (about 60N). However, 60N is usually well south of the *daytime* edge of the auroral oval, and this would not normally be a problem.

A Rose by Any Other Name

A concern that has been expressed by various people about calling the observed phenomenon "Short-path Summer Solstice Propagation" because the phrase itself equally describes ordinary, major-season, summer sporadic E, especially since it now appears that the propagation in question is a variant of E_s. To be fair, when the term SSSP was coined there was a legitimate question as to whether it was any form of sporadic E at all. However, with what seems to be the case now, it may be more descriptive to refer to the phenomenon as East-West Extreme E_s or EWEE, as this current paper has been doing.

Open Questions – More to Come

There is a lot more to learn about this subject. The work presented here was done on the basis of the observations cited. It is inevitable that there are many other observations that were not available for this analysis and, which if examined, might lead to different conclusions.

At this writing, the overall statistics are weak. With only one minor exception, this study has only considered EWEE on the JA-NA path, and indeed for only two such openings. It will be important to further explore the Early-on-Late Window effect for more openings and on different paths, such as the NA-EU path.

It will also be important to look at paths like EU-JA. Unlike the other three known paths, it is almost entirely over land. While much of that intervening land has relatively low amateur radio populations, it still might offer some better answers regarding the nE_s versus chordal/ducting issue.

Future articles in this series will address additional EWEE data and additional paths, including NA-EU and EU-JA, the North-South propagation across the equator between ZL/VK and NA, and go on to explore possible real-time ionospheric conditions that may play important roles.

Acknowledgements

The author deeply appreciates the many conversations, information, advice, critical observations, and very helpful comments on the manuscript by Gene Zimmerman, W3ZZ, who was a major force in encouraging this effort forward. I also appreciate the useful discussions and comments from Bob Cooper, ZL4AAA, as well as my collaborators on earlier works, and the many other people who have shared their experiences and their logs.

References

- Davies, Kenneth, 1990, *Ionospheric Radio*, Peter Peregrinus Ltd.
- 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
- Harrison, Roger VK2ZRH, 2011, *On Sporadic E, VHF Propagation, MUFs and Petit Chordal Hop*, DUBUS Magazine, 2/2011 p 79
- 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 the 2006 article)
- Hunsucker, R.D. and Hargreaves, J.K., 2003, *The High-Latitude Ionosphere and its Effects on Radio Propagation*, Cambridge University Press
- Jackson, Arthur KA5DWI, 2010, *A 5-Year Study of 10-Meter E_s Propagation Using PropNET Capture Data*, Proc 44th Central States VHF Society Conference 2010, p 13, ARRL.
- Kennedy, James KH6/K6MIO, 2000, *50 MHz F2 Propagation Mechanisms*, Proc 34th Central States VHF Society Conference 2000, p 87, ARRL. Available on ZL4AAA's website: www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm
- 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, 2010, *Extreme Multi-Hop 50 MHz E_s*, Proc 44th Conference of the Central States VHF Society, p 74, ARRL (Available on ZL4AAA's website: www.bobcooper.tv/kh6-k6mio.htm)
- Kraft, Joachim CT1HZE and Zimmerman, Eugene W3ZZ, 2009, *World Above 50 MHz*, QST, July and August
- Kusano, Toshikatsu JA1ELY + Obara, Makoto TZ6JA, 2007, *"Whispering Gallery" Propagation*, CQ, June, p 13
- Luetzelschwab, Carl K9LA, 2009, *More on SSSP (Short-path Summer Solstice Propagation)*, WorldRadio Online, November, p 22
- Luetzelschwab, Carl K9LA, 2011, *PMSE and Propagation at 50 MHz*, CQ VHF, in press
- Whitehead, JD, 1989, *Recent work on mid-latitude and equatorial sporadic-E*, J Atmos. Terr. Phys., 51, pp 401-426

Ist extrem weites 50-MHz-E_s nE_s oder "chordal"?

von Jim Kennedy, KH6/K6MIO, Hilo, HI

Einleitung

Auch bei Fehlen hoher Sonnenaktivität ist das 6m-Band immer spannend und bietet viele Gelegenheiten, um ionosphärische Wellenausbreitung zu studieren. Das Band liegt an der Grenze zwischen KW und UKW, so dass es auch an der Grenze dessen liegt, was mittels ionosphärischer Ausbreitung möglich ist. Im Gegensatz zur Kurzwelle, weist 6m-Ausbreitung, wenn sie denn auftritt, nur ein oder zwei Ausbreitungsarten zur Zeit auf, so dass es leichter ist, zu bestimmen, was gerade passiert.

Inmitten einer großen Zahl erwarteter "normaler" Ereignisse ist es nicht ungewöhnlich, dass es etwas Zeit braucht, zu erkennen, dass das, was dabei zuerst wie eine kleine Anzahl ungewöhnlicher Ereignisse aussah (was die Statistiker „Ausreißer“ nennen), eine bestimmte, gleichmäßige Eigenschaft haben kann und eine eigene, neue Klasse von Ereignissen ist. Die verschiedenen hier diskutierten, über eine extreme Entfernung laufenden Ausbreitungsprozesse, scheinen in diese Kategorie zu fallen.

Dieser Artikel ist der erste einer Serie von Artikeln, die die Arten von Ausbreitungsmechanismen über sehr große Entfernungen, die auf 50 MHz insbesondere in der letzten Zeit niedriger solarer Aktivität beobachtet wurden, diskutieren.

Aus Gründen, die hier zu diskutieren sind, scheinen diese entweder Formen von Sporadic-E-Ausbreitung sein oder eng damit verknüpft zu sein, vielleicht in Zusammenhang mit anderen Ausbreitungsarten. Zwei spezifische Muster haben wiederholt zu Entfernungen über 9000km und in einigen Fällen bis über 15.000 km geführt, wie in Abb. 1 gezeigt. Diese sind:

- Ost-West-Strecken, deren Endpunkte gänzlich auf die Seite einer Hemisphäre beschränkt sind, und
- Nord-Süd-Strecken, die den Äquator kreuzen mit Endpunkten jeweils in der nördlichen und südlichen Hemisphäre.

Die Ost-West-Strecken

Obwohl absolut gesehen recht lang, sind die hier betrachteten Strecken technisch gesehen "short path"-Ereignisse. D.h. sie laufen nicht weiter als um die Hälfte der Erde. Die für diese Kategorie bekannten Strecken beinhalten gegenwärtig viele Öffnungen von:

- Europa (EU) nach Japan (JA) und anderen Punkten in Ostasien,
- Japan und Umgebung nach Nordamerika (NA),
- Nordamerika nach Europa,
- Neuseeland/Australien und Umgebung ins westliche Südamerika (SA).

Die ziemlich kurze Strecke zwischen Japan und der Pazifikküste Nordamerikas wurde seit mindestens Juni 1977 viele Male beobachtet. In letzterer Zeit wurde die Strecke zwischen Japan und zentralen und östlichen Regionen in den USA und Kanada und der Karibik beobachtet und hat viel Aufmerksamkeit erregt. Ähnlich aktiv war die Strecke zwischen dem westlichen und zentralen Nordamerika und Europa, sowie die Strecke zwischen Japan über Asien nach Europa und in den Mittelmeerraum. In den letzten

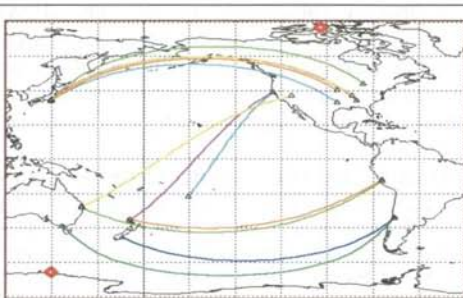


Abb. 1: Diese Strecken-Beispiele wurden zwischen 2006 und Anfang 2011 beobachtet. Die Ost-West-Strecken in den beiden Hemisphären treten nur während der lokalen Sommer-Es-Saison auf. Die Nord-Süd-Strecke zwischen Süd-Ozeanien und Nordamerika tritt während der südlichen Sommer-Es-Saison auf.

beiden Jahren sind die Strecken in der südlichen Hemisphäre zwischen der Westküste Südamerikas und Neuseeland/Australien dazugekommen.

In den letzten Jahren hat es nun einige Kontroversen darüber gegeben, was diese Ausbreitung verursacht und wo diese in der Ionosphäre auftritt. Der primäre Fokus dieses ersten Artikels liegt darauf, mögliche Antworten auf diese Fragen aufzuzeigen, die eher im Bezug zum „leichteren“ Fall, nämlich der Ost-West-Strecken stehen. In weiteren Artikeln wird die Diskussion dann erweitert werden.

Einige relevante E_s-Eigenschaften

Sporadic-E hat eine Anzahl von Eigenschaften, die es ziemlich von der F-Schicht-Ausbreitung unterscheidet. Es tritt in einer Höhe von etwa 100km auf, während F2 in etwa 275km Höhe und darüber auftritt. Der Ionisierungsprozess bei Es ist ganz anders und viel komplexer als bei F2 und die Form einer Es-Wolke ist anders als bei F2. Zusammen führt dies zu einer Anzahl verschiedener einzigartiger Eigenschaften:

E_s-Wolken sind sehr dünn, zwischen einigen zehn Metern bis zu ein paar Kilometern.

Sie sind auch in ihrer horizontalen Ausdehnung kleiner als F2-Wolken: im Schnitt ca. 100 km.

Große ionisierte Gebiete sind tatsächlich eher Schwärme einzelner kleinerer Wolken.

E_s-Wolken sind in Bewegung, horizontal, wie vertikal (sie sinken im Normalfall herab).

Vertikale Schichtungen von 2, 3 oder mehr Es-Wolken sind durchaus üblich.

Geneigte Schichten sind üblich, zeitweise sind diese bis zu 15° oder mehr gegen die Horizontale geneigt.

Die Unterseite einer einzelnen Wolke kann anstatt glatt auch gewölbt oder gewellt sein.

E_s-Zonen unterschiedlicher geographischer Breite

Sporadic-E verhält sich je nach der geographischen Breite, durch die die Ausbreitungsstrecke läuft, unterschiedlich. Die Eigenschaften dieser verschiedenen Breiten-Zonen können ausgesprochen verschieden sein von denen der angrenzenden Zonen, so dass es wichtig ist, zu wissen, durch welche Zone(n) die Strecke zwischen den beiden Endpunkten verläuft. Die geomagnetischen Hauptzonen sind die equatoriale Zone, die Zone der mittleren Breiten, die Aurora-Zone und die polare Zone. Die beiden wichtigsten Zonen für die Ost-West-Ausbreitung sind die Zone der mittleren Breiten und die Aurora-Zone.

E_s der mittleren Breiten

Die Zone der mittleren Breiten wird der primäre Gegenstand bei unseren Diskussionen sein. Man könnte viel darüber schreiben, einige Dinge sind für die Diskussion aber ganz besonders wichtig. Dies sind:

Die E_s-Jahreszeiten

Sporadic-E der mittleren Breiten weist eine ausgeprägte Abhängigkeit von den Jahreszeiten auf, mit einem großen Maximum im Sommer und einem kleinen im lokalen Winter. Man nimmt an, dass dieses Ergebnis durch die Verstärkung der Dichte (N_e) langlebiger Metallionen hervorgerufen wird, die durch das Verdampfen sporadischer Meteoriten in der E-Schicht entstehen. Tagsüber liegen diese aufgrund der Neigung der nördlichen und südlichen Hemisphäre nach vorne gerichtet, in die Richtung der orbitalen Bewegung der Erde um die Sonne. Der Winkel dieser Neigung ist im lokalen Sommer der jeweiligen Hemisphäre optimal, um die maximal Anzahl von Meteoriten bei höchstmöglicher relativer Geschwindigkeit einzufangen. (Haldoupis, et al. 2007).

Tageszeiten

Es gibt systematische täglich Schwankungen, die ungefähr die Zeiten von 0630 bis 1230 Ortszeit und etwas geringer von 1530 bis 2200 Lokalzeit favorisieren (z.B. Whitehead 1989 und Jackson 2010).

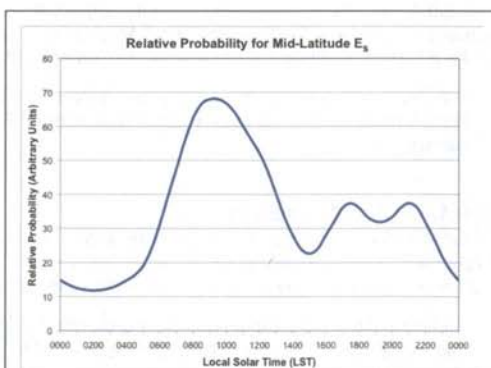


Abb. 2: Darstellung des typischen tageszeitlichen Gangs von Sporadic-E der mittleren Breiten. Sie zeigt, dass es oft zwei Maxima gibt, eines am Morgen und ein kleineres, doppeltes am späten Nachmittag und frühen Abend.

Diese tageszeitliche Abhängigkeit hängt ab von den Gezeiten in der Erdatmosphäre, die primär durch die Aufheizung durch die Sonne auf der Tagesseite der Erde entstehen. Dies bewirkt dort eine Ausdehnung nach oben. Nach Sonnenuntergang kühlt sie wieder ab und zieht sich wieder zusammen. Das erzeugt mindestens drei harmonische Frequenzen bei diesen Tiden, die 1x, 2x und 3x pro Tag entsprechen (Haldoupis et al. 2004). Das ruft die Variation der lokalen E_s -Wahrscheinlichkeit hervor, so wie sie in Abb. 2 dargestellt ist (basierend auf der Arbeit von E. K. Smith, bei Davies, 1990).

Typische Streckenlängen

Einfach-Sprung E_s -Strecken ($1E_s$) gehen bis zu ca. 2200 km und Doppel-Hops ($2E_s$) bis zu ca. 4400 km. Sie treten recht oft auf, besonders während des lokalen Sommers, d.h. Mai, Juni und Juli in der nördlichen Hemisphäre und Dezember, Januar und Februar in der südlichen Hemisphäre. Dreifach-Hop-Strecken ($3E_s$) bis zu ca. 6.600 km treten ganz sicher auch auf, sind aber seltener.

Aurora- E_s

Es wurde verschiedentlich diskutiert, dass Aurora- E_s eine negative Rolle bei extrem langen E_s -Strecken spielen würde. Aurora- E_s ist primär ein Nachtereignis, das im Zusammenhang mit dem Aurora-Electrojet und dem Aurora-Oval steht. Wenn der Pfad von den mittleren Breiten in die Aurora-Zone gelangt, dann sollte er versagen, da die Ost-West-Ausbreitung grundsätzlich ein Ereignis zur Tages(licht)zeit ist, mit dem tageszeitlichen Auftreten von Sporadic-E der mittleren Breiten.

Die Grenze zwischen den mittleren Breiten und der Aurora- E_s -Zone ist recht scharf. Obwohl diese Grenze oft mit 60° Nord (bzw. Süd) geomagnetischer Breite angegeben wird, ist der tatsächliche Wert sehr von der Tageszeit abhängig. Die Seite des Aurora-Ovals im Tageslicht ist deutlich in Richtung Pol verschoben, während die Nachtseite entsprechend äquatorwärts verschoben ist. In Perioden niedriger geomagnetischer Aktivität (wie es in den letzten Jahren vor 2011 normal war), konnte die Aurora- E_s -Grenze tagsüber polwärts bis zu 75° und mehr verschoben sein (Hunsucker und Hargreaves, 2003). Bei diesen Tageslichtbedingungen, dehnt sich die Zone der mittleren Breiten viel weiter nach Norden aus als die „typischen“ 60°N.

Tabelle 1: Streckenlängen für nE_s – Sprünge

Hop	Min (km)	Max (km)
1	1,700	2,200
2	3,400	4,400
3	5,100	6,600
4	6,800	8,800
5	8,500	11,000
6	10,200	13,200

East-West-Extreme- E_s -Propagation – EWEE

Bekanntlich gibt es viele gut dokumentierte Öffnungen während der Sommer- E_s -Saison, bei denen Short-Path-Ausbreitung auf 50 MHz über Entfernungen von 8.800 bis über 13.000km auftrat. Wenn diese als Fälle von „normalem“ multi-hop nE_s betrachtet werden, dann stehen sie für mindestens 4 bis 6 Sprünge ($4E_s$ bis $6E_s$). Tabelle 1 zeigt die ungefähren dichtesten und weitesten Entfernungen für aufeinanderfolgende E_s -Sprünge (Kraft und Zimmerman, 2009). Speziell für die Entfernungen, die 3 Sprünge überschreiten, gab es bemerkenswerte Spekulationen darüber, ob diese längeren Strecken das Ergebnis von normalem nE_s -Skip sind oder anderer Mechanismen.

Die SSSP-Hypothese

Higasa (2006 und 2008) lenkte die Aufmerksamkeit auf dieses Ausbreitungsphänomen über besonders weite Strecken und bezeichnete es als "Short-path Summer Solstice Propagation" oder SSSP. Er brachte auch die Möglichkeit ins Spiel, dass etwas ganz anderes als nE_s beteiligt wäre. Seine Bedenken waren:

- Drastische Signalabschwächung aufgrund multiplen Durchtritts durch die D-Schicht,
- drastische Signalabschwächung durch Bodenreflektion bei den Sprüngen und
- Verlust der Tageslichtstrecke aufgrund der Blockade durch die Aurora- E_s -Grenze (bei 60°N).

Higasa (JE1BMJ) war der Meinung, dass diese kumulierten Signalstärkenverluste nicht genügend Signal nach 5 oder mehr nE_s -Hops übrig lassen würde. Er postulierte, dass etwas anderes in der Mitte der Strecke geschehen müsste, um die Signalstärke zu erhalten. Higasa und danach Kusano und Obara (2007), schlugen vor, dass zwischen dem ersten und letzten Sprungpunkt in der Ionosphäre das Signal bei allen Sprüngen dazwischen nicht mehr zur Erde (auf den Grund) zurückkommen würde.

Ihre Ansicht war, dass das Signal am Anfang und Ende der Strecke an den Reflektionspunkten nahezu parallel zur Erdoberfläche verläuft, anstatt zur ihr zurückreflektiert zu werden. Folglich würde es bei Verlauf nach unten wieder auf die Ionosphäre treffen und nicht auf den Boden. Das Signal würde diese Sprünge in der Horizontalen bis zum letzten Reflektionspunkt wiederholen. Danach müssten andere Umstände, so wie am Anfang der Strecke, das Signal letztlich wieder zur Erdoberfläche zurück reflektieren. Dieser Vorschlag wird im Detail weiter unten diskutiert werden.

Higasa postulierte weiterhin, dass bei dieser Ausbreitungsart auch Polare Mesosphärische Sommer Echos (PMSE) beteiligt sein könnten, die grundsätzlich in der D-Schicht auftreten.

Ein weiteres MUF-Problem in der Streckenmitte

Es gibt ein weiteres Problem bei den langen Ost-West-Es-Strecken, das in früheren Studien nicht berücksichtigt wurde. Diese langen Strecken beinhalten logischerweise große Sprünge in der geographischen Länge zwischen den beiden Endpunkten. Folglich ist die Lokalzeit bei der östlicheren Station viele Stunden weiter fortgeschritten als bei der Station am westlichen Ende der Strecke.

Diesbezüglich kann die Information aus Abb. 2 auch anders betrachtet werden, wobei die Zeit bei der westlichen Station fixiert ist, wie ein Schnappschuss. Wenn man das so macht, dann kann die horizontale Zeitachse umgesetzt werden in eine Entfernung nach Osten von der westlichen Station aus. Weiter soll angenommen werden, dass die MUF in Abb. 2 als brauchbarer Platzhalter für die tatsächliche MUF über der betrachteten Strecke dient. Dies führt im Ergebnis zu Abb. 3, die die MUF aus Sicht der westlichen Station in Richtung Osten zeigt. Man beachte, dass das MUF-Minimum zwischen dem frühen Fenster und dem späten Fenster auf unterhalb 50 MHz fallen kann. Das scheint oft der Fall zu sein, aber nicht immer. Wenn es der Fall ist, dann sind die einzig erreichbaren östlichen Stationen diejenigen, die sich noch immer im selben frühen Fenster befinden, wie die westliche Station.

Viel weiter entfernt im Osten können die Stationen innerhalb ihres späten Fensters miteinander kommunizieren. Die Lücke bei der Elektronendichte N_e in der Mitte aber (das "Tal des Todes") wird normale multihop nE_s -Ausbreitung zwischen dem frühen und dem späten Fenster unterbrechen.

Als Resultat gibt es damit zusätzlich zu Higasas spezifischen Bedenken nun einen weiteren Grund, Mechanismen zu untersuchen, die alternative Möglichkeiten liefern, wie z.B. chordale Ausbreitung oder Ducting, um die Stationen an den Endpunkten der beiden Fenster (frühes und spätes) verbinden zu können.

Mögliche Mechanismen

Was auch immer hinter dieser Ausbreitungsart steckt, sei es nE_s , chordal, SSSP, oder etwas anderes, es werden dabei einige Effekte aus der Natur kombiniert. Am Anfang steht, wie die Elektronendichte und der Winkel zwischen Schicht und Signalstrahl im Bezug zur maximal verwendbaren Frequenz (MUF) stehen.

Der M-Faktor

Wenn eine Welle senkrecht vertikal nach oben abgestrahlt wird, d.h. im Winkel von 90° zur darüberliegenden Ionosphäre, wird diese das Signal direkt zurückreflektieren, wenn die Frequenz des Signals bei oder unter der sogenannten kritischen Frequenz f_0 liegt. Anders ausgedrückt ist f_0 die MUF für ein Signal, das senkrecht nach oben abgestrahlt und dann wieder reflektiert wird. Die kritische Frequenz hängt nur von der Variablen N_e , d.h. der freien Elektronendichte ab.

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

In diesem Fall ist N_e die Zahl der Elektronen pro Kubikmeter, die Konstanten sind die Ladung des Elektrons (e), die Elektrizitätskonstante des freien Raums (ϵ_0) und die Masse des Elektrons (m).

Der Wert von f_0 kann ziemlich einfach mit Hilfe von Ionosonden mit vertikaler Abstrahlung bestimmt werden. Man muss aber in der Lage sein, f_0 ins Verhältnis zur MUF für praxisrelevantere Abstrahlwinkel setzen zu können, d.h. Winkel, die in der Radiokommunikation tatsächlich verwendet werden. Zum Glück gibt es einen einfachen mathematischen Zusammenhang zwischen f_0 , dem Winkel zwischen dem

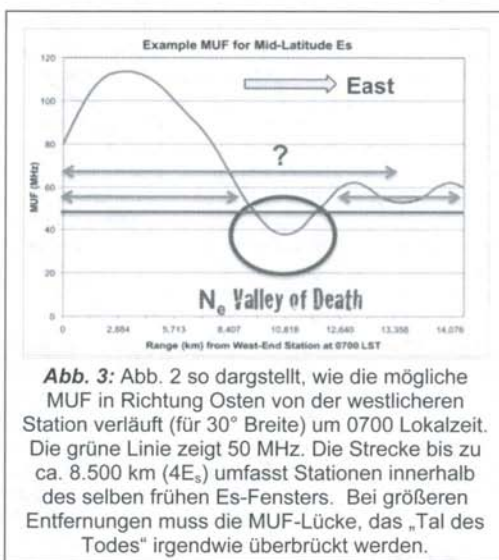


Abb. 3: Abb. 2 so dargestellt, wie die mögliche MUF in Richtung Osten von der westlicheren Station verläuft (für 30° Breite) um 0700 Lokalzeit. Die grüne Linie zeigt 50 MHz. Die Strecke bis zu ca. 8.500 km ($4E_s$) umfasst Stationen innerhalb des selben frühen Es-Fensters. Bei größeren Entfernungen muss die MUF-Lücke, das „Tal des Todes“ irgendwie überbrückt werden.

Signalstrahl und der Es-Schicht und der MUF ($f_{\max}$):

$$f_{\max} = \operatorname{cosec}(\alpha) f_0 = M f_0$$

M (ist ein Faktor, der M-Faktor genannt wird) ist $\operatorname{cosec}(\alpha)$, wobei α der Winkel zwischen Signalstrecke und der Ebene an der Unterseite der E-Schicht-Wolke ist (der Einfallswinkel). Je kleiner der Winkel des ausgesendeten Strahls, desto kleiner der Wert für α , desto größer der Wert für M , und desto höher die MUF – alles ohne die Dichte der freien Elektronen zu verändern! Im Folgenden wird auch noch gezeigt werden, dass es spezielle Umstände gibt, die den Strahlengang verändern können, nachdem er die Antenne verlassen hat, die dann zu sehr flachen Einfallswinkeln führen und zu sehr hohen, aber lokal begrenzten MUFs.

Szenarien der SSSP-Hypothese

Alle SSSP-Szenarien basieren irgendwie darauf, dass die Signale über weite Entfernungen übertragen werden, ohne signifikant mit dem Erdboden zu interagieren. Vereinfacht wäre dies ein dreistufiger Prozess, wobei jeder Prozess, besondere ionosphärische Bedingungen bei jedem Skip-Punkt erfordert.

Insertion (Erster Skip-Punkt) – Der erste Skip-Punkt muss den steilen Einfallswinkel des ankommenden Signals so umleiten, dass er in die beginnende Serie von flachwinkeligen Zwischensprüngen eingekoppelt werden kann.

Long Haul (Skip-Zwischensprünge) – Die Skip-Zwischensprünge müssen Vorwärtsausbreitung unter sehr flachen Winkeln unterstützen, ohne eine Berührung der Erdoberfläche.

Recovery (Letzter Skip-Punkt) – Der letzte Skip-Punkt muss das mit flachem Winkel aus dem Zwischen-Skip kommende Signal so umlenken, dass es wieder in einem steilen Winkel zur Erde zurück gelangen kann.

Abb. 4 zeigt den möglichen Strahlengang. Wie man sicher schon vermutet haben wird, sind die Schritte *Insertion* und *Recovery* tatsächlich die gleichen Prozesse, nur in umgekehrter Richtung. Folglich ist es sinnvoll, die Strecke in zwei Kategorien zu zerlegen: Die Endpunkte mit entsprechenden Bedingungen und die Zwischenstrecke mit entsprechenden Bedingungen. Letztere soll nun als erstes diskutiert werden.

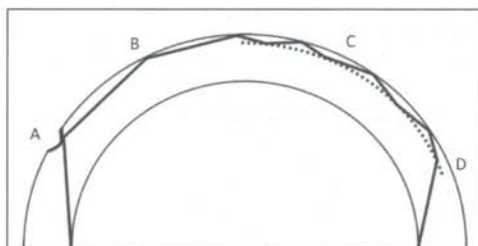


Abb. 4: Kombination verschiedener Möglichkeiten in einer Grafik: Punkt A zeigt eine gebogene/geneigte E_s , die einen flachwinkeligen Strahlengang erzeugt. B zeigt die resultierenden chordalen Sprünge; C zeigt das Ducting zwischen Schichten und D Beugung an der Schicht in Richtung Erde.

Zwischensprünge

Es gibt mindestens drei plausible Mechanismen für Strecken mit keinen oder nur kleinen Zwischen-Sprüngen: Chordale Sprünge, E-Schicht-Ducting und progressive Beugung. Dies sind alles Phänomene, die bereits in anderen Zusammenhängen beobachtet worden sind (Davies, 1990; Kennedy, 2000 und 2003). Es ist relevant, dass chordale Sprünge und ionosphärisches Ducting beide auf der höheren MUF beruhen, die durch den flacheren Winkel zwischen Signalpfad und reflektierender Schicht hervorgerufen wird.

Chordale Sprünge

Sofern der von der Antenne aufsteigende Strahl irgendwie von seinem ursprünglichen Pfad abgelenkt wird, so dass er die Sporadic-E-Wolke mit einem viel flacheren Winkel trifft (dem sogenannten „streifenden Einfall“, dann kann das Signal von der Wolke auch wieder mit einem flachen Winkel reflektiert werden und zwar bei einer viel geringeren Dichte freier Elektronen als normalerweise nötig wäre.

Der Sprungwinkel würde nicht groß genug sein, um den Strahl zur Erde zurück zu werfen, aber der Strahl könnte nahezu parallel zur Erdoberfläche weitergeleitet werden. Der Strahl könnte als chordaler Sprung irgendwann im weiteren Verlauf wieder in die E-Schicht eintreten, ohne jemals den Erdboden zu treffen (Abb. 4, links). Die zweite Begegnung mit der E-Schicht würde wieder unter einem sehr flachen Winkel erfolgen und zu einem weiteren chordalen Sprung führen usw. Wenn passende Wolken im weiteren Verlauf der Strecke vorhanden sind, kann dies so weiter gehen, bis irgendetwas anderes den Strahl scharf genug ablenkt, um ihn zur Erde zurück zu bringen.

E-Schicht Ducting

Im E_s -Artikel von Whitehead (1989) wird herausgestellt, dass es bei Sporadic-E der mittleren Breiten nicht ungewöhnlich ist, dass es eine Serie von dünnen, vertikal gestockten Schichten gibt, die meist 6 bis 10 km auseinander liegen. Wenn die Strahlen in die E-Schicht dann nahezu horizontal einfallen, können sie eingefangen werden und wie in einem Wellenleiter zwischen den Schichten weitergeleitet werden, siehe Abb. 4 rechts.

Wie bei den chordalen Sprüngen, gehen die Sprünge zwischen den Schichten auch hier beim streifenden Winkel von statten, so dass die MUF viel höher ist, als sie für einen Strahl mit üblichem Einfallswinkel wäre. Der Duct müsste auch nicht durchgehend vorhanden sein. Nur an einigen strategischen Stellen entlang der Strecke müssten geeignete Schichten sein, um das Signal die Strecke entlang zu biegen und einzufangen.

Progressive Refraktion

Ein Signal kann durch eine durchgehend schwach ionisierte E-Schicht (oder sogar F-Schicht) gebeugt werden, so dass der Strahlengang kontinuierlich so abgelenkt wird, dass er ungefähr dem Verlauf der Erdkrümmung folgt. Im Unterschied zum Ducting gibt es hier keine wirkliche Spiegelreflektion. Die Ionosphäre würde sich hier wie eine Linse verhalten. Obwohl physikalisch möglich, ist dies hier doch sehr unwahrscheinlich. Benötigt wird nämlich eine ionisierte Region mit großer vertikaler Ausdehnung, was genau das Gegenteil von dem ist, was man bei Sporadic-E findet.

Erde-Himmel und Himmel-Erde

Die nun anstehende Frage lautet, wie denn die aufkommende Welle am Anfang so gebogen und in den chordalen Hop oder Duct gerichtet werden kann, und wie sie wieder am Ende so gebogen werden kann, dass sie wieder nach unten gelangt. Auch hier gibt es wieder verschiedene Möglichkeiten.

Geneigte und gebogene Schichten

Während oft angenommen wird, dass die Ionosphäre aus einzelnen Schichten besteht, die glatt sind und parallel zur Erdoberfläche verlaufen, hat Whitehead (1989) auch herausgestellt, dass es bei E_s -Wolken oft vorkommt, dass sie vertikal um bis zu 15° oder mehr geneigt sind. Zeitweise bilden ihre Unterseiten in einem kleinen Maßstab gewölbte Oberflächen.

Eine Art, wie eine aufkommende Welle zu einem streifenden Winkel hingebogen werden könnte, der zu chordalen Hops oder E-Schicht-Ducting führen kann, wäre, dass diese Welle auf eine angemessen ionisierte, geneigte oder gewölbte Schicht trifft. Da die Neigung der Schicht oder die Wölbung den Einfallswinkel verkleinert, würde die MUF höher als normal werden², und der Strahl könnte abgelenkt werden und in einen chordalen Sprung hinein führen. Am entfernten Ende der Strecke könnte der umgekehrte Prozess die Welle zurück auf die Erde leiten.

Geschichtete Refraktion

Es gibt eine weniger wahrscheinliche Möglichkeit für den Vorgang der Insertion/Recovery, die mindestens zwei geschichtete E_s -Schichten erfordert, davon eine untere, die weniger ionisiert sein muss, als die obere. Das aufkommende Signal kann durch die untere Schicht hindurch treten, wird aber gerade soweit gebeugt, dass es die obere stärker ionisierte Schicht trifft, die dann das Signal nahezu horizontal vorwärts weiter reflektiert. Wie die Progressive Refraktion ist dieser Mechanismus bei 50 MHz in der E-Schicht aber nicht besonders wahrscheinlich.

Einige Anfangsbeobachtungen

Es gibt einen Grundsatz, der lautet: "Wenn man mit der ganzen Theorie fertig ist, dann geh hinaus und messe etwas." Andernfalls ist die Theorie ohne jegliche praktische Grundlage.

Chordal und Ducting – Wird der Grund erreicht?

Eine Schlüsselfrage ist, ob die Zwischensprünge zwischen den Endpunkten zur Erde zurück gelangen. Das ist einfach herauszufinden bei einem Doppelhop über einer Region mit hoher Bevölkerungsdichte.

² Z.B. ist die wahrscheinliche Erklärung für 2m E_s die chordale Ausbreitung direkt zwischen zwei geneigten oder gewölbten Schichten, was zu sehr hohen MUFs bei streifenden Einfallswinkeln führt (Harrison, 2011).

Man schaut einfach, ob die Signale auch zur/von der Mitte laufen. Das ist aber bei sehr langen Strecken aufgrund der geographischen Gegebenheiten nicht so leicht machbar.

Es gibt vier Faktoren bei der Ermittlung, ob ein dazwischenliegender Sprung zur Erde kam:

- Die Streckenlinie selbst (normalerweise dem Großkreis folgend, aber nicht immer),
- die geographische Lage der "Fußabdrücke" auf dem Grund (Wasser, glatter oder rauhe Erdoberfläche usw.),
- die Bevölkerungsdichte im Bereich dieser "Fußabdrücke" (gibt es dort überhaupt jemanden, der hören oder senden kann?) und
- die Entfernung ausgedrückt in Längengraden (wie ist die Uhrzeit bei jedem Sprungpunkt?).

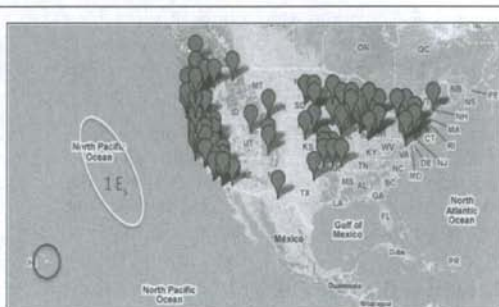


Abb. 5: 2. Juli 2000 - die von Hawaii aus auf 6m in Nordamerika gearbeiteten Felder. Die regionalen Bevölkerungsdichten und Lücken bei den Sprüngen spiegeln sich in der Verteilung der gearbeiteten Felder wieder. Karte: Google Maps.

Es wurde deshalb eine Untersuchung von Öffnungen auf zwei verschiedenen gut dokumentierten Strecken durchgeführt, deren Entfernung 4-fach-Hop ($4E_s$) entspricht. Sie liegen zwischen Hilo auf Hawaii und dem Nordamerikanischen Festland. Diese Strecke ist besonders nützlich, weil mit Ausnahme des ersten Sprungs, die folgenden Sprünge Nummer 2, 3 und 4 alle auf dicht besiedeltem Land auftreffen, so dass es möglich ist, mit einer gewissen Zuverlässigkeit zu bestimmen, ob diese letzten Sprünge auf normale Weise zur Erde zurück gelangen.

Hawaii – 2. Juli 2000

Im Fall des 2. Juli 2000 wurden 206 Verbindungen mit Stationen in Nordamerika gemacht. Für 193 davon konnten die Locatoren sicher bestimmt werden. Die Länge und Breite des Mittelpunktes des Locatorfeldes wurden für diese 193 Fälle bestimmt und die Großkreisentfernung nach Hawaii berechnet. Abb. 5, bzw. Abb. 6 zeigen die geographische Position der gearbeiteten Locatorfelder (oft waren mehrere Stationen im selben Feld) und ein Histogramm aller gearbeiteten Stationen als Funktion der Streckenlänge.

Beide Abbildungen zeigen, dass die Signale aus Hawaii tatsächlich die Erde beim Sprung 2, 3 und 4 erreicht haben. Abb. 6 zeigt auch Belege für die Lücken zwischen den in Tabelle 1 gezeigten Sprüngen, die kleiner werden mit zunehmender Sprungzahl. Ab Sprung 4 und darüber überlappen sich die benachbarten „Fußabdrücke“.

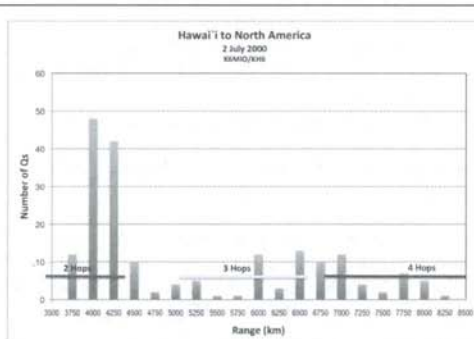


Abb. 6: Die Zahl der gearbeiteten Stationen gegenüber der Entfernung. Sie wird beeinflusst von der regionalen Bevölkerungsdichte und den ungefähren radialen Lagen der verschiedenen Fußabdrücke der Sprünge.

Wir folgern also:

- $1E_s$ lag im Ozean, es gibt also keine Information, ob die Erde erreicht wurde;
- $2E_s$ dominiert, wie man erwarten kann, als dichtester Sprung und die Signale waren am lautesten;
- $2-3E_s$: Diese lange Lücke bis zu 5750 km wird wahrscheinlich durch die niedrige Bevölkerungsdichte in diesem Bereich mit bedingt;
- $3E_s$ steigt weiter nach Osten stärker an, wohl aufgrund der höheren Bevölkerungsdichte dort;
- $4E_s$ lieferte einige Kontakte, wahrscheinlich auch beeinflusst durch die Bevölkerungsdichte.

Es gab immer auch einige Signale in/aus den Lücken zwischen den Fußabdrücken. Zweifelsohne resultiert dies aus der Annahme einer glatten und perfekt sphärischen Ionosphäre, bei der Berechnung der Größe der Fußabdrücke. Das Auftreten von Signalen in den Lücken ist der Beweis, dass dies tatsächlich nicht der Fall ist, d.h. glatt und perfekt sphärisch sind nur sehr vereinfachte Annahmen.

Sporadic-E-Schichten sind generell nicht glatt und nicht flach. Diese Unregelmäßigkeiten in den Schichten führen zu Scatter-Effekten. (Dies wird weiter unten noch diskutiert).

Man kann nun also folgern, dass die Öffnung vom 2. Juli 2000 genau so aussieht, wie das, was man für nE_s erwarten würde: Viele starke Signale aus der Nähe, weniger und schwächere Signale bei jedem weiter entfernten Sprung.

Hawaii – 6. Juli 2009

Die Öffnung im Jahr 2009 war eine weitere hervorragende Öffnung von Hawaii aus. 183 Stationen wurden erreicht, bei 167 konnte der Locator bestimmt werden. Die Abbildungen aber zeigen, dass diese Öffnung von der im Jahr 2000 sehr verschieden war. Hinsichtlich einiger wichtiger Punkte zeigen Abb. 7 und Abb. 8 tatsächlich das Gegenteil von dem in Abb. 5 und 6 gezeigten Bild, insbesondere bei den Sprüngen 2 und 4:

- $1E_s$ hat noch immer keine Bevölkung, wir wissen also wieder nicht, was hier passiert,
- $2E_s$ hat eine große Bevölkungsdichte, aber nur einige wenige (leise) Stationen im Vergleich zu den weiteren Hops wurden beobachtet,
- $2-3E_s$ hat noch immer eine Lücke aufgrund der Bevölkungsdichte, die sich in Hop 3 hinein erstreckt,
- $3E_s$ entspricht in etwa dem Ereignis aus dem Jahr 2000,
- $4E_s$ dominiert das ganze Geschehen und die Signalstärken waren ziemlich gut.

E-Schicht-Scatter wird wohl wieder für die Signale aus den Lücken beigetragen haben und auch für die Signale beim 2. Sprung. Es gibt keine Information für den 5. Sprung. Von Hawaii aus liegen $5E_s$ und $6E_s$ im Atlantik.

Im Gegensatz zur Öffnung aus dem Jahr 2000 zeigt die invertierte Verteilung der Entfernungen im Jahr 2009, dass nur wenig Signale beim Sprung 2 auf die Erde gelangten und das Sprung 3 besser war. Sprung 4 jedoch war stark ausgeprägt. Dies unterstützt die Ansicht, dass für den Fall dieser Öffnung gilt: Die meisten Signale sind über den Fußabdruck des Sprungs 2 hinweg gelaufen.

Recht brauchbare Signalstärken wurden im Fußabdruck des 4. Sprungs geliefert.

Mindestens Sprung 3 und 4 sind vereinbar mit der Ansicht von Higasa, Kusano und Obara, dass bei ihrem SSSP die Strahlen der Zwischensprünge nicht die Erde erreichen. Das legt nahe, dass chordal-ähnliche Sprünge zeitweise auftreten.



Abb. 7: Die Verteilung der am 6. Juli 2009 von Hawaii aus erreichten Locatorfelder. Im Bereich des 2. und 3. Sprungs wurde nur eine Handvoll Stationen gearbeitet. Karte: Google Maps.

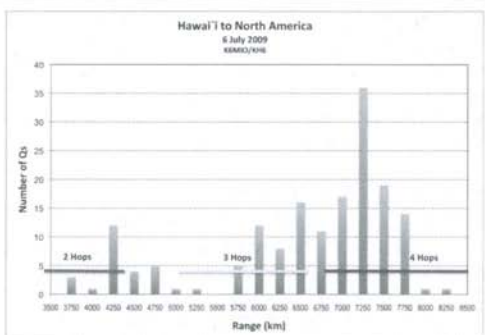


Abb. 8: Die Verteilung der Stationen ist umgekehrt von dem, was man erwarten würde. Je weiter die Stationen entfernt lagen, desto mehr wurden gearbeitet.

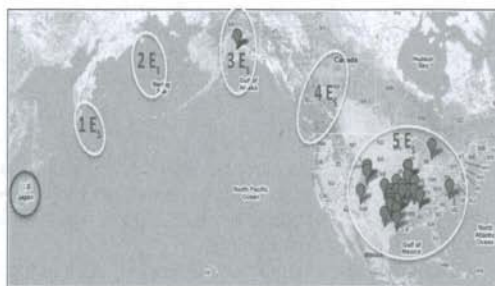


Abb. 9: Der Großkreispfad von Japan verläuft nach Nordosten über Wasser, dreht dann nach Südosten über Alaska, und über Vancouver nach Osten in die USA hinein. 5 Sprünge sind nötig, die ersten beiden würden im Ozean landen (siehe auch Abb. 7).

Japan – 3. - 4. Juni 2006

Schaut man auf die JA-NA-Strecke selbst: Kusano und Obara haben Daten aus 2006 von Yoshi Miyamoto, JM1DTF, veröffentlicht. Zwei aufeinanderfolgende Tage mit diesen Öffnungen nach Nordamerika wurden genau so analysiert, wie die obigen Daten von Hawaii. Zusätzlich zu der Tatsache, dass die beiden zusammenhängenden Öffnungen mindestens über eine 5-Sprung-Entfernung liefen, sind die wichtigen Dinge aus Abb. 9 und Abb. 10:

- 1E_s und 2E_s von JA aus haben keine Bevölkerung (alles im Wasser),
- 3E_s und 4E_s haben fast keine Bevölkerung (sehr ländliche, abgelegene Gebiete),
- 5E_s **dominiert** – es gibt eine hohe Bevölkerungsdichte, aber leise Signale (die meisten in CW),
- 6E_s liegt außerhalb des Landbereiches mit Ausnahme einiger karibischer Inseln.

Es soll angemerkt werden, dass bei diesen beiden Tagen unbekannt bleibt, ob der Strahl bei Sprung 1, 2 oder 4 auf die Erde gelangt ist. Es gibt keine Informationen über Signale an diesen spezifischen Punkten. Jimmy Treybig, W6JKV, hat aber einmal bei einer anderen, ähnlichen Öffnung aus Alaska gearbeitet. Er berichtete, dass er nur die japanischen Stationen für Stunden gerade an der Rauschgrenze hören konnte, was übereinstimmt mit schwachem E-Schicht-Scatter aus einer Strecke heraus, die über den eigenen Kopf hinweg verläuft.

Sicherlich sind diese Beobachtungen in Übereinstimmung mit einigen der Vorstellungen von Higasa und Kusano und Obara. Sie sind aber nicht beweiskräftig. Es gibt zu wenige Informationen, um sagen zu können, ob einige oder alle der Zwischensprünge wirklich zur Erde gelangten oder nicht.

Lokalzeit – Streckenlänge

Da die tägliche E_s MUF morgens und am späten Nachmittag ein Maximum hat, ist eine weitere Frage, ob lange Ost-West-Strecken mit ihren beiden bezüglich Raum und Lokalzeit (bis zu 10 Stunden Zeitunterschied) so weit entfernten Endpunkten, eine bestimmte Präferenz bezüglich der Lokalzeit (LST) für die Strecke als Ganzes aufweisen würden.

Abb. 11 zeigt die Kontakte > 8500 km aufgetragen gegen die Lokalzeit am westlichen Streckenende auf der vertikalen Achse und die Lokalzeit am östlichen Ende auf der horizontalen Achse. Der obere Plot zeigt die Öffnungen von JM1DTF im nördlichen Sommer 2006. Der untere Plot zeigt die uns bekannten Ereignisse im Sommer 2009/2010 in der südlichen Hemisphäre, die zwischen Bolivien und Chile einerseits und Neuseeland und Australien andererseits auftraten. Die weiteste Verbindung bei diesen Kontakten lief zwischen OA4TT und VK4CZ mit

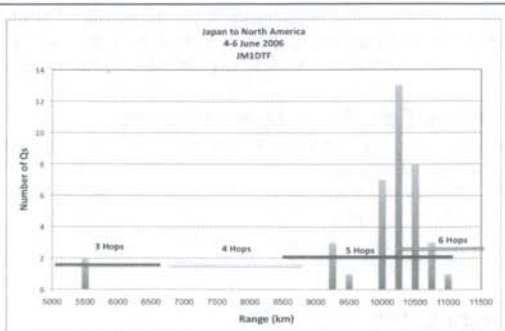


Abb. 10: Mit Ausnahme von 2 Kontakten beim 3. Sprung (Alaska), wurden alle Kontakte bei 5-Sprung-Entfernungen gemacht, was einen typischen Fall für das darstellt, was mit SSSP bezeichnet wird.

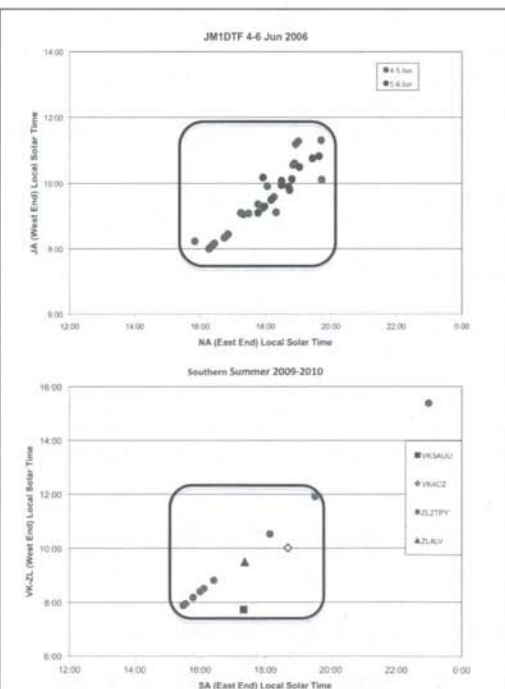


Abb. 11: Oben – Die Sommeröffnungen aus dem Jahr 2006 von JM1DTF liegen eng gruppiert in einem „Zeitkasten“ im Westen von 0730-1200 und im Osten von 1530-2000. Unten – Mit einer Ausnahme passen die südlichen 2009/10 Sommeröffnungen ziemlich gut in den gleichen Kasten.

etwas über 13.000 km, was sechs ganzen Sprüngen entsprechen würde. Diese Kontakte, die $5E_s$ - und $6E_s$ -Entfernungen entsprechen, traten zwischen ca. 0730 und 1200 LST für die Stationen am westlichen Ende und zwischen ca. 1530 und 2000 LST für die Stationen am östlichen Ende auf.

Frühes Fenster – spätes Fenster

Abb. 11 legt verstärkt nahe, dass die Lokalzeit im Bereich der Streckenendpunkte wahrscheinlich weitaus wichtiger ist, als an den mittleren Punkten. Diese Strecken scheinen am besten zu funktionieren, wenn die Stationen am westlichen Ende ihr morgendliches E_s -Fenster haben (Abb. 2), während die Stationen am östlichen Ende ihr Nachmittagsfenster haben. Es scheint sicher, dass die Punkte für den ersten und letzten Sprung an den aussichtsreichsten Stellen stehen müssen, damit die meisten dieser Verbindungen tatsächlich funktionieren.

Diskussion und Folgerungen

Obwohl es noch keine vollständigen Antworten für jeden Fall gibt, gibt es einige Kommentare und einige vorläufigen Schlüsse, die man ziehen kann.

Ist es eine Form von E_s ?

Der Effekt des frühen-zu-späten-Fensters scheint bei den extrem langen, d.h. $>4E_s = 8800\text{km}$, Strecken, die hier betrachtet wurden, überall vorhanden zu sein. Während die Ost-West-Längengraddifferenz zwischen den beiden Stationen den Unterschied in der Lokalzeit bestimmt (ca. 9.5 Stunden), ist der Schlüssel die spezifische Zeit am Tag, wann diese Differenz auftritt (am westl. Ende 0630-1230 LST, am östl. Ende 1530-2000 LST). Zur Diskussion hinzunehmen sollte man auch die Tatsache, dass die E_s -Wahrscheinlichkeit in den späteren Nachtstunden gemäß Abb. 2 sehr niedrig ist.

Die beobachteten Muster legen sehr nahe, dass die Ausbreitung zu den Zeiten auftritt, wenn der erste und letzte Sprung in ihren jeweiligen optimalen Zeitfenstern für das Auftreten von E_s liegen. Das westliche Ende liegt im morgendlichen Fenster, das östliche im Nachmittags-Fenster und die ganze Strecke dazwischen liegt im Tageslicht (Es am Tag ist viel wahrscheinlicher als spät in der Nacht). Das führt zu dem Schluß, dass

die gesamte Ausbreitung sehr wahrscheinlich des Ergebnis von Sporadic-E-Prozessen ist.

Ist es nE_s oder Chordal/Ducting?

Aus Sicht des Beobachters ist es sehr schwierig ohne zusätzliche Daten, wie zeitgleichen Ionogrammen bei den erwarteten Sprungpunkten, chordale Sprünge von Ducting unterscheiden zu können. Momentan müssen wir diese also beide als gleiche Klasse von Ereignis behandeln.

Die $4E_s$ -Strecken von KH6 nach Nordamerika aus dem Jahr 2000 haben eine recht große Beweiskraft dafür, dass $4E_s$ tatsächlich auftrat, und dies mit gut nutzbaren Signalpegeln. Auch wenn Sprung 1 im Ozean landete, waren Sprung 2, 3 und 4 alle eindeutig vorhanden.

Die Öffnungen von KH6 nach Nordamerika aus dem Jahr 2009 über die selben Strecken und Entfernungen liefern einen recht starken Beweis dafür, dass wenigstens einige der Hops chordaler Natur waren bzw. Ducting auftrat. Für diesen Fall ist bekannt, dass die E_s -Bedingungen im Westen von Nordamerika an diesem Tag sehr schlecht waren. Wieder landete der 1. Hop im Pazifik, die geringe Zahl an Kontakten und geringe Feldstärke beim Hop 2 aber entspricht tatsächlich eher einem Scattern aus dem darüberhinweggehenden Pfad heraus, was nahe legt, dass Hop 3 und Hop 4 von einem chordalen Prozess oder Ducting gespeist wurden.

