

DUBUS

4/2012

Vol.41 4.Quarter

Improved 134 GHz Transverter



by DL2AM

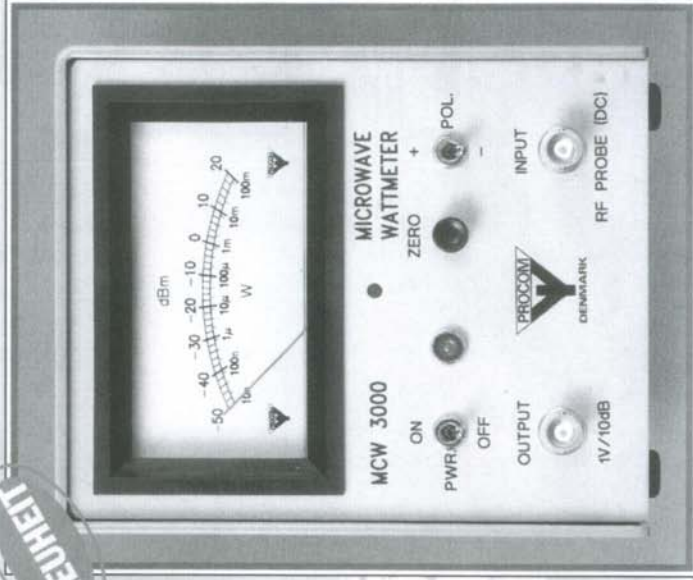
MCW 3000

Mikrowellen- Wattmeter

NEUHEIT

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

- ★ Hohe Genauigkeit: $< \pm 1$ dB mit PRO-18G Standardmeßkopf (± 40 dBm bis $+20$ dBm) [HP 3330B-, C-, D- oder E-Typ Meßköpfe können ohne Nachstellung verwendet werden].
- ★ Ausgang für Koordinatenschreiber oder Scope. (1 V/10 dB).
- ★ Der Dynamikbereich läßt sich mittels externer Dämpfungsglieder oder Richtkoppler erweitern.
- ★ 9-12 VDC-Versorgung.
- ★ MEßKOPF-TYP PRO-18G WIRD MITGELIEFERT.



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

DUBUS Order form - Bestellformular

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
- 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, 2/92, 3/92, 4/92, 3/93, 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, 2/09, 3/09, 4/09, 2/10, 3/10, 4/10

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 2007 complete set (Jahrgang) EUR 25,-/USD 35,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2008 complete set (Jahrgang) EUR 25,-/USD 35,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2011 complete set (Jahrgang) EUR 25,-/USD 35,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2012 complete set (Jahrgang) EUR 25,-/USD 35,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2013 Abo / Subscription DL / EU: EUR 25,- = EUR

.... x DUBUS 2013 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



IOJXX di Donzello Rosanna

Via Renzo da Ceri 157 - 00176 Roma - Italy +39 (0) 6 27 85 82 23

E-commerce: www.iojxx.com

info@iojxx.com



IOJXX.com

1000JXX144

144 MHz - 1000 Watt ± 0.5 dB SSB - CW - DIG.
Driving power 0 + 30 Watt (Typ. 10 W) - Through 100 W
AC Power 180 + 240 Vac - AC consumption 1600 W
Box dimensions: 280 x 90 x 390 mm. - Weight 7.8 Kg.

* taxes excluded

1.900 €



**Full protection IN - OUT
Remotized from PC**



BOXED

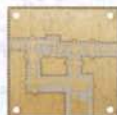
50 - 144 - 432 MHz

Item: 500 - 1000 Watt ± 0.5 dB

Driving power 0 + 30 Watt (Typ. 10 W)

Full protections: Overdrive - SWR - Temperature

PCB - LNA - Preamplifiers



144 MHz
PCB144JXX
LNA144JXX
LNA144JXX N m/f
PRE144JXX



432 MHz
PCB432JXX
LNA432JXX
LNA432JXX N m/f
PRE432JXX

1296 MHz
PCB1296JXX
LNA1296JXX
PRE1296JXX

Modules



**Microcontroller on board
Configurable from PC**



50 MHz
500MOD50

70 MHz
500MOD70

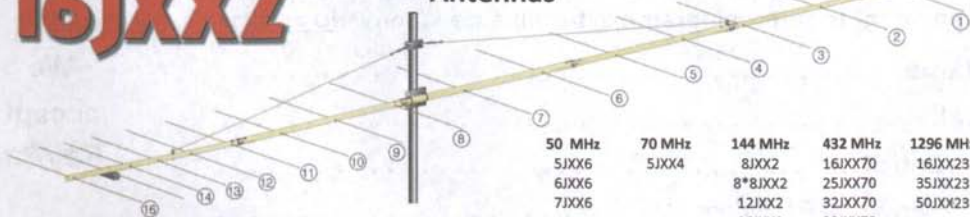
144 MHz
1000MOD144

432 MHz
500MOD432

1296 MHz
250MOD1296

16JXX2

Antennas



50 MHz
5JXX6
6JXX6
7JXX6

70 MHz
5JXX4

144 MHz
8JXX2
8*8JXX2
12JXX2
16JXX2
32JXX2

432 MHz
16JXX70
25JXX70
32JXX70
39JXX70

1296 MHz
16JXX23
35JXX23
50JXX23

We are looking for agents:

GERMANY

www.appellofunk.de

SWEDEN

www.antennerna.se

RUSSIA

www.ant-depot.com

FRANCE

www.rfham.com

Content / Inhalt 4/12

Title: 134 GHz Transverter by DL2AM, see p. 8.

Editorial	7
A 134 GHz Transverter, by Philipp Prinz, DL2AM	8
A compact "plug and play" All-MMIC 1296 MHz transverter by Enrique Laura	16
Freely programmable PLL for Microwave LOs by Hans Wimmer, OE2JOM	22
Adventures With A Chirp and CW Radar by Andrew Martin VK3OE / VK3OER	29
Development and Real World Replication of Modern Yagi Antennas (III) - Manual Optimisation of Multiple Yagi Arrays, by Justin Johnson, G0KSC	49
Ideas for Diagonal Horn Antennas for 122 & 241 GHz by Wolfgang Demmer, DD8BD	57
MSRX: A Meteorscatter Receiver for FSK441 and PSK2k by Klaus von der Heide, DJ5HG	67
PGA103+ Low noise, high dynamic range preamp for VHF and UHF by Sam Jewell, G4DDK	80
5-8 ... an extendable 144 MHz Yagi, by Hartmut Klüver, DG7YBN	82
50 MHz SSSP Propagation (1): Testing Higasa's Hypothesis by Roger Harrison, VK2ZRH	93
Aurora News	107
Solar Cycle 24 - in early November 2012, by KH6/K6MIO	108
Tropo News	109
70cm + up EME News	111
Lunar Weekend & Contest Calendar for 2013	116
Moon Ephemeris Overview for the Year 2013	117
My first QSOs on 24 GHz EME, by Gianfranco Carubelli, IK2RTI	118
VHF Australia & New Zealand	119
Microwave USA	122
Microwave Europe	124
VHF South America	126
Microwave Japan	127
4m News / 6m News	128
VHF South Africa	128
News & Comments	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 DUBUS@t-online.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 DUBUS@t-online.de

Abo-Konto / Subscription-Account

POSTBANK HAMBURG
Konto / Acc-Nr. 207354201
BLZ 20010020

IBAN DE92200100200207354201
BIC PBNKDEFF

Urheberrechte / Copyright

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

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

ISSN 1438-3705

For latest information please check the

DUBUS Web page

www.DUBUS.org
www.DUBUS.de

**Redaktionsschluss
für die nächste
Ausgabe:
1. Februar 2013**

**Deadline
for the next issue:
February 1st, 2013**

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

Editorial

Dear DUBUS Reader!

This is the last issue for 2012 and it is time again to ask you to renew your subscription for 2013 with your national distributor (or directly with us) as soon as possible. See order form on page 3. We would be happy to see all subscriptions renewed again, of course. The subscription rate in Euro remains unchanged for 2013.

We also want to inform you that we will have a new DUBUS Book TECHNIK 12 available in January with the usual features and price as the previous books.

We want to thank all who have sent articles or information throughout 2012, especially DL2AM, VK3OE, G0KSC, DG7YBN, OM6AA, KF2YN, F5FLN, DJ5HG, YU7XL, DM8MM, JF1WKX, LX1DU, VK2ZRH, PA3FYM, PA3DZL, IW2ACD, IK2WAQ, AD6IW, W3ZZ (sk), HA8ET, DL1YMK, KH6/K6MIO, VK7MO, DD8BD, WA1ZMS, ZL1TPH, DL7APV, G4DDK, F2CT, JH6RTO, PY2ZX, SM7GVF, LA0BY, WA5VJB, F6DRO, DG7SFL, EA2SX, DJ9PE, EA7FGJ, OE2JOM and IK2RTI.

You will find the EU EME contest dates on page 116 & 117 in this issue. It looks like that it makes no sense any more to promote a CW only EME contest on 2m and 70cm in the future, thus 2013 will be the last event, unless participation on these bands will raise significantly, what will be quite unlikely.

We wonder why only very few and always the same people submit their QSO reports although we see from cluster spots that extraordinary DX has been worked? Sending a log copy via email is so easy, isn't it? Please consider to send your logs in 2013. It helps to motivate others and without any well formatted and findable paper printed reports even less newcomers will find their way to our beloved bands! None of them will browse through strange lists of unchecked cluster spots....

Please keep sending also your 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 2013.

from Joe, DL8HCZ / CT1HZE
and the DUBUS team!

Liebe DUBUS Leser!

Dies ist schon wieder die letzte Ausgabe für das Jahr 2012 und damit ist es auch wieder Zeit, das Abo für 2013 zu verlängern. Der Abo-Preis beträgt unverändert 25 Euro für 2013. Wir würden uns freuen, wenn uns möglichst alle Leser auch im neuen Jahr weiterhin treu bleiben.

An dieser Stelle möchten wir auch auf das neue DUBUS-Buch Technik 12 hinweisen, das ab Januar erhältlich sein wird. Umfang und Preis (25 €) sind wie gehabt.

Wir möchten uns bei allen herzlich bedanken, die im Jahr 2011 Artikel oder Informationen geschickt haben, ganz besonders aber bei DL2AM, VK3OE, G0KSC, DG7YBN, OM6AA, KF2YN, F5FLN, DJ5HG, YU7XL, DM8MM, JF1WKX, LX1DU, VK2ZRH, PA3FYM, PA3DZL, IW2ACD, IK2WAQ, AD6IW, W3ZZ (sk), HA8ET, DL1YMK, KH6/K6MIO, VK7MO, DD8BD, WA1ZMS, ZL1TPH, DL7APV, G4DDK, F2CT, JH6RTO, PY2ZX, SM7GVF, LA0BY, WA5VJB, F6DRO, DG7SFL, EA2SX, DJ9PE, EA7FGJ, OE2JOM und IK2RTI.

Die Daten für den EU EME Contest sind auf Seite 116/117 in dieser Ausgabe zu finden. Es scheint kaum noch Sinn zu machen, einen reinen CW EME Contest für 2m und 70cm zu veranstalten. Deshalb wird er 2013 letztmalig auf 2m und 70cm stattfinden, sofern die Aktivität nicht wieder deutlich ansteigt, was aber wohl eher unwahrscheinlich sein wird.

Wir fragen uns, warum nur sehr wenige QSO-Berichte an uns geschickt werden, obwohl man im Cluster sehen kann, dass tolles DX gearbeitet wurde. Es ist doch wirklich einfach ein Log per Email zu senden, oder etwa nicht? Also, bitte ab 2013 Logs schicken! Das hilft andere zu motivieren und ohne den Abdruck gut formatierter nachlesbarer QSO-Berichte, wird es noch weniger Newcomer auf den von uns so geliebten Bändern geben. Keiner wird gerne komische lange Listen unbestätigter Spots im Cluster lesen wollen.

Wir bitten weiterhin auch technische Artikel einzusenden und wünschen unseren Lesern und Freunden alles Gute und viel DX im Jahr 2013!

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

A 134 GHz SSB Transverter

by Philipp Prinz, DL2AM

In past years I have published in DUBUS articles about constructing transverters for all bands from 1.3 to 241 GHz, except the recently released 134 GHz band. In DUBUS 4/2009 Jürgen, DC0DA, described a 134 GHz receiver and a separate transmitter. I was considering this concept, but preferred a similar solution to my 122 GHz transverter, in order to be able to make 2-way SSB QSOs on 134 GHz. However, this would not be so easy, as I would need a 44.9 GHz amplifier with at least 180 mW output power, which would be quite expensive. I wrote to Armando, I3OPW, and asked him, if he could build such an amplifier with a matching quadrupler for me. He said yes. Fig. 1 shows this amplifier. I spoke to Michael, DB6NT about which frequency to use and we agreed on 134.928 GHz. Then I had the entire concept ready in my mind, see fig. 2.

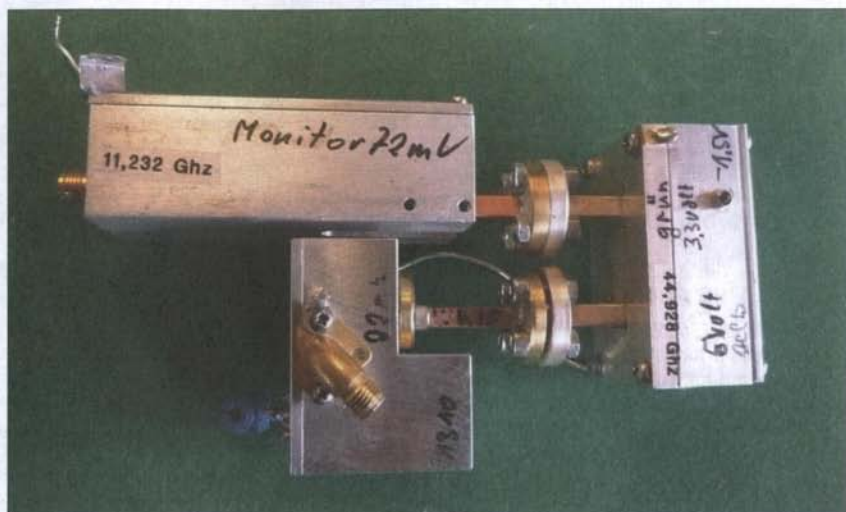


Fig. 1: The modules from Armando, I3OPW

The frequency chain is:

$$\begin{aligned} &\text{Lo } 11.232 \text{ GHz} \\ &\times 4 = 44.928 \text{ GHz, with about 180 mW output} \\ &\times 3 = 134.784 \text{ GHz} \\ &+ 144 \text{ MHz IF} = 134.928 \text{ GHz, Harmonic mixer for TX and RX} \end{aligned}$$

I intended to use the same mixer casings and PCB No. 47 from DB6NT which I used for 122 GHz. They should work without any problem. See fig. 3. I also had to be sure that I could assemble all the components easily. For the IF I planned to use PCB No. 26 from DB6NT with an additional externally accessible 100 Ω potentiometer for setting the 2 m IF driver level. A new DC PCB had to be designed for the amplifier supply including a protection circuit, the multiplier supply, TX/RX switching and power reduction circuit. The latter was easy, I just had to redesign the DB6NT LO PCB: The final FET is fed with an externally adjustable voltage. This enabled me to regulate the output power of the 11.232 GHz LO between 1 and 20 mW and to adjust the multiplier drive level by a DC voltage from the supply board. See figs. 4 and 5. I described a similar DC PCB for my 76 GHz transverter in DUBUS 3/2007.

On the evening before this year's Ham Radio Friedrichshafen, Armando, I3OPW, and his friends visited me. I showed him the first transverter with its two components. See fig. 6. Everything is interconnected with WR19 waveguides. After the 44.9 GHz amplifier a WR15 WG was used in order to suppress the harmonics from the frequency generation as its cutoff frequency is 40 GHz. The output waveguide is

WR8, the same as I use on 122 GHz. DB6NT delivered the LO with its 10 MHz PLL. Most of the time was spent on the mechanical work. I built two transverters, one for my partner to use for future tests. See fig. 7. Although I knew that all this work would take half a year, I did this work with pleasure.

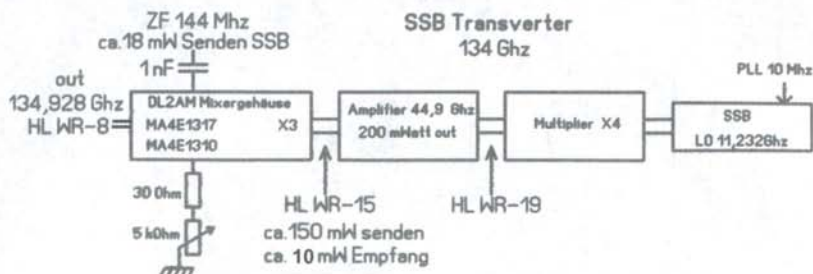
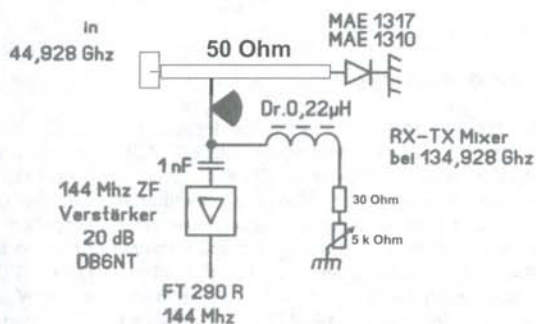


Fig. 2: Concept for the 134 GHz transverter

I used the same casing as my previous transverters, made by Zeisler and available from Bürklin. For the mixer diode I first tried a single MA4E1317 diode. The harmonic mixer has a 1 nF series capacitor in the IF line and the bias supply for the mixer diode is fed via 0.22 μ H choke from the 5 k Ω potentiometer, see fig. 8. Experience has shown me that a 30 to 50 Ω resistor should be inserted in series with this potentiometer. This prevents the possibility of reducing the bias resistance to zero and so protects the mixer diode. The second transverter was built with an MA4E1310.



First I had to determine all parameters at the input of the quadrupler and at the output of the 44.9 GHz amplifier, in order to be able to control them after everything would be built in. See fig. 9. The first tests with the new modules from Armando went quite well. I was able to set the correct 44.9 GHz power levels for both TX and RX by adjusting the LO drive to the quadrupler with separate potentiometers on the DC PCB.

Fig. 3 Circuit diagram of the mixer

I destroyed one MA4E1317 at the start as the TX level on 44.9 GHz was set too high and the output matching was not good. So I had to replace the diode. When testing again I noticed that the signal of the upper sideband, that is used for SSB, was not really strong. With the second transverter using the MA4E1310 it was slightly stronger. First I thought that no optimisation of the 50 Ω line carrying the 44.9 GHz drive to the diode would be needed, as I would have adequate drive. I was wrong. I improved the matching to the mixer diode, which resulted in a 6dB increase in output power. This is only possible with a spectrum analyser and external mixer suitable for 134 GHz. See fig. 10 and 11 for before and after optimisation. The 5 k Ω potentiometer can be used to optimise the USB power and the signal to noise level on RX.

While watching the USB on 134.928 GHz on the spectrum analyser (see fig. 12), and increasing the drive level on 44.9 GHz and also the 144 MHz IF at the same time, I was able to see when saturation was reached, just before the diode failed. I killed several diodes making such tests. For TX I needed a LO control voltage of about 3.7 V. This gave 5.7 mW on 11.232 GHz, from which the multiplier delivered 152 mW of 44.9 GHz to the mixer. The IF input power was about 18 mW to the mixer. I got only about 83 μ W in SSB (USB) on 134 GHz from the first transverter using the MA4E1317 diode. The second one with the MA4E1310 diode delivered 92 μ W. After all this work I had expected a bit more, but I hope that the lower path loss on 134 GHz will compensate. With about the same power as 122 GHz at least the same distance should be workable on 134 GHz.

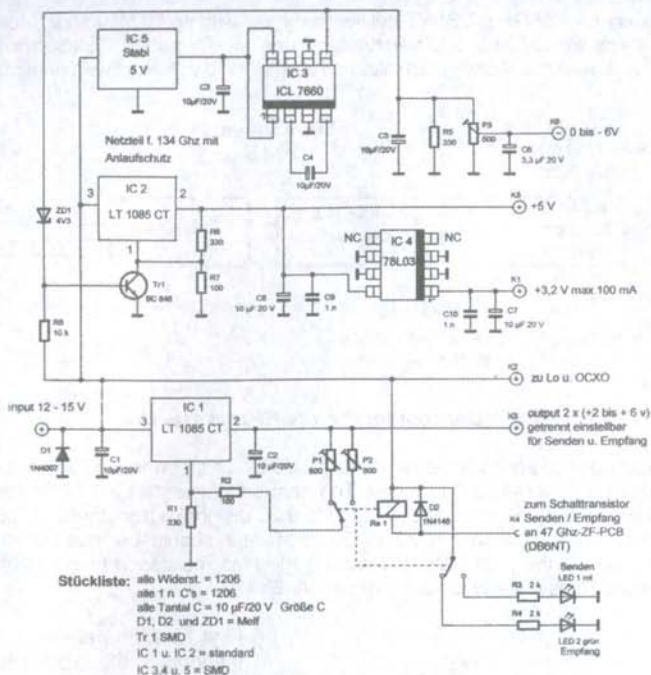


Fig. 4: DC board circuit diagram

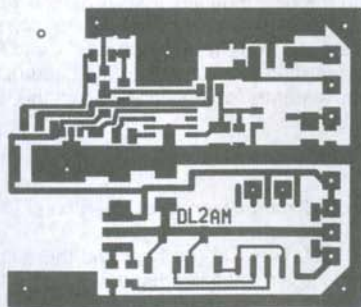


Fig. 5: DC board layout

Fig. 13 shows a block diagram for an SSB/CW transverter for 122 and 134 GHz using 2 PLL LOs, a quadrupler, amplifier for 44.9 GHz and one mixer for 134 GHz and with a tripler with at least 150 mW output on 40 GHz and a mixer for 122 GHz.

I hope that this article will help to generate more interest and users for the 134 GHz band. I am looking forward already to the next challenge. The first indoor QSOs over 16 m distance have been completed already on 134 GHz. Very soon, when the dew point is lower, resulting in less atmospheric absorption, I will start the first tests over greater distances with Werner, DK5TZ, who for many years has supported me in many contests.

I want to thank Armando, I3OPW, for building the bonded amplifiers and multipliers, Michael, DB6NT for the two LOs and the PLL, Werner, DK5TZ, for making the two DC PCBs and Hubert Krause for the casings.

73, Philipp - www.DL2AM.de

Now the two receivers had to be tested. The 70 dB Flann attenuators which I mentioned in DUBUS 2/2012 do not work properly at this frequency. Thus I could only do vague estimations with them. With the potentiometer on the DC PCB I was able to set any output power of the amplifier for the mixer diode. It was obvious that the transverter using the MA4E1310 had a higher noise level. For the MA4E1310 the control voltage was set to 2.1V, which means 1.5 mW LO drive and for the MA4E1317 the values were 2.4 V and 1.8 mW respectively. The multiplier delivered about 10 mW on 44.9 GHz. This resulted in about the same S meter reading on the FT 290 R. With these control voltages I got the best signal to noise ratios.

References

Jürgen Dahms, DC0DA, Transverter Concept for 134 GHz, DUBUS 4/2009

Philipp Prinz, DL2AM, 122 GHz Transverter with new Multiplier, DUBUS 2/2006, Addendum 4/2006

Philipp Prinz, DL2AM, New Casings for 47, 76 and 122 GHz Transverters, DUBUS, 3/2007



Fig. 6: Completed 134 GHz transverter

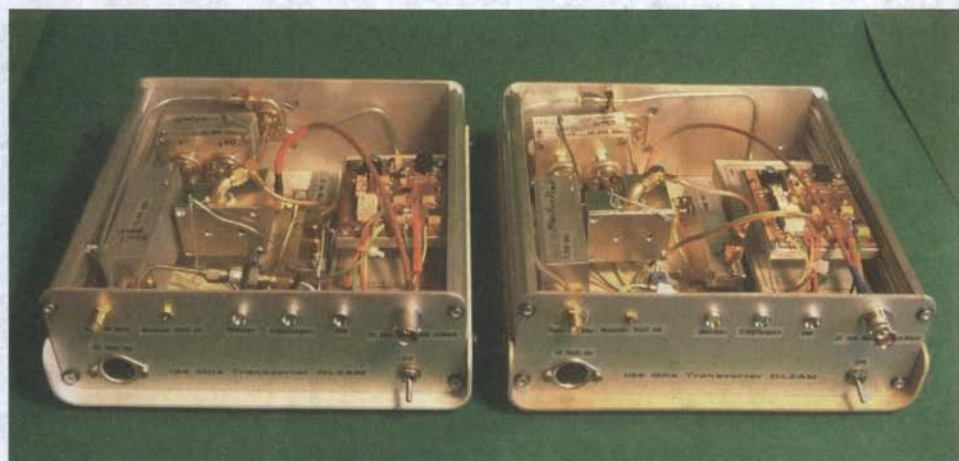


Fig. 7: Two 134 GHz transverters – ready for 2-way QSOs

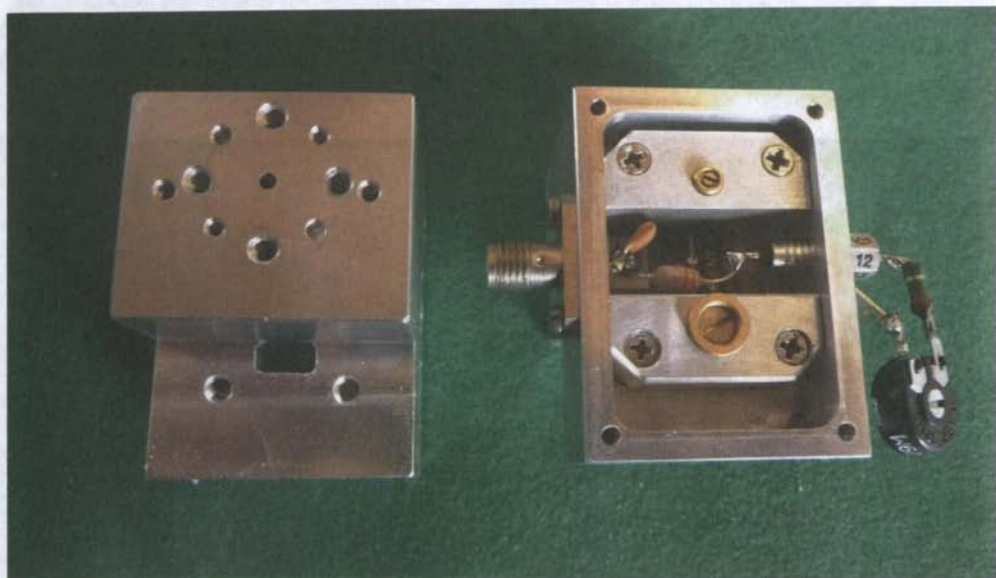


Fig. 8: 134 GHz mixer with 1 nF coupling C and 0.22 μ H choke

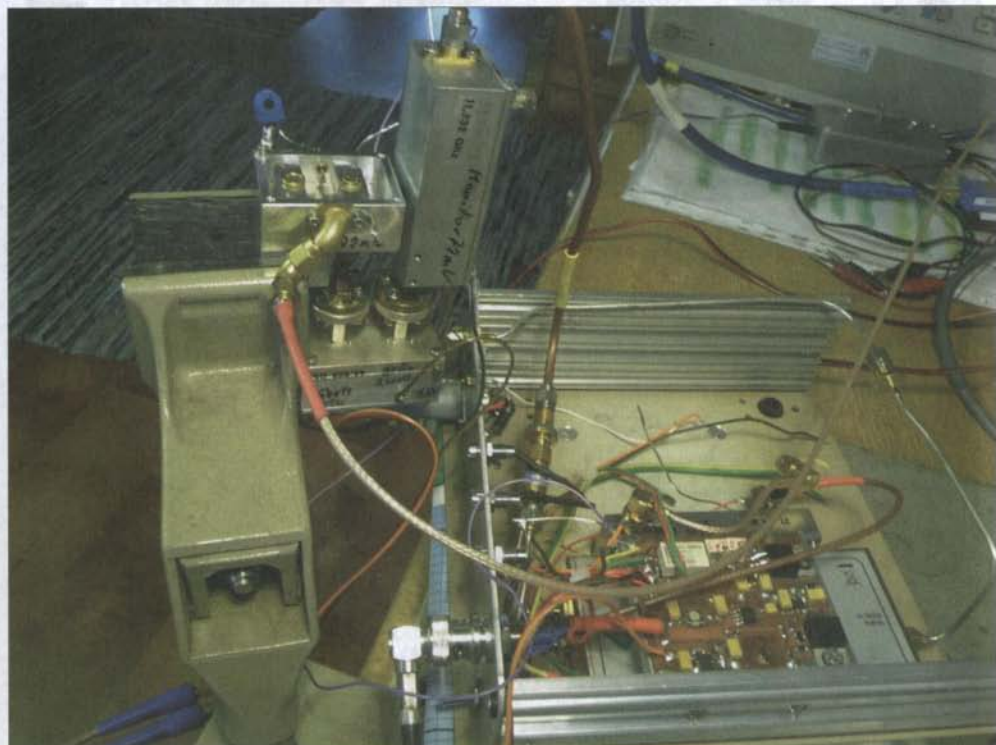


Fig. 9: Determining all the parameters

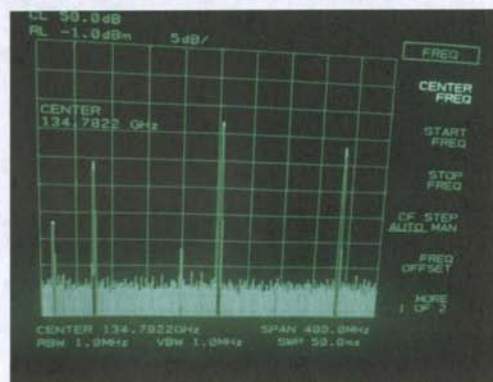


Fig. 10 (left): Upper sideband 134 GHz before optimising 44.9 GHz

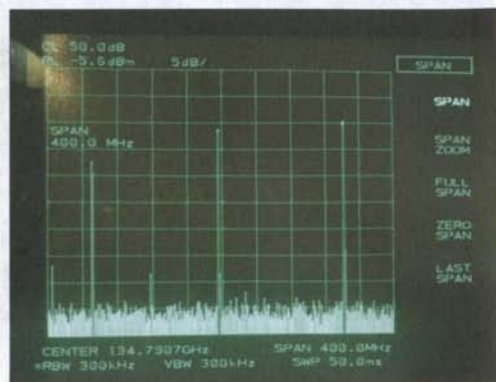


Fig. 11: Improved upper sideband level on 134 GHz after optimising 44.9 GHz

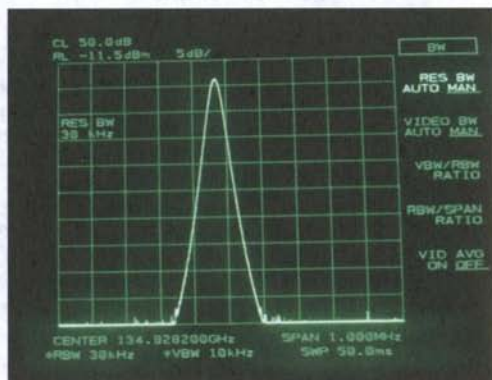


Fig. 12: The 134.928 GHz signal on the analyser

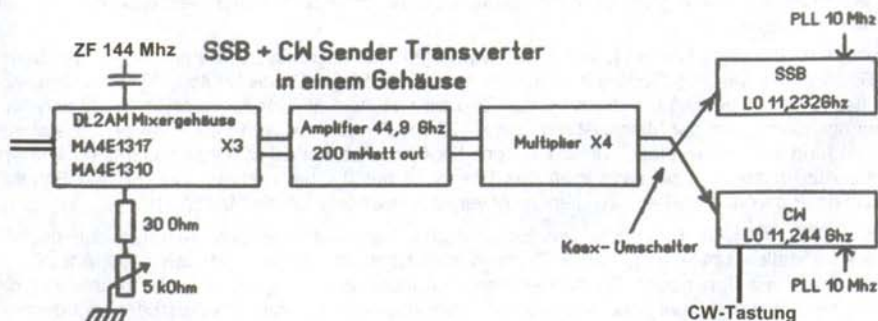


Fig. 13: Concept for a SSB/CW transverter for 122 GHz and 134 GHz

Ein 134 GHz Transverter für SSB

von Philipp Prinz, DL2AM

In den letzten 14 Jahren sind von mir Bauanleitungen für Funkanwendungen von 23 cm bis 241 GHz im DUBUS beschrieben worden. Nun fehlt mir nur noch das neu dazu gekommene 134-GHz-Band. Im DUBUS 4/2009 hatte Jürgen, DC0DA einen 134-GHz-Empfänger und separaten Sender beschrieben. Dieses Konzept hat mir keine Ruhe gelassen, da ich gerne ähnliche Verhältnisse haben wollte wie bei meinem bereits beschriebenen 122-GHz-Transverter, um dann auch auf 134 GHz ein Zweiweg-SSB-QSO machen zu können. Meine Überlegung war nicht so einfach, denn es war hier ein Verstärker von 44,9 GHz mit einer Leistung von minimal 180 mW erforderlich, weshalb mit höheren Kosten zu rechnen war. Ich schrieb an Armando, I3OPW, und fragte, ob er mir einen solchen Verstärker mit einem vorge-schalteten Vervierfacher auf dieser Frequenz anfertigen kann. Schnell bekam ich von ihm eine Zusage. Abb. 1 zeigt diesen Verstärker. Mit Michael, DB6NT, sprach ich, welche Frequenz wir dazu verwenden sollen. Wir einigten uns auf 134,928 GHz. Nun hatte ich mein ganzes Konzept vor Augen, siehe Abb. 2. Mein Frequenzkonzept ist:

$$\begin{aligned} & \text{LO } 11,232 \text{ GHz} \\ & \times 4 = 44,928 \text{ GHz, ca. 180 mW Output} \\ & \times 3 = 134,784 \text{ GHz} \\ & + 144 \text{ MHz ZF} = 134,928 \text{ GHz, Oberwellen-Mischer für Senden und Empfang} \end{aligned}$$

Ich wollte die von mir bereits früher verwendeten DL2AM-Mixer-Gehäuse sowie die PCB von DB6NT Nr. 47 für 122 GHz dafür verwenden. Das sollte problemlos funktionieren, siehe Abb. 3. Auch musste ich darauf achten, dass alle Komponenten gut zu händeln sind. Für die ZF wollte ich die PCB Nr. 26 von DB6NT mit zusätzlichem, von außen für die 144-MHz-Ansteuerleistung bedienbaren 100-Ohm-Poti verwenden. Auch musste eine neue DC-PCB für die Stromversorgung des Verstärkers mit Schutzschaltung und Multiplier sowie Sende-Empfangs-Umschaltung mit Leistungsminderung des Verstärkers bei Empfang und Senden angefertigt werden. Die Lösung war schnell gefunden, denn ich änderte die PCB vom LO von DB6NT: Dem letzten FET gab ich eine von außen einstellbare Spannung. So konnte ich die Ausgangsleistung des 11,232 GHz LOs von ca. 1 mW bis 20 mW regeln und so den Multiplier, je nach auf der DC-PCB eingestellten Spannung ansteuern, siehe Abb. 4 und 5. Eine ähnliche DC-PCB habe ich schon bei meinem 76-GHz-Transverter im DUBUS 3/2007 beschrieben.

Am Abend vor der diesjährigen Ham-Radio Friedrichshafen besuchte mich Armando, I3OPW, mit weiteren OM aus Italien. Dort konnte ich ihm schon den ersten Transverter mit seinen 2 Bausteinen zeigen, siehe Abb. 6. Ich erklärte ihm, wie ich alles mit WR19 Hohlleitern zusammengebaut hatte, und dass ich nach dem 44,9-GHz-Verstärker einen WR 15 Hohlleiter verwendete, um die Oberwellen von der Aufbereitung zu unterdrücken, da das Cutoff beim WR 15 bei 40 GHz liegt. Als Ausgangs-HL nach dem Mixer wählte ich WR 8, den ich auch für 122 GHz benutzte. Michael, DB6NT, lieferte mir den vorher schon beschriebenen LO mit 10-MHz-PLL. Die meiste Zeit beanspruchten wieder die mechanischen Arbeiten, zumal ich zwei gleiche Geräte aufbaute, auch eines für meinen Funk-Partner, siehe Abb. 7. Diese Arbeiten habe ich sehr gerne gemacht, obwohl ich mir darüber im Klaren war, dass dies ein halbes in Anspruch nehmen würde.

Das Gehäuse ist dasselbe wie bei allen meinen vorhergehenden Transvertern (ein Zeisler-Gehäuse von der Fa. Bürklin). Als Mischer-Diode versuchte ich zuerst die Single-Diode MA4E1317. Den Oberwellen-Mischer habe ich so ausgeführt, dass in der ZF-Leitung ein 1-nF-Kondensator in Serie und für die Vorspannungs-Erzeugung der Mischer-Diode eine 0,22-µH-Drossel vor dem 5-k-Ohm-Poti lag, siehe Abb. 8. Die Erfahrung hat mich gelehrt, dass vor dem 5-k-Ohm-Poti ein 30-50-Ohm-Widerstand vorhanden sein sollte. Aus diesem Grund kann man das Poti nicht auf 0 Ohm drehen, was für den Schutz der Mischer-Diode von Vorteil ist. Beim zweiten Transverter verwendete ich die MA4E1310.

Als erstes mußte ich alle Parameter am Eingang des Vervierfachers und Ausgang des 44,9-GHz-Verstärkers feststellen, um im eingebauten Zustand eine Kontrolle haben zu können, siehe Abb. 9. Die ersten Tests mit den neuen Bausteinen von Armando verliefen ganz gut. Ich konnte mit dieser Einrichtung die richtigen Pegel sende- und empfangsmäßig vom LO zum Vervierfacher und daraus die resultierende Leistung des 44,9-GHz-Verstärkers am Sende- und Empfangs-Poti auf der DC-PCB einstellen. Eine MA4E1317 habe ich gleich am Anfang zerstört, da sendemäßig der Pegel auf 44,9 GHz zu hoch und die Anpassung zum Ausgangssignal nicht gut war. Ich musste dann also wieder eine neue

Mischer-Diode einbauen. Nach erneutem Test ist mir dabei aufgefallen, dass das Signal des oberen Seitenbandes, welches für SSB verwendet wird, nicht besonders hoch war. Beim Transverter Nr. 2 mit der MA4E1310 war es etwas besser. Zuerst war ich der Meinung, dass ein Abgleich des 44,9-GHz-Signals auf der 50-Ohm-Leitung zur Diode nicht erforderlich ist, da ich ja genügend Leistung auf dieser Frequenz zur Verfügung habe. Dies war weit gefehlt, siehe Abb. 10 ohne Abgleich und Abb. 11 mit Abgleich. Durch diesen Abgleich habe ich ca. 6 dB gewonnen. Dies ist nur mit einem Spektrum-Analyzer mit Mischer bis 134 GHz feststellbar. Die Mischer-Diode ist durch diese Maßnahme besser angepasst, was die 6 dB brachte. Mit dem 5-kOhm-Poti kann die OSB-Leistung noch maximiert werden und gleichzeitig sich auch das Signal-Rausch-Verhältnis bei Empfang verbessern.

Wenn ich am Spektrum-Analyzer das OSB bei 134,928 GHz angeschaut habe (siehe Abb. 12) und dabei die Ansteuerung auf 44,9 GHz und gleichzeitig auch die 144-MHz-ZF langsam erhöhte, konnte ich sehr gut erkennen, wenn eine Sättigung der Ausgangsleistung eingetreten war und die Mischer-Diode vor der Zerstörung stand. Bei solchen Versuchen habe ich schon manche Diode gekillt. Als Optimierer will man es ja nicht glauben. Beim Senden benötigte ich eine LO-Leistungsbegrenzungs-Spannung von ca. 3,7 Volt. Das sind damit dann genau 5,7 mW bei 11,232 GHz, die in den Multiplier gelangen und bei 44,9 GHz 152 mW, die von dem Verstärker in den Mixer gehen. Die ZF-Leistung betrug ca. 18 mW am Mischer. Leider habe ich beim Senden in SSB beim OSB nur ca. 83 μ Watt erreicht beim ersten Transverter mit der Mischer-Diode MA4E1317. Beim zweiten Transverter mit der MA4E1310 konnte ich 92 μ Watt messen.

Bei diesem Aufwand hatte ich mir mehr versprochen. Ich hoffe, dass durch die geringeren Sauerstoffwerte bei 134 GHz die Strecken-Dämpfung wesentlich niedriger sein wird als auf 122 GHz. Wenn etwa die gleich große Leistung wie auf 122 GHz zur Verfügung steht sollten mindestens gleich große Entfernungen erreicht werden können.

Nun ging es daran, die beiden Empfänger zu testen. Die 70-dB-Dämpfungsglieder von Flann, die ich im DUBUS 2/2012, S. 114, erwähnt habe, funktionieren auf dieser hohen Frequenz nicht mehr zufriedenstellend. Somit konnte ich nur ungenaue Messungen machen. Mit dem Poti auf Empfang der DC-PCB konnte ich jede Ausgangsleistung des Verstärkers für die Mischer-Diode einstellen. Ganz eindeutig war, dass der Transverter mit der MA4E1310 einen höheren Rauschanteil hat. Bei der MA4E1310 war die Leistungsbegrenzungs-Spannung 2,1 Volt, das sind ca. 1,5 mW, und bei der MA4E1317 waren es 2,4 Volt, das sind 1,8 mW, die in den Multiplier gelangen und bei 44,9 GHz waren es ca. 10 mW. Dies ergab etwa eine gleiche S-Meter Anzeige beim FT 290 R. Bei diesen Spannungen war der beste Signal-Rauschabstand festzustellen.

Auch habe ich mir überlegt, einen Transverter für SSB und CW zu bauen für 122 und 134 GHz mit zwei LOs, mit PLL 10 MHz, einem Vervierfacher, einem Verstärker von 44,9 GHz und nur einen Mixer bzw. für 122 GHz mit einem Verdreifacher mit einer Ausgangsleistung von mind. 150 mW bei 40 GHz und auch nur einem Mischer, dies alles in einem Gehäuse, und für SSB und CW (Abb. 13).

Ich hoffe mit diesem Beitrag für das neue Frequenzband in DL mehr Nutzer zu gewinnen und freue mich schon auf die nächste Herausforderung bei unserem schönen Hobby.

Die ersten Indoor-QSOs auf dieser Frequenz habe ich erfolgreich über 16 m Entfernung durchgeführt.

In der nächsten Zeit, wenn der Taupunkt tiefer liegt, werden die ersten Versuche über größere Distanzen auf 134 GHz starten. Mein Partner für die Tests wird Werner, DK5TZ, sein, der mir schon seit Jahrzehnten bei vielen Wettbewerben zur Seite stand.

Bedanken möchte ich mich bei Armando, I3OPW, für die Anfertigung der gebondeten Verstärker und Multiplier, bei Michael, DB6NT, für die zwei LOs und PLL und bei Werner, DK5TZ, für das Anfertigen der zwei DC-PCBs, sowie bei Hubert Krause für das Anfertigen der Gehäuse.

73, Philipp - www.DL2AM.de

Bildunterschriften:

Abb. 1: Die von Armando gelieferten Multiplier und Verstärker

Abb. 2: Aufbau Konzept eines 134 GHz-Transverters

Abb. 3: RX-TX-Mixer

Abb. 4: DC-Schaltplan

Abb. 5: DC-PCB

Abb. 6: 134 GHz-Transverter, fertig aufgebaut

Abb. 7: Zwei 134 GHz Transverter, um ein Zweiweg-SSB-QSO zu machen

Abb. 8: Mixer-Gehäuse 134 GHz mit 1 nF Koppel-C und 0,22 μ H-Drossel

Abb. 9: Feststellung aller Parameter

Abb. 10: 134 GHz oberes Seitenband und LO ohne Abgleich der 44,9 GHz

Abb. 11: 134 GHz oberes Seitenband + LO mit höherer Ausgangs-Leistung des OSB durch Abgleich des 44,9 GHz Signals

Abb. 12: Analyserbild bei 134,928 GHz Abb. 13: Kombi-Transverterkonzept für 122 und 134 GHz

A compact “plug and play” All-MMIC 1296 MHz transverter

by Enrique Laura, EA2SX

As an inhabitant of a mountainous place I very much enjoy microwave operation from hill tops. The places that I love are not always reachable by car and the “last mile” usually has to be made on foot. Therefore it is desirable to have a lightweight as possible microwave rig. These are the for reasons for designing and building the transverter described here.



Fig. 1: 23cm Transverter

Design

MMICs have been widely used in order to simplify the design as 50 ohm inputs and outputs are guaranteed. Half a watt of tx output is just enough for hill-top QSOs, and moderate antenna gain and a <2.2 dB noise figure is all you need for a good receiver with good protection against overload and intermodulation. Remember that noise figures under 1 dB simply do not make sense for terrestrial communications as mother nature already generates that amount of noise. Nothing prevents you to connecting the transverter to a high power amplifier and low noise pre-amplifier for moonbounce if that is what you want. All modes of modulation are supported. For the local oscillator a classic FET oscillator plus multiplier chain was adopted instead of the more glamorous PLL design. There are two reasons for this decision: Phase noise and simplicity. Nothing equals the phase noise performance of a crystal oscillator and on the other hand the PLL would require some expensive parts and a microcontroller to load the PLL registers. A PLL is great when you want to have different IFs at the turn of a switch but that is not the case in this application. RF and IF change over are built-in so that no extra components have to be added in order to make the transverter work. Hence it's “plug and play” definition.

Building

The transverter is built on two boards. One for the local oscillator and another one for the converter unit. The local oscillator is enclosed in a tinfoil shielding box measuring 100 x 60 x 23 mm. The converter board is installed above it as can be seen in fig. 2. The converter board includes the RF Vox detector, power switching and antenna relay. The whole block is mounted into an aluminum enclosure 103 x 53 x 120 mm as depicted in fig. 1.

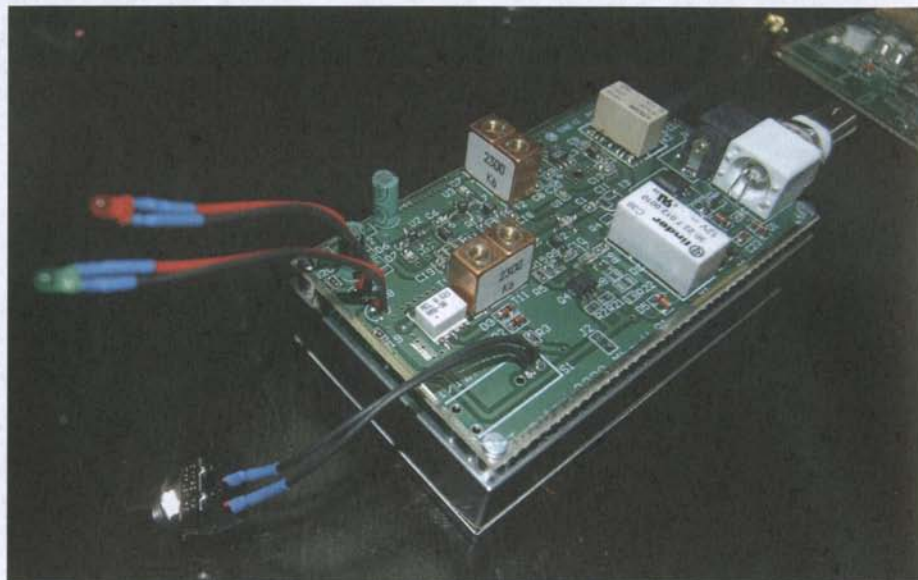


Fig. 2: Complete transverter block

Description of Modules

Local Oscillator

In fig. 3 the local oscillator board can be seen. Fig. 4 shows the circuit diagram. As mentioned before, it is a classic design. Nothing new under the sun! A well proven 96 MHz FET oscillator is followed by a multiplier chain that multiplies by 3, then by 2 and finally by 2 again. Approximately 10 dBm of LO can be expected at the output with all spurious being -40 dBc. This local oscillator is also used for a similar 2.3 GHz transverter. For the 23 cm transverter the last multiplier is simply not fitted.

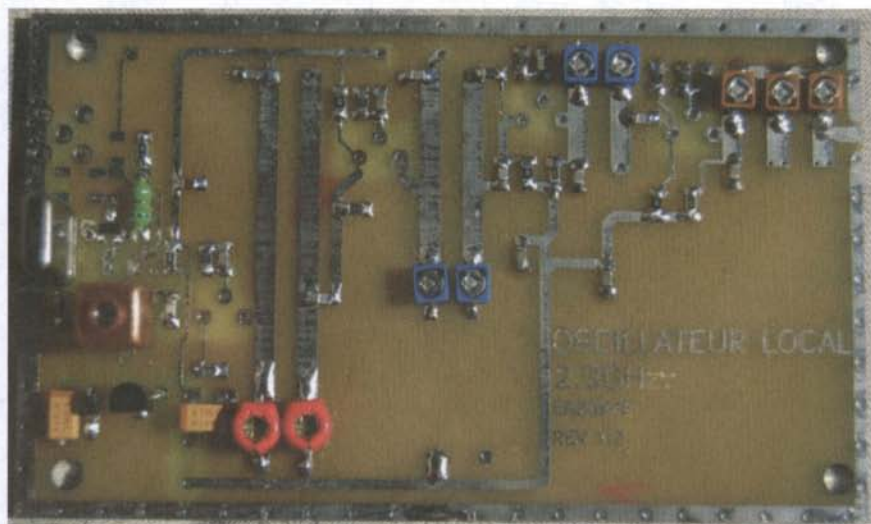


Fig. 3: LO board

For frequency stability some kind of temperature control is recommended. The crystal heaters ("riscaldatori") sold by rfmicrowave.it (I2FHW) are especially well suited for this application.

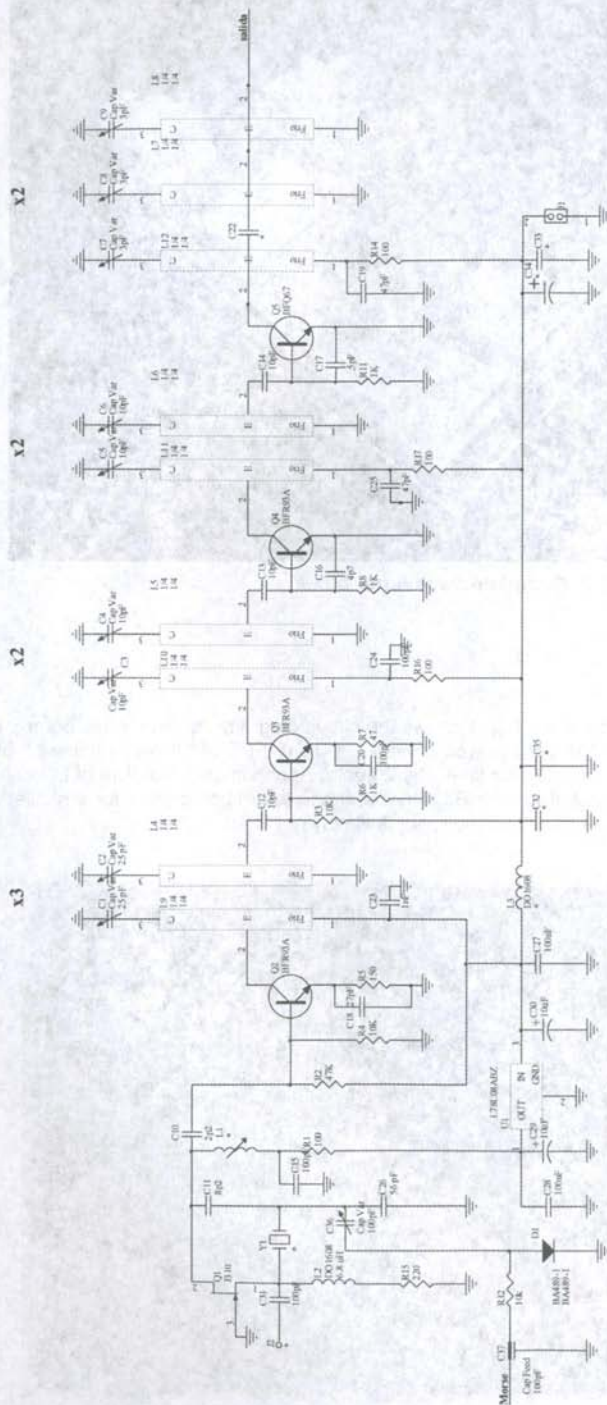


Fig. 4: LO and multipliers - circuit diagram

Converter

As announced in the title, most of the active elements in the converter are MMICs. Fig. 5 shows the schematics. In the Rx path an INA 01286 is used as a preamplifier.

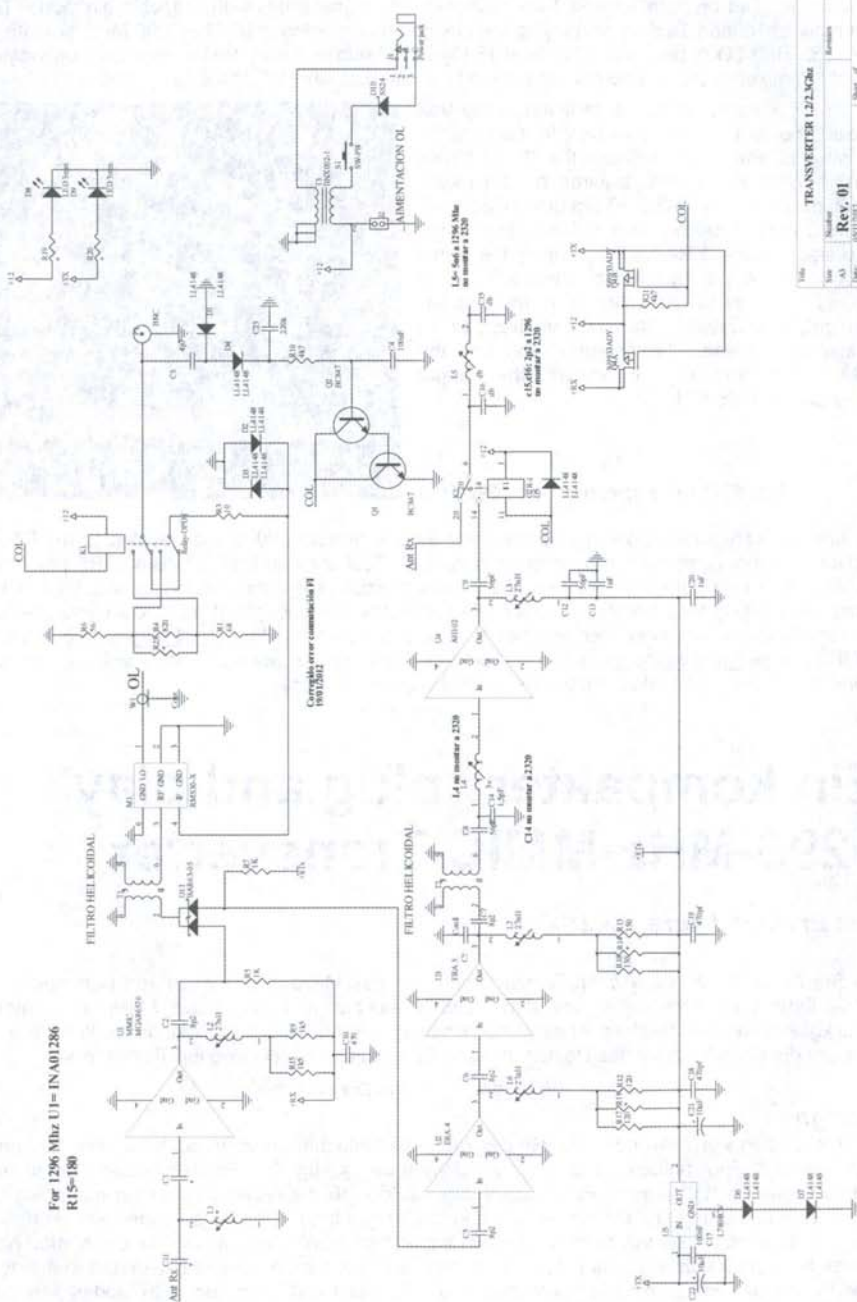


Fig. 5: Tx/Rx converter – circuit diagram

Auto	TRANSVERTER 1.2.2.NBz
Size	Standard
Rev	Rev. 01
Doc	05/11/2002
Sheet	1 of 1

The manufacturer claims some 26 dB gain and a noise figure under 3 dB, which is good enough to overcome the losses in both the helical filter and the ring mixer and still have an extra gain of some 15 dB. The signal from the antenna is passed through a low pass filter and after the RF relay a high pass filter prevents overloading from neighbouring cellular and TV transmissions. The helical filter following the amplifier is used on both Rx and Tx by switching the signal paths with a double pin diode. The mixer is common for Rx and Tx thus simplifying the design and reducing cost. The 1296 MHz signal is mixed with the 1152 MHz LO to produce a 144 MHz IF signal. A couple of antiparallel diodes are connected to the IF pin of the mixer to prevent burnout of the mixer when excessive RF power is applied.

When RF is detected by the radiofrequency Vox circuit, the transverter switches to transmit. A resistive pi attenuator reduces the IF Tx power from 1 W to the 1 mW required by the mixer, which mixes the 144 MHz IF signal with the 1152 MHz LO to produce the desired 1296 MHz signal. Two stages using ERA MMICs amplify the signal so as to drive the final stage which will deliver around 500 mW to the antenna. Harmonics will be highly attenuated by the low pass filter, which is inserted between the antenna relay and the SMA connector. Fig. 6 shows the output spectrum on 1296 MHz.

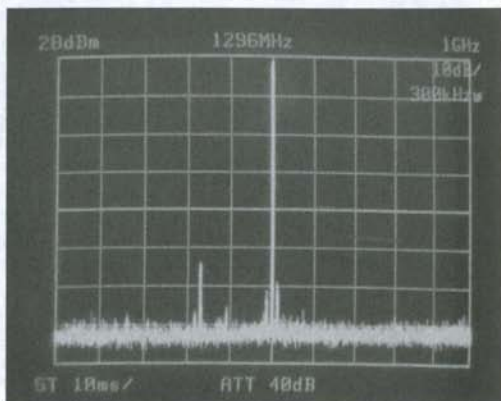


Fig. 6: Output spectrum on 1296 MHz

Results are very satisfactory. The transverter weighs around 500 g and coupled to my FT817 driver it makes a perfect combination for portable purposes. Test showed that -20 dBm of RF power are needed 10 MHz from nominal frequency to feel any kind of desensitisation. Frequency stability is OK assuming some pre-heating time before operation. Five minutes are enough. If you would like to have any further info about the transverter, feel free to contact the author at kronotek11@gmail.com or contact Max, EA7FGJ at ea7fgj@yahoo.es whom I would like to thank for his unbounded enthusiasm, support and friendship. Some more info is on the web at www.transverters.net.

Ein kompakter "plug and play" 1296-MHz-MMIC-Transverter

von Enrique Laura, EA2SX

Als Bewohner einer bergreichen Region macht mir das Mikrowellenfunken von Berggipfeln viel Spass. Diese Orte sind nicht immer mit dem Auto erreichbar und die „letzte Meile“ muß meist zu Fuß zurückgelegt werden. Deshalb ist es wünschenswert, eine Station zu haben, die so leicht wie möglich ist. Das war die Grundlage für das Design und den Bau des hier beschriebenen Transverters.

Abb. 1: 23-cm-Transverter

Design

MMICs werden viel verwendet, um ein Design zu vereinfachen, werden doch 50 Ohm Ein- und Ausgang sichergestellt. Ein halbes Watt Output ist gerade genug für Portabelbetrieb, wenn man etwas Antennengewinn hat und die Rauschzahl von <2.2dB ist ausreichend für einen guten RX und Schutz gegen Übersteuerung und die nötige IM-Unterdrückung. Man rufe sich ins Bewusstsein zurück, dass eine NF < 1 dB einfach keinen Sinn bei terrestrischer Kommunikation macht, da die Mutter Natur bereits dieses Rauschen von sich aus liefert. Wenn man will, kann man aber selbstverständlich einen LNA und eine PA an diesem Transverter betreiben und z.B. damit EME machen. Alle Modes können betrieben werden. Für den LO wird ein klassischer FET-Oszillator mit Multiplikatorstufe eingesetzt und kein „glamouröses“ PLL-Design. Dafür gibt es zwei Gründe: Phasenrauschen und Einfachheit. Nichts kommt

der Leistung beim Phasenrauschen einem Quarzoszillator nahe und bei einer PLL werden andererseits auch noch teure Teile und ein Mikrokontroller benötigt, um das PLL-Register zu laden. Eine PLL-Lösung ist großartig, wenn man verschiedene ZFs schalten können will, aber das ist in unserem Fall nicht so. Eine HF- und ZF-Umschaltung ist im bereits Design eingebaut, so dass keine weiteren Teile benötigt werden, um diesen Transverter zu betreiben. Deshalb „Plug and Play“.

Aufbau

Der Transverter wurde auf zwei Platinen gebaut: Eine für den LO und eine weitere für die Konverter-Einheit. Der LO wird in ein kleines, abschirmendes Blechgehäuse (100x60x23mm) eingebaut. Das Konverter-Board wird dort oben drauf montiert, siehe Abb. 2. Auf dem Konverter-Board befinden sich auch der HF-VOX-Detektor, Antennenrelais und Umschaltung. Die ganze Einheit wird in ein Alu-Gehäuse mit den Abmessungen 103 mm x 53 mm x 120 mm eingebaut, wie in Abb. 1 zu sehen ist.

Abb. 2: Der fertige Transverter-Block

Beschreibung der Module

Lokalszillator

Abb. 3 zeigt die LO-Platine, Abb. 4 das Schaltbild. Wie erwähnt, handelt es sich um ein klassisches Design, das nicht neu erfunden werden musste. Einem bewährten 96-MHz-FET-Oszillator folgt eine Multiplikator-kette, die $\times 3$, dann $\times 2$ und nochmals $\times 2$ multipliziert. Am Ausgang kann ein ca. 10dBm LO-Signal erwartet werden. Alle Nebenaussendungen sind besser als 40 dB unterdrückt. Dieser LO wird nicht nur für den hier vorgestellten 23-cm-Transverter verwendet, sondern auch noch für eine 13-cm-Version. Für 23cm wird die letzte Multiplikatorstufe einfach nicht bestückt.

Abb. 3: LO-Platine

Abb. 4: LO und Vervielfacher - Schaltbild

Für die Frequenzstabilität wird eine Form der Temperaturstabilisierung empfohlen. Die Quarzheizer ("riscaldatori") von I2FHW (RFmicrowave.it) sind dafür gut geeignet.

Konverter

Wie im Titel erwähnt, werden als aktive Komponenten im Konverter MMICs eingesetzt. Abb. 5 zeigt das Schaltbild. Im RX-Pfad wird ein INA 01286 als RX-Vorverstärker eingesetzt.

Abb. 5: Tx/Rx-Konverter-Schaltbild

Der Hersteller gibt dafür 26 dB Verstärkung und eine NF $< 3\text{dB}$ an, was gut genug ist, um die Verluste in Helixfilter und Ringmischern auszugleichen und immer noch ca. 15dB verbleibende Verstärkung zu haben. Das Signal von der Antenne durchläuft ein Tiefpassfilter und nach dem HF-Relais verhindert ein Hochpassfilter eine Übersteuerung durch benachbarte Mobilfunk- und TV-Sender. Das Helixfilter nach dem Verstärker wird im Rx- und Tx-Pfad eingesetzt und mittels einer Doppel-PIN-Diode umgeschaltet. Der Mischer wird für den Rx und Tx eingesetzt und vereinfacht damit das Design und senkt die Kosten. Das 1296-MHz-Signal wird mit den 1152 MHz gemischt und erzeugt das 144-MHz-ZF-Signal. Einige antiparallele Dioden am ZF-Eingang des Mischers verhindern, dass dieser zerstört wird, wenn zuviel HF zugeführt werden sollte.

Wenn die HF-VOX HF detektiert, schaltet der Transverter auf TX. Ein resistiver Pi-Abschwächer passt die ZF-TX-Leistung von 1 Watt auf die vom Mischer benötigten 1 mW an, der das anliegende 144-MHz-ZF-Signal mit dem 1152-MHz-Signal zu den erwünschten 1296 MHz mischt. Ein zweistufiger Verstärker aus ERA MMICs bringt das Signal auf den nötigen Pegel, um die Endstufe anzusteuern, die ca. 500mW an die Antenne liefert. Harmonische werden stark durch das Tiefpassfilter, das sich zwischen Antennenrelais und SMA-Buchse befindet, abgesenkt. Abb. 6 zeigt das Ausgangsspektrum auf 1296 MHz.

Abb. 6: Ausgangsspektrum auf 1296 MHz

Die Ergebnisse sind sehr zufriedenstellend. Der Transverter wiegt ca. 500g und zusammen mit meinem FT-817 ist es eine perfekte Kombination für Portabel-Einsatz. Bei einem Test konnte festgestellt werden, dass -20dBm HF-Leistung in 10 MHz Abstand von der Nominalfrequenz nötig sind, um irgendeine Empfindlichkeitserabsetzung feststellen zu können. Die Frequenzstabilität ist o.k., sofern man etwas „vorheizt“, etwa 5 Minuten sind gerade genug. Für Fragen und weitere Infos kann der Autor unter kronotek11@gmail.com oder Max, EA7FGJ unter ea7fgj@yahoo.es kontaktiert werden. EA7FGJ danke ich für seinen ungebrochenen Enthusiasmus und seine Unterstützung. Webinfos: www.transverters.net

Freely programmable PLL for Microwave LOs

by Hans Wimmer, OE2JOM, h.wimmer@a1.net

Introduction

Knowing your exact frequency on microwaves is an important requirement for a quick QSO during contests and for tests over long distances. Until recently, the OCXO (DF9LN, G8ACE etc) was the state of the art. These LOs show good short term stability, but do not have good absolute frequency accuracy. This changed with the introduction of GPS locked LOs (DB6NT, DF9IC etc.) However, these PLL based circuits, with their associated microcontrollers, mostly have the LO and reference frequencies fixed by the designer, which is a disadvantage. As there are many different designs for multiplier chains and for references other than the usual 10 MHz, it makes sense to develop a circuit without these constraints.

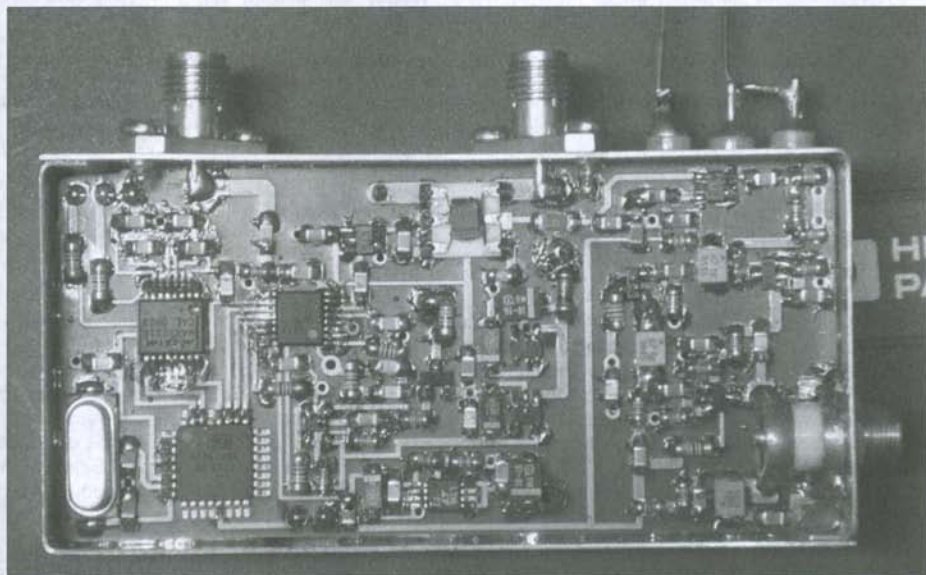


Fig. 1: Freely programmable PLL – completed unit

Circuit description

After discussion with Ferdi, DC8EC, and studying the literature, the circuit described here was built. As there was no need to re-invent the wheel, proven designs were used. The complete circuit diagram is shown in Fig. 2 and consists of:

- 1.) LO: The LO is a modified DF9LN OCXO with a crystal pulling circuit from DC8EC.
- 2.) PLL: An Analog Devices ADF 4157 (suggested by DC8EC) is used. This is a Fractional N PLL with Sigma/Delta modulator and enables frequency steps in the mHz range.
- 3.) Microcontroller with an RS 232 port. The serial interface uses a MAX3221 level converter.
- 4.) Voltage regulator: Voltages required are 3.2 V, 5 V, and a 5.3 V low noise supply for the LO.