Glauben wir den Signalstärken, scheint es, dass sowohl die Öffnung von 2000, als auch die von 2009, beide gleich in der Lage waren, über die entsprechende Entfernung von $4E_s$ zu gehen.

Überbrückung des Todestales

Wenn man den Mechanismus von nE_s gegen über Chordal und Ducting betrachtet, muß man darauf kommen, dass es mindestens zwei offensichtliche Situationen gibt, die es erlauben, dass die Stationen des frühen und späten Fensters miteinander kommunizieren können.

1. Chordale E-Schicht- oder Ducting-Ausbreitung über die N_e -Lücke, was bei einer viel niedrigeren Elektronendichte vonstatten gehen kann, oder

2. ausreichende Gesamtionisierung, so dass der Abfall zwischen dem frühen und späten Fenster niemals unter 50 MHz geht (sehr lange nE_s).

Bis jetzt haben wir übereinstimmende Anzeichen, dass beide dieser Mechanismen bei Strecken über ca.

8.800km auftreten. Es wird aber nicht eindeutig einer der beiden favorisiert (Kennedy, 2010). Es ist auch fair festzustellen, dass diese $4E_s$ -Entfernungen keine $5E_s$ -Entfernungen sind, und, dass diese kürzeren Strecken vielleicht nicht das vorhersagen/beschreiben, was bei den äquivalenten $5E_s$ - und $6E_s$ -Bereichen passiert.

Weder nE_s noch Chordal/Ducting kann als möglicher Mechanismus ausgeschlossen werden für sowohl die Sprünge an den Endpunkten, als auch die Mittelpunkte bei den extrem langen Ost-West-Strecken.

Beziehung zur SSSP-Hypothese

Es ist klar, dass einige Aspekte der SSSP-Hypothese korrekt sein können. Aber weder nE_s konnte als Faktor ausgeschlossen werden, noch Chordal/Ducting. In der Tat konnte ein positiver Beweis dafür erbracht werden, dass in einigen Fällen Chordal/Ducting bei Sporadic-E auftritt. Mit der Zeit und weiteren Studien wurde aber der vorgeschlagene exotischere SSSP-Mechanismus nun ausgeschlossen.

Absorption und Streuungsverluste

Berechnungen zeigen, dass die Absorptionsverluste in der D-Schicht in der Realität auf 50 MHz sehr gering sind und wahrscheinlich kein wichtiger Faktor sind.

Obwohl etwas stärker, sind die Verluste bei Bodenreflektion bei nE_s auch nicht so hoch wie befürchtet. Wenn nE_s -Hops auftreten, treten die weitesten konventionellen Sprünge dann auf, wenn der Strahl die Erdoberfläche gerade eben streift, d.h. er kollidiert nicht total mit ihr. Bei diesen maximalen Sprungdistanzen, wird der Verlust durch Bodenstreuung viel niedriger sein, als bei einzelnen kürzeren Sprüngen.

Es ist auch klar, dass bei den JA-NA-Strecken wenigstens zwei der Hops am Ozean entlangstreichen. Die Verluste wären hier besonders gering, da Seewasser ein exzellenter Leiter ist und das Signal mit einem streifenden Winkel einfällt, und die Oberfläche des Meeres im Vergleich zu Bergen, Wäldern und Städten meistens vergleichsweise glatt ist.

Zum Schluß soll hier noch erwähnt werden, dass es stimmt, dass chordale Hops in der F2-Schicht kaum durch die Ionosphäre gestreut werden (wenn sie vom geomagnetischen Äquator entfernt auftreten), aber die dynamische und fragmentierte Struktur bei Schwärmen von E_s -Wolken (die Bedingung für die chordalen Hops sind) selber eine Quelle für Streuungsverluste ist. Die nE_s - und chordalen Öffnungen von KH6 nach NA zeigten, dass die Signalstärken vom entfernten Ende der Strecke in beiden Fällen mehr oder weniger vergleichbar waren.

Polare Mesosphärische Sommer Echos

Es wurde erwähnt, dass das Phänomen der Polaren Mesosphärischen Sommer Echos (PMSE) eine wichtige Rolle bei der SSSP-Hypothese spielen könnte. Obwohl dies ein interessanter und betrachtenswerter Vorschlag ist, scheint dies bei näherer Betrachtung sehr unwahrscheinlich. Wie Luetzelschwab (2009 und 2011) beschrieben hat, ist PMSE ein sehr schwacher Effekt, der viel Leistung und große Antennen benötigt, um beobachtet werden zu können. Er zeigte auch, dass N_b in der PMSE-Zone (im Wesentlichen in der oberen D-Schicht) um viele Größenordnungen zu niedrig ist, um Signale bei irgendeinem brauchbaren, selbst bei streifenden, Winkel reflektieren zu können. Das insbesondere, weil die dahinter liegende E-Schicht nur 15 bis 20km höher liegt und signifikant höhere N_b Dichten aufweist, so dass es viel wahrscheinlicher ist, dass hier chordale Effekte bei viel größeren Einfallswinkeln unterstützt werden.

Schließlich und ganz wichtig, arbeitet PMSE nur bei 50 MHz, weil die vertikale Schichtung der Hintergrundelektronen kurz unterhalb der E-Schicht eine Ausdehnung von etwa 3m hat. Das formt eine abgestimmte dreidimensionale Streuungsstruktur. Da das hochkommende (vertikaler Einfall) Signal direkt zurück gestreut wird, enden die von jeder Schichtstufe zurückgestreuten Signale zueinander in gleicher Phase, weil die Scatterzentren zufällig im Halbwellenabstand liegen. Da die 3m-Schichtung sich in der vertikalen Ebene befindet, wird sie für sich ausgedehnt horizontal ausbreitende Wellen nicht brauchbar sein.

Einfluß der Aurora- E_s -Zone

Higasa hatte auch Bedenken, dass die Signalstrecke durch die Aurora- E_s -Zone verlaufen könnte und dann im nördlichsten Bereich (ca. 60N) nicht mehr funktionieren könnte. 60N ist jedoch normalerweise deutlich südlich von der Grenze, die das Aurora-Oval tagsüber aufweist, so dass es hier keine Probleme geben sollte.

Falsche Terminologie

Bedenken, die von verschiedener Seite ausgedrückt wurden, bestehen hinsichtlich des Ausdrucks "Short-path Summer Solstice Propagation" für dieses Phänomen, weil dieser Ausdruck selbst genauso ja normale Sommer-Es in der Hauptsaison beschreibt, insbesondere jetzt, wo offensichtlich wird, dass die fragliche Ausbreitungsart eine Variante von E_s ist.

Fairerweise muss gesagt werden, dass zu dem Zeitpunkt als der Ausdruck SSSP geprägt wurde, es legitim war, zu fragen, ob es überhaupt irgendeine Form von Sporadic-E war. Aber mit dem, was jetzt der Fall zu sein scheint, wird eine bessere Beschreibung für dieses Phänomen der Ausdruck East-West-Extreme-E_s oder EWEE sein, so wie es im vorliegenden Artikel getan wird.

Offene Fragen und Ausblick

Es gibt in dieser Angelegenheit noch viel zu lernen. Die hier vorgestellte Arbeit wurde auf Basis der zitierten Beobachtungen gemacht. Es ist sicher so, dass es viele andere Beobachtungen gibt, die nicht für diese Analyse zur Verfügung standen, und die, wenn sie hätten ausgewertet werden können, eventuell zu anderen Schlüssen geführt hätten.

Zu diesem Zeitpunkt ist die Gesamtstatistik dünn. Mit einer kleinen Ausnahme hat diese Studie EWEE nur für den JA-NA-Pfad in Betracht gezogen und das tatsächlich nur für 2 solche Öffnungen. Es wird wichtig sein, den Effekt des Frühen-zu-späten-Fensters bei weiteren Öffnungen und bei anderen Strecken zu untersuchen, wie den NA-EU-Strecken.

Es wird auch wichtig sein, die Strecke EU-JA zu betrachten. Im Gegensatz zu den anderen drei bekannten Strecken, verläuft diese fast ganz über Land. Auch wenn viel des dazwischenliegenden Landes eine sehr niedrige Amateurdichte hat, so könnten hier doch bessere Antworten gefunden werden hinsichtlich der Frage des Problems nE_s versus Chordal/Ducting.

Weitere Artikel werden folgen, die zusätzliche EWEE-Daten und weitere Strecken untersuchen, inkl. NA-EU und EU-JA, sowie die Nord-Süd-Ausbreitung über den Äquator zwischen ZL/VK und NA. Dabei werden auch mögliche Echtzeitbedingungen der Ionosphäre untersucht, die eine wichtige Rolle spielen können.

Danksagung

Der Autor bedankt sich sehr bei Gene Zimmerman, W3ZZ, für die vielen Gespräche, Informationen, kritische Beobachtungen und hilfreichen Kommentare. Er war eine treibende Kraft bei diesen Studien. Auch bei Bob Cooper, ZL4AAA, bedanke ich mich für die nützlichen Diskussionen und Kommentare. Ebenso bei all denen, die ihre Erfahrungen mitgeteilt haben und Logs zur Verfügung gestellt haben.

Referenzen

Siehe oben am Ende des englischen Textes.



KH6/K6MIO

The Chirp Beacon mode

A novel way to get high-gain from a beacon transmission

by Phil Harman, VK6APH

There are a number of communications modes that have been developed to provide reliable, long distance, weak signal, capabilities. On HF many operators use the Weak Signal Propagation Reporter mode, or 'WSPR' as it is commonly known, as a means to determine if a particular path is open whilst on the VHF, UHF and microwave amateur bands 'JT65', written by 1993 Nobel Prize winner Joe Taylor, K1JT, is popular. Both these systems use narrow receiver bandwidths (in the order of 6Hz) together with powerful forward error correction techniques in order to provide reliable signal decoding with either very weak signals (e.g. via moon bounce) or low transmit power, or both. These modulation methods will allow error-free copy of a signal that has a signal-to-noise (S/N) ratio of lower than -26dB with respect to a 2.7kHz (e.g. SSB) bandwidth signal. An alternative approach is to use a modulation method that uses more bandwidth at the transmitter, and a receive technique that is able to efficiently extract the signal power over the increased bandwidth. We can borrow a technique used by RADAR systems since they have a similar problem in wishing to maximise received S/N ratio with a finite transmitter power. The implementation of this technique which I will describe is called 'Chirp' and trades transmission bandwidth and time for improved system performance.

Principle of Operation

The transmission process is very simple – see Fig. 1 below. As you can see, a carrier is linearly swept over a frequency band (B) over a period of time (T).

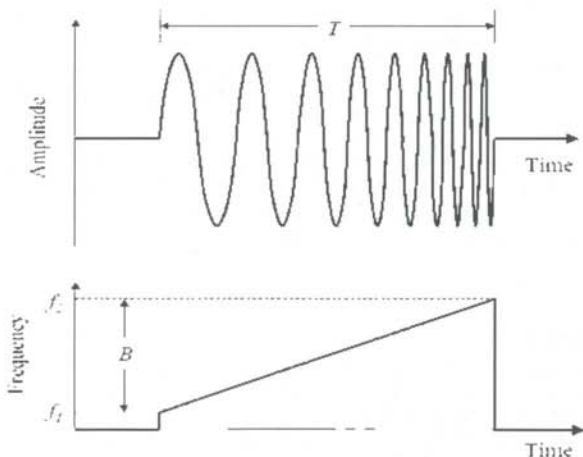


Fig. 1

At the receiver, a matched filter is used to recover all the energy in the frequency band (B) that is present during the time period (T). The system performance is improved as the product of B and T. This can be expressed in dBs by taking 10 log of the product of B and T. Hence the system S/N gain (with respect to a carrier in a bandwidth of B Hz) is:

$$\text{Gain (dB)} = 10 \log (B \times T) \text{ where } B \text{ is in Hz and } T \text{ in seconds}$$

For example, in the case of a beacon with a channel spacing of 2kHz, if all this bandwidth is used and T is set to one second, the gain becomes:

$$\text{Gain} = 10 \log (2000 \times 1) = 33\text{dB}$$

If the chirp signal is sent continuously and the output of the matched filter is integrated for N seconds then the integration gain, in dB, is

$$\text{Gain} = 10 \log (N) \text{ where } N \text{ is in seconds.}$$

Hence for an integration time of 60 seconds, the gain becomes

$$\text{Integration gain} = 10 \log (60) = 17\text{dB}$$

Hence the overall system gain is $33 + 17 = 50\text{dB}$. This system gain is substantially higher than any existing amateur radio weak signal modulation method. However, it is only possible to indicate the presence of a signal at the -50dB S/N (with respect to a 2kHz bandwidth) and not recover data. The S/N needs to increase to -30dB in order to decode a call sign. As an example, a 100W 144MHz beacon using an antenna array with 10dB gain, a 2kHz by one-second chirp and integrating this for 60 seconds at the receiver will have an Effective Radiated Power of:

$$20 + 10 + 33 + 17 \text{ dBW} = 80\text{dBW} = 100000000\text{W or } 100\text{MW}$$

As you can see, this is very impressive! In order for the matched filter at the receiver to operate effectively, it needs to know exactly when the transmitter chirp starts. With a one-second chirp rate this can be simply achieved using the one pulse per second (1PPS) from a Global Positioning System (GPS) receiver.

The beacon transmitter will be similarly synchronised to the 1PPS and its transmit frequency also phase-locked to a reference signal from the same GPS receiver. Similarly, the 144MHz receiver would be locked to the reference from the GPS receiver that is providing the 1PPS, so that it is on exactly the same frequency as the transmitter. By using the 1PPS from a GPS receiver to provide the system symbol rate, no timing information needs to be transmitted as part of the modulation protocol.

An additional benefit of the use of a 1PPS timing rate is that the distance from the beacon to the receiver can be determined. Since the signal from the beacon will be travelling at the speed of light, the time delay from the output of the matched filter to the start of the 1PPS will indicate distance. For example, if the beacon were $30,000\text{km}$ away then there would be a delay of 100ms between the start of the 1PPS and the matched filter output.

The Chirp system may also be used in a RADAR mode, which allows a real-time indication of propagation in the direction the Chirp transmit and receive antennas are pointing (i.e. they need to both be pointing in the same direction in this mode). In-depth information on this exciting application of Chirp to RADAR, written by its originator Andrew Martin, VK3OE, can be found in the 2/2010 edition of DUBUS magazine.

Andrew's initial concept was for a bi-static RADAR, where the transmitting and receiving antennas are in different geographic locations so that the transmit signal does not overload the receiver. This is necessary since, unlike a pulsed RADAR, even for a single chirp the transmit signal is very long.

However, by increasing the chirp width to, say, 100kHz and reducing the time to 1ms (so we approximate the same system gain as previously described) and using PIN diode transmit-receive switching, it will be possible to implement a monostatic RADAR, where the transmitter and receiver are co-located. This opens up the possibility of allowing any radio amateur to make real-time propagation readings, on any band, from their own station.

Hardware and Software

Early 'proof of concept' experiments were undertaken using a PC sound card to digitise the audio output from a VHF SSB radio. The signal was processed using the popular, free, sound card software 'Spectrum Lab': see <http://www.qsl.net/dl4yh/spectra1.html>

The Spectrum Lab software can be used to both generate and demodulate chirp signals. In operation, the receiver audio is fed into the left audio channel of a PC sound card and the 1PPS signal (suitably amplitude limited and differentiated) fed into the right audio channel.

Whilst this did work as an initial 'proof of concept' – and the author commended for his pioneering work – it is not recommended for serious long-term adoption for a number of reasons:

- The clock in a typical sound card is not particularly accurate and a frequency error will result in a corresponding range error.
- The program is rather difficult to set-up although a set-up file can be saved and distributed to users.
- Although the software can be synchronised to an external 1PPS signal, there are internal processing delays which must be compensated for by the insertion of a delay in the signal path. As a result, for general use the range display can best be described as 'unreliable'.

- There is no facility to integrate the chirp signal over a number of seconds.
- The beacon identification cannot be decoded.

As a longer term solution, I decided to use the boards from the High Performance Software Defined Radio project (<http://openHPSDR.org>), in which I have been involved for a number of years. The Mercury1 receiver board mounted on an Atlas backplane that is fitted with a Metis Ethernet interface can be phase-locked to the 10kHz reference from a Jupiter GPS receiver (or alternatively 10MHz from a suitable standard). The data from the Mercury receiver can then be 'time stamped' using the 1PPS from the GPS receiver.

The Mercury receiver covers 10kHz to 55MHz, so a suitable 144MHz down converter, itself phase locked to a GPS standard, will be required. Should such a down converter need to be constructed/adapted, then the Mercury receiver can provide a 122.88MHz LVDS (low voltage differential signaling) signal that is already phase-locked to the GPS/10MHz reference signal and could be used as the local oscillator.

Custom chirp decoder PC software that runs under Microsoft Windows and connects directly to the Metis Ethernet interface has been written by Hermann von Hasseln, DL3HVVH. The screen shot of Hermann's software in Fig. 2 shows the reception of a chirp beacon, which is visible in the upper bandscope, and the output of the matched filter in the lower trace. The range to the beacon, in km, is also displayed.

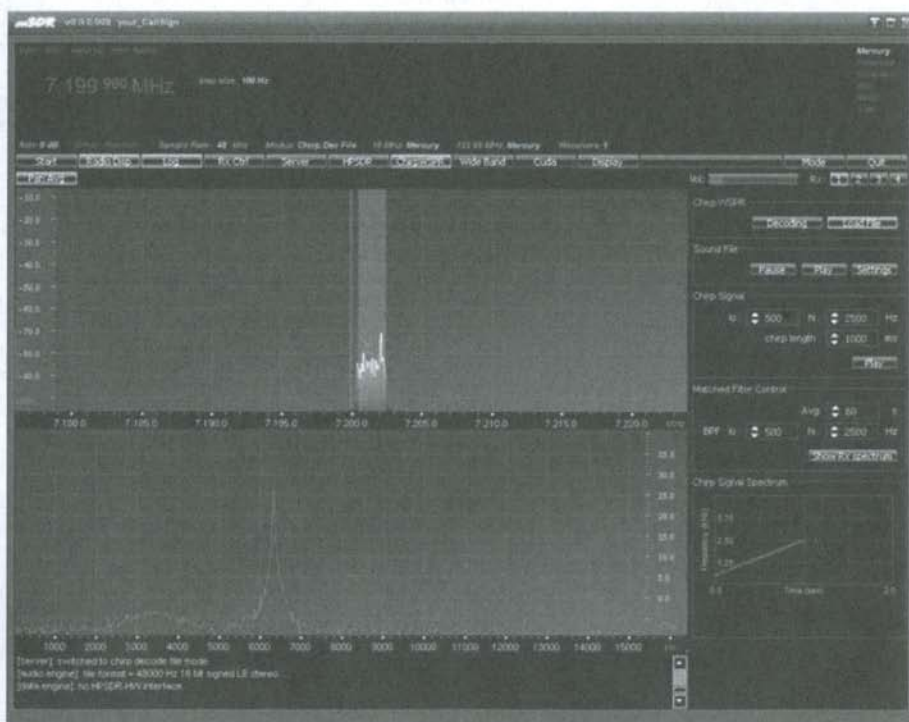


Fig. 2

The DL3HVVH software enables audio files in .wav format to be replayed. These can be test signals for checking the receive software, or actual off-air signals that may be used to demonstrate the system operation.

Experiments to date have been made using the Jupiter GPS receiver module (often available on eBay) that provides 1PPS, 10kHz and TTL-level RS232 outputs. Preferably the 'T' or timing version of the Jupiter receiver should be used. The RS232 output, when set to binary mode, provides the current date and time plus GPS receiver status (synchronised to the positive edge of the 1PPS) to enable scheduling of the beacon transmissions if required, and inhibiting the transmitter should GPS lock be lost.

It should be noted that any frequency errors or timing errors in the system will result in an error in the displayed range and a reduction in amplitude of the matched filter output.

Beacon Identification

In order to positively identify a beacon, in addition to the expected range and frequency, a call sign will be encoded on the beacon's transmission. The following technique has been developed but is yet to be implemented, although simulation indicates it will function satisfactorily with a S/N ratio of at least -30dB.

In order to code any call sign comprising a number/character + character + number + character + character + character (e.g. VK6APH), 28 bits of data are required. Where a leading number/character or trailing characters are not required, these will be replaced with a space(s).

In order to encode a logic '0', a forward chirp will be used, while a reverse chirp will be used to encode a logic '1'. Hence to send the short example '0010' the following sequence (see Fig. 3) would be sent:

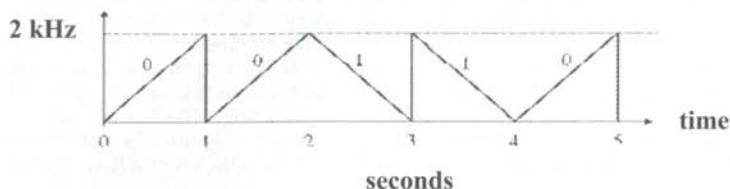


Fig. 3

The PC software will include both forward and reverse chirp-matched filters in order to decode the identification. How often and exactly when the beacon will send an identification is yet to be determined. The time the identification starts will be synchronised with GPS time and start at a 1PPS boundary so it will be highly accurate. The decoder software for identification has yet to be written. In the future it is proposed that a forward error correction (FEC) code be added to the identification data in order to improve the call sign decoder performance.

An Interesting Proposal

It is proposed that chirp modulation be used on the 144.950MHz beacon, VK6RIO, that is being established by Western Australia's Northern Corridor Radio Group. The beacon will be located at their club site at Whiteman Park (QRA locator OF78VD) and will use a 100W carrier output system into a stack/bay of four eight-element yagis providing 10dBd gain. The antennas will be pointed towards Reunion Island (FR).

Summary

The use of GPS-synchronised chirp modulation enables the monitoring of distant beacons using currently-available hardware and software. Use of the chirp mode as a mono-static or bi-static RADAR opens up great possibilities in displaying real-time images of propagation on any amateur band without the need for an operator or beacon at the far end of the path.

Whilst chirp modulation does take up substantially more bandwidth than current weak-signal modes, multiple beacons can operate with, say, 10Hz spacing without causing mutual interference.

By using substantially wider 'chirps' on the UHF and microwave bands where there is plenty of frequency space, even higher system gains can be achieved - with the potential to discover new propagation modes. Radio amateurs are allowed to use 100kHz-wide transmissions on 50MHz and the bands above it. By increasing the chirp width to 100kHz² we gain an additional 17dB. Moonbounce using a hand-held transceiver, anyone?

The author would like to acknowledge that the original concept for using chirp as a weak-signal beacon mode was developed by Andrew Martin, VK3OE - and thank him for his pioneering work.

Notes

¹ Since Mercury provides a complex (i.e. In-phase & Quadrature) output, the S/N performance will increase by 3dB. We will save those additional dBs for a rainy day.

² Mercury will provide up to 192kHz of received bandwidth.

Chirpmodus für Baken

Eine neue Methode für hohen Gewinn bei Bakensendungen

von Phil Harman, VK6APH

Es gibt eine Anzahl von Kommunikationsmöglichkeiten, die entwickelt wurden, um zuverlässig schwache Signale über weite Entfernungen zu übertragen. Auf KW verwenden viele OPs den Weak Signal Propagation Reporter Mode, oder kurz 'WSPR', um festzustellen, ob eine bestimmte Strecke offen ist. Auf VHF, UHF und den Mikrowellenbändern ist JT65, das von dem Nobelpreisträger Joe Taylor, K1JT entwickelt wurde, populär. Beide Modes verwenden schmale Empfängerbandbreiten (im Bereich von 6Hz) zusammen mit effektiver Fehlerkorrektur (FEC), um das Signal bei entweder sehr schwacher Feldstärke (z.B. EME) oder niedriger Sendeleistung dekodieren zu können. Diese Verfahren erlauben die fehlerfreie Übertragung eines Signals mit einem Signal-Rauschverhältnis von weniger als -26 dB bezogen auf 2.7kHz Bandbreite (SSB). Eine alternativer Ansatz wäre, ein Verfahren zu benutzen, das mehr Bandbreite beim Sender verwendet und eine Empfangstechnik, die effektiv die Signalleistung über die größere Bandbreite extrahieren kann. Wir können hierfür eine Technik aus Radarsystemen abgucken, da diese ein ähnliches Problem haben, nämlich mit einer bestimmten Sendeleistung das bestmögliche S/N herauszuholen. Die Implementierung dieser Technik, die ich hier beschreibe, wird „Chirp“ genannt und setzt mehr Bandbreite und Zeit beim Sendesignal für eine verbesserte Systemleistung ein.

Funktionsprinzip

Der Vorgang des Sendens ist sehr einfach, siehe Abb. 1. Wie man erkennen kann, wird ein Träger linear über ein Frequenzband (B) über eine Zeit (T) gewobelt.

Abb. 1

Am Empfänger wird ein passendes Filter verwendet, um die ganze Energie im Frequenzband (B), die über die Zeit (T) vorhanden ist, zurückzugewinnen. Die Systemleistung wird entsprechend dem Produkt $B \times T$ verbessert. Das kann in dB ausgedrückt werden, in dem man $10 \log$ des Produktes $B \times T$ nimmt. Folglich ist der S/N-Gewinn des Systems (bezüglich eines Trägers in einer Bandbreite von B Hz):

$$\text{Gain (dB)} = 10 \log (B \times T), \text{ mit B in Hz und T in Sekunden.}$$

Für das Beispiel einer Bake mit einem Kanalabstand von 2 kHz, wird der Gewinn, wenn die ganze Bandbreite genutzt wird und T eine Sekunde ist:

$$\text{Gain} = 10 \log (2000 \times 1) = 33\text{dB}$$

Wenn das Chirp-Signal kontinuierlich gesendet wird und der Ausgang des angepassten Filters über N Sekunden integriert wird, dann wird der dadurch erreichte Integrationsgewinn in dB:

$$\text{Gain} = 10 \log (N), \text{ mit N in Sekunden.}$$

Folglich wird der Gewinn bei einer Integrationszeit von 60 Sekunden:

$$\text{Integrationsgewinn} = 10 \log (60) = 17\text{dB}$$

Damit wird der Gesamtgewinn $33 + 17 = 50\text{dB}$. Dieser Systemgewinn ist deutlich höher als bei jeder anderen Modulationsmethode für schwache Signale im Amateurfunkbereich. Natürlich ist es aber bei -50dB S/N (bezogen auf 2 kHz Bandbreite) nur möglich, die Anwesenheit eines Signals zu detektieren und keine Daten zu übertragen. Das S/N muss auf -30dB ansteigen, um ein Rufzeichen dekodieren zu können. Hier ein Beispiel für eine 2m-Bake mit 100 Watt und einer Antenne mit 10dB Gewinn: Ein 1-Sekunden-Chirp bei 2 kHz Bandbreite, der über 60 Sekunden beim Empfänger integriert wird, entspricht einer ERP von:

$$20 + 10 + 33 + 17 \text{ dBW} = 80\text{dBW} = 100000000\text{W oder } 100\text{MW}$$

Wie man sieht, ist das recht beeindruckend! Damit das angepasste Filter am Empfänger effektiv arbeiten kann, muss es genau wissen, wann der Chirp des Senders startet. Bei einer 1-Sekunden-Chirp-Rate kann das einfach mittels des 1 PPS (Puls pro Sekunde) Signals eines GPS-Empfängers erreicht werden. Der Bakensender wird mit dem 1-PPS-Signal synchronisiert und die Frequenz an die Phase eines

Referenzsignals des selben GPS-Empfängers gekoppelt. Ebenso wird der 2m-Empfänger an das Referenzsignal des GPS-Empfängers, das die 1 PPS liefert, gekoppelt, so dass er auf exakt der selben Frequenz liegt wie der Sender. Dadurch, dass man das 1-PPS-Signal eines GPS-Empfängers verwendet, um die Symbolrate des Systems zu liefern, braucht man keine Zeitinformation im Modulationsprotokoll auszusenden. Ein weiterer Vorteil der Verwendung der 1-PPS-Zeitraße besteht darin, dass die Entfernung zwischen Bake und Empfänger ermittelt werden kann. Da sich das Bakensignal mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet, wird die benötigte Zeit zwischen dem Ausgang des angepassten Filters und dem Start des 1-PPS-Signals der Entfernung entsprechen. Wenn z.B. die Bake 30.000km entfernt wäre, dann würde eine Verzögerung von 100mS zwischen Start des 1-PPS-Signals und dem Auftreten am Filterausgang eintreten. Das Chirp-System könnte auch in einem Radar-Modus betrieben werden, der eine Echtzeit-Anzeige der Ausbreitungsbedingungen in Richtung der Sende- und Empfangsantennen ermöglichen würde (sie müssen hierbei beide in dieselbe Richtung zeigen). Ausführlichere Informationen dieser sehr interessanten Applikation wurde durch ihren Entwickler Andrew Martin, VK3OE, im DUBUS-Heft 2/2010 vorgestellt. Andrews ursprüngliches Konzept war für ein bistatisches Radar gedacht, bei dem die Sende- und Empfangsantennen geographisch voneinander getrennt sind, damit das Signal des Senders den Empfänger nicht überlastet. Das ist nötig, weil im Gegensatz zu einem gepulsten Radar, hier auch bei nur einem Chirp die Sendedauer sehr lang ist. Durch Vergrößerung der Breite des Chirps jedoch, sagen wir auf 100 kHz, und Reduzierung der Zeit auf 1 mS (so dass wir ungefähr den selben Systemgewinn erhalten, wie zuvor beschrieben), und Verwendung einer schnellen Sende-Empfangsumschaltung mit PIN-Dioden, ist es möglich, ein monostatisches Radar zu implementieren, bei dem Sender und Empfänger am gleichen Standort sind. Das eröffnet jedem Funkamateur die Möglichkeit, Ausbreitungsbedingungen in Echtzeit von der eigenen Station aus auf jedem Band zu untersuchen.

Hardware und Software

Anfängliche Experimente zum Beweis des Arbeitens dieses Konzeptes wurden mit einer PC-Soundkarte gemacht, die den Audio-Output eines VHF-SSB-Empfängers digitalisierte. Das Signal wurde mit der bekannten kostenlosen Soundkartensoftware Spektrum Lab verarbeitet.

Siehe <http://www.qsl.net/dl4yh/spectra1.html>.

Diese Software kann verwendet werden, um Chirp-Signale zu erzeugen und zu demodulieren. Im Betrieb wird die RX-NF in den linken Audio-Kanal der PC-Soundkarte eingespeist und das 1 PPS-Signal (angemessen in der Amplitude begrenzt und differenziert) wird in den rechten Kanal gespeist. Das funktionierte als ein Anfangsbeweis für das Konzept, ist aber aus folgenden Gründen nicht für einen ernsthaften Dauereinsatz geeignet:

- Die Uhr in einer typischen Soundkarte ist nicht besonders genau, was in einem Frequenzfehler und damit Entfernungsfehler resultieren wird.
- Es ist recht kompliziert die entsprechenden Programmeinstellungen vorzunehmen, allerdings kann ein Setup-File gespeichert und an die User weiterverteilt werden.
- Obwohl die Software an ein externes 1-PPS-Signal gekoppelt werden kann, gibt es interne Verzögerungen bei der Signalverarbeitung, die kompensiert werden müssen. Im Ergebnis wäre die Entfernungsanzeige unzuverlässig.
- Es gibt keine Möglichkeit das Chirp-Signal über eine Anzahl von Sekunden zu integrieren.
- Eine mögliche Bakenkennung kann nicht dekodiert werden.

Als Dauerlösung habe ich mich deshalb für das High Performance Software Defined Radio Project (<http://openHPSDR.org>) entschieden, bei dem ich bereits seit einigen Jahren involviert bin. Die Empfangsplatine Mercury¹ auf einem Atlas-Board, das mit einem Metis Ethernet Interface ausgerüstet ist, kann an ein 10-kHz-Referenzsignal eines Jupiter-GPS-Empfängers (oder alternativ an 10 MHz eines passenden Standards) phasengekoppelt werden. Die Daten des Mercury-Empfängers können dann mittels der 1-PPS-Signale des GPS-Empfängers mit „Zeitstempeln“ versehen werden.

Der Mercury-Empfänger arbeitet von 10kHz bis 55MHz, so dass für 2m ein entsprechender Konverter benötigt wird, der selbst an einen GPS-Standard gekoppelt wird. Soll ein solcher Downkonverter konstruiert oder angepasst werden, kann der Mercury-Empfänger ein 122.88MHz LVDS (low voltage differential signaling) Signal liefern, das bereits an das GPS/10MHz-Referenzsignal phasengekoppelt ist, und als LO verwendet werden kann. Eine passende Software für den Chirp-Decoder, die unter Windows läuft und direkt mit dem Metis Ethernet Interface arbeitet, wurde von Hermann von Hasseln, DL3HVV, geschrieben. Der Screenshot von Hermanns Software in Abb. 2 zeigt den Empfang einer Chirp-Bake, die im oberen Bandscope zu sehen ist. Der Ausgang des angepassten Filters ist darunter zu sehen. Die Entfernung zu Bake wird ebenfalls angezeigt.

Die Software von DL3HVH ermöglicht es, Audiofiles im WAV-Format abzuspielen. Diese können Testsignale zum Überprüfen der Empfangssoftware enthalten oder tatsächlich aufgenommene Signale. Bis dato wurden Experimente mit dem Jupiter-GPS-Modul (wird oft bei Ebay angeboten) getätigt, das RS232-Ausgänge für 1PPS, 10kHz und TTL-Pegel hat. Vorzugsweise sollte die „T“ oder „Timing“ Version des Jupiter-Empfängers verwendet werden. Der RS232-Ausgang, sofern auf Binärmodus gestellt, liefert das aktuelle Datum und die Zeit, sowie den Status des GPS-Empfängers (synchronisiert mit der positiven Flanke des 1-PPS-Signals), um, wenn benötigt, die Bakensendung zu takten und den Sender zu blockieren, falls die GPS-Anbindung ausfallen sollte.

Abb. 2

Es soll angemerkt werden, dass jegliche Fehler bei der Frequenz oder Zeit im System in einem Fehler bei der angezeigten Entfernung und einer Verkleinerung der Amplitude am Ausgang des angepassten Filters resultieren werden.

Identifizierung der Bake

Um eine Bake positiv zu identifizieren, zusätzlich zur Frequenz und dem erwarteten Entfernungsbereich, soll bei der Bakenaussendung ein Rufzeichen codiert werden. Die folgende Technik wurde entwickelt, muss aber noch umgesetzt werden. Die Simulation aber zeigt, dass dies zufriedenstellend bei einen S/N von mindestens -30 dB funktionieren wird.

Um ein Rufzeichen nach dem Schema Buchstabe/Zahl + Buchstabe + Zahl + Buchstabe + Buchstabe + Buchstabe (z.B. VK6APH) zu codieren, werden 28 Datenbits benötigt. Wenn die Zahl/Buchstabe am Anfang oder der letzte Buchstabe entfallen, werden diese durch Leerzeichen ersetzt. Um eine logische „0“ zu codieren, wird ein Vorwärts-Chirp verwendet, während ein umgekehrter Chirp zur Codierung der logischen „1“ verwendet wird. Um das kurze Beispiel „0010“ zu senden, müsste die folgende Sequenz gesendet werden (siehe Abb. 3):

Abb. 3

Die Software auf dem PC wird angepasste Filter für den Vorwärts- und Rückwärts-Chirp haben, um die Information zu dekodieren. Wie oft und wann genau die Bake die Identifikation senden soll, muss noch bestimmt werden. Die Uhrzeit des Beginns der Identifikation wird mit der GPS-Zeit synchronisiert und an einer 1-PPS-Grenze beginnen, so dass es sehr genau sein wird. Die Dekoder-Software muss noch geschrieben werden. Für die Zukunft ist geplant, eine Vorwärtsfehlerkorrektur (FEC) hinzuzufügen, um die Leistungsfähigkeit zu erhöhen.

Ein interessantes Baken-Projekt

Es ist geplant, die Chirp-Modulation für die neue VK6RIO-Bake auf 144.950 MHz einzusetzen. Diese Bake wird in Westaustralien zur Zeit von der WANCER-Gruppe im Locator OF78VD aufgebaut. Sie wird mit 100 Watt und 4 Yagis in Richtung Reunion (FR) senden, was gut 6000km entfernt liegt.

Zusammenfassung

Der Einsatz GPS-synchronisierter Chirp-Modulation ermöglicht die Beobachtung weit entfernter Baken mittels bereits verfügbarer Hard- und Software. Die Verwendung des Chirp-Modes als mono- oder bistatisches Radar bietet großartige Möglichkeiten in Echtzeit ein Abbild der Ausbreitungsbedingungen für jedes Band zu erhalten, ohne am weit entfernten Ende der Strecke auf einen Operator oder Bake angewiesen zu sein. Die Chirp-Modulation benötigt deutlich mehr Bandbreite als die üblichen Schmalbandbetriebsarten, es könnten aber mehrere Baken im Abstand von 10 kHz arbeiten, ohne sich gegenseitig zu beeinträchtigen. Durch Verwendung deutlich breiterer „Chirps“ auf den UHF- und Mikrowellenbändern, wo es viel Platz gibt, können noch höhere Systemgewinne erreicht werden, die das Potential haben, eventuell neue Ausbreitungsarten zu entdecken. In vielen Ländern dürfen Funkamateure auf 6m und den höheren Bändern bis zu 100 kHz breite Aussendungen tätigen. Durch Erhöhung der Chirp-Breite auf 100kHz² gewinnen wir zusätzlich 17dB. Falls also jemand EME mit Handfunkgeräten machen möchte... hi.

Der Autor bedankt sich für die Entwicklung des ursprünglichen Konzeptes bei Adrew Martin, VK3OE.

¹ Der Mercury liefert ein komplexes Ausgangssignal (d.h. in Phase & Quadratur), so dass die S/N-Leistung nochmal um 3 dB besser ist, was wir bisher als Reserve belassen haben.

² Mercury liefert bis zu 192kHz Empfangsbandbreite.

50% more Output on 122 GHz for CW Transmitters & Transverters

by Philipp Prinz, DL2AM

Recently I built three 122 GHz beacon transmitters and receivers for two universities, which will be used for atmospheric and propagation research. During their construction I found some possibilities for improvements, which are described in this article. While measuring the multiplier output I noticed that lateral movement of the WG used for the measurement with respect to the multiplier WG resulted in a higher output on 40 GHz. Obviously the multiplier (CMA 382400 AUP) is not perfectly matched to the 50 Ohm line on the PCB. (No. 47 from DB6NT). The shorting block with the tuning element above the input coupling, at the input of the PCB, is not sufficient for obtaining a good match. Inserting two more adjustment screws into the WG did not result in any noticeable improvement. The highest output power on 122 GHz was reached when the multiplier was slid slightly laterally (sideways), resulting in the waveguides not being in perfect alignment. This can be done by milling two slots 5 mm long into the multiplier body. The lateral offset should be about 1.9 mm (see Fig. 1 and Fig. 2). After this the tuning element of the short circuit block needs to be readjusted. The multiplier needs a very good contact to the mixer casing and needs to be pressed tightly to it when the screws are tightened. The result is that with one MA4E1310 diode 2 mW CW output power on 122 GHz can be achieved - about a 50% increase. Alternatively a matching iris could be made from 0.1mm silvered brass sheet (see Fig. 3). This iris is inserted between the multiplier WG and the mixer WG and slid laterally as far as necessary for the best output, i.e. best matching. However, only about 35% more output was achieved this way.

I think that the reason for this matching problem is that this multiplier when working on 40.749 GHz is already out its specified range of 38.25 to 40.025 GHz. But the main problem with these multipliers is that when they are used on 40 GHz, the output power is always a bit low for the following mixers and multipliers. Rarely do they deliver more than 100mW on 40.749 GHz and the diodes MA4E1317 and MA4E1310, respectively and MA46H146 work really well only at higher drive levels, which I have reported already in previous articles [1]. This explains why better matching results in 50% more output here.

On 76 GHz, i.e. 38.016 GHz for the multiplier, this effect is significantly less. I think the reason is that this frequency is almost inside the specified frequency range and thus the matching is better. You can see that good matching is half the battle...

Now a few general words regarding the adjustments for matching the 50 Ohm lines on the PCBs of amplifiers, multipliers and mixers in the GHz range. I use small silvered tuning flags, e.g. 0.6mm x 0.6mm in size for 40 GHz, and put them on the 50 Ohm line and position them with the help of a very sharp wooden toothpick or something similar. When optimum matching is found, i.e. the highest output, I move the flag by 90 degrees off to the side. Then a bit of two-component silver conductive glue is applied with a thin needle to the optimal spot on the 50 Ohm line. Next I dip a thin needle in liquid flux and use it to pick up the flag, which sticks to the needle, and move it to the original optimal spot where the glue is. The plate will stick to the glue and as the needle is sharp it can be removed without disturbing the flag. Now the flag can be moved again with a thin toothpick into the optimal position for maximum output. A second optimisation attempt could be made on another spot on the 50 Ohm line if you wish. It is not necessary to further cure the glue with heat. With good eyes and firm hands it is possible to do all this without any additional aid.

In earlier tests I have found that the signal to noise ratio from one of my transverters was always better than the others. Now I realise that in this transverter a different small multiplier S00-4079 was used, which needs only 9 V DC supply voltage. I made new extensive noise measurements on 122 GHz with a 70dB attenuator from Flann and found that with this small multiplier at the mixer the noise is always 3 dB less than with the big multiplier CMA382400AUP (Fig. 4). Of course the RF power on 40 GHz was always set to the same level for these measurements. My conclusion is that the small multiplier has less noise on 40 GHz. Unfortunately these small multipliers (Fig. 5) are now discontinued.

I wish you fun and success for your optimisations. 73 Philipp DL2AM

[1] Philipp Prinz, DL2AM, 122 GHz-Transverter, Dubus 2/2006

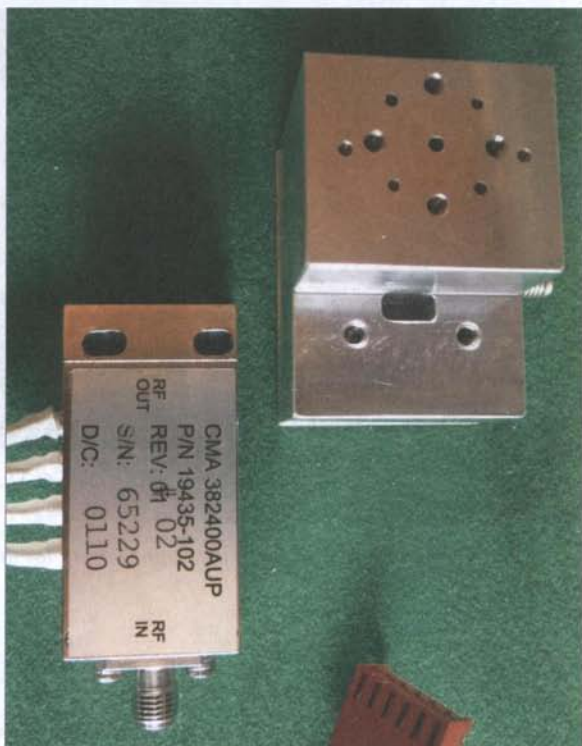
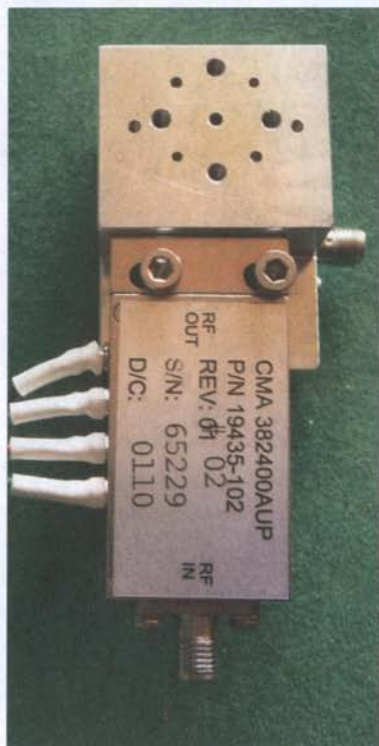


Fig. 1 & Fig. 2: The large multiplier with long holes

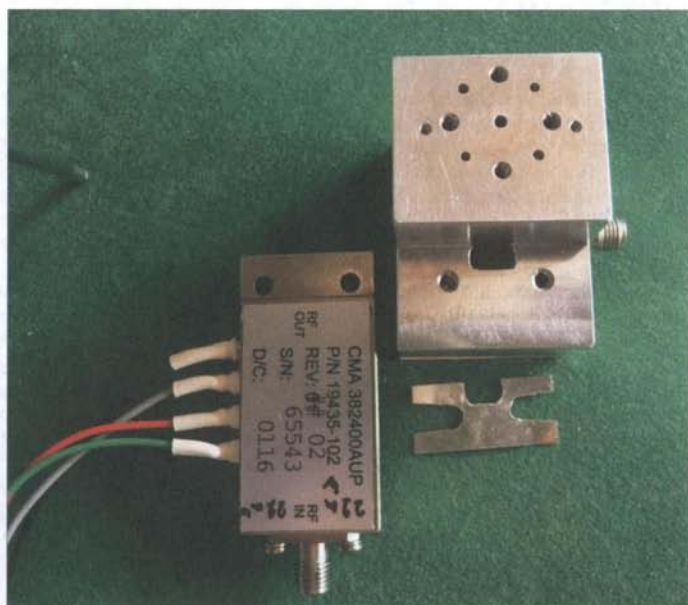


Fig. 3: Multiplier with matching aperture

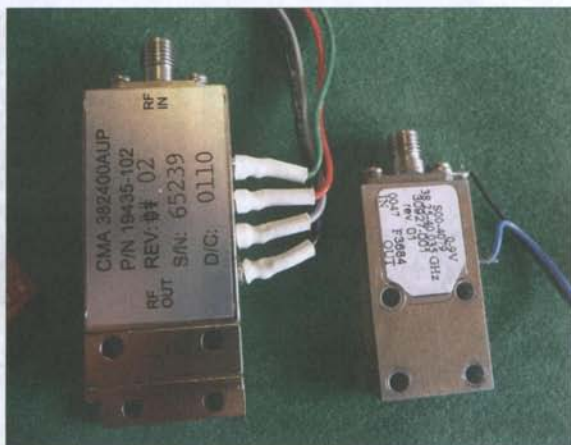
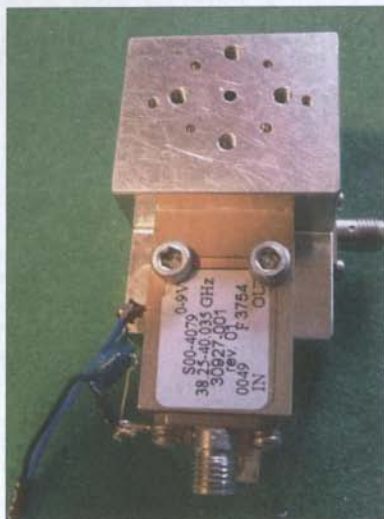


Fig. 5: The big and the small multiplier

Fig. 4: The small multiplier attached to the mixer

Fig. 6 (see below): My homemade transverters for the bands from 24 GHz to 241 GHz

50% mehr Output auf 122 GHz bei CW-Sendern und Transvertern

von Philipp Prinz, DL2AM

Bei der Herstellung von 3 Baken und 3 Empfängern für 122 GHz für zwei Universitäten, die Atmosphären- und Ausbreitungs-Forschung machen, bin ich auf nachstehende Verbesserungen gekommen. Bestimmt werden auch wir Radioamateure von diesen Forschungen einmal profitieren. Beim Vermessen des verwendeten Multipliers (Vervielfacher), siehe Foto 5, ist mir aufgefallen, dass durch seitliches Verschieben des Messhohlleiters gegen den Multiplier-Hohlleiter eine höhere Ausgangsleistung auf 40 GHz erreicht wird. Die Multiplier mit der Nr. CMA 382400 AUP sind nicht optimal an die 50-Ohm-Leitung der PCB Nr. 47 von DB6NT angepasst. Der Kurzschluss-Block mit dem Tuning-Element über der Einkopplung am Eingang der PCB reicht nicht aus, um eine gute Anpassung zu erreichen. Das Anbringen von zwei Anpass-Schrauben in den Hohlleiter des Mischergehäuses brachte keine merkliche Verbesserung. Die größte Ausgangsleistung bei 122 GHz erreichte ich, wenn der Multiplier seitlich verschoben wird, so dass die Hohlleiter nicht mehr aufeinander fluchten. Dies kann unter anderem dadurch geschehen, dass in den Multiplier zwei Langlöcher von ca. 5 mm Länge gefräst werden. Achtung: Mikro-Technik im Multiplier. Die Verschiebung zur Seite soll ca. 1,9 mm betragen (siehe Abb. 1 und 2). Danach muss das Tuning-Element vom Kurzschluss-Block nachgeglichen werden. Der Multiplier benötigt auf seiner Auflagestelle am Mischer-Gehäuse sehr guten Kontakt und muss vor dem Anschrauben gut angepresst werden. Durch diese Maßnahme erreichte ich jetzt mit einer MA4E1310-Diode eine CW-Leistung von 2 mW Output auf 122 GHz. Auch kann alternativ eine Anpassungs-Blende aus 0,1 mm versilbertem Messingblech angefertigt werden (Abb. 3). Diese Blende wird zwischen dem Multiplier-HL und dem Mischer-HL eingelegt und so weit verschoben, bis optimale Anpassung bzw. maximaler Output des Mixers bzw. Vervielfachers erreicht ist. Durch diese Blende erreichte ich aber nur ca. 35 % mehr Ausgangsleistung. Ich denke, dass das Problem darin besteht, dass dieser Multiplier bei 40,749 GHz außerhalb des vorgesehenen Frequenzbereichs von 38,25 bis 40,025 GHz betrieben wird und dies dadurch eine schlechte Anpassung ergibt. Das wirkliche Problem bei diesen Multipliern ist

aber, dass sie bei 40 GHz immer zu wenig Ausgangsleistung produzieren für unsere Mischer und Vervielfacher. Selten geben sie mehr als 100 mW bei 40,749 GHz ab und die Dioden MA4E1317 bzw. MA4E1310 sowie MA46H146 werden erst bei höherer Ansteuerung munter, was ich ja schon früher berichtet habe. So ist auch zu erklären, wieso eine 50%-ige Leistungssteigerung durch diese verbesserte Anpassung erzielt wird.

Nach langwierigen Mess-Versuchen mit mehreren Mess-Aufbauten bin ich, wie bereits früher schon, zu dem Entschluss gekommen, dass bei einem 122-GHz-Transverter der beste Signal-Rauschabstand erzielt wird, wenn der Input beim Multiplier bei 13,567 GHz soweit erhöht wird, bis gerade eine leichte Sättigung des 40,7 GHz Signals erreicht ist. Bei Empfang ist die 5V-Spannung des Multipliers soweit zu erniedrigen, bis größter S/N-Abstand vorhanden ist. Diese Spannung kann sich bis auf 2,8V absenken. Beim Senden kann die Spannung vom Multiplier bis 6,2V sein und dies gibt den höchsten Output.

Bei 76 GHz, das heißt bei 38,016 GHz des Multipliers, ist der Effekt einiges geringer. Meiner Meinung nach liegt dies daran, dass die Frequenz fast innerhalb des vorgesehenen Frequenzbereiches liegt und dadurch die Anpassung gut ist. Man sieht auch hier, eine gute „Anpassung“ ist das halbe Leben.