Note 1: The LO is a slightly modified OCXO circuit by DF9LN. In order to integrate it into a PLL a pulling circuit with a variable capacitance diode was added. For a voltage change of 5 V the frequency variation is about 1500 Hz. The crystal was fitted with a 40 °C crystal heater from DB6NT. On the output, a 21 dB attenuator and a MMIC with 22 dB gain ensure the necessary isolation. Output power is 0 dBm.

Note 2: The ADF 4157 is a suitable PLL for Microwave frequency chains. It is programmable with mHz resolution and needs little external circuitry. The LO signal is fed to the PLL via a 10 dB directional coupler (-10 dB) and a 12 dB MMIC. The supply voltage is 3.2 V. The charge pump supply is 5 V. The circuit is designed for LO frequencies between 90 and 140 MHz. The signal from the on-board LO is fed in via a short piece of UT085 semirigid cable. When an external LO is used instead, an SMA jack can be fitted. The SMD directional coupler is usable up to about 2 GHz. From 500 MHz no MMIC amplifier is necessary, as the PLL unit itself has already enough gain. From 2 GHz to 6 GHz the signal has to be fed directly to the PLL. The servo loop was set to a bandwidth of 70 Hz with the help of [1].

Note 3: The microcontroller is an ATmega8A. The clock rate is set by an 8 MHz crystal. After loading the 5 registers into the PLL, it switches off automatically. The RS232 interface uses a MAX 3221 and is also switched on and off by the microcontroller. A pluggable jumper sets the microcontroller to programming mode on power up. It is then possible to program a new frequency via the RS232 line. The firmware was written by Josef, OE2IWM.

Note 4: The circuit needs three different voltages: 3.2V (LP2981) for the digital part of the PLL, the ATmega8A, and the MAX3221; 5 V (LP2981) for the MMICs; and a low noise 5.3 V from an LT1962 for the LO.

Programming

The five registers of the ADF 4157 contain all information for running the PLL. See example in Fig. 8. When switched on the microcontroller sends its stored data to the PLL IC. These registers are programmed with the help of a terminal program (e.g. Hyper Terminal) via the RS232 interface. The communications settings are 19k2 8N1. The specific register values are calculated using the program from Analog Devices [2].

Component assembly

All parts are located on a PCB of size 33 mm x 72 mm. Two SMA jacks and three feedthrough capacitors are the interface to the outside world. The crystal and the crystal heater (type QH40, DB6NT) are on the underside of the PCB. The positive connector of the crystal heater is connected directly to the corresponding feedthrough capacitor. The trimmer is a Johanson type 5200 and is mounted on the wall of the tinplate box. The RS232 connector is a 3 pole 2.5 mm jack.

Acknowledgement

I want to thank Ferdi Schmeier, DC8EC, for the basic design of the PLL circuit, Pepi Wimmer, OE2IWM, for the programming work, Wolfgang Hoeth, OE3WOG, and Rudi Wakolbinger, OE5VRL, for many ideas and tests.

Final

Files (PCB, circuit diagram, microcontroller program) can be downloaded from [3].

The file ~PLL400.pcb was made with the free program "DesignSparkPCB" from RS Components Ltd [5]. The PCB can be modified easily with this program and scaled printing of the PCB layout is possible. To activate all functions of this program the usual registration is required.

References

- [1] ADisimPLL Design and evolution Software, Analog Devices
- [2] Evaluation Board Software (Fractional N Software), Analog Devices
- [3] <http://www.oe5.oevsv.at/opencms/technik/mikrowelle/>
- [4] Henning Rech, DF9IC, Rauscharme Frequenzaufbereitung für Bakensender mit Normalfrequenzanbindung, Skriptum der Vorträge, Weinheim 2008
- [5] <http://www.designspark.com/pcb>

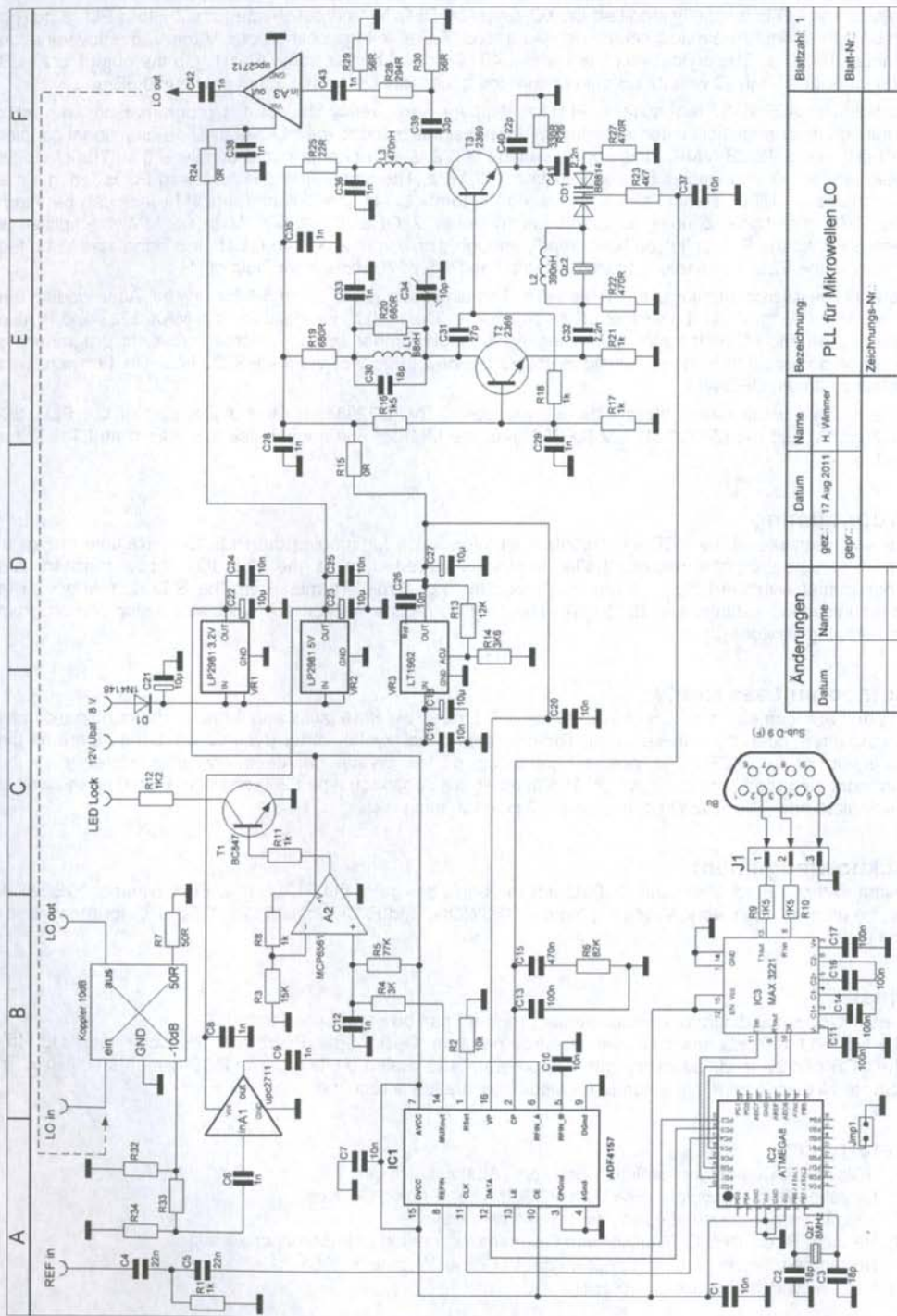


Fig. 2: Circuit diagram

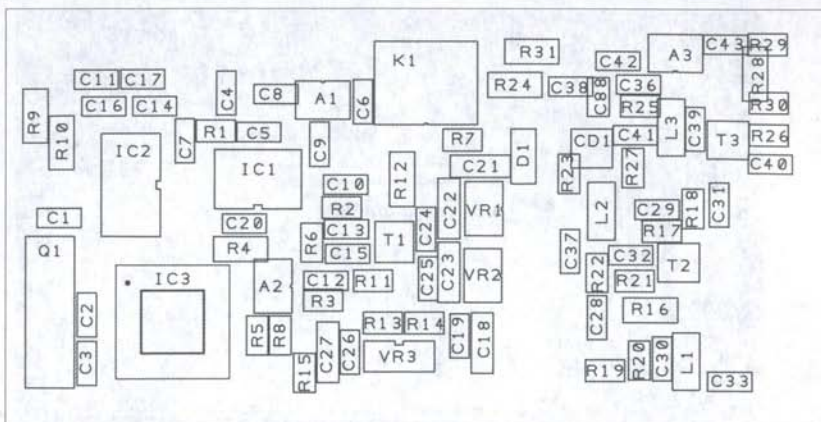


Fig. 3: Component layout

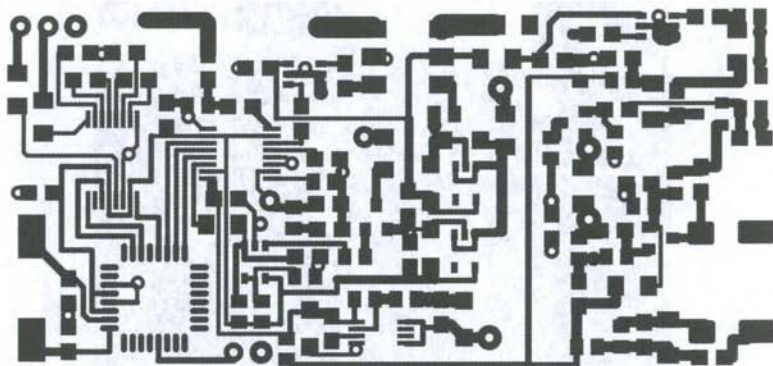


Fig 4: PCB top side (FR4 1.5 mm), 33 mm x 72 mm

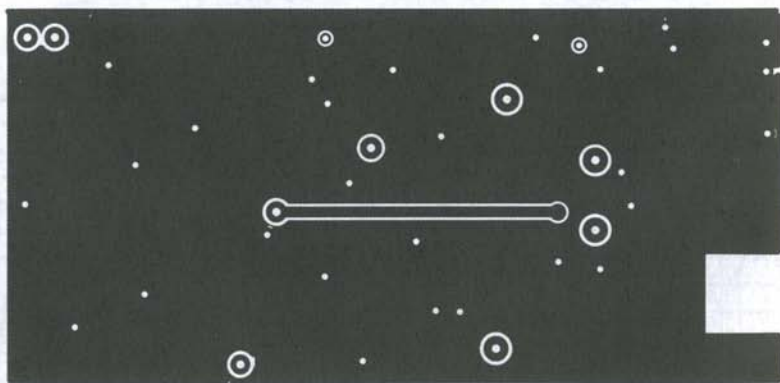


Fig. 5: PCB bottom side

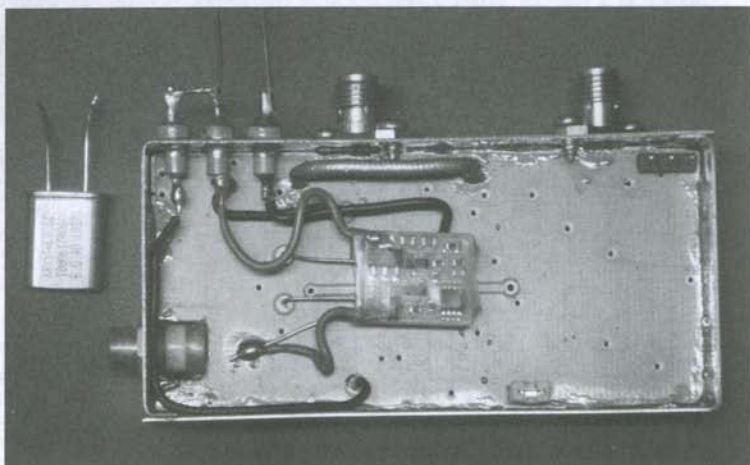


Fig. 6: Complete unit - underside showing the DB6NT crystal heater

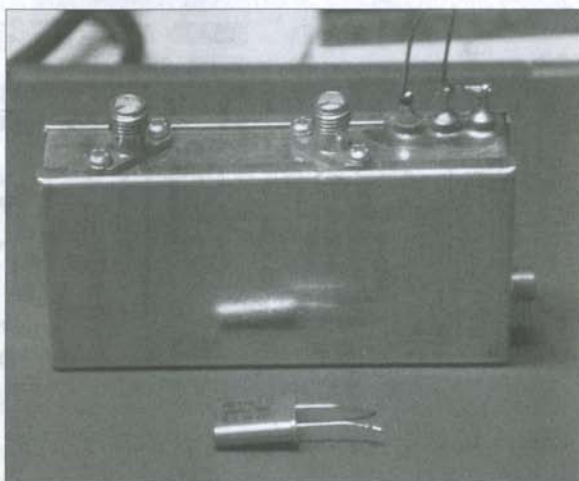


Fig. 7: Complete unit

LO Frequenz				MHz: 100,49712				RF Prescaler: 4/5											
Ref Frequenz				MHz: 10				R Teiler: 10				MUX out reserved							
PD Frequenz				MHz: 1				CP Current mA: 0,3125				CP Vp: 5,25							
Loop BW				Hz: 10				R1: 82K				C1: 100n				C2: 470n			
Kv				Hz/V: 300															
Register																HEX			
R0		0010101000000110010000111111101010000000														28323FA0			
R1		00000001110101000000110000000000000000001														3418001			
R2		000000000000000001010000000000000000000010														50002			
R3		0000000000000000000000000000000010000011														43			
R4																			

Fig. 8: Microwave PLL programming sheet – example

Frei programmierbare PLL für Mikrowellen-LO

von Hans Wimmer, OE2JOM, h.wimmer@a1.net

Einleitung

Das Wissen der genauen Frequenz bei Mikrowellenverbindungen ist Voraussetzung für einen schnellen Verbindungsaufbau bei Wettbewerben sowie bei Versuchen über große Entfernungen.

Bis vor nicht allzu langer Zeit war der OCXO (DF9LN, G8ACE usw.) das Maß der Dinge. Diese LOs besitzen eine gute Kurzzeitstabilität, die absolute Frequenzgenauigkeit ist jedoch nicht gegeben.

Das änderte sich mit der Einführung von GPS angebundenen LOs (DB6NT, DF9IC usw.). Diese, auf PLL basierenden Schaltungen mit daranhängenden Microcontrollern, haben jedoch meist den Nachteil, dass sie auf bestimmte vom Entwickler vorgegebene Parameter, wie LO- und Referenzfrequenzen, festgelegt sind. Da es jedoch verschiedene Frequenzaufbereitungskonzepte, sowie je nach Verfügbarkeit von 10 MHz abweichende Referenz-LOs gibt, erschien eine Entwicklung, die die vorgenannten Einschränkungen nicht hat, sinnvoll.

Schaltungsbeschreibung

Nach einem Gespräch mit Ferdi, DC8EC, sowie einem Literaturstudium wurde die im Folgenden beschriebene Schaltung aufgebaut. Um nicht das Rad neu zu erfinden, wurde auf bewährte Schaltungen zurückgegriffen. Die komplette Schaltung (Schaltbild, siehe Abb. 2) besteht aus:

- 1.) LO: Der LO ist ein modifizierter OCXO von DF9LN mit einer Ziehschaltung nach DC8EC.
- 2.) PLL: Analog Device ADF 4157 (nach Vorschlag von DC8EC). Dieser Baustein ist eine Fraktional N PLL mit Sigma/Delta-Modulator. Er ermöglicht Frequenzschritte im mHz Bereich.
- 3.) Microcontroller mit RS 232 Schnittstelle. Die Verbindung zur Außenwelt wird über einen MAX3221 ermöglicht.
- 4.) Spannungsregler: Erforderliche Spannungen: 3,2V, 5V und 5,3V, rauscharm für LO.

Zu 1): Als LO wird eine leicht modifizierte OCXO Schaltung von DF9LN verwendet. Um sie in eine PLL einzubinden, wurde eine Ziehschaltung mit einer Kapazitätsdiode integriert. Die Frequenzvariation ist bei einem Spannungshub von 5Volt ca. 1500Hz. Der Quarz ist mit einem 40Grad Quarzheizer von DB6NT ausgestattet. Am Ausgang sorgt ein 21dB Dämpfungsglied mit einem MMIC mit 22dB Verstärkung für die nötige Entkopplung. Die Ausgangsleistung ist 0 dBm.

Zu 2): Der ADF 4157 bietet sich als PLL für eine Mikrowellen-Frequenzaufbereitung an. Er ist im mHz-Bereich programmierbar und braucht kaum eine äußere Beschaltung. Das LO-Signal wird über einen Richtkoppler (-10 dB) und einen 12-dB-MMIC der PLL zugeführt. Die Betriebsspannung beträgt 3,2 Volt, die Ladepumpe wird mit 5 Volt versorgt. Die Schaltung ist für eine LO-Frequenz von 90 bis 140 MHz ausgelegt. Das Signal des internen LOs wird über ein kurzes Stück UT085 Semiflex-Kabel zugeführt. Wird ein externer LO verwendet, kann eine SMA-Buchse montiert werden. Bis ca. 2GHz ist der SMD-Richtkoppler verwendbar. Ab 500 MHz ist kein MMIC als Verstärker mehr nötig, da ab hier der PLL-Baustein eine genügend hohe Verstärkung hat. Ab 2 GHz bis 6 GHz muss das Signal direkt der PLL zugeführt werden. Die Regelschleife wurde mit [1] auf eine Bandbreite von 70 Hz festgelegt.

Zu 3): Der Microcontroller ist ein ATMEGA8A. Die Taktfrequenz wird mit einem 8MHz Quarz festgelegt. Nach dem Laden der 5 Register in die PLL schaltet er sich selbstständig ab. Die RS232-Schnittstelle wird mit einem MAX 3221 realisiert und wird ebenfalls vom MC ein und ausgeschaltet. Über einen gesteckten Jumper wird bei einem Hochfahren der MC in den Programmiermodus versetzt. Jetzt ist es möglich über die RS232 Leitung eine neue Frequenz zu programmieren. Die Firmware dazu kommt von Josef, OE2IWM.

Zu 4): Für den Betrieb der Schaltung werden 3 unterschiedliche Spannungen benötigt: 3,2 Volt (LP2981) für den Digitalteil der PLL, den ATMEGA8A und den MAX3221; 5 Volt (LP2981) für die MMICs; 5,3 Volt rauscharm mit dem LT1962 für den LO.

Programmierung

Die 5 Register des ADF 4157 beinhalten alle Informationen zum Betrieb der PLL. Beim Einschalten der Baugruppe sendet der MC die gespeicherten Daten zur PLL. Diese Register werden über ein Terminal-Programm (z.B. Hyper Terminal) über die RS232-Schnittstelle programmiert. Einstellung: 19K2 8N1. Die genauen Daten dazu werden mit dem AD-Programm [2] berechnet.

Die Baugruppe

Alle Bauteile sind auf einer Platine der Größe 33mm x 72mm untergebracht. Zwei SMA-Buchsen und drei Durchführungs-Cs sind die Schnittstelle zur Außenwelt. Der Quarz mit dem Quarzheizer ist auf der Platinenunterseite untergebracht. Der Plus-Anschluss des Quarzheizers geht direkt zum Durchführungs-C. Der Trimmer-C ist vom Typ 5200 (Johanson) und wird mit dem Weißblechgehäuse verschraubt. Der RS232-Anschluss ist ein 3-poliger 2,54mm-Pfostenstecker.

Danksagung

Dank geht an Ferdi Schmehr, DC8EC, für die Grundüberlegung der PLL-Schaltung, Pepi Wimmer, OE2IWM, für die Programmierarbeit, Wolfgang Hoeth, OE3WOG, und Rudi Wakolbinger, OE5VRL, für die vielen Versuche und Anregungen.

Schluß

Files (PCB, Schaltplan, MC) sind auf [3] in digitaler Form abrufbar.

Die Datei ~PLL400.pcb ist mit dem kostenlos verfügbaren Programm "DesignSparkPCB" von RS Components Ltd. [5] erstellt worden und kann damit auch bearbeitet werden (maßstabgenaues Drucken der Leiterplattenvorlagen). Zum Aktivieren aller Funktionen des Programms ist eine Anmeldung erforderlich, wie in solchen Fällen üblich.

Referenzen

- [1] ADIsimPLL Design and evolution Software Analog Device
- [2] Evaluation Board Software (Fractional N Software) Analog Device
- [3] <http://www.oe5.oevsv.at/opencms/technik/mikrowelle/>
- [4] DF9IC Rauscharme Frequenzaufbereitung für Bakensender mit Normalfrequenzanbindung, Skriptum der Vorträge, Weinheim 2008
- [5] <http://www.designspark.com/pcb>

Bildunterschriften:

Abb. 1: Frei programmierbare PLL – fertiges Gerät

Abb. 2: Schaltbild

Abb. 3: Bestückungsplan

Abb. 4: Layout-Oberseite (PCB FR4 1,5mm), 33mm x 72mm

Abb. 5: Layout-Unterseite

Abb. 5: Fertig eingebaute Platine von unten mit Quarzheizer QH40

Abb. 7: Fertige PLL im geschlossenen Gehäuse

Abb. 8: Mikrowellen-PLL - Beispiel einer Programmiertabelle

Adventures With A Chirp and CW Radar

by Andrew Martin¹ VK3OE / VK3OER

Introduction

Since the development of the chirp radar for amateur use was first reported on the VKLogger [1] in January 2010 together with the publication of the concept in DUBUS [2], many experiments and measurements using the SpectrumLab [3] software have been conducted to understand the capability of this radar. Some of these results were reported at the most recent GippsTech [4]. During this process some basic operating techniques have been developed to easily verify each measurement to be certain about what is being measured. Some surprising results have also emerged that show how capable the chirp radar technique is. These results could also serve as a basis for the revision of some Es theories, especially theories relating to long distance propagation on 50MHz.

It has also been found that the combination of chirp and CW modes is very useful to ascertain the nature of the reflecting object. If the signal is returned from a stationary object, then of course it has no Doppler shift. But if the object is moving, the return signal will have a Doppler shift which, in chirp mode, will cause a range error. Objects such as aircraft have a very specific Doppler shift, while moving ionospheric irregularities can have a very wide range of Doppler shifts from one target. In these cases, the use of the chirp and CW modes is most helpful to ascertain the actual distance to the moving object.

During 2011, I developed a separate internet connected remote station (VK3OER), which is at a distance of 145km from VK3OE. This station is very useful for receiving radar signals sent from VK3OE (in Bistatic Radar Mode) and allows the received audio signals to be processed easily in real time.

The radar has been used on all the amateur bands from 14MHz to 144MHz to find out what can be achieved and what limitations there are. Most of the measurements have concentrated on the bands of 28MHz and 50MHz. 2m has proved to be the most difficult band because there were only limited ducting opportunities available to test this band during the 2011-2012 summer ducting season.

The HPSDR group is developing the Hermes SDR transceiver with chirp mode built in, together with GPS timing and frequency control, which will enable direct and accurate measurement of distance to any chirp source or reflector. This development will significantly enhance the functionality of amateur chirp radars and greatly assist in the more widespread application of the chirp radar capability [5, 6].

Doppler Shift Errors and System Values

Doppler shift is of great concern when using the chirp radar as any Doppler shifted returns will be subject to a range error during processing. These range errors occur because any frequency shift of the return signal makes the return signal appear in a different place than where it actually is. This range error can be readily calculated. The Doppler shift, F_d , is given by:

$$F_d = 2vF_t / c \quad \text{Hz} \quad (1)$$

where v is the velocity of the object (for radar, a receding object will produce a negative Doppler shift with respect to the transmitted signal), F_t is the transmit frequency and c is the speed of light. The Doppler shift is measured in CW mode.

The range error, R_e , in seconds, when in chirp mode is then given by

$$R_e = -F_d / (dF / dt) \quad \text{s} \quad (2)$$

where dF/dt is the chirp rate in Hz per second.

The actual location of the object, R_a , with the measured Doppler shift is then given by

$$R_a = R_m - R_e \quad \text{s} \quad (3)$$

where R_m is the measured range (will be negative with respect to the direct signal if the Doppler shift is positive for a positive chirp rate dF/dt).

¹ VK3OE@bigpond.com. Copyright A. Martin 2012.

As the output from the chirp radar mode is in seconds, the distance can be easily calculated by multiplying the time by 150,000 to get km in the backscatter mode and by 300,000 to get distance in the forward scatter mode.

Doppler shifted returns can look like static reflections in chirp mode and may be misinterpreted as they can appear in odd places, such as earlier than the direct signal. To resolve this, it is necessary to turn the radar to CW mode so that any Doppler shifted return signals can be identified and the Doppler shift measured. The actual range to the object can then be calculated from the above equations, allowing return signals to be correctly located and identified. The system gain, G_s , can be calculated from:

$$G_s = TXp + TXant + RXant - RXsen \quad \text{dB} \quad (4)$$

where TXp is the transmit power, $TXant$ is the transmit antenna gain in dBi (cable losses included), $RXant$ is the receiver antenna gain in dBi and $RXsen$ is the noise power of the receiver in a 2kHz bandwidth when connected to an antenna. TXp and $RXsen$ are normally expressed in dBm.

The complex receiver chirp processing gain, G_p , is given by:

$$G_p = 10 * \log(BT) + 3 + 10 * \log(Nchirp) \quad \text{dB} \quad (5)$$

where B is the chirp bandwidth, T is the length of the chirp and $Nchirp$ is the number of chirps averaged. The chirp radar system gain, G_c , is then given by:

$$G_c = G_s + G_p \quad \text{dB} \quad (6)$$

The path loss, Pl , in radar mode can be estimated from:

$$Pl = G_c - S/Nc \quad \text{dB} \quad (7)$$

where S/Nc is the signal to noise ratio of the received chirp.

The estimated S/N for a one way contact is:

$$S/N = G_s - Pe \quad \text{dB} \quad (8)$$

where Pe is the estimated one way path loss given by:

$$Pe = 20 * \log(d) + 20 * \log(f) - 147.55 + EsI + Rd \quad \text{dB} \quad (9)$$

where d is the distance in meters, f is the frequency in Hz, EsI is the Es layer reflection loss and Rd is the D layer absorption loss, which applies for each D layer transit in daylight. The Es reflection loss for each reflection is assumed to be around 2dB on 28MHz and 50MHz, while the D layer absorption loss is assumed to be around 1.5dB at 28MHz and 3dB on 50MHz for each D layer transit. The earth surface reflection loss is assumed to be close to 0dB.

For all the 50MHz radar measurements, $TXant = 12\text{dBi}$ yagi @ 25m with $TXp = 50$ watts. The receive antenna is 145km away, and $RXant = 12\text{dBi}$ yagi @ 8m. Assuming an $RXsen$ level of -129dBm in a 2kHz bandwidth (not the receiver sensitivity), this gives a system gain G_s of 200dB on 50MHz. In chirp mode, a chirp from 500Hz to 2500Hz over one second is used, which, when averaged for ten seconds, gives a G_p of 46dB. This is added to G_s to give a G_c of 246dB on 50MHz.

For the 28MHz measurements, $TXant = 8\text{dBi}$ yagi @ 24m with $TXp = 50$ watts. The receive antenna is 145km away, and $RXant = 4\text{dBi}$ yagi @ 6m. Assuming an $RXsen$ level of -121dBm in a 2kHz bandwidth, this gives a G_s of 180dB. In chirp radar mode, $G_p = 46\text{dB}$ is added to give a $G_c = 226\text{dB}$ on 28MHz.

In backscatter mode, the backscatter coefficient, G_b , required from the backscatter object to obtain the measured S/Nc , is given by:

$$G_b = Pl - 2 * Pe \quad \text{dB} \quad (10)$$

The backscatter coefficient was measured on 14 MHz using the chirp bistatic radar and found to be close to 43dB at a distance of 1300km. This value compares favourably with the maximum value of around 40dB measured on 16MHz at a distance of 1500km by Steele [22]. This result gives considerable confidence that the measuring techniques used here are reasonable.

The backscatter coefficient, G_b , of an area can be estimated from

$$G_b = 20 * \log_{10}(4 * \pi * A_b * Cc / \lambda^2) \quad \text{dB} \quad (11)$$

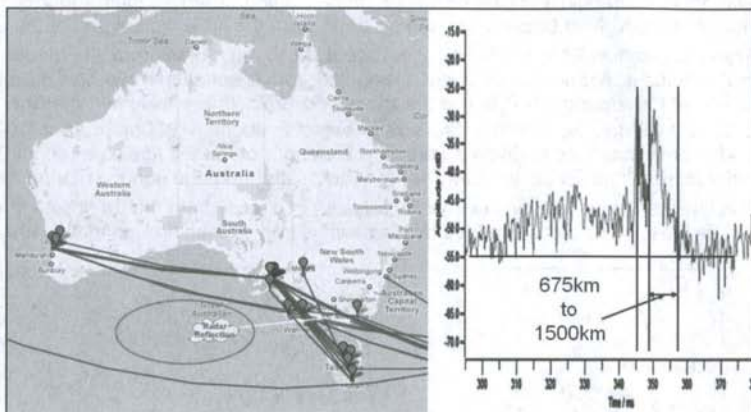
where A_b is the backscatter area and Cc is the correlation coefficient for the backscatter.

A very convenient program for generating chirp and CW signals is SpectrumLab [3]. It also has a built-in chirp receiver. In the case where better analysis of the received signals is required, the received audio chirp can be recorded by SpectrumLab and then analysed in Matlab®.

Es Backscatter Measurements on 50MHz

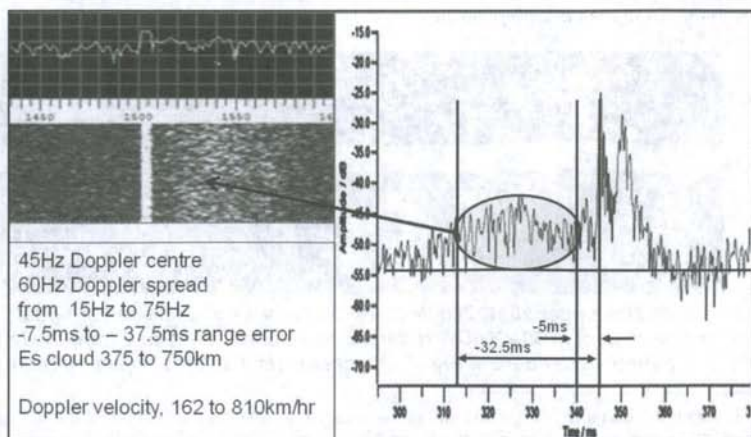
Backscatter measurements of Es using chirp and CW modes have been made on 28MHz and 50MHz. The 28MHz measurements are relatively easier to make than measurements at 50MHz because the probability of Es propagation at 28MHz is higher than at 50MHz. Further, it is often the case when using the radar at 50MHz that no returns are received, even though there is 50MHz propagation as evidenced by contacts. This is because of layer rippling and focusing [7], which is more evident at 50MHz than at 28MHz. The layer rippling and focusing often causes the remote receiver site to be in an Es "hole", especially when the radar transmitter is 145km away.

Fig. 1: 26. November 2011, open to WA on 50MHz, VK Logger [8] showing spots and the location of the radar backscatter return, the radar reflection. Also shown is the chirp radar received data from the direction of 260 degrees using SpectrumLab. The noise level is about -55dB.



Shown in Fig. 1 is a radar result from the direction of 260 degrees on 50MHz. The radar was first tried in the direct path to Perth at 275 degrees but no backscatter return was received. The antennas were then turned further south and the maximum backscatter return was in the direction of 260 degrees. The direct signal is at 345ms in Fig.1, with a chirp signal to noise ratio (S/Nc) of 30dB, which is treated as zero distance, while the backscatter return is between 4.5ms and 10ms later than the direct signal, with an S/Nc of about 27dB. This gives a backscatter footprint of between 675km and 1500km in the direction of 260 degrees, as shown in Fig. 1, and indicates that the backscatter signal is most probably from an Es layer and not from the F layer. By using equations 4 to 10 above, the sea surface gain required for this level of backscatter at 800km can be calculated to be around 42dB. The VKLogger radar spot [8] is also shown for the same time. Also shown in Fig. 1 is a spread out signal at 12dB S/Nc, which appears before the direct signal. This is a Doppler shifted signal that is easily measured by changing the radar to CW mode. The result is shown in Fig. 2.

Fig. 2: Measuring the Doppler shifted component of the return signal using SpectrumLab. The Doppler is centred at about +45Hz with a spread of 60 Hz from 15Hz to 75Hz. The direct signal is the bright line at 1505 Hz which has no Doppler shift.



Using equation 1 gives the velocity of the backscatter object of between 162km/hr and 810km/hr. This velocity is close to typical wind speeds in the E layer and indicates that there is a large amount of turbulence and shear that is resulting in a backscatter signal from the Es layer. This backscatter is the mode often used for communication on 50MHz and the Doppler shift causes the often reported distortion.

Equation 2 provides a range error value when the radar is used in chirp mode. This range error of between -37.5ms and -7.5ms can now be used in conjunction with equation 3 and the measured range of -32.5ms and -5ms to give actual ranges of 5ms to 2.5ms. This equates to the backscatter object being between 750 km and 225km away. If these distances are doubled, we get distances of between 1500km and 450km, very close to the distances of the ground return footprint reported earlier. It is interesting to note that the highest Doppler frequency comes from the most distant part of the Es irregularity.

The backscatter S/Nc from Fig. 2 is about 12dB at -18ms from the direct signal. This part of the backscatter is about 500km away. Using the above equations, we can calculate that the backscatter coefficient is about 17dB to get the measured S/Nc. If it is assumed that the backscatter coefficient is around 0.01² for Es, then the backscatter object is about 10,000m² in area (100m x 100m, equation 11) and seems reasonable, given a vertical wavelength of the Es ripples of about 2km [21]. This is a rather different result for Es backscatter than for backscatter from the surface of the Earth, see later.

It is thus assumed that the Doppler backscatter is directly from the Es ripples; the mechanism is shown in Fig.2a [9, 10]. The picture (added by Harrison) is from Wikipedia Commons [10].

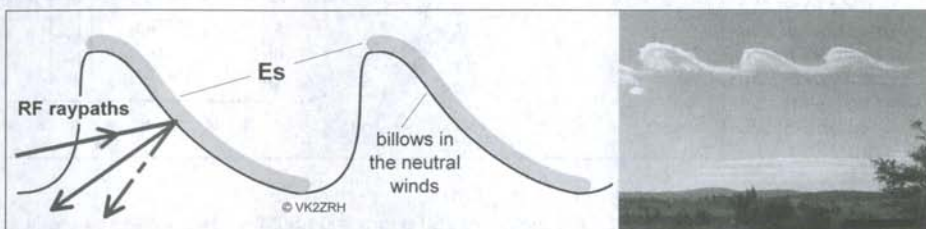


Fig. 2a: From [9]. Illustration of Kelvin-Helmholtz billows in Es at around 100km altitude as an agent of back and side-scatter. The picture on the right is a visual indication of Kelvin-Helmholtz billows in the lower atmosphere, probably around 3 to 5km altitude. This is the mechanism that produces the billows, crinkles, ripples or wrinkles in Es (as various authors have described).

A further interesting issue is that the Es is south of the direct path to Perth for the contacts shown in Fig. 1. This could indicate that the contacts were not made by the direct great circle path but by side-scatter from the Es by layer rippling [9] caused by the windshear at the height of the Es layer. This is further supported by the fact that the ground backscatter return is from a path further south than the direct path to Perth. The contacts to Perth shown in Fig. 1 are probably via two hops via side-scatter from the irregularities in the Es layer.

This example has thus shown that backscatter with Doppler shift from Es is possible and that side-scatter from the Es ripples is also possible.

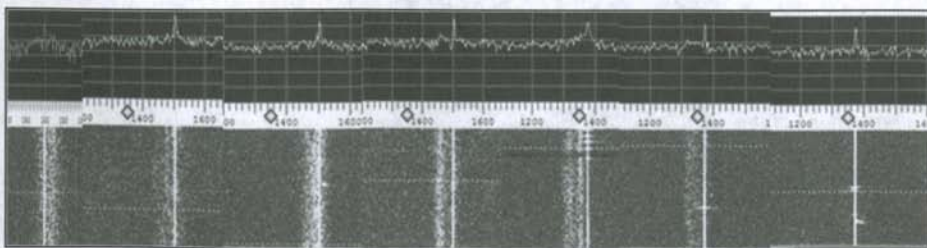


Fig. 3: 26 November 2011, 260 degrees, 30 minutes of backscatter signals showing Doppler shift measurement in 50MHz CW radar mode. Records are 1 to 7 from the left. Recorded from 45 minutes after data of Fig. 2. Direct signals with no Doppler shift are the bright lines.

² I have not found any information on the backscatter correlation coefficients of the Es ripples or for the earth surface for the context in which it is applied here.

In Fig. 3, recordings of using the radar in CW mode to measure the velocity of the Es ripples are shown for a 30 minute period. The first record on the left shows a positive Doppler shift that evolves through zero to show a strong negative Doppler shift by record 4. At record 5, this has split into two, which is probably due to vortex-like structures induced by wind shear [11]. By record 6, the Doppler shifted signal is getting weaker, and by record 7 it has gone. This is explained as follows, from [11] "The Doppler width of the spectra is associated with the scatterers' velocity distribution inside the ionospheric volume illuminated by the radar beam. When turbulence is the main cause of backscatter, the spectral width gives an idea of the intensity of the turbulence." This is shown in Fig. 4.

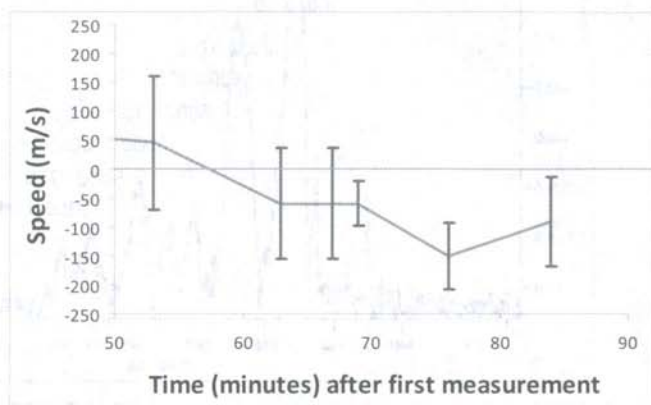


Fig. 4: Doppler velocity evolution and spread from the backscatter 50MHz CW measurements. Time is in minutes after first measurement of Fig. 3 was taken.

In Fig. 4, the maximum line of sight velocity is -150m/s and is considerably higher than the velocities of 20m/s reported in [11]. This probably because the measurement reported in [11] is from a vertically sounding (53 MHz) radar while the data of Fig. 4 is from a horizontal measurement, probably indicating that the principal wind flow in the E layer is in the horizontal direction, producing higher line of sight Doppler shift. Speeds of up to 150m/s were reported in [12].

The line of sight wind starts off towards the CW radar and then evolves to recede before disappearing. The measured speeds are probably the result of the crinkles moving in sheets of Es. Whitehead [13] states that "we may picture it as a fairly smooth horizontal sheet of ionization just a few kilometers thick, extending over 1000 km in horizontal size but with these slight ripples in it". When the signals are focused in particular directions with moving ripples, the result looks like moving clouds. This is discussed in [14, 20]. Kennedy and Zimmerman [14] state that "As the free electrons are dragged across the magnetic field, at roughly a 90° angle to the field, this produces a sideways electromagnetic force that bends the electron paths either upward or downward into orbits circling the field lines rather than continuing to move along with the wind."

Further, the width of the Doppler in Fig. 4, of up to 70m/s, is in the range of 20 to 150m/s reported in [12]. As the width of the Doppler spread is related to turbulence, it is reasonable that the Doppler spread will be similar for a horizontal or vertical measurement.

Further results similar to those above were obtained on 18 and 21 January 2012, which served to confirm that the measurement results described above could be repeated.

Es Backscatter Measurements on 28MHz

The chirp radar measurement in Fig. 5 shows Es backscatter returns obtained at an azimuth of 60 degrees out to a distance of 11,100km, crossing the Equator in the process. There are 7 distinct returns evident, indicating 7 hops. At the time of the measurement, there was a blanketing Es event on the Canberra and Sydney ionosondes, so no returns from the F layer are evident. The first two F layer hops' nulls would appear at around 3100km and 6200km. At both these locations, there is a clear return, which indicates that at these points, Es is involved. Further, all the hop distances are consistent with typical Es hop distances and are shown in Table 1. Because the average distances are shown in Table 1, it cannot be assumed that these are the distances of each hop. Indeed, it is most likely that multiple modes are occurring in hops 1 and 2 so that any assumptions about individual distances may be incorrect. It is also obvious that the peak amplitude return for each hop is not at an exact multiple of any particular distance.

If it is assumed that all hops have an equal distance of around 1500km (10ms) it is difficult to get a reasonable fit to match the distances shown for each return. There are also distinct nulls between each hop, reinforcing the fact that each radar return is a separate entity and that multiple backscatter signals are not overlapping, which would otherwise fill-in between each hop.

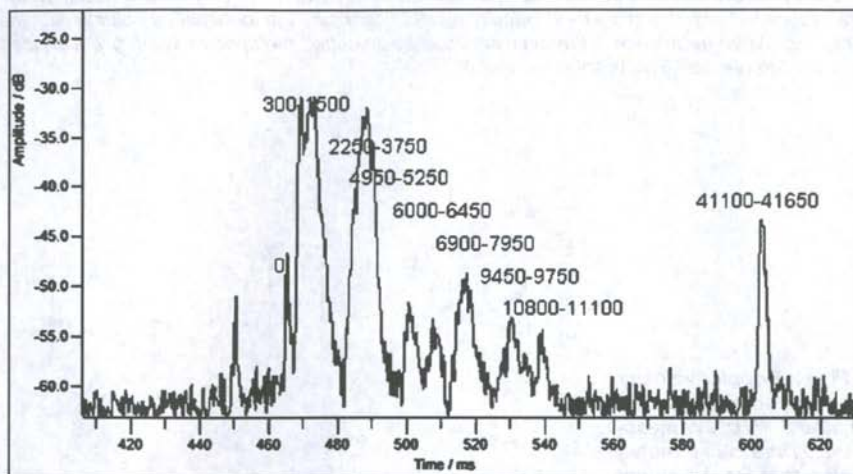


Fig. 5: 28MHz chirp backscatter measurement made @ 05:38UTC on 13 June 2012. The direction is 60 degrees. Distances are marked in km for each return, Zero distance is the direct signal. The signal at 450ms arriving before the direct signal is a Doppler shifted return from an aircraft. The signal returns out to 550ms are all backscatter returns, so the distance is found by multiplying the time in ms from the direct signal by 150. The signal at 603ms is a forward scatter result for once around the Earth so the distance is obtained by multiplying the time in ms from the direct signal by 300.

The signal at 603ms in Fig. 5 is from once around the earth and is probably achieved by mixed Es and F layer propagation with a dominant F layer guided mode; see the discussion later in this article.

Another interesting observation from Fig. 5 is that between hops 1 and 2, the loss is very low. Further, there is a reduction in level between hops 2 and 3 of about 20dB (10dB in each direction), but after that there is only minimal loss between each hop for hops 3 to 7. The number of reflections for the 7th hop is a total of 14 Es reflections (out and back) and a total of 12 surface reflections. The return from the last hop is by backscatter. The backscatter occurs only once for each return signal. The large number of out and back reflections illustrates that it may be possible to have 14 hops in a row, to over 20,000km, it just needs the Es to be present as a sufficiently large horizontal sheet of ionization.

There will also be some signal attenuation in the D layer for each transit. At each reflection point, the loss is very low because of the almost grazing reflection angles [7, 15]. In order to make up the propagation loss from the radar over a distance of 22,000km (which is twice the loss for 11,000km) there needs to be some gain in the propagation path.

Hop	Distance of hop	Time of day	Signal to Noise S/Nc
1	900km	Day	35 dB
2	2100km	Day	33 dB
3	2100km	Evening	12 dB
4	1125km	Night	10 dB
5	1227km	Night	17 dB
6	2148km	Night	10 dB
7	1350km	Night	8 dB

Table 1: Hop distances for each of the 7 hops, together with S/Nc estimated from Fig. 5. As the returns for the first two hops are spread, the hop distances are taken from the middle of each return for the first two hops and may not represent the actual path reflection point used to obtain the longer distance returns.

This probably occurs when the 10m signal is backscattered from the sea surface at a low angle such as would be the case for Es originated signals. The backscatter surface needs to have scatters in the order of half a wavelength (5m in this case) to be effective.

Hop	Calculated Path Loss	Measured Path Loss PI	Backscatter coefficient Required Gb
1	244 dB	191 dB	53 dB
2	268 dB	193 dB	75 dB
3	297 dB	214 dB	83 dB
4	305 dB	216 dB	89 dB
5	311 dB	209 dB	102 dB
6	318 dB	216 dB	102 dB
7	323 dB	218 dB	105 dB

Table 2. The calculated radar path losses assume free space path loss. Loss is also added to each hop to account for D layer transits and reflection losses plus a step loss of 10dB between hops 2 and 3 to account for the step loss in between those hops in Fig. 5. Each hop loss is then doubled to get the total radar loss. The measured loss is calculated by using the received S/Nc in Table 1 together with the system parameters outlined earlier. The extra backscatter coefficient, Gb, required to get the measured S/Nc is shown in the last column.

The backscatter surface gain, equation 11, can be applied to estimate the size of the surface needed to achieve the backscatter coefficients required in Table 2. If the backscatter correlation coefficient, C_c is 0.001 (see footnote 1, earlier), an area around 10,000 square km (100km x 100km) is sufficient to provide the required gains. As the sea surface is involved for every backscatter point, these values seem reasonable. The sea surface roughness will also affect the backscatter level. There is an increase in the backscatter coefficient with increasing distance which is probably related to the spread of the footprint at increasing distance.

At the time of the measurements shown in Fig. 5, there were Es contacts on 50MHz between VK3 and VK4 at levels up to S9. The one way path loss to the 1st hop is estimated to be 122dB on 28MHz (half the calculated path loss for the first hop in Table 2). If the system gain of 180dB is used for a 2kHz bandwidth, then the one way signal level on 28MHz will be approximately S9 ($S/N = 180\text{dB} - 122\text{dB} = 58\text{dB}$), which is similar to the 50MHz one way signal level at the time.

The S/Nc from Table 1 to the 7th hop at 11,000km is 8dB, giving a measured radar path loss of 218dB (equation 7). An estimated one way path loss of 161.5dB (half the calculated path loss for the seventh hop in Table 2), provides the calculated overall radar path loss of 323dB, requiring a backscatter coefficient (G_b) of $323\text{dB} - 218\text{dB} = 105\text{dB}$. Thus, the estimated S/N for a one way 28MHz contact (neglecting the backscatter coefficient as it is not used for a one way contact) is $G_s - 161.5\text{dB} = 18.5\text{dB}$ or close to S3 (assuming that the one way path loss estimate of 161.5dB is correct).

The three longest hop distances shown in Table 2 are all over 2100km. The fact that the hops are not all of equal length is attributed to the tilting and focusing that occurs due to wind shear and changes in the Es layer height over the 11,000km path [7, 13].

From a conventional concept, for Es to support multi-hop propagation over 11,000km suggests that seven Es "clouds" needed to be in exactly the right position at the right time. This is most unlikely and a better explanation may be that there was a wrinkled sheet of Es over the whole area ("crinkles, ripples or wrinkles" in the electron/ion sheet, as Prof. David Whitehead once put it [13]). As discussed earlier, the individual Es reflection points will then be controlled by the Es sheet height at each point, the nature of the "wrinkles" and the path geometry. As shown earlier in the section about Es 50MHz, it is possible that Es side scatter is possible along the path so the results shown in Fig. 5 may not be as a result of direct (great circle) path propagation.

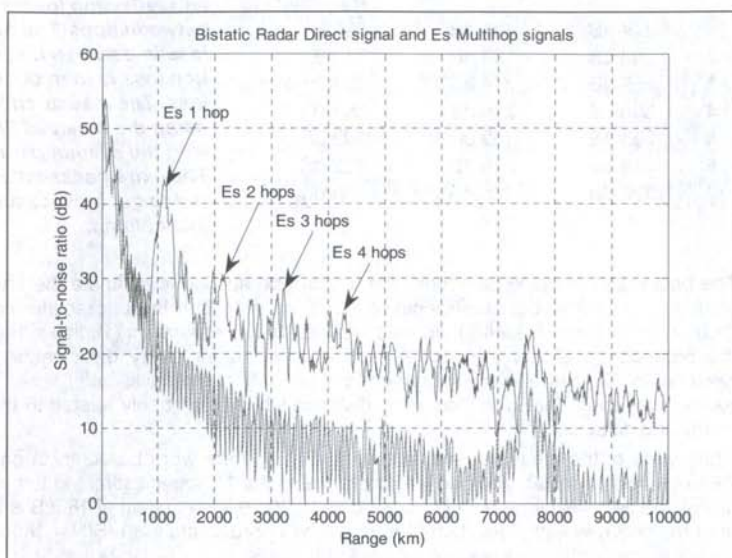
The result of Fig. 5 also shows that there is multi-hop long distance nEs propagation during the Southern winter solstice. It is thus likely that the same mechanism is present around the summer solstice when many contacts have been made between VK and North/South America in recent years, see Fig. 6. Many of these contacts were made when the sunspot numbers were very low.

Further, Fig. 6 shows multi-hop Es on 50MHz, possibly out to a distance of more than 10,000km. The bistatic chirp radar thus provides further evidence that nEs is indeed one of the long distance modes, this time also crossing the Equator, but now on 50MHz. The S/Nc at 10,000km is 15dB, giving a measured radar path loss of 231dB (equation 7). An estimated one way path loss of 154.5dB provides an overall radar path loss of 309dB, requiring a backscatter coefficient (G_b) of $309\text{dB} - 231\text{dB} = 77\text{dB}$. Thus, the estimated S/N for a one way 50MHz contact (neglecting the backscatter coefficient) is $G_s - 154.5\text{dB} = 45.5\text{dB}$ or close to S7 (assuming that the one way path loss estimate is correct). By the same process, a

one way contact on 50MHz at 1100km made at the same time as the measurement of Fig. 6 would give S/N of around 64dB or S9+15dB. In Fig. 6, the filling-in between the principal returns indicates that multiple propagation modes are present so that, after about 5000km, the radar returns are completely smeared out. This is in contrast to the returns of Fig. 5 where the individual returns are very distinct.

It is thus likely that nEs is an often-used mode for long distance 50MHz contacts and that the short-path summer solstice propagation (SSSP) hypothesis put forward by Higasa [16] has some limitations.

Fig. 6: 0230 UTC on 22 January 2010 from a direction of 50 degrees on 50 MHz. nEs measurement from [2] showing clear evidence of 4 Es hops. When the return signal is compared to the response with no signal there is clear evidence of returns out to a distance of 10,000km. The return at 7,600km is an equipment spurious. After 1000km there is a substantial amount of in-fill between each hop, indicating the presence of multiple propagation modes.



The nEs/SSSP is also discussed extensively by Harrison in [7] and he indicates that "To me, Higasa's hypothesis fails on too many key points. We know that the paths are not completed by F2 propagation or by tropospheric refraction/ducting. The remaining option is that SSSP propagation is supported by multi-hop Es (nEs, Figure 25). The next step is to find the evidence to match the contacts." The nEs measurements shown in Fig. 5 (28MHz) and 6 (50MHz) may indeed be the evidence that supports the nEs hypothesis put forward by Harrison in [7] and sought by Kennedy and Zimmerman [14]. If the 50MHz long distance contacts reported were indeed by nEs, as this evidence suggests, then the concerns about distortion, excessive attenuation and scattering being limiting factors [14, 16] can be dismissed.

Comparing 28MHz and 50MHz Es Measurements

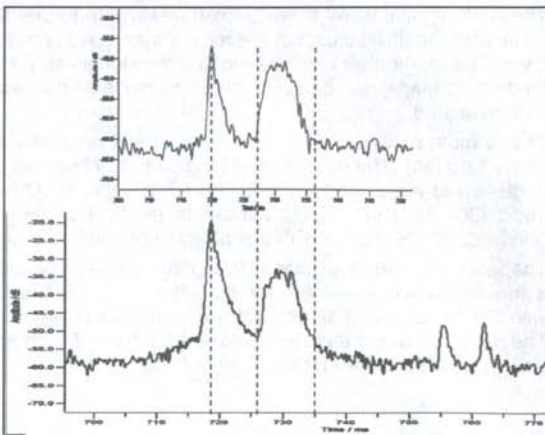
The question that arises from the 28MHz measurements is: can the 28MHz backscatter measurements be used for an indicator for 50MHz propagation? To try to answer this, closely-spaced chirp radar measurements (one minute apart) were made on 28 and 50MHz, the results of which are shown in Fig. 7.

The return signals are very closely aligned, indicating that very similar results for Es reflections and surface backscatter can be obtained on 28MHz and 50MHz. This is very encouraging. The concept is that the 28MHz chirp radar can be used as an indicator for 50MHz propagation.

The 28MHz signal in Fig. 7 (top) appears at a slightly shorter distance than the 50MHz signal (bottom) by about 150km, indicating that the skip distance on 28MHz is shorter than the skip distance on 50MHz. The same effect could also be present in the result of Fig. 5, resulting in a slightly longer range for 50MHz than was measured at 28MHz.

By using the point for maximum S/Nc of 1500km for 28MHz and 50MHz, the required sea surface backscatter coefficient is estimated to be 56dB for 28MHz and 57dB for 50MHz. This represents an area of about 1km wide and 75km long (75km is the minimum resolvable range), using the correlation coefficient of 0.001 as before. Contacts on 50MHz at the time over the same path were producing S9 reports. A calculation using the measured results suggests S/N in 2kHz of 62dB, S9+10dB.

Fig. 7: Closely spaced (1 minute) measurements using the chirp radar on 28MHz, top, and 50MHz, bottom, at 04:15 on 3rd July 2012. The two traces have been arranged so that the direct signals for each are in the same place and the time scales are the same. The first return in both pictures is Earth surface backscatter via an Es cloud at around 100km altitude. The ground backscatter return is from between 1050km with an angle of arrival of about 9 deg, and from 2450km, with an angle of arrival close to 0 deg [9]. The S/N on 50 MHz is around 27dB, while the S/N on 28MHz is around 22dB. The two returns on 50MHz at 765 and 762ms are from aircraft, and appear to be at a great distance because of range errors due to Doppler shift.

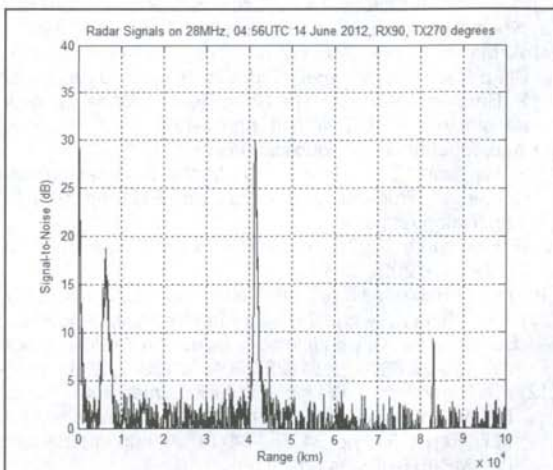


Around The World in 137.83ms on 28MHz

Fig. 8 shows a 28MHz chirp radar measurement out to a distance of 100,000km. Three returns are evident, at 7000km, 41,350km (137.83ms) and 82,700km (275.66ms = 2 x 137.83ms). Matlab[®] was used to obtain these values from the leading edge of the pulses. The first 'spike' is a first-hop surface backscatter via the F layer, while the second spike is a first **around-the-world** (ATW), and the third spike a second ATW. Such ATW signals were first measured by Hess in 1948 [17] where he reported a propagation time of 137.78ms. Frequencies of between 10 and 20MHz were used. The guided mode of F layer propagation is well described by Carera et al in 1970 [18]. The time measurements of first and second ATW signals shown in Fig. 8 represent an error of 0.05ms when compared to those of Hess, even though the measurement of Fig. 8 is at 28MHz. This indicates that the ATW propagation mechanisms on 10 to 20MHz are the same as those on 28MHz. Further, there is no Doppler shift on the ATW signal as there are no other significant signals anywhere near the ATW signal position that would indicate a range error induced Doppler shift.

The first and second ATW signals are about 300km wide (at the -3dB points following the leading edge of the signal), which indicates that there are some delayed components up to 1ms following along from the first signal (dispersion). By comparison, the direct signal at 0km is only 75km wide (at the -3dB points), which is at the limit of the resolution for a 2kHz-wide chirp. The fact that the first and second ATW signals have the same amount of dispersion indicates that once established, the ATW signals are not further dispersed by additional modes such as additional F-layer-to-surface hops. The direct result of this is that, once established in the F layer, the signals are guided by the F layer throughout the path.

Fig. 8: 28MHz chirp radar measurements at 04:56 UTC on 14 June 2012. Transmitting at 270 degrees, receiving at 90 degrees. Signal processing gain is 46dB, which would represent S/N of -16dB in a 2kHz bandwidth. X axis distance scale is 300km/ms. The first around-the-world return has its leading edge at 41,350km (137.83ms) and the second around-the-world return has its leading edge at 82,700km (275.66ms). The signal at 7000km is in fact a first hop Earth surface backscatter signal via the F layer at a distance of 3500km.



The ATW signals travel from 1275km to 1575km further than the surface of the Earth, which represents an increase in the radius that the radio waves travel, ranging from 203km to 250km, at the height of the F layer. This is a further confirmation that the signals stay at or very close to the F layer indicating a guided mode of propagation and not a multi-hop mode as that would cause an increase in distance greater than that measured.

The azimuth angles used for the transmit and receive antennas are close to those reported by Fenwick and Villard [21]. The prediction of long path ATW signals by HamCap [19] also confirms that the azimuth angles used are close to correct. An ATW signal could have been made on 28MHz CW as the S/N of -16dB (30-46dB) in a 2kHz bandwidth is close to the minimum level useable for CW, for a 200Hz bandwidth the S/N of the CW signal would be -6dB, contact completed.

The result also indicates that ATW signals may also be present on 50MHz and a measurement campaign is now in place to see if this can be achieved. If there is 40dB extra loss on 50MHz than on 28MHz, then with 2 x 12dBi antennas and 100 watts, the chirp radar S/N should be around 5dB, which is detectable. The next step would then be to make a 50MHz CW contact using this mode to make the longest possible long path contact of 40075km. Time will tell.

Conclusions

The chirp and CW radar has been used successfully in a number of modes to look at various propagation modes relating to Es and F layer propagation. For distances up to 11,000km, nEs is shown to be a viable mode. It is also probable that nEs is responsible for many northern and southern hemisphere 50MHz contacts. If this is the case, then the concerns about signal distortion and excessive path loss with nEs propagation [14, 16] are unfounded.

If the nEs mode is viable over the distances measured by the radar then it is entirely possible that the long distance VK/NA Winter/Summer solstice 50MHz contacts are by nEs. It should thus be possible to make nEs contacts between VK and Europe on 50MHz during the solstice periods without the need to wait for the sun to deliver every 11 years.

It is also reasonable to assume that good radar returns on 28MHz will indicate the possibility of 50MHz nEs openings.

Around-the-world results on 28MHz raises the possibility for investigating this mode on 50MHz.

Acknowledgement

I wish to thank Roger Harrison VK2ZRH for critically reviewing this article as well as providing many of the very helpful references.

References

- [1] A. Martin, "Backscatter Radar", <http://vklogger.com/forum/viewtopic.php?f=29&t=9002>.
- [2] A. Martin "A Bistatic Backscatter Chirp Radar For Amateur Radio Use", DUBUS, 2/2010, pp 24-39.
- [3] Spectrum Lab, <http://www.qsl.net/d4yh/spectra1.html>
- [4] A. Martin, "Adventures With A Radar, Es Backscatter Doppler Shift Measurements Using CW and Chirp Radar Techniques", GippsTech 2012, to be published in 2013.
- [5] P. Harman, VK6APH, "The Chirp Beacon Mode, A novel way to get high gain from a beacon transmitter, DUBUS, 4/2011, pp 45-48.
- [6] <http://openhpsdr.org/publications.php>
- [7] R. Harrison, "Sporadic E – MUF Myths, Summer Solstice Short Path Propagation and Forecasting Openings", Proceedings of GippsTech 2011, pp 91 to 123.
- [8] <http://vklogger.com/>
- [9] R. Harrison VK2ZRH, Sporadic E: turmoil, turbulence and torment, Proceedings from the GippsTech Conference 2007.
- [10] http://en.wikipedia.org/wiki/Kelvin-Helmholtz_instability
- [11] R.K. Choudhary and J.-P. St.-Maurice, "Quasi-periodic backscatters from the E region at Gadanki: Evidence for Kelvin-Helmholtz billows in the lower thermosphere?", Journal of Geophysical research, Vol. 110, A08303, doi:1029/2004JA010987, 2005, pp 1-19.
- [12] P.A Bernhardt, J. Werne, and M.F. Larsen 2006, "Modelling of Sporadic-E Structures from Wind-Driven Kelvin-Helmholtz Turbulence", Characterising the Ionosphere, Meeting Proceedings RTO-MP-IST, Paper 34, pp 34-1 – 34-14. At <http://ftp.rta.nato.int/public/PubFullText/RTO/MP/RTO-MP-IST-056/MP-IST-056-34.pdf>

- [13] W.R. From and J.D. Whitehead, "Es Structure Using an HF Radar", URSI-IPS Conference on the Ionosphere and Radio Wave Propagation, 1985, courtesy of Roger Harrison, VK2ZRH.
- [14] J. Kennedy and G. Zimmermann, "Extreme Range 50MHz Es: East – West (EWEE)", DUBUS, 1/2012, pp 51 – 62.
- [15] K. Siwiak, "Optimum Height for an Elevated Communications Antenna", DUBUS, 3/2010, pp 86 – 93.
- [16] H. Higasa, JE1BMJ, "SSSP: Short-path Summer Solstice Propagation", at http://www.ha5hrk.hu/files/SSSP_JE1BMJ.pdf
- [17] H.A. Hess, "Investigations of High-Frequency Echoes", Proc. IRE, 36, 1948, pp 981 – 992.
- [18] Carera et al, "Guided Propagation of HF Radio Waves in the Ionosphere", Space Science Reviews, 11, 1970, at: <http://adsabs.harvard.edu/full/1970SSRv...11..555C> See page 557.
- [19] HamCap <http://www.dxatlas.com/HamCap/>
- [20] J. A. Harvey, 1955, "Movement of sporadic E ionization", Australian Journal of Physics, Vol. 8(4), pp 523–534; at: www.publish.csiro.au/paper/PH550523.htm
- [21] R.B. Fenwick and O.G. Villard Jr, "Time Variation of Optimum Azimuth for H-F Around the World Propagation", Radioscience Laboratory, Stanford Electronics Laboratories. At: <http://www.dtic.mil/cgi-bin/GetTRDoc?AD=AD0274274>
- [22] Steele, J. G., "Backscatter of 16Mc/s Radio Waves by Land and Sea", *Aust. J. Phys.*, 1965, **18**, pp 317 – 327.

Errata

Correction of an error in the DUBUS article [2].

In the original chirp radar article it stated that,

"There is also additional gain available by transmitting for a longer period of time T_t so that the power gain P_g is given by:

$$P_g = 10 \log(T_t) \text{ (8)}"$$

This misleading as it could imply that the gain available is the sum of equation 7 "The pulse compression gain G_p is given by: $G_p = 10 \log(BT)$ (7)" and equation 8. This is only true if T in equation 7 is one second. Equation 8 should thus be ignored and T in equation 7 used as a time variable parameter. There is an additional 3dB of gain to be achieved if a complex receiver is used. In the equation $G_p = 10 \log(BT)$, increasing the bandwidth B results only in an improvement in the resolution but no increase in the receiver output S/N as the noise increases at the same rate as the bandwidth. However, increasing the time T does improve the S/N because of averaging.

Errata

Korrektur eines Fehlers im DUBUS-Artikel [2].

Im originalen Chirp-Radar-Artikel wurde geschrieben, dass

"es auch einen Zusatzgewinn gibt durch Senden für eine längere Zeitperiode T_t , so dass der Leistungsgewinn P_g gegeben ist durch:

$$P_g = 10 \log(T_t) \text{ (8)}"$$

Das ist irreführend, da es implizieren könnte, dass der erreichbare Gewinn die Summe aus Gleichung 7 „dem Impuls-Kompressions-Gewinn G_p , der gegeben ist durch $G_p = 10 \log(BT)$ (7)" und Gleichung 8 ist. Das gilt nur, wenn T in Gleichung 7 eine Sekunde beträgt. Gleichung 8 sollte deshalb ignoriert werden und T in Gleichung 7 als ein zeitvariabler Parameter verwendet werden. Ein weiterer Gewinn von 3 dB kann erreicht werden, wenn eine komplexer Empfänger verwendet wird. In der Gleichung $G_p = 10 \log(BT)$ bewirkt eine Vergrößerung der Bandbreite B nur eine Verbesserung der Auflösung, aber keine Verbesserung des Ausgangs-S/N beim Empfänger, weil das Rauschen in der selben Weise ansteigt wie die Bandbreite. Eine Vergrößerung der Zeit T führt aber zu einer Verbesserung des S/N aufgrund der Integration.

Abenteuer mit einem Chirp- und CW-Radar

von Andrew Martin³ VK3OE / VK3OER

Einleitung

Seit über die Entwicklung des Chirp-Radars für Amateurfunkzwecke zuerst im VKLogger [1] im Januar 2010 bekannt gemacht wurde und das Konzept in DUBUS [2] publiziert worden ist, wurden viele Experimente und Messungen mit der SpectrumLab-Software [3] durchgeführt, um die Leistungsfähigkeit dieses Radars zu verstehen.

Einige der Ergebnisse wurden auf der letzten GippsTech-Konferenz vorgestellt [4]. Inzwischen wurden einige grundlegende Arbeitstechniken entwickelt, um jede Messung leicht verifizieren zu können, und um sicher zu sein, was gemessen wird. Einige überraschende Resultate tauchten auch auf, die zeigten, was die Chirp-Radar-Technik ermöglicht. Diese Ergebnisse könnten auch als Grundlage dafür dienen einige Es-Theorien zu überarbeiten, insbesondere Theorien, die sich auf besonders weite Ausbreitung auf 50 MHz beziehen.