Nochmals ein paar Worte zum Abgleich bzw. zur Anpassung einer 50-Ohm-Leitung in PCBs von Verstärker, Vervielfachern und Mischern im GHz-Bereich. Ich nehme verschiedene, z.B. bei 40 GHz 0,6 x 0,6 mm kleine, versilberte Plättchen, lege eines auf die 50-Ohm-Leitung und verschiebe dieses mit einem sehr spitzen Holzstäbchen oder ähnlichem. Wenn ich optimale Anpassung bzw. maximalen Output erreicht habe, schiebe ich das Plättchen im 90° Winkel zur Seite. An der vorher gelegenen Stelle auf der 50-Ohm-Leitung bringe ich mit einer spitzen Nadel ein klein wenig 2-Komponenten-Silberleitkleber auf. Nun nehme ich wieder eine sehr spitze Nadel, tauche diese in weiches Kolophonum ein und piekse dieses Plättchen auf und lege es wieder auf die gleiche Stelle wie zuvor direkt auf den Silberleitkleber. Durch die spitze Nadel bleibt das Plättchen auf dem Silberleitkleber hängen und ich kann die Nadel abziehen. Nun kann wieder mit einem sehr spitzen Holzstäbchen oder ähnlichem das aufgeklebte Plättchen nur gering verschoben werden, bis beste Anpassung bzw. maximaler Output erreicht ist. Ein weiterer Versuch kann auch auf diese Art an einer weiteren Stelle auf der 50-Ohm-Leitung gemacht werden. Eine Aushärtung des Silberleitklebers durch eine höhere Temperatur ist nicht nötig. Mit einem guten Auge und ruhigen Händen kann diese Arbeit noch ohne zusätzliche Hilfsmittel durchgeführt werden.

Bereits früher habe ich bei Signal/Rausch-Verhältnis-Messungen festgestellt, dass ich bei einem bestimmten Transverter immer gute Werte hatte. Inzwischen ist mir durch Versuche aufgefallen, dass an diesem Transverter ein kleiner Multiplier S00-4079, der nur 9 Volt Versorgungs-Spannung benötigt, angeschraubt ist. Mit meinem neu erworbenen Attenuator von Flann, der bis 70 dB Dämpfung zulässt, habe ich nochmals ausführliche Signal/Rausch-Verhältnis-Messungen auf 122 GHz gemacht. Dabei stellte ich fest, dass, wenn ich so einen kleinen Multiplier an dem Mischer anschraube, ich immer um 3 dB bessere Noise-Werte erzielte, als mit einem großen Multiplier CMA382400AUP (Abb. 4). Die HF Leistung auf 40 GHz stellte ich bei allen Versuchen auf den gleichen Pegel ein. Mein Resümee daraus kann nur sein, dass der kleine Multiplier ein geringeres Rauschen bei 40 GHz hat. Leider sind diese kleinen Multiplier nicht mehr zu beschaffen (Abb. 5).

Viel Freude beim Optimieren wünscht Philipp - DL2AM

Abbildungen:

Abb. 1 & 2: Großer Multiplier mit Langlöchern versehen und auf Mischergehäuse montiert

Abb. 3: Multiplier mit Anpassungsblende

Abb. 4: Kleiner Multiplier auf Mischer montiert

Abb. 5: Großer und kleiner Multiplier

Abb. 6: Meine gebauten und verwendeten Transverter von 24 bis 241 GHz



76 GHz and 122 GHz in a single Transverter

by Alan Devlin, VK3XPD

Introduction

After reading an article [1] written by Kerry Banke – N6IZW, I became enthused with building gear for 47 GHz. It was not long however before I realised I had all the parts needed to build a 76/78 GHz transverter instead. This homebrew, prototype transverter is - with just one exception - ALL coaxial.

Two prototype transverters as shown in figure 1 were designed and built all within the space of 4 weeks. They still look a bit rough but of greater importance to me is that they work amazingly well!

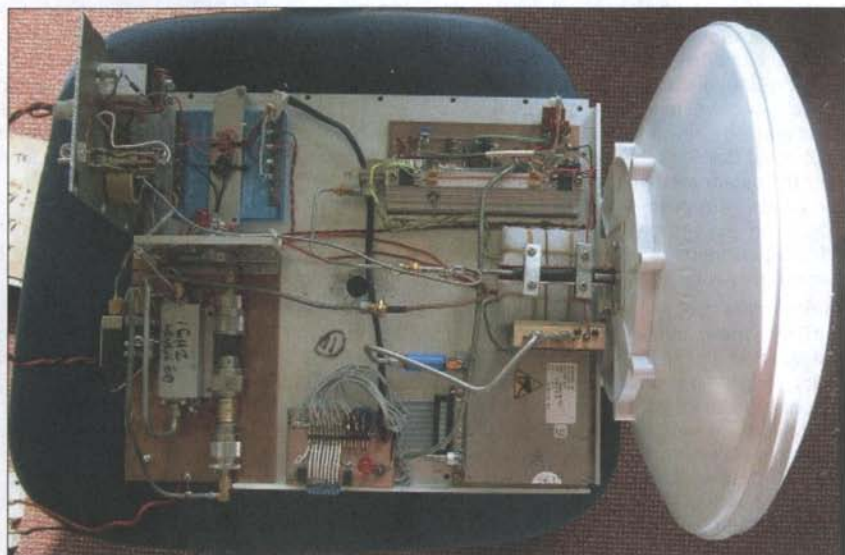


Fig. 1: Completed transverter

Circuit discription

Referring to the block diagram, fig. 2, each transverter consists of a DIP switch settable, Microsource 26 GHz YIG oscillator. This brick requires a 960 MHz reference which is then TCXO locked back to 10 MHz. By removing the internal passive doubler, this brick, now on 13 GHz, delivers up to +16 dBm to drive a x3 or x4, 39/40 GHz multiplier (CMA382400AUP) delivering about 100 mW (+20 dBm). This multiplier is mounted on the upper right of the heatsink. Some of you will recognise this part number as the same as Philipp, DL2AM, has used in his 76/122/241 GHz hardware.

After tripling, this 39/40 GHz signal exits through a WR-28 waveguide port. Apart from this WR-28 to SMA(m) transition, fitted on the output port of the CMA 39/40 GHz multiplier, I have NOT used any waveguide components. The RF is then fed by coax to pump a pair of antiphase diodes (from surplus 14 GHz mixers. Die diodes were "pulled" from some 12/14 GHz Qualcomm hardware that members of the San Bernadino Microwave Group, including Chuck Houghton - WB6IGP silent key, had developed into a 10 GHz transverter project a few years back) and then mounted/soldered on the end of a piece of UT141 semirigid cable (hardline). I tried to retain a lot of the outer jacket to get good earthing.

Some prototype mixers I built are shown later in fig. 7. A small flared horn is fitted over these diodes and this feed is then slid through a rear dish mount and aimed at an integrated Cassegrain reflector in the radome of a 300 mm dish. The positioning of this horn relative to the diodes is VERY critical. Correctly

positioned, a performance improvement of more than 15-20 dB can be expected. Signal polarisation is still an issue, so rotating one feed for optimum performance is necessary. I have no idea what polarisation I set my feeds for. Horizontal or vertical or offset? I would welcome comments on how can I determine this. Figure 3 shows the Cassegrain dishes during my early testing.

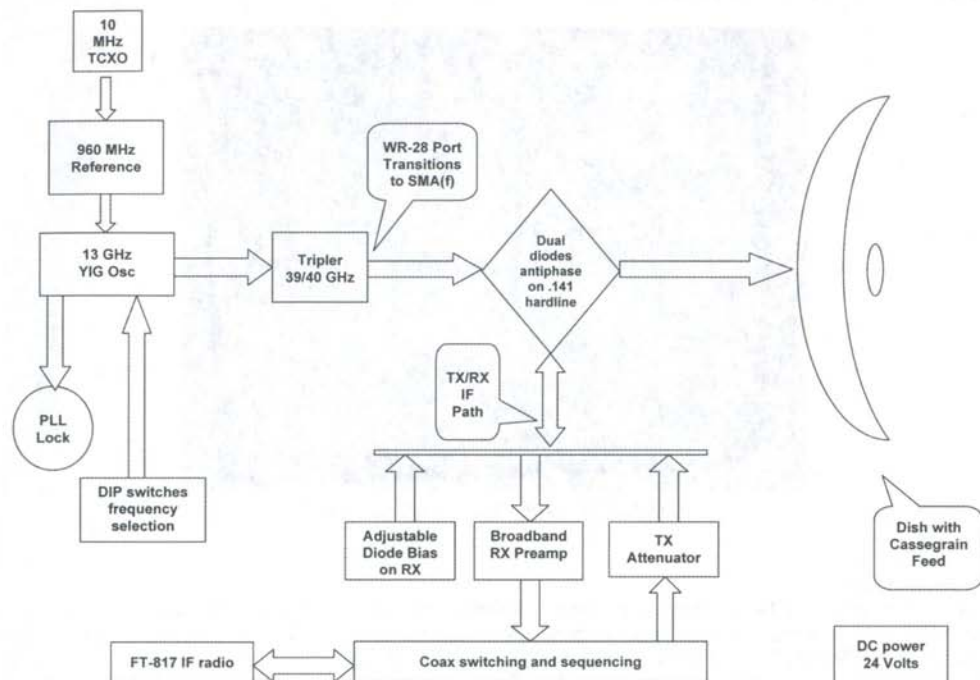


Fig. 2: 76/122 GHz transverter - block diagram

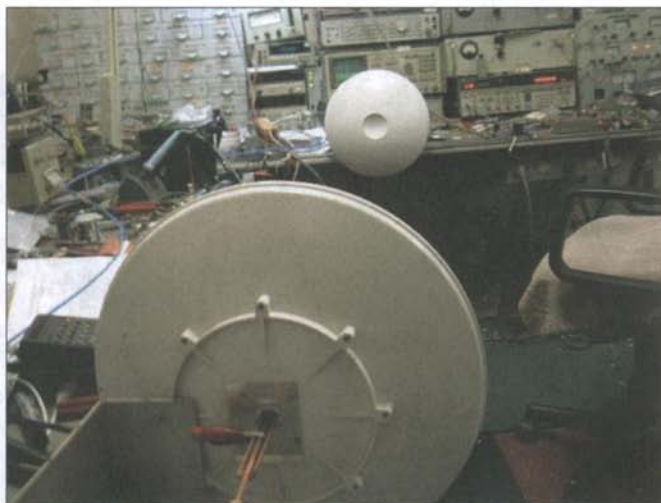


Fig. 3: Cassegrain dishes

The second harmonic of 39 GHz is of course 78 GHz! Figure 4 shows the unfiltered, double sideband signal the 78 GHz centre frequency with its 2 sidebands, 144 MHz either side. The other signals to the right of the 78 GHz centre are mixer products. They are NOT real!

NOTE: I deliberately chose to use our VK 78 GHz segment because, although the Microsource brick will function (and lock) down to 12.65 GHz, I found the output of the x3 CMA382400AUP multiplier block was dropping away because it is operating at its lower frequency limit.

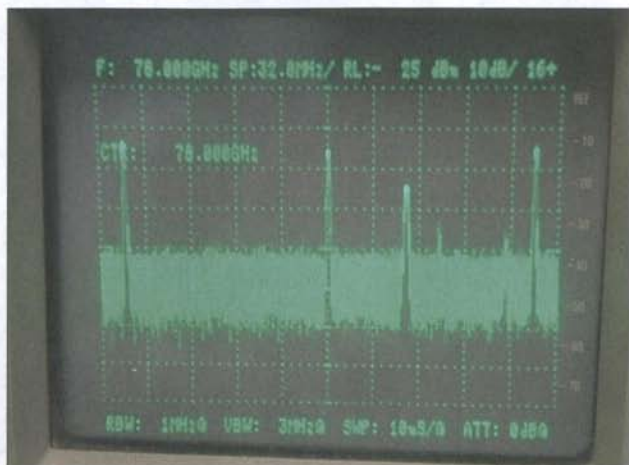


Fig. 4: Measuring the output spectrum

IF connection

The IF connection for Tx and Rx is quite simple. Referring to Figure 5, I cut a small hole in the UT141 to expose the inner conductor near the SMA connector that couples to the x3 multiplier. I then soldered the braid of a thin flexible Teflon coax (RG-174 or similar) along the side of the UT141 copper jacket with the inner conductor in line/near this hole. This is the IF cable. I then solder a short but very fine piece of wire from the centre conductor of the UT141 to the junction of a 1 nF capacitor and a 470 Ohm resistor. The 1nF connects to the inner of the IF cable. DC isolation is necessary because the RX DC bias (see below) via the 470 Ohm will be shunted. This thin IF connection forms an RF choke @ 39 GHz but it allows 144 or 432 MHz to pass with minimal attenuation. I have unsoldered the 470 Ohm and the bypass capacitor from the UT085 bias line for clarity.



Fig. 5: IF connection

DC bias for the diodes in RX

The multiplier diodes I have used to date are ordinary Schottky units. Transverter Rx sensitivity can be considerably optimised by setting/adjusting some nominal DC bias for these diodes. During my testing, I noticed that the optimum bias voltage is somewhat temperature dependent and the diodes may also give greater efficiency (less loss) with either + or - biasing. To achieve this, I used a 5 k Ω potentiometer with +5 and - 5 Volts on either end. The wiper with the series current limiting resistor (470 Ω) connects to the centre of the antiphase diodes. Varying the pot varies the voltage plus and minus. In Figure 4, the UT085 semirigid cable is the bias line. I also found a small decoupling capacitor on this bias line at the IF connection point to earth improved the Rx signal to noise performance.

Relay switching

Standard coaxial relay switching is necessary. On Tx, the SSB signal from the FT-817 is switched and attenuated down to a few milliwatts. Between 0 dBm and +7 dBm works fine. I found if too much IF injection is applied, the sensitivity (diode response?) is degraded giving reduced output. On Rx, a broadband RF amplifier is fitted in the Rx path to improve the overall sensitivity. Figure 6 refers.

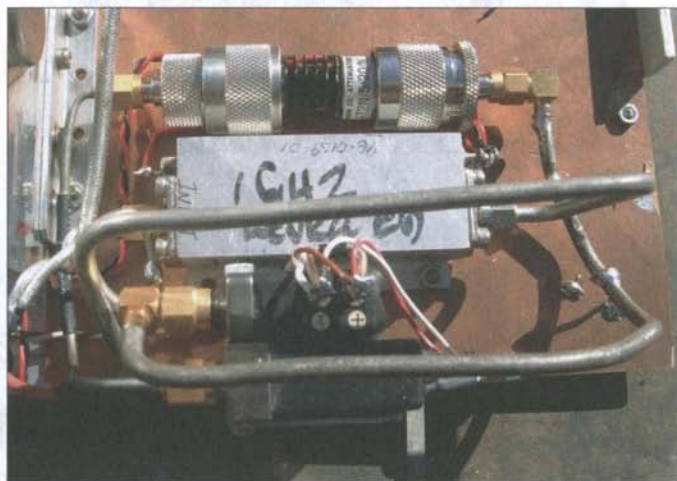


Fig. 6: Relay switching

Output power on 78 GHz

The absolute power level on 78 GHz is difficult to quantify. I don't think it can be measured easily. The pumped antiphase diodes are mounted on the end of the UT141 semirigid cable and pushed into the dish at or near the focal point. Therefore there are no coaxial or waveguide connections available.

However, with both dishes pointing at each other and separated by 2 metres, using my homebrew uncalibrated harmonic mixers I have measured at best on the spectrum analyser a level of -25 dBm on 78 GHz. Suffice to say that it is a whole lot less than ONE milliwatt.

The first ever VK, 78 GHz QSO was conducted over a 1.5 kilometre suburban path on August 3rd, 2011. The operators were Alan VK3XPD and Michael VK3KH. This record was extended a few days later to circa 12 kilometres. Signal reports over this longer path were 51 both ways. One significant observation was quickly identified. The pointing of our small 300 mm dishes is extremely sharp on these higher frequencies. As an investigative exercise, on the shorter path, we tuned up the band to the 3rd harmonic of 117 GHz signal. Although it was a very weak signal, it was quite audible. This clearly showed good prospects for operation on 122 GHz. Now, perhaps some of you may be thinking that this could have been a 39 GHz QSO and not 78 GHz?

In the course of developing this simple transverter, I built up multiple sets/versions of homebrew harmonic mixers to test on my spectrum analyser. A sample of my prototypes can be seen in below in figure 7. All these units worked OK with some variability. I found the leaded antiphase diodes make excellent harmonic mixers. For many of us, the likelihood of owning the rather expensive HP1197X waveguide series of harmonic mixers for V, E or W bands is a dream. The techniques I have described here make it VERY easy for almost anyone to build their own harmonic mixers that are usable well beyond 100 GHz.

With my homebrew mixers, I can now easily see these 78 and 122 GHz signals. In bench testing, I have actually seen signals up to 140 GHz, the upper frequency limit of my Anritsu MS710E spectrum analyser. Not bad for 14 GHz diodes! The absolute conversion loss may be unknown - but who cares. It's the ability to actually see and quantify these frequencies. And best of all, these 100+ GHz harmonic mixers only cost a few \$ to make.



Fig. 7: Mixer prototypes



Fig. 8: Antiphase Diode mounted on the end of the UT141 semirigid, closeup view

Another method of determining the transverter operating frequency

I use 10 MHz TCXOs to lock the 13 GHz oscillators. There are however slight differences in the TCXO frequencies. Therefore, the locked 13 GHz sources do not have identical output frequencies. Consequently, each transverter has a frequency offset or difference due to these very small TCXO frequency differences. The result is that my transverters have about a 22 kHz difference between the 13 GHz oscillators. After the x3 multiplication of these 13 GHz signals, the frequency difference between the transverters is now 66 kHz for the 39 GHz signal, 132kHz for the doubled 78 GHz signal and finally 198 kHz for the 3rd harmonic on 117 GHz.

For our 78 GHz QSO, one of our FT-817 IFs on 2 metres was simply tuned 132 kHz higher (or lower for LSB) in frequency. So, with one IF rig running a CW ident on 144.150 MHz, the other IF Rig was tuned to 144.282 MHz where the 2nd harmonic 78 GHz Signal should be. Consequently, this also means that an IF to IF contact is NOT possible! Interestingly, this frequency difference is an advantage, because if I had used GPS locking on both transverters... there would have been zero frequency offset/error. For this scenario, a 39 GHz contact (strongest Signal) or worse, an IF to IF Contact would have been unavoidable. The multiplication technique I have used means that the fundamental 39/40 GHz pump signal is also radiated. There is an obvious benefit here. Being much louder than the desirable 2nd harmonic, this 39/40 GHz signal can be used for initial dish alignment/sighting and then we tune up the band to the desired 2nd or 3rd harmonic for 78/122 GHz, defined by the TCXO differences between the transverters. For shorter close in distances when testing the gear in the field, using the 39/40 GHz signal is not really necessary, because the 78/122 GHz signals are so much stronger - closer in. However, over the longer distances, this technique of initially optimising our dish pointing using the stronger 39/40 GHz injection signal worked VERY well for us.

122 GHz operation

After the success we had on 78 GHz, I started looking at the possibilities for 122 GHz. Since there is no frequency limiting waveguide used in my transverter design, both bands - 78 GHz (39.0 GHz x2) and 122 GHz (40.6 GHz x3) are potentially achievable with ONE transverter by simply changing the 13 GHz oscillator frequency. This is easily done by setting the dip switches. There was one proviso - would the 14 GHz antiphase diodes generate enough 3rd harmonic RF on 122 GHz?



Fig. 9: DIP switch for the YIG Oscillator

In VK, the 122 GHz allocation has a lower band edge of 122.250 GHz. To achieve this, the multiplier needs to deliver 40.75 GHz to the antiphase diodes. This frequency is towards the upper performance limit of the CMA382400AUP multiplier. So, I decided to use a 435.15 MHz IF which lowers the drive frequency down to a more efficient operating point of 40.605 GHz. This equates to 13.535 GHz from the brick. Bench testing with my homebrew harmonic mixers on the spectrum analyser showed I had a 122.25015 GHz signal but it was quite weak. I had also found the CTR960459102R01 X3 multiplier performed better, delivering more RF at the higher end - 40.6 GHz - than the CMA382400AUP multiplier. It also needs less RF drive than the CMA unit. Changing to the CTR unit, I found a noticeable improvement in the 122 GHz signal strength.

In further testing on 122 GHz, I found that altering the DC bias (for Rx optimisation) on the Tx unit, delivered a slight improvement in the Rx signal strength on the other unit. I'm not entirely sure why this bias was necessary. Normally, it would seem to indicate that I'm suffering from insufficient drive at 40.6 GHz. This still needs further investigation.

My initial observation on 122 GHz was the faster frequency drift due thermal changes affecting the TCXOs. IF signal wobbling (quiver) on the audible tone was also much more noticeable on this 3rd harmonic signal. I was able to reduce the frequency drift somewhat by fitting a heater and more insulation around the TCXOs. The signal wobbling is an interesting phenomenon. On the test bench, once the TCXOs are up to internal temperature and therefore relatively stable, the wobbling of a GPS locked IF signal (435.15 MHz CW carrier) from the Tx unit is quite noticeable on the 3rd Harmonic of 122 GHz. It get's even more noticeable when I tuned up to the 4th Harmonic of 162 GHz.

Not surprisingly, I could not find a signal at the 5th harmonic of 203 GHz.

The first ever VK, 122 GHz QSO was conducted over a 1.5 Kilometre suburban path. Signal reports were 51 both ways with some QSB.

So there you have it - a description of the techniques I used to develop ONE transverter that will cover BOTH 78 GHz and the 122 GHz bands.

In concluding this article - I hope the contents inspire a few of you to have a go with homebrew 78/122 GHz gear! Cheers, Alan VK3XPD

Acknowledgements

I want to thank Kerry Banke N6IZW, San Diego Microwave Group for his Technical article - A Simple Harmonic Mixer/Antenna Feed for 47 and 76 GHz Experiments and Will Jensby - W0EOM for supplying the 39/40 GHz multipliers.

(Hinweis: Deutsche Übersetzung ab S. 91)

Reference

[1] Kerry Banke N6IZW, A Simple Harmonic Mixer/Antenna Feed for 47 and 76 GHz Experiments.
<http://www.ham-radio.com/sbms/sd>

Extend your Spectrum Analyser to beyond 250 GHz -

with Simple Broadband Coaxial Harmonic Mixers

by Alan Devlin, VK3XPD

Introduction

With the success of the broadband coaxial harmonic mixers used in my "Simple 78 GHz and 122 GHz Transverter" project [1], I felt that the subject of simple homebrew coaxial harmonic mixers to extend the frequency range of most good spectrum analysers would be of interest to many amateurs.

The extension of the normal frequency range of any spectrum analyser requires operation in external mixer mode. With a suitable external harmonic mixer, the user can then view frequencies typically from Ku Band, 18 GHz minimum through to D Band, 170 GHz and beyond to 300 GHz. For Tektronix spectrum analysers, the WM490 series of 2 port waveguide harmonic mixers were developed.

For the later generation of HP/Agilent spectrum analysers, this normally requires the mandatory use of 3 port waveguide harmonic mixers of the type HP1197x series. The use of 2 port mixers on these later Agilent/HP Models is not possible, because it is not supported (not a menu option) whereas most Tektronix, Anritsu and other brands have a selectable menu option for 2 port or 3 port mixers.

These proprietary HP/Agilent and Tektronix harmonic mixers are however fairly rare on the surplus market. They are also VERY expensive and have a limited frequency range (restricted by the waveguide) so multiple units are required to view these upper microwave frequencies.

The reasons for the use of 2 port or 3 port mixers will not be discussed here in any great detail. The reader can pursue the technical issues elsewhere. Suffice to say that most good spectrum analysers have the first local oscillator usually just marked OSC and an IF port extended to SMA connectors on the front panel. When using 2 port mixers, the IF is coupled (fed) back via a diplexer into the analyser via the OSC port whereas 3 port mixers use both the OSC and IF ports. All 2 and 3 port waveguide mixers usually contain multiple diodes to perform the mixing functions. For HP/Agilent products, the conversion loss and reference level offset (both in dB) are usually available as plotted data on the HP1197x series of waveguide mixers to facilitate better level accuracy.

In looking for a functionally cheap alternative for my shack laboratory, I have developed a very simple homebrew alternative. The broadband coaxial harmonic mixer discussed here enables the operator to actually see these higher microwave frequencies up to and beyond 200 GHz.

Let me emphasise this once again – the homebrew, 3 port coaxial harmonic mixer shown below has been tested on my HP8562A to well beyond 250 GHz over a one metre path!



Fig. 1: Homebrew 3 port coaxial harmonic mixer

The coaxial mechanism that I have used is not my own design. The concept however has been around for decades. The technique I have used is to simply pump a pair of RF/Microwave diodes connected in series in a coaxial circuit rather than the usual waveguide scenario. The usual term for this arrangement series diodes is antiphase. I then couple my IF port to these pumped diodes via a simple RFC/diplexer.

In developing these broadband microwave harmonic mixers, I have tested many RF diodes - mostly

Schottky types. The development of my 78/122 GHz transverter prototypes was dependent on two critical performance issues. The selection of a specific diode as a harmonic multiplier is NOT solely its ability to generate harmonics into the 100's of GHz region, but also its sensitivity as a Rx mixer. Subsequently, I have found that some diodes are excellent at generating the necessary broadband harmonics but they performed poorly as Rx mixers.

In this application, to provide an efficient microwave harmonic mixer which extends the frequency range of any spectrum analyser, the goal is simply to provide good/excellent Rx mixer sensitivity. For this application, we do not need the ability to generate high level harmonics as per the transverter project previously described.

For the most part, I have generally used the smaller, low signal level Schottky X and Ku band Tx and Rx mixer diodes, because they were low cost and produced the best results. I have also tested some higher power varactors, SRDs and various other diodes but I generally found they were usually poor Rx mixers. One example of a relatively low level RF Schottky diode used in Ku band mixers is the dual diode, HSMS-8202 in the SOT-23 package (SMD marking 2R). Single diodes connected in an antiphase format will also work but I have found they were not as efficient as the smaller SOT-23 packaged diodes in this application. In developing my homebrew coaxial harmonic mixers, I have tended to use the higher sensitivity Schottky SOT-23 and other similar packages because their small size means they fit nicely in a coaxial arrangement on the end of the UT085 hardline inside a feed horn.

WARNING: One disadvantage of using these quite sensitive signal diodes as coaxial harmonic mixers for spectrum analysers is that they are easily overloaded by high level signals. In my testing I have found the absolute level of a/any harmonic displayed on the spectrum analyser can vary quite considerably due to the magnitude of ALL the signals focussed on the homebrew coaxial harmonic mixer. This is particularly noticeable with the scenario of extreme signal levels. So, where we have a mix of weak signals, one of which we want to look at - in the presence of a much higher level signal(s) which causes the overload.

When overloaded, I have found the diodes themselves do not actually fail but they seem to suffer from some form of compression. As a result, they give false (low) readings on the spectrum analyser. This problem is easily overcome by either increasing the spacing (adding attenuation) between the signal source and the coaxial harmonic mixer or by optimising the mixer bias derived from the spectrum analyser for the desired harmonic. This adjustable DC bias is only used when external mixer mode is selected. The DC voltage (or current) optimises the performance of the diodes used in external 2 and 3 port harmonic mixers. I have also found that the magnitude of this DC mixer bias when optimising weak signals is NOT the same as when looking at higher level signals. When viewing a specific harmonic, any (all) higher level signals interact with this DC bias on the mixer so it must be monitored closely for optimum display level of the weaker harmonic(s) of interest.

Fabrication of homebrew coaxial harmonic mixers

The use of UT085 semirigid cable (hardline) has the obvious benefit of reduced losses when compared with the larger UT141. I suggest that you make the 2 port mixer as per the following technique and then add the IF connection later. Some of the photos are a bit hard to see because my digital camera does not do macro, so we have focal length issues. Firstly, I cut a slot of roughly 10 mm in either side of the UT085 semirigid with a Dremel or similar tool. Flatten and bend these flaps of copper 45 degrees away from the UT085 inner. Trim and round off the ends so that a length of 4 to 5 mm is retained. Pre solder (tin) each end. Strip back the insulation on the inner conductor. See Fig. 2. Then solder the single tab of the diode package to the inner conductor as shown in Fig. 3. Being careful not to crush the easily damaged diode package, bend the UT085 flaps towards the diode body to permit soldering to the 2 connection points of the diode. Try to be quick with the soldering to minimise the chance of heat damage.



Fig. 2: Prepared UT085 semirigid cable



Fig. 3: Diode soldered to inner connector



Fig. 4: Ready soldered Diode

Feed horn fabrication

The feed horn can of course be made and fitted prior to preparing the UT085 for mounting the diode but for this exercise we will fit it after the diode has been mounted. With the diode package now mounted on the end of the semirigid cable, it is now time to fabricate the feed horn with its sliding collar. This does present some minor difficulties.

In my development, I have tested various shaped feed horns. Cylindrical horns up to 1 cm in diameter gave poor results probably because they were not resonant for the specific frequency of operation. Tapered feed horns of the same outer diameter worked very well with excellent broadband performance. The optimum positioning of the feed horn relative to the diodes for best performance is however VERY critical. With the diodes positioned well down inside the conical horn, this can result in unwanted metallic contact. Because of this possible contact, I try to mount the diodes on the UT085 in a tapered angular fashion so they are more parallel to the inner feed horn surface.

I have used soft copper sheet for my feed horns. The outer diameter is roughly one centimetre. Its tapered length to the diameter of the UT085 is not critical being about 20-25 mm. I roll the horn shape, fit it over the semirigid and then lightly solder the edges of the Horn. Its shape etc. can be trimmed later. The sliding collar needs to be wrapped firmly around the UT085 and its edges soldered. It needs to be about 10-20 mm long. It must be a tight fit. It cannot be a loose fit! This collar seems to be providing an RF earth for the horn. It also provides frictional drag allowing the feed to be slid along the semirigid while supporting the horn centrally around the diode package. Fig. 5 shows an example of what your feed horn should look like prior to optimising.



Fig. 5: Feed horn with sliding collar on the hardline

Fitting the IF Port

Adding the IF Port is a fairly straightforward process but it is a little fiddly. Fabricate (shape) the IF Port cable from a smaller piece of UT085 semirigid including cutting back the shield to expose the inner for the IF connection point.

I recommend these UT085 semirigid cables be soldered together first and then cut the access hole with a Dremel or similar tool, because if the hole is cut in this main OSC line before soldering, the heat distorts the inner dielectric and the hole can fill with solder flux which could degrade the RF path. This access hole exposes the inner conductor of the main UT085 line for the IF/RFC connection. It is important the placement of the access hole be such that the soldered IF cable laps both sides of this access hole to give the now weakened main cable some physical strength. See Fig. 6. Do NOT make the access hole too large. RF leakage of the OSC signal will occur, causing performance degradation.

To form the IF Port connection, fit a very thin wire 5-6 mm long (coiled turns are not really necessary) from the inner conductor of the main OSC cable to the inner of the IF cable. See this very thin RFC connection in Fig. 7.

This RFC/IF connection forms a diplexer. It will be vulnerable to damage so a small protective cover will need to be soldered in place to protect this diplexer connection, as shown in Fig.1. A piece of 2mm diameter wire soldered between the sides of the IF loop in the first photo provides additional rigidity. There should be minimal degradation when converting any 2 port mixer to a 3 port mixer.



Fig. 6: IF connection



Fig. 7: IF connection – close up

Optimising 2 port or 3 port homebrew harmonic mixers

You will need to generate a known upper Microwave harmonic signal source. So 47/76 GHz or 134 GHz. The absolute frequency is not critical - whatever you can generate reliably from say the 3rd, 5th, 7th or 9th harmonics. I suggest if you make two coaxial harmonic mixers, then you can use one non optimised unit to generate some weak harmonics for the other unit to detect. I chose to optimise several feeds on 134 GHz because that is/was my frequency of interest. I am unsure, if the optimising process is frequency specific but all of my optimised horns worked very well broadband. I suggest mount your homebrew mixer in a vice. Slide the feed horn over the diodes almost to maximum distance. Aim this horn at your Microwave harmonic source. The distance/spacing may have to be quite close initially. See Fig. 8.

Connect your homebrew coaxial mixer to the spectrum analyser with either one or two cables for 2 port or 3 port working. It does not matter which mode so long as the spectrum analyser is set accordingly. Select external mixer mode and the desired frequency/band. Set the mixer conversion loss to say 30 dB. This will give you good sensitivity. Leave/set the frequency span as wide as possible initially. With any luck you should now see lots of signals (real and images) as the analyser sweeps across the screen. If not, bring the harmonic source closer to the harmonic mixer. Once you see signals, set the spectrum analyser for the absolute harmonic frequency you expect to view. Set the reference level for -20 dBm or more. Now, set the span to say 100 MHz or less. With any luck your desired harmonic will be visible. Optimise its displayed level with the mixer bias function. Verify the displayed signal is "real" by using the signal Identifier function.



Fig. 8: Setup for optimising the mixer

Now all you need to do is carefully slide the feed horn position in and out along the axis of the UT085 cable. You will also need to rotate it radially around the hardline. The combination of these two actions will allow you to optimise the displayed level on the spectrum analyser. BOTH of these actions will cause the viewed signal level to change radically from being NOT visible at all, to a 20-30 dB improvement. The final position of the feed horn relative to the diodes is VERY critical. It is a rather fiddly process. We are talking about fractions of a millimetre position adjustment for best optimisation. The diode body will be well down the conical horn when fully the optimised. There may be multiple sweetspots, so choose the one which gives you best performance. Once the optimum sweetspot is found, place a dab of solder at the end of the sliding collar to lock it to the UT085 hardline. You will need to be careful during this soldering operation because the feed horn may move, detuning your feed! Fig. 9 shows an example of what an optimised 134 GHz signal over a 1 metre path looks like.

The absolute conversion loss of your un-calibrated harmonic mixer may be unknown - but who cares! It is the ability to actually "see" and quantify these upper Microwave frequencies that is of great importance. And best of all, these 200+ GHz coaxial harmonic mixers only cost a few \$ to make.

Cheers, Alan - VK3XPD

Reference

[1] Alan Devlin, VK3XPD, 76 GHz and 122 GHz in a single Transverter, DUBUS 4/2011

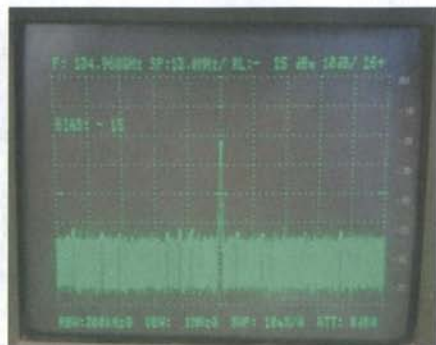


Fig. 9: 134 GHz signal on the analyser

Erweiterung von Spektrum-analysern bis über 250 GHz - mit einfachen harmonischen koaxialen Breitbandmischern

von Alan Devlin, VK3XPD

Einleitung

Nach dem Erfolg mit den breitbandigen koaxialen harmonischen Mischern in meinen einfachen 78- und 122-GHz-Transvertern (siehe Artikel in dieser Ausgabe), war ich der Ansicht, dass auch der Einsatz dieser Mischer zur Erweiterung von Spektrum Analysern für viele Amateure von Interesse sein könnte.

Die Erweiterung des normalen Frequenzbereichs bei einem Spektrum Analyser erfordert, dass dieser im externen Mischermodus arbeitet. Mit einem geeigneten externen harmonischen Mischer kann man dann Frequenzen von typ. 18 GHz (Ku-Band) bis zu 170 GHz (D-Band) und bis über 300 GHz sehen. Für Spektrum Analysatoren von Tektronix wurden dazu Wellenleitermischer mit 2 Ports (WM490-Serie) entwickelt. Für neuere Generationen von HP/Agilent Spektrum Analysatoren werden normalerweise Wellenleitermischer der Serie HP1997x mit 3 Ports benötigt. Die Verwendung von Mischern mit 2 Ports ist bei diesen Modellen nicht möglich, da dies im Menü nicht unterstützt wird. Die meisten Modelle von Tektronix, Anritsu u.a. haben aber eine Menüoption, bei der zwischen Mischern mit 2 und 3 Ports ausgewählt werden kann. Die dafür von Agilent/HP und Tektronix vorgesehenen harmonischen Mischer findet man nur selten auf dem Surplus-Markt. Sie sind außerdem sehr teuer und weisen nur einen begrenzten Frequenzbereich auf (Wellenleiter), so dass man diverse von ihnen braucht, um den gesamten Bereich der oberen Mikrowellenfrequenzen abdecken zu können.

Die Unterschiede zwischen 2- und 3-Port-Mischern sollen hier nicht im Detail diskutiert werden. Die technischen Details hierzu sind in der Literatur und im Web zu finden. Die meisten guten Spektrum Analysatoren haben den ersten LO normalerweise nur als OSC markiert und sie haben eine SMA-Buchse als ZF-Port auf der Vorderseite des Gerätes. Wenn man 2-Port-Mischer verwendet, wird die ZF über einen Diplexer nur via OSC-Port zurück in den Analyser gekoppelt, während bei 3-Port-Mischern sowohl OSC- als auch ZF-Port verwendet werden. Alle 2- und 3-Port-Wellenleitmischer beinhalten normalerweise multiple Dioden, um die Mischfunktion zu erreichen. Bei Produkten von HP/Agilents ist der Umsetzungsverlust und der Referenzpegeloffset (beides in dB) normalerweise auf den Mischern der HP1197x-Serie angegeben, damit eine bessere Pegelgenauigkeit ermöglicht wird.

Um eine billige und funktionelle Alternative für mein Shack-Labor zu haben, wurde ein sehr einfache Lösung entwickelt: Der hier diskutierte breitbandige „koaxiale“ harmonische Mischer ermöglicht hohe Mikrowellenfrequenzen bis und über 200 GHz darzustellen. Der hier gezeigte selbstgebaute koaxiale harmonische 3-Port-Mischer wurde mit einem HP8562A bis über 250 GHz über eine Strecke von 1m erfolgreich getestet!

Abb. 1: Selbstgebauter koaxialer harmonischer 3-Port-Mischer

Die „koaxiale“ Anordnung, die ich hier verwende, ist nicht mein eigenes Design. Das Konzept gibt es seit Jahrzehnten. Die Technik besteht daraus, einfach ein Mikrowellendiodepaar, das in Serie mit einem „koaxialen“ Element liegt, zu „treiben“, anstatt die übliche Wellenleitertechnik zu verwenden. Der gebräuchliche Ausdruck für diese Serien-Dioden lautet „antiphasisch“. Dann wird die ZF über eine einfache Drossel/Diplexer-Kombination auf diese „angetriebenen“ Dioden gekoppelt

Bei der Entwicklung dieser harmonischen Breitbandmischer habe ich viele HF-Dioden, meist Schottky-Typen, getestet. Die Entwicklung meiner 78/122-GHz-Transverter-Prototypen war abhängig von zwei kritischen Leistungseigenschaften: Bei der Auswahl einer speziellen Diode für einen harmonischen Mischer ist nicht nur allein die Fähigkeit, Harmonische in der Region von 100+ GHz zu erzeugen, wichtig, sondern auch die Empfindlichkeit bei ihrer Funktion als Empfangsmischer. Ich fand heraus, dass einige Dioden exzellent geeignet sind, breitbandige Harmonische zu erzeugen, aber nur schlecht als RX-Mischer funktionierten. Bei der Anwendung als effektiver harmonischer Mikrowellen-Mischer, der den Frequenzbereich eines Spektrum Analysers erweitern soll, ist das Ziel nur eine gute/exzellente RX-Mischer-Empfindlichkeit. Hier brauchen wir nicht die Fähigkeit, höhere Harmonische erzeugen zu können, wie beim erwähnten Transverter-Projekt.

In den meisten Fällen habe ich immer kleine Schottky-Kleinleistungsmischerdioden (X- und Ku-Band) verwendet, weil sie billig sind und die besten Ergebnisse lieferten. Es wurden auch Hochleistungs-Varaktoren, SRDs und verschiedene andere Dioden getestet, aber meist ergaben diese schlechte RX-Mischer. Ein Beispiel für eine Schottky-Diode, die mit relativ niedrigem Pegel in Ku-Band-Mischern eingesetzt wird, ist die Doppel-Diode HSMS-8202 im SOT-23-Gehäuse mit dem SMD-Symbol 2R. Einzelne Dioden in „antiphasischer“ Weise verbunden werden auch funktionieren, aber ich stellte fest, dass sie hier nicht so effektiv waren, wie die kleineren Dioden im SOT-23-Gehäuse. Auch habe ich diese gewählt, da sie aufgrund ihrer kleinen Größe besser in die koaxiale Struktur mit dem Feedhorn am Ende der .085-Leitung passen.

WARNUNG: Eine Nachteil bei der Verwendung dieser sehr empfindlichen Dioden als „koaxialer“ harmonischer Mischer für Spektrum Analysatoren besteht darin, dass sie leicht durch hohe Pegel übersteuert werden können. Bei meinen Tests fand ich heraus, dass der absolute Pegel einer Harmonischen auf dem Analyser sehr stark variieren kann, aufgrund der Größe der ganzen Signale, die sich in dem Selbstbau-Mischer befinden. Das ist besonders der Fall, wenn extreme Signalpegel anliegen. Z.B. wenn man eine Mischung aus schwachen Signalen hat, von denen wir eines anschauen wollen, und noch ein viel stärkeres Signal anwesend ist, dass zur Übersteuerung führt.

Bei einer solchen Übersteuerungssituation „versagen“ nicht die Dioden selbst, aber sie erleiden eine Art „Kompression“. Im Ergebnis liefern sie falsche (niedrige) Anzeigen auf dem Analyser. Das Problem kann leicht gelöst werden, indem man entweder den Abstand zwischen Signalquelle und koaxialem harmonischen Mischer erhöht (mehr Abschwächung), oder die Mischervorspannung seitens des Analysers für die erwünschte Harmonische optimiert. Die einstellbare DC-Vorspannung kann nur im externen Mischmodus verwendet werden. Diese DC-Spannung bzw. der Strom optimiert die Leistung der Dioden, die in 2- und 3-Port-Mischern eingesetzt werden. Ich habe auch festgestellt, dass die optimale Größe der DC-Vorspannung für die Mischerdioden unterschiedlich ist für schwache Signale und für Signale mit hohen Pegeln. Wenn man eine bestimmte Harmonische betrachtet, werden alle Signale mit höherem Pegel mit dieser Vorspannung im Mischer interagieren, so dass man genau schauen muss, dass die schwächere Harmonische(n), die einen interessiert, optimal angezeigt wird.

Bau der coaxialen harmonischen Mischer

Die Verwendung von .085-Leitung hat den naheliegenden Vorteil geringerer Verluste im Vergleich zum größeren .141-Kabel. Ich empfehle den 2-Port-Mischer wie im Folgenden beschrieben anzufertigen, und dann die ZF-Anbindung danach zu machen. Einige der Fotos sind nicht ganz so gut geworden, da ich keine Kamera mit Makro-Funktion besitze.

Als erstes wird mit einem Dremel (o.ä.) ein Schlitz von ca. 10mm Länge auf jeder Seite der .085-Leitung eingeschnitten. Die beiden Kupferstücke des Mantels werden dann abgeflacht und 45 Grad vom Innenleiter weggebogen. Die Enden des Kupfers kürzen und abrunden, so dass 4 bis 5mm Länge übrig bleiben. Die Enden dann verzinnen. Dann den Innenleiter absolieren. Siehe Abb. 2. Dann das einzelne Bein der Diode an den Innenleiter anlöten. Siehe Abb. 3.

Abb. 2: Vorbereitete .085-Leitung

Abb. 3: Diode am Innenleiter angelötet

Nun die beiden überstehenden Kupferstücke des Außenleiters in Richtung Diodenkörper biegen. Dabei aufpassen, die Diode nicht zu zerstören. Dann die Diode an den beiden Lötunkten außen anlöten. Das soll möglichst schnell gehen, damit die Diode nicht durch zu viel Hitze zerstört wird.

Abb. 4: Fertig angelötete Diode

Bau des Feedhorns

Der Bau und die Anpassung des Feedhorns kann natürlich auch vor dem eben beschriebenen Anlöten der Diode an das Kabel erfolgen. Hier haben wir es aber danach gemacht. Nachdem die Diode also am Ende des Kabels angelötet ist, muss nun das Feedhorn und sein verschiebbarer Hals angefertigt werden. Hier gibt es einige kleine „Schwierigkeiten“.

Ich habe verschiedene Formen von Feedhorns bei der Entwicklung getestet. Zylindrische Hörner bis 1cm Durchmesser haben schlechte Ergebnisse gebracht, weil sie nicht in Resonanz waren. Konische Hörner mit dem selben Außendurchmesser funktionierten sehr gut bei exzellenten Breitbandeigenschaften.

Die optimale Position des Feeds relativ zu den Dioden ist SEHR kritisch. Wenn die Position der Dioden innen im konischen Horn ist (was oft der Fall ist für das Optimum), kann es zu unerwünschtem Kontakt mit dem Metall kommen. Deshalb versuche ich die Dioden leicht schräg am Ende des .085-Kabels anzulöten, so dass sie paralleler zur inneren Oberfläche des Horns sind und diese weniger leicht berühren können.

Ich habe weiches dünnes Kupferblech für meine Hörner benutzt, der Außendurchmesser beträgt ca. 1 cm. Die konische Länge bis zum Durchmesser der .085-Leitung ist nicht kritisch und beträgt ca. 20 bis 25 mm. Ich rolle das Horn in Form, schiebe es über die .085-Leitung und verlöte dann die Kanten des Horns leicht. Seine endgültige Form kann später hingebogen werden. Der verschiebbare „Hals“ muss stramm um das .085-Kabel gewickelt und dann verlötet werden. Er muss ca. 10 bis 20mm lang sein. Er muss stramm sitzen, er darf nicht lose sein! Dieser Hals scheint für das Horn die HF-mäßige „Erde“ zu liefern. Er stellt eine Bremse für das Horn dar, das aber damit entlang der .085-Leitung verschoben werden kann, und durch ihn um die Diode zentriert wird. Abb. 5 zeigt ein Beispiel dafür, wie das Feedhorn vor der Optimierung aussehen sollte.

Abb. 5: Feedhorn mit verschiebbarem Hals auf der Leitung

Anpassen des ZF-Ports

Das Hinzufügen des ZF-Ports ist ein ziemlich verständlicher Prozess, aber es ist etwas knifflig. Das Kabel für den IF-Port wird aus einem kurzen Stück .085-Leitung angefertigt (gebogen), wobei die Abschirmung etwas zurückgeschnitten wird, um den Innenleiter zum Anschluß an den ZF-Verbindungspunkt freizulegen. Ich empfehle zuerst die beiden .085-Kabel außen zusammenzulöten und danach die Öffnung für den Zugang mit einem Dremel (o.ä.) hineinzuschneiden. Wenn man nämlich dieses Loch vor dem Verlöten in die Hauptleitung des Oszillators schneidet, kann die Hitze das innere Dielektrikum beschädigen und das Loch kann sich auch mit Flussmittel füllen, was die HF-Eigenschaften verschlechtert. Diese Zugangsöffnung legt den Innenleiter der Hauptleitung für die Anbindung der ZF-/Drossel-Leitung frei. Es ist wichtig, dass die Öffnung so liegt, dass das angelötete ZF-Kabel beidseitig überlappt, um so das mechanisch geschwächte Hauptkabel zu stabilisieren. Siehe Abb. 6. Die Zugangsöffnung darf NICHT zu groß gemacht werden. Ansonsten leckt das Oszillator-Signal heraus und verursacht schlechtere Ergebnisse.

Abb. 6: ZF-Leitung

Um die ZF-Port-Verbindung zu vervollständigen, wird ein sehr dünnes Drähtchen, ca. 5 bis 6mm lang, vom Innenleiter der Hauptoszillatorleitung zum Innenleiter des ZF-Kabels gelötet. Diese Leitung wirkt auch als HF-Drossel. Eine Ausführung mit Windungen ist nicht wirklich nötig. Man sieht diesen Draht in Abb. 7, wenn man genau hinschaut.

Abb. 7: ZF-Einspeisung von Nahem

Diese ZF-/Drossel-Verbindung bildet einen Diplexer. Sie ist mechanisch sehr empfindlich, so dass eine kleine Schutzabdeckung benötigt wird, wie in Abb. 1 zu sehen. Sie wird angelötet. Ein Stück 2-mm-Draht wurde zwischen der ZF-Schleife eingelötet, um noch mehr mechanische Stabilität zu erhalten. Siehe Abb. 1. Es sollte nur eine minimale Verschlechterung der Leistung eintreten, wenn man einen 2-Port- in einen 3-Port-Mischer umbaut.

Optimierung von selbstgebaute harmonischen 2- und 3-Port-Mischern

Man muss nun eine Quelle für bekannte Mikrowellen-Harmonische haben, also 47/76 GHz oder 134 GHz. Die absolute Frequenz ist nicht kritisch, irgendetwas aus dem Bereich der 3, 5, 7, oder 9. Harmonischen. Ich empfehle einfach, zwei koaxiale harmonische Mischer zu bauen. Dann kann man einen davon in nicht optimiertem Zustand verwenden, um einige schwache Harmonische zur Detektion durch den anderen zu generieren. Ich habe verschiedene Feeds auf 134 GHz optimiert, weil das die Frequenz war, die mich speziell interessierte. Ich bin nicht sicher, ob der Optimierungsprozess frequenzabhängig ist, aber alle meine Hörer arbeiteten nach der Optimierung sehr schön breitbandig. Ich schlage vor, den selbstgebaute Mischer in einem Schraubstock einzuspannen. Dann das Feedhorn auf fast die maximale Distanz zur Diode einstellen. Das Horn auf die Mikrowellenquelle ausrichten. Die Entfernung muss anfangs ggf. sehr gering sein. Siehe Abb. 8. Den Selbstbau-Mischer mit dem Analyser verbinden, mit einem Kabel bei 2-Port-Mischern, mit 2 Kabeln bei 3-Port-Mischern. Der Modus ist egal, solange der Analyser richtig eingestellt wurde. Auf externen Mischermodus einstellen und die gewünschte Frequenz/Band. Den Mischer-Umsetzungsverlust auf 30dB einstellen. Das sichert gute Empfindlichkeit. Anfangs die Frequenzbreite (Span) so weit wie möglich einstellen. Mit etwas Glück sieht man nun viele Signale (reale und Spiegelfrequenzen) auf dem Schirm. Falls nicht, die Signalquelle etwas näher an den Mischer bringen. Sobald man Signale sieht, den Spektrum Analyser auf die genaue Frequenz der Harmonischen einstellen, die man zu finden erwartet. Den Referenzpegel auf -20dBm oder mehr stellen. Nun die Frequenzbreite auf 100 MHz oder weniger stellen. Mit etwas Glück ist die gewünschte Harmonische nun sichtbar. Nun den angezeigten Signalpegel mit der Bias-Funktion optimieren. Das angezeigte Signal mit der Signalidentifizierungsfunktion als „real“ verifizieren.