Auch wurde festgestellt, dass die Kombination von Chirp- und CW-Mode sehr nützlich ist, um die Natur des reflektierenden Objektes zu bestimmen. Wenn das Signal von einem stationären Objekt reflektiert wird, dann gibt es natürlich keine Doppler-Verschiebung. Wenn sich das Objekt aber bewegt, weist das zurückkommende Signal eine Dopplerverschiebung auf, die im Chirp-Modus einen Fehler induziert. Objekte wie Flugzeuge haben eine sehr spezifische Dopplerverschiebung, während sich bewegende ionosphärische Irregularitäten einen weiten Bereich von Dopplerverschiebungen aufweisen können. In diesen Fällen ist die Anwendung von Chirp- und CW-Modus sehr hilfreich, um die aktuelle Entfernung zum sich bewegendem Objekt zu bestimmen.

Im Jahr 2011 habe ich eine eigenständig über das Internet fernbedient arbeitende Station (VK3OER) aufgebaut, die sich in einer Entfernung von 145 km zu mir (VK3OE) befindet. Diese Station ist sehr hilfreich für den Empfang von Radarsignalen, die von VK3OE (im bistatischen Radarmodus) ausgesendet werden und sie erlaubt die empfangenen Audiosignale leicht in Echtzeit auszuwerten.

Das Radar wurde auf allen Amateurbändern von 14 MHz bis 144 MHz eingesetzt, um herauszufinden, was machbar ist und was es für Begrenzungen gibt. Die meisten Messungen wurden auf den Bändern 10 m und 6 m durchgeführt. 2 m hat sich deshalb als schwierigstes Band herausgestellt, weil es dort einfach nur wenige Ereignisse gab, um es in der Sommersaison 2011/2012 zu testen.

Die HPSDR-Gruppe entwickelt den Hermes-SDR-Transceiver, der einen Chirp-Modus integriert hat zusammen mit GPS-Zeit- und Frequenzkontrolle, was direkte und genaue Messungen von der Entfernung zu einer jeden Chirp-Quelle oder Reflektion ermöglicht. Diese Entwicklung wird die Funktionalität des Amateur-Chirp-Radars signifikant verbessern und zu einem verbreiteteren Einsatz des Chirp-Radars mit seinen Möglichkeiten verhelfen [5, 6].

Fehler bei der Dopplerverschiebung und Systemwerte

Eine Dopplerverschiebung ist von großer Bedeutung bei der Verwendung des Chirp-Radars, da jedes dopplerverschobene retournierte Signal während der Berechnungen einem Bereichsfehler unterliegt. Diese Bereichsfehler treten auf, weil jede Frequenzverschiebung des retournierten Signals dieses an einem anderen Ort auftreten lässt als wo es sich tatsächlich befindet. Dieser Bereichsfehler kann leicht berechnet werden. Die Dopplerverschiebung F_d ist gegeben durch:

$$F_d = 2vF_t / c \quad \text{Hz} \quad (1),$$

mit v für die Geschwindigkeit des Objektes (beim Radar wird ein sich entfernendes Objekt eine negative Dopplerverschiebung in Bezug auf das gesendete Signal erzeugen). F_t ist die Sendefrequenz und c ist die Lichtgeschwindigkeit. Die Dopplerverschiebung wird im CW-Modus gemessen.

Der Bereichsfehler R_e in Sekunden für den Chirp-Modus ist dann gegeben durch:

$$R_e = -F_d / (dF / dt) \quad \text{s} \quad (2),$$

³ VK3OE@bigpond.com. Copyright A. Martin 2012.

mit dF/dt für die Chirp-Rate in Hz pro Sekunde.

Die tatsächliche Position R_a des Objektes mit der gemessenen Dopplerverschiebung ist dann gegeben durch:

$$R_a = R_m - R_e \quad \text{s} \quad (3),$$

mit R_m für den gemessenen Bereich (wird negativ in Bezug auf das direkte Signal, wenn die Dopplerverschiebung positiv ist bei einer positiven Chirp-Rate dF/dt).

Da das Ergebnis aus dem Chirp-Radar-Modus in Sekunden angegeben wird, kann die Entfernung leicht durch Multiplikation der Zeit mit 150.000 berechnet werden, um km im Backscatter-Mode zu erhalten und mit 300.000, um die Entfernung im Vorwärtsscatter-Mode zu erhalten.

Echos mit Dopplerverschiebung können im Chirp-Modus wie statische Reflektionen aussehen und ggf. misinterpretiert werden, da sie an ungewöhnlichen Stellen auftreten können, wie z.B. früher als das direkte Signal. Um das zu vermeiden, ist es nötig, das Radar auf CW-Modus zu schalten, so dass jegliche Echos mit Dopplerverschiebung identifiziert werden können und die Dopplerverschiebung gemessen werden kann. Die tatsächliche Entfernung zum Objekt kann dann mittels der obigen Gleichungen berechnet werden, was ermöglicht, die Echos korrekt zu lokalisieren und zu identifizieren. Der Systemgewinn G_s kann wie folgt berechnet werden:

$$G_s = TX_p + TX_{ant} + RX_{ant} - RX_{sen} \quad \text{dB} \quad (4),$$

mit TX_p für die Sendeleistung, TX_{ant} für den Gewinn der Sendeantenne in dBi (Kabelverluste inkl.), RX_{ant} für den Gewinn der Empfangsantenne in dBi und RX_{sen} für die Rauschleistung des Empfängers bei 2 kHz Bandbreite mit angeschlossener Antenne. TX_p und RX_{sen} werden normalerweise in dBm angegeben.

Der komplexe Prozessgewinn G_p des Chirp-Empfängers ist gegeben durch:

$$G_p = 10 * \log(BT) + 3 + 10 * \log(N_{chirp}) \quad \text{dB} \quad (5),$$

mit B für die Chirp-Bandbreite, T für die Länge des Chirps und N_{chirp} für die Zahl der integrierten Chirps. Der Systemgewinn G_c des Chirp-Radars ist dann gegeben durch:

$$G_c = G_s + G_p \quad \text{dB} \quad (6).$$

Der Streckenverlust Pl im Radarmodus kann bestimmt werden mittels:

$$Pl = G_c - S / N_c \quad \text{dB} \quad (7),$$

mit S/N_c für das Signal-Rausch-Verhältnis des empfangenen Chirps.

Das S/N für einen Einweg-Kontakt ist:

$$S / N = G_s - P_e \quad \text{dB} \quad (8),$$

mit P_e für den Einwegstreckenverlust, der gegeben ist durch:

$$P_e = 20 * \log(d) + 20 * \log(f) - 147.55 + Es_l + Rd \quad \text{dB} \quad (9),$$

mit d für die Entfernung in Metern, f die Frequenz in Hz, Es_l für den Reflektionsverlust der Es-Schicht und Rd für den D-Schicht-Absorptionsverlust, der anfällt für jeden D-Schicht-Durchgang bei Tageslicht.

Der Es-Reflektionsverlust für jede Reflektion wird mit ca. 2 dB auf 28 MHz und 50 MHz angenommen, während der D-Schicht-Absorptionsverlust mit ca. 1.5 dB auf 28 MHz und 3 dB auf 50 MHz für jeden D-Schicht-Durchgang angenommen wird. Der Reflektionsverlust an der Erdoberfläche wird mit nahe bei 0 dB angenommen.

Für alle meine 50-MHz-Radar-Experimente ist $TX_{ant} = 12$ dBi (Yagi in 25 m Höhe) mit $TX_p = 50$ Watt. Die Empfangsantenne ist 145 km entfernt und $RX_{ant} = 12$ dBi (Yagi in 8 m Höhe). Unter Annahme eines RX_{sen} -Levels von -129 dBm bei 2 kHz Bandbreite (nicht die Empfängerempfindlichkeit) ergibt dies einen Systemgewinn G_s von 200dB auf 50 MHz. Im Chirp-Modus wird ein Chirp von 500 Hz bis 2500 Hz über eine Sekunde verwendet, der, wenn über 10 Sekunden integriert, einen G_p von 46 dB ergibt. Dieser wird zu G_s addiert, um einen G_c von 246 dB auf 50 MHz zu erhalten.

Für die 28-MHz-Messungen ist $TX_{ant} = 8$ dBi (Yagi in 24 m Höhe) mit $TX_p = 50$ Watt. Die Empfangsantenne ist 145 km entfernt und RX_{ant} ist = 4 dBi (Yagi in 6 m Höhe). Unter Annahme eines RX_{sen} -Levels von -121 dBm bei 2 kHz Bandbreite ergibt dies einen G_s von 180 dB. Im Chirp-Radar-Modus wird ein G_p von 46 dB addiert, um ein G_c von 226 dB auf 28 MHz zu erhalten.

Im Backscatter-Modus ist der Backscatter-Koeffizient G_b , der vom rückstreuenden Objekt benötigt wird, um das gemessene S/N_c zu erhalten, gegeben durch:

$$G_b = Pl - 2 * P_e \quad \text{dB} \quad (10)$$

Der Backscatter-Koeffizient wurde auf 14 MHz mittels des bistatischen Radars gemessen und mit nahe bei 43 dB bei einer Entfernung von 1300 km bestimmt. Dieser Wert passt gut zu dem maximalen Wert von ca. 40 dB, der auf 16 MHz bei einer Entfernung von 1500 km durch Steele [22] gemessen wurde. Dieses Ergebnis zeigt, dass man entsprechendes Vertrauen in die hier verwendeten Messtechniken haben kann. Der Backscatter-Koeffizient G_b einer Region kann berechnet werden aus:

$$G_b = 20 \cdot \log_{10}(4 \cdot \pi \cdot A_b \cdot C_c / \lambda^2) \quad \text{dB} \quad (11),$$

mit A_b für die Backscatter-Fläche und C_c für den Korrelations-Koeffizienten für Backscatter.

Ein sehr bequemes Programm zur Generierung von Chirp- und CW-Signalen ist SpectrumLab [3]. Es hat auch einen eingebauten Chirp-Empfänger. Für den Fall, dass eine genauere Analyse der empfangenen Signale erforderlich sein sollte, kann der empfangene Audio-Chirp mit SpectrumLab aufgenommen und abgespeichert werden und dann in Matlab[®] analysiert werden.

Es-Backscatter-Messungen auf 50 MHz

Backscatter-Messungen bei Es mittels Chirp- und CW-Modes wurden auf 28 MHz und 50 MHz gemacht. Die Messungen auf 28 MHz sind leichter durchzuführen als die auf 50 MHz, weil die Wahrscheinlichkeit für Es auf 28 MHz größer ist als auf 50 MHz. Außerdem gibt es oft den Fall, dass, wenn das Radar auf 50 MHz arbeitet, keine Echos empfangen werden, obwohl es 6m-Bedingungen gibt, die durch Kontakte belegt werden. Der Grund dafür sind Kräuselungen der Schicht und Fokussierung [7], was mehr auf 50 MHz auftritt als auf 28 MHz. Die Kräuselungen und Fokussierungen verursachen oft, dass sich der abgesetzte Empfänger in einem Es-„Loch“ befindet, besonders, wenn sich der Radar-Sender 145 km entfernt befindet.

Abb. 1: 26. November 2011, 6 m ist offen nach West-Australien (WA), der VK Logger [8] zeigt Spots und den Ort des Radar-Backscatter-Echos, der Radar-Reflektion. Auch zu sehen sind die vom Chirp-Radar aus Richtung 260 Grad mittels SpectrumLab empfangenen bzw. ausgewerteten Daten. Der Rauschpegel liegt bei ca. -55 dB.

Abb. 1 zeigt das Radarergebnis aus Richtung 260 Grad auf 50 MHz. Das Radar wurde zuerst in Richtung der direkten Strecke nach Perth in Richtung 275 Grad getestet, aber es wurden keine Backscatter-Echos erhalten. Die Antennen wurden dann weiter nach Süden gedreht und das maximale Backscatter-Echo wurde aus Richtung 260 Grad festgestellt. Das direkte Signal liegt bei 345 ms in Abb. 1 mit einem Chirp-Signal-Rauschverhältnis (S/N_c) von 30 dBm, welches als Entfernung Null gesetzt wird, während die Backscatter-Antwort zwischen 4.5 und 10 ms später kommt als das direkte Signal mit einem S/N_c von ca. 27 dB. Das entspricht einer Backscatter-Zone zwischen 675 und 1500 km in Richtung 260 Grad, wie in Abb. 1 gezeigt, und indiziert, dass das Backscatter-Signal höchstwahrscheinlich von einer Es-Schicht kommt und nicht von der F-Schicht. Durch Verwendung der obigen Gleichungen 4 bis 10, kann der für diesen Pegel von Backscatter bei 800 km benötigte Wasseroberflächen-Gewinn mit ca. 42 dB berechnet werden. Der VKLogger-Radar-Spot [8] wird ebenfalls für die selbe Zeit gezeigt. Auch in Abb. 1 zu sehen ist ein verbreitertes Signal mit bis zu 12 dB S/N_c , das vor dem direkten Signal auftritt. Das ist ein dopplerverschobenes Signal, dass leicht durch Wechsel des Radars in den CW-Modus gemessen werden kann. Das Ergebnis ist in Abb. 2 gezeigt.

Abb. 2: Messung der dopplerverschobenen Komponente des retournierten Signals mittels SpectrumLab. Diese ist zentriert bei ca. +45 Hz mit einer Breite von 60 Hz von 15 Hz bis 75 Hz. Das direkte Signal ist die helle Linie bei 1505 Hz, die keine Dopplerverschiebung aufweist.

Mittels Gleichung 1 erhalten wir die Geschwindigkeit des rückstreuenden Objektes mit zwischen 162 km/h und 810 km/h. Diese Geschwindigkeit ist in der Nähe der typischen Windgeschwindigkeiten in der E-Schicht und zeigt an, dass es eine Vielzahl an Turbulenzen und Scherungen gibt, was in einem Backscatter-Signal von der Es-Schicht resultiert. Dieses Backscatter ist die Ausbreitungsart, die oft für Kommunikation auf 50 MHz genutzt wird und die Dopplerverschiebung verursacht oft die beobachtete Verzerrung.

Gleichung 2 liefert einen Wert für den Bereichsfehler, wenn das Radar im Chirp-Modus verwendet wird. Dieser Bereichsfehler liegt zwischen -37,5 ms und -7,5 ms und er kann nun in Verbindung mit Gleichung 3 und dem gemessenen Bereich von -32,5 ms bis -5 ms verwendet werden, um den tatsächlichen Bereich von 5 ms bis 2,5 ms zu erhalten. Das entspricht einer Entfernung des Backscatter-Objekts von 750 km bis 225 km. Wenn diese Distanzen verdoppelt werden, erhalten wir Werte von 1500 km und 450

km, was sehr nah an den Entfernungen des Fußabdrucks der vorher erwähnten Bodenreflektion liegt. Es ist interessant anzumerken, dass die höchste Dopplerfrequenz vom am weitesten entfernten Teil der Es-Irregularität stammt.

Das Backscatter-S/N_c aus Abb. 2 beträgt ca. 12 dB bei -18 ms vom direkten Signal. Dieser Teil des Backscatters ist ca. 500 km entfernt. Mittels Verwendung der obigen Gleichungen können wir berechnen, dass der Backscatter-Koeffizient ca. 17 dB ist, um das gemessene S/N_c zu erhalten. Wenn man annimmt, dass der Backscatter-Koeffizient für Es ca. 0.01⁴ ist, dann hat das Backscatter-Objekt eine Fläche von ca. 10.000 m² (100 m x 100 m, Gleichung 11), was passend erscheint für eine vertikale Wellenlänge der Es-Kräuselungen von ca. 2 km [21]. Dies ist ein ganz anderes Ergebnis für Es-Backscatter als für Backscatter von der Erdoberfläche, wie wir später sehen werden.

Folglich nehmen wir an, dass der Backscatter-Doppler direkt von den Es-Kräuselungen stammt. Der Mechanismus ist in Abb. 2a gezeigt [9, 10]. Das Bild (von Harrison hinzugefügt) stammt aus Wikipedia [10].

Abb. 2a: Aus [9]. Illustration von Kelvin-Helmholtz-Wellen bei Es in ca. 100 km Höhe als ein Agens für Back- und Sidescatter. Das Bild rechts ist eine visuelle Verdeutlichung von Kelvin-Helmholtz-Wellen in der unteren Atmosphäre in ca. 3 bis 5 km Höhe. Dies ist der Mechanismus, der die Wellungen, Knitterungen, Kräuselungen und Falten der Es-Schicht hervorruft (so wie es von verschiedenen Autoren beschrieben wurde).

Ein weiteres interessantes Detail ist, dass sich die Es südlich der direkten Strecke nach Perth für die in Abb. 1 gezeigten Verbindungen befindet. Das könnte bedeuten, dass die Kontakte nicht über die direkte Großkreisstrecke gemacht wurden, sondern mittels Sidescatter an der Es-Schicht, das durch Schichtkräuselungen, hervorgerufen durch die Windscherung in der Höhe der Es-Schicht, verursacht wird. Das wird weiter unterstützt durch die Tatsache, dass die Antwort des Boden-Backscatters von einer Strecke weiter südlich als der direkten Strecke nach Perth stammt. Die Kontakte nach Perth in Abb. 1 sind deshalb wahrscheinlich über 2 Hops via Sidescatter an den Irregularitäten der Es-Schicht erfolgt. Dieses Beispiel hat folglich gezeigt, dass Backscatter von Es mit Dopplerverschiebung möglich ist und, dass Sidescatter von Es-Kräuselungen ebenfalls möglich ist.

Abb. 3: 26. November 2011, 260 Grad: Backscatter-Signale mit Messungen der Dopplerverschiebung im CW-Radar-Modus auf 50 MHz über 30 Minuten.

Aufnahmen Nr. 1 bis 7 von links.

Die Aufnahmen erfolgten ab 45 Minuten nach den Daten in Abb. 2.

Direkte Signale ohne Dopplerverschiebung sind die hellen Linien.

In Abb. 3 werden Aufnahmen von Messungen der Geschwindigkeit der Es-Kräuselungen für eine 30-minütige Periode gezeigt. Die erste Aufnahme links zeigt eine positive Dopplerverschiebung, die dann in Richtung und durch Null läuft, um dann in Aufnahme 4 eine negative Dopplerverschiebung aufzuweisen. In Aufnahme 5 hat sich diese in zwei Teile aufgeteilt, was wahrscheinlich durch aufgrund von Windscherung induzierten wirbelförmigen Strukturen verursacht wird [11]. In Aufnahme 6 wird das dopplerverschobene Signal schwächer und in Abb. 7 ist es verschwunden. Das wird in [11] wie folgt erklärt: "Die Dopplerweite der Spektren ist assoziiert mit der Geschwindigkeitsverteilung des Scatterers innerhalb des durch den Radarstrahl ausgeleuchteten ionosphärischen Volumens. Wenn die Turbulenz der Hauptgrund des Backscatters ist, gibt die spektrale Breite einen Anhaltspunkt für die Intensität der Turbulenz." Das ist in Abb. 4 gezeigt.

Abb. 4: Entwicklung der Dopplergeschwindigkeit und Breite bei Backscatter-CW-Messungen auf 50 MHz. Zeit in Minuten nach der ersten Messung in Abb. 3.

In Abb. 4 beträgt die maximale Geschwindigkeit in der Sichtlinie -150m/s und liegt damit deutlich höher als die in [11] genannten Geschwindigkeiten von 20m/s. Ursache dafür ist wahrscheinlich, dass die in [11] erwähnte Messmethode ein vertikales Echoradar (bei 53 MHz) benutzt, während die Daten in Abb. 4 von einer horizontalen Messung stammen, was wahrscheinlich bedeutet, dass die Hauptwindströmung in der E-Schicht in horizontaler Richtung erfolgt und so eine höhere Dopplerverschiebung in Sichtrichtung erzeugt. Geschwindigkeiten bis zu 150m/s wurden in [12] berichtet.

⁴ Ich habe keine Informationen über Backscatter-Korrelationskoeffizienten für Es-Kräuselungen oder für die Erdoberfläche im Kontext gefunden, der hier angewendet wird.

Der Wind in Blickrichtung beginnt in Richtung CW-Radar und schwächt sich dann ab bevor er verschwindet. Die gemessenen Geschwindigkeiten sind wahrscheinlich ein Ergebnis der Kräuselungen, die sich in den Es-Schichten bewegen. Whitehead [13] sagt, dass *"wir uns es als eine ziemlich glatte horizontale Ionisations-Schicht verbildlichen können, die nur einige wenige km dick ist und sich über 1000 km in der Horizontalen ausdehnt, aber diese leichten Kräuselungen in sich hat"*.

Wenn die Signale in bestimmte Richtungen mit sich bewegenden Kräuselungen fokussiert werden, sieht das Ergebnis aus wie sich bewegende Wolken. Das wird in [14, 20] diskutiert. Kennedy und Zimmerman [14] sagen:

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

Auch liegt die Breite des Dopplers in Abb. 4 von bis zu 70m/s im Bereich von 20 bis 150m/s, der in [12] genannt wird. Da die Breite des Dopplers in Bezug zur Turbulenz steht, ist es begründet, dass die Dopplerbreite ähnlich für horizontale und vertikale Messungen ist.

Weitere Ergebnisse, die ähnlich zu den oben erhaltenen sind, wurden am 18. und 21. Januar 2012 erhalten, und dienten dazu, zu bestätigen, dass die oben beschriebenen Messergebnisse wiederholt werden können.

Es-Backscatter-Messungen auf 28 MHz

Die Chirp-Radar-Messung in Abb. 5 zeigt Es-Backscatter-Echos, die aus 60 Grad Azimut aus einer Entfernung von bis zu 11.100 km erhalten wurden und die dabei den Äquator überquerten. Es sind 7 eindeutige Echos sichtbar, die 7 Hops anzeigen. Zur Zeit der Messung gab es ein abschirmendes Es-Ereignis bei den Ionosonden in Canberra und Sydney, so dass keine Reflektionen aus der F-Schicht ersichtlich sind. Die Nullstellen der beiden ersten F-Schicht-Sprünge würden bei etwa 3100 und 6200 km erscheinen. Bei diesen beiden Orten gibt es ein klares Echo, das anzeigt, dass an diesen Orten Es involviert ist. Weiter sind all diese Sprung-Distanzen konsistent mit typischen Es-Sprung-Entfernungen, sie sind in Tabelle 1 aufgelistet. Weil in Tabelle 1 durchschnittliche Entfernungen genannt sind, kann man nicht annehmen, dass dieses genau die Entfernungen bei jedem Sprung sind. Tatsächlich ist es sehr wahrscheinlich, dass multiple Ausbreitungsmoden bei den Sprüngen 1 und 2 auftreten, so dass irgendwelche Annahmen über die individuellen Entfernungen unkorrekt sein können. Es ist auch offensichtlich, dass die Spitze der Amplitude der Echos bei jedem Sprung nicht bei dem exakten Vielfachen einer bestimmten Distanz ist. Wenn angenommen wird, dass alle Sprünge eine gleiche Distanz von ca. 1500km (10ms) haben, ist es schwierig eine brauchbare Übereinstimmung mit den gezeigten Entfernungen der einzelnen Echos zu erhalten. Es gibt auch eindeutige Nullstellen zwischen jedem Sprung, was den Fakt bestärkt, dass jedes Radarecho ein getrenntes Ereignis ist und dass multiple Backscatter-Signale nicht überlappen, die andernfalls den Bereich zwischen den Sprüngen füllen würden.

Abb. 5: Eine Chirp-Radar-Backscatter-Messung auf 28 MHz um 05:38 UTC am 13. Juni 2012. Die Antennenrichtung ist 60 Grad. Die Entfernung für jedes Echo ist in km markiert, die Entfernung Null ist das direkte Signal. Das Signal bei 450 ms, das vor dem direkten Signal ankommt, ist ein dopplerverschobenes Echo von einem Flugzeug. Die Echos bis 550 ms sind alle Backscatter-Echos, so dass die Entfernung durch Multiplikation der Zeit des direkten Signals in ms mit 150 gefunden wird. Das Signal bei 603ms ist Ergebnis eines Vorwärtsscatter-Signals für eine Erdumrundung, so dass die Entfernung erhalten wird durch Multiplikation der Zeit des direkten Signals in ms mit 300.

Das Signal bei 603ms in Abb. 5 stammt von einer Erdumrundung und wird wahrscheinlich durch einen Mix aus Es- und F-Schicht-Ausbreitung, mit einem dominierenden Wellenleiter-F-Schicht-Mode, erreicht. Siehe Diskussion weiter unten in diesem Artikel.

Eine weitere interessante Beobachtung aus Abb. 5 ist, dass zwischen den Sprüngen 1 und 2 der Verlust sehr niedrig ist. Danach gibt es eine Reduzierung des Niveaus von 20 dB zwischen Sprung 2 und 3 (10 dB in jede Richtung), aber dann gibt es nur noch einen minimalen Verlust zwischen jedem Sprung bei den Sprüngen 3 bis 7. Die Zahl der Reflektionen für den 7. Sprung beträgt insgesamt 14 Es-Reflektionen (vor- und rückwärts) und insgesamt 12 Bodenreflektionen. Die Reflektion vom letzten Sprung geschieht mittels Backscatter. Backscatter tritt nur einmal für jedes retournierte Signal auf. Die große Zahl von Vor- und

Rückreflektionen illustriert, dass es möglich sein kann, 14 Sprünge in einer Reihe zu haben, bis zu über 20.000km, es muss nur Es in einer ausreichend großen horizontalen, ionisierten Schicht vorhanden sein. Es wird auch etwas Signalabschwächung in der D-Schicht für jeden Durchgang geben. Bei jedem Reflektionspunkt ist der Verlust sehr niedrig, aufgrund der fast streifenden Reflektionswinkel [7, 15]. Um den Verlust durch die Ausbreitung beim Radar über Distanzen von 22.000km (was zweimal der Verlust von 11.000km ist) auszugleichen, muss es etwas Verstärkung auf der Ausbreitungsstrecke geben.

Hop	Sprung- entfernung	Tageszeit	Signal/ Noise S/Nc
1	900 km	Tag	35 dB
2	2100 km	Tag	33 dB
3	2100 km	Abend	12 dB
4	1125 km	Nacht	10 dB
5	1227 km	Nacht	17 dB
6	2148 km	Nacht	10 dB
7	1350 km	Nacht	8 dB

Tabelle 1: Sprungentfernungen für jeden der 7 Sprünge zusammen mit dem S/Nc, berechnet aus Abb. 5. Da die Echos der ersten beiden Sprünge breit sind, wurde hier die Entfernung für den Mittelpunkt berechnet, was dann evtl. nicht den tatsächlichen Reflektionspunkt repräsentiert, der verwendet wird, um die weiter entfernten Echos zu erhalten.

Das tritt wahrscheinlich auf, wenn das 10-m-Signal bei einem niedrigen Winkel von einer Wasseroberfläche zurückgetreut wird, so wie es der Fall bei von Es stammenden Signalen ist. Die rückstreuende Oberfläche muß Streubereiche haben, die in der Größenordnung von einer halben Wellenlänge liegen (in diesem Fall 5 m), um effektiv zu sein.

Hop	Berechneter Strecken- verlust	Gemessener Strecken- verlust PI	Benötigter Backscatter- koeffizient Gb
1	244 dB	191 dB	53 dB
2	268 dB	193 dB	75 dB
3	297 dB	214 dB	83 dB
4	305 dB	216 dB	89 dB
5	311 dB	209 dB	102 dB
6	318 dB	216 dB	102 dB
7	323 dB	218 dB	105 dB

Tabelle 2: Die berechneten Verluste der Radarstrecke gehen vom Freiraumstreckenverlust aus. Bei jedem Hop wurde auch der Verlust für den D-Schicht-Durchgang und der Reflektionsverlust berücksichtigt, sowie der sprunghafte Verlust von 10 dB zwischen den Hops 2 und 3, um der Messung in Abb. 5 zu entsprechen. Jeder Sprungverlust wurde dann verdoppelt, um den Gesamt-Radarverlust zu erhalten. Der gemessene Streckenverlust wurde mittels der empfangenen S/Nc-Werte aus Tabelle 1 berechnet

zusammen mit den zuvor erwähnten Systemparametern. Der zusätzliche Backscatter-Koeffizient Gb, der benötigt wird, um das gemessene S/Nc zu erhalten, ist in der letzten Spalte angegeben.

Der Backscatter-Oberflächengewinn (Gleichung 11), kann verwendet werden, um die Größe der Oberfläche abzuschätzen, die nötig ist, um die benötigten Backscatter-Koeffizienten in Tabelle 2 zu erhalten. Wenn der Backscatter-Korrelationskoeffizient C_c 0,001 ist (siehe Fußnote 1 weiter oben), ist ein Bereich von 10.000 qkm (100 km x 100 km) ausreichend, um die benötigte Verstärkung zu erhalten. Da bei jedem Rückstreupunkt die Seeoberfläche involviert ist, scheinen diese Werte vernünftig. Die Rauheit der Wasseroberfläche beeinflusst auch das Ausmaß der Rückstreuung. Es gibt einen Anstieg des Backscatter-Koeffizienten mit zunehmender Entfernung, was wahrscheinlich in Bezug steht zur Ausweitung des Fußabdrucks mit zunehmender Entfernung.

Zur Zeit der in Abb. 5 gezeigten Messungen gab es Es-Verbindungen auf 50 MHz zwischen VK3 und VK4 mit Signalstärken bis zu S9. Der Einwegstreckenverlust zum 1. Sprung wird mit 122 dB auf 28 MHz angenommen (die Hälfte des berechneten Streckenverlustes für den 1. Sprung in Tabelle 2). Wenn der Systemgewinn von 180 dB für 2 kHz Bandbreite verwendet wird, dann wird der Einweg-Signalpegel auf 28 MHz ungefähr S9 ($S/N = 180 \text{ dB} - 122 \text{ dB} = 58 \text{ dB}$) betragen, was ganz ähnlich dem Einwegsignalpegel zu dieser Zeit auf 6m ist.

Das S/Nc aus Tabelle 1 bis zum 7. Sprung ist 8 dB bei 11.000 km, was einen gemessenen Radarstreckenverlust von 218 dB ergibt (Gleichung 7). Ein geschätzter Einwegstreckenverlust von 161,5 dB (die Hälfte des berechneten Streckenverlustes für den 7. Sprung in Tabelle 2), liefert den berechneten Gesamt-Radarstreckenverlust von 323 dB, was einen Backscatter-Koeffizienten (G_b) von 323 dB - 218 dB = 105 dB erfordert. Folglich wird ein S/N für einen Einwegkontakt auf 28 MHz (unter Nichtberücksichtigung des Backscatterkoeffizienten, da er bei einem Einwegkontakt nicht verwendet wird) berechnet als $G_s - 161,5 \text{ dB} = 180 \text{ dB} - 161,5 \text{ dB} = 18,5 \text{ dB}$, d.h. nahe bei S3 (unter Annahme, dass die

Schätzung des Einwegstreckenverlustes von 161.5 dB richtig ist.

Die drei weitesten Sprungdistanzen in Tabelle 2 liegen alle über 2100 km. Die Tatsache, dass die Sprünge nicht alle die gleiche Länge haben, wird der Neigung und Fokussierung zugeschrieben, die durch Windscherungen auftreten und Unterschieden in der Höhe der Es-Schichten auf der 11.000 km langen Strecke [7, 13].

Ausgehend von einem konventionellen Konzept für Es, das Multihop-Ausbreitung über 11.000 km unterstützt, wären danach sieben Es-"Wolken" an der exakt richtigen Position und zur richtigen Zeit nötig. Das ist sehr unwahrscheinlich und eine bessere Erklärung könnte sein, dass es eine geknitterte Schicht von Es über den gesamten Bereich gibt („Faltungen, Kräuselungen oder Wellungen“ in einer Schicht aus Elektronen/Ionen, wie Prof. David Whitehead es einst einführte [13]). Wie zuvor diskutiert, werden die individuellen Es-Reflektionspunkte dann kontrolliert durch die Höhe der Schicht an jedem Punkt, die Natur der „Knitterungen“ und die Streckengeometrie. Wie zuvor im Abschnitt über Es auf 50 MHz gezeigt, ist es möglich, dass Es-Sidescatter entlang der Strecke auftreten könnte, so dass die in Abb. 5 gezeigten Ergebnisse nicht das Resultat einer direkten (Großkreis-) Strecke sein könnten.

Das Ergebnis in Abb. 5 zeigt auch, dass es Multihop-nEs-Ausbreitung über lange Strecken zur Zeit der südlichen Wintersonnenwende gibt. Folglich ist es wahrscheinlich, dass der selbe Mechanismus zur Sommersonnenwende vorhanden ist, zur der in den letzten Jahren viele Verbindungen zwischen VK und Nord- und Südamerika gemacht wurden, siehe Abb. 6. Viele dieser Verbindungen wurden gemacht als die Sonnenfleckenanzahl sehr niedrig war.

Weiter zeigt Abb. 6 Multihop-Es auf 50 MHz, das möglicherweise bis zu einer Entfernung von mehr als 10.000 km läuft. Das bistatische Chirp-Radar liefert damit einen weiteren Beweis, dass nEs tatsächlich einer der Weitverbindungs-Modi ist, und hier sogar den Äquator überquert, und das auf 50 MHz.

Das S/N_c bei 10.000 km beträgt 15 dB, was einen gemessenen Radarstreckenverlust von 231 dB (Gleichung 7) ergibt. Eine geschätzte Einwegstreckenverlust von 154.4 dB ergibt dann einen Gesamt-Radarstreckenverlust von 309 dB, was einen Backscatterkoeffizienten (G_b) von $309 \text{ dB} - 231 \text{ dB} = 77 \text{ dB}$ erfordert. Daraus wird das geschätzte S/N für einen Einweg-50-MHz-Kontakt (unter Weglassung des Backscatterkoeffizienten) $G_s - 154.5 \text{ dB} = 45.5 \text{ dB}$, oder ca. S7 (unter Annahme, dass der geschätzte Einwegstreckenverlust korrekt ist). Im selben Prozess würde ein Einweg-Kontakt auf 50 MHz über 1100 km zur selben Zeit aus der Messung in Abb. 6 ein S/N von ca. 64 dB oder $S_{9+15} \text{ dB}$ haben. In Abb. 6 wird durch die Auffüllungen zwischen den Hauptechos angezeigt, dass multiple Ausbreitungsmodi vorhanden sind, so dass nach ca. 5000 km die Radarechos komplett verschmiert sind. Das ist also ein Gegensatz zu den in Abb. 5 zu sehenden Echos, wo die individuellen Echos sehr ausgeprägt sind.

Folglich ist es wahrscheinlich, dass nEs ein oft auftretender und verwendeter Modus für Kontakte auf 50 MHz über weite Entfernungen ist und dass die von Higasa [16] aufgestellte Hypothese über short-path summer solstice propagation (SSSP) etwas begrenzt ist.

Abb. 6: 0230 UTC am 22. Januar 2010 aus Richtung 50 Grad auf 50 MHz. nEs-Messungen aus [2] zeigen klar den Beweis für 4 Es-Sprünge. Wenn das retournierte Signal mit der Antwort ohne Signal verglichen wird, gibt es einen klaren Beweis von Echos aus einer Entfernung aus 10.000 km. Das Echo bei 7600 km ist eine Störung aus den eigenen Geräten.

Nach 1000 km gibt es eine deutliche Auffüllung zwischen jedem Sprung, was die Anwesenheit von multiplen Ausbreitungsmodi anzeigt.

Das Thema nEs/SSSP wird auch tiefgehend von Harrison in [7] diskutiert und er sagt:

„Für mich versagt Higasas Hypothese an zu vielen Schlüsselpunkten. Außerdem wissen wir, dass die Strecken nicht mittels F2-Ausbreitung oder troposphärischer Ausbreitung oder Duct-Ausbreitung komplettiert werden. Die verbleibende Option ist, dass SSSP-Ausbreitung durch Multihop-Es ermöglicht wird (nEs, Abb. 25). Der nächste Schritt wäre, den zu den Kontakten passenden Beweis zu finden.“

Die nEs-Messungen, die in Abb. 5 (28 MHz) und Abb. 6 (50 MHz) gezeigt wurden könnten tatsächlich der Beweis für die nEs-Hypothese von Harrison in [7] sein und der von Kennedy und Zimmerman in [14] gesucht wurde. Wenn die berichteten 50-MHz-DX-Kontakte tatsächlich mittels nEs liefen, wie die Hinweise nun nahelegen, können alle Bedenken hinsichtlich Verzerrungen, exzessiver Abschwächung und Streuung als limitierende Faktoren [14, 16] verworfen werden.

Vergleich der 28-MHz- und 50-MHz-Es-Messungen

Die Frage, die sich nach den Messungen auf 28 MHz stellt ist: Können 28-MHz-Backscatter-Messungen verwendet werden als ein Indikator für Ausbreitung auf 50 MHz? Um das zu beantworten, wurden

engmaschige Chirp-Radar-Messungen (im Minuten-Abstand) auf 28 MHz und 50 MHz gemacht. Die Ergebnisse zeigt Abb. 7.

Die retournierten Signale stimmen sehr gut überein, was anzeigt, dass sehr ähnliche Ergebnisse bei Es-Reflexionen und Oberflächenrückstreuung auf 28 MHz und 50 MHz erhalten werden. Das ist sehr vielversprechend. Das Konzept besteht darin, das 28-MHz-Chirp-Radar als Indikator für 50-MHz-Ausbreitung verwenden zu können.

Das 28-MHz-Signal in Abb. 7 (oben) erscheint bei einer etwas kürzeren Entfernung als das 50-MHz-Signal (unten), bei ca. 150 km, was anzeigt, dass die Sprungentfernung auf 28 MHz kürzer ist als auf 50 MHz. Der gleiche Effekt könnte auch im Ergebnis der Abb. 5 vorhanden sein, was in einem etwas größeren Bereich auf 50 MHz resultiert als auf 28 MHz gemessen wurde.

Unter Verwendung des Punktes des maximalen S/Nc bei 1500 km für 28 MHz und 50 MHz, wird der benötigte Backscatterkoeffizient für die Seewasseroberfläche mit 56 dB für 28 MHz und mit 57 dB für 50 MHz berechnet. Das entspricht einer Fläche von ca. 1 km Breite und 75 km Länge (75 km ist der minimal auflösbare Bereich) bei Verwendung des Korrelationskoeffizienten 0,001 wie zuvor. Kontakte auf 50 MHz zu dieser Zeit über die selbe Strecke liefen mit S9-Reporten. Eine Berechnung mittels der gemessenen Daten ergibt ein S/N für 2 kHz von 62 dB, was S9+10 entspricht.

Abb. 7: Messungen in engem Abstand (1 Minute) mit dem Chirp-Radar auf 28 MHz (oben) und 50 MHz (unten) um 04:15 UTC am 3. Juli 2012. Die beiden Spuren wurden so angeordnet, dass die direkten Signale jeweils am gleichen Ort liegen und die Zeitmaßstäbe gleich sind.

Das erste Echo in beiden Bildern stammt von Backscatter an der Erdoberfläche durch eine Es-Wolke in ca. 100 km Höhe. Die Boden-Backscatter-Antwort ist zwischen 1050 km mit einem Einfallswinkel von ca. 9 Grad und 2450 km mit nahe 0 Grad [9].

Das S/N auf 50 MHz beträgt ca. 27 dB, auf 28 MHz liegt es bei ca. 22 dB. Die beiden Antworten auf 50 MHz bei 765 und 762 ms stammen von Flugzeugen und erscheinen bei größeren Entfernungen aufgrund der Bereichsfehler durch die Dopplerverschiebung.

Auf 28 MHz um die Welt in 137.83 ms

Abb. 8 zeigt eine Chirp-Radar-Messung auf 28 MHz bis zu einer Entfernung von 100.000 km. Drei Echos sind vorhanden, bei 7000 km, 41.350 km (137.83 ms) und 82.700 km (2×137.83 ms). Matlab® wurde verwendet, um diese Werte aus den Vorderflanken dieser Impulse zu berechnen. Die erste "Spitze" ist eine Oberflächen-Backscatter-Reflexion via F-Schicht, während die zweite Spitze eine erste Weltumrundung (around-the-world, ATW) darstellt und die dritte Spitze eine zweite.

Solche ATW-Signale wurden zuerst von Hess im Jahr 1948 [17] gemessen, wo er eine Ausbreitungszeit von 137.78 ms berichtet hat. Als Frequenzen wurden 10 und 20 MHz verwendet. Der Wellenleiter-Mode bei F-Schicht-Ausbreitung wurde sehr gut von Carera et al. im Jahr 1970 [18] beschrieben. Die Zeitmessungen des ersten und zweiten ATW-Signals in Abb. 8 weisen eine Abweichung von 0.05 ms gegenüber den Messungen von Hess auf, obwohl die Messung in Abb. 8 auf 28 MHz lief. Das zeigt, dass die ATW-Ausbreitungsmechanismen auf 10 bis 20 MHz dieselben wie die auf 28 MHz sind.

Auch gibt es keine Dopplerverschiebung auf dem ATW-Signal, weil es keine signifikanten Signale irgendwo in der Nähe der Position des ATW-Signals gibt, was eine durch einen Bereichsfehler verursachte Dopplerverschiebung anzeigen würde. Das erste und zweite ATW-Signal ist je ca. 300 km breit (bei den -3dB-Punkten nach der Vorderflanke des Signals), was anzeigt, dass es dort einige bis zu 1 ms verzögerte Anteile gibt, die nach dem ersten Signal folgen (Dispersion). Im Vergleich ist das direkte Signal bei 0 km nur 75 km breit (an den -3dB-Punkten), was an der Auflösungsgrenze für einen 2 kHz breiten Chirp liegt. Die Tatsache, dass das erste und zweite ATW-Signal das selbe Maß an Dispersion aufweisen, zeigt an, dass, wenn einmal laufend, die ATW-Signale keiner weiteren Dispersion durch zusätzliche Modes, wie weitere F-Schicht-Boden-Sprünge, unterliegen. Der direkte Schluß daraus ist, dass, sobald in der F-Schicht laufend, die Signale innerhalb dieser über die ganze Strecke weiter laufen.

Abb. 8: Chirp-Radar-Messungen auf 28 MHz um 04:56 UTC am 14. Juni 2012. Senderichtung 270 Grad, Empfangsrichtung 90 Grad. Der Signalverarbeitungsgewinn beträgt 46 dB, was einem S/N von -16 dB in einer 2 kHz Bandbreite entspricht. Der Maßstab auf der X-Achse ist 300 km/ms. Das erste ATW-Signal hat seine Vorderflanke bei 41.350 km (137.83 ms) und das zweite bei 82.700 km (275.66 ms). Das Signal bei 7000 km ist tatsächlich ein Backscatter-Echo von der Erde von einem ersten Sprung via F-Schicht in 3500 km Entfernung.

Die ATW-Signale laufen von 1275 km bis 1575 km weiter als die Oberfläche der Erde, was einer Radiusvergrößerung entspricht, auf dem die Radiowellen sich bewegen, der im Bereich von 203 km bis

250 km liegt, in der Höhe der F-Schicht. Dies ist eine weitere Bestätigung dafür, dass die Signale bei oder sehr nahe der F-Schicht laufen, was für einen Wellenleiter-Ausbreitungsmodus spricht und nicht für einen Multihop-Modus, weil dieser eine Vergrößerung bei der Entfernung, als gemessen wurde, verursachen würde.

Die Azimut-Winkel, die beim Senden und Empfangen verwendet wurden, liegen nahe bei denen, die von Fenwick und Villard [21] berichtet wurden. Die Vorhersage von weiten ATW-Signalen mit HamCap [19] bestätigt ebenfalls, dass die verwendeten Azimut-Winkel nahezu korrekt sind. Ein ATW-Signal könnte auf 28 MHz für ein CW-QSO ausreichen, da das S/N von -16 dB (30-46 dB) bei 2 kHz Bandbreite nahe am minimal nutzbaren Level für CW liegt: Für eine Bandbreite von 200 Hz würde das S/N in CW -6 dB betragen.

Das Ergebnis zeigt auch, dass ATW-Signale auch auf 50 MHz vorhanden sein könnten und gegenwärtig läuft eine Messkampagne, um festzustellen, ob dies so ist. Wenn es 40 dB mehr Verlust auf 50 MHz als auf 28 MHz gibt, dann sollte mit 2 x 12 dBi Antennen und 100 Watt das S/N des Chirp-Radars bei ca. 5 dB liegen, was detektierbar wäre. Der nächste Schritt wäre dann, eine 50-MHz-CW-Verbindung in diesem Mode zu machen, um den weit möglichsten Longpath-Kontakt über 40.075 km zu machen. Die Zukunft wird es zeigen.

Schluß

Das Chirp- und CW-Radar wurde erfolgreich in einer Anzahl von Modes eingesetzt, um verschiedene Ausbreitungsarten zu betrachten, die in Bezug zu Es- und F-Schicht-Ausbreitung stehen. Für Entfernungen bis 11.000 km wurde gezeigt, dass nEs ein brauchbarer Mode ist. Es ist auch wahrscheinlich, dass nEs verantwortlich ist für viele 50-MHz-Kontakte der nördlichen und südlichen Hemisphäre. Wenn das der Fall ist, denn sind Bedenken hinsichtlich Signalverzerrung und starkem Streckenverlust bei nEs-Ausbreitung [14, 16] unbegründet.

Wenn der nEs-Mode brauchbar bei den mit dem Radar gemessenen Entfernungen ist, dann ist es auch möglich, dass die 50-MHz-Kontakte über weite Entfernungen zwischen VK/NA (Sommer-/Winter-sonnenwende) mittels nEs laufen. Es sollte deshalb möglich sein, nEs-Kontakte zwischen VK und Europa auf 50 MHz während der Sonnenwendenperioden zu machen, ohne dass alle 11 Jahre auf die Sonne (für F2) gewartet werden muss. Es ist auch vernünftig anzunehmen, dass gute Radarechos auf 28 MHz ein Indikator für die Möglichkeit von nEs-Öffnungen auf 50 MHz sind. Die ATW-(Around-the-world)-Ergebnisse auf 28 MHz führen zu der Möglichkeit, diesen Mode auch auf 50 MHz zu untersuchen.

Danksagung

Ich danke Roger Harrison, VK2ZRH, für die kritische Durchsicht dieses Artikels und für das Liefern vieler der sehr hilfreichen Referenzen.

Referenzen

Siehe oben am Ende des englischen Textes.



Fig. 9 & 10: VK3OE's remote site, thus VK3OER, is an internet connected (3G and microwave to DSL) remote site using solar power. The remote rig units are used to provide connection (see remoterig.com). The site is at 570m and has a clear take off in all directions well below 0 degrees except in the direction of Mt Alexander where the horizon is at +1 degrees. Frequencies are 14 MHz, 21 MHz, 28 MHz, 50 MHz and 144 MHz. Left antennas, right take off to Europe.

Development and Real World Replication of Modern Yagi Antennas (III) - Manual Optimisation of Multiple Yagi Arrays

by Justin Johnson, G0KSC

Within this article we will discuss optimisation of Yagi stacking distances required in order to achieve the cleanest, tightest patterns / Front to Rear (F/R). While the DL6WU formula does provide a good basis from which to work, it is my finding that this calculation is more suited to more traditionally optimised Yagis than ultra clean Yagi antennas.

Objectives

In my last article [1] I suggested we would look at stacking of OWL (Optimised Wide band Low impedance) Yagis but will start with an 11 element 144MHz LFA Yagi.

I have been asked for some large, complex stacked arrays in more recent years and in the interest of keeping radiation patterns as tight as the original single Yagi (or as close as possible), have spent time manually adjusting stacking distances in order to ensure best results. By best results, I mean to include symmetry in the final results while maintaining or bettering both F/R and F/B (Front to Back ratio) and avoiding (where possible) random 'spikes' appearing within either the elevation or azimuth planes.

It is important to note that this optimisation is not being carried out for absolute best sky temperature and/or G/T although the results prove not to be too far away from optimum in these areas. However, by achieving very high levels of F/R and reducing any 'spike' lobes to an absolute minimum, real-world experiences in terms of general noise level and/or birdies can be substantially reduced.

How Yagis really look electromagnetically?

In more recent times we have become used to seeing ARRL style antenna plot tapers which perhaps make Yagis focused more heavily on gain than pattern, look better on paper than their on-air performance would suggest. To put this into perspective, below are two plots of the same 14 element G0KSC OWL 'Gain Focused' Yagi

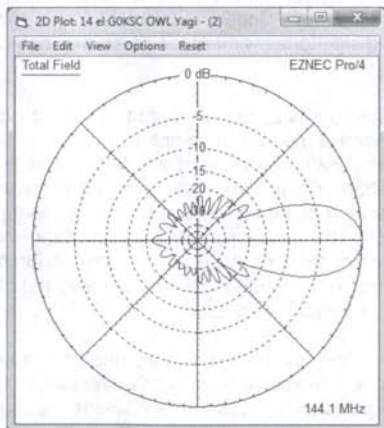


Fig. 1: 14 el. OWL Yagi ARRL style plot

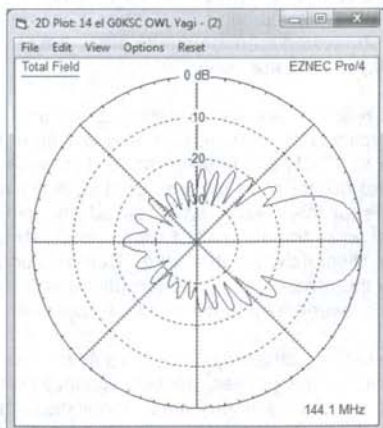


Fig. 2: Ditto, but linear scale

Fig. 1 above shows the elevation plot of this antenna in free space as we are used to viewing Yagis by means of an ARRL style plot, while fig. 2 presents the same antenna in a linear format. When comparing the forward lobe to all side lobes (in particular those beneath the antenna where these lobes will be looking at your shack, your neighbours and any other earth-side noise sources) the antenna appears to

be far less impressive. However, the reverse applies when looking at lobes suppressed to levels better than 30dB. Take the following examples of an OWL with off-set folded dipole driven element where the feed point and dipole off-set has been arranged in favour of less unwanted lobes towards ground.

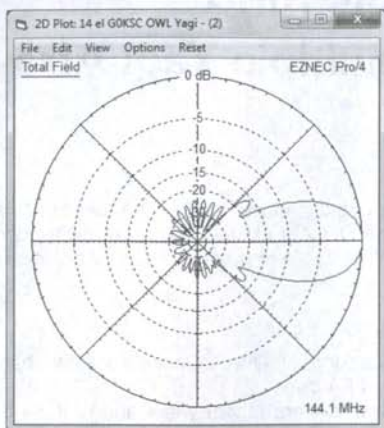


Fig. 3: 14 el. OWL high suppression, ARRL style

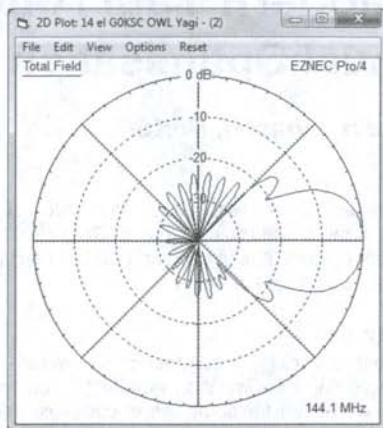


Fig. 4: Ditto, linear scale

When comparing the above plots (fig. 3 and fig. 4), a much more impressive level of suppression is seen from 45 degrees backwards in both examples, but when directly comparing the linear results of fig. 2 and fig. 4, we can begin to understand why hams see much lower 'real world' noise levels when using Yagi antennas optimised for minimum unwanted lobes.

Stacking more than 2 antennas in any direction

As mentioned above I have had many request both commercially and self-build for multiple Yagi arrays which extend with more than 2 antennas per plane. I had previously found that using the well regarded DL6WU formula produced interesting results with my Yagis. In many cases, going above the suggested stacking distance for a given array resulted in increased G/T figures (and in most cases, reduced sky temperature too) although side lobes became very large indeed. 'Under-stacking' (2 Yagis) from the DL6WU suggested measurements often drastically reduced side lobes without too much of a compromise in both sky temperature and G/T.

The first result above was puzzling to me until I went back to basics on the output that Tant produces when predicting sky temperature and G/T figures. The standard method of comparison used within Tant (and the VE7BQH list) is taken at 30 degrees elevation angle and therefore, if any larger side lobes (at this angle) do not point towards ground, a fair representation of assessment or comparison may not be seen. It is for this reason, when asked my opinion on stacking distances, I tend to ask the requirement and location of the suggested array, establish boom length and the purpose of use and then manually optimise. Ultimately, a tighter (than DL6WU suggested figures) stacking distance is the result although to maintain the levels of suppression (along with the avoidance of unwanted lobes or 'spikes') the stacking distance between each antenna needs to increase, the more Yagis are added.

This is often the case only when 2 Yagis are used (in either direction which could include an H frame with 4 antennas). If using these stacking distances with 4 or more of the same Yagi in any direction, in order to maintain pattern symmetry and cleanliness, the stacking distance between each antenna needs to increase; the more Yagis are added, the greater the distance required between each Yagi.

The results vary from one Yagi style/size to another and there is no fixed guideline to be used but the importance of manual optimisation should be considered when looking at multiple stacked Yagi configurations. Generally, if a single large spike sticks out from an otherwise clean pattern, the spacing between Yagis is not optimum. As an example, I have provided some plots for 11 element 144MHz LFA Yagis.

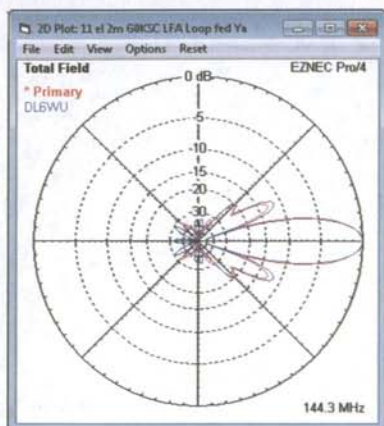


Fig. 5: 2x11 el. 3,35m (blue) vs. 3,2m (red) stack

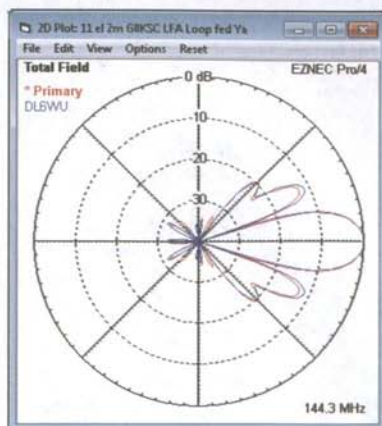


Fig. 6: Ditto, linear scale

Fig. 5 shows two plots overlaid using the typical ARRL style plots. The first example is 2 x 11el LFAS stacked at the DL6WU calculated 3.35m (vertical stack) versus the GOKSC calculated 3.2m spacing. The difference in unwanted lobes is quite marked (although forward gain is virtually identical). Not so much in the forward lobes, but those above and beneath the array. Fig. 6 shows the linear plot for the same arrangement which really highlights the difference in the two configurations. The lobes directly pointing upwards from the array would not be so troublesome but certainly the lobes pointing straight down could cause problems with unwanted noise. If this array with a 3.35m stacking distance was installed on your shack, these lobes could be susceptible to picking up shack noise. If being a part of a H frame with 4 antennas and being elevated, even at very high angles this array could still have Earth directed side lobes and thus susceptible to picking up unwanted noise. One note to make is the single antenna is extremely quiet to start with and therefore, with less quiet Yagis, the potential exists for more/larger unwanted lobes. Therefore, it is always good to experiment with various stacking configurations in software, before selecting an antenna for use as a part of a station. Now let us take a look at 4 antennas stacked using these same two sets of spacing.

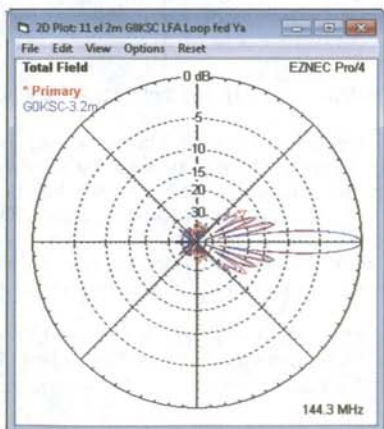


Fig. 7: 4x11 el., 3,35m (red) vs. 3,2m (blue) stack

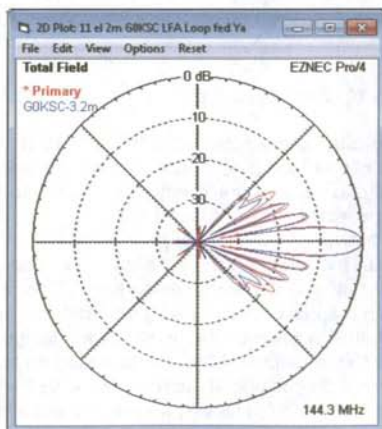


Fig. 8: Ditto, linear scale

Again it is the linear plot where we can see how much more linearity and symmetry the side lobe progression has with the 3.2m stack. So is this under-stacking or not?

I mentioned above that the more antennas there are in the stack, the greater the distance needed between them. To prove this point, I would like to conduct two experiments. The first plot below (fig. 9) shows 4 x 11el stacked at just 3.1m apart. The second plot (fig. 10) provides data for 2 antennas stacked at just 3.1m apart.

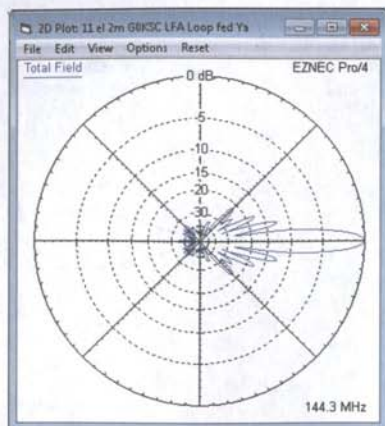


Fig. 9: 4x11 el., 3.1m stack

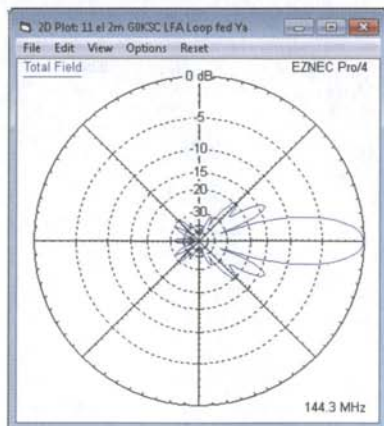


Fig. 10: 2x11 el., 3.1m stack

Within fig. 9, a clear 'spike' lobe appears at the back end of the lobe stack (at +/- 45 deg) which is not there on the 4 stacked 11els that were stacked at 3.2m, where as the 2 antennas stacked at 3.1m look perfectly reasonable (in fig. 10) and as you would expect from a well stacked pair of 11 element Yagis. From this, I would draw the conclusion that the 4 x 11els are under stacked to the point of detriment at this spacing while the 2 x 11els, even though the same stacking distance is applied, are not.

Let us now take a look at the results, if we were to stack 8 of these antennas, one above the other.

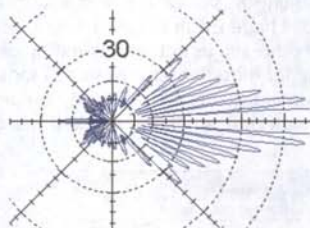


Fig. 11: 8x11 el., 3.2m

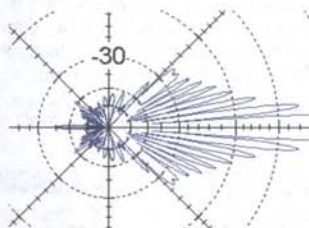


Fig. 12: 8x11 el., 3.25m

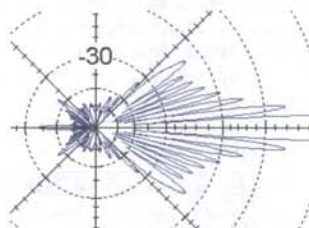


Fig. 13: 8x11 el., 3.35m DL6WU

This time, due to the size of the lobes from such a quiet array being so small, I have zoomed in on the centre section of the plot in order to best analyse them. Fig. 11 shows the plot as would be if we used the previously successful (for 4 antennas) 3.2m spacing. Note that linearity of the side lobes has been lost due to the extra-long final side lobe. Fig. 13 shows 8 of these antennas stacked at 3.35m (DL6WU) spacing between each antenna and a similar level of pattern loss is observed in addition to a loss in F/B. The plot in the middle (fig. 12) shows the results should we extend the individual antenna spacing from 3.2m per antenna to 3.25m per antenna. This time, symmetry and linearity has been restored to the plot along with the F/B of fig. 11 being retained.

We are half way towards the huge stack I designed and built for 9A2AE of 16 x 11el 144MHz LFA so I will conclude this experiment by adding a second bank of 8 x 11el next to the first set. The DL6WU formula suggests a side spacing of 3.61m. Fig. 14 below compares the azimuth plot of 16 x 11el spaced using this spacing, with the 2.7m I finally selected to recommend.

Notice the huge lobes in Fig. 14 using the standard DL6WU calculated spacing? Should the two banks of 8x11el be spaced at 3.61m, signals within either side lobe would be less than 2 S points down on the main lobe. However, using the much closer spaced example in fig. 15 (2.7m spacing) a much tighter (and for me more acceptable) overall pattern is achieved.

Conclusion

I have not conducted these experiments with DL6WU antennas, only my own designs and therefore, I cannot validate if the same kind of results will be seen using DL6WU or other Yagi designs.

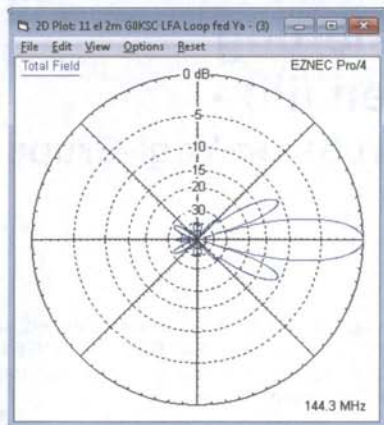


Fig. 14: Azimuth plot, 16x11 el., 3.61m (H) stack (DL6WU)

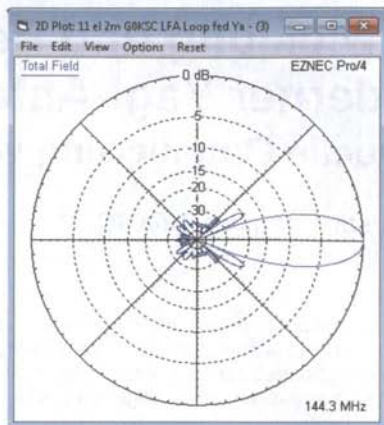


Fig. 15: Ditto, 2.7m (H) stack

However, I can conclude that by applying manual optimisation to more complex stack arrays, a cleaner final pattern may result than from using 'stock' DL6WU formula.

9A2AE installed the above array this summer and has had excellent results. He previously had installed 8 very long commercial Yagis and has noted a marked drop in unwanted noise from directions other than where the antennas are facing. Sky temperature and G/T are an excellent method of comparison when looking at Yagi antennas for weak signal working. However, this should not be the first and final aspect when selecting an antenna. Before you can expect to see differences in receive weak signals as a result of warm earth, you need to overcome man-made noise sources which are likely to be a far greater issue.

If unsure whether giving up a few 10ths of a dB gain is worth the extra dBs of suppression of unwanted noise, it might be worth building 2 small antennas of the same size. One optimised for gain, the other for heavily suppressed side and rear lobes and comparing them in your environment. You just might be very pleasantly surprised.

Reference

[1] Justin Johnson, G0KSC, Development and Real World Replication of Modern Yagi Antennas (II), DUBUS 3/2012, pp. 91

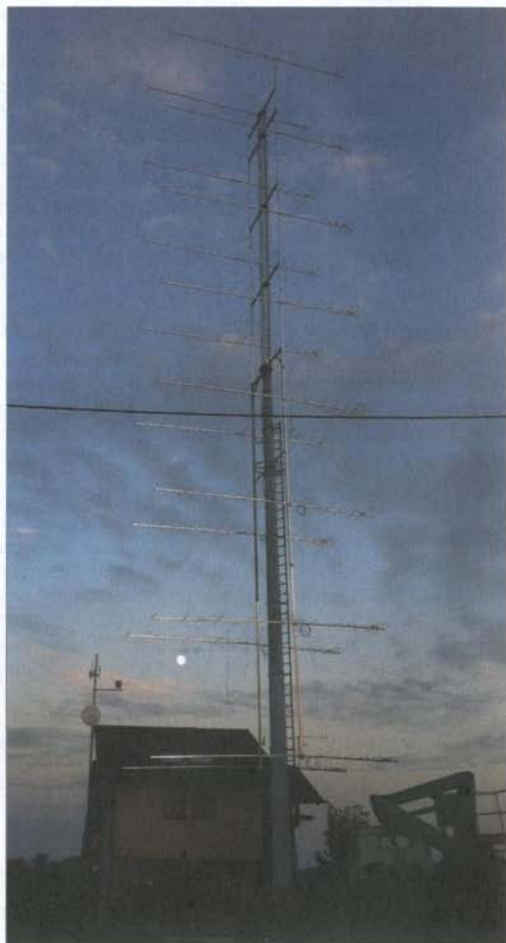


Fig. 16: The 9A2AE 16 x 11 el. 2m array

Entwicklung und Realisierung moderner Yagi-Antennen (III) - Manuelle Optimierung von größeren Yagi-Gruppen

von Justin Johnson, G0KSC

In diesem Artikel werde ich die Optimierung von Stockungsabständen bei Yagis diskutieren, um das sauberste, engste Diagramm und beste Vor-/Rückverhältnis zu erhalten. Die DL6WU-Formel liefert eine gute Ausgangsbasis, aber ich habe herausgefunden, dass diese Berechnungen mehr für traditionell optimierte Yagis passen als für Yagis mit extrem sauberem Diagramm.

Zielsetzung

In meinem letzten Artikel [1] hatte ich angekündigt, dass wir als nächstes die Stockung von OWL-Yagis (OWL = Optimised Wide band Low impedance) untersuchen werden, wir werden hier aber jetzt zuerst mit einer 11-Element-144-MHz-LFA-Yagi beginnen.

In den letzten Jahren wurde ich danach gefragt, wie man große, komplexe Yagi-Gruppen so stockt, dass die Diagramme möglichst ähnlich gut bleiben, wie das der einzelnen Ausgangs-Yagi. Ich habe deshalb manuell Stockungsabstände variiert, um beste Ergebnisse zu erhalten. Mit besten Ergebnissen meine ich auch im Endergebnis eine Symmetrie zu erhalten, wobei das F/R und F/B erhalten bleiben oder verbessert werden und zufällige Spitzen (Zipfel) im Azimut- oder Elevationsdiagramm vermieden werden. Wichtig ist anzumerken, dass diese Optimierung nicht in Richtung der absolut besten Rauschtemperatur und/oder des G/T vorgenommen wird. Dennoch zeigen die Ergebnisse, dass sie nicht weit davon entfernt liegen. Natürlich können in der realen Welt mittels hohem F/R und durch Reduzierung von Nebenzipfeln auf ein absolutes Minimum der Störpegel und Pfeifstellen merklich reduziert werden.

Wie sehen Yagis elektromagnetisch betrachtet tatsächlich aus?

In der Vergangenheit waren wir daran gewöhnt, Antennendiagramme im ARRL-Stil zu sehen, was vielleicht den Fokus mehr auf den Gewinn als auf das Aussehen des Diagramms gelegt hat und auf dem Papier besser aussieht als die Leistung in der Realität erwarten ließe. Um das zu verdeutlichen werden in Abb. 1 und Abb. 2 zwei Plots von ein und derselben 14-Element-G0KSC-OWL-Yagi gezeigt, die auf Gewinn getrimmt ist.

Abb. 1: 14-Ele.-OWL-Yagi im ARRL-Diagramm-Stil

Abb. 2: Dito in linearer Darstellung

Abb. 1 zeigt das Elevationsdiagramm dieser Antenne im Feiraum, so wie wir es vom ARRL-Stil her kennen, während Abb. 2 das selbe Diagramm in einem linearen Format zeigt.