Abb. 8: Anordnung bei der Optimierung des Mixers

Nun muss man nur noch vorsichtig die Position des Feedhorns entlang der Achse der .085-Leitung verändern. Man muss es ebenfalls um die Achse drehen. Die Kombination dieser beiden Vorgänge erlaubt eine Optimierung des angezeigten Pegels auf dem Analyser. Beide Vorgänge bewirken eine drastische Veränderung der Signalstärke von nicht sichtbar bis zu 20 bis 30 dB mehr. Die endgültige Position des Feedhorns in Bezug auf die Dioden ist SEHR kritisch. Es ist ein kniffliger Prozess. Wir sprechen hier von Bruchteilen eines Millimeters bei der optimalen Position. Der Körper der Diode wird ziemlich innerhalb des konischen Horns liegen, wenn die beste Optimierung erreicht ist. Es können mehrere optimale Punkte vorhanden sein, von denen man den besten aussuchen sollte. Sobald der wirklich beste Punkt gefunden wurde, einen Lötspunkt am Ende des Halses setzen, um ihn an der .085-Leitung zu fixieren. Dabei muss man sehr umsichtig sein, weil sich das Horn dadurch bewegen könnte, was das Feed wieder verstimmen würde. Abb. 9 zeigt ein Beispiel dafür, wie ein optimiertes 134-GHz-Signal über eine 1-m-Strecke aussieht.

Abb. 9: 134-GHz-Signal auf dem Analyser

Der absolute Wert für den Umsetzungsverlust unseres unkalibrierten harmonischen Mixers bleibt unbekannt, aber wen interessiert's! Wichtig ist die Möglichkeit, tatsächlich diese hohen Mikrowellenfrequenzen „sehen“ und quantifizieren zu können. Und das beste von allem ist, dass diese koaxialen harmonischen 200+ GHz-Mischer nur ein paar Euro in der Herstellung kosten.

Es grüßt Alan, VK3XPD

Referenz

[1] Alan Devlin, VK3XPD, 76 GHz und 122 GHz mit einem Transverter, DUBUS 4/2011

EXTRA-2

144 MHz Contest Preamplifier (Rev. 6)

by Dipl. Ing. Gyula Nagy, HA8ET - HA8ET@freemail.hu

Introduction

Since the publication of my article presenting EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier REV5 version [1], a total number of 150 preamps have been produced in 3 months, so the time has come to summarize the experiences and consider the development possibilities.

First of all I would like to emphasize that the original circuit met the demands of contesters. The primary design requirement was the strong signal performance (IMD characteristics) and further important requirements were good selectivity and unconditional stability. However, the desire for a low noise figure was pushed into the background, so in this article I examine the possibilities of decreasing the noise figure while keeping the excellent stability and selectivity of the preamp.

Many thanks to the hams using my preamp for giving their feedback, and several suggestions which I tried to take into consideration during the further development of this product. Special thanks to DC8RI, IZ4BEH, DK5EW and HA1YA. This article describes only the 2m version, but under the influence of the many words of encouragement, I have started the development of 4m, 6m and 70cm versions using the same ATF-51389 extra high dynamic range FET.

Modifications in version REV6

1. Omitting parallel feedback (noise figure decreased, gain increased)
2. Adjustable output attenuator to select an appropriate level of gain
3. Applying a special source degeneration method (unconditional stability)
4. Modified input matching circuit (lower noise figure, applicable also for EME)
5. Improved drain and gate decoupling circuits (higher OIP3)
6. Modified gate bias circuit (more precise adjustment of I_D current, better thermal stability)
7. Built-in Schottky diode protection for the input and output (necessary for real-life operation)
8. Improving the operation of the protection relay (special PTT control is not needed).

Design and simulation

By omitting parallel feedback in the original circuit, the noise figure will decrease by approximately 0.2 dB and the amplification will increase by 2-3 dB. This increased gain could cause overload of the following RX in some cases, and would only be acceptable if the attenuation of the RX cable is high, or if it is possible to put an attenuator between the preamp and the transverter. To meet the needs of a wider range of users, a 100 Ω potentiometer has been included as part of the output attenuator, so the amplification can be easily adjusted over a range of about 6 dB. **Table 1** shows the average values of the measurements of 20 completed preamplifiers.

	P_{MIN} (0 Ω)	P_{MAX} (100 Ω)
Gain [dB]	13.5	19.5

Table 1

Noise figure can be decreased to as low as 0.3 dB by modifying the input matching circuit, but series inductive feedback in the source is then needed to avoid instability. This is not easy because the FET in its SOT-89 package needs to be cooled efficiently. The special layout developed for the inductive source degeneration can be seen in the simplified circuit diagram of **Figure 1**. A short tapered transmission line connects the source tab of the FET package to a section of broader transmission line which provides both the inductive feedback and good heat conduction to the large number of through-board grounding vias. While working with the test circuit I found that the optimal width of the broader transmission line is 200 mil (0.200 inches, 5.08 mm). At this value the cooling and the inductance are both appropriate. Then I examined the S11 parameter and the K stability factor with a high frequency circuit simulator for various lengths of line.

-108

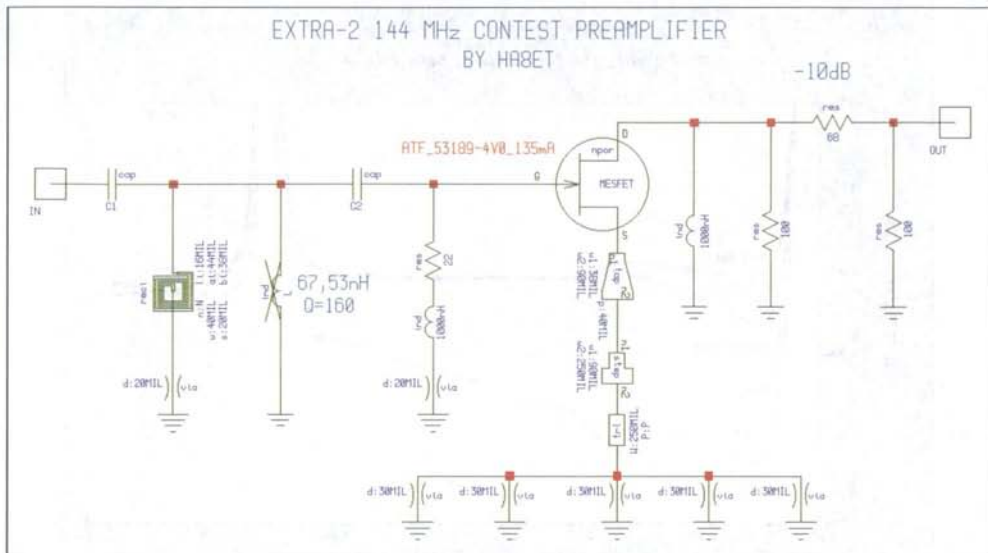


Figure 2 shows the S11 results when the source inductance is decreased from a line length $P = 300$ mil down to $P = 0$ (tapered section only) and also for the case of zero source feedback. The corresponding variations in the K stability factor over a very wide frequency range are seen in **Figure 3**. In order to have suitable input match at 144 MHz, I first chose $P = 300$ mil, which seemed to be the most preferable value. The simulated noise figure increases slightly (0.05 dB), the K stability factor is excellent and the gain decreases by approximately 2 dB. But in the prototype of this layout, the relatively long series inductor caused too much positive feedback between the output and the input, leading to oscillation. Based on that practical experience, I chose $P = 110$ mil for the further simulations. No more oscillation was observed and the wideband K stability factor is still adequate.

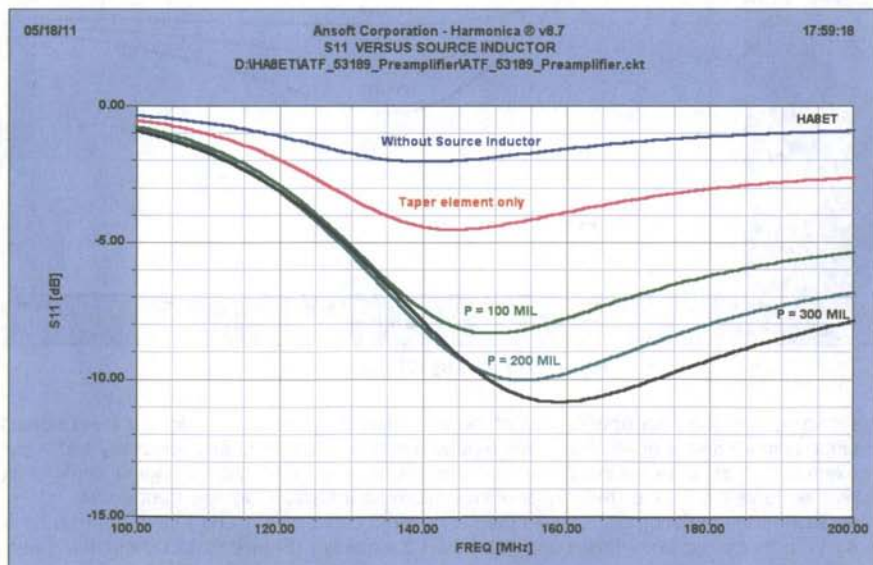


Fig. 2: S11 versus source inductors (simulation)

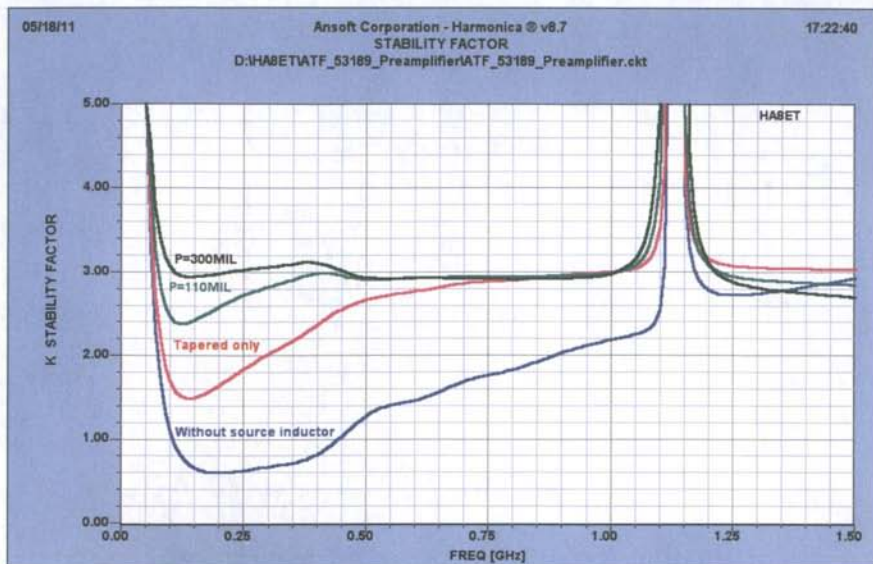


Fig. 3: Stability factor versus source inductors (simulation)

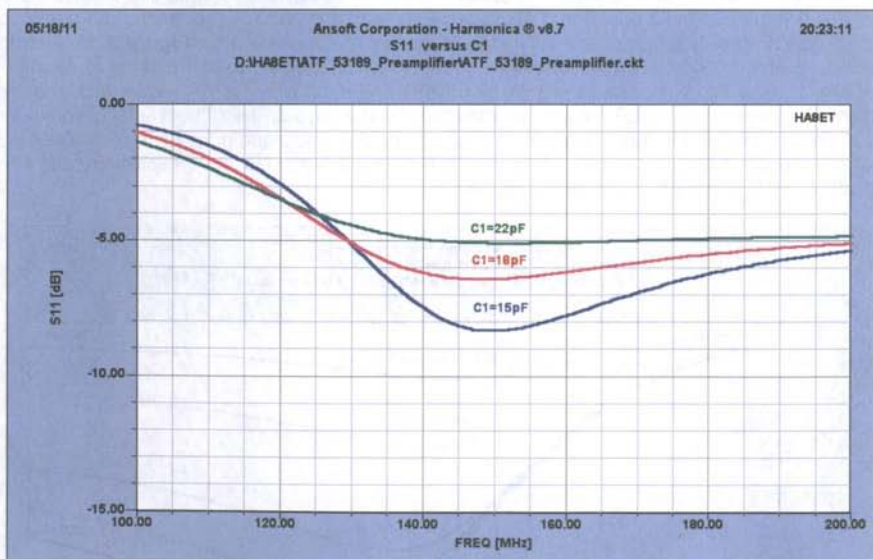


Fig. 4: S11 versus C1 (simulation)

The high K value allows further optimization of the input matching circuit to achieve a lower noise figure. At this point a compromise is needed between a good board layout, acceptable selectivity and a low noise figure. I examined all the possible input circuit configurations, and found that the original configuration still met the requirements the best, so the further optimizations concentrated on that input circuit.

Firstly, I examined the variation of S11 with the series input capacitor C1 and found 15 pF to be optimal (Figure 4). With that value fixed, I then optimized the C2 capacitor (Figure 5) and chose the green curve for C2 = 22 pF. The rectangular spiral inductor then needs to be re-optimized, and the simulator allows the number of turns (N) to be varied in ¼-turn steps (Figure 6). I chose the green curve for 3.75 turns as

optimum. Attentive readers may notice that I did not choose the values of L_1 , C_1 or C_2 that gave the best possible input match, for reasons that will be revealed in the next series of simulations.

The input circuit of the preamp needs to be optimized not only for the good impedance match, but also to give a lower noise figure. **Figure 7** shows the variation of the noise figure with C_1 , and 15 pF proves to be an acceptable compromise between the impedance match and the NF. This can be seen from a comparison between **Figure 4** and **Figure 7**.

C_2 also needs to be optimized by the same criteria. **Figure 8** shows the variation of NF with C_2 , and by comparing **Figure 8** with **Figure 5** I chose $C_2 = 22$ pF. Finally, the number of turns of L_1 needs to be re-optimized on the basis of **Figure 9** and **Figure 6**. $N = 3.75$ remains the optimal value.

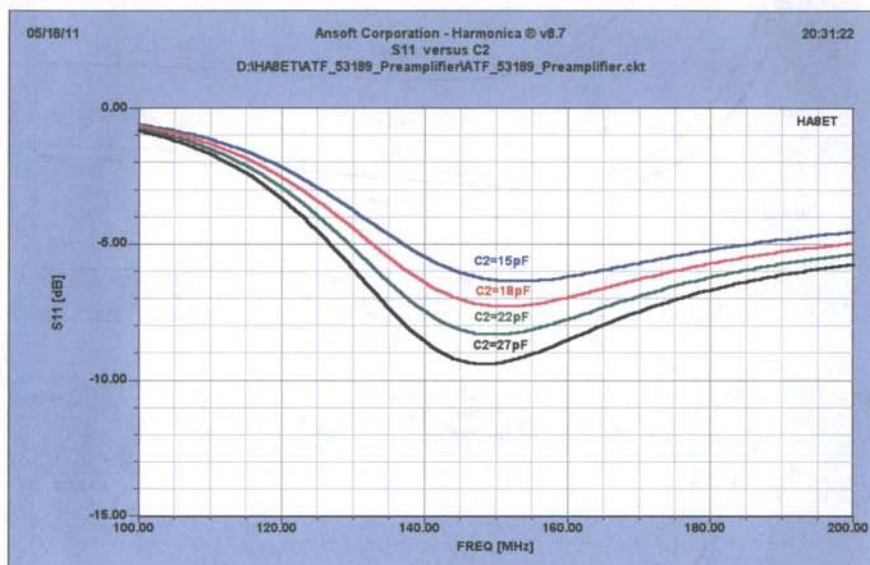


Fig. 5: S11 versus C_2 (simulation)



Fig. 6: S11 versus number of inductor turns, N (simulation)

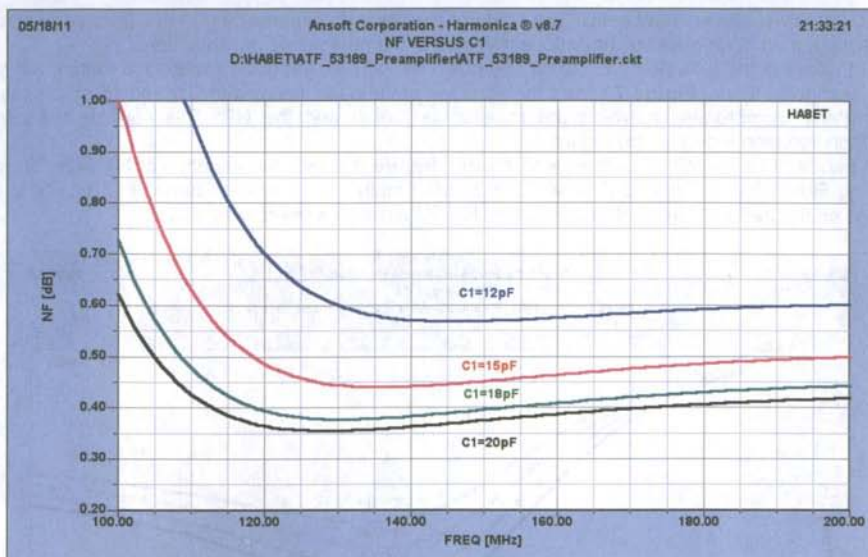


Fig. 7: NF versus C1 (simulation)

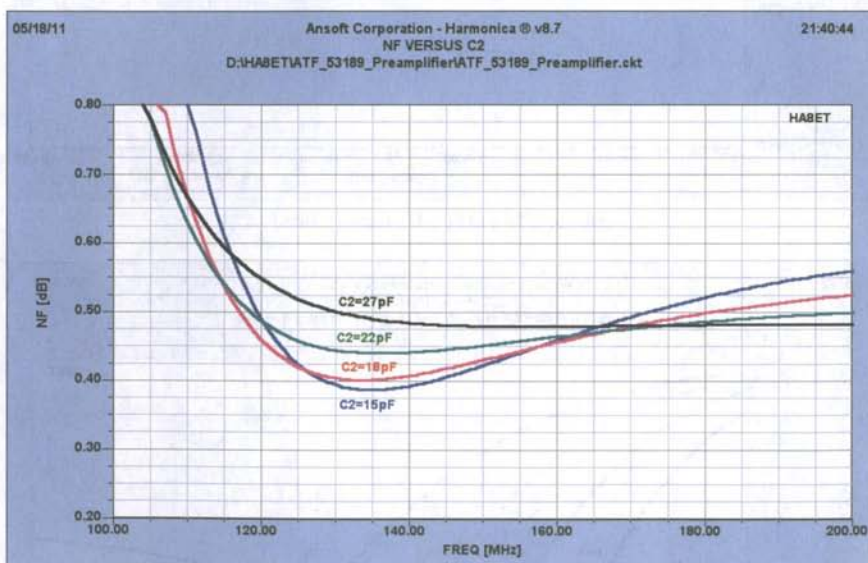


Fig. 8: NF versus C2 (simulation)

The simulated noise figure of the preamp using all of these optimized component values can be seen in Fig. 10. The website of the manufacturer does not supply NF_{MIN} data under 500 MHz for the NF, so I had to apply linear interpolation during the simulation. This can cause a small difference compared to the built circuit. Matching to such high impedances requires very high-Q components to minimize circuit losses. $NF = 0.45$ dB can be achieved assuming component Q values of $Q_C = 300$ and $Q_L = 160$. To achieve the assumed value of $Q_C = 300$, C1 and C2 will need to be low-loss microwave capacitors. For L1, $Q_L = 160$ is achieved by a spiral inductor optimized to maximal Q_L on the popular FR4 ($TanD = 0.02$). This solution also provides easy reproducibility. The box slightly mistunes the spiral inductor, so C2 consists of a fixed capacitor of 22 pF with a small trimmer capacitor (CT) to provide accurate tuning.

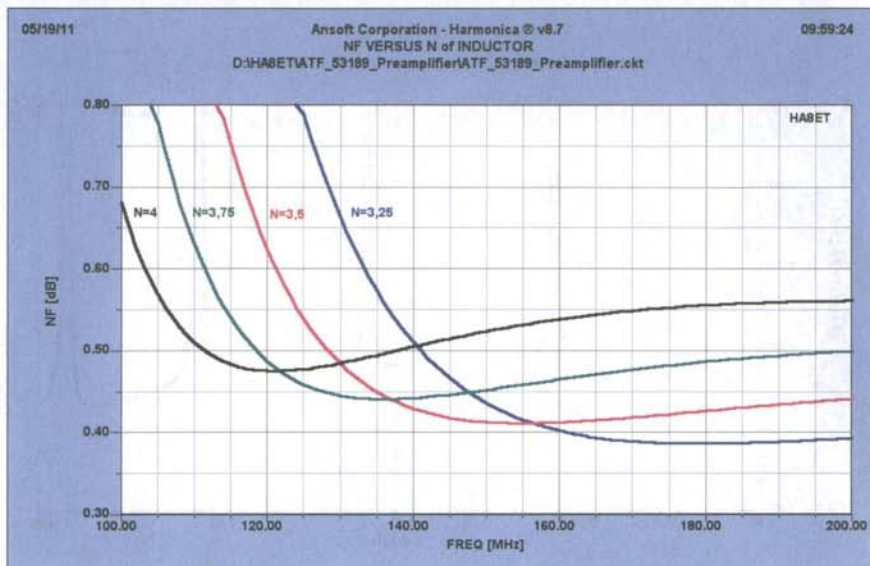


Fig. 9: NF versus number of inductor turns, N (simulation)

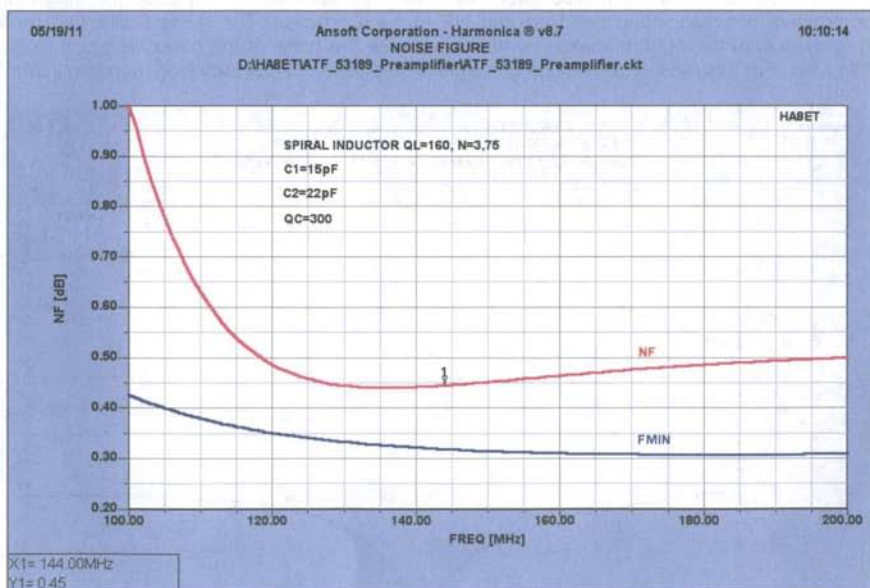


Fig. 10: Noise Figure using optimized component values (simulation)

Figure 11 shows the K stability factor of the EXTRA-2 REV6 144 MHz contest preamplifier optimized according to this article, between DC and 4 GHz. S-parameters of the preamp without output filter can be seen in Figure 12 (this simulation assumes an output attenuator of -10 dB). Figure 13 shows the characteristics of the output filter. The input circuit also has some selectivity; it attenuates -18 dB on 50MHz compared to 145 MHz, which may be useful for multi-band contests. The S-parameters of the preamplifier with the output filter and the -10 dB attenuator can be found in Figure 14.

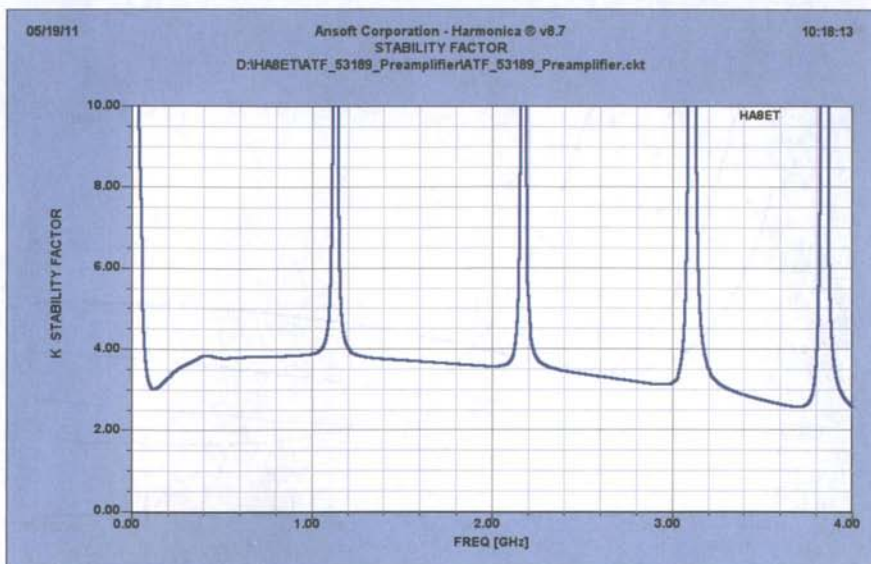


Fig. 11: Stability Factor (simulation)

The above results were finally achieved after more than 100 optimization processes, having found the best compromise between input matching and NF in each process. The noise figure can be further reduced to even 0.26 dB, but this makes no sense because the noise of the galaxy is much higher than this at 144 MHz. For this reason, the design gives more emphasis to input matching than to minimal NF.

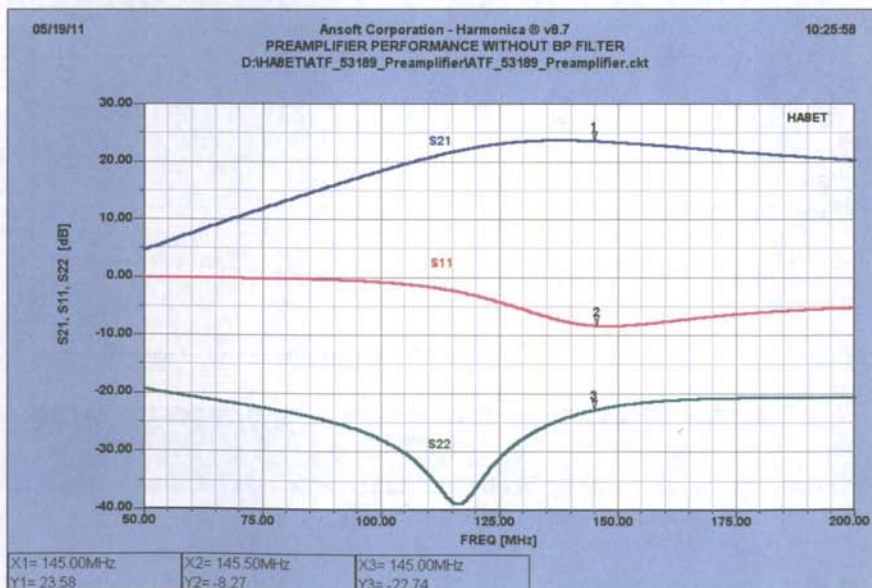


Fig. 12: S parameters without BP filter (simulation)

I was not able to simulate the IP3 characteristics because the nonlinear circuit model of the ATF-53189 has only been published by AVAGO Technologies for the company's own (expensive!) ADS simulator [2]. Despite this, I modified the gate and the drain decoupling circuits to increase the IP3 value.

In the gate circuit $C3 = 100 \text{ pF}$ provides effective RF decoupling in the GHz range, $C4 = 1 \text{ nF}$ in the VHF band and $C5 = 100 \text{ nF}$ for frequencies below a few MHz. In the drain circuit $C6$, $C8$ and $C9$ are responsible for the same functions. The closer together the two IMD test frequencies F_1 and F_2 are, the lower the frequency of the 2nd-order the IM product ($F_2 - F_1$) will be. Therefore, as input test frequencies F_1 and F_2 come closer together, higher capacitance is needed to achieve best possible bypassing of this low frequency product.

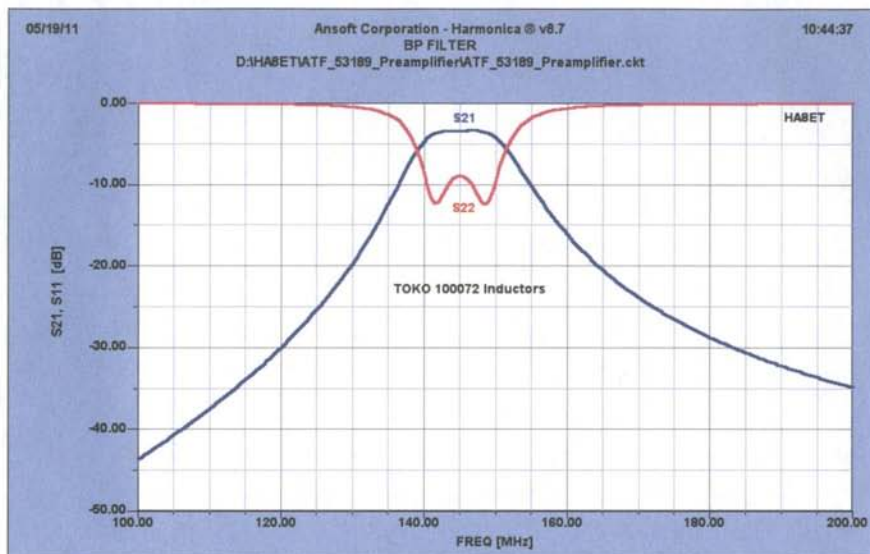


Fig. 13: BP filter (simulation)

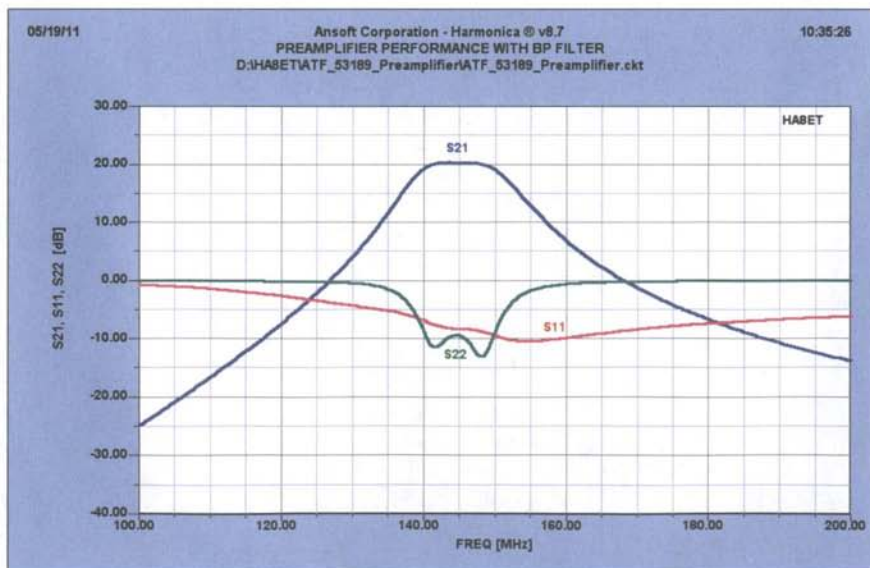


Fig. 14: Preamplifier performance with BP filter (simulation)

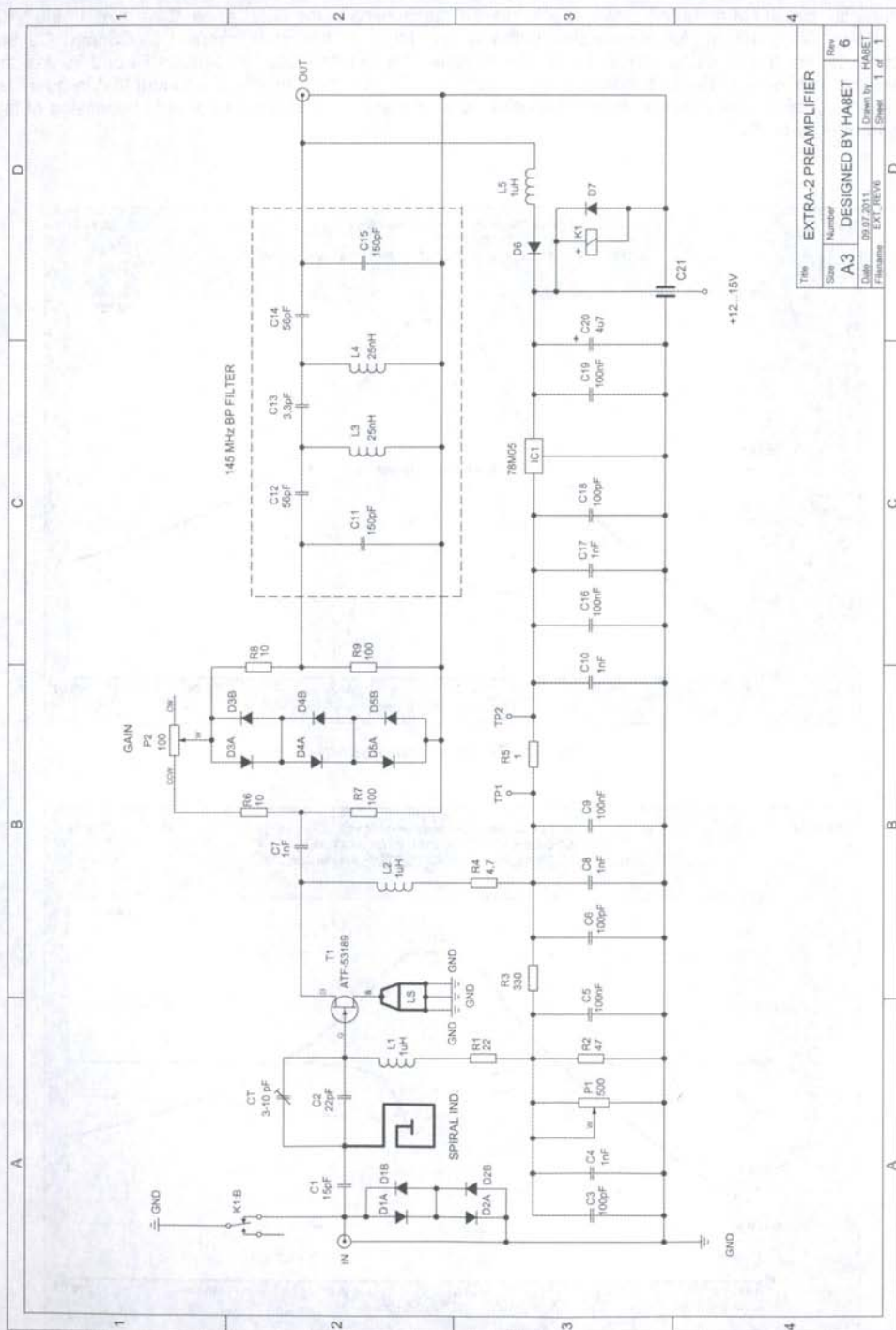


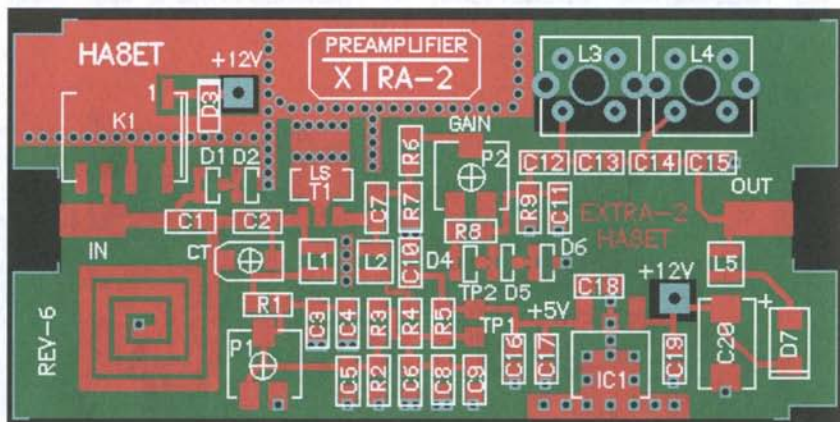
Fig. 15: Circuit diagram Rev. 6

I also modified R1 to 22 Ω , being the optimal value between the noise figure and damping the low-frequency resonance of the gate bias choke L1, and slightly modified the setup of the quiescent current resulting in more precise adjustments and even better temperature stability. The Schottky diodes D1-D5 (VISHAY Semiconductor BAS70-04) are for the protection of the FET. They have no significant influence on NF or IP3 but are well proven (**and valuable!**) in real-life operation.

By inverting the DC control of the security relay K1, the input of the preamp is safely short-circuited when the 12V supply is removed. When 12 V is connected, the relay will switch off and the preamp will work properly. This system works equally well when the preamp is powered either through the coaxial output connection or separately via the feedthrough capacitor C21, so separate connectors and cables are not needed for the relay control.

At the end of all of these detailed design considerations, the final circuit diagram for the EXTRA-2 REV6 144 MHz contest preamplifier can be seen in **Figure 15**.

The layout of the PCB can be found in **Figure 16**. Dimensions are 72 x 34.5 mm which fits a standard tinplate box. **Figure 17** shows a panel of milled PCBs and **Figures 18** and **19** show the finished PCB with its milled notches for the coaxial connectors and the corners of the tinplate box.



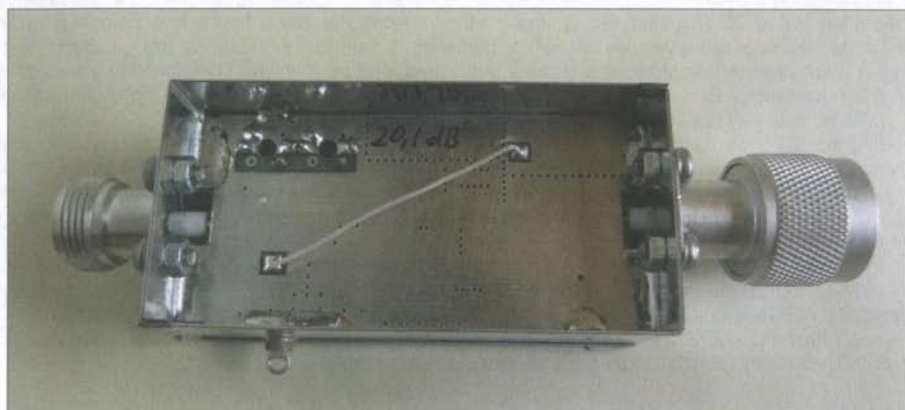


Fig. 18: Bottom side

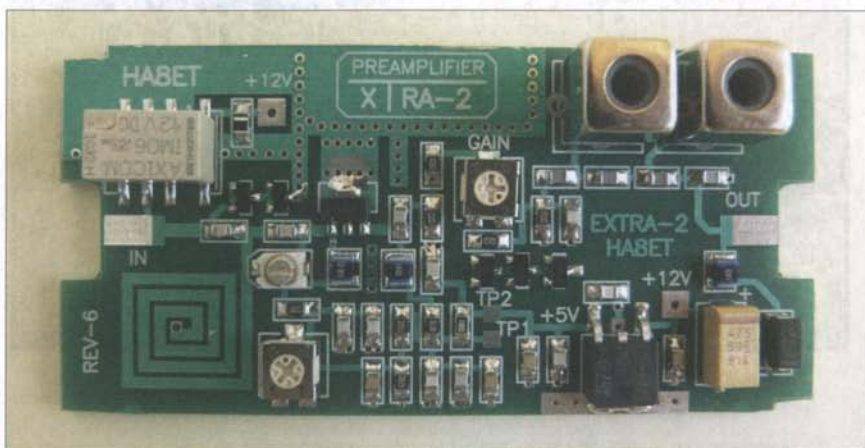


Fig. 19: Pre-assembled and pre-tuned PCB

Construction

If the PCB has been purchased already assembled, skip to the next paragraph. The bare PCB as removed from the milled panel (**Figure 17**) must be cleaned up with a fine file where necessary. Solder the components on the PCB using solder paste and a hot air soldering instrument. For ESD protection it is very important that the FET must be the last component to be placed on the PCB.

Attach the two coaxial connectors to the drilled box using the upper screws only. Then fit the PCB into the box from the bottom side and solder the pins of the connectors. Solder the bottom layer of the PCB to the sides of the box at the points shown in **Figure 18**. A Weller PTC-8 soldering iron is recommended for this step. Now the lower screws of the coax connectors can be fitted. The box has been designed so that BNC, N-female or N-male connectors can be used. SMA connectors can only be fixed by soldering, because the holes are not at the right place.

Only two further wires need to be soldered. The bottom side jumper wire can be seen in **Figure 18**, and finally connect the feedthrough capacitor C21 to the pad labeled "+12V" with a short Teflon insulated wire.

Adjustments

Adjust the current limit of a 13.5 V power supply to 250 mA and connect the preamplifier to it. The original factory setting of the potentiometer P1 will require very little change to achieve the necessary $I_D = 135 \text{ mA}$

value. In this case 135 mV must be measured between TP1 and TP2 points. The total current consumption of the preamplifier should be approximately 152 mA. The power supply voltage can be varied between +10 and 15 V without influencing the operation.

After setting the DC conditions, potentiometer P2 must be set to maximum gain (turn fully clockwise). Tune the BP filter L3-L4, using a spectrum analyzer and a tracking generator, until the maximum of the selectivity curve is at 145 MHz. This requires 2 turns inward from the original factory settings of both cores.

Please note that the pre-assembled PCB (**Figure 19**) has been pre-tuned on the assumption that the board will be used inside the specified metal box. The box will move the preamp tuning upward by 0.5 MHz while the gain will rise by 0.8 dB, and the unboxed boards are pre-tuned to allow for this later change. Many hams like to use the unboxed PCB version of the preamp for modernizing their own transverters or outdated preamplifiers, so some further tuning may be necessary to allow for any difference in the screening environment. Finally, in absence of a calibrated noise source, the CT input trimmer capacitor must be adjusted to the middle of its range. This setting gives the lowest noise figure, and based on measurements, the gain decreases by only 0.2 dB compared to G_{MAX} . The preamp does not require any further adjustment, except for the gain potentiometer P2 to a level that will maximize the dynamic range of your particular receiving system.

Measurements

The ATF-53189 provides its best performance at frequencies above 500 MHz, which is why it is very difficult on 144 MHz to achieve both the best input match and the minimum NF together. In the case of minimal noise figure (0,3 dB) the input return loss is very unfavourable, as S11 is only -2 dB and the input selectivity is virtually zero. The input return loss of the REV6 version designed with the necessary compromises can be seen in **Figure 20**. The measurement of S22 in **Figure 21** shows the good impedance matching of the output filter. The maximal and minimal gain curves can be seen in **Figure 22**. The 1 dB bandwidth of the preamp is shown in **Figure 23** and the 3 dB bandwidth in **Figure 24**. These figures show the excellent selectivity and suppression of broadcast frequencies. This is provided not only by the output BP filter, but also the input matching circuit contributes to it. **Figure 25** shows the transfer function of the EXTRA-2 REV6 preamplifier between 20 and 500 MHz. The measurement results of the S parameters coincide with the simulation curves shown in Figure 14. The Third Order Intercept measurement of the preamp can be seen in **Figure 26** (at maximum gain).

The measurement of the noise figure is shown in **Figure 27**. This figure shows the measurement results of one of the noisiest examples tested, including the loss of the input relay K1 (approximately 0.15 dB). **Figure 28** shows a possible wiring mode of the EXTRA series preamplifiers in the antenna relay box.

Results

I have tested approximately 30 pieces of the EXTRA-2 REV6 preamplifier and the results are nearly the same. The circuit is stable and easily reproducible. About 20 pieces of the preamp have been tested by contest stations in IARU Region I VHF Contest, and the experiences have proved the measurement results and the simulation. It can be stated that the high-level behaviour and the selectivity of the preamp is outstanding in real-life situations, and the noise figure is certainly low enough.

It was these positive experiences with the 144MHz version that encouraged me also to develop the 50 MHz and 432 MHz versions of the preamp. **Figure 29** shows the EXTRA-6 50 MHz contest preamp, and **Figure 30** the EXTRA-70 for 432 MHz. On this latter frequency it is possible to achieve both an optimum impedance match into the FET at the same time as a very low noise figure of 0.38 dB.

I provide continuous information about the EXTRA contest preamplifiers on my web site (www.HA8ET.hu) to everybody who may be interested.

I would like to say many thanks again to the Hams who sent numerous supporting e-mails, and for sharing their practical experiences from using the EXTRA-2 preamp.

Literature

1. Dipl. Ing. Gyula Nagy, HA8ET: EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier. DUBUS 4/2010 p.78
2. ATF-53189 Datasheet. AVAGO Technologies (www.avagotech.com)

EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier (REV6)

Parts List

Reference	Value	Package	Distributor	Type	Manuf.
CT	3-10 pF	SMD	Farnell	TZB4Z100AB10R00	Murata
C1 (Microwave!)	15 pF	0805	Farnell	08052U180GAT2A	AVX
C2 (Microwave!)	22 pF	0805	Farnell	08052U270GAT2A	AVX
C3, C6, C18	100 pF COG	0805	Farnell	C0805C101J5GAC	KEMET
C4, C7, C8, C10, C17	1nF X7R	0805	Farnell	08055C102JAT2A	AVX
C11, C15	150 pF COG	0805	Farnell	C0805C151J5GAC	KEMET
C12, C14	56 pF COG	0805	Farnell	C0805C560J5GAC	KEMET
C13	3,3 pF COG	0805	Farnell	ERB21B5C2E3R3B	Murata
C5, C9, C16, C19	100 nF X7R	0805	Farnell	08055C104JAT2A	AVX
C20	4,7 uF/50 V	7343	Farnell	T495X475K050AT	KEMET
C21 (Feed-through)	1 nF	-	Gigatechnik	BUBQ5-00	STELCO
L1, L2, L5	1000 nH	1008	TME	CW1008-1000	Ferrocore
L3, L4	24 nH	-	BEC	100072	TOKO
R1,	22	0805	Farnell		
R2	47	0805	Farnell		
R3	330	0805	Farnell		
R4	4.7	0805	Farnell		
R5	1	0805	Farnell		
R6, R8	10	0805	Farnell		
R7, R9	100		Farnell		
D1, D2, D3, D4, D5	-	SOT-23	Farnell	BAS70-04	VISHAY
D6	-	DO214A	Farnell	FR1M	Semicon
D7	-	0805	Farnell	1N4148 SMD	
T1	-	SOT-89	Farnell	ATF-53189	Avago
IC1	-	D-PAK	Farnell	78M05CDT	STM
P1	500	SMD	Farnell	TS53YL501MR10	VISHAY
P2	100	SMD	Farnell	TS53YL101MR10	VISHAY
K1	-	SMD	Farnell	IM06GR	TYCO
Box (Drilled, labelled)	-	-	-	37 X 74 X 30 mm	HA8ET
Connectors	BNC female*	-	Farnell	1-1337446-0	TYCO
PCB	-	-	HA8ET	71.5 X 34.5 mm	HA8ET

*or N-female / N-female, or N-male/N-female

Technical data

Frequency range:.....	144-146 MHz
Input/Output impedance:..	50 Ω
Gain (adjustable):.....	14 - 20 dB
Noise Figure.....	<0.6 dB (typ 0.5)
S11:.....	-9 dB @ 144MHz
S22:.....	-23dB
1dB Bandwidth:.....	2.5 MHz
3dB Bandwidth:.....	4.5 MHz
IP3.....	>22 dBm
Broadcast rejection:.....	>63 dB @ 100 MHz
Rejection @ 432 MHz:....	>50 dB
Unconditionally stable	
Moderate sensitivity to ESD	
Supply voltage:.....	+12...15V @ 152mA
Powered through antenna feed line, or separately	
+40 dBm IP3 GaAs FET (ATF-53189)	
Connectors:.....	BNC or N
Dimensions (Box):.....	74 x 37 x 30 mm

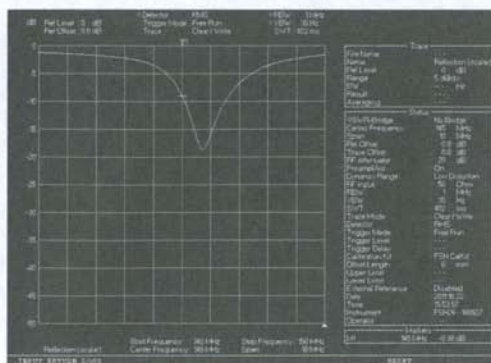


Fig. 20: Input Return Loss

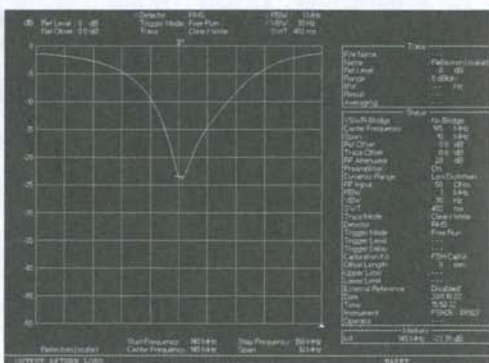


Fig. 21: Output Return Loss

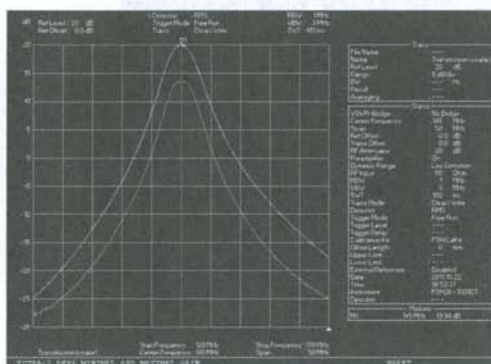


Fig. 22: Minimal and Maximal Gain

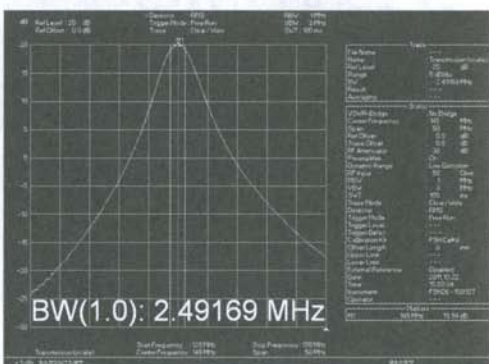


Fig. 23: 1 dB Bandwidth

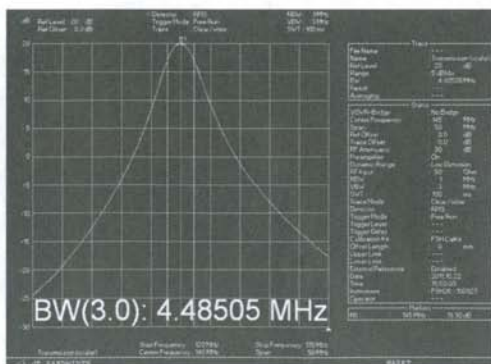


Fig. 24: 3 dB Bandwidth

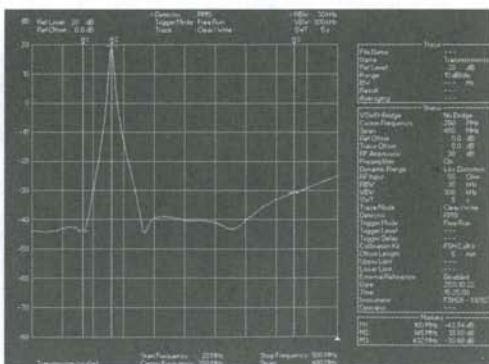


Fig. 25: Transmission (wideband)

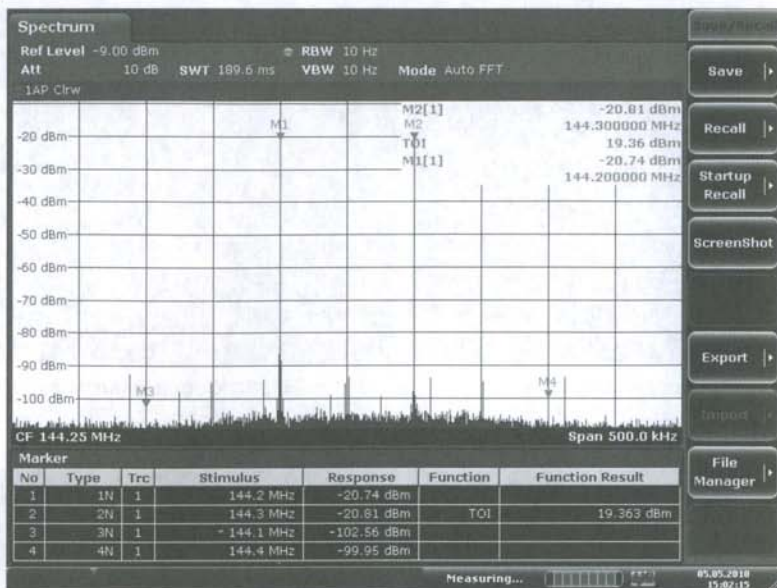


Fig. 26: TOI measurement

Analyzer

RF Att: 0.00 dB RBW : 20 kHz Range: 30.00 dB
 Ref Lvl: -73.00 dBm VBW : 10 MHz Ref Lvl auto: ON

Measurement

2nd stage corr: ON Mode: Direct ENR: HP_346B_18GHz.enr

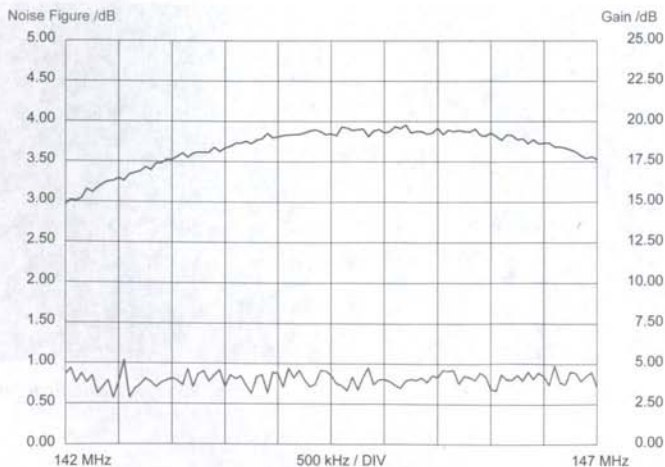


Fig. 27: NF measurement

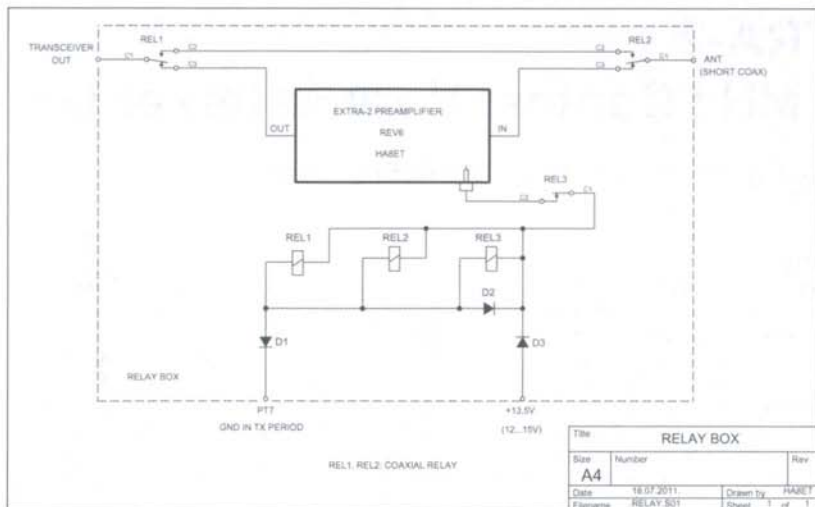


Fig. 28: Possible relay box circuit

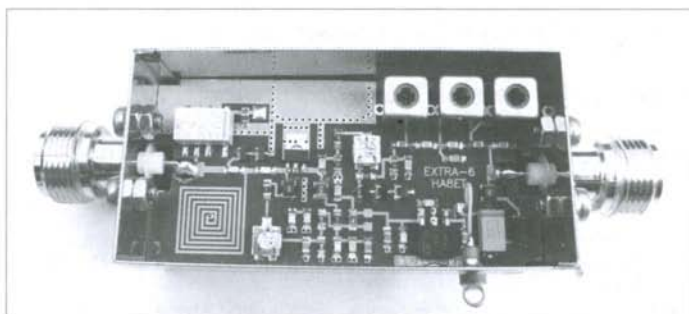


Fig. 29: The EXTRA-6 50MHz contest preamp

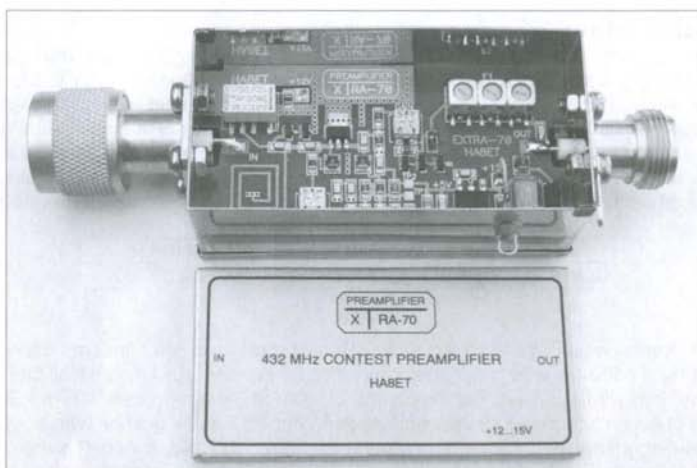


Fig. 30: The EXTRA-70 432MHz contest preamp

EXTRA-2

144 MHz Contest Vorverstärker (Rev. 6)

von Dipl. Ing. Gyula Nagy, HA8ET - HA8ET@freemail.hu

Einleitung

Seit der Veröffentlichung meines Artikels über den EXTRA-2 144-MHz-Kontest-Vorverstärker Rev. 5 [1] wurden innerhalb von 3 Monaten über 150 Stück davon gebaut, so dass es nun Zeit ist, die Erfahrungen zusammenzufassen und weitere Entwicklungsmöglichkeiten aufzuzeigen.

Zuerst soll aber betont werden, dass die ursprüngliche Schaltung die Bedürfnisse der Contester erfüllt hat. Das primäre Design-Ziel war die Robustheit gegenüber starken Signalen (IMD-Eigenschaften). Weitere Anforderungen waren eine gute Selektivität und die bedingungslose Stabilität der Schaltung. Im Vergleich zu diesen Anforderungen wurde die Forderung einer niedrigen Rauschzahl in den Hintergrund gestellt. In diesem Artikel sollen nun die Möglichkeiten untersucht werden, die Rauschzahl weiter zu verbessern, wobei die exzellente Stabilität und Selektivität erhalten bleiben sollen. Mein Dank geht an die Amateure, die meinen Vorverstärker verwenden und Rückmeldungen und Vorschläge gegeben haben, welche ich versuche bei der Weiterentwicklung zu berücksichtigen. Besonderer Dank geht an DC8RI, IZ4BEH, DK5EW und HA1YA. Dieser Artikel behandelt nur die 144-MHz-Version, aber aufgrund vieler Nachfragen habe ich auch begonnen, Versionen für 4m, 6m und 70cm mit dem ATF-51389 FET zu entwickeln, der einen besonders hohen Dynamikbereich aufweist.

Modifikationen bei der Version REV6

9. Weglassen der parallelen Rückkopplung (NF wird kleiner, Verstärkung höher)
10. Einstellung der Verstärkung mit einem veränderbaren Abschwächer (keine Übersteuerung mehr)
11. Einfügung einer speziellen Source-Gegenkopplung (bedingungslose Stabilität)
12. Modifizierter Kreis für die Eingangsanpassung (niedrigere NF, auch für EME brauchbar)
13. Verbesserte Kreise für Drain- und Gate-Entkopplung (höherer OIP3)
14. Modifizierte Schaltung für die Gate-Vorspannung (genauere Einstellung des Stromes I_D , bessere thermische Stabilität)
15. Einbau von Schottky-Dioden für den Schutz von Ein- und Ausgang (für Betrieb in der Praxis)
16. Verwendung eines DC-Sicherheitsrelais (spezielle PTT-Steuerung nicht benötigt)

Design und Simulation

Durch Weglassen der parallelen Rückkopplung in der Original-Schaltung sinkt die Rauschzahl um ca. 0.2 dB und die Verstärkung steigt um 2 bis 3 dB an. Die höhere Verstärkung kann in vielen Fällen eine Übersteuerung bewirken. Solch eine hohe Verstärkung ist nur angebracht, wenn die Dämpfung im RX-Kabel hoch ist oder man ein Dämpfungsglied zwischen Vorverstärker und RX einschalten kann.

Um diesen Vorverstärker universeller einsetzen zu können, wurde ein 100-Ohm-Potentiometer beim Ausgangsabschwächer eingebaut, so dass die Verstärkung über einen großen Bereich eingestellt werden kann. Tabelle 1 zeigt die Durchschnittswerte der Messungen an 20 aufgebauten Vorverstärkern.

	$P_{MIN} (0 \Omega)$	$P_{MAX} (100 \Omega)$
Gain [dB]	13,5	19,5

Tabelle 1

Die Rauschzahl kann weiter auf sogar 0.3 dB reduziert werden, indem der Kreis für die Eingangsanpassung modifiziert wird, aber das kann möglicherweise zur Unstabilität führen. Um dieses Problem zu vermeiden, wird induktive Rückkopplung eingeführt. Aufgrund des SOT-89-Gehäuses ist es nicht möglich, die üblichen Lösungen zu verwenden, denn der FET muss gekühlt werden. Das Layout der speziellen Source-Gegenkopplung kann man im vereinfachten Schaltbild in Abb. 1 sehen. Ein konisches Element ist an die Source-Elektrode angeschlossen, gefolgt von einer Transmissions-Leitung an deren Ende einige parallele Durchkontaktierungen die Erdung und eine angemessene Kühlung des FETs sicher

stellen. Bei der Arbeit mit der Testschaltung habe ich herausgefunden, dass die optimale Breite der Transmission-Line 200 MIL ist. Bei diesem Wert sind sowohl Kühlung als auch Induktivität angemessen. Dann untersuchte ich den S11-Parameter und den Stabilitätsfaktor K mit einem HF-Schaltungssimulator für verschieden lange Transmissions-Leitungen ($P = ?$).

Abb. 1: Vereinfachtes Schaltbild

Abb. 2 zeigt die Ergebnisse für S11 bei Erhöhung der Source-Induktivität von $P = 0$ bis $P = 300$ MIL. Der Stabilitätsfaktor K variiert in Übereinstimmung mit P, wie in Abb. 3 zu sehen ist. Um einen für 144 MHz passenden Eingang zu haben, habe ich zuerst $P = 300$ MIL ausgewählt, weil es am günstigsten erschien. Hier erhöht sich die Rauschzahl ganz leicht (0.05 dB), der K-Faktor ist exzellent und die Verstärkung sinkt um ca. 2 dB. Bei einem so produzierten Prototypen entstand positive Rückkopplung zwischen Ausgang und Eingang (Schwingen) durch das relativ lange LS. Aufgrund dieser praktischen Erfahrung habe ich für weitere Simulationen den Wert 110 MIL für LS gewählt. Dann kann kein Schwingen beobachtet werden und der K-Faktor ist angemessen für diesen Wert.

Abb. 2: Stabilitätsfaktor vs. Sourceinduktivitäten

Der hohe K-Wert ermöglicht eine Optimierung des Eingangsanpassungskreises, um eine niedrigere Rauschzahl zu erhalten. An diesem Punkt wird ein Kompromiss benötigt, weil gute Anpassung, akzeptable Selektivität die niedrige Rauschzahl zueinander inkonsistent sind. Ich untersuchte alle möglichen Variationen für den Eingangskreis und fand heraus, dass der originale Kreis die oben erwähnten Anforderungen am besten erfüllte, so dass ich hier nur die Optimierung für diesen Kreis vorstelle.

Abb. 3: S11 vs. Sourceinduktivitäten

Abb. 4: S11 vs. C1

Zuerst wurde die Änderung von S11 gegenüber C1 (Abb. 4) untersucht, dann wurde der Kondensator C2 auf den Wert von $C1 = 15$ pF optimiert, der als optimal angenommen wurde (Abb. 5). Hier habe ich die grüne Kurve, für $C2 = 22$ pF, gewählt. Die Spiral-Induktivität muß dann auch für die ausgewählten Kapazitäten optimiert werden. Die Windungszahl der rechteckigen Spiral-Induktivität kann im Simulator in Schritten von einer Viertelwindung geändert werden. Ich habe die grüne Kurve in Abb. 6 ausgewählt, die 3.75 Windungen entspricht. Der aufmerksame Leser wird bemerkt haben, dass ich nicht den Wert für die beste Anpassung gewählt habe, weder bei L1 noch bei C1 und C2, sondern etwas schlechtere Werte. Der Grund dafür wird bei den folgenden Simulationen verraten.

Der Eingangskreis des Vorverstärkers muss nicht nur für gute Anpassung, sondern auch auf niedrige Rauschzahl optimiert werden. Abb. 7 zeigt die Rauschzahl in Abhängigkeit von C1. $C1 = 15$ pF stellt offensichtlich einen akzeptablen Kompromiss zwischen guter Anpassung und der Rauschzahl dar. Es ist das Ergebnis des Vergleichs von Abb. 4 und Abb. 7.

Abb. 5: S11 vs. C2

Abb. 6: S11 vs. N

Abb. 7: NF vs. C1

Abb. 8: NF vs. C2

Anhand derselben Kriterien muß auch C2 optimiert werden. Abb. 8 zeigt die NF in Abhängigkeit von C2. Für diese Simulation wurde $C2 = 22$ pF ausgewählt. Diese Zahl muss mit Abb. 5 verglichen werden. Zum Schluss muß die Windungszahl von L1 anhand der Basis in Abb. 9 optimiert werden. $N = 3.75$ ist wieder der optimale Wert.

Die Rauschzahl des Vorverstärkers mit den optimierten Komponenten ist in Abb. 10 dargestellt. $NF = 0.45$ dB kann erreicht werden mit den Güten $Q_C = 300$ und $Q_L = 160$. Eine Anpassung an so hohe Impedanzen erfordert Komponenten sehr hoher Güte, um die Kreisverluste zu minimieren.

Aus diesem Grund müssen für C1 und C2 verlustarme Mikrowellen-Kondensatoren eingesetzt werden. Abstimminduktivitäten mit einem Q von 160 sind kommerziell nicht erhältlich, so dass L1 mittels einer Spiral-Induktivität realisiert wird, die auf maximales Q_L optimiert wird. Der Q_L -Wert der Spiral-Induktivität ist genau 160 bei Design mit dem bekannten FR4-Material ($TAND = 0.02$). Diese Lösung ermöglicht eine leichte Reproduzierbarkeit. Das Gehäuse verstimmt die Spiral-Induktivität leicht, so dass C2 mittels einer festen Kapazität von 22 pF und einem Trimmer (CT) realisiert wird, der eine genaue Abstimmung zum Ausgleich ermöglicht.

Abb. 9: NF vs. N

Abb. 10: Rauschzahl

Abb. 11: Stabilitätsfaktor

Die obigen Resultate konnten nach über 100 Optimierungsvorgängen erreicht werden, wobei jeweils ein Kompromiss zwischen Anpassung und NF gefunden wurde. Die NF kann bis auf 0.26 dB herunter reduziert werden, aber das macht keinen Sinn, weil das galaktische Rauschen auf 144 MHz viel größer als dieser Wert ist. Deshalb habe ich einen zur minimalen NF passenden Eingang bei diesem Design bevorzugt. Die Webseite des Herstellers liefert keine Daten für $NF_{\min}$ unterhalb von 500 MHz für Rauschzahlsimulationen, so dass ich während der Simulation eine lineare Interpolation verwendet habe. Das kann im Vergleich zum realen Aufbau eine kleine Abweichung verursachen.

Abb. 12: S Parameter ohne Bandpass-Filter

Abb. 11 zeigt den Stabilitätsfaktor K des wie in diesem Artikel beschriebenen optimierten EXTRA-2 REV6-144-MHz-Kontestvorverstärkers zwischen DC und 4 GHz. Die S Parameter des Vorverstärkers ohne Ausgangsfilter kann man in Abb. 12 sehen. In dieser Simulation befindet sich nur ein 10 dB Abschwächer im Ausgang. Der Eingangskreis hat auch etwas Selektivität. Er dämpft um 18 dB auf 50MHz im Vergleich zu 2m (Multibandkonteste). Abb. 13 zeigt die Eigenschaften des Ausgangsfilters. Die S Parameter des Vorverstärkers mit Ausgangsfilter und dem 10 dB Abschwächer sieht man in Abb. 14. Das detaillierte Schaltbild ist in Abb. 15 zu sehen.

Abb. 13: Bandpassfilter

Abb. 14: Vorverstärker-Leistung mit Bandpassfilter

Abb. 15: Schaltbild, Rev. 6

Abb. 16: PCB Rev. 6

Das Modell des nichtlinearen Elements ATF-53189 wurde von AVAGO Technologies nur für den ADS-Simulator im ZAP-File-Format [2] veröffentlicht, so dass ich die IP3-Eigenschaften nicht simulieren konnte. Dennoch habe ich die Entkopplungskreise an Gate und Drain modifiziert, um den IP3-Wert zu erhöhen. Im Gate-Kreis liefert C3 = 100 pF einen Kurzschluß im GHz-Bereich, C4 = 1 nF im VHF-Band und C5 = 100 nF unterhalb einiger MHz. Im Drain-Kreis übernehmen C6, C8 und C9 diese Funktion. Ich habe den Wert für R1 auf 22 Ohm modifiziert, was den optimalen Wert zwischen Rauschzahl und der niederfrequenten Resonanz von L1 darstellt.

Je näher die beiden Eingangstestfrequenzen F_1 und F_2 zueinander liegen, desto kleiner ist die Frequenz des Produktes ($F_2 - F_1$). Deshalb wird, wenn die Eingangstestfrequenzen F_1 und F_2 dicht beieinander liegen, eine höhere Kapazität benötigt, um eine best mögliche Ableitung des niedrigfrequenten Produkts zu ermöglichen. Die Ruhestromerzeugung wurde leicht modifiziert, so dass eine genauere Einstellung und auch bessere thermische Stabilität resultiert. Die Schottky-Dioden D1-D5 (VISHAY Semiconductor BAS70-04) dienen zum Schutz des FETs und haben keinen Einfluß auf die NF oder den IP3. Sie haben sich gut bewährt und sind unter realen Arbeitsbedingungen wirklich von Wert!

Das invertierende Sicherheitsrelais K1 schließt den Eingang des Vorverstärkers ohne Anliegen von 12-V-Versorgungsspannung dauerhaft kurz. Wenn 12 Volt angelegt werden, schaltet das Relais ab und der Vorverstärker arbeitet normal. Das funktioniert genauso bei Speisung über das Antennenkabel oder separat über C21, so dass keine separaten Anschlüsse und Kabel zur Kontrolle nötig sind.

Das Layout der PCB ist in Abb. 16 zu sehen. Die Abmessungen sind 72 x 34,5 mm.

Abb. 17: Fertige gefräste PCBs

Abb. 18: PCB im Gehäuse von unten

Abb. 19: Vorabgeglichene Platine

Aufbau

Nachdem die große PCB (Abb. 17) aus der Fräsmaschine entnommen wurde, werden die einzelnen Boards herausgebrochen und wo nötig mit einer feinen Feile glattgefeilt. Dann werden die Bauteile mit einer Heißluftlötvorrichtung und Lötpaste aufgelötet. Es ist sehr wichtig, dass der FET als letztes auf die PCB gelötet wird. Dann werden die beiden Buchsen mit den oberen Schrauben in das fertig mit

Borhungen versehene Gehäuse eingeschraubt. Nun die PCB von unten in das Gehäuse einbringen und die Stifte der Koaxbuchsen anlöten. Dann das Board auf der Unterseite an den in Abb. 18 gezeigten Stellen mit dem Gehäuse verlöten. Hierfür empfiehlt sich z.B. ein PTC-8 LötKolben von Weller. Dann werden die unteren Schrauben der beiden Koaxbuchsen ebenfalls eingesetzt. Das Gehäuse wurde so dimensioniert, dass die Normen BNC oder N (w) oder N (m) verwendet werden können. SMA-Norm kann nur verwendet werden, wenn die Buchse aufgelötet wird, da die Löcher dafür nicht an der richtigen Stelle sind. Der mechanisch fertige Preamp braucht nur 2 weitere Drähte, die eingelötet werden müssen. Den einen Draht auf der Unterseite sieht man in Abb. 18. Zu Schluß wird ein kurzer Teflondraht vom Durchführungskondensator C21 zu dem mit +12V gekennzeichneten Pad gelötet.

Abgleich

Die Strombegrenzung eines 13.5V-Netzteils auf 250mA einstellen und den Preamp anschließen. Die Grundeinstellung des Potis P1 muß nur leicht verändert werden, um den nötigen Wert $I_D = 135 \text{ mA}$ zu erreichen. Dafür müssen 135mV zwischen TP1 und TP2 gemessen werden. Die Stromaufnahme des Preamps beträgt ca. 152 mA. Die Versorgungsspannung kann zwischen +10 und +15 V liegen und beeinflusst das korrekte Arbeiten nicht. Nach der DC-Einstellung wird das Poti P2 auf maximale Verstärkung gestellt, d.h. ganz nach rechts. Dann das Bandpass-Filter L3-L4 mittels eines Spektrumanalysers und Trackinggenerators so abgleichen, dass das Maximum der Kurve bei 145 MHz liegt. Das erfordert 2 Umdrehungen einwärts im Bezug zur Grundeinstellung bei beiden Spulen.

Viele Amateure verwenden die vorabgeglichenen Platinen (Abb. 19, ohne Gehäuse) gerne, um eigene Transverter oder alte Preamps zu modernisieren. Ich möchte darauf hinweisen, dass, wenn die vorabgegliche PCB in ein Gehäuse eingebaut wird, dadurch die Frequenz um 0.5 MHz nach oben verschoben wird und die Verstärkung um 0.8 dB ansteigt. Zum Schluß muss, wenn man keinen Rauschabgleich machen kann, der CT-Eingangstrimmer auf Mittelposition gestellt werden. Basierend auf Messungen ist die Verstärkung in diesem Fall nur 0.2 dB schlechter im Vergleich zu G_{MAX} . Man hat so bereits die niedrigste Rauschzahl erreicht. Der Preamp benötigt keinen weiteren Abgleich.

Messungen

Der ATF-53189 bringt die beste Leistung bei über 500 MHz, weshalb es sehr schwierig ist, den Eingang des Preamps für minimale Rauschzahl auf 144 MHz anzupassen. Für den Fall der kleinsten Rauschzahl (0.3 dB) ist der Inputreturnloss sehr ungünstig, da S11 nur -2dB ist und die Eingangsselektivität praktisch Null. Der Inputreturnloss der Version 6 (REV6), die einen Kompromiss darstellt, ist in Abb. 20 gezeigt. Abb. 21 zeigt die Messung von S22, was praktisch die Anpassung des Ausgangsfilters ist. Die maximalen und minimalen Verstärkungskurven zeigt Abb. 22. Die 1-dB-Bandbreite zeigt Abb. 23, die 3-dB-Bandbreite Abb. 24. Diese Abbildungen zeigen die exzellente Selektivität des Preamps und die Unterdrückung der Rundfunkbereiche. Dies wird nicht nur durch das Ausgangsbandpassfilter erreicht, sondern auch der Eingangsanpassungskreis trägt dazu bei. Abb. 25 zeigt die Transferfunktion des Preamps zwischen 20 und 500 MHz. Die Messergebnisse der S-Parameter stimmen mit den Simulationen in Abb. 14 überein. Die TOI-Messung des Preamps bei max. Gain zeigt Abb. 26. Die Messung der Rauschzahl zeigt Abb. 27. Die Einfügedämpfung des Relais beträgt ca. 0.15 dB. Diese Abb. zeigt die Messung eines der schlechtesten Exemplare, inkl. des Verlustes des Relais K1. Abb. 28 zeigt eine mögliche Beschaltung des Preamps in einer Relais-Box.

Ergebnisse

Ich habe ca. 30 Exemplare der Version REV6 des EXTRA-2 Vorverstärkers getestet und die Ergebnisse sind nahezu gleich. Die Schaltung ist stabil und leicht reproduzierbar. Ca. 20 Exemplare wurden von Stationen im IARU-Region-1-VHF-Kontest getestet und deren Erfahrungen haben die Messergebnisse und die Simulationen bestätigt. Es kann festgehalten werden, dass Verhalten und Selektivität des Vorverstärkers unter realen Bedingungen hervorragend sind und die Rauschzahl niedrig genug ist.

Diese positiven Erfahrungen haben mich dazu ermuntert auch Versionen für 6m und 70cm zu entwickeln, siehe Abb. 29 und Abb. 30. Bei der 70cm-Version ermöglicht die nun passende Eingangsanpassung eine Rauschzahl von 0.38 dB.

Auf meiner Webseite www.HA8ET.hu werden für Interessenten laufend weitere Informationen über die EXTRA-Kontest-Vorverstärker gegeben.

Ich möchte mich nochmals bei allen OM bedanken, die mir Erfahrungen mitteilten und mich bei meinen Entwicklungen unterstützt haben.

Literatur

1. Dipl. Ing. Gyula Nagy, HA8ET: EXTRA-2 144 MHz Contest Preamplifier. DUBUS 4/2010, S. 78
2. ATF-53189 Datenblatt. AVAGO Technologies (www.avagotech.com)

Weitere Abbildungen:

- Abb. 20: Input Return Loss
- Abb. 21: Output Return Loss
- Abb. 22: Maximale und minimale Verstärkung
- Abb. 23: 1dB-Bandbreite
- Abb. 24: 3dB-Bandbreite
- Abb. 25: Transmission
- Abb. 26: TOI-Messung
- Abb. 27: Rauschzahl-Messung
- Abb. 28: Schaltbild für eine Relais-Box
- Abb. 29: 6m-Version des Preamps
- Abb. 30: 70cm-Version des Preamps

Teilleiste und techn. Daten: Siehe oben im engl. Text.

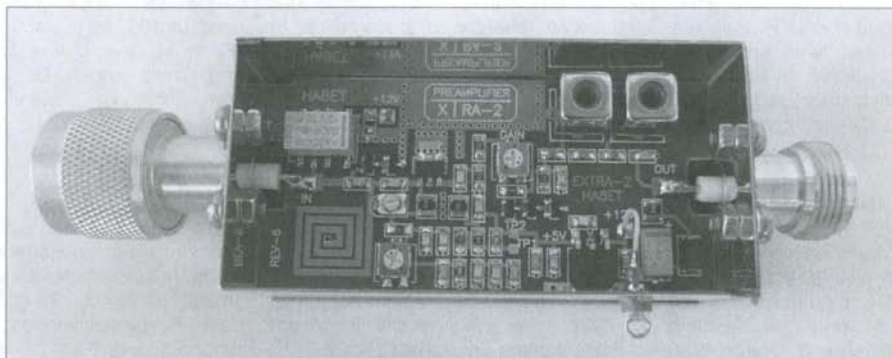


Fig. 31: Ready REV6 2m preamp - Abb. 31: Der fertige 2m-Preamp in der Version 6 (REV6)

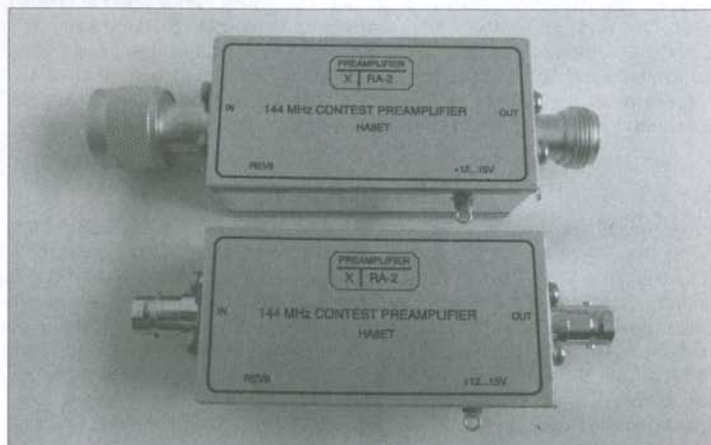


Fig. 32: Ready LNAs with different connectors
Abb. 32: Fertige Vorverstärker mit verschiedenen Armaturen

76/78 GHz und 122 GHz mit einem Transverter

von Alan Devlin, VK3XPD

Einleitung

Nach dem Lesen eines Artikels [1] von Kerry Banke, N6IZW, wollte ich unbedingt eine Station für 47 GHz aufbauen. Es hat dann nicht lange gedauert bis ich feststellte, dass auch alle Teile zum Bau eines 76/78 GHz-Transverters hatte, den ich dann stattdessen baute. Dieser selbstgebaute Transverter-Prototyp wurde bis auf eine Ausnahme komplett koaxial aufgebaut. Zwei solcher Transverter, wie in Abb. 1 gezeigt, wurden innerhalb von 4 Wochen entwickelt und aufgebaut. Sie sehen deshalb noch etwas wild aus. Für mich ist aber das Entscheidende, dass sie erstaunlich gut funktionieren!

Abb. 1: Der komplette Transverter

Die Schaltung

Das Blockschaltbild in Abb. 2 zeigt, dass bei jedem Transverter ein per DIP-Schalter einstellbarer Microsource 26-GHz-YIG-Oszillator eingesetzt wird. Dieses Kästchen benötigt eine 960-MHz-Referenz, die dann per TCXO auf 10 MHz gerastet wird. Nach dem Ausschalten des internen passiven Verdopplers, liefert dieser Baustein nun bis zu +16 dBm auf 13 GHz, um einen Verdreifacher oder Vervielfacher (39/40 GHz Vervielfacher, CMA382400AUP) zu treiben, der 100 mW oder +20dBm liefert. Dieser Vervielfacher ist oben rechts auf dem Kühlkörper montiert. Einige werden dieses Bauteil kennen: Philipp, DL2AM, hat es in seinen 76/122/241-GHz-Stationen ebenfalls eingesetzt.

Nach der Verdreifachung gelangt das 39/40-GHz-Signal an einen WR-28-Port. Außer diesem einzigen Übergang von WR-28 auf SMA (m) am Ausgang des CMA-Vervielfachers, habe ich keine weitere Wellenleiter in meinem Aufbau eingesetzt. Die HF wird dann koaxial weitergeleitet, um ein Paar antiparallele Dioden zu treiben. Diese Dioden wurden aus 14-GHz-Mischern entnommen, die aus Surplus-Hardware für 12/14 GHz von Qualcomm stammen, die auch vor Jahren mal von Mitgliedern der San Bernadino Microwave Group, inkl. Chuck Houghton, WB6IGP (sk), für den Aufbau eines 10-GHz-Transverters genutzt wurde. Die Diode ist am Ende eines Stücks 141-Leitung angelötet, wobei möglichst viel der Abschirmung der Leitung stehen bleiben soll, um eine gute Erdung zu gewährleisten.

Einige Prototypen dieser Mischer sind in Abb. 7 zu sehen. Ein kleines aufgeweitetes Horn wurde über diese Diode gestülpt und dieses "Feed" dann von hinten in einem 300-mm-Spiegel so befestigt, dass ein integrierter Cassegrain-Reflektor damit angestrahlt wurde. Die Position des Horns relativ zu den Dioden ist SEHR kritisch. Eine korrekte Positionierung kann eine Verbesserung von bis zu 15 bis 20 dB bringen. Ein Problem ist die Polarisation, d.h. eines der „Feeds“ muß auf bestes Signal gedreht werden. Ich habe keinen Anhaltspunkt dafür, mit welcher Polarisation meine Feeds arbeiten. Horizontal oder vertikal oder mit Offset? Kommentare, wie ich dies herausfinden könnte, würden mich interessieren. Abb. 3 zeigt die Cassegrain-Spiegel am Beginn meiner Versuche.

Abb. 2: 76/122-GHz-Transverter - Blockschaltbild

Abb. 3: Cassegrain-Spiegel

Die zweite Harmonische von 39 GHz ist natürlich 78 GHz! Abb. 4 zeigt das ungefilterte DSB-Signal, d.h. die Mittenfrequenz von 78 GHz mit den beiden Seitenbändern bei 144 MHz auf jeder Seite. Das weitere Signal rechts ist ein Mischprodukt, das nicht real ist!

Hinweis: Ich habe absichtlich das australische 78-GHz-Segment gewählt, weil, obwohl der Microsource-YIG-Oszillator bis 12.65 GHz herunter funktioniert (rastet), ich bemerkte, dass der Verdreifacher CMA382400AUP dort mit weniger Output arbeitet, weil er an seiner unteren Frequenzgrenze arbeitet.

Abb. 4: Messung des Ausgangsspektrums

ZF-Einspeisung

Die ZF-Einspeisung für TX und RX ist recht einfach. Man sieht in Abb. 5, dass ich ein kleines Loch in die 141-Leitung geschnitten habe, um den Innenleiter in der Nähe der SMA-Buchse, die zum Verdreifacher führt, freizulegen. Dann wurde die Abschirmung eines dünnen, flexiblen Teflon-Koaxkabels (RG-174 oder

ähnlich) entlang der Kupferabschirmung der 141-Leitung so angelötet, dass dessen Innenleiter beim Loch liegt. Dies ist das ZF-Kabel. Dann wird ein kurzes, sehr dünnes Drähtchen an den Innenleiter der 141-Leitung gelötet, sowie an der anderen Seite an einen 1nF Kondensator und einen 470-Ohm-Widerstand. Der 1nF-Kondensator geht dann an den Innenleiter des ZF-Kabels. Eine gleichstrommäßige Isolation ist nötig, weil eine DC-Vorspannung bei RX über den 470-Ohm-Widerstand angelegt wird. Diese dünne ZF-Zuführung wirkt auf 39 GHz als HF-Drossel, erlaubt aber 144 und 432 MHz mit nur minimaler Abschwächung durchzutreten. Auf dem Foto (Abb. 5) wurden zur besseren Übersichtlichkeit der Widerstand und der Kondensator vom Kabel für die Vorspannungszuführung abgelötet.

Abb. 5: ZF-Einspeisung

Vorspannung der Dioden bei Empfang

Die Vervielfacher-Dioden, die ich bisher verwendet habe, sind einfache Schottky-Dioden. Die Empfindlichkeit des Empfängers kann deutlich verbessert werden, wenn diese Dioden mit etwas Vorspannung eingestellt werden. Bei meinen Versuchen habe ich festgestellt, dass die optimale Vorspannung etwas temperaturabhängig ist und die Dioden sowohl bei positiver oder negativer Vorspannung effektiver (verlustärmer) arbeiten können. Um das tun zu können, wurde ein 5-KOhm-Potentiometer zwecks Einstellung von max. +/- 5 Volt gegen Masse eingebaut. Der Scheifer geht in Serie mit dem Strombegrenzungswiderstand (470 Ohm) an den Mittelpin der antiphasischen Dioden. Drehen des Potentiometers variiert die Spannung zwischen Plus und Minus. In Abb. 4 ist das .085 Semirigid-Kabel für die Vorspannungszuführung zu sehen. Der entkoppelnde Kondensator an dieser Leitung am ZF-Einspeisepunkt gegen Masse verbessert ebenfalls das Signal-Rauschverhältnis beim Empfang.

Relais-Umschaltung

Eine normale koaxiale Relais-Umschaltung wird benötigt. Bei TX wird das SSB-Signal eines FT-817 geschaltet und auf wenige Milli watt abgeschwächt. Ein Pegel zwischen 0 und +7 dBm funktioniert gut. Wenn zuviel ZF-Pegel zugeführt wird, sinkt die Empfindlichkeit (Ansprechbarkeit?) der Dioden und führt zu weniger Ausgangsleistung. Bei RX wird ein Breitbandverstärker in die RX-Leitung eingefügt, um die Gesamt empfindlichkeit zu erhöhen, siehe Abb. 6.

Abb. 6: Relais-Umschaltung

Ausgangsleistung auf 78 GHz

Der absolute Leistungspegel auf 78 GHz ist schwer zu bestimmen. Ich glaube nicht, dass er leicht gemessen werden kann. Die angetriebenen antiphasischen Dioden befinden sich am Ende der 141-Leitung im Spiegel nahe des Brennpunktes. Es gibt also keine koaxialen oder Wellenleiter-Verbindungen (wo man messen könnte).

Mit den beiden Spiegeln im Abstand von 2 Metern zueinander habe ich mit meinen selbstgebaute unkalibrierten harmonischen Mischern im besten Fall auf dem Spektrumanalyser einen Pegel von -25 dBm auf 78 GHz gemessen. Es reicht wohl festzustellen, dass dies deutlich weniger als EIN Milli watt ist. Das erste QSO auf 78 GHz über eine Strecke von 1.5 km wurde mit dieser Station am 3.8.2011 getätigt. OPs waren Alan, VK3XPD und Michael, VK3KH. Dieser Rekord wurde einige Tage später auf ca. 12 km erhöht, wobei Rapporte von 51 ausgetauscht wurden. Dabei wurde schnell festgestellt, dass das Ausrichten der kleinen 300mm-Spiegel sehr kritisch auf diesen hohen Frequenzen war. Zur Übung wurde auf der kurzen Strecke das 117-GHz-Signal (3. Harmonische) verwendet, dass sehr schwach, aber noch hörbar war. Das zeigte klar die guten Aussichten für einen Betrieb auf 122 GHz. Kritische Beobachter mögen nun einwerfen, dass obige QSOs auf 39 GHz und nicht auf 78 GHz gelaufen sind. Mehr später. Im Verlauf der Entwicklung dieses einfachen Transverters habe ich viele harmonische Mischer selbst aufgebaut, die am Analyser getestet wurden. Einige sind in in Abb. 7 zu sehen. Alle haben mit einiger Variabilität funktioniert. Die angelöteten antiphasischen Dioden ergeben hervorragende harmonische Mischer. Für viele von uns bleibt der Besitz der ziemlich teuren harmonischen WG Mischer HP1197X für die V, E oder W-Bänder ein Traum. Aber die hier beschriebene Technik erlaubt es für fast jeden, SEHR leicht einen eigenen harmonischen Mischer zu bauen, der gut bis über 100 GHz verwendbar ist. Mit meinen Eigenbau-Mischern kann ich nun leicht diese Signale auf 78 und 122 GHz sehen. Im „Labor“ habe ich Signale bis 140 GHz sehen können, die obere Frequenzgrenze meines Anrits MS710E Spektrumanalysers. Nicht schlecht für 14-GHz-Dioden! Der absolute Umsetzungsverlust bleibt ungewiss, aber egal. Man hat die Möglichkeit, diese Frequenzen zu „sehen“. Und das beste ist, dass diese harmonischen 100-GHz-Mischer nur ein paar Euro in der Herstellung kosten.

Abb. 7: Mischer Prototypen

Abb. 8: Nahaufnahme der antiphasischen Diode am Ende der 141-Leitung

Methode zur Bestimmung der Arbeitsfrequenz des Transverters

Ich verwende 10-MHz-TCXOs, um den 13-GHz-Oszillator zu rasten. Es gibt aber kleine Unterschiede bei den TXCO-Frequenzen. Deshalb sind die gerasteten 13-GHz-Quellen nicht identisch hinsichtlich ihrer Frequenzen. Folglich hat jeder Transverter einen gewissen Frequenzversatz, aufgrund dieser sehr kleinen Unterschiede bei den TXCOs. Meine Transverter haben ca. 22 KHz Versatz bei den 13-GHz-Oszillatoren. Nach der Verdreifachung beträgt der Unterschied dann 66 kHz für das 39-GHz-Signal und 132 kHz für das verdoppelte 78-GHz-Signal und schließlich 198 kHz für die 3. Harmonische auf 117 GHz. Bei unserem 78-GHz-QSO wurde einer unserer FT-817-Nachsetzer auf 2m einfach 132 kHz höher eingestellt (oder niedriger für LSB). Wenn einer der Nachsetzer also in CW auf 144.150 sendete, musste der andere auf 144.282 gestellt werden für den Empfang des 78-GHz-Signals. Das bedeutet auch, dass ein ZF-ZF-QSO nicht möglich ist. Interessanterweise ist also dieser Frequenzversatz hier von Vorteil. Bei GPS-Anbindung beider Transverter würde es keinen Versatz geben. In diesem Fall wäre ein 39-GHz-QSO (das lauteste Signal) oder ein ZF-zu-ZF-QSO unvermeidlich. Bei der hier verwendeten Vervielfachungsmethode wird das Grundsignal (39 GHz) mit abgestrahlt. Das hat den Vorteil, dass dieses Signal, dass deutlich lauter als die erwünschte 2. Harmonische auf 78 GHz ist, für das anfängliche Ausrichten der Spiegel genutzt werden kann. Danach kann dann für 78 bzw. 122 GHz optimiert werden, die durch die TXCO-Unterschiede wie oben erwähnt identifizierbar sind. Bei kurzen Distanzen sind die Signale auf 78/122 GHz so laut, dass man das 39-GHz-Signal zur Ausrichtung nicht braucht, bei längeren Distanzen aber, hat die initiale Ausrichtung mit diesem stärkeren Signal bei uns SEHR gut funktioniert.

Betrieb auf 122 GHz

Nach dem Erfolg, den wir auf 78 GHz hatten, wurden die Möglichkeiten für 122 GHz begutachtet. Da es keinen frequenzlimitierenden Wellenleiter in diesem Transverter gibt, können theoretisch beide Bänder, 78 GHz ($39.0 \text{ GHz} \times 2$) und 122 GHz ($40.6 \text{ GHz} \times 3$) mit EINEM Transverter bedient werden, indem einfach die 13-GHz-Oszillator-Frequenz geändert wird. Das kann einfach mit einem DIP-Schalter realisiert werden. Es gab nur einen Vorbehalt: Würde die 14-GHz-Diode noch genug HF auf der 3. Harmonischen bei 122 GHz erzeugen?

Abb. 9: DIP-Schalter für den YIG-Oszillator

In VK liegt das untere Bandende bei 122.250 GHz. Um dies zu erreichen, muß der Vervielfacher 40.75 GHz an die antiphasischen Dioden liefern. Diese Frequenz liegt am oberen Limit des CMA382400AUP Vervielfachers. Deshalb entschied ich, als ZF 435.15 MHz zu verwenden, was die Treiberfrequenz herunter auf 40.605 GHz, d.h. in einen besseren Arbeitsbereich, zieht. Das entspricht 13.535 GHz für den YIG-Oszillator. Erste Tests mit dem Eigenbau-Mischer auf dem Analyser zeigten, dass ein Signal bei 122.25015 GHz vorhanden war, aber es war sehr schwach. Ich hatte auch festgestellt, dass der Verdreifacher CTR960459102R01 hier besser funktionierte und mehr HF am oberen Ende bei 40.6 GHz lieferte als der CMA382400AUP Vervielfacher. Der CTR benötigt auch weniger Treiberleistung als der CMA. Nach dem Einbau des CTR wurde ein deutlich stärkeres Signal auf 122 GHz gefunden. Bei weiteren Versuchen wurde festgestellt, dass eine Veränderung der DC-Vorspannung (die für den RX vorgesehen war) bei TX, eine leichte Verbesserung des RX-Signals am anderen Empfänger erbrachte. Es ist nicht ganz klar, warum diese Vorspannung etwas brachte. Normalerweise müsste es bedeuten, dass die Treiberleistung bei 40.6 GHz unzureichend ist. Dies muss weiter untersucht werden.

Auf 122 GHz wurde eine schnellere Frequenzdrift aufgrund von thermischen Einflüssen bei den TXCOs beobachtet. Die Frequenzdrift konnte durch Einbau einer Heizung und Isolierung um die TCXOs etwas verbessert werden. Der wobbelnde Signalcharakter ist auf der 3. Harmonischen auch deutlicher ausgeprägt. Dies ist ein interessantes Phänomen. Dies ist auch bei einem GPS-angebundenen ZF-Signal auf 122 GHz noch hörbar und noch stärker auf der 4. Harmonischen bei 162 GHz. Auf der 5. Harmonischen bei 203 GHz konnte kein Signal mehr gefunden werden, was nicht überraschend ist.

Die Erstverbindung auf 122 GHz in Australien wurde mit dem beschriebenen Equipment über eine Entfernung von 1.5km getätigt. Rapporte lagen beidseitig in SSB bei 51 mit etwas QSB.

So, das war die Beschreibung der Technik mit ein und dem selben Transverter zwei Bänder, das 78- und 122-GHz-Band, abzudecken. Ich hoffe, dieser Artikel wird einige Leser inspirieren, ebenfalls für 78 und 122 GHz etwas aufzubauen! Es grüßt Alan, VK3XPD.

Danksagung

Ich danke Kerry Banke, N6IZW, von der San Diego Microwave Group für seinen Artikel - A Simple Harmonic Mixer/Antenna Feed for 47 and 76 GHz Experiments - sowie Will Jensby, W0EOM, für das Zurverfügungstellen der 39/40-GHz-Vervielfacher.

Referenz: Siehe am Ende des engl. Textes oben

FAI News

2011 QSO Summary

Editor: Dom Dehays, F6DRO
f6dro@wanadoo.fr

After a very slow and late start of the season, several days with FAI occurred in the end of May and in June and July. But high MUF, close to 144Mhz was necessary to get FAI on 2m, unlike what we got in good years where only 70/80 MHz was enough. August was very poor. Here the QSO list for the 2011 season:

Date	UT	Station 1	Station 2	Loc 1	Loc 2	QRB	QTF/SCP	Remark
20/05	1950	ER1LW	S57TW	KN46KW	JN75EX	1114		
21/05	1350	LZ1ZX	RN6DJ	KN32IO	KN96VC	1109		
	1938	F6DRO	HA6VV/P	JN03TJ	JN97VV	1494		
24/05	1745	I1DMP	SV2JL	JN34XU	KN10LO	1311	65/?	
02/06	2025	F6DRO	IC8FAX	JN03TJ	JN70CN	1086		FAI?
17/06	1023	YT3I	UT5JCW	KN05HP	KN64SN	1024	75/??	
	1650	YT3I	OK2BFH	KN05HP	JN99JQ	470		
	1947	F4DSD	CN8LI	JN23JP	IM63NX	1473		HRD
	2007	I3MEK	CT1HZE	JN55SJ	IM57NH	1919		51F SSB
23/06	1955	IK0BZY	LZ1ZP	JN61GW	KN22IE	1004		
27/06	1340	YT3I	EB1RL	KN05HP	IN83IC	1915		HRD
28/06	1555	UC6A	S51ZO	KN84PV	JN86DR	1635		HRD
	1613	RT7G	YU1EV	LN04WX	KN04CN	1706		
01/07	1815	F6DRO	HA0MK/P	JN03TJ	KN08TA	1630	52/??	
	1819	IK0SMG	LZ1ZX	JN61GP	KN32IO	1172		
	1835	IW0FFK	LZ1DP	JN61FS	KN22TK	1088	BUDA	
	1832	F6DRO	OK2WM	JN03TJ	JN99AJ	1421		
	1841	F6FHP	HA1FV	IN94TR	JN87JJ	1354		HRD
	1842	F6DRO	HA1FV	JN03TJ	JN87JJ	1263		HRD
	1851	F6FHP	YU1EV	IN94TR	KN04CN	1624		
	1851	LZ1ZX	IK0HWJ	KN32IO	JN61HM	1168		
	1852	LZ1ZX	IK0GHB	KN32IO	JN61GO	1173		
	1901	F6DRO	YU1EV	JN03TJ	KN04CN	1489		
	1902	F6DRO	YT3I	JN03TJ	KN05HP	1523		
	1904	HA1FV	F6DRO	JN87JJ	JN03TJ	1263		HRD
	1947	F6DRO	YU7AAA	JN03TJ	JN94XC	1472		
	1951	F6DRO	YU2DX	JN03TJ	KN04AC	1478		
	2025	F6DRO	YU1IO	JN03TJ	KN04IQ	1529		
	2037	F6DRO	YU7AAA	JN03TJ	JN94XC	1472	56/??	20DB/N
03/07	1726	G4LOH	I3MEK	IO70JC	JN55SJ	1354	JO20	
	1948	F6DRO	CT1HZE	JN03TJ	IM57NH	1116		
	2019	F6DRO	YU1IO	JN03TJ	KN04IQ	1529	49 / ??	
	2030	F4DSD	CT1HZE	JN23JP	IM57NH	1351	IN71	SSB
04/07	2029	GM4FVM	DL7UK	IO85WU	JO41SX	876		FAI??
06/07	1812	HA6NQ	UA3PTW	JN98WA	KO93BS	1425		
	1817	DL5MAE	UA3PTW	JN58VF	KO93BS	1930	55/??	
	1825	DK5YA	UY1HY	JN49NX	KO60MA	1702		
	1851	YT3I	UA3PTW	KN05HP	KO93BS	1542		
	1854	OE3JLC	UA3WM	?	KO72QI	-		OE3JPC?
	1857	DL5MAE	UA3WM	JN58VF	KO72QI	1728	45/??	
	1859	HA1VQ	UA3WM	JN87GJ	KO72QI	1453		
	1859	OK2POI	UA3WM	JN99BL	KO72QI	1248		
	1901	HA1VQ	UA3WM	JN87GJ	KO72QI	1453		HRD
	1905	DL5MAE	UR4LQ	JN58VF	?			
1907		DL5MAE	UA3DHC	JN58VF	KO95AW	1972		

06/07	1916	OK2POI	UA3PTW	JN99BL	KO93BS	1455	33/??	
	1926	UA3WM	9A1CAL	KO72QI	JN86DM	1519		
	1956	UA3WM	DF0BV	KO72QI	JN68AH	1708		
	2000	UA3WM	YT3I	KO72QI	KN05HP	1305		
	2005	UA3WM	YU1EV	KO72QI	KN04CN	1410		
07/07	1400	IK0BZY	EB6ADS	JN61GW	JM29DV	729		
	1458	IK0BZY	EA5TT	JN61GW	IM99SL	1128		
	1508	IT9VDQ	EA5TT	JM68QE	IM99SL	1206		
12/07	1245	IK0BZY	EA9IB	JN61GW	IM85NG	1528	290/??	
	1249	IK0BZY	EA3MS/7	JN61GW	IM96AX	1359	300/??	
	1639	I0YLI	CT1HZE	JN61HU	IM57NH	1905		
	1641	IK0SMG	CT1HZE	JN61GP	IM57NH	1895	285/??	
	1646	CT1HZE	IK4PMB	IM57NH	JN54MM	1849		
13/07	1645	S57EA	G4LOH	JN76HE	IO70JC	1529		HRD
15/07	1937	IK0BZY	G4LOH	JN61GW	IO70JC	1638		HRD
16/07	0937	F6DRO	CT1HZE	JN03TJ	IM57NH	1116		ES/FAI??
	1619	DL5MAE	UA6UT5	JN58VP	?	-	90/??	
	1905	F6DRO	YU1LA	JN03TJ	KN04FR	1509		
	1915	F6DRO	HA8CE	JN03TJ	KN06EN	1512		
	1921	F6DRO	9A2SB	JN03TJ	JN95GM	1361		HRD
	1940	F6DRO	YT3I	JN03TJ	KN05HP	1523		
	1942	F6DRO	IZ4BEH	JN03TJ	JN54VK	822		strong
	1945	IC8FAX	F4EZJ	JN70CN	JN05DK	1253		
	1949	F6DRO	I3MEK	JN03TJ	JN55SJ	818		
	1950	YT1VP	F6DRO	JN94WG	JN03TJ	1464		
	1951	EA6SA	YT3I	JM19LO	KN05HP	1589		
	1954	F6BEG	IC8FAX	JN25JS	JN70CN	957		
	2004	F6DRO	IK0BZY	JN03TJ	JN61GW	907		
	2006	G4LOH	IC8FAX	IO70JC	JN70CN	1843		
	2006	EA6SA	YU1IO	JM19LO	KN04IQ	1565		
	2007	I3MEK	IC8FAX	JN55SJ	JN70CN	580		
	2018	F6DRO	IC8FAX	JN03TJ	JN70CN	1086		
17/07	2002	DK2EA	E70T	JO50UF	JN84OS	734	70/??	FAI??
18/07	1930	UC6A	YU1EV	KN84PV	KN04CN	1348	BUDA	HRD
19/07	1820	UC6A	9A1T	KN84PV	JN76WA	1670	BUDA	HRD
	1822	HA1FV	UT2QA	JN87FV	KN86KS	1601		
	1823	YT3I	I4RHP	KN05HP	JN54QL	738		
	1910	YT3I	UC6A	KN05HP	KN84PV	1305	BUDA	
21/07	1705	I3MEK	G4LOH	JN55SJ	IO70JC	1354		
	1710	F6DRO	G4LOH	JN03TJ	IO70JC	909		HRD
	1714	YT3I	G4LOH	KN05HP	IO70JC	1979	320/??	HRD
22/07	1920	IK0SMG	LZ1ZX	JN61GP	KN32IO	1172	BUDA	
	1924	IK0BZY	LZ1ZX	JN61GW	KN32IO	1167		
26/07	0948	HA1VQ	DF3RU	JN87GJ	JN59UL	426		FAI?
27/07	1450	LZ1ZX	F1USF	JN23CN	KN32IO	1825		
27/07	1644	IK3MLF	YU1EV	JN55WJ	KN04CN	662	BUDA	
28/07	2042	G4LOH	IK1EGC	IO70JC	JN35UF	1107		

Note: BUDA = Scatterpoint (SCP) over Budapest (JN97)

70cm FAI Tests in 2012 – anyone ?