Wenn man die Hauptkeule mit allen Nebenzipfeln vergleicht (speziell mit denen unterhalb der Antenne, die in Richtung des eigenen Shacks, zu den Nachbarn und anderen Rauschquellen am Boden zeigen), wirkt die Antenne hier (in Abb. 2) deutlich weniger beeindruckend.

Das Umgekehrte ist der Fall, wenn man die Zipfel betrachtet, die auf Niveaus besser als 30 dB unterdrückt sind.

Es folgt das Beispiel einer OWL-Yagi mit Faltdipol mit Offset als Speiseelement, bei der der Speisepunkt und Offset zugunsten geringerer unerwünschter Zipfel in Richtung Grund optimiert wurden.

Abb. 3: 14-Ele.-OWL, nebenzipfeloptimiert, im ARRL-Stil

Abb. 4: Dito, lineare Darstellung

Wenn man die beiden Plots in Abb. 3 und Abb. 4 vergleicht, sieht man in beiden Fällen eine bessere Unterdrückung in Richtung 45 Grad nach hinten, aber, wenn man direkt das lineare Diagramm in Abb. 2 mit Abb. 4 vergleicht, dann kann man erst verstehen, warum Amateure in der realen Welt viel weniger störendes Rauschen haben, wenn sie Yagi-Antennen benutzen, die für minimale unerwünschte Zipfel optimiert wurden.

Stockung von mehr als 2 Antennen in beliebiger Richtung

Wie erwähnt hatte ich viele Anfragen von kommerziellen Anwendern und Hobbybauern, wie man am besten Yagi-Gruppen baut, die mehr als 2 Antennen pro Ebene haben. Zuvor hatte ich herausgefunden, dass die DL6WU-Formal bei meinen Antennen interessante Ergebnisse liefert. In vielen Fällen bewirkte die Vergrößerung des Wertes für den vorgeschlagenen Stockungsabstand für eine vorgegebene Gruppe ein verbessertes G/T (und in den meisten Fällen auch eine reduzierte Rauschtemperatur), obwohl die Nebenzipfel tatsächlich sehr groß wurden. Das Unterstocken (2 Yagis) gegenüber den DL6WU-Werten hat oft die Nebenzipfel drastisch reduziert, ohne Rauschtemperatur und G/T sehr zu beeinträchtigen. Das erste Ergebnis überraschte mich anfangs, aber ein Blick auf die Grundlagen der von Tant produzierten Ergebnisse bei Rauschtemperatur und G/T klärte es auf: Die Standard-Methode für den Vergleich bei Tant (und in der VE7BQH-Liste) arbeitet bei einem Elevationswinkel von 30 Grad und deshalb ist ein fairer Vergleich bei irgendwelchen großen Nebenzipfeln (bei diesem Winkel), die nicht zum Boden zeigen, kaum möglich. Aus diesem Grund frage ich, wenn ich nach meiner Meinung hinsichtlich Stockungsabständen gefragt werde, nach der Art des Standortes der Gruppe, den Anforderungen an die Antenne und dem Einsatzzweck, ermittle dann die Boomlänge und optimiere manuell. Letztlich ist das Ergebnis ein engerer (als von DL6WU vorgeschlagener) Stockungsabstand, obwohl er, um das Niveau der Unterdrückung (zusammen mit der Vermeidung von unerwünschten Zipfeln) zu erhalten, zwischen jeder Antenne wieder vergrößert werden muss, je mehr Yagis hinzugefügt werden.

Das ist oft schon der Fall, wenn nur 2 Yagis verwendet werden (in jede Richtung, was eine H-Anordnung mit 4 Antennen einschließt). Wenn man diese Stockungsabstände bei 4 oder mehr derselben Yagis in beliebigen Richtungen verwendet, muss man, um die Diagrammsymmetrie und Reinheit zu erhalten, den Stockungsabstand zwischen jeder Antenne vergrößern. Je mehr Yagis hinzugefügt werden, desto größer ist der zwischen den einzelnen Yagis erforderliche Abstand.

Diese Ergebnisse variieren je nach Yagi-Stil und Größe und es gibt keine feste Regeln, die man verwenden könnte. Die Wichtigkeit einer manuellen Optimierung sollte aber beachtet werden, wenn man große gestockte Yagi-Gruppen betrachtet. Generell ist ein Stockungsabstand zwischen Yagis nicht optimal, wenn eine einzelner großer Nebenzipfel aus einem ansonsten sauber aussehenden Diagramm heraussticht. Als Beispiel folgen einige Plots für 11-Element-144-MHz-LFA-Yagis.

Abb. 5: 2x11-Ele., 3,35m (blau) vs. 3,2m (rot)

Abb. 6: Dito, linear dargestellt

Abb. 5 zeigt zwei übereinandergelegte Plots im typischen ARRL-Stil. Das erste Beispiel sind 2 x 11 Ele. LFAs, die mit den nach DL6WU kalkulierten 3,35 m gestockt sind (vertikal gestockt), gegenüber den nach GOKSC berechneten 3,2 m Abstand. Der Unterschied bei den unerwünschten Nebenzipfeln ist ziemlich gut sichtbar (und der Vorwärtsgewinn ist virtuell identisch). Nicht so sehr bei den Vorwärtzipfeln, aber bei denen ober und unterhalb der Gruppe. Abb. 6 zeigt die lineare Darstellung für die selbe Gruppe, bei der der Unterschied wirklich gut herausgestellt wird. Die Zipfel, die direkt aus der Gruppe nach oben strahlen wären nicht so problematisch, aber die direkt nach unten zeigenden könnten sicherlich Probleme mit unerwünschtem Rauschen verursachen. Wenn diese Gruppe mit 3,35 m Stockungsabstand über dem eigenen Shack installiert wäre, könnten diese Zipfel empfindlich dafür sein, störendes Rauschen aus dem Shack aufzunehmen.

Als Teil einer H-Gruppe aus 4 Antennen und eleviert, könnte diese Gruppe selbst bei hohen Winkeln immer noch Seitenzipfel in Richtung Erde haben und wäre damit empfindlich dafür unerwünschtes Rauschen aufzunehmen. Anzumerken ist, dass diese Einzelantenne hier extrem ruhig ist und es deshalb bei weniger ruhigen Yagis ein entsprechendes Potential für mehr und größere unerwünschte Zipfel gibt. Deshalb ist es immer gut, mit unerschiedlichen Stockungskonfigurationen in der Software zu experimentieren, bevor man sich für eine Antenne als Teil der Station entscheidet. Nun wollen wir 4 der obigen Antennen mit denselben beiden verschiedenen Stockungsabständen betrachten.

Abb. 7: 4x11-Ele., 3,35m (rot) vs. 3,2m (blau)

Abb. 8: Dito, linear dargestellt

Wieder ist es der lineare Plot, bei dem wir sehen können, wie viel besser die Linearität und Symmetrie bei den Nebenzipfeln bei der mit 3.2 m Abstand gestockten Gruppe ist. Ist dies nun eine Unterstockung oder nicht? Ich habe oben erwähnt, dass je mehr Antennen sich in der Gruppe befinden, desto größer wird der benötigte Abstand zwischen ihnen. Um diesen Punkt zu beweisen, möchte ich zwei Experimente zeigen: Der erste Plot in Abb. 9 zeigt die 4 x 11 Ele. Gruppe mit nur 3.1 m Abstand. Der zweite Plot in Abb. 10 zeigt die Daten für 2 der Antennen ebenfalls bei 3.1 m Abstand.

Abb. 9: 4x11-Ele. mit 3.1m gestockt

Abb. 10: 2x11-Ele. mit 3.1m gestockt

In Abb. 9 sieht man einen deutlichen Zipfel am hinteren Ende der vorderen Nebenzipfelabfolge (bei +/- 45 Grad), der nicht bei den mit 3.2m gestockten 4 Antennen in Abb. 7 zu sehen ist, während die mit 3.1m gestockten 2 Antennen in Abb. 10 so perfekt aussehen, wie man von einer gut gestockten 2er-Gruppe erwarten würde. Daraus würde ich den Schluss ziehen, dass die 4x11 Ele. unterstockt sind und bei diesem Abstand beeinträchtigt sind, während die 2x11 Ele. mit genau dem gleichen Abstand dies nicht sind. Nun wollen wir die Ergebnisse für diese Antenne bei 8-facher Stockung übereinander betrachten.

Abb. 11: 8x11-Ele., 3.2m

Abb. 12: 8x11-Ele., 3.25m

Abb. 13: 8x11-Ele., 3.35m DL6WU

Hier habe ich aufgrund der kleinen Größe der Nebenzipfel bei einer solch ruhigen Antenne, jeweils einen vergrößerten Ausschnitt aus der Mitte des Diagramms gewählt, um besser analysieren zu können. Abb. 11 zeigt den Plot wie er mit dem selben zuvor bei der 4er-Gruppe erfolgreichen 3.2m Abstand wäre.

Man achte auf die verloren gegangene Linearität bei der Abfolge der Nebenzipfel durch den besonders langen letzten Zipfel. Abb. 13 zeigt 8 dieser Antennen gestockt im Abstand von 3,35m (DL6WU-Wert) und eine ähnliche Ausprägung bei der Diagrammverschlechterung, sowie ein Verlust beim F/B. Schließlich zeigt Abb. 12 in der Mitte das Ergebnis für 3.25m Stockungsabstand. Hier bleiben Symmetrie und Linearität im Diagramm erhalten, ebenso wie das F/B aus Abb. 11.

Nun sind wir auf halber Strecke bei einer großen Gruppe angelangt, die ich für 9A2AE entwickelt habe und die aus 16 x 11 Ele. LFA für 144 MHz besteht. Das Experiment wird nun abgeschlossen durch Hinzufügen einer zweiten Reihe von 8x11 Ele. neben der ersten. Die DL6WU-Formel ergibt dafür einen seitlichen Stockungsabstand von 3.61m. Die folgenden Abbildungen vergleichen die Azimut-Plots der 16x11 Ele. Gruppe mit 3,61m Abstand (Abb. 14) und 2.7m Abstand (Abb. 15), den ich letztlich ausgewählt und empfohlen habe.

Man beachte die großen Zipfel in Abb. 14 bei der Verwendung des Standard-Abstands nach DL6WU. Wären die beiden 8x11 Ele.-Hälften 3,61m auseinander montiert worden, wären die Signale zu beiden Seiten beim 1. Nebenzipfel nur 2 S-Stufen gegenüber der Hauptkeule abgesenkt. Bei Verwendung der viel engeren Stockung jedoch, wie im Beispiel in Abb. 15 mit 2,7m, wird ein viel engeres (und für mich akzeptableres) Gesamtdiagramm erreicht.

Abb. 14: Azimut-Plot, 16x11-Ele., 3.61m (H) nach DL6WU gestockt

Abb. 15: Dito, 2.7m (H) gestockt

Schluß

Ich habe diese Experimente nicht mit DL6WU-Antennen gemacht, sondern nur mit meinen eigenen Designs und deshalb kann ich nichts darüber sagen, ob die selben Ergebnisse auch bei DL6WU- oder anderen Yagi-Designs erhalten werden. Festhalten kann ich jedoch, dass durch manuelle Optimierung bei komplexeren Yagi-Gruppen am Ende ein saubereres Diagramm erhalten werden kann als mittels der üblichen DL6WU-Formel.

9A2AE hat die oben beschriebene Gruppe im Sommer 2012 installiert und hat exzellente Ergebnisse damit. Zuvor hatte er 8 sehr lange kommerzielle Yagis und im Vergleich dazu nun einen merklichen Abfall beim unerwünschten Rauschen aus den Richtungen, in die die Hauptkeule nicht zeigt. Rauschtemperatur und G/T sind eine exzellente Vergleichsmethode für Yagi-Antennen bei DX-Betrieb. Das sollte aber nicht der erste und letzte Aspekt sein, wenn man eine Antenne auswählt. Bevor man erwarten kann, Unterschiede beim Empfang schwacher Signale aufgrund der warmen Erde zu sehen, muss man die menschengemachten Rauschquellen ausschalten, was sicherlich das viel größere Problem ist.

Wenn man sich nicht sicher ist, ob man ein paar Zehntel dB Gewinn opfern sollte, um die extra dBs bei der Unterdrückung des unerwünschten Rauschens zu erhalten, kann es sinnvoll sein zuvor zwei kleine Antennen der gleichen Länge zu bauen. Eine optimiert auf Gewinn, die andere auf stark unterdrückte Seiten- und Rückzipfel. Damit kann man dann die eigene lokale Situation untersuchen und man wird eventuell sehr positiv überrascht werden.

Abb. 16: Die 16x11 Ele.-Gruppe für 2m bei 9A2AE

Referenz

[1] Justin Johnson, G0KSC, Development and Real World Replication of Modern Yagi Antennas (II), DUBUS 3/2012, pp. 91

Ideas for Diagonal Horn Antennas for 122 & 241 GHz

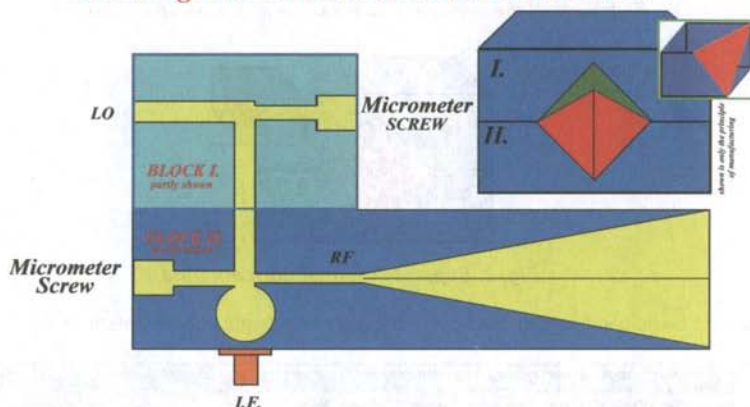
by Wolfgang Demmer, DD8BD

Introduction

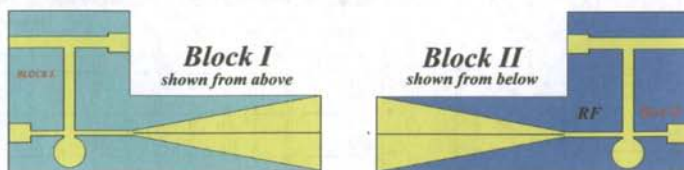
After a hint from Michael, OH2AUE, who suggested that diagonal horn antennas might be easier to fabricate than conical ones, I started to design some for 122 GHz and 241 GHz. I mainly used the program SABOR with a pyramidal horn model. Two solutions were considered: An antenna integrated into the mixer block (Fig. 1) and a separate antenna (Fig. 2).

MM-WAVE-MIXER

with integrated DIAGONAL HORN ANTENNA



Despite the circular seats for the micrometer-screws all waveguides are rectangular. In each of the two blocks only half the height of the wg is milled. The SMA-I.F. connection also gets a circular hole.



After manufacturing both blocks are screwed together !

Fig. 1: Mixer with integrated diagonal horn antenna

The basic principle of this approach is that such a horn antenna would consist of two equal halves. Thus one could mill a half of an four-sided tapered pyramid out of an aluminium block. This means that only a 90 degree angle is milled out of the material, but the centre edge of the half pyramid is at an angle with respect to the block sides. Drawn in 2 dimensions this edge looks like a bisecting line of an angle. The apex of the angle, i.e. of the pyramid, is just inside the WG aperture. The four sides of the pyramid have the same length. Thus the aperture of the antenna, i.e. the base of the pyramid, is a square. Assembling both halves together will result in the antenna. Due to the very short operating wave length (λ is

2.45mm and 1.24mm for 122 and 241 GHz respectively) all surfaces, especially ones that join together, have to be milled with a very even finish. In the end I chose to proceed with the separate diagonal horn antenna, as it is easier to construct if a mixer also has to be made from two halves.

Fig. 3 and fig. 4 show the results from SABOR. The square aperture of the horn is not shown here correctly, SABOR shows a rectangular picture. Different kinds of flanges were considered, which would consist also of 2 halves, following the same construction principle as the horn. Another solution would be to use a short WG section with 2 flanges as an adapter between the antenna and the mixer. Antennas with different lengths and gains were designed.

DIAGONAL HORNANTENNA

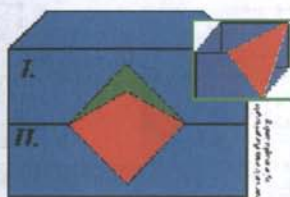
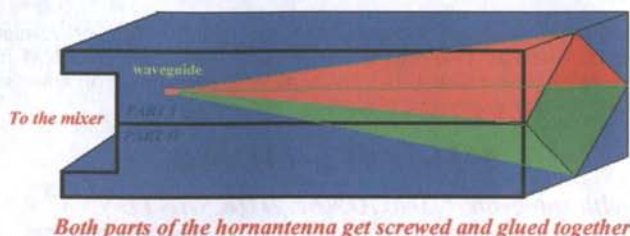


Fig. 2: Separate digonal horn antenna

Fig. 2 shows the basic construction principle of the separate diagonal horn antenna.

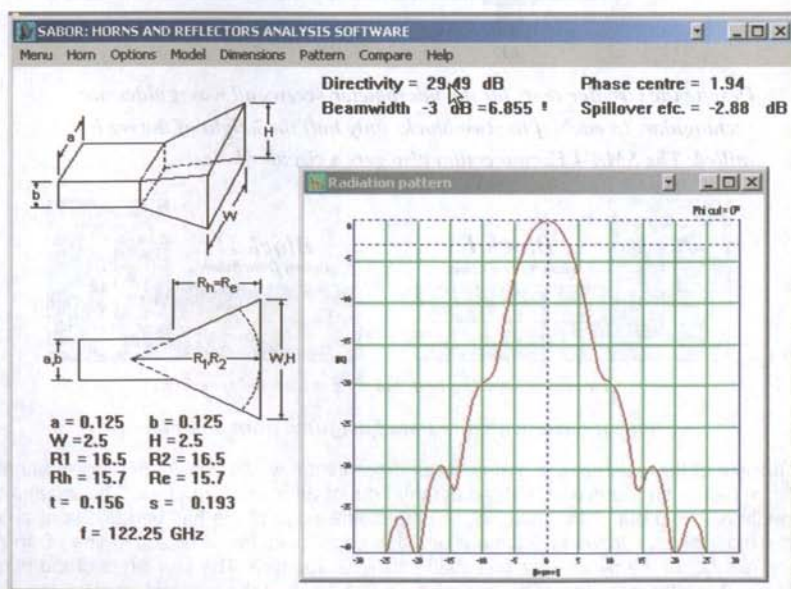


Fig. 3: SABOR results for the 122 GHz diagonal horn

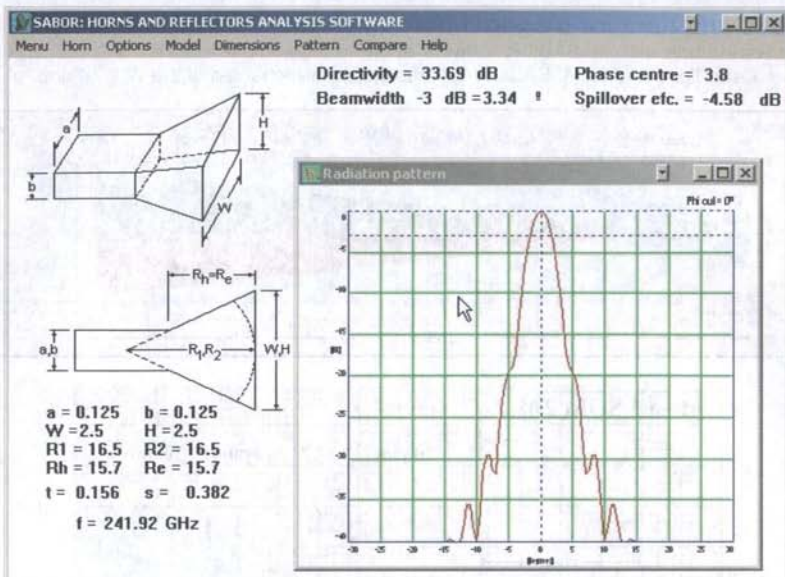


Fig. 4: SABOR results for the 241 GHz diagonal horn

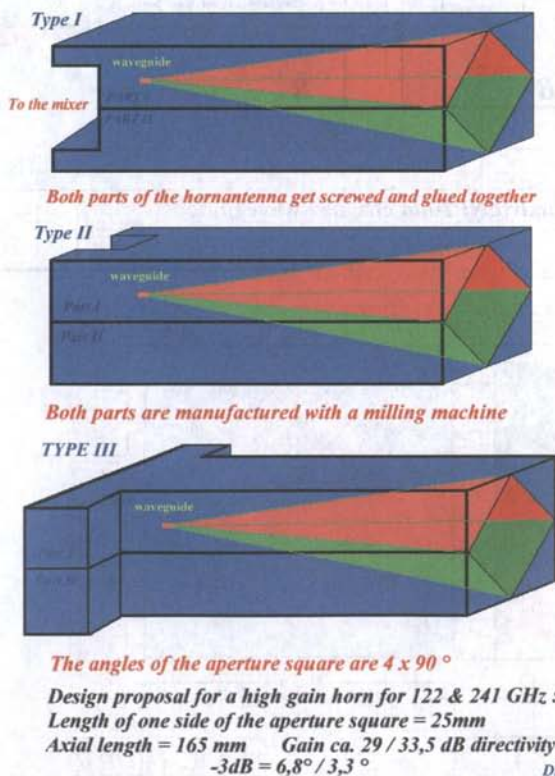


Fig. 5: Different solutions for a diagonal horn antenna for 122 & 241 GHz

Dimensions and data for diagonal horn antennas for 122 and 241GHz

Calculations were made with the SABOR software applying the same lengths for „W” and „H” values for a pyramidal horn, see fig. 3 and fig. 4. SABOR denotes the inner measures of the WG „a” and „b”.

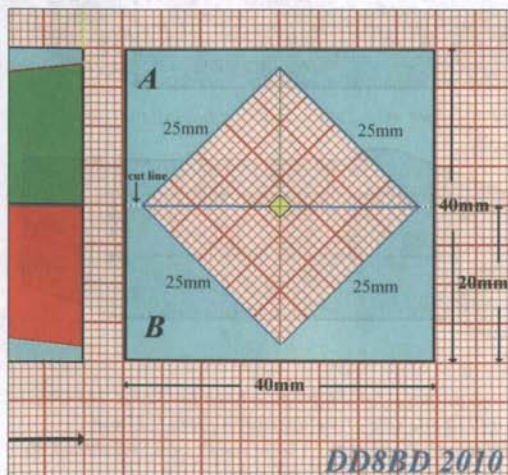
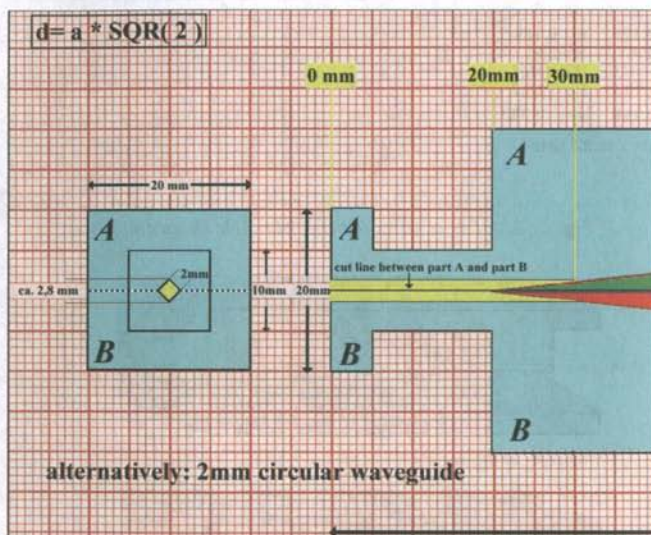
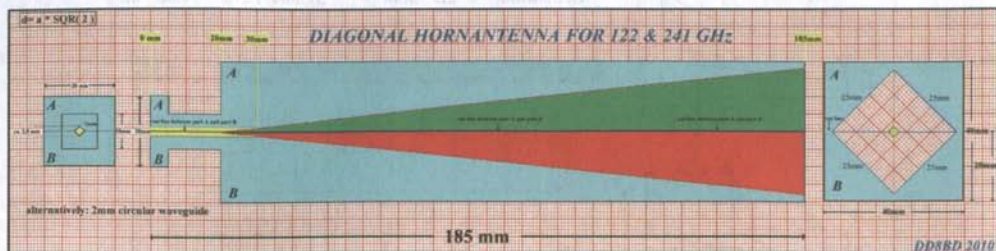


Fig. 6: Sketch for a diagonal horn with 165mm axial length

I tried to find dimensions for a square WG that would be ideal for 122 GHz with a cutoff frequency well below 120 GHz, which would give less WG attenuation on 122 GHz and would suppress the second harmonic from the CMA multiplier on 81.404 GHz. I also tried to find dimensions for the square WG that would be close to the 2mm circular WG of the mixer. First I tried 1.25mm x 1.25mm for the inner WG diameters, but the cutoff frequency was already 120 GHz. Using this for 241 GHz would be better. The average of side length and diagonal is 1.51mm.

An internal length of 1.8mm for the square WG seems to be more suitable for 122 GHz. The frequency range is then 104.2 to 157.5 GHz with a cutoff frequency of 83.3 GHz. The mean of the side length and diagonal is 2.175mm which suits very well to the 2mm circular WG of the mixer.

If one chooses 2mm for the WG side length, one get 93.8 to 141.8 GHz, but the cutoff frequency is 75 GHz and the second harmonic of the CMA multiplier would not be suppressed. The average of this side length and diagonal is 2.42mm. A possible adapter from circular WG to square WG could have a length of $\frac{1}{4}$ of the WG wavelength. For 122 GHz this would be 0.883mm, for 241GHz this would be only 0.333mm. In SABOR the axial length (height) of the pyramid is denoted with "R".

Frequency GHz	Axial length of the pyramidal horn "R" mm	Side length of the square aperture mm	Gain: directivity dB	-3dB aperture deg.	Phase centre position mm
241.920	165	25	33.69	3.34	38
122.250	165	25	29.49	6.855	19.4
241.920	100	19	31.33	4.746	31.8
122.250	100	19	27.09	8.965	13
241.920	50	13	27.83	7.207	23.3
122.250	50	13	23.89	13.18	5.73
241.920	30	10	25.85	8.965	10.8
122.250	30	10	21.63	17.05	3.33

Table 1

The gain values in table 1 are theoretical values. None of these antennas have yet been built and measured. A design for a high gain antenna with 33.7 dB gain (directivity) on 241 GHz and 29.5 dB on 122 GHz is shown in fig. 6. Values are from the top two lines in table 1. The gain values could be reached if the mechanical construction was perfect and if there were no design errors made by the author.

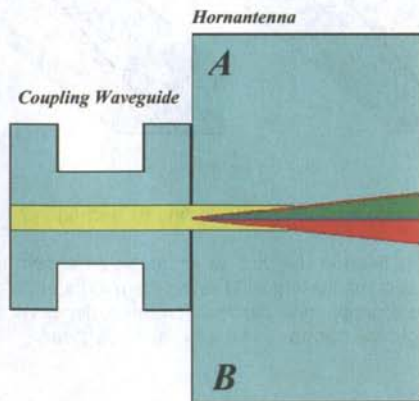


Fig. 7: Connecting the horn antenna with a separate WG piece



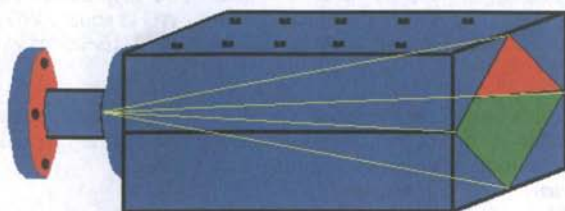
Fig. 8: Possible realisation of the WG adapter in Fig. 7

Instead of the solution in fig. 6 with the integrated WG and flange it could be an alternative to use a separate adapter piece to connect the horn to the mixer. See sketch in fig. 7 and a possible construction in fig. 8. The adapter could be milled from a round bar of aluminium using UG-387/U flanges and a 2mm WG diameter. Maybe the losses will be less then, because a small WG that is glued together from two

halves and difficult to screw together due to its small size would have more losses. After building both one would see which is the more practicable method mechanically (centring the WG) and which assembly has less loss.

The two halves of the antenna are screwed together and also bonded together with a thin film of conductive glue. See fig. 9. Material should be Aluminium. Flat bars of 20mm x 40mm size should be used. Larger sizes could be used, if the additional milling work is not an issue.

Both parts of the horn are screwed together



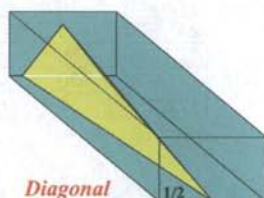
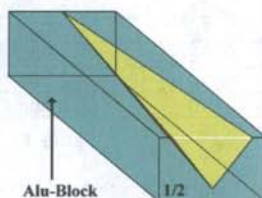
additionally a thin layer of silver epoxy glue is used

Fig. 9

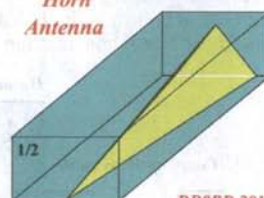
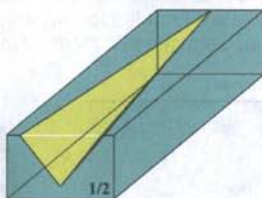
3-Achsen-Schraubstock
3-Axis-Vice



Fig. 10



Diagonal
Horn
Antenna



DD8BD 2010

Fig. 11

For milling the horn antenna halves a 3-axis vice is necessary, see fig. 10. In fig. 11 and fig. 12 I have tried to visualize the milling procedure.

The 3-axis vice is mounted on a cross table. The bar is fixed in the vice at an angle as shown in the picture. Then the cross table can be moved manually or automatically (CNC) along the middle edge of the half pyramid. The angle of about 10° is only valid for this example and depends on the dimensions of the antenna and its flare angle. For milling the 90 degree angle the bar has to be tilted at 45 degrees.

Conical Horn vs. Diagonal Horn

For comparison in fig. 13 a conical horn antenna for 122 GHz is shown, which has at least 15.5dBD gain. This antenna was milled by Bert, PE1RKI.

If one want to achieve higher gain with this antenna type, very long horns with very small flare angles would be necessary, which are hardly practicable. Such horns with lengths of tens of cm or even meters can not be built with amateur means.

I have designed a conical horn using PCAAD and SABOR which has 31.26 dB directivity and a -3 dB beamwidth of 4.75° . The length R (axis of the cone) is 10 cm and the diameter of the aperture is 2 cm. The difficulty to making such a horn antenna is the small flare angle of 12° , equivalent to 6° for $\frac{1}{2}$ flare

angle. If the gain is increased by another 3 dB, then a flare angle of about 8° would be necessary ($\frac{1}{2}$ flare angle 4°). This horn would be 20cm long (R) and have an aperture 2.8cm in diameter. Directivity would be 34.29 dB and the -3dB beamwidth 3.34° . This comparison shows why building diagonal horn antennas with higher gain should be easier by making them from 2 halves, assuming the necessary tools are available.

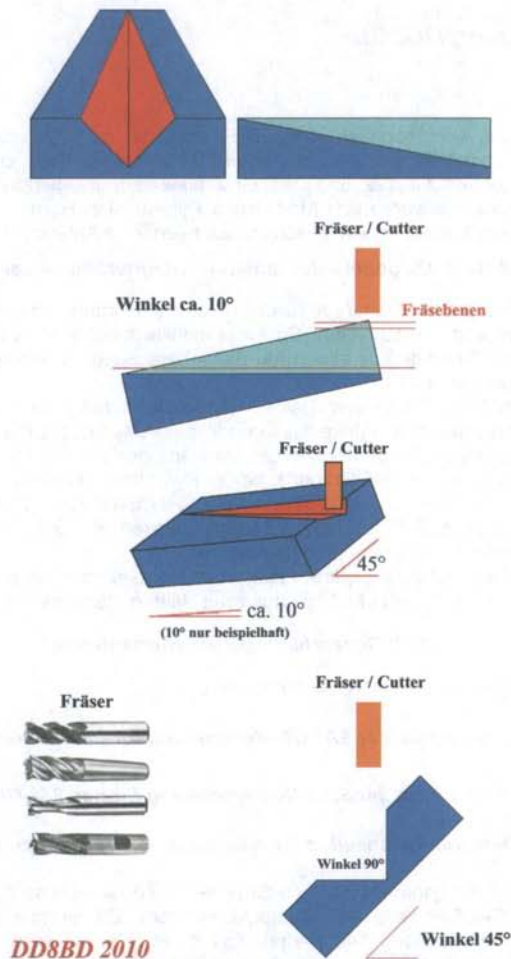


Fig. 12: Milling procedure for diagonal horns

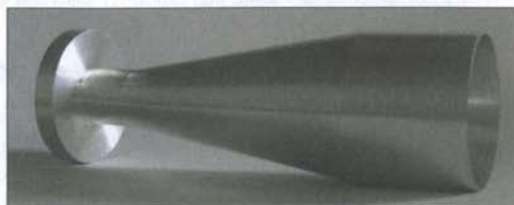


Fig. 13: Horn for 122 GHz, photo by Bert, PE1RKI

I want to thank Michael OH2AUE, Bert PE1RKI and Dietmar DL2DR for all their ideas, hints and encouragement. Vy 73 de Wolfgang, DD8BD

Ideen für Diagonale Hornantennen für 122 & 241 GHz

von Wolfgang Demmer, DD8BD

Aufgrund eines Hinweises von Michael, OH2AUE, der mir mitteilte, dass eventuell diagonale Hornantennen leichter herzustellen seien, als konische Hornantennen, setzte ich mich mit der Berechnung solcher Antennen für 122 und 241 GHz auseinander. Hierzu wurde hauptsächlich die Software SABOR verwendet. Es wurde das Modell des Pyramidalen Horns angewendet. Dann wurde eine Lösung überlegt: Infrage kamen eine im Mischblock integrierte Antenne oder aber eine separate.

Abb. 1: Diagonale Hornantenne integriert mit Mixer

Das Grundprinzip des Entwurfes beruht darauf, dass eine solche Hornantenne inklusive des Mixers aus zwei Hälften zusammengesetzt werden kann. So kann mithilfe einer Fräsmaschine jeweils eine halbe spitz zulaufende vierseitige Pyramide aus einem Alu-Block herausgefräst werden. Es wird quasi ein 90° -Winkel aus dem Material herausgefräst.

Allerdings verläuft die mittlere Kante der halben Pyramide schräg im Material. Zweidimensional gezeichnet sieht diese Kante wie eine Winkelhalbierende aus. Der Scheitelpunkt des Winkels (bzw. die Spitze der Pyramide) liegt bereits im Hohlleiter. Die vier Grundseiten der Pyramide haben die gleiche Länge. Die Öffnung der Antenne, also die Grundfläche der Pyramide, ist demnach quadratisch. Durch das Zusammenfügen beider Hälften entsteht dann die Hornantenne. Wegen der sehr kurzen Betriebswellenlänge (λ ist 2,45mm bzw. 1,24mm), müssen alle Oberflächen, insbesondere auch an den aufeinander liegenden Stellen, sehr plan gefräst sein.

Letztlich fiel die Entscheidung auf eine separate diagonale Hornantenne, da ein solches Projekt leichter zu realisieren ist, als wenn zusätzlich ein Mischer aus zwei Hälften dazu kommt.

Abb. 2: Separate diagonale Hornantenne

Abbildung 2 erklärt das grundsätzliche Konstruktionsprinzip.

Abb. 3: Ergebnisse der SABOR-Berechnung für das 122-GHz-Horn

Abb. 4: Ergebnisse der SABOR-Berechnung für das 241-GHz-Horn

Abb. 5: Verschiedene Designmöglichkeiten für eine diagonale Hornantenne für 122 & 241 GHz

Abb. 3 und 4 zeigen Berechnungsergebnisse von SABOR. Die quadratische Apertur des Horns ist aber nicht richtig dargestellt, SABOR zeigt ein rechteckiges Horn. Es wurden verschiedene Arten von Flanschen überlegt, die entsprechend des Bauprinzips dieser Hornantenne natürlich auch aus zwei Hälften bestehen, es sein denn, dass man ein kurzes Stück Hohlleiter mit zwei Flanschen als Übergang verwendet, mit dem die Antenne an den Mischer angeflanscht werden kann. Schließlich wurden Berechnungen zu Antennen mit unterschiedlicher Länge und unterschiedlichem Gewinn durchgeführt.

Maße und Daten für diagonale Hornantennen für 122 und 241 GHz

Die Berechnung erfolgte mit SABOR, wobei das „Pyramidal-Horn“ mit gleichen Maßen für die „W“- und „H“-Werte (siehe auch die Abbildungen) verwendet wurde.

Die Hohlleiterinnenmaße heißen in SABOR „a“ und „b“. Es bestand die Absicht, Maße für einen quadratischen Hohlleiter zu finden, die einerseits am besten für 122 GHz geeignet waren, wobei die Cutoff-Frequenz deutlich unter 120 GHz liegen sollte, was zu einer geringeren Hohlleiter-Dämpfung auf 122 GHz führen würde. Andererseits sollte die zweite Oberwelle, die bei 81,404 GHz liegt, vom CMA-Multiplier möglichst unterdrückt werden. Und schließlich sollte der Mittelwert des Hohlleitermaßes „a“ (bzw. „b“) und die sich daraus ergebende Länge der Diagonalen des quadratischen Hohlleiters möglichst nahe an den Durchmesser des 2mm-Hohlleiters im Mischer herankommen.

Zunächst verwendete ich als Eingabe für die Hohlleiterinnenmaße 1,25mm x 1,25mm. Leider liegt aber bei diesen Maßen die Cutoff-Frequenz bereits bei 120 GHz. Würde man die Hornantenne auch für 241 GHz verwenden wollen, wäre dieser Hohlleiter etwas günstiger. Der Mittelwert der Seitenlänge und der Diagonalen beträgt 1,51mm.

Doch eine innere Seitenlänge für den quadratischen Hohlleiter von 1,8mm, der dann zum 2mm-Rundhohlleiter führt, scheint für 122 GHz gut geeignet zu sein. Der Frequenzbereich liegt zwischen 104,2 und 157,5 GHz. Hier ergibt sich eine Cutoff-Frequenz von 83,3GHz. Der Mittelwert der Seitenlänge und der Diagonalen beträgt 2,175mm und passt ziemlich gut zum 2mm-Rundhohlleiter des Mischers.

Wählt man 2mm als Hohlleiter-Seitenlänge, ergibt sich ein Frequenzbereich von 93,8 bis 141,8 GHz. Jedoch liegt die Cutoff-Frequenz bei 75 GHz, so dass die zweite Oberwelle vom CMA-Multiplier nicht ausgefiltert wird. Der Mittelwert der Hohlleiter-Seitenlänge und der Diagonalen beträgt 2,42mm.

Ein eventueller Übergang von Rundhohlleiter auf quadratischen Hohlleiter könnte eine Länge von $\frac{1}{4}$ der Hohlleiterwellenlänge haben. Für 122 GHz wäre das eine Länge von 0,883mm, für 241 GHz wären es nur 0,333mm. SABOR nennt die Achsenlänge (bzw. Höhe) der Pyramide „R“.

Frequenz in GHz	Achsenlänge des pyramid. Horns "R" in mm	Seitenlänge der quadrat. Hornöffnung in mm	Gewinn in dB directivity	-3dB in °	Lage des Phasenzentrums in mm
241.920	165	25	33.69	3.34	38
122.250	165	25	29.49	6.855	19.4
241.920	100	19	31.33	4.746	31.8
122.250	100	19	27.09	8.965	13
241.920	50	13	27.83	7.207	23.3
122.250	50	13	23.89	13.18	5.73
241.920	30	10	25.85	8.965	10.8
122.250	30	10	21.63	17.05	3.33

Tabelle 1

Die in Tabelle 1 aufgeführten Gewinnangaben sind theoretische Werte, keines dieser Antennenmodelle konnte bislang wegen fehlender technischer Mittel realisiert werden. Es entstand u.a. ein Entwurf für eine Hochgewinnantenne, die auf 241 GHz einen möglichen Gewinn von 33,69 dB directivity und auf 122 GHz einen Gewinn von 29,49 dB directivity haben könnte (vgl. oben in Tabelle 1), wenn die mechanische Realisierung optimal gelingt und wenn beim Design nicht gegen physikalische Prinzipien verstoßen wurde (nicht SABOR, sondern ich als laienhafter Anwender der Software kann die Fehlerquelle sein!).

Abb. 6: Entwurf einer diagonalen Hornantenne mit 165mm langer Achse

Alternativ zur obigen Darstellung einer diagonalen Hornantenne mit integriertem Hohlleiter und Flanschanschluss bietet es sich an, ein separates Übergangsstück zu verwenden. Möglicherweise sind die Verluste dabei geringer, als wenn man einen Hohlleiteranschluss verwendet, dessen beide Hälften zumindest teilweise zusammengeklebt sind und dessen Hälften sich aufgrund des geringen Platzes nur schwerlich miteinander verschrauben lassen.

Abb. 7: Anschluss der Hornantenne über separaten Hohlleiter

Abb. 8: Koppelstück, das aus Aluminium gedreht wird

Der Hohlleiter dieses Koppelstücks hat 2mm inneren Durchmesser und verwendet den Flanschtyp UG-387/U. Sollte der Bau dieser diagonalen Hochgewinn-Hornantenne gelingen, wird mit Spannung daran gegangen, den realen Gewinn der Antenne mit Amateurmitteln auch im Vergleich zu einem Parabolspiegel zu ermitteln. Zunächst muss u.a. herausgefunden werden, ob sich der Flansch, so wie in der Abbildung dargestellt, die auf MM-Papier gezeichnet wurde, realisieren lässt, oder, ob besser ein separates Hohlleiterstück mit Flanschen als Übergang dienen soll, das aus einem Aluminium-Rundstab gedreht werden kann. Unklar ist, welche Lösung weniger Verluste mit sich bringen würde, und, welche Lösung weniger Zentrierungsprobleme hinsichtlich der Hohlleiter ergäbe.

Es ist vorgesehen, dass die beiden Teile der Hornantenne sowohl miteinander verschraubt, als auch miteinander verklebt werden (sehr dünne Schicht leitenden Klebers). Als Material ist Aluminium vorgesehen. Es sollen Alu-Flachstangen mit den Maßen 20 x 40 mm verwendet werden. Natürlich können auch größere Abmessungen gewählt werden, wenn die zusätzliche Fräsarbeit kein Problem darstellt.

Abb. 9: Darstellung der Verschraubung/Verklebung der beiden Hornhälften

Abb. 12: Visualisierung des Fräsens

Zum Fräsen einer solchen Hornantenne wird ein 3-Achsen-Schraubstock benötigt (siehe Abb. 10). Abb. 11 und 12 zeigen meinen laienhaften Versuch, die Herstellung einer Hälfte einer solchen Antenne mit der Fräsmaschine vorstellbar zu machen. Der 3-Achsen-Schraubstock wird auf einem Kreuzzisch montiert. In dem Schraubstock befindet sich das Werkstück entsprechend angewinkelt, wie in der Zeichnung dargestellt. Nun kann der Kreuzzisch per Handkurbel oder per digital gesteuertem Motor (CNC-Steuerung) entlang der mittleren Kante der halben Pyramide bewegt werden. Die Winkelangabe von ca. 10° bezieht sich nur auf das hier gezeichnete Beispiel. In der Praxis wird dieser Winkel durch die Abmessungen der jeweiligen Antenne (Pyramidenform) und den „flare angle“ bestimmt. Zum Fräsen des 90° -Winkels muss das Werkstück um 45° geneigt eingespannt werden.

Vergleich konisches Horn mit diagonalem Horn

Die folgende Abb. 13 zeigt zum Vergleich eine konische Hornantenne für 122GHz, die mindestens 15,5 dBD Gewinn hat. Diese Hornantenne wurde von Bert, PE1RKI, an der Drehbank hergestellt.

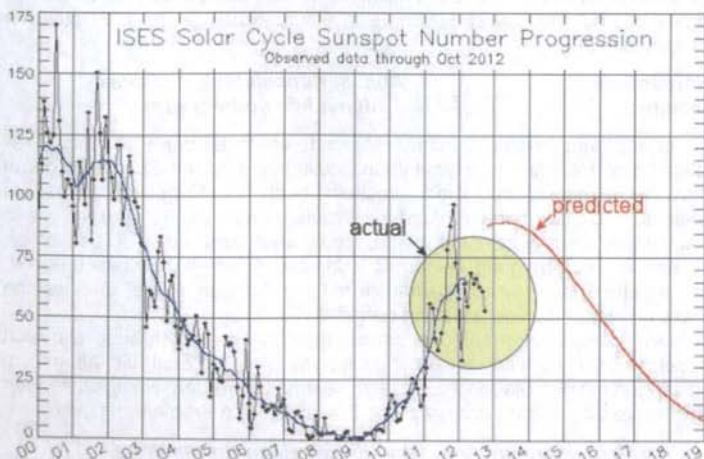
Abb. 13: Horn für 122 GHz, Foto von Bert, PE1RKI

Will man einen höheren Gewinn mit diesem Antennentyp erreichen, kommt man zu kaum handhabbaren und außerordentlich langen Hörnern bei einem sehr geringem Winkel des Konus. Daher sind derartige Hörner in der Länge von mehreren Dezimetern oder gar Metern mit Amateurmitteln kaum oder gar nicht realisierbar.

Mit PCAAD und SABOR errechnete ich ein konisches Horn mit 31,26 dB „directivity“ und einem -3dB-Öffnungswinkel von $4,75^\circ$. Die Länge R (Achse des Konus) beträgt 10cm, der Durchmesser der Öffnung (aperture) ist 2cm. Das Problem, so eine Hornantenne zu realisieren, liegt jedoch in dem kleinen Winkel des Konus von nur 12° , was einem $\frac{1}{2}$ flare angle von 6° entspricht.

Beabsichtigt man den Gewinn um weitere 3dB zu erhöhen, gelangt man zu einer konischen Hornantenne mit einem Konuswinkel von ca. 8° , was einem $\frac{1}{2}$ flare angle von nur 4° entspricht. Dieses Horn hätte bereits eine Länge der Konusachse, R, von 20cm und einen Durchmesser der Öffnung vom 2,8 cm. Der Gewinn in directivity beträgt 34,29 dB bei einem -3dB-Öffnungswinkel von $3,34^\circ$. Dieser Vergleich macht verständlich, warum die Herstellung diagonalen Hornantennen mit höherem Antennengewinn prinzipiell einfacher ist, wenn man sie aus zwei Hälften herstellt und wenn das nötige Werkzeug zur Verfügung steht.

Mein Dank an Michael, OH2AUE, Bert, PE1RKI und Dietmar, DL2DR, für alle Ideen, Hinweise und Motivation. Vy 73 de Wolfgang, DD8BD



Report from
www.spaceweather.com :

SO THIS IS SOLAR MAXIMUM?

Forecasters have long expected the Solar Max of 2013 to be the weakest of the Space Age. It might be even weaker than they thought. As shown in this 20-year plot of sunspot counts vs. time, the sun is underperforming.

MSRX: A Meteorscatter Receiver for FSK441 and PSK2k

by Klaus von der Heide, DJ5HG

1. The Goals of MSRX

MSRX is a receiver for two digital modes used in meteor scatter communication: FSK441 and PSK2k. The main goals in the design of the FSK441-receiver of MSRX were (1) the integration of confidence information into the displayed output, and (2) the decode of accumulated repetitions of a received signal. A preliminary version was programmed in the year 2004 (as FSK441Monitor). MSRX is now considerably improved. See figure 1 for a first impression.

MSRX is a receiver only. It is designed to work in parallel to WSJT, or to analyse earlier records of WSJT or PSK2k. For further details see the [MSRX_UserGuide.pdf](#) on the author's internet pages.

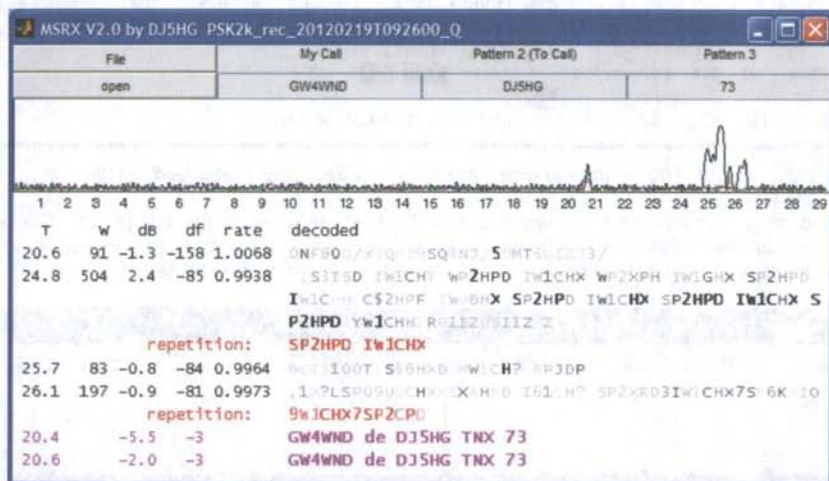


Fig. 1: Example of a recording with an FSK441 signal and a PSK2k signal (recorded by GW4WND). The decoded characters of the FSK441 signal are displayed with different brightness according to their individual confidence. In contrast, the full information decoded by PSK2k has a unique and very high reliability. PSK2k-signals usually do not lead to decodes by the FSK441-receiver, and FSK441-signals are ignored by the PSK2k-receiver. Both modes can be used simultaneously on the same frequency.

2. The Graphical User Interface

The User Interface of MSRX is very simple. There is no menu. Control is done by only two buttons. Clicking the **File** button steps the action of the other button through the following options. These actions are started by a mouseclick on that button:

- open** pen a wavefile and decode it
- open next** open the next wavefile in the same folder (next in time, not in alphabetic order)
- open remaining** open remaining wavefiles ordered by time of recording
- every period** look every period for the latest wavefile and decode it
- exit** program exit

Additionally, there are three text entries for special patterns. Their content is arbitrary. But PSK2k does only decode calls to your callsign, if the entry for **My Call** really is your callsign, and QSO-information

(R+report, RRR, 73, etc.) only is decoded, if you have entered the other callsign into the second pattern (To Call).

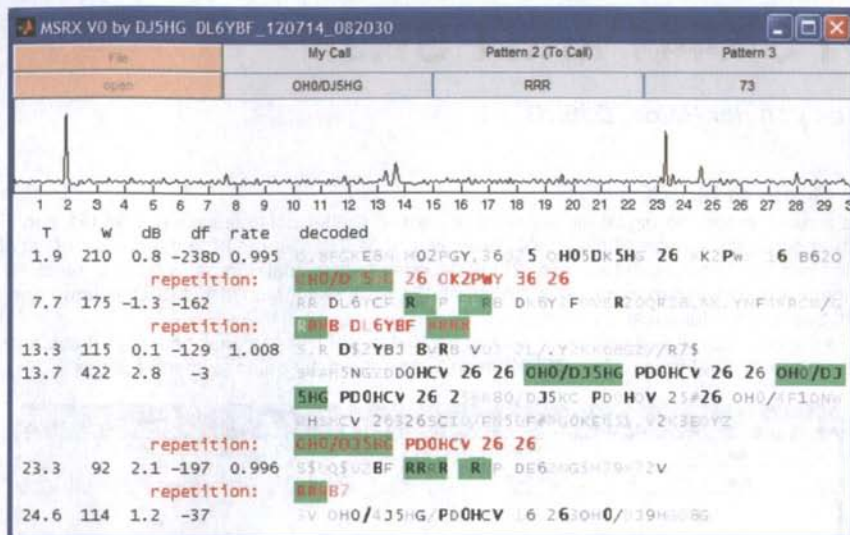


Fig. 2: The Graphical User Interface of MSRX and a decoded result.

The main decoder window shown in figure 2 only displays the result of the last period. The results of previous periods are transferred to a history window. There also one period at a time is displayed. But there is a simple bar of buttons for navigation through the history of the last 16 periods.

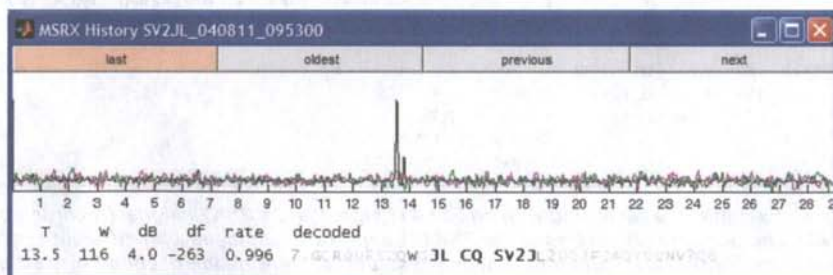


Fig. 3: The history window with four navigation buttons.

3. MSRX: Internal Structure of the FSK441 Receiver

3.1. General

MSRX is not a receiver for reception in real-time. It only reads existing recordings in wave-format. Nevertheless, MSRX can assist a running WSJT by automatically decoding the soundfiles just when WSJT has saved them. The samplerate may be an arbitrary standard samplerate (8000, 11025, 16000, 22050, 32000, 44100, 48000). Since the FSK441-receiver needs a samplerate of 11025, MSRX resamples the whole record by interpolation, if the samplerate differs. A samplerate conversion is necessary anyway, because the integrated PSK2k receiver needs a rate of 16000.

FSK441 uses a symbolrate of 441 symbols per second. The symbolrate is the rate at which the individual frequencies of the 4-FSK (882, 1323, 1764, 2205 Hz) are clocked. The signal in figure 4 is an example. The dashed vertical lines define the symbol clock. Each character of the transmitted text is encoded into a sequence of 3 symbols. So the character rate is $441/3 = 137$ characters/s.

Since the symbolrate is 441/s and the samplerate is 11025/s, each symbol is represented by $11025/441 = 25$ samples. All signals in figure 4 look like analog signals, but the receiver processes 25 real numbers or

25 complex numbers per symbol, which results in 525 numbers in each line of figure 4.

The receiver knows the symbol clock of 25 samples per symbol, and it knows the encoding of all characters into 3 symbols. But it does not know the actual position of the clock ticks (the dashed vertical lines in Figure 4) and it does not know which symbols are the first of the individual characters.

The first questions at the beginning of a realization should be:

- What is the theoretical optimum subject to given conditions?
- Can we directly implement an optimal solution?

An optimal realization of an FSK441-receiver would use 43 correlation filters in parallel to find all 43 characters. This is not unrealistic. For a record of 30 s length, such a complex correlation takes less than 10 seconds of CPU-time on a modern powerful PC. The problem is that a direct correlation presumes that the deviation between the received carrier frequency and the nominal frequency is less than a limit, which is given by $1/4$ of the rate of the correlation units. In our case, the correlation units are the characters. The character rate is $441/3 = 147$. So the limit is about $147/4 \approx 36$ Hz. To cope with larger carrier deviations, we have to compute one such set of correlations per frequency search space of ± 36 Hz. So 9 sets are necessary to allow carrier deviations of -324 Hz to $+324$ Hz, which unfortunately really occur (and sometimes even are exceeded). If everybody would use GPS-controlled frequencies, an optimal receiver with a gain of about 3 dB could be the standard. But the usual frequency offsets force us to use suboptimal receivers. This especially concerns the FSK441-receiver. The PSK2k-receiver with its high symbolrate of 2000/s (which gives PSK2k its name) can easily tolerate large frequency offsets, because the carrier of a PSK-signal can well be identified.

3.2. Symbol Synchronization

The way out of the problem mentioned above is to identify parts of the problem which can be independently solved without significant loss in sensitivity of the finally realized receiver. The symbol synchronization unit is such a part that can well be separated. The principle of the algorithm used in MSRX is explained in figures 4-6.

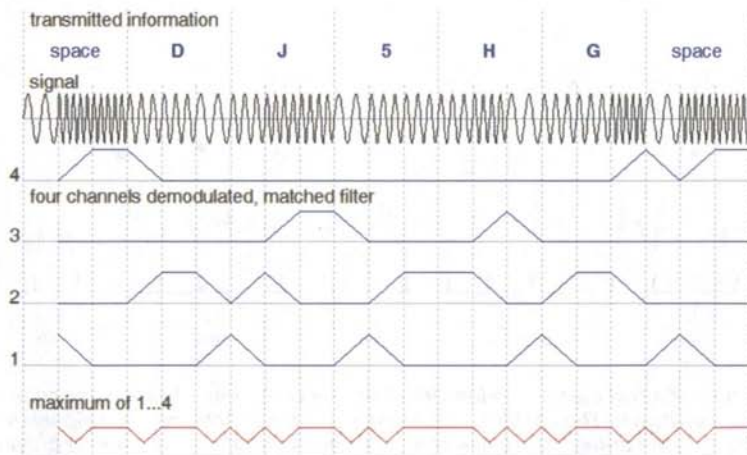


Fig. 4: This figure explains the generation of the symbol synchronization signal. A Hilbert filter reconstructs the imaginary part of the received real signal. The resulting complex signal is shifted down to 0 by 9 waves of 661.5, 882.0, 1102.5, 1323.0, 1543.5, 1764.0, 1984.5, 2205.0, 2425.5 Hz. The resulting 9 channels are averaged over the symbol length (matched filter). If the frequency offset of the received signal is lower than ± 110 Hz, only the channels 2, 4, 6, 8 are used. The amplitudes of these signals determined by incoherent demodulation are shown as 1,2,3,4 in blue color. The maximum of these signals is the synchronization signal plotted in red color. This signal is correlated with an ideal correlation signal of a short standard ping as explained in Figure 5. If the frequency offset is less than -110 Hz or larger than $+110$ Hz channels 1, 3, 5, 7 or 3, 5, 7, 9 are used for the channel signals drawn here in blue color. The text in this example has 7 characters. These are encoded into $3^7 = 21$ symbols. They are sent at a rate of 441/s. So it takes $21/441 = 0.0476$ s to send the text once.

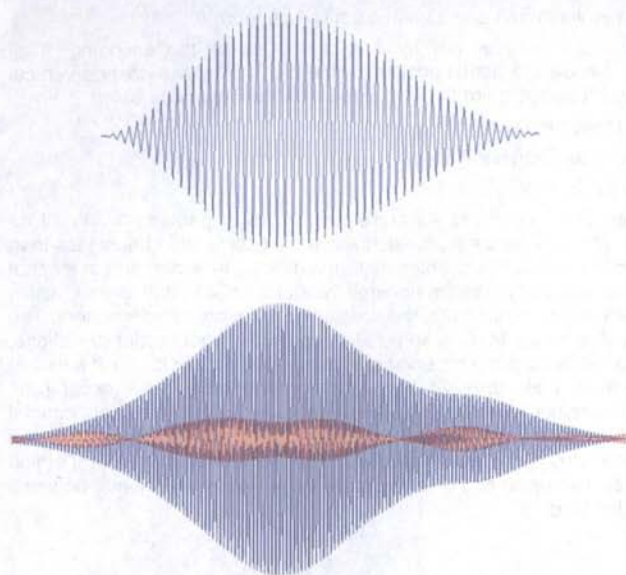


Fig. 5: The red colored lower signal in figure 4 (the maximum amplitude of the 4 selected channels) is correlated with the ideal of such a signal in case of a standard ping (the upper signal shown here). The result of this correlation is shown for a long ping (SNR=3dB) in the lower picture. Note that the time scales of figure 4 and figure 5 upper and figure 5 lower all are different. The distance of neighboring peaks in all figures is 25 samples corresponding to $1/441 = 2.27$ ms. All the many peaks of the lower signal exactly are located at the dashed vertical lines in figure 4. I.e. we now simply can read the soft symbols from the four channels colored blue in figure 4. See figure 6 for a real example. The red colored signal is generated the same way but

from the 5 remaining channels. If a received signal has a frequency offset of $-330 \dots -110$ Hz or $+110 \dots +330$ Hz then the amplitude of the red synchronization signal is larger than that of the blue one. This information is used to select the set of 4 channels, which are processed further.

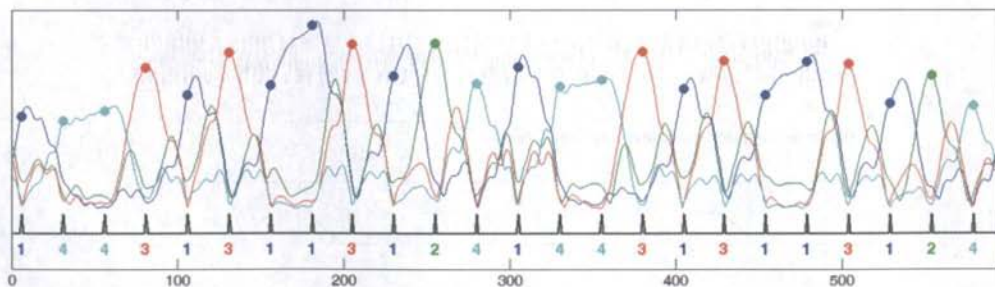
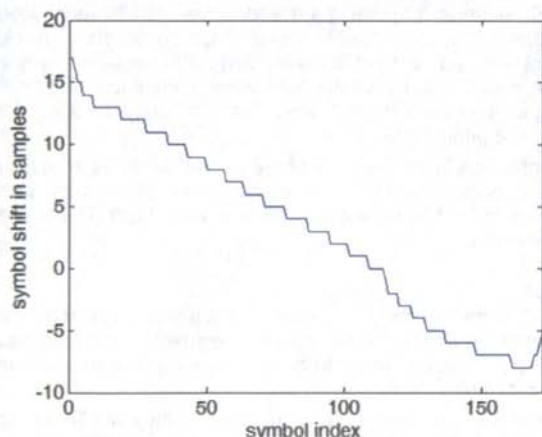


Fig. 6: Example of a real signal. The individual signals of the four channels are colored 1:blue, 2:green, 3:red, 4:cyan. The position of the maxima of the synchronization signal (the lower picture in figure 5) are shown as a black comb. Taking the maximum of the four channel signals at these positions (the dots) leads to the decision of a sequence of symbols (the colored digits 1 2 3 4). Each packet of three consecutive symbols corresponds to one character. 144 is a space-character, 313 is an R, 113 a 2 and so on. So we can decode the whole sequence 144313113124144313113124 to _R27_R27, where the _ stands for the space character. But there is another problem: We cannot know which of the first three symbols actually is the first of a character. This problem is solved by trying all three possibilities and looking which of the three different threads finally fits best. This would not work if all 64 combinations of three symbols would be used. Actually only 43 combinations are defined. Especially the space character with the encoding 144 plays an important role, because no character code starts with 4. Therefore, if a significant 44 occurs in a sequence, these both positions cannot be starting indices of a character code. By this reason, it is better to send RRR RRR instead of RRRRRR. The RRRRRR often is read as XXXXXX or a sequence of dots.

The units of the horizontal scale are samples (of the 11025 per second).



The symbol synchronization as described in figures 4-6 has the unique advantage that it automatically adapts to samplerate errors of up to about $\pm 3\%$. As an example, figure 7 shows the relative shift of the synchronization ticks compared to the ideal ticks which are spaced at exactly $11025/441 = 25$ samples. The mean distance of the synchronization ticks divided by the nominal value 25 is the observed samplerate error factor, which is never used in the program because the synchronization ticks are at the right position anyway. The displayed samplerate factor measures the difference between the sound output rate of the sending station and the input rate of your soundcard.

Fig. 7: Relative shift of synchronization ticks caused by a samplerate error in a long ping of 0.34s. The accumulated shift is 25 samples which corresponds to the length of one symbol.

3.3. Coherent Demodulation

Demodulation techniques are classified into two basic modes: *incoherent demodulation* and *coherent demodulation*. Coherent means that the phase of the carrier of the received signal must be known to get the demodulated signal. Incoherent demodulation generally is much more easy. AM for example is demodulated by taking the amplitude of the signal. The same can be done with FSK. The channel signals in figure 4 and 6 are the amplitudes of the channels, i.e. they are incoherently demodulated by taking the absolute value of the complex signal. These demodulated signals can be fed into the decoder as outlined in figure 6.

A coherent demodulator of AM uses the knowledge of the carrier phase to turn all samples of the signal by that phase angle at that position such that the resulting signal is purely real. The noise of course also is turned by that angle. But the noise remains complex with equal standard deviation of the real part and the imaginary part. The demodulation now simply is done by taking the real part. The imaginary part is ignored with the consequence that half the noise power no longer can influence the further signal processing. Coherent demodulation therefore has an SNR-gain of 3 dB over incoherent demodulation.

In MSRX, the four complex channel signals (before the incoherent demodulation of figure 6) are sampled at the synchronization ticks and added. This results in a sequence of complex soft symbols of sample rate 441. An FFT of the sequence over a ping yields the frequency offset in the relevant region of $-220 \dots +220$ Hz. All soft symbols now are shifted by this frequency offset. A simple least-squares fit finally eliminates any phase-rotation. Now the real parts of the complex soft symbols are taken. They look very similar to the sampled colored dots in figure 6. But imagine that the real part may well be negative in contrast to the non-negative absolute values in figure 6.

The FSK441-decoder of MSRX is based on the coherent demodulation while the synchronization is based on the incoherent demodulation. But the signal amplitude changes rapidly within milliseconds in meteorscatter propagation. The reconstruction of the carrier then is errorprone, especially at the raising and the falling edges of a ping. The real gain of the coherent demodulation therefore on the average is less than 3 dB.

4. MSRX vs. WSJT

4.1. Information on the Reliability of the Displayed Information

The synchronization procedure as described in chapter 3 leads to a sequence of 13230 symbols in the usual period of 30 seconds. The decoded text has a length of 4410 characters which is about one fully printed page. Nearly all will be garbage. It is hopeless to find received information in it. Therefore it is necessary to add information on the confidence of the printed characters. WSJT as most other digital modes like RTTY and PSK32 uses only two levels of confidence: 0 and 1. Only decoded characters with confidence value 1 are printed. This works fine in digital modes with fast changeover in a natural written dialog, even if faulty letters are printed. But there is a problem in meteorscatter operation. In order not to

loose too many weak pings and bursts, the SNR-threshold for printing a decoded character is set so low, that faulty letters occur in nearly every decoded line. As a consequence, any callsign, report etc. must be received several times to really make it confident. Although printed the same way, different letters on the screen may have very different confidence. The skilled WSJT-operator gets some information on it from the SNR-value of a signal. But even a good signal may be corrupted, which leads to faulty decodes. So there remains an uncertainty whether you can trust a printed letter or not.

MSRX solves the problem by encoding the confidence in the visibility of the printed letter as shown in figures 1,2,3. But nothing is for nothing. The disadvantage is that the printed output now is not a text with truetype fonts but a graphic instead. Printed letters are not so clear-edged as in a normal text. The saved decoded text in Rich Text Format is considerable better.

4.2. Block Decode of Accumulated Frames

The described synchronization procedure works fine for arbitrarily long bursts. This enables the detection of repetitions of the channel signals shown in figures 4 and 6. These repeated segments are added and then decoded. Decodes of accumulated signals are printed in magenta color. Figure 8 gives an example for a very weak tropo signal which cannot be decoded directly.

Characters of decoded repetitions also are printed with the confidence encoding. And they can be wrong as in normal decoded text. Especially the determination of the repetition length is not very confident if the duration of the signal is short.

24.7 818 -0.6 144

F ST/TP9NVSDA3RF 7V/D79MS HL5FDLZV/D.9MS FD7BV BM/
HLUKS3DH7AF7S3/DL9MU0PH7V6 3F/H/5UA67L7DN POMV9MU
73L7 V3WV/D79MSSEE7FNO0V/F5,K5 D76NF3SW/DL MS DT7G
F QT5GH9/0 D74BF7SR9UL.0RODL7V#MSU74M8L00NL NF,ZV/
GM9F7ERL#FF 0V?5L1MR0DE4FG QV