CT1HZE (IM57NH) is still looking for stations from France or Italy which are interested in serious FAI experiments on 432 MHz during summer 2012.

If you want to try, please contact DUBUS@t-online.de if you have a good 70cm station and are qrv usually during 2m FAI openings. Thank you. 73 Joe, CT1HZE

we had a problem with QRM from 144 MHz and it was necessary to keep the same period for both bands. Also stations which called us CW during our JT65 CQ were worked easily, because WSJT9.0 includes CW and it was easy to setup 1 min periods there too.



IS0/OK5EME Team

from left: OK1NP, OK3RM, OK1DFC and DL6SH

After moonset we decided immediately to exchange the feed for 1296 MHz and tested the Sun noise before Sun set to avoid possible problems as we had on 432 MHz. Sun noise was 14,5dB and also the position of the dish according to the display from the OE5JFL controlling system was o.k. We started the second leg of ARRL. 1296 MHz & all worked well. On Monday we were QRV on 2320 MHz. 14 dB Sun noise indicated that all was o.k. and we worked all stations we found on the band. New tripod and feeds showed us that we were on the right way. So for the next pedition we want to extend to the 9cm, 6cm and 3cm bands. We know, that it is crazy, but only new targets are interesting and motivating in our hobby. See you next time from somewhere. **73! Team OK5EME**
Full report: www.ok1dfc.com/Peditions/IS0/is0.htm



7P8EME team: Lana YL of ZS6BUN, Lynette ZR6LHT / 7P8LHT, Erika YL of ZS6OB, Pine ZS6OB / 7P8EME [Team leader]. Rear left to right: Dick ZS6BUN / 7P8BUN, Pieter ZS6PA / 7P8PA, Hermann DL2NUD / 7P8HP, Wynand ZS6ARF / 7P8QRO.

The EME expedition to **7P8** was a big success. They worked 23 QSOs on 432: DL9KR in CW. And in JT: DL7APV, UA3PTW, OK1DFC, JA6AHB, DF3RU, OK1KIR, I1NDP, HB9Q, OH2DG, DK3WG, G4RGK, VK4EME, LZ1DX, PA3CSG, UT6UG, G4EZP, G4FUF, DL8GP, G4YTL, OZ4MM, DL5FN, K2UYH. Antenna was 4x K1FO. On 23cm 18 QSOs were made with a single 62 el. See more at www.zs6arf.co.za

CR2EME made a lot of qsos on 144MHz in July. CU2/DM1CG made only 1 QSO with a 12ele M² 7m ECOFLEX 15 and 75w on 432 MHz.

F1DUZ will activate **FG** Guadeloupe in JT but also in CW on 432 MHz in end of December 2011. Info: <http://fgdexpeditionf1duz.monsite-orange.fr/>

ARI CW Contest

Very low activity was reported.

I1NDP Nando: only 4 QSO on 432, QRP on 23cm and collected 6 with 8 watts. A big pity the coincidence between the ARRL microwave and the ARI. **IK5QLO** Andrea: Despite the low level of activity due to the coincidence with the ARRL microwave, there were some "willing" ops around on 23cm, wknd 12. **SP7DCS** Chris: I was on 2m & 70cm & 23cm. Activity was quite low. It's a real pity that ARRL decided to organize MW contest the same weekend as ARI. **N4GJV** Ron: The activity level on 70 cm, as heard from my QTH, was EXTREMELY low. Many tnx to PI9CAM and DG1KJG, for EME QSOs. I hope that the contest scheduling can be improved, in the future.

ARRL uW contest

PA7JB 2320 worked 19 stations in CW + 1 ssb. Rig 100w @RA3AQ feed 2,4m offset dish, 73 John

K1JT Thanks to all for 22 QSOs on 13cm and 3 on 9cm. We found activity only fair to good on 13 cm; the low moon declination did not help, as it significantly shortened our EU window. Activity was very low on 9 cm, at least during the times we were on. We tried both 5.7 and 10 GHz, but made no QSOs. At 6cm we were operational enough to copy W5LUA, and we heard our echoes. Unfortunately, Al did not hear us. 73, Joe, for the Multi-op team including K2UYH, K2TXB, K2QM, K3TUF, K2BMI, K1DS

G3LTF: It was relatively trouble-free considering five changes of feed systems and PSUs at the dish. On 13cm I worked 31, On 9cm I worked 3, On 6cm I worked 6. Sun noise 2320MHz 19.7dB SF 151, 3400MHz 17.5dB SF158, 5760MHz 16.4dB SF190. 73 Peter

OK1KIR reports on 24GHz on Sat 24.09. completed 3 QSOs: DL7YC, G4NNS and W5LUA. On Sun, 25.09. added LX1DB (strong signal). Total score $400 \times 4 = 1600$ pts. After deleting 2.3 GHz and up category we lost motivation to jump from one MW band to another to catch maximum QSOs on each band and taking high risk of a damage due to hurry and time stress. So we changed the bands more slowly seeking new stations only. Operating 5 MW bands with one dish in short mutual Moon windows is a bit useless and by our opinion almost does not support MW activity, esp. on higher bands. AWs perform in that issue much better. 73 Vlada & Tonda

PY2BS, PY1KK: Although I had long planned being on 9cm, a flu and bad weather prevented me doing so. Alternatively I went to 13cm, but only on Sunday, and was happy getting 17 QSOs including 2 initials. 73 Bruce

WA6PY: was active on 13 cm, 10 GHz and on Sunday at the very end of the EU window on 9cm. QSO'd on 13 cm 19. On 10 GHz I found activity very low and QSO'd 3. I switched to the 9 cm at the very end of EU window, called CQ for 45 min and finally K1JT with very nice signals called me. 73 Paul

F2TU reports: 13cm 39 qsos, 6cm 11, 3cm 8 qsos Total 58 qsos. I changed feed 10 times on the dish: 2 times Saturday, 8 times Sunday, to switch between bands. It was a good contest with participation almost identical to last year. And it was on my 72th birthday, hi. Thank you all, see you soon via the Moon. 73 Philippe

SV1BTR: Wkd 13cm 37 QSOs (43 in 2009, 40 in 2010), and 6cm 14 QSOs.

W3SZ: I got on Saturday and Sunday morning to give 10 GHz EME a try for the first time. I was very pleased to work W5LUA for my #1 and DL0EF for #2. They were both quite strong. DL0EF is like a lunar beacon. I heard quite a number of other stations but my setup is not yet sufficiently optimized and so I was not able to complete any other contacts. 73 Roger

W5LUA: I was quite surprised to find out there is no category for 2304 and above. However, it does not matter as I only operate during a contest to work friends and new stations. I am probably part of the 90 percentile that don't care to enter a contest anyway. So here is my report by band starting at 24 GHz.

24 GHz: DL7YC #10, OK1KIR, and G4NNS
10 GHz: W3SZ #76, DL0EF, F2TU, UR7D #77
5760 MHz: SV1BTR #47, K5GW, F2TU, G3LTF
3400 MHz: K5GW, K1JT, G3LTF
2304/2320 MHz: VE6TA, K5GW, F2TU, K1JT, CT1DMK, SM3BYA, PA7JB, G4CCH, OZ4MM,

WD5AGO. I was happy to activate the 5 microwave bands but it is a lot of work considering one must change feeds. Coordination is always difficult. We need more weekends for microwave but I feel that no one is listening. Best 73 Al

VE6TA Well, the weather was great, the gear appeared to perform well, but the moon was strangely absent up here in the NW corner of NA. Subsequently not a lot of stations around to work. The low declination makes it nearly impossible for me on 2320. When I did have a window signals were quite good on 2304 though, wkd 17. 73 Grant



VK7MO/p 432 EME Station operating from car

432 MHz

New stations in the last 3 months were:

PA3FBX	27el. 7° fixed. el. & 50w
DL2ALF	19el. & 500w
UY2QQ	4x18 & 50w no LNA
VK7MO/p	16el. & 35/150w from diff locations

MANY MANY TNX REX !!!!

W7CE	28el. & 800w
AK4T	2y & 150w
G8FJG	4x16 & 350w
DL5BCX	4x19 & 750w
UN/DL9LBH	4x yagi (no LNA)
AE6EQ	16x14el. & QRO
EA1RJ	1.EME 2x22el. & 100w
EB1DNK	4x21 & 100w
F1DUZ	1x21el. & 230w
CT2GUR	4xLFA

And YL2GD, W2CNS, OK6TW.

F6DRO Dom is back on 432 with 4 x 21el. and 1KW and preferring CW.

RW3WR wkd G4FUF, DL5FN, EA5CJ, K1JT, JS3CTQ, DL7UDA, DL8GP, G4EZP, ES5PC, OK2POI and NR5M.

UR5LX is back after 12 years with a 3.6m-dish & 300W. He wkd so far UA3PTW, K1JT, W7MEM, JS3CTQ, RW3WR, G4EZP and DL7UDA #375.

11NDP is temp qrt, since a couple of months. I am facing a big QRM from a commercial (illegal) FM link located at 431.400Mhz with a deviation not less than 1Mhz on each side. I wrote to the authorities but do not expect any prompt reaction so I am afraid my 70cm activity will be greatly impacted in the future. 73 Nando,

AK4T shows how to run EME with simple rig and under difficult circumstances. He is running home made "back yard" 2x6wl yagi antennas. Frame and antenna boom made of wood. Elevation and AZ controlled manually by means of fisher line. He is using all home made equipment including UHF-SDR (with Linrad) and solid state PA 4xSAU82L RF modules 350w. 73 Igor (ex UA0DG)



AK4T 432MHz 2x6wl antennas - elevation limited to 65 deg due to the trees

OK1KIR On 432 MHz while waiting for xped 7P8 on 17/18.09.2011 wkd in JT65: DF3RL, RK9AT (#), K7QX, PE1RDP (#), EA5CJ (#), PY2BS (#), PA0PLY (#), LZ1DX and DL7APV. Furthermore in CW LZ1DX. No success with 7P8EME due to terrible wideband QRM in eastern MR. However on 20.09.2011 in western MS w/o that QRM we wkd quite easily 7P8EME #62 as new DXCC.

Martin, **GM6VXB** had several problems on 432 and took down his 432 antennas and is qrt on this band until further notice.

ARRL EME 432/1296

CT1DMK is happy it was his best 23cm contest ever!!! Never had so many things going wrong at the same time. It was a Mr. Murphy massive attack to my humble station. Too many problems to tell in detail. Transverter failure, control failure. Driver oscillation. PA exploded a couple of times (big insects carbonized inside the cavity) opening and cleaning took hours. Power supply fuses blown, then noise on RX when PA power was on, by the end when everything seemed to be working again, I had much less power than expected. With all this fuzz I lost the notion of time and it was already Sunday at 13:00utc I had only about two hours of

moon left. Despite the low power of 50W at the feed, I still had very good echoes (peak 10dB [50Hz] so I gave it a try. So two moon passes for 2 hours of effective 23cm radio time and one QSO for a score 1x1. 73 Luis

N8CQ: The winds were too severe to attempt mounting of the 30' dish on the tower. He hopes for being QRV with the new setup soon. 73 Gary



N8CQ dish before mounting

DJ3JJ was very happy with the results of his small station, 4 x 15 YU7EF + GS23B. Wkd DL7APV#, SM4IVE (unbelievable signal!), SV1BTR# very good speaker copy, OH2PO# not very strong but good RX, K5GW# good sig and low qsb, G3LTF# qsb signal but very good rx! CWNR K0RZ & LZ1DX, hrd F2TU & SM2CEW. 73 Andreas



DJ3JJ with 4 x 15 el YU7EF

IK5QLO: Sunday early morning after a few minutes the elevation actuator stopped, luckily I had a spare one in the attic so some time later I was again QRV, when suddenly my transverter decided to tx by itself on PTT. It was self-oscillating and it took me a couple of hours to put it back on-line. I managed to work only a few before my window ended, but it was a very nice and educational experience. Wkd 15, hrd / CWNR many others but everyone was busy doing qsos not easy to get through. 73 Andrea

G3LTF: Worked 60 x 29 on 23cm and 29 x 20 on 70cm. Several new ones on both bands. My 432 rx may be a bit down as I had three CWNR reports. The Faraday on 70cm was very unstable, 90 deg change in one hour this afternoon, all those years of no sun activity really spoil us! Sadly it seems

that on 432 that only the real diehards are left in NA, in fact out of my total of 89 EME contacts this weekend only 12 were with NA stations. Thanks to all for very enjoyable QSOs. 73 Peter

PE1ITR: It has been more than a year ago I was qrv on 432MHz EME. Mainly because my elevation system is stuck most at the time, but today with a miracle the elevation system suddenly worked again. It was the first time I could try my new 4x16el with 300W. Wkd on sun JT 10 (6#) and hrd several more also in CW. 73 Rob

SM4IVE was active from almost moonrise to set that means from 03.00 to about 15.00 local both days. I found condx to be normal with slow polarity shift. But extremely bad activity from JA and USA. It is a pity that it seems to be worse every year. Anyhow I managed to work **61 diff stations and 30 multipliers** on 432 MHz. 11 new inits, 12 US stations wkd and 2 JA. I did concentrate on 70 cm this year and worked only a couple of stns on 23 cm. Did burn the LNA when calling Peter G3LTF. 73 Lars

IK2MMB operated relaxedly on 1296 only during the 'day window', meaning I didn't stay up all night long, I couldn't physically manage it. So I lost the two eastern windows. There has been a very good activity from Europe, for what I could recognize activity seemed way down from NA. This was the first time I fully operated with an SDR, full TX and RX, with the Flex1500. What a nice little brick. F1EHN tracking software was doing a great job compensating doppler automatically to the Flex. The CW SDR filters are, needless to say, ways better than the formerly used FT847. 73 Sergio

PA7JB It was a good weekend for EME. My TS2000 works again after I put in some new MF filters (455kc), tnx to Jurgen PE1LWT. Did work new: IS0/OK5EME and DF1SR on 23cm. IS0/OK5EME on 13cm. Thanks to the team for the nice qsos. Worked DL7YC and W5LUA on 10GHz. 73 John

SM2CEW started the contest by working EA8/G4RGK with his single yagi on 432 MHz. That made me stay on 432 all day Saturday. Very enjoyable pace, working many stations including a few new initials. Spent the last 45 minutes of the contest on 1296 MHz. It is amazing how this band is buzzing with CW EME signals. 73 Peter

SV1BTR I would like to THANK ALL that i worked as well as those that called me but i did not manage to pull out of the noise. And of course ALL who were QRV in cw. Had a total of 4 hours electric power loss at peak activity times, both days. Pointing problems in 23cm azimuth so peaked and then fine tuned moon heading, with echoes this time. Despite challenges, worked 112

stations on 2m-70cm-23cm. It was a real joy, as always, meeting new + old friends via the moon. 73 Jimmy

K4EME had some computer problems before the contest. Together with Richard, KR4V we got the EME equipment up and running. First CW contact a very very strong SM4IVE. After working 2 more we had blown the preamp. After about 45 minutes, we were back on the air and wkd 6 more on CW. After some trouble with the clock we added 12 more in JT. 73 Cowles and Andrus

13cm

F1PYR is now qrv **13cm** with a 3.5m dish and 100w & preamp. I hearing my own echos, just readable. Now I am looking for some stations in order to test and evaluate my station. 73 Andre

10GHz

OZ1FF After a break for nearly 2 years I'm back on 10 GHz. Power has been increased from 15 to 45W at feed with nice audible echoes received on my 1,8m dish. Sun noise is 8 dB and moon noise is 0,7 dB. Feed and tracking still need to be optimized but it works. Next project is 24 GHz where I hope to be ready for testing in about one month with 10W/1,8m. 73 Kjeld

PA7JB made his first qsos on 10 Ghz. First was Philippe F2TU and then worked Brian G4NNS. He did hear Manfred DL7YC with a good signal but a tree was between us. Setup here: 15 watt into a 2,4m offset dish and a 2,5 euro LNB. 73 John

24GHz

IK2RTI: On Sunday 23th October I heard for the first time my echoes on 24 GHz with good signals. I measured 14 dB sun noise (30° el) and a moon noise 2 dB greater (45° el). Temp. was 10 deg and humidity 75%. Rig 2.7m offset dish, preamp DB6NT 1.35 dB NF, TWTA RW1127 34 W at the feed. 73 Gianfranco

DL7YC (JO62pk), Manfred made his first 24 & 10G qsos. He has a 2.4m precision prime focus dish f/D 0.38, EGIS Robot-Positioner EPR-203 with controller EPS-203, (update every 20 sec !)
24GHz: Super-VE4MA feed, TWTA RW1127, 45w output, 1.3m WG to feed, WR42-switch, DB6NT-VV 1.1dB NF @ 17deg C; watercooled @ summer times. avg. (in 2011) Sun-Noise: 14dB / Moon-Noise: 1.9dB
10GHz: Super-VE4MA feed, TWTA RW1127, 80w output, 0.1m WG to feed, WR90-switch, DB6NT-

VV 0.65 dB NF @ 17deg C, avg. (24.10.2011)
 Sun-Noise: 14.4dB / Moon-Noise: 1.45dB
 5760 MHz: Round-Septum-Feed, SSPA 110 watts
 at feed, DB6NT VV 0.6 dB NF
 3400 MHz RA3AQ-Feed, single SSPA 65-70 watts
 at feed, G4DDK V.02 preamp 0.4dB NF (will be
 improved to 2x SSPAs = 130 watts)
 2320 MHz Square-Septum Feed, SSPA 250 watts
 @ feed, G4DDK V.02 preamp > 0.3dB NF
 RX @ IF 144 MHz: IC-910H or PERSEUS with
 144/28 MHz converter.

Manfred made his first 5 QSOs on 24 GHz and
 much more on 10 GHz. On 10G he has up to 20dB
 echoes at 5.4Hz bandwidth.

On 9 & 6cm only one qso so far (G3LTF & F2TU),
 but on both bands the feeds have to be optimized.
ploetz@snafu.de



DL7YC Horn with 10G Transverter-block



DL7YC 2.4m Dish

OK1KIR: On 17.09.2011 made a trial in **JT4G** with
 G4NNS: Signals on "waterfall", but no decode on
 both sides due to Moon in apogee, too weak
 signals, high libration. On 23.09.2011 the test was
 repeated at day time. However still big spread and
 high Doppler complicated proper tuning. Never-
 theless G4NNS obtained one decode, while we
 had none. CW tested w/o success. On 30.08. sked
 with DL7YC was successful we wkd Manfred O/O
 as #9. More on www.ok1kir.cz 73, Tonda & Vlada

SKs

SV10E has passed away at the age of 65
 following his battle with the terrible disease. He
 was the first to pioneer from SV on EME in 1982
 on 2m and in 1992 on 23cm. A homebrewer in the
 true sense of the word. See: qrz.com. RIP Costas.

I4ZAU is now SK. He left us after a long lasting
 struggle with a prostate cancer. Vico has been one
 of the major Italian Microwave pioneers especially
 on the 10GHz. He was the main founder, heart
 and soul of IQ4DF.

LAST

In the last days I read an email from Rex, VK3OF,
 where he described his first EME QSO:

Looking back it must have looked strange, when
 we were **jumping around and yelling yippee**, as
 we made our first contact with IK1UWL.

I hope everyone can remember such moments in
 his (HAM-) life. That's the reason why life is fun!

Moon calendar: The maximum declination goes
 down until 2016 and perigee and high positive
 declination are out of phase until 2016. See in the
 following table:

	max. decl.	decl. at perigee
2012	22	-22
2013	20	-19
2014	19	-16
2015	18	-7
2016	17	+14
2017	18	+18
2018	19	+19
2019	22	+18
2020	23	+5
2021	25	-25
2022	27	-27
2023	28	-25

73 Bernd DL7APV

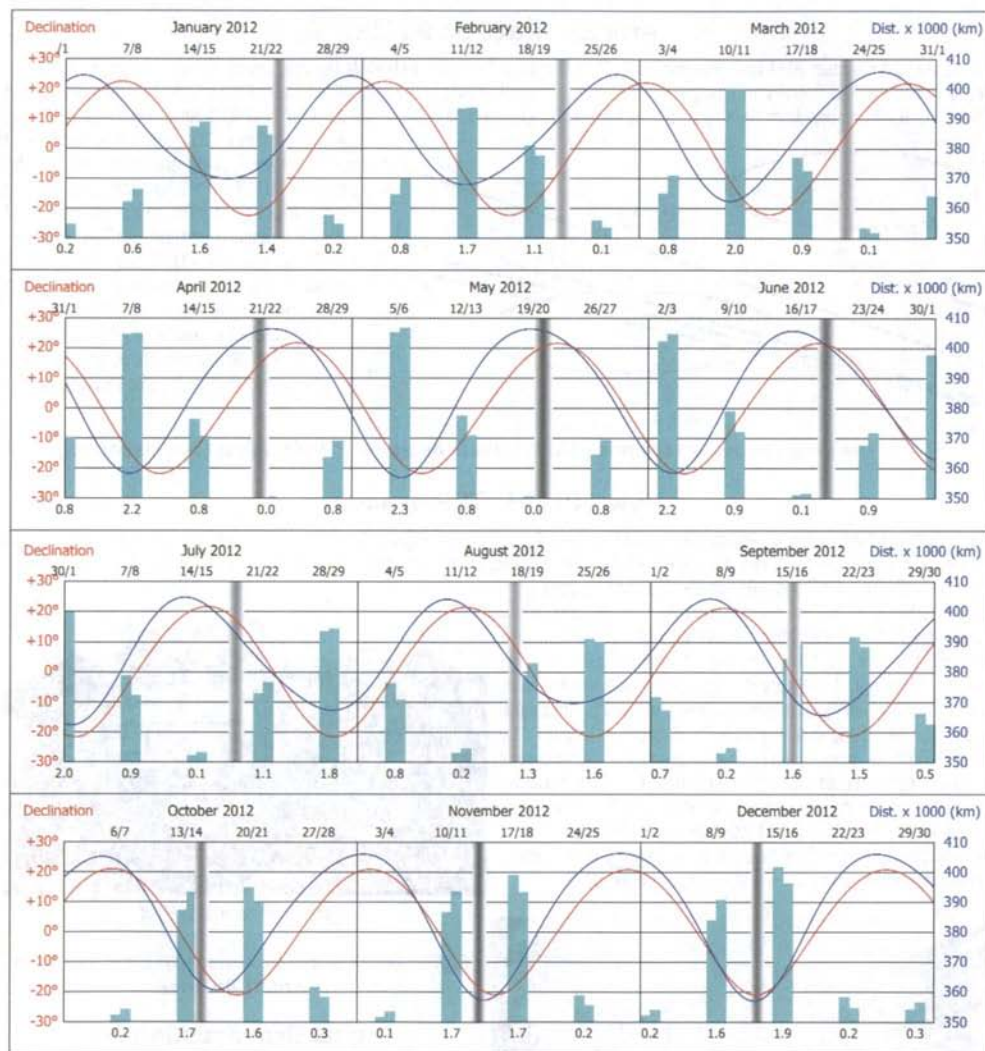
Lunar Weekend Calendar for 2012 (by DL7APV)

2400 Sat/ 0000 Sun	Decl/ deg	Loss (dB)	Sun offset	Temp 432	Libration	Comments & 432 ATP
Jan 0/1	+6	-1.78	+85	25		Apogee, Day PM
Jan 7/8	+21	-1.32	+165	45		Night
Jan 14/15	-8	-0.42	-110	30		Night near perigee
Jan 21/22	-20	-0.59	+15	80		ARRL VHF T-contest
Jan 28/29	+9	-1.78	+64	25		Sun 10-12 & 18-20
Feb 4/5	+20	-1.18	+146	40		ssb contest sat 432/sun 1296
Feb 11/12	-11	-0.23	-127	30		Perigee, night
Feb 18/19	-18	-0.87	-33	45		Moon in south, day
Feb 25/26	+11	-1.83	+45	25		Sun 9-11 & 17-19
Mar 3/4	+18	-1.14	+126	30		Eu VHF/UHF T-contest Day PM
Mar 10/11	-14	-0.02	-145	30		Moon in south, perigee
Mar 17/18	-15	-1.07	-50	35		Moon in south
Mar 24/25	+14	-1.90	+25	30		Sun 7:30-9:30 & 15:30-17:30
Apr 0/1	+16	-1.17	+107	25		Day PM
Apr 7/8	-17	+0.22	-164	35		Moon in south, perigee
Apr 14/15	-13	-1.15	-68	35		Moon in south
Apr 21/22	+16	-1.95	+6	35		Sun 6-8 & 14-16 ARI Meeting
Apr 28/29	+14	-1.21	+88	20		Day PM
May 5/6	-19	+0.3	+177	35		Eu VHF/UHF T-contest
May 12/13	-9	-1.14	-87	30		SM4IVE SM-EME meeting Day AM
May 19/20	+18	-1.96	-12	35		Sun 5-7 & 13-15 Dayton
May 26/27	+11	-1.20	+70	15		ARI Contest "New Modes"
June 2/3	-20	+0.21	+158	40		EU 23&up Tropo Moon in south
June 9/10	-6	-1.09	-106	25		ARRL VHF T-contest Night
June 16/17	+19	-1.91	-30	35		Sun 12-14 US Apogee
June 23/24	+8	-1.1	+52	20		Sun 11-13 AS Ham Radio (DL)
July 0/1	-22	+0.02	+140	40		Moon in south, perigee
July 7/8	-3	-1.08	-126	25		Eu VHF/UHF T-contest Day AM
July 14/15	+20	-1.85	-49	35		Sun 12-14 US Apogee, Day AM
July 21/22	+4	-0.91	+34	20		Sun 9:30-11:30 AS Day PM,
July 28/29	-22	-0.20	+123	70		Moon in south, perigee
Aug 4/5	-1	-1.14	-146	25		ARRL UHF T-Contest Night
Aug 11/12	+21	-1.79	-68	40		Apogee, Day PM
Aug 18/19	+1	-0.65	+15	20		15th EME CONFERENCE
Aug 25/26	-22	-0.37	+106	140		Moon in south
Sept 1/2	+2	-1.28	-166	25		Eu VHF T-contest Night
Sept 8/9	+21	-1.78	-87	45		ARRL VHF T-Contest, Day AM
Sept 15/16	-2	-0.40	-4	20		SUN, Day Weinheim
Sept 22/23	-21	-0.44	+91	180		Moon in south
Sept 29/30	+5	-1.47	+175	25		ARI Contest CW/SSB Night
Oct 6/7	+20	-1.81	-106	45		ARRL EME uwave ? Eu UHF T-Test
Oct 13/14	-5	-0.24	-24	25		Perigee, Day AM
Oct 20/21	-20	-0.38	+74	100		Moon in south, Day PM
Oct 27/28	+8	-1.84	+145	25	+/-	Apogee, Day PM
Nov 3/4	+19	-1.84	-125	40		ARRL EME I ? Eu VHF CW T-Test
Nov 10/11	-8	-0.23	-44	30		Perigee, Day AM
Nov 17/18	-18	-0.24	+57	50		Moon in south, perigee
Nov 24/25	+11	-1.75	+137	25		Apogee, night
Dec 1/2	+18	-1.81	-143	35		ARRL EME II ? Apogee, night
Dec 8/9	-10	-0.34	-64	30		Day AM
Dec 15/16	-16	-0.12	+37	35		Moon in south, Day PM
Dec 22/23	+14	-1.78	+118	30	+/-	Sun 14-16+21-23US Day PM
Dec 29/30	+16	-1.71	-162	25		Apogee, night

ARRL EME dates are proposals so far! *ATP=ActivityTimePeriod for 432MHz,
see <http://www.mydarc.de/dl7apv/moon2010/moon2010.htm> for updates!

Moon Ephemeris Overview 2012

by Franck Tonna, F5SE



- **Vertical blue bars** show the overall "quality" of each week-end for EME. The higher the bar, the "better" the week-end.

- **Figures below bars** show expected signal improvement, in dB, referred to apogee path loss, for Sundays at 00:00 UTC.

- Full scale span: 2.4 dB. Scale step: 0.4 dB per division. 0 dB level = Band path loss figure at apogee, as quoted below:
 144 MHz: 252.8 dB, 432 MHz: 262.3 dB, 1296 MHz: 271.8 dB, 2.3 GHz: 276.9 dB, 3.5 GHz: 280.4 dB, 5.7 GHz: 284.8 dB,
 10.4 GHz: 289.9 dB, 24 GHz: 297.2 dB, 47 GHz: 303.0 dB. Data computed for an apogee around 406500 km.

- To get the week-end path loss on a given band, subtract to band apogee figure the value printed under the week-end bar.

- The **shading pattern** below shows how close the Sun is to the Moon, at any time - the darker, the closer.

Shading is only visible around New Moon date, appearing as a vertical gray bar.

Gray Scale calibration

Sun to Moon Distance, in degrees

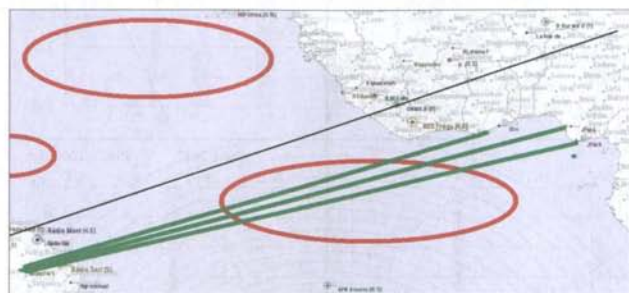


VHF South America

by Flávio Archangelo, PY2ZX

Africa – Brazil on 95 MHz

On 18 and 20 October 2011 and November 09 2011, George Sampaio, PU7MAN (Iguatu, Ceará, Brazil, HI03ip) successfully heard 7 broadcasting stations from western Africa. Two of them were most likely identified as 90,5 MHz Gold FM from Ghana and 95,1 MHz R. Education from Freetown, Sierra Leone. Others on 88,1 - 90,1 - 92,3 - 92,7 and 93,7 MHz remain unidentified.



Listeners of the ICDX list suggested that it was Spread F. With the exception of the possible TU2EF - PY2OD reception on 2 m many years ago in 1977 on the inverted AO-7 satellite channel (reported by Reiser W1JR and Pfeiffer K0JHH in QST Oct., 1978), this is probably the first recorded Brazil-Africa reception on higher frequencies than 51 MHz. George used a Panasonic CQ-RX400L and 3 element yagi. Some recordings are available at: <http://www.youtube.com/user/geosamar>

Fig. 1: The green paths are the possible locations heard by PU7MAN (map by fmscan.org)

New 144 MHz TEP beacon

Fred Kleber, NP2X became very active in 2011 on 144 MHz SSB from Saint Croix, US Virgin Islands (FK77pr) using a 15 element horizontal Yagi, FT-726, converted SB-220 PA and 300 Watts. From Oct. 10th to Nov 15th he worked several stations from CX, ZP, PY3, PY5 and PP5 via 2m TEP and stations from LU and PY2 have heard the beacon already. Fred is considering setups for 220 and 432 MHz as well and plans to erect an 8 element Yagi for 50 MHz. The NP2X beacon is running on 144,291 MHz with 100 Watts during TEP times towards South Brazil, Uruguay and East Argentina. It was already heard on the second night of operation (0008 Z; October 10; 2011) by PY3FF, 5510 km away! That is an example how average setups at the right place could produce interesting DX. VHFers traveling to the Caribbean should operate not only on HF, but on VHF bands too, especially on 144 MHz during TEP times. During other periods in the Caribbean also regional Tropo Ducting occurs as well as possible Es and MS paths to the USA.



Fig. 2: Beacon NP2X



Fig. 3: NP2X's 2m antenna with clear sea view to South America.

Digital Broadcasting DX

Marcelo Munari from Itaqui, Rio Grande do Sul (border Brazil/Argentina, GG10ru), detected on October, 18 2011 around 0015z the HD Radio (IBOC) digital carriers of Radio La Equis (Isabella, Puerto Rico) on 101.5 MHz on his Sony XDR-F1HD, but was not able

to fully decode the digital content. It was the first TEP observation involving carriers of a digital broadcasting system on VHF. At the same night Munari heard another 13 analog broadcasts from Puerto Rico plus 16 other Caribbean stations which were not identified! The highest observed frequency was 107,3 MHz. Videos are at: <http://youtu.be/jhE7qDMMKk>



Fig. 4: Sony receiver with the RDS of La Equis and HD signal on the screen

Asia on 6 meters

Several South Americans worked Taiwan, Hong Kong and China in this (southern) summer. One of the earliest signals to indicate such openings is the high power C1 TV video carrier from China on 49,750 MHz (nominal). In fact these are many close carriers coming from different places. Listeners of this low portion of VHF could also identify several FM signals from fishers in the Pacific, indicating the same westward propagation. Mitsunobu Ichino, JF2MBF made a fantastic job identifying the locations of the C1 carriers. Here the list: <http://www.50mhz.com/post/c1.pdf>

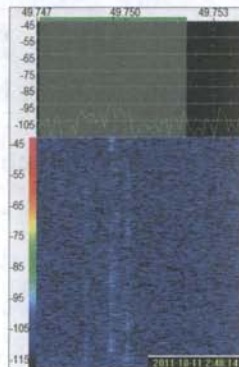


Fig. 5: SDR with C1 TV video carriers from China as received in Sao Paulo, Brazil

II. Workshop on Space Weather

Several sun and geophysical measurements first intend to monitor the space weather and its possible threats to the Earth's electric power grid and communications networks during extreme solar events. They are very useful indicators of the ionosphere's behavior and reliable sources for better understanding long distance radio propagation.

Brazil has begun its own space weather program in 2007 at the INPE (*Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais – National Institute for Space Research*) and it is called EMBRACE (*Estudo e Monitoramento Brasileiro do Clima Espacial*). The main purpose, according INPE, is to "monitor the space weather and climate from sun, interplanetary space, magnetosphere and ionosphere-atmosphere by satellite and ground based observations, and to provide useful information to space related communities, technological, industrial and academic areas. It is aimed to observe physical parameters of the sun-earth environment, such as solar radiation by using radio telescope, CME information by satellite and ground-based cosmic ray monitoring, ionospheric disturbance by ionospheric sounders and GPS receiver network, and geomagnetic activity (GIC) by the magnetometer network".

A new building for EMBRACE with a dedicated data center is being prepared at INPE in São José dos Campos, São Paulo. New ionosondes are also planned to be located on specific similar geomagnetic latitudes across the country. The first EMBRACE workshop took place in 2010 with the visit of several space weather scientists. The second workshop on October 20th 2011 was devoted to the demands of the national users and an update of the monitoring program. Prof. Jonas de Souza, Prof. Inez Staciari Batista, Prof. Ivan Jelinek Kantor, amateur radio operators and other spectrum users enjoyed the Telecommunications Working Group. Among several well-received suggestions, the expansion of data provided by the actual ionosondes was proposed. EMBRACE is related with the Aeronomy Division (DEA), a part of the Space and Atmospheric Sciences (CEA) of INPE. Their educational activities and research consider the ionosphere (theoretical and experimental researches considering the behavior of the ionized atmosphere in different parts of Brazil); the airglow emissions of the upper atmosphere (for study of the neutral and ionized atmosphere); the chemistry dynamics of the neutral upper atmosphere and project EQUARS, the Equatorial Atmosphere Research Satellite (for global scale monitoring of the Earth's equatorial low, middle and upper atmosphere and ionosphere, focused on dynamical and photochemical energy transport). At DEA also ionospheric plasma bubbles have been studied earlier. These bubbles are one of the possible processes related to TEP. Brazil is a place for 3 interesting characteristics related to the studies: the equatorial ionospheric anomaly, strong equatorial ionosphere scintillations and the South Atlantic Magnetic Anomaly zone. The website of DEA-INPE is at <http://www.dae.inpe.br> and EMBRACE reports could be accessed at: <http://www.inpe.br/climaespacial>



Fig. 6: Prof. De Nardim (on centre) presenting Dr. Barclay Robert Clemesha (researcher on laser radars for atmospheric studies). On the right Prof. Hisao Takahashi at INPE



Fig. 7: Prof. Jonas de Souza explaining the ionosondes distribution in Brazil during the EMBRACE Workshop

optimistic 400 metre path. We failed to hear anything on 135 GHz. This was not surprising with all the recent wet overcast weather, water sitting in puddles in the nice green grass and the very high relative humidity at the time. Tests over a 200 metre path yielded much the same results. Nothing heard. Clearly we had too much atmospheric attenuation. A 100 metre path yielded mixed results. We heard our 135 GHz ident signals but they were so very weak that SSB was going to be impossible. Despite much effort to optimise our dish pointing and the gear sensitivity. On each series of tests we noticed that conditions (propagation) for these upper Microwave frequencies were changing very fast - even over these relatively short paths. As the afternoon progressed towards 1600 hours local, it became somewhat chilly. With time running out, we decided to run our last tests over a 25 metre path. Our 135 GHz QSO was 5+9 both ways. The 243 GHz QSO was also 5+9 both ways. Our final QSO on 324 GHz was 5+5 from Michael to my 5+2 report. All in all it was a very successful day despite the obvious poor weather. Amazingly, the QSOs we achieved on these 3 widely spaced band segments were achieved by these single pair of transverters which are described in this issue. Our VK9NA website at www.vk9na.com has more information on the techniques used.

144 MHz FSK441 – VK4KSY Portable QG61

David VK4KSY reports on his portable operations to the rare grid square QG61 near Warwick about 170 km west of Brisbane. First ping was from Rex VK7MO and then completed with Arie VK3AMZ and then Rex. And yes I am excited that it's a new grid square for Rex and Arie. Sent a report to VK3HY but the pings had dropped off by this time. Best conditions were early; if I had this info I would have set up the night prior.

144 MHz FSK441- VK4UH

Kevin VK4UH reports on his results as a "nubbie" on FSK441: I have been cranking away at MS activity on FSK441 for most of the Saturday and Sunday activity sessions for the last six weeks or so. From my new QTH on House Mountain in the Samford Valley to the West of Brisbane, a site marginally obstructed to the South at low elevations, I have successfully completed QSOs, via Meteor Scatter, with the following stations

VK3AMZ	Arie	1402 Km
VK3KH	Michael	1406 Km
VK3GHZ	Rhett	1263 Km
VK5DK	Colin	1621 Km
VK1WJ	Waldis	943 Km
VK3HY	Gavin	1362 Km

Other stations have been successfully decoded or

have reported signals from me but have yet to be completed. Patience and persistence seems to be the key. The signal strength and duration of some longer "burns" is nothing short of astounding. Signals received from distant stations close to my practical maximum distance, including VK7MO and VK5DK have been seen for over 20 seconds and well above the noise floor. Clearly only the bigger rocks are making the longer distances possible. Interestingly other VK4 stations, not that far from the 4UH QTH, have reported many decoded pings on days when I have seen almost nothing. And vice versa!

Small Station 1296 EME VK2AMS

Mark VK2AMS reports: Rex VK7MO thought I should put a short article on getting "organised to try EME on 1296 MHz". I was given a 1.8 m dish that was collecting rain water in a paddock so I decided build an OK1DFC septum polariser with a choke ring for it then got sorted re Az (a create rotator) and EL (a motech elevation control unit with an actuator) then got my son who is handy with a welder to help me construct a suitable support structure using 2" gal pipe and concrete footings (knew I brought him up for something!). I have had assistance from Ross VK2DVZ (a good mate) on setting the dish up accurately using the shadow from the sun on the feed. I am currently using a minikits EME179 preamp <0.4 NF at the feed (again I had valuable input from Dave VK2JDS) switched into a 50 ohm termination via a transco 18 GHz relay and have a GS15B amplifier running 120 watts. I am using an FT817 into a minikits transverter with a minikits amplifier running 10 watts as a driver. I had an email from Howard G4CCH re trying for a qso on the weekend, I thought I would see how things were going on Friday morning 16/9/11 before work so got on the HB9Q EME logger and said I was transmitting on 1296.065 JT65C, I was surprised to be able to "see" DL6SH, we proceeded to complete the qso, his best at -23db with my modest setup. On 17/9/11 I had the good fortune of being able to complete a qso with Howard G4CCH best at -20! I am well aware that the "big guns" are doing the lions share but it never the less shows what is achievable with a small station (I have now severely pruned another tree) - so I am very happy so far with progress, now to work on the xyl for a bigger dish!

10 GHz DXpedition to Rare Grid Square QF40 Flinders Island

Rex VK7MO reports: The Flinders Island activation produced some good results and some unexplained failures. This DXpedition involved the use of a small two seater light aircraft piloted by Eric VK7NFI and supported by Peter VK7KPB with

tables, measurements etc.

On Saturday evening the conference dinner was held in a nearby hotel. With lots of Scottish whiskies to try and a selection of Scottish or global fare to select from the menu, this was a great place to stage the dinner session.

I have corresponded with many GMs over the years but until this meeting, I had actually met with few of them. Without exception, this was one of the friendliest meetings I have ever attended and even though I was clearly a 'Sassenach' it didn't seem to matter!

The talks programme was arranged by Ian, GM3SEK. It included a good range of topics and covered from noise measurement to the increasingly popular field of optical communications, ranging from blue light to infrared and encompassing both daytime and night time operation.

I was particularly interested to hear the talk by Dave Stockton, GM4ZNX, who, before his early retirement was the chief engineer on the Agilent 8973A noise measuring set product. Not only did Dave enlighten us with lots of information about the design of the 8973 but also quite a lot of background to decisions made on the basis of experience with the HP8970A and B test sets. He was able to show us (one of?) the original 4000 series prototype noise head.

Altogether, this was a very enjoyable Microwave meeting and one I shall remember for a long time.

EME2012

Booking for the Conference will open in January. The first call for papers will follow shortly afterwards. However, in order to allow the organisers to begin preparing the programme, we would like to take this opportunity to ask for an early expression of Interest in submitting a paper for inclusion in the Conference proceedings. At this early stage we are only looking for a very brief outline of your subject material. We don't yet require a title.

Suitable subjects for the Conference may include antennas and feeds, low noise receivers and preamps, transmitters and power amplifiers, tracking and control software/hardware, frequency control, modulation techniques, SDR techniques and hardware, radio astronomy related to the moon or planets and frequency management (i.e. allocations). The subject list is not exhaustive and due consideration will be given to new and innovative ideas.

If you have an idea for a paper and would like it published in the Conference proceedings, please e-mail me at sam@g4ddk.com giving a brief summary of your subject, your contact details,

whether you wish to present the paper at the Conference and whether the paper has been previously published or presented.

The Conference proceedings will be accompanied by a CD or DVD where it will be possible to expand on your printed paper if you wish, including lots of space for additional photos, diagrams, software etc.

Details of the Conference are given in the forthcoming Microwave events section at the end of this column.

Finale

This is my final Microwaves UK column. I am handing over to John, G3XDY, from issue 1/2012. John already supplies much of the UK operational news to DUBUS and it is logical for John to extend this into other microwave related news from the UK. John was one of our small group at Weinheim and there he met Joe and Norbert and we made the formal handover. I wish John great success with his contributions to DUBUS. I will continue to provide John with some input for Microwaves UK. Photo 2 shows John with Michael, DG7SFL, the Tropo reports editor, photographed at Weinheim.



Photo 2: G3XDY and DG7SFL at Weinheim 2011

Forthcoming Microwave events in the UK

Martlesham Microwave Round Table

Martlesham, near Ipswich. 28-29 April 2012. Details: G3XDY

EME2012

Churchill College, Cambridge. 17 & 18th August 2012. Details: <http://www.eme2012.com>

Finningley Microwave Round Table

7 & 8th July 2012. Details: to be announced

RSGB Convention

Horwood House, Milton Keynes. 12 - 14th October 2012. Details: <http://www.rsgb.org/rsgbconvention>

Scottish Microwave Round Table (GMRT)

3rd November 2012. www.rayjames.biz/microwavert

Microwave France & Spain

Wonderful activity at the end of this summer and during autumn with nice tropo conditions on August 20/21 and October 1/2 and 15/16 with a tremendous opening between the Cantabric coast in Spain and northern Europe and also between northern France and Slovakia. SHF activity in Spain increases every day and have a look on the EA1BLA/P 10 GHz tropo report from October 15th. We wish you a Merry Xmas and very happy New Year 2012 with lot of DX and joy on SHF. 73 Guy, F2CT

F2CT/P, IN92LX, 1500m asl, wkd on 31.7.2011:

5760 MHz: F6DWG/P JN19AJ 752 km
10368 MHz: F6DWG/P JN19AJ 752 km
24048 MHz: F1IIG IN93QP 82km

F2CT/P, JN38MA, wkd on 4.8.2011:

5760 MHz: F6APE IN97 578km; F6DRO JN03 663km; F6CBC IN94 ODX 681km; F1DBE/P JN09
10368 MHz: F6DKW JN18; F1HDF/P JN18; F1RJ JN18; F1DBE/P JN09; F5DQK JN18; F5BUU JN03 662km; F6DRO JN03 663km; F6CBC IN94 ODX 681km; LX1DB JN39
73 Guy F2CT



F2CT/P, Dpt. 88, JN38MA



F2CT F5AHO

F1NPX/P, JN29FF, 5watts, offset 1.2m, wkd:

18.8.2011: 10368 MHz: PA0TGA 18:05 JO21UT JO21 295km, DF9QX JO42HD JO42 438km (new#), PA0T JO33JC JO33 456km (new#) 200mW, DG9YIH JO32PC 375km. F5PEJ/P JN19BQ 162km, DB6NT JO50VJ 551km, F1PYR/P 19:30 JN19BC 159km. 73s Dominique F1NPX/P.

F2CT/P, IN93GJ, wkd:

20.08.2011: 5760 MHz: PA3AWJ JO21GW 559/549 1049 km.
25.08.2011: 10368 MHz: SCP qtf 60° (JN25TD):
HB9AMH JN37 55/53 SSB 806 km; F1RJ/P JN12 55/45 CW;
F6ETI JN05 55/57 CW; HB9G/B hrd 55S! hrd DL7QY JN59 qrb 1093km.

F2CT/P, IN93IG, 1200m asl, wkd on 28.8.11:

5760 MHz: F6DWG/P JN19 728 km.
10368 MHz: F6DWG/P JN19 728 km.
24048 MHz: F6DRO JN03 237 km.

F2TU, JN38, wkd:

26.8.2011: RS 10 GHz: DL7QY, DJ1KP, DK8ZP, F5DQK, F6DKW.
3.9.2011: TROPO 6cm: F1DBE/P 559/559, DL7QY 55/55, 73 Philippe PIERRAT - F2TU



F2TU

F2CT/P, JN04QW, wkd on 13./14.9.2011:

10 GHz: F6DWG/P JN19 497 km 57, F6DKW JN18 430km 55, F1HDF/P JN18 404km 59, F1DBE/P JN09 465 km 52, F5DQK JN18 430 km 519, F5HRY JN18 423 km 52, F5NXU IN97 358 km 52, F1FIH/P JN23 283 km 58, F6DRO JN03 172 km 59+ random, F1VL JN03 106 km 59, F6CXO JN03 162 km 59, F6CBC IN94 157 km 59, test avec Xtof ON4IY/JO20HT à 696 km;
24 GHz: F6DRO JN03, F6CBC IN94.

First 5,7GHz Tropo from Italy to Spain -

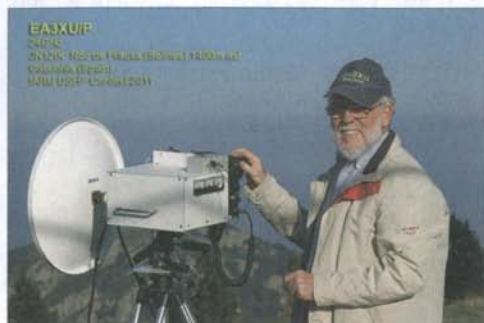
EA3XU, JN11CK, wkd on 5.7 GHz:

18.08.2011 18:20 IW5ADB/5 JN53EV 54 52 SSB 722 km (200 mW), first Italy-Spain.
19.08.2011 16:06 IW5BSF/5 JN53EV 59+20 59+20 SSB 722 km, second Italy-Spain.
20.08.2011 17:32 IW5ADB/5 JN53EV 59+40 59+40 SSB 722 km. (abt. 200mW on both sides).

EA3XU JN11CK, wkd Tropo on 10 GHz:

04.08.2011 19:20 I4TTZ/5 JN53EW 59 59 SSB 723km
05.08.2011 19:05 I4TTZ/5 JN53EW 59+10 59+10 SSB 723km
06.08.2011 14:19 EA3LA/P JN12IK 59 SSB 119km
06.08.2011 16:38 EA6QB/P JM08PV 59 SSB via refl. 293km
16:41 EB6AOK/P JM08PV 59 SSB via refl 293km
11.08.2011 16:35 I4TTZ/5 JN53EW 59+40 59+40 SSB 723km
18.08.2011 18:20 IW5ADB/5 JN53EV 57 59 SSB 722km
19.08.2011 15:03 IW5BSF/5 JN53EV 59 59 SSB 722km

20.08.2011 08:49 EB5EA IM99VE 59 SSB 324km
 21.08.2011 07:05 EA3BSG/P JN112IK 59 SSB 119km
 29.08.2011 16:22 I4TTZ/JN53EW 59 59 SSB 723km
 73s, Benjamin EA3XU



EB5EA/P, IM99EV, wkd on 10 GHz:

Via RS:

03.07.2011 16:40 F6BUU JN03PO SSB
 03.07.2011 16:50 F6DRO JN03TJ SSB
 30.07.2011 12:35 EA2BCJ IN91MP CW
 03.08.2011 15:51 F6DRO JN03TJ SSB
 03.08.2011 15:55 F5BUU JN03PO SSB
 05.08.2011 13:43 F6FDR/P JN24JB SSB
 05.08.2011 13:45 F5BUU JN03PO SSB
 05.08.2011 15:08 F6DRO JN03TJ SSB
 05.08.2011 15:10 F5ELL/P JN13RH SSB
 14.08.2011 15:23 F5BUU JN03PO SSB
 14.08.2011 15:42 F6FDR/P JN24MA SSB
 20.08.2011 18:45 IW5ADB/5 JN53EV 1024 kms Tropa

F2CT/P, JN15BS, wkd on 10 GHz on 27.9.2011

Hrd: LX1DB/B JN39 500 km 519, HB9G JN36 365 km 599,
 F1ZAI JN07 232 km 529, F5ZTR JN09 400 km 419 qsb,
 F5ZTT JN14 190 km 559, F5ZPS IN94 240 km 559;
 QSOs: F1FIH/P, F1RJ, F6DKW, F5DQK, F6CXO, F6CBC,
 F6DPH/P, F6DWG/P.

F1NPX/P, JN19QF, wkd on 10 GHz

1.10.2011: F2CT/P 747 km. 73 de Dominique F1NPX/P

F6DWG/P, JN19AJ, wkd:

30.9.2011 5760 MHz: OZ1FF JO45BO 803 km
 30.9.2011 10368 MHz: OZ1HH JO45BO 803 km
 30.9.2011 5760 MHz: DL7YC JO62PK 857 km new #
 1.10.2011 5760 MHz: OK1YA JN79IO 914km # + DXCC
 1.10.2011 10368 MHz: F2CT/P IN93GJ 719 km
 1.10.2011 5760 MHz: F2CT/P IN93GJ 719 km
 73 Marc DWG

F1FIH/P, JN24BH, wkd:

11.09.2011: 5.7GHz: F1VL JN03RX.
 10GHz: F1VL JN03RX, F6DRO JN03TJ, F5BUU JN03PO.

F1FIH/P, JN14SC, wkd on 25.9.2011:

5.7GHz: F5NZZ/P JN23WE, F5HRY JN18EQ, F2CT IN93IG.

10GHz: F4BXL/P JN02SV, F5BUU/P JN02SV, F6DRO
 JN03TJ, F5NZZ JN23WE, F6DKW JN18CS, F5HRY JN18EQ,
 F1PYR/P JN19BC, F2CT IN93IG, EA3XU JN11CK.

24GHz: F5BUU/P JN02SV, F6DRO JN03TJ.

F1FIH/P, JN23GS, wkd:

5.7GHz:

13.09.2011: F1VL JN03RX

01.10.2011: F5DKK/P JN24VC

10GHz:

13.09.2011: F6CXO JN03SL, F5BUU JN03PO, F6DRO
 JN03TJ, F1VL JN03RX, F2CT/P JN04QW

14.09.2011: F6DRO JN03TJ, F2CT/P JN03QW

15.09.2011: F5BUU JN03PO

16.09.2011: F6DRO JN03TJ, F6CXO JN03SL, F5BUU
 JN03PO

18.09.2011: F6CXO JN03SL, F6BVA JN33AD, F6HTJ
 JN12KQ

21.09.2011: F6CXO JN03SL, F2CT/P JN15BP, F1VL JN03RX

24.09.2011: F6BVA/P JN33DU

27.09.2011: F2CT/P JN15BS, F6CXO JN03SL

01.10.2011: F5KDK/P JN24VC, F6HTJ JN12KQ, EA3LA/P
 JN12IK, EA3XU/P JN12IK

02.10.2011: F5KDK/P

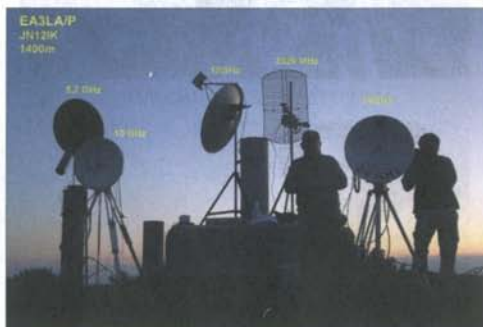
24GHz:

24.09.2011: F6BVA/P JN33DU(1er).

01.10.2011: F5KDK/P JN12VC, EA3XU JN12IK, EA3LA
 JN12IK

02.10.2011: F5KDK/P JN24VC

Here the result of EA3XU/P in 24GHz and EA3LA/P expedition
 from the IARU USHF Contest October. Locator JN12IK 1400m
 asl Roc de Frausa (Salines), team EA3LA, EA3BSG, EA3DJL,
 EA3HJO, EA3XU:



EA3XU/P JN12IK wkd on 24 GHz:

1.10.2011 16:38 F1FIH/P JN23GS 59 59 SSB 210 km

1.10.2011 17:37 F5KDK/P (F6BVA) JN24VC 59 59 SSB 311
 km, my ODX.

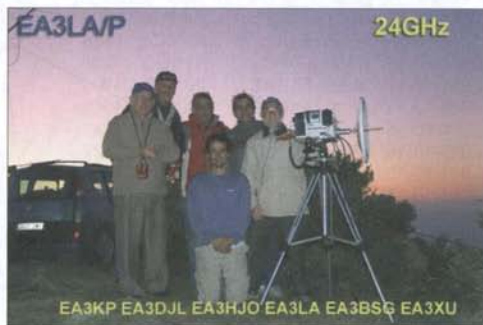
EA3LA/P Team JN12IK, wkd on Oct. 1/2, 2011:

5760 MHz: 1 QSO ODX 210 km F1FIH/P

10 GHz: 6 QSOs ODX 311 km F5KDK/P

24 GHz: 2 QSOs ODX 311 km F5KDK/P

73s, Benjamin EA3XU



EA1BLA/p, IN53XQ wkd on 10 GHz Tropo:

15.10.2011

11:53 F6FHP	IN94TR	53	53	SSB	646 km
12:49 F6DKW	JN18CS	59	59	SSB	968 km
13:16 F5HRY	JN18EQ	52	55	SSB	974 km
14:10 F1PYR/P	JN19BC	55	55	SSB	983 km
14:10 F6DWG/P	JN19AJ	55	55	SSB	997 km
15:04 F2CT/P	IN93HG	59	59	SSB	540 km

Rig: 4W 48 cm dish.



Squares wkd by EA1BLA/p on 10 GHz

EA1BLA/p, IN53XQ wkd on 2.3 GHz Tropo:

15.10.2011

12:38 F6FHP	IN94TR	59	59	SSB	622
13:29 F5HRY	JN18EQ	52	55	SSB	974
14:07 F1PYR/P	JN19BC	55	55	SSB	983
14:10 F6DWG/P	JN19AJ	55	55	SSB	997
15:35 F2CT/P	IN93HG	59	59	SSB	540
15:56 G4ALY	IO70VL	59	59	SSB	809
16:35 F1DBE	JN09XC	57	59	SSB	973

Rig: 4W 45 el. Loop yagi. 73 Manel

F2CT/P, IN93HG, 930m asl wkd:

15.10.2011:

2.3 GHz: EA1BLA/P IN53 539 km, G4ALY IO70 829 km.

5.7 GHz: F6DWG/P JN19 719 km, G4ALY IO70 829km.

10 GHz: EA1BLA/P IN53 539 km, F6FHP IN94, F6DKW JN18 670 km, F6DWG/P JN19 729 km, G4ALY IO70 829 km.

F2CT/P, JN15HE, 1500m asl wkd on 10 GHz:

17.10.2011:

F1RJ JN18, F1VL JN03, F5DQK JN18, F5NXU IN97, F5PEJ/P JN19 501km, F6AJW/P + F4EMK/P IN93, F6CXO JN03, F6DKW JN18, F6DWG/P JN19, F6FHP IN94, DL7QY JN59BD 716km 519/519, G4ALY IO70VL 778 km 519 519.

F9OE/P, IN87KM, wkd:

22.10.2011: 5760 MHz: G4ALY IO70VL 338 km, F2CT/P IN93HG 477km, F1BZG JN07XU 370km.

23.10.2011: 10 GHz: G4ALY IO70VL 338 km, F6DKW JN18CS 419 km, F6CBC IN94QV 350 km.

Rig: 6w/6cm, 8w/3cm with Prime focus 70cm. 73 Claude F9OE



F5LWX and F9OE/p in IN87KM

Microwave USA

Editor: Kent Britain, WA5VJB

WA5VJB@flash.net

N1JEZ has spent the summer building 4 Millimeter stations with plans to make some very long QSO's during the cold Vermont winter. His 1.2 Milliwatts on 122 GHz is quite a signal for this band. At 2 km the signals were 40 dB out of the noise. A broken tripod kept Mike from extending the range last week. But at that power level, and with a new tripod, much longer QSO's are expected. This photo shows his 122 GHz station:



N1JEZ also has a 240 GHz system. A few more things to finish on the TX section of the 2nd 240 GHz station and again some long distant as millimeter propagation improves this winter.



Tropo Reports

2m, 70cm and up

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

2m

EA1BLA/P wkd on 2m > 800km:

2011-10-12 IN53UM, 2011-10-15/16 IN53XQ

Date	Time	Call	LOC	km
2011-10-12	14:04	F0FIG	JO10JE	1120
2011-10-12	14:05	F6DKW	JN18CS	996
2011-10-12	14:50	F8BRK	IN99VF	886
2011-10-12	15:29	G4ALY	IO70VL	833
2011-10-12	16:03	F6KIF/P	JN19XH	1136
2011-10-15	11:01	F0FVK	JN18IB	962
2011-10-15	11:31	PA2M	JO21IP	1298
2011-10-15	11:45	ON4DFC	JO10PW	1172
2011-10-15	11:55	G4SWX	JO02RF	1182
2011-10-15	12:03	M0VRL	IO70PO	809
2011-10-15	12:11	ON4KHG	JO10XO	1187
2011-10-15	12:13	G6HIE	IO90ST	976
2011-10-15	12:14	PA3PCV	JO20VV	1312
2011-10-15	12:14	PE1BIW	JO32BT	1454
2011-10-15	12:43	PA5MS	JO21RQ	1342
2011-10-15	12:51	PD4HDB	JO32HN	1464
2011-10-15	12:52	PA3BIY	JO22EB	1310
2011-10-15	12:53	F1PYR	JN19DA	989
2011-10-15	13:00	SM7OVK	JO65RL	2015
2011-10-15	13:07	F5HRY	JN18EQ	974
2011-10-15	13:30	DF0MU	JO32PC	1472
2011-10-15	13:35	DG3XA	JO43WJ	1696
2011-10-15	13:40	PA5DD	JO22IC	1330
2011-10-15	14:01	F5JGM	JN08XS	953
2011-10-15	15:58	OZ1BEF	JO46OE	1848
2011-10-15	16:01	SM7WT	JO65QQ	2023
2011-10-15	16:02	PA3CWN	JO33AH	1485
2011-10-15	16:02	F4BXU	JN09OJ	949
2011-10-15	16:03	DL6YBF	JO31OX	1459
2011-10-15	16:03	OZ6TY	JO55XE	1917
2011-10-15	16:04	PA2DW	JO22GD	1324
2011-10-15	16:05	DG9YIH	JO32QI	1492
2011-10-15	16:05	PD2TW	JO33FI	1509
2011-10-15	16:06	PA3CMC	JO21WI	1344
2011-10-15	16:06	G4DOL	IO80SO	877
2011-10-15	16:07	PA3C	JO33FD	1495
2011-10-15	16:18	ON4PS	JO20KQ	1245
2011-10-15	16:19	DL8LAQ	JO43XU	1728
2011-10-15	16:20	PA0PVW	JO22VA	1382
2011-10-15	16:21	OZ47DX	JO55GA	1833
2011-10-15	16:22	PA1TK	JO22IJ	1351
2011-10-15	16:26	F0DZO	JN18GT	992
2011-10-15	16:27	PA3DOL	JO22MT	1398
2011-10-15	16:27	PA1FZH	JO11TL	1228
2011-10-15	16:28	PD1ALW	JO22RE	1376
2011-10-15	16:28	DG7TG	JO43SV	1708
2011-10-15	16:29	F1DBE	JN09XC	973
2011-10-15	16:36	F0FIG	JO10JE	1093
2011-10-15	16:37	F1MPQ	JN08XS	953
2011-10-15	16:38	PA1GYS	JO22WW	1450
2011-10-15	16:38	PA8KM	JO32BS	1451
2011-10-15	16:43	F1ISM	JN09VK	985
2011-10-15	16:45	SK6DK	JO67EH	2076

2011-10-15	16:57	F1TZE	JN09WK	990
2011-10-15	16:57	ON5LGS	JO10OS	1156
2011-10-15	16:58	F0FOE	JO20JD	1208
2011-10-15	16:59	F1BHB	JN09XP	1009
2011-10-15	17:00	F1DVO	JN09XP	1009
2011-10-15	17:01	DG7YEO	JO31TX	1483
2011-10-15	17:02	M1BFX	JO02BE	1122
2011-10-15	17:03	DF7JU	JO31CQ	1384
2011-10-15	17:03	F5MOW	JN19GH	1022
2011-10-15	17:04	SM6TZX	JO67EE	2068
2011-10-15	17:05	F5APQ	JO00XU	1095
2011-10-15	17:08	PE1NBD	JO22SA	1369
2011-10-15	17:08	G4AEP	IO91NJ	1011
2011-10-15	17:09	F5MGD/M	JN09XI	989
2011-10-15	17:10	DL8DAU	JO40ME	1479
2011-10-15	17:11	DG7YEL	JO31QX	1469
2011-10-15	17:12	PA2XHF	JO32HM	1461
2011-10-15	17:12	G4NVM	JO01FA	1035
2011-10-15	17:13	ON5NY	JO10MV	1155
2011-10-15	17:23	ON6LS	JO10WK	1171
2011-10-15	17:24	G0NCE	JO01GK	1074
2011-10-15	17:24	PD7ES	JO22SA	1369
2011-10-15	17:25	F6HPP/P	JN19PG	1065
2011-10-15	17:26	PA3GFY	JO23SC	1445
2011-10-15	17:28	F4EGA	JO10QK	1142
2011-10-15	17:29	F1DLZ	JN19FH	1017
2011-10-15	17:48	PD0FSB	JO22IP	1369
2011-10-15	17:48	PA3GVC	JO22MU	1401
2011-10-15	17:48	PA3BVY	JO22MU	1401
2011-10-16	09:42	DJ0EM	JN37UV	1304
2011-10-16	09:49	HB9EOU/P	JN37JC	1216
2011-10-16	09:51	DF1CF	JN57FP	1499
2011-10-16	09:52	F1CML	JN07WE	865
2011-10-16	09:53	F0FVK	JN18IB	962
2011-10-16	09:56	F0FOE	JO20JD	1208
2011-10-16	09:57	F6DQZ	JN19NE	1050
2011-10-16	10:02	DK1MG	JN39HK	1287
2011-10-16	10:02	DK5EW	JN48MB	1405
2011-10-16	11:13	DJ0QZ	JN49LM	1447
2011-10-16	11:15	DK5YA	JN49NX	1476
2011-10-16	11:27	DL7QY	JN59BD	1514
2011-10-16	11:29	DF9WB	JO30JF	1336
2011-10-16	12:17	DK5KQ	JO30CN	1318
2011-10-16	12:20	F5PZR	JN18NT	1029
2011-10-16	12:21	F6HMQ	JN19GP	1043
2011-10-16	12:46	LX2LA	JN39CP	1270
2011-10-16	12:59	F8DGY	JN18GM	975
2011-10-16	13:42	DL8GP	JN39LH	1304
2011-10-16	13:45	F4FCW	JN38FO	1241
2011-10-16	13:54	DD0PX	JO30WR	1430
2011-10-16	14:00	F1DLT	JN27XG	1160
2011-10-16	14:06	F1BBW	JN38VT	1340
2011-10-16	14:07	F0EUA	JN16QS	956
2011-10-16	14:30	F1HFP	JN28FV	1119

Rig: IC-910H 100W 9 el. Tonna

LA0BY, JO59IX wkd 2m

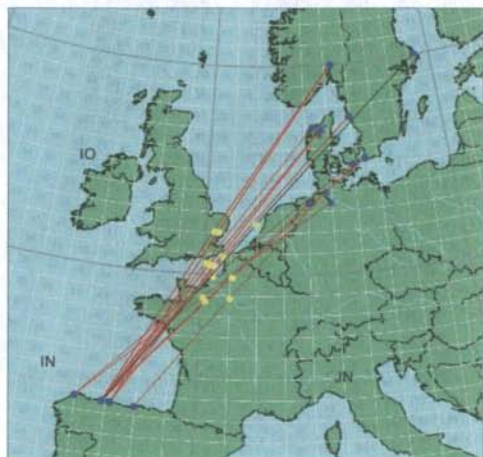
2011-10-15 (>900 km): G4SWX JO02RF, G7RAU IO90IR, ON4KHG JO10XO, ON5GS JO21SC, F6BGR JO00SC, EA1DDU IN73EM (2138km - new ODX!), EB1YL IN73EM, G4YHF IO92XO, DL6YBF JO31OX, DG7YEO JO31QX, PA5MS JO21RQ, DL8AKI/p JO51CH, DH9OK JO51AJ, DL5ZL JO51CH, G0JJG JO02LE.

I have tried for about 10 years to work EA on Tropo from my hilltop location near Oslo. It is not easy, as the

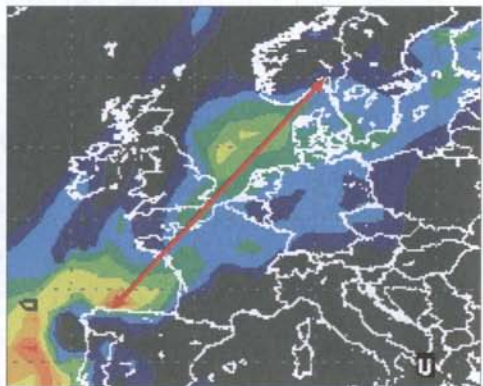
path crosses 3 sea and 3 land areas (see map). Finally with success! Heard also EB1LA IN63VN and F6HPP/p JN09.

2011-10-24: RA1TBH KO58PN (1175km), OH2BZP KP20JF, ES5QA KO38OM, OH2LE KP20DH, OH5LK KP30ON, OH5IY KP30HV

2011-11-06 during MMC: OL4A JO60RN, DF0MU JO32PC, DM5D JO61OC, DF0YY JO62GD, DK0CG JO61JF, OK2A JO60LJ (1075 km)



2m QSO map from Oct. 15th. Although the paths look more like a typical Es opening it was in fact a fantastic Tropo event. Northern Spain does not work too often into SM/LA on this mode. The black line is the RX reports from SM0RPT. The map show only the real DX and not the many other QSOs from EA to G/F/PA.



Hepburn Map for Oct 15th, 2011 with EA-LA path

PA3CWN, JO33AH, wkd in SSB:

15 October 2011:

16:01 EA1BLA/P IN53xq 1485 km

16:30 EB1LA IN63vn 1407 km

Comment: Earlier afternoon the signals were about maximum 5/3 and I was on the edge of the duct it seems. At time of the qsos signals were 5/9.

16 October 2011:

11:58 EA2TO/1 IN83fd 1332 km

13:41 EA2DHJ/P IN83oi 1283 km

Comment: Again fine tropo, although not as good as yesterday. Rig: 100 W, 1 x 12 el DK7ZB, 73 Oene

SM0RPT, JP90ha

2011-10-15: Hrd at 1713z **EB1LA IN63vn** on 2m in SSB with 51 over an amazing distance of **2474km**.

70cm

EA1BLA/P wkd on 70cm >700km

2011-10-12 IN53UM, 2011-10-15/16 IN53XQ

Date	Time	Call	LOC	km
2011-10-12	14:08	F6DKW	JN18CS	996
2011-10-12	14:55	F8BRK	IN99VF	886
2011-10-12	15:31	G4ALY	IO70VL	833
2011-10-12	16:08	F6KIF/P	JN19XH	1136
2011-10-12	16:46	F6DRO	JN03TJ	800
2011-10-15	11:32	PA2M	JO21IP	1298
2011-10-15	12:07	G6HIE	IO90ST	976
2011-10-15	12:55	F1PYR	JN19DA	989
2011-10-15	13:42	PA5DD	JO22IC	1330
2011-10-15	14:19	DF0MU	JO32PC	1472
2011-10-15	14:21	DG7TJ	JO33SV	1603
2011-10-15	16:09	F4BXU	JN09OJ	949
2011-10-15	16:09	PA3DOL	JO22MT	1398
2011-10-15	16:10	F6KIF/P	JN19XH	1109
2011-10-15	16:22	PA1TK	JO22IJ	1351
2011-10-15	16:23	DG9YIH	JO32PC	1472
2011-10-15	16:30	F1DBE	JN09XC	973
2011-10-15	17:15	PA8KM	JO32BS	1451
2011-10-15	17:31	OZ6OL	JO65DJ	1948
2011-10-16	09:23	F6APE	IN97QI	706
2011-10-16	09:32	F1CXW	JO20JC	1205
2011-10-16	09:37	F1EZQ	JN27LS	1104
2011-10-16	09:38	F1ISM	JN09VK	985
2011-10-16	09:58	F6DQZ	JN19NE	1050
2011-10-16	10:05	DB6NT	JO50TI	1658
2011-10-16	10:08	F6KIF/P	JN19XH	1109
2011-10-16	10:24	DK2GR	JN59IE	1556
2011-10-16	10:25	DF2VJ	JN39LI	1306
2011-10-16	10:32	DF2VJ	JN39LI	1306
2011-10-16	10:35	F4FRG	IN94KE	979
2011-10-16	10:37	LX2RV	JN39AO	1257
2011-10-16	10:41	LX2RV	JN39AO	1257
2011-10-16	10:43	F6AFC	JN38CM	1220
2011-10-16	10:49	F8ZW	JN38SP	1317
2011-10-16	10:53	F5MFI	JN07XT	900
2011-10-16	10:54	F6DDW	JN38DM	1226
2011-10-16	11:16	DL7QY	JN59BD	1514
2011-10-16	11:22	DG1KJG	JO30NT	1388
2011-10-16	11:32	DK5YA	JN49NX	1476
2011-10-16	12:24	F6HMQ	JN19GP	1043
2011-10-16	12:47	LX2LA	JN39CP	1270
2011-10-16	12:49	DL8DAU	JO40ME	1479
2011-10-16	12:55	F5PZR	JN18NT	1029
2011-10-16	12:57	DL3IAS	JN49EJ	1402

Rig: IC-910H 80W 28 el. Yagi (M2 432-9WL)

G3XDY, JO02OB, wkd on 70 cm

01/10/2011	OK2A	JO6ØLJ	
02/10/2011	DM7A	JO6ØLK	
11/10/2011	DLØVV	JO64AD	
15/10/2011	F6DRO	JNØ3TJ	
15/10/2011	EA1DDU	IN73EM	1077km
16/10/2011	EA2TO/1	IN83FD	1053km

HB9XC, JN37MD, wkd on 70cm on Oct. 1/2:

111002	0750	F4FSB/P	IN97NB	600
111002	0701	F5ABW	IN97MQ	605
111001	1538	DL0HTW	JO60QU	619
111002	0647	F4FRG	IN98KE	623
111001	2141	EA3LA	JN12IK	626
111002	0913	F1GJP	IN97EA	657
111002	1141	F6KPL	IN99IO	674
111001	2158	G6HIE	IO90ST	682
111001	2023	PI4GN	JO33II	691
111002	0749	F6DFI	IN87WC	694

LA0BY in JO59IX wkd via Tropo:

2011-10-01 (>800 km): DL7ANR JO62PM, OL7Q JN99FN, OK2ZB/P JN99FN, OM6A JN99JC (1315km), SP2JYR JO92GP, SP9PZD JN99MQ, OK2BVE JN99JQ, OL7M JO80FG, SP9CQD, JN99OV, OL9W JN99CL, DF0YY JO62GD, SP9EML JN99MS, OK2KYZ, JO80NB.
 2011-10-24: OH5LK KP30ON (910km), OH6KTL KP02QJ, OH6PA KP02PL, ES2DF KO29GG, ES3RF KO29IF, OH5IY KP30HV.

23cm**DK7QX, JO42KH, wkd on 23cm (>500km):**

Time	Call	LOC	QRB	Remark
20 Sep 2011				
18:33	SM7DTE	JO75CN	503km	
19:00	SM6QA	JO78FM	774km	AR
20:11	G4DDK	JO02PA	518km	AR+TS
20:14	G3XDY	JO02OB	523km	AR+TS
01 Oct 2011				
14:01	G3XDY	JO02OB	523km	TD, SSB
14:22	G5B	IO92WS	610km	TD, SSB
14:50	M0CRO/P	JO01PU	520km	TD, SSB
15:23	G3OHM/P	IO92GB	704km	TS+TD
17:28	SM7GEP	JO77IP	700km	
02 Oct 2011				
08:54	G3CKR/P	IO93AD	735km	SSB
10:16	OK1MAC	JN79IO	507km	
10:32	OM3KII	JN88UU	732km	
10:43	OK2C	JN99AJ	720km	
11:32	OK1KUO	JO80FF	576km	
13:36	OL9W	JN99CL	726km	
15 Oct 2011				
18:20	G4KIY	IO92WN	610km	TD, SSB
21:30	SK4BX/B	JO79LI	896km	TD, hrd
21:44	SM7GEP	JO77IP	700km	TD
16 Oct 2011				
06:38	SM4DHN	JP60VA	909km	TD
08:03	SM6VTZ	JO58WI	698km	TD
17 Oct 2011				
17:14	F5DQK	JN18GR	599km	TD
18 Oct 2011				
21:02	G3XDY	JO02OB	523km	
AR: Airplane Reflection TR: Tropo Ducting				
TS: Troposcatter Rig: 180W, MGF1302, 44 Ele Yagi				

EA1BLA/P wkd on 23cm**2011-10-12 IN53UM, 2011-10-15/16 IN53XQ**

Date	Time	Call	LOC	km
2011-10-12	15:01	F8BRK	IN99VF	886
2011-10-12	16:26	F1NUM	IN88AJ	637
2011-10-15	11:14	G4ALY	IO70VL	809
2011-10-15	11:37	PA2M	JO21IP	1325

2011-10-15	11:59	G0XDI	IO91RQ	1050
2011-10-15	12:09	G6HIE	IO90ST	976
2011-10-15	12:34	F6FHP	IN94TR	622
2011-10-15	13:12	F5HRY	JN18EQ	974
2011-10-15	13:42	PA5DD	JO22IC	1330
2011-10-15	14:31	DF0MU	JO32PC	1472
2011-10-15	14:31	F1PYR/P	JN19BC	983
2011-10-15	16:31	F1DBE	JN09XC	973
2011-10-15	17:36	F1ISM	JN09VK	985
2011-10-15	17:38	F5GXX	IN95LP	594
2011-10-16	09:26	F6APE	IN97QJ	706
2011-10-16	09:30	F1RJ	JN18AT	961
2011-10-16	09:34	F1CXW	JO20JC	1205
2011-10-16	09:36	F1EZQ	JN27LS	1104
2011-10-16	09:40	F1ISM	JN09VK	985
2011-10-16	09:59	F6DQZ	JN19NE	1050
2011-10-16	10:16	DB6NT	JO50TI	1658
2011-10-16	10:27	F5DQK	JN18GR	987
2011-10-16	10:51	DF2VJ	JN39LI	1306
2011-10-16	11:21	DL7QY	JN59BD	1514
2011-10-16	12:27	F6HMQ	JN19GP	1043
2011-10-16	12:52	LX2LA	JN39CP	1270
2011-10-16	14:11	F9OE	IN78QG	574

Rig: IC-910 10W 67 el yagi.

EA2TO/1, IN83FD, 10w + 2x23el tonna, wkd >700km:

16/10/11	07:12	G6HIE	52 52	IO90ST	883
16/10/11	07:20	G3XDY	53 55	JO02OB	1.052
16/10/11	07:26	F5DQK	52 52	JN18GR	778
16/10/11	07:26	F5IGK	52 51	JN09NJ	781
16/10/11	07:59	PA2M	529 529	JO21IP	1.129
16/10/11	10:05	F1ISM	57 55	JN09VK	810
16/10/11	10:24	F8BRK	53 53	IN99VF	723
16/10/11	10:50	PA5DD	559 559	JO22IC	1.170
16/10/11	12:18	LX2LA	51 51	JN39CP	1.038
16/10/11	12:25	F1RJ	51 51	JN18AT	763
16/10/11	13:02	F1PYR/P	529 559	JN19DA	792

G3XDY, JO02OB, wkd on 23cm

28/09/2011	OZ3ZW	JO54RS
29/09/2011	SM7GVF	JO77GA 1019km
29/09/2011	SM4DHN	JP60VA 1176km
29/09/2011	SM7GEP	JO77IP 1061km
30/09/2011	SM6ESG	JO67CC
30/09/2011	OZ9ZZ	JO46QK
01/10/2011	SK7MW	JO65MJ
01/10/2011	LA3EQ	JO28XJ
01/10/2011	DH9NFM	JO50RF
01/10/2011	DJ8MS	JO63CT
01/10/2011	DM7A	JO60LK
01/10/2011	OK2A	JO60LJ
01/10/2011	OZ9ZZ	JO46QK
02/10/2011	DL5YWM	JO61OC
02/10/2011	OK1KIR	JO60PM
02/10/2011	DL1SUZ	JO53UN

HB9XC, JN37MD, wkd on 23cm on Oct. 1/2:

111002	0628	F1BJD/P	IN98WE	549
111002	1357	OK2A	JO60LJ	565
111001	2219	PA0EHG	JO22HB	574
111002	1011	PA6NL	JO21BX	578
111002	0538	F6APE	IN97QJ	579
111002	0652	F1BOC/P	IN96MV	607
111001	2146	EA3LA	JN12IK	626
111001	2156	G6HIE	IO90ST	682

OZ1FF in JO45BO wkd on 23cm

2011/04/30	18:18	GM4CXM	IO75TW	SSB	781
2011/05/17	18:15	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/05/17	18:18	SM0DFP	JP90JC	CW	804
2011/05/17	18:50	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/05/17	19:27	SM0FZH	JO99HI	CW	752
2011/05/17	19:43	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/05/17	20:06	SK0CT	JO99BM	CW	737
2011/06/21	18:35	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/06/21	19:14	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/06/21	19:26	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/06/21	19:28	SM0FZH	JO99HI	CW	752
2011/06/25	15:49	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/08/16	17:18	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/08/16	17:30	SK0CT	JO99BM	CW	737
2011/08/16	19:03	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/09/20	17:11	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/09/20	18:09	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/09/20	18:41	SK0CT	JO99BM	CW	737
2011/09/20	19:43	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/09/29	05:27	OK2BFH	JN99JQ	CW	973
2011/09/30	16:55	LY2FN	KO14XV	CW	1004
2011/09/30	17:08	LY2VA	KO14XV	CW	1004
2011/10/01	16:37	DF4IAO	JN48IX	CW	737
2011/10/01	21:28	G3OHM/P	IO92GB	SSB	741
2011/10/02	05:38	OK2M	JN69UN	CW	770
2011/10/02	06:38	F6KUP/P	JN29PD	SSB	743
2011/10/02	07:21	OM3KII	JN88UU	CW	993
2011/10/02	08:32	G3CKR/P	IO93AD	SSB	707
2011/10/02	09:22	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/10/02	09:55	G0MJW	IO91IO	CW	763
2011/10/18	17:04	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/10/18	17:13	SK0CT	JO99BM	CW	737
2011/10/18	18:22	SM0DFP	JP90JC	CW	804
2011/10/18	20:41	GM4CXM	IO75TW	CW	781

SM7ECM, JO65NQ wkd on 23cm

2011-09-20	SK4AO	JP70TO	566 km
2011-09-20	DJ6JJ	JO32PC	552 km
2011-09-20	PA0EHG	JO22HB	687 km
2011-09-20	DB6NT	JO50TI	602 km
2011-09-20	DF9IC	JN48IW	809 km
2011-09-20	SM0ERR	JO89WJ	501 km
2011-09-20	SM0EUI	JO99ES	551 km
2011-09-20	SK0CT	JO99BM	520 km
2011-09-20	SM0DFP	JP90JC	594 km
2011-09-20	YL3AG	KO06WK	550 km
2011-09-20	PA0S	JO21FW	705 km
2011-09-20	LA3EQ	JO28XJ	528 km
2011-09-30	LY2VA	KO14XV	693 km
2011-09-30	OK1MAC	JN79IO	685 km
2011-10-01	PA0EHG	JO22HB	687 km
2011-10-01	SP4MPB	KO03HT	525 km
2011-10-01	DM7A	JO60LK	584 km
2011-10-01	OK5Z	JN89AK	723 km
2011-10-01	DL0GTH	JO50JP	582 km
2011-10-01	OK2A	JO60LJ	589 km
2011-10-01	SP5QAT	KO02LB	654 km
2011-10-01	OL9W	JN99CL	772 km
2011-10-01	SP6GWB	JO80JG	651 km
2011-10-02	OM3KII	JN88UU	822 km
2011-10-02	OK2PWY	JO80HB	669 km
2011-10-02	OK1KUO	JO80FF	647 km
2011-10-18	PA0EHG	JO22HB	687 km
2011-10-18	PA5DD	JO22IC	680 km
2011-10-18	PA0S	JO21FW	705 km

2011-10-18	DL6NCI	JO50VI	600 km
2011-10-18	SP4MPB	KO03HT	525 km
2011-10-18	SM0ERR	JO89WJ	501 km
2011-10-18	SM0DFP	JP90JC	594 km
2011-10-18	SK0CT	JO99BM	520 km
2011-10-18	SM0EUI	JO99ES	551 km
2011-10-18	SM3BEI	JP81NG	663 km
2011-10-18	YL3AG	KO06WK	550 km
2011-10-24	OH6KTL	KP02OJ	878 km
2011-10-24	SM3BEI	JP81NG	663 km
2011-10-24	SM3AKW	JP92AO	820 km
2011-11-03	OK1MAC	JN79IO	685 km

13cm**G3XDY, JO02OB, wkd on 13cm**

23/08/2011	DF9IC	JN48IW	
27/09/2011	OZ1FF	JO45BO	
27/09/2011	DF9IC	JN48IW	
27/09/2011	SM6AFV	JO67GQ	
29/09/2011	SM7GEP	JO77IP	1061km
30/09/2011	OZ9ZZ	JO46QK	
01/10/2011	OZ1FF	JO45BO	
01/10/2011	DL0GTH	JO50JP	
02/10/2011	OK1KIR	JO62PM	
02/10/2011	DC6UW	JO44VJ	
02/10/2011	DK1ZD	JO44WE	
15/10/2011	OZ3ZW	JO54RS	
15/10/2011	F6DRO	JN03TJ	

OZ1FF in JO45BO wkd on 13cm

2011/04/26	17:35	SM0DFP	JP90JC	CW	804
2011/04/26	18:11	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/04/26	18:22	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/04/26	19:27	G3XDY	JO02OB	SSB	600
2011/04/26	19:53	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/04/26	20:19	DL6NAA	JO50VF	CW	646
2011/04/30	18:09	GM4LBV	IO86RQ	SSB	671
2011/05/24	18:38	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/05/24	19:32	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/05/24	19:53	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/06/28	19:40	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/06/28	19:50	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/06/28	20:25	G3XDY	JO02OB	CW	600
2011/07/26	17:07	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/07/26	19:16	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/07/26	19:46	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/08/23	17:27	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/08/23	19:39	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/08/23	19:45	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/09/27	17:23	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/09/27	17:24	SM0DFP	JP90JC	CW	804
2011/09/27	18:34	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/09/27	19:27	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/09/27	19:31	G3XDY	JO02OB	CW	600
2011/09/27	20:29	G4ODA	IO92WS	CW	622
2011/09/27	20:45	G8OHM	IO92AJ	SSB	748
2011/09/27	20:59	G4CBW	IO83UB	CW	731
2011/09/29	05:37	OK2BFH	JN99JQ	CW	973
2011/09/30	08:58	F6DWG/P	JN19AJ	CW	803
2011/09/30	11:20	OK1MAC	JN79IO	CW	801
2011/09/30	16:58	LY2FN	KO14XV	CW	1004
2011/09/30	17:10	LY2VA	KO14XV	CW	1004
2011/10/01	14:33	M1CRO/P	JO01PU	SSB	612
2011/10/01	15:27	G3XDY	JO02OB	SSB	600
2011/10/01	21:19	G3OHM/P	IO92GB	SSB	741

2011/10/02	06:23	F6DWG/P	JN19AJ	SSB	803
2011/10/02	06:49	F6KUP/P	JN29PD	CW	743
2011/10/02	09:51	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/10/25	17:27	SM0ERR	JO89WJ	CW	718
2011/10/25	19:05	DF9IC	JN48IW	CW	742
2011/10/25	19:37	GM4CXM	IO75TW	CW	781
2011/10/25	19:58	SM0DFP	JP90JC	CW	804

SM7ECM, JO65NQ wkd on 13cm

2011-08-23	SM0DFP	JP90JC	594 km
2011-08-23	SM6BTT	JO68QO	325 km
2011-08-23	SM0ERR	JO89WJ	501 km
2011-08-23	OZ1FF	JO45BO	314 km
2011-09-30	LY2VA	KO14XV	693 km
2011-09-30	OK1MAC	JN79IO	685 km
2011-10-01	DK0GHC	JO61FR	443 km
2011-10-01	DL0GTH	JO50JP	582 km
2011-10-01	OL9W	JN99CL	772 km
2011-10-01	DL1SUZ	JO53UN	254 km
2011-10-01	SP6GWB	JO80JG	651 km
2011-10-02	OK2PWY	JO80HB	669 km
2011-10-02	OK2M	JN69UN	683 km
2011-10-25	SM6HYG	JO58RG	305 km
2011-10-25	DL6NCI	JO50VI	600 km
2011-10-25	SM3BEI	JP81NG	663 km
2011-10-25	SM0ERR	JO89WJ	501 km
2011-10-25	SM0DFP	JP90JC	594 km
2011-10-25	DL1SUZ	JO53UN	254 km
2011-10-25	OZ9PP	JO47VA	254 km
2011-10-25	DK1ZD	JO44WE	267 km
2011-10-25	OZ1FF	JO45BO	314 km
2011-11-03	OK1MAC	JN79IO	685 km

9cm

G3XDY, JO02OB, wkd on 9cm

27/09/2011	DF9IC	JN48IW	
29/09/2011	SM7GEP	JO77IP	1061km
02/10/2011	DK1ZD	JO44WE	
15/10/2011	OZ6OL	JO65DJ	

SM7ECM, JO65NQ wkd on 9cm

2011-08-23	SM0DFP	JP90JC	594 km
2011-09-29	OZ1HDA	JO47VI	277 km
2011-09-29	LA6LCA	JO59FE	421 km
2011-09-29	DK1ZD	JO44WE	267 km
2011-09-30	OK1YA	JN79IO	685 km
2011-10-01	DL1SUZ	JO53UN	254 km
2011-10-02	OM3KII	JN88UU	822 km

FIRST SM-OM on 3,4 GHz!

2011-10-02	OL7Q	JN99FN	771 km
2011-10-25	SM0DFP	JP90JC	594 km
2011-10-25	DL1SUZ	JO53UN	254 km
2011-10-25	DK1ZD	JO44WE	267 km
2011-11-03	OK1MAC	JN79IO	685 km

SM0DFP, JO90JC wkd on 9cm

2011-10-02 OL9W JN99CL 1183 km

This is a new IARU Region Tropo Record on 9cm!

(The former record was 1071km from SM7ECM to G3UKV set on Oct. 10th 2010)

6cm

G3XDY wkd on 6cm

28/08/2011	F6APE	IN97QI	
------------	-------	--------	--

27/09/2011	OZ1FF	JO45BO	
29/09/2011	SM7GEP	JO77IP	1061km
01/10/2011	DF0MU	JO32PC	
01/10/2011	OZ1FF	JO45BO	
02/10/2011	DC6UW	JO44VJ	

OZ1FF in JO45BO wkd on 6cm

Date	Time	Call	LOC	
2011/04/26	19:29	G3XDY	JO02OB	CW600
2011/06/28	20:27	G3XDY	JO02OB	CW600
2011/08/23	20:34	SM7GEP	JO77IP	CW462
2011/09/27	20:16	G3XDY	JO02OB	CW600
2011/09/30	08:18	F6DWG/P	JN19AJ	CW803
2011/10/01	14:35	M1CRO/P	JO01PU	SSB 612
2011/10/01	15:28	G3XDY	JO02OB	SSB 600
2011/10/02	11:22	ON4SHF/R	JO20JQ	CW590
2011/10/02	11:41	PA6NL	JO21BX	CW481
2011/10/25	20:50	SM7GEP	JO77IP	CW462

SM7ECM, JO65NQ wkd on 6cm

2011-08-23	DL1SUZ	JO53UN	254 km
2011-08-23	SM0DFP	JP90JC	594 km
2011-08-23	SM0ERR	JO89WJ	501 km
2011-08-23	OZ1FF	JO45BO	314 km
2011-10-01	DL1SUZ	JO53UN	254 km
2011-10-02	SP6GWB	JO80JG	651 km
2011-10-25	SM0DFP	JP90JC	594 km
2011-10-25	DL1SUZ	JO53UN	254 km
2011-10-25	DK1ZD	JO44WE	267 km
2011-10-25	SM3BEI	JP81NG	663 km
2011-10-25	OZ1FF	JO45BO	314 km
2011-11-03	OK1MAC	JN79IO	685 km

3cm + up

DK7QX, JO42KH, wkd on 3cm (>300km):

Time	Call	LOC	QRB	Remark
26 Aug 2011				
10:58	DL7QY	JN59BD	363km	RS
12:41	OZ2LD	JO54TU	336km	RS
13:54	F6DWG/P	JN19AJ	579km	RS
15:38	OZ2LD	JO54TU	336km	RS
16:25	DL6NAA	JO50VF	308km	RS
16:37	OZ2OE	JO45VV	403km	RS
17:44	OZ3ZW	JO54RS	322km	RS
18:45	OZ1CTZ	JO46OE	431km	RS
19:05	OZ9ZZ	JO46QK	460km	RS, SSB
19:29	OZ9PP	JO47VA	527km	RS
19:43	OK1KJT	JO60RN	372km	RS
20:25	OZ6OL	JO65DJ	409km	RS
11 Sep 2011				
14:24	DL7QY	JN59BD	363km	RS
15:28	DM2AFN	JO61WB	372km	RS
16:27	SM7DTE	JO75CN	502km	RS
17:36	SP6GWB	JO80HK	577km	RS
17 Sep 2011				
17:12	OE5VRL	5JN78DK	577km	RS
18 Sep 2011				
09:34	OK1JKT	JO60RN	373km	RS
01 Okt 2011				
19:56	OK1JKT	JO60RN	372km	TS
15 Okt 2011				
10:47	OK1JKT	JO60RN	372km	TD
20:08	OZ5SHF	BJO45VX	414km	TD, hrd
RS: Rainscatter TR: Tropo Ducting				
TS: Troposcatter RIG: 2W, 55cm Dish				

F6DWG in JN19AJ wkd on 3cm (and 6cm):
2011/10/16 OE5VRL/5 JN78DK 902km 519/519

G3XDY, JO02OB, wkd on 3cm

Date	Call	LOC
02/08/2011	OZ1FF	JO45BO
27/09/2011	DJ6JJ	JO32PC
01/10/2011	DF0MU	JO32PC
01/10/2011	OZ1FF	JO45BO
02/10/2011	DC6UW	JO44VJ

OZ1FF in JO45BO wkd on 3cm

Date	Time	Call	LOC
2011/04/26	18:39	LA3EQ	JO28XJ CW337
2011/04/26	19:35	G3XDY	JO02OB CW600
2011/04/26	20:31	SM7ECM	JO65NQ CW314
2011/05/24	17:03	DJ1LP	JO64BC CW305
2011/05/24	17:13	SM6AFV	JO67GQ CW356
2011/05/24	17:41	SM7DTE	JO75CN CW382
2011/05/24	19:59	SM7ECM	JO65NQ CW314
2011/06/28	19:59	DJ1LP	JO64BC CW313
2011/06/28	20:08	SM7DTE	JO75CN CW382
2011/06/28	20:12	SM6EAN/6	JO58SA CW340
2011/07/26	20:29	SM7ECM	JO65NQ CW314
2011/08/23	18:16	DG1BHA	JO73CF CW474
2011/08/23	18:22	SM7DTE	JO75CN CW382
2011/08/23	19:13	DJ6JJ	JO32PC CW393
2011/08/23	19:50	DJ1LP	JO64BC CW305
2011/08/23	20:26	SM7ECM	JO65NQ CW314
2011/08/23	20:36	SM7GEP	JO77IP CW462
2011/08/23	20:47	SM6AFV	JO67GQ CW356
2011/09/27	18:08	LA3EQ	JO28XJ CW337
2011/09/29	20:31	SM7GEP	JO77IP SSB 462
2011/09/30	08:22	F6DWG/P	JN19AJ CW803
2011/09/30	21:08	G3ZEZ	JO01NT CW624
2011/10/01	14:38	M1CRO/P	JO01PU SSB 612
2011/10/01	15:30	G3XDY	JO02OB CW600
2011/10/01	16:06	PA3AWJ	JO21GW CW471
2011/10/01	17:02	DF0MU	JO32PC CW393
2011/10/01	21:07	DL1SUN	JO53PN CW305
2011/10/02	11:37	PA6NL	JO21BX CW481
2011/10/25	20:32	SM7ECM	JO65NQ CW314

SM7ECM, JO65NQ wkd on 3cm

Date	Call	LOC	QRB
2011-08-23	DJ6JJ	JO32PC	553 km
2011-08-23	DG1BHA	JO73DB	302 km
2011-08-23	SO3Z	JO82KI	445 km
2011-08-23	SQ3FYK	JO82KI	445 km
2011-08-23	DL1SUZ	JO53UN	254 km
2011-08-23	SM6BTT	JO68QO	325 km
2011-08-23	SMOERR	JO89WJ	501 km
2011-08-23	OZ9PP	JO47VA	254 km
2011-08-23	OZ1FF	JO45BO	314 km
2011-10-01	DG1BHA	JO73CF	302 km
2011-10-02	SP6GWB	JO80JG	651 km
2011-10-25	SMOERR	JO89WJ	501 km
2011-10-25	SMODFP	JP90JC	594 km
2011-10-25	DK1ZD	JO44WE	267 km
2011-10-25	OZ1FF	JO45BO	314 km

OZ1FF in JO45BO wkd on 24GHz

Date	Time	Call	LOC
2011/04/26	19:15	DC6UW	JO44VJ SSB 171
2011/09/27	18:30	DC6UW	JO44VJ SSB 171
2011/10/02	12:08	PI4GN	JO33II CW 266

Miscellaneous

G4ALY IO70VL Tropo report for October 2011:

09 Oct 2011	F6AJW/P	23cm	807km IN93EK
15 Oct 2011	F6AJW/P	23cm	807km IN93EK
	F6FHP	23cm	700km IN93EK
	EA1BLA/P	23cm ssb	809km IN53XQ
	EA1BLA/P	13cm ssb	809km IN53XQ

1st G/EA on 13cm

	F2CT/P	3/6/13cm	830km IN93HG
16 Oct 2011	F2CT/P	3cm	778km JN15HE #
22 Oct 2011	F2CT/P	6cm	815km IN93GJ
24 Oct 2011	F6DKW	3cm	500km JN18CS
29 Oct 2011	F2CT/P	6cm	894km JN02AX #
	F6APE	6/3cm	438km IN97QI

Station: 23cm 70W 2X28el JVL loop yagis, DB6NT Tvtr.

13cm 20W 67el Wimo, DB6NT tvtr

6cm 14W 75cm offset dish DB6NT Tvtr

3cm 10W 75cm offset dish DB6NT Tvtr

73 Ralph G4ALY

SM0LCB wkd via his remote controlled station

SM7LCB in JO86GH:

2011-10-01	1720 DK6AS	JO52JJ	1.3G 573
2011-10-01	1743 SP5QAT	KO02LB	1.3G 553
2011-10-01	1753 SP5XMU	KO02LG	1.3G 533
2011-10-01	1801 SP5MG	KO02LG	1.3G 533
2011-10-01	1830 OM6A	JN99JC	1.3G 816
2011-10-01	1903 DL1SUZ	JO53UN	2.3G 435
2011-10-01	1908 DL1SUZ	JO53UN	3.4G 435
2011-10-01	1913 DJ8MS	JO63CT	2.3G 392
2011-10-01	1922 DM7A	JO60LK	1.3G 695
2011-10-01	1940 OM3KII	JN88UU	1.3G 834
2011-10-01	2005 LY2FN	KO14XV	1.3G 492
2011-10-01	2014 LY2FN	KO14XV	2.3G 492
2011-10-01	2041 SM0DFP	JP90JC	1.3G 442
2011-10-01	2047 SM0DFP	JP90JC	2.3G 442
2011-10-01	2052 SM0DFP	JP90JC	3.4G 442
2011-10-01	2054 SM0DFP	JP90JC	10G 442
2011-10-02	0752 OK1MAC	JN79IO	2.3G 756
2011-10-02	0802 OL9W	JN99CL	1.3G 768
2011-10-02	0816 OL9W	JN99CL	2.3G 768
2011-10-02	0835 SP6GWB	JO80JG	1.3G 673
2011-10-02	0838 SP6GWB	JO80JG	2.3G 673
2011-10-02	0922 OK1MAC	JN79IO	1.3G 756
2011-10-02	1149 OK1KUU	JO80FF	1.3G 677
2011-10-02	1343 OL3Z	JN79FX	1.3G 718

73 de Ulf, SM0LCB

You find the complete report with text and audio at

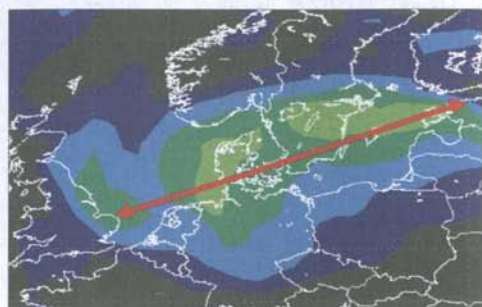
<http://sm7lcb.shacknet.ru/audio/sm7lcb/2011/index.htm>

Huge Tropo Nov. 10, 11 & 12 2011

From Nov 10 to 12 thanks to a wide High pressure area that peaked over 1045 hPa at times hundreds of 2m QSOs with QRB > 1000km took place over central Europe. On Nov. 10th the best paths were from the East coast of England to the St. Petersburg area in Russia over about 2000km.

SM/OH/LA wkd at the same time into OK, SP, DL, PA, ON over 1000 to 1500km. Far too many QSOs to list them all here. On Nov 11th the opening continued and the G's wkd still into YL up to 1700km. On Nov 12th the best paths shifted more to the east and amazing QSOs took place on 2m from SM3 to Croatia over 1800km. Also on the higher bands some remarkable DX was worked. SK3MF and SP6GWB were the

winners on this day and wkd a lot of DX. See below.
Frequency wise these Tropo condx lifted prop also on 10 GHz
and even 24 GHz, what is not really common.



Hepburn Map November 10

2m

G4SWX, JO02RF, wkd on Nov. 10 >1000km:

1643 SP1FJZ	JO84EE	1015 km
1658 SP4MPB	KO03PT	1335 km CW
1704 SP3VZY	JO82LM	1050 km
1708 OH1ND	KP00XL	1552 km
1848 SM7GVF	JO77GA	995 km
1848 OH2AUK	KO19TX	1612 km
1850 OH2TL	KP20BG	1650 km
1851 OH2FQV	KP20MF	1697 km
1852 RA1AC	KP50DB	1967 km
1855 ES2TI	KO29GB	1625 km cw
1856 OH1AXT	KP10TJ	1630 km
1857 SM7NDX	JO77DR	1023 km
1858 OH2TP	KP20AF	1644 km
1859 UA1ANA	KO59EW	1967 km
1900 RX1AS	KO59CX	1961 km
1902 RA1AMW	KP50DA	1967 km
1903 OH5LK	KP30ON	1820 km
1912 RA1AKP	KP50CA	1963KN
1915 OH2KW	KP20IJ	1683 km
1916 SA5CL	JO88BN	1160 km
1917 SM0VJY	JO89SC	1261 km
1918 R1AX	KO59EW	1969 km
1919 OH4LA	KP20LG	1693 km
1920 SK6HD	JO68SD	1009 km
1921 RK1AT	KP50EA	1973 km
1922 OH1DX	KP20JF	1682 km
1922 ES3RF	KO29IF	1639 km
1942 SM0EZZ	JO89XG	1291 km
1946 OH1ND	KP00XL	1552 km
2000 SM4BDQ	JP80FG	1283 km
2020 ES8TJM	KO18UM	1561 km
2025 ES7GM	KO28TI	1666 km cw

Best tropo for >10 years for me!

and on Nov 11:

0838 YL3AG	KO06WK	1399 km
0841 SM4BDQ	JP80FG	1283 km
0845 SM4GGC	JO69RK	1094 km
0851 SF4J	JO79NC	1145 km CW
0907 SM0EZZ	JO89XG	1291 km

0914 SM6CCO	JO78FN	1079 km
0916 SM0BTS	JO89WI	1291 km
0920 SM6CCO	JO78FN	1079 km CW
1028 SM0EJY	JO89SE	1261 km
1030 SM0FZH	JO99HI	1328 km
1041 YL2FZ	KO37QI	1745 km CW
1044 OH0JN	KP00BB	1440 km
1047 SM7DYY	JO77BV	1020 km
1051 SM4AIQ	JO79US	1216 km CW
1054 SM4IVE	JO79SD	1167 km CW
1057 SK0CT	JO89XJ	1298 km
1102 YL3AG	KO06WK	1399 km
1109 YL2JZ	KO26AW	1539 km CW
1455 SM1A	JO97FK	1229 km
1518 YL3AG	KO06WK	1399km CW

G4FUF, JO01GN, wkd on 2m on Nov 10:

1933 RA1ARM	KO49WX	2035km CW
1938 RX1AS	KO59CX	2053km 579 CW

ON4KHG, JO10XO, wkd on 2m on Nov 10:

1832 OH5LK	KP30ON	1816km CW
1837 OH1ND	KP00XL	1567km CW

DD0VF, JO61TB, wkd on 2m on Nov 12:

18:24 OH1ND	KP00XL	539 1170km
18:42 SK3MF	JP82XP	559 1317km
19:18 YL3AG	KO26AW	59+ 944km
22:03 OH0JN	KP00BB	579 1083km
22:15 OH1MN	KP10FO	529 1196km
22:27 OH8UV	KP34VJ	519 1700km

SK3MF, JP92FW, wkd 2m Tropo on Nov 12th:

1702 wkd	9A1CAL	JN86DM	1829km! CW 569
1716 hrd by	HA1VQ	JN87GJ	1731km
1725 hrd by	9A2SB	JN95GM	1936km 559
1840 wkd	OM8A	JN87WV	1672km 579
1842 wkd	DL6NAA	JN50VF	1468km 559
1844 wkd	DD0VF	JO61TV	1351km 559
1845 wkd	OK1TEH	JO70FD	1442km
1902 wkd	S51ZU	JN86DR	1806km 559
1902 hrd by	HA1VQ	JN87GJ	1731km 569
1905 wkd	HA1WA	JN87IH	1740km

70cm

PA2M, JO21IP, wkd 70cm Tropo on Nov 11:

1004 ES4EQ	KO39CE	1583km
1031 ES3RF	KO29IF	1507km

SP6GWB, JO80JG, wkd 70cm Tropo on Nov 12:

1832 SM2CEW	KP15CR	1746km
-------------	--------	--------

23cm

G3XDY, JO02OB, wkd on Nov 11:

1037 YL3AG	KO06WK	1420km with 539
------------	--------	-----------------

G8GXP, IO93FQ, wkd on Nov 11:

1135 SM0FZH	JO99HI	1380km
-------------	--------	--------

OK1MAC, JN79IO, wkd on Nov 12:

1558 SM0FZH JO99HI 1112km 559 CW
 1739 SM0DFP JP90JC 1195km 559 CW

SK3MF, JP92FW, wkd on Nov 12:

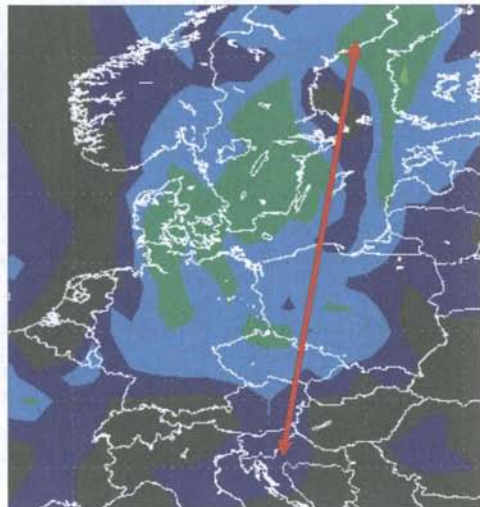
1752 DK3WG JO72GI 1198km
 1758 SP4MPB KO03HT 1022km

SM7ECM, JO65NQ, hrd on Nov 12:

1650 OH6SHF/B KP13GM 1020km 519

SP6GWB, JO80JG, wkd on Nov 12:

1325-59 SK3UHG JP92FW 1411km hrd 529
 1427 SK2SHF/B JP93VU 1521km hrd 429
 1532 SK4AO JP70TO 1150km wkd
 1737 SK3MF JP92FW 1411km wkd
 2002 OH6NVQ KP13IQ 1532km wkd

**Hepburn Map November 12****Red line: The SM3 to 9A/S5 1800km 2m path****2320 MHz****SP6GWB JO80JG wkd Tropo on Nov 12th:**

1743 SK3MF JP92FW 1412 km!

10 GHz**SP6GWB JO80JG wkd Tropo on Nov 11th 2011:**

1710 SM0DFP JP90JC 1101 km

24 GHz**SM6AFV JO67 wkd Tropo on Nov 11th 2011:**

0550-
 0800 DB0VC/B JO54 hrd 529
 0858 DC6UW JO44 559 CW 404km
 0918 DC6UW JO44 57 SSB 404km

Aurora Reports

Editor: Stefan Heck, LA0BY
LA0BY@dark.de

Dear fellow VHF enthusiasts!

We had some Auroras the last quarter, even one that was visible in Oslo. But activity is often very low, if the Aurora does not occur on a contest day. I encourage everybody to make an effort to make some contacts, even if the stations were worked before. Your activity will spark off others' activity ...
 73, Stefan (LA0BY)

GM4VVX in IO78TA wkd on 144 MHz:**2011-09-17**

1450 G0MHC	IO94hc	55A	53A	35	ssb/cw
1457 G4SWX	JO02f	59A	57A	20	cw
1502 G4HGI	IO83pl	55A	55A	20	cw
1505 DL8LAQ	JO43xu	55A	32A	20	cw
1509 G4ODA	IO92ws	59A	59A	10	cw
1523 G4SWX	JO02f	59A	59A	0	ssb

This Au was unusual = only VERY weak beacons from the North. All GB beacons from the South were VERY strong.

2011-09-26

1630 G4DHF	IO92uu	59A	59A	20	cw
1634 DL6YBF	JO31gl	44A	55A	20	cw
1635 G3PHO	IO93gj	54A	55A	20	cw
1638 DF9CY	JO54cl	57A	57A	20	cw
1640 GW8ASD	IO83lb	57A	59A	20	ssb
1645 DL6BF	JO32xa	55A	56A	20	cw
1649 G0CUZ	IO82wh	59A	59A	20	cw
1652 G4YHF	IO92xo	55A	58A	20	cw
1654 DL6NAA	JO50vf	44A	55A	40	cw
1656 GW8JLY	IO81jm	59A	56A	15	ssb
1658 G8VYK	JO01jm	57A	58A	15	ssb
1700 G4PBP	IO82wo	59A	59A	15	ssb
1701 GW4WND	IO82km	55A	57A	15	ssb
1702 G0TKJ	IO93hm	57A	59A	20	ssb
1704 PA1BVM	JO21ro	47A	55A	20	ssb
1709 G3UDA	IO82qq	57A	57A	20	ssb
1711 GW7SMV	IO81nj	55A	59A	20	ssb
1714 G2OHH	IO83vc	55A	59A	30	ssb
1717 PD4HDB	JO32hn	44A	59A	30	ssb
1723 DF0WD	JO42fd	55A	55A	35	cw
1724 PA3DTM	JO22ia	55A	55A	35	cw
1727 MM0CEZ	IO75xu	54A	59A	35	cw
1734 G4RRA	IO80bs	59A	59A	30	cw
1750 GI6ATZ	IO74aj	47A	59A	30	ssb
1822 SM7GVF	JO77ga	44A	54A	45	cw
1843 ON4KHG	JO10xo	54A	52A	45	cw

This Au was strong with short qsb periods - Then faded at 1735 with a few short periods of reflections after this time.

Rig: 300W into 10-ele-yagi at 5m agl, 150 m asl
 tnx for report, Clive

LA0BY in JO59IX wkd on 144 MHz:

2011-11-01

1806	SM7GVF	JO77GA	57A	57A	397km
1807	SK4AO	JP70TO	57A	56A	280km
1809	OH4LA	KP20LG	56A	56A	788km
1810	ES2NJ	KO29NK	55A	55A	809km
1814	SM4BDQ	JP80FG	55A	55A	320km
2136	OH6NG	KP03TC	55A	55A	674km
2141	SM3WEH	JP81GF	57A	53A	347km

Rig: IC821H + PA 180w into 2 x 9 ele

SM4GGC in JO69RK wkd on 144 MHz:

2011-09-09

1631	RA1WZ	KO47DT		30
1634	LY2SA	KO14LL		45
1642	EW1AA	KO33RF		45
1646	OH2NHP	KP10RN		35
1658	DL4KUG	JO64PB		30
1659	G4SWX	JO02PB		330
1659	G4DHF	IO92UU		330
1704	PA2M	JO21IP		310
1708	PA4VHF	JO32JE		310
1709	GW8EZR	IO73TI		310
1716	DF0WD	JO42FD		330

2011-09-10

2116	OH4LA	KP20LG	59a	59a	45
2144	SMONZY	JO89WI	59a	59a	
2154	RN1CM	KO49CJ	59a	59a	
2203	EU4AG	KO13VQ	55a	59a	50
2207	LA9MW	JP50MA	57a	59a	0
2211	SP2CNW	JO93AI	55a	59a	
2219	SP2HPD	JO94JC	55a	55a	50
2224	RW3DA	KO84RW	55a	57a	
2230	ES5QA	KO38OM	59a	55a	

Rig: 100w into 2x12 ele yagi

tnx for info Stig

SM7GVF in JO77GA wkd on 144 MHz:

2011-06-22

1713	LA3EU	JP32CG	55a	59a	355°	747km
------	-------	--------	-----	-----	------	-------

2011-06-23

1426	UA3MBJ	KO87QV	55a	55a	1362km
1434	ES2MC	KO29GG	57a	57a	637km

2011-08-05

2035	UA1ASA/1	KO48GH	55a	59a	843km
2037	OH3UW	KP21FA	55a	55a	720km
2040	OH3BYZ	KP21UA	55a	57a	777km
2125	RA1AJF/1	KO48JN	55a	55a	860km
2129	EU4AG	KO13VQ	53a	55a	691km
2148	SP2HPD	JO94JC	55a	57a	50° 420km
2150	LY3UE	KO24OP	56a	59a	715km
2214	SP2RS	JO94GK	57a	57a	381km
2216	SP5BTN	KO02MG	55a	55a	673km
2222	PA3CWN	JO33AH	55a	57a	678km
2225	DL4YR	JO31KS	57a	57a	300° 765km
2227	PA2M	JO21IP	57a	57a	300° 872km
2236	G7RAU	IO90IR	55a	57a	1247km
2238	PA4EME	JO20WX	57a	59a	877km
2238	DL6BF	JO32QI	56a	59a	693km

2240	GI4OWA	IO64IX	55a	55a	305°	1370km
2242	GM4BYF	IO85JV	55a	52a		1094km
2243	PA0BWL	JO21SS	57a	57a		823km
2245	DF8IK	JO30JT	57a	59a		855km
2246	GW8IZR	IO73TI	57a	57a		1263km
2247	G4ZFJ	JO01HO	55a	55a		1082km
2248	DL1DBR	JO41BN	55a	55a		735km
2256	G3OHH	IO83VC	43a	55a		1148km
2257	G4SWX	JO03RF	56a	57a		930km
2259	G4YHF	IO92XO	56a	59a		1052km
2300	G4DHF	IO92UU	56a	59a		1051km
2301	PA5WT	JO22HG	59a	59a		827km
2302	GM4PPT	IO75SK	56a	55a		1183km
2303	G4PBP	IO82WO	57a	57a		1171km
2304	PA1FOX	JO32JG	55a	55a		725km

2011-08-23

1851	OH5LK	KP30ON	54a	56a	355°	827km
------	-------	--------	-----	-----	------	-------

2011-09-05

1655	OH2KW	KP20IJ	55a	55a	696km
------	-------	--------	-----	-----	-------

2011-09-09

1621	RD3FD	KO95CO	55a	57a	36°	1460km
1628	LY2SA	KO14LL	55a	59a	40°	597km
1633	UA3DCM	KO85XP	54a	57a	38°	1444km
1635	RA3LE	KO64AT	54a	53a		1114km
1637	YL2EM	KO36QM	55a	55a		783km
1641	RA3LBW	KO64AT	55a	55a	31°	1114km
1646	G4DHF	IO92UU	57a	59a	310°	1051km
1647	G4SWX	JO03RF	56a	57a		930km
1649	GM4BYF	IO85JV	57a	55a	308°	1094km
1650	PA4VHF	JO32JE	57a	53a	301°	732km
1652	SP2HPD	JO94JC	55a	57a		420km
1654	GW8IZR	IO73TI	55a	55a		1263km
1656	PD0JHM	JO22TI	55a	59a	295°	772km
1659	PA2M	JO21IP	57a	57a		872km
1701	PA3GDY	JO21RX	55a	59a		810km
1702	PA4EME	JO20WX	55a	55a	295°	877km
1705	DH6DAO	JO41CN	43a	55a	293°	732km
1706	DL1DBR	JO41BN	55a	55a		735km
1708	DG5CST	JO60DS	55a	55a		710km
1710	DL6NAA	JO50VF	55a	59a		776km
1711	DK5YA	JN49NX	55a	55a		860km
1714	DL6YBF	JO31OX	55a	55a	294°	733km
1715	G4RRA	IO80BS	44a	55a		1386km
1723	PA4VHF	JO32JE	57a	57a		732km
1726	DF0WD	JO42FD	55a	55a		668km
1911	OH3TE	KP31HL	55a	59a	29°	845km
2201	ES5QA	KO38OM	55a	55a	29°	768km
2209	UA1AUW	KP40SH	55a	59a	35°	938km

2011-09-10

2105	SM3AKW	JP92AO	57a	59a	651km
2111	OH6PA	KP02PL	56a	57a	714km
2135	RN1CM	KO49CJ	54a	59a	39° 841km
2142	OH4LA	KP20LG	59a	59a	330° 701km
2147	SMONZY	JO89WI	59a	59a	325km
2152	OZ5N	JO46SI	55a	52a	320° 314km
2200	RW3DA	KO84RW	55a	59a	45° 1437km
2206	RA3FP	KO94AV	55a	57a	49° 1474km
2218	GM0PWS	IO87CG	55a	52a	313° 1103km

2011-09-26

1608	SK3IK	JP83UA	55a	55a	690km
1620	EU4AG	KO13VQ	55a	57a	47° 691km
1621	YL2EM	KO36QM	55a	58a	783km
1623	OH1DX	KP20JF	59a	59a	691km
1626	UA3IDQ	KO66JF	43a	58a	46° 1116km
1628	EW1AA	KO33RU	56a	57a	886km
1630	UA3DHC	KO95	55a	55a	1513km
1631	SP2QBQ	JO94FL	55a	55a	50° 374km
1632	ES5QA	KO38OM	59a	59a	768km
1642	RA3FP	KO94AV	55a	58a	1474km
1648	RU3BO/3	KO94TU	55a	55a	51° 1571km
1651	RA3LE	KO64AT	55a	53a	1114km
1652	RU3GX	KO92SO	55a	59a	57° 1664km
1653	UA3PC	KO84TF	55a	59a	1474km
1654	UA3WM	KO72QI	55a	59a	1429km
1655	YL2CZ	KO06XW	59a	59a	449km
1657	RD3FD	KO95CO	56a	57a	56° 1460km
1714	DH6DAO	JO41CN	55a	55a	732km
1715	G4RRM	IO80BS	55a	59a	1386km
1716	PA3DTM	JO22IA	55a	57a	298° 842km
1717	DF0WD	JO42FD	59a	59a	668km
1717	G3UDA	IO82OQ	55a	55a	1205km
1719	DF1CF	JN57FP	55a	55a	299° 1078km
1720	DL4AO	JO42NX	59a	57a	566km
1720	DL6NAA	JO50VF	59a	59a	776km
1721	LY2FN	KO14XV	55a	57a	631km
1722	DL6YBF	JO31OX	59a	59a	733km
1724	DL5FDP	JN49LP	55a	55a	899km
1726	F6DKW	JN18CS	55a	55a	298° 1231km
1731	DG6CST	JO60	59a	59a	895km
1731	OK1TEH	JO70FD	55a	52a	764km
1732	DG6CST	JO60DS	59a	59a	710km
1734	OK1DFC	JN79GW	55a	57a	787km
1746	EI4DQ	IO51WU	55a	57a	298° 1565km
1747	ON4KHG	JO10XO	57a	59a	296° 993km
1756	PA3CWN	JO33AH	56a	57a	678km
1802	ON5GS	JO21SC	55a	55a	294° 880km
1805	G4YHF	IO92XO	55a	55a	296° 1052km
1813	ON6NL	JO21UE	55a	57a	866km
1816	DK9OY	JO52CK	55a	55a	295° 580km
1819	PA1FOX	JO32JG	55a	55a	725km
1820	G3LTF	IO91GG	54a	55a	1218km
1821	PA4EME	JO20WX	55a	57a	296° 877km
1823	GM4VXX	JO78TA	55a	55a	328° 1131km
1824	DL8LAQ	JO43XU	56a	55a	455km
1830	DJ9YE	JO43HV	55a	57a	509km
1832	DL3DTH	JO61UE	54a	55a	651km
1847	ES4RR	KO49CI	56a	57a	840km
1852	SP8UFT	KO11JI	55a	59a	68° 826km
1855	YL2ZF	KO37QI	56a	59a	773km
1900	RA1WZ	KO47DT	57a	59a	826km
1901	LY2R	KO15VS	55a	55a	585km
1902	YL2GP	KO27AA	55a	57a	57° 574km
1904	LY3UE	KO24OP	55a	59a	715km
1940	RA3WDK	KO81BR	55a	55a	63° 1508km
1943	OK2PM	JN99AO	55a	55a	70° 856km
1944	US5WU	KO20DI	55a	55a	978km
1945	OK1TEH	JO70FD	55a	57a	57° 764km

1953	DH8BQA	JO73CE	54a	59a	60° 427km
1954	SP2HPD	JO94JC	57a	59a	62° 420km
2003	OK2PWY	JN89KW	54a	55a	68° 802km
2020	OK1GHZ	JN79IX	54a	53a	68° 783km
2103	RV3IG	KO87OT	57a	59a	44° 1353km
2107	YL2OK	KO37AS	57a	59a	693km
2117	YL3IQ	KO17OD	57a	59a	523km
2130	SP2MKO	JO93CB	59a	59a	60° 498km
2148	ES2DF	KO29GG	56a	59a	637km
2150	YL2HC	KO35HT	55a	59a	754km

2011-11-01

1321	ES5QA	KO38OM	55a	55a	768km
1327	OH6PA	KP02PL	55a	55a	714km
1342	RA1AC	KP50DB	57a	59a	35° 971km
1559	YL3IQ	KO17OD	56a	59a	48° 523km
1600	YL2HC	KO35HT	55a	57a	754km
1605	ES2NJ	KO29NK	59a	59a	674km
1605	ES4EQ	KO39CE	56a	59a	725km
1607	UA3IGA	KO68UC	55a	55a	37° 1145km
1609	LY2BJ	KO25ER	55a	55a	38° 621km
1619	ES1AO	KO29HI	57a	58a	644km
1628	OH5LK	KP30ON	59a	59a	827km

t

SM7GVF in JO77GA wkd on 432 MHz:

2011-08-05

2143	SM4IVE	JO79SD	57a	59a	243km
2209	LY3UE	KO24OP	42a	53a	60° 715km
2234	PA2M	JO21IP	44a	44a	300° 872km
2313	SM3AKW	JP92AO	55a	59a	30° 651km

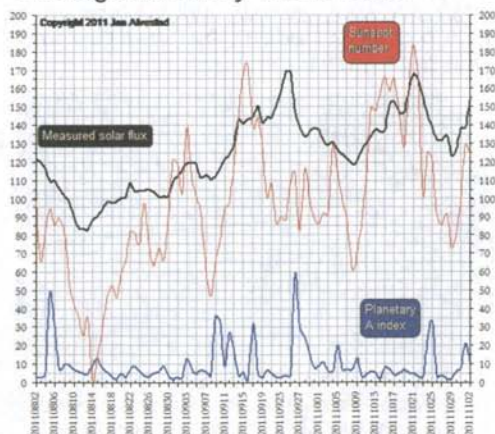
2011-09-09

1630	SM4IVE	JO79SD	59a	59a	40° 243km
------	--------	--------	-----	-----	-----------

2011-09-26

1728	DL6NAA	JO50VF	55a		776km
2136	RA3LE	KO64AT	55a	55a	1114km

trn for reports, Kjell

Geomagnetic activity 2.8.-2.11.2011

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.mydarc.de/la0by/DUBUS_Aurora_reportform.xls which you could use for this.

4m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

Bahrain beacon on 70 MHz

Dave A92IO is currently planning to put a 4m beacon on air from Bahrain. The proposed callsign is A92B and QRG 70.048 MHz.

New 4m MS Word Record

On Nov 18th 2011 at 0121z OH5LID (KP31TW) wkd G3SHK (IO90DX) over 2151km. This is a new world record for MS.

Aland Islands on 4m

Although they have access to 4m for a long time now there has been no 4m activity from the DXCC OH0 yet. In the end of May 2012 OH0/QZ2M 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.

DL3YEE on 4m from new location

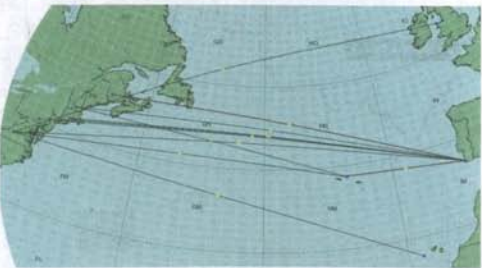
Klaus, DL3YEE, one of the most active 4m OPs in DL has moved his QTH from JO42GE to JO50LU. He hopes to be back qrv soon after he got a new 4m licence.

4m Transverter for YAESU FTV-1000

EA7HG has developed a 4m transverter for insertion into the YAESU FTV-1000 6m transverter that is suiting to the FT-1000 transceiver. After the modifications the unit will work with 60W output on 4m. The RX NF is <1dB and IP3 >25dBm. EA7HG has made 20 page PDF with a detailed description. You can get this 1.5 MB file for free via email from EA7HG@hotmail.com

4m observations EU to NA summer 2011

A summary of all observed 4m multi-hop Es paths which were observed in summer 2011 is shown on the map below. Involved stations and beacons were: CT1HZE IM57, GW8IZR IO73, CU3EQ HM68, CS4BFM/B HM68, EA8/DL3GCS IL07, K1SIX FN43, VE9AA FN66, W1JJ FN41, W3EP FN31, NZ3M FN10, WE9XUP/B FM07.



TF/G4ODA Iceland Expedition report

G4ODA writes: Managed to activate 15 squares in Iceland on 4m with at least one QSO from each. In the main via MS. Started on JT6m but changed to FSK441, which gave much better info recovery from short bursts. Had advantage of low noise locations but suspect some others at other end of contacts did not. A few stations contacted from most locations but surprised more not using this mode. MS contacts included

firsts from TF to GM (GM6VXB), GW (GW8ASD) and LA (LA4LN). Also lucky to catch two SpE openings. First on morning of August 7 when in the central highland desert, IP15. 11 QSOs in 30 min into ON/DL/G/GW and EI. First with ON5VW. Second the following evening on Aug. 8 from good coastal site in IP34 produced 35 contacts in 45 min into OZ at first then DL/G/OK/GW/GM...including first to OK1DFC, my ODX on 4 for the trip. All 4m contacts were made using K3/homebrew transverter and PA (2C39) running 100w to 4el Yagi. Some planned operation from South coast was curtailed because of bad sand storms...a result of residual dust from last two years volcanic eruptions. 73 Keith G4ODA

More TEP QSOs on 4m

After the last 4m TEP QSOs on March 30 the first QSOs took place in autumn on Sept. 21 from 1757 to 1821z between SV2DCD (KN00PL) and SV8CS (KM07) and ZS6WAB (KG46R) over a QRB of > 7200km. IZ8DWF (JM87) hrd ZS6 on 4m on Sept. 23, Sept. 30, Oct. 1, Oct 22 and Oct 23. On Sept. 30 he had a X-Band QSO with ZS6NK (KG46). SV2DCD had more QSOs with ZS6WAB or hrd his beacon on Sept 29, Sept. 30, Oct. 14, Oct. 15, Oct. 17. SV1DH (KM17) wkd ZS6WAB on Oct. 23. Signal reports were from 41 to 53 max. and time always from 1748 to 1916z.

6m News

Reports, Expeditions, Infos

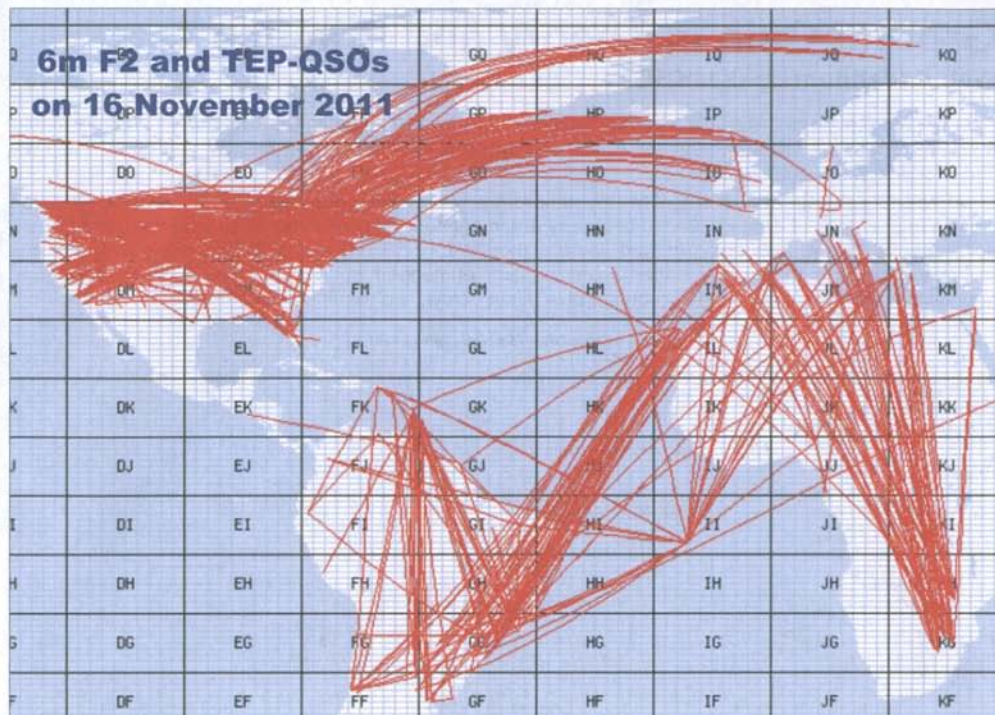
Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

OK2 Band 1 TV transmitter OFF

The R1 transmitter in OK2 (JN99) R1 will closed down on November 12th 2011.

DX on 6m in Autumn 2011

In Sept/Oct/Nov we had the usual 6m TEP from southern EU to Africa. From CT/EA 6m was open in the evenings now almost every day to SA (PY, CE, CX, ZP, LU), on some days there was good F2 scatter from EA/CT to the Caribbean. The first F2 (scatter) from USA to EU of this solar cycle occurred on Oct. 10 when EA7KW and CT1HZE wkd stations from W1. The first half of November brought solar activity that was well above the predictions, with 10cm flux in the range from 170 up to 190. Obviously this was enough to trigger the first good direct path F2 openings in W-E directions. There were first transcontinental U.S. openings from W7/VE7 to W1 on Nov. 12, 13, 14, 15, 16 and 17. On Nov. 15th there was also the first F2 opening from NA to central EU: EI7IX wkd VE3KH and beacons from OY/TF and JW were hrd from W1/VE1. On Nov. 16th again direct path F2 from N8JX to F6KHM. See map. During these days also the first good F2 openings from Japan to South America were observed and stations from W1/W8 hrd beacons from ZS6 and Z2 (QRB about 13.500km). On Nov 7 E51CG hrd EA8/G8BCG over about 16.500km. From DU and VK8 several openings were reported to Eastern Africa area and A9. VK8MS reported the D4C beacon (17369km). So, this is only a taste of what we can expect in November 2012. It's really time to get ready for the peak of this cycle. Thanks to the low noise and clean pattern LFA Yagis from GOKSC it is possible to operate on 6m again now successfully also from noisy locations! DL8YHR, EA7KW, CT1HZE and many other DXers use LFAs now on 6m.



Z22JE Silent Key

Dudley, Z22JE, became a Silent Key on Oct 10th 2011. He has been qrv on 6m from KH52 for over 30 years

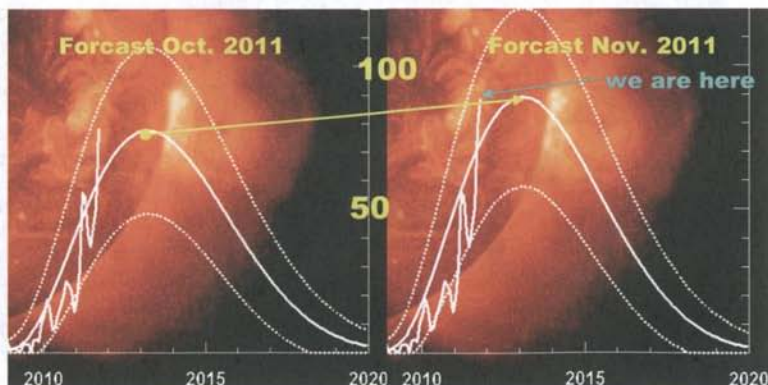
Beacon News

- JX7SIX/B** 50.079 MHz, IQ50RX, 10W, vertical, back on air after a break of several years since 18. October.
- PY1WS/B** 50.028 MHz, GG87LE, 10 Watt, vertical, new on air since September 2011.
- SR8FHL/B** 50.0365 MHz, KO11HF, 4 Watt, H-Dipol, new on air since October.

Solar Cycle 24:

Latest Forecast

NASA solar science expert David Hathaway has changed his forecast for the maximum of the current cycle 24 in November 2011. See the curves on the right. The left picture shows the NASA forecast from Oct. 2011 with a mean SSN max. 78 in spring 2013. The new forecast on the right indicates now max. 89 a bit earlier in Jan/Feb 2013.

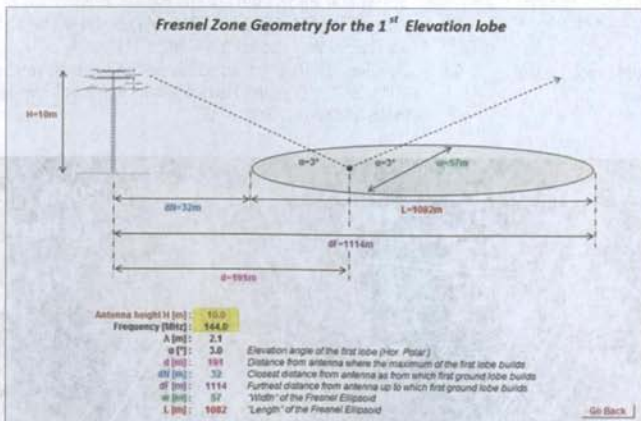


Expeditions

- HK0M** Malpelo: From about Jan 24, 2012 a big group will be qrv as HK0NA for 2 weeks also on 6m. Loc. EJ93FX.
- 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.
- 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.

Web Addendum by ON4KHG

o **Ground gain simulator:** a tool to (theoretically) simulate the ground gain (or an antenna elevation pattern in presence of ground effects) geometry and magnitude. It is possible to choose the nature of the soil, antenna height, frequency, ground flatness (horizontal or tilted) and to import one's own antenna (elevation) pattern, though six patterns are already embedded in the tool. The First Fresnel zone geometry is also displayed and fully configurable. Here below, two (partial) screenshots of this tool.



- Examples of real off-the-air

The complete package as a whole (.zip file) is also available on the website (16 MB). Feel free to forward to whom may be interested. Should you be performing your own measurements, I'm eager to receive any feed-back related to them. 73, Gaëtan, ON4KHG - Email: ON4KHG@voo.be

News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ
info@DUBUS.de

Expeditions and OPs

3D2R Rotuma: YT1AD etc. were not qrv on 2m EME. This seems to be the usual EME procedure of this group now....

EY Tadjikistan: DL8YHR plans to be qrv from EY8MM on 2m EME in spring 2012.

FG Guadeloupe: F1DUZ and F6APE will be qrv on 70cm EME only in JT65 and CW from Dec. 28 to Jan 12. Call will be FG4KH, grid FK96HF. Rig: 300w and 2 x 17 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.

JP61 LA/OH2FPN plans to be qrv on 2m FSK-MS and Tropo in the beginning of January in the Quadrantids. Loc. JP61BH.

PJ4 Bonaire: PJ4/N7BHC is now on Bonaire for a couple of years. He will be active on 6m, 2m and 70cm from about January and is very interested in TEP and TA experiments.

R/FJL Franz-Josef-Land: U3ME (ex UA3ME) is working on 2m EME from this very rare DXCC since September 2011. He will be there for 1 year as R1FJL and is taking skeds only for CW. He is always on 144.020 first 1 minute. Loc.: LR90AO. Rig: 10m long yagi with 10 deg elev. and 1 KW. Skeds via ua3mbj@rambler.ru

UN Kazakhstan: UN/DL9LBH is qrv on 2m and 70cm EME in JT65 until August 2013. Grid: MO51.

VE Canada: VE3KH is back on 2m EME with 4 x 9 LFA and 8877 PA. Loc.: FN03.

W US: W3TWX, Wolfgang is currently QRT and back to DL.

ZA Albania: OK1DFC and team plan a multiband EME (and MS) expedition sometime in 2012.

ZL New Zealand: ZL4PLM is ready now for 2m EME with 2 x 12 ele but will upgrade to 4 x 12 ele soon. Loc.: RE66DL. Simon is planning also to come on 70cm EME.

Beacons

F1ZBK/B 1296.854 MHz, JN38BP, 420m asl, 50W, slot, omni, new on air since August.

F5ZFD/B 10368.870 MHz, JN28TC, 370m asl, 7W, slot omni, new on air since September.

F5ZZY/B 432.454 MHz, JN38CO, 238m asl, 3.5W, halo, omni, new on air since June.

Transatlantic Beacon from KP2

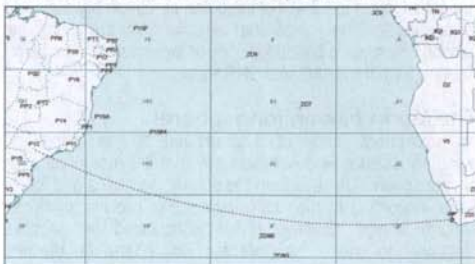
NP2X switched on his 2m beacon NP2X/B in October on 144.291 MHz. The Yagi is currently beaming to Brazil for TEP experiments and the beacon was hrd already on several days in October and November from LU, CX, PY and ZP.

The beacon is located on the U.S. Virgin Islands (FK77) and during the (northern) summer 2012 the beam will head to EU.

Transatlantic Beacon from ZS1

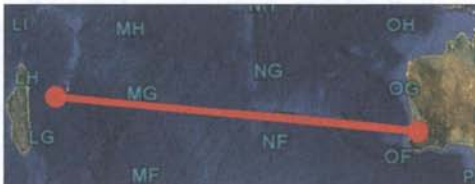
In November ZS1NAZ has switched on a 2m beacon that is beaming over Atlantic Ocean towards Brazil. ZS1NAZ/B is running on 144.435 MHz CW from JF96gc with 2500 Watts ERP radiated from a 12 element horizontally polarized Yagi

pointed to Sao Paulo, Brazil. See map for the 6000km path:



VK6RIO 2m Transocean beacon project

It has taken a couple of years, but things are finally progressing with the VK6RIO 2m beacon project in OF78. The team is now at the stage of assembling 4 x 9 ele 2m yagis ready to tx approx 100 watts towards FR and ZS. It is planned that the beacon will include the new Chirp mode that is described in this issue. Proposed QRG is 144.950 MHz.



6066km path from VK6RIO/B to towards Reunion Island

LY4U (LY2WR Op) SK

Rytis Zumbakis, LY4U (ex UP2BIL, LY2BIL) became a SK on August 30th 2011. He was 54 years old. Rytis was active for many years from the clubstation LY2WR in KO24 on 6m, 2m, 70cm, 23cm and 10 GHz. He must have made thousands of VHF DX QSOs with stations in the countries west of him via Tropo, Aurora, MS and Es. Already 1998 he made MS on 70cm and held the IARU-Region-1-Record thanks to a QSO with UA9FAD over 1931km for a long time. LY has lost one of the most active HF&VHF DXers and contesters. (DL8HCZ)



News

Microwave bands in SV

Info from SV1DH: In the latest DUBUS issue 3/2011 on page 129 I read news about microwave frequency allocations in Greece (see "First 10GHz QSO between SV1 and SV9"). According to a document of GR Ministry of Communications from 2006 all microwave bands are allocated for long to SVs. The use of these is NOT "limited" and only certain bands need a simple frequency harmonization with MoCom, if these bands are allocated also to other (mostly commercial and mil) users. In SV the allocated (as well to visiting CEPT licences) microwave bands and harmonization info is the following: Harmonization with the MoCom is needed for 1296MHz, 5.7 GHz, 10 GHz, 47 GHz, 76 GHz. No harmonization (special licence) is needed for 2.3 GHz, 24 GHz, 122 GHz, 136 GHz,

241 GHz. Please also note that, according to MoCom amateur regulation, even the 3.4GHz band can be temporary allocated to amateurs. Finally note that several SVs are using the "closed" microwave bands for EME or terrestrial use, for long. Costas, SV1DH, RAAG V/U/S HF Manager

The Moon has an Ionosphere!

An ionosphere made of dust instead of gas is new to planetary science and scientists say that the moon has such an ionosphere. UV rays from the sun hit the grains and ionize them. According to their calculations, this process produces enough charge (positive grains surrounded by negative electrons) to create the observed ionosphere. An electron density of up to 1000 per cubic metre was measured.

If this has any influence on radio wave propagation still has to be examined. E/F layers in the Earth ionosphere usually have electron densities that are 10 to 1000 times higher. Nevertheless may be higher electron densities could occur also on the Moon at times and cause HF signals from Earth to be trapped and delayed (LDE phenomenon?) and sent back to Earth. More info is on the web at http://science.nasa.gov/science-news/science-at-nasa/2011/14nov_lunarionosphere/

Strange effect with 16 x 70cm Yagi arrays

I2FHW writes: "I have a strange question. I finished last month to mount a large antenna with 16 x 6m long DJ9BV yagis for the 70cm band. The purpose of this antenna is of course EME but I am interested mainly in tropo. By my first tests on tropo I noticed a strange behaviour, I listened very well other stations, but they had trouble to copy me. I have been active on the 70cm band for over 30 years with stacks of two and four yagis, but never with a so large antenna. The output power has not changed and when I was active with the smaller antennas I never had this problem. I1NDP, who has the same large 16 yagi antenna, told me that he has the same problem. Have you any idea to explain this?"

73 I2FHW, Franco Rota Contact: info@rfmicrowave.it

MS-QSOs on 70cm in Perseids

LZ1DX (KN22TK) worked 2 QSOs via FSK-MS on August 13, 2011: At 2202z he completed with OK2POI (JN99BL) over 973km and at 2246z with OK1DFC (JN79GW) over 1191km. To complete the latter QSO only 20 minutes were needed. EME power and sensitivity on both ends helped for sure.

Dates

GHz-Tagung Dorsten 2012

The next GHz-Tagung Dorsten will take place on February 11th 2011 again in the VHS Dorsten. Info: www.ghz-tagung.de

Heelweg Microwave Meeting 2012

The next Heelweg Microwave Meeting will take place on January 14th 2011. Location: Cafe/Zaal "De Vos", Halseweg 2, NL-7054 BH Westendorp, info@pamicrowaves.nl

CJ 2012

The next meeting CJ 2012 in Seigy / France will take place on March 31. Info: cj.ref-union.org

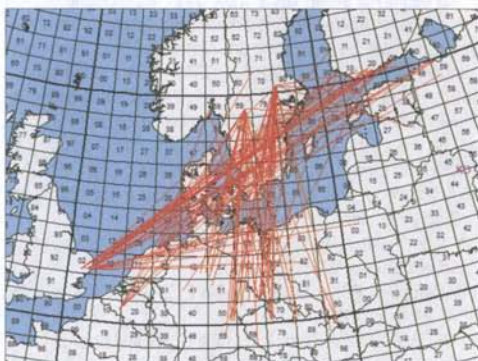
UKW-Tagung Bensheim

The next UKW-Tagung "Weinheim" will take place on September 15/16 again in Bensheim. For more info see www.ukw-tagung.de

Pictures



XE2HWB and friends at the Pacific coast (DL44) experimenting on the Microwave bands



2m Tropo QSOs on November 10th 2011 (map txn to MMonVHF)



7P8EME Antenna farm in Lesotho

Deadline for next DUBUS issue 1/2012:

February 1st

Redaktionsschluss für DUBUS 1/2012:

1. Februar

New Parts & Products

New MMIC ECG008 from Triquint

The MMIC from Triquint offers the following features:

- DC - 4 GHz
- +24 dBm P1dB at 1 GHz
- 15 dB Gain at 1 GHz
- SOT-89 Package
- +40 dBm OIP3 at 1 GHz
- 46 dB Noise Figure
- Internally matched to 50 Ω

The ECG 008 seems to be the only MMIC available that exhibits output powers of > +20 dBm at 1dB compression. Other devices like the ones from RFHIC list higher 1dB power levels, but need external matching circuits and work with much lower input and output impedances. Thus they are narrow band amplifiers, what is not the case with the ECG008. The ECG works with +7V supply voltage. This enables the higher power levels. Input and output matching are very good and broad band. Henning Weddig, DK5LV

RF-Components www.DL2AM.de

New Microwave Relays from Panasonic



With its new RN series relay, Panasonic Electric Works offers a modern alternative to SMA relays. Besides compact dimensions of just 14.6 x 9.6 x 10.0mm (L x W x H), this relay is available as a surface-mount terminal (SMT) and features a nominal switching

capacity of 80W at 2GHz and maximum contact carrying power of 150W. The relay can switch frequencies up to 8GHz with an isolation of at least 30dB, a maximum VSWR of 1.3 and an insertion loss of no more than 0.3dB. Besides the single-side stable contact arrangement, 2 coil latching types are available in the customary intervals for coil voltage of 4.5, 12 and 24V. Source: <http://www.panasonic-electric-works.com/peweu/en/html/28057.php> (tnx DJ3JJ)

New 24 GHz Transverter from DB6NT

DB6NT offers a new designed transverter for 24 GHz with better performance and many new functions. Many components, like image frequency filter, low noise amplifier, power amplifier as well as the switching of receiving and transmitting path are now integrated. Through this innovation it is possible to build up a compact 24 GHz station. Only an oscillator module with 11952 MHz or 11808 MHz and a coaxial relay are necessary. The design of the LO frequency input allows the use of existing oscillators. The distance between the RF output connectors is suitable to the most SMA-coaxial relays. For supplying the relay there is a 12 V output on the transverter. An extension of the transverter system with low noise amplifier and power amplifier is possible. A bigger attenuator at the IF input port allows an input power of up to 5 watts. Self-resettable polyfuses prevent damages of the transverter module, especially if it is used in a portable station. The small mechanical dimensions of the transverter, which is designed in SMD technology, allow the construction of a small portable station as well as a powerful home station. New features of the transverter MKU 24 G2:

- IF input power up to 5 W
- Built-in 24 GHz amplifier for receiving and transmitting
- Built-in image rejection filter
- Usage of image rejection mixers for better image rejection
- Fuses are self-resettable (polyfuses)

Well-tried functions and features - based on MKU 10 G2:

- Transmit gain and receive gain separately adjustable

- Control output for additional amplifier stages or coaxial relay
- PTT can be switched by voltage on the IF connector or by connecting the PTT pin to ground



Specifications:

Type	MKU 24 G2 144	MKU 24 G2 432
Frequency range (RF)	24048 ... 24050 MHz	
Frequency range (IF)	144 ... 146 MHz	432 ... 434 MHz
LO frequency	11952 MHz	11808 MHz
LO input power	10 ... 30 mW	
IF input power	max. 5 W, adjustable (1 ... 5 W)	
RX gain	min. 18 dB, typ. 20 dB, adjustable	
Noise figure @ 18 °C	typ. 4.0 dB NF, max. 5.0 dB NF (2m)	typ. 4.0 dB NF, max. 4.5 dB NF (70cm)

TX output power	min. 20 mW, typ. 30 mW
Spurious rejection	typ. 50 dB typ. 30 dB
Supply voltage:	+12 ... 14 V DC
Dimensions (mm)	130 x 59 x 18, Case milled aluminium

More information is available on www.db6nt.com or from Kuhn electronic GmbH, Scheibenacker 3, 95180 Berg

OM3006: A real 6m PA from OM Power

OM Power offers a new tube amplifier called OM3006. The GU78 inside delivers finally real power on 6m. With 30W in a cool 3KW output are reached, with 50W the PA can deliver over 4KW output. The design and tuning is similar as with the well known OM2006 2KW amp with the GU77. 2 phase 230V AC is needed for full output power.



OM3006 PA: 4 KW on 50 MHz

HF Converter for Fun Cube Dongle

CT1FFU has developed a little suiting converter for the famous SDR Fun Cube Dongle (64-1700 MHz) that enables to receive also the missing 0 to 64 MHz range with the FCD. A kit is available for 39 Euro (EU) (42 Euro outside EU). See www.ct1ffu.com for more info.



Fun Cube Dongle

Converter for 0 to 64 MHz

DUBUS Order form - Bestellformular

Quantity / Anzahl

- x TECHNIK 6 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = EUR/USD
- x TECHNIK 7 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = EUR/USD
- x TECHNIK 8 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = EUR/USD
- x TECHNIK 9 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = EUR/USD
- x TECHNIK 10 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = EUR/USD
- x TECHNIK 11 book – Buch EUR 25,- / USD 30,- = EUR/USD

NEW!

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

DUBUS Magazine back issues / ältere Einzelhefte:

2/81, 4/81, 1/87, 2/87, 3/87, 4/87, 1/89, 2/91, 3/91, 4/91, 1/92, 2/92, 3/92, 4/92, 3/93, 4/93, 2/94, 3/94, 4/94, 2/95, 3/95, 2/96, 4/96, 4/97, 1/98, 2/98, 3/98, 4/98, 1/99, 2/99, 3/99, 4/99, 1/00, 2/00, 3/00, 1/01, 2/01, 3/01, 4/01, 1/02, 2/02, 3/02, 1/03, 2/03, 3/03, 4/03, 1/04, 4/04, 2/05, 2/06, 3/06, 4/06, 2/07, 3/07, 4/07, 2/09, 3/09, 4/09

Mark issues you want. Bitte gewünschte Nummern markieren.

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

Anzahl der Hefte x EUR 5,- = EUR

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

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

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

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

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

.... x DUBUS 2012 Subscription: Outside EU: EUR 30,-/\$35,- = EUR/\$

Gesamtsumme / total amount : EURO / USD

(Books, Back issues, Subscriptions)

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

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

Name:

We

Call:

accept

Street/Str.:

PayPal

ZIP/Town – PLZ/Ort:

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

DUBUS, Grützmühlenweg 23, D-22339 Hamburg, Germany

CW 000

Mikrowellen- Wattmeter

NEUHEIT

1 dB
dmeß-
dBm)
der E-Typ
e
et werden].

oder

äßt sich
fungs-
pler

X 23306
.com



Equipment for 24 GHz

QUALITY
MADE IN
GERMANY

Transverter Module – MKU 24 G2

Our new transverter for 24 GHz designed by DB6NT features better performance and many new functions. Many components like image frequency filter, low noise amplifier, power amplifier as well as the switching of receiving and transmitting path are now integrated.

- Built-in 24 GHz amplifier for receiving and transmitting
- Built-in image rejection filter



Type:

MKU 24 G2 144

RF frequency range:

24048 ... 24050 MHz

IF frequency range:

144 ... 146 MHz

LO frequency:

11952 MHz

IF input power:

max. 5 W, adjustable

RX gain:

typ. 20 dB, adjustable

Noise figure @ 18°C:

typ. 4.0 dB NF

TX output power:

typ. 30 mW

Supply voltage:

+12 ... 14 V DC

Case:

milled aluminium

The transverter module is also available with 432 MHz IF.

Power Amplifier

MKU PA 2403 A – MKU PA 2410 AW

Type:

MKU PA 2403 A

MKU 2410 AW

Frequency range:

24000 ... 24250 MHz

24000 ... 24250 MHz



— **RFham** —

SDR-Transfox

1 to 1450 MHz



Parts kit for
50 & 144 MHz SSPA
Available in our webstore
www.rfham.com



RFHam 2, Place Pierre Curie 33370 Artigues près Bordeaux France
Phone +33 (0) 557 54 04 66 E-mail: contact@rfham.com Website www.rfham.com

NEW! NEW! NEW!

DUBUS Book TECHNIK XI

The new DUBUS Technik Book 11 is available now. Size and number of pages is the same as with the previous books. On 388 pages you find the technical articles from DUBUS Magazine from the year 2011. Some corrections and additions have been made.

The price for the book is again 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 page on the DUBUS website at www.DUBUS.org. You may order directly from DUBUS DL or via your local distributor. See also order form on page 130 in this issue.

You can pay by money transfer to our bank account or sending cash via mail or pay with PAYPAL to funktelegramm@t-online.de

Orders please to

DUBUS@t-online.de or

DUBUS, Grützmühlenweg 23, D-22339 Hamburg

www.DUBUS.org www.DUBUS.de



This is the final issue of the year 2011.

Please renew your subscription for 2012 now. Thank you!

Dies ist die letzte Ausgabe des Jahrgangs 2011.

Bitte das Abonnement für 2012 jetzt verlängern. Danke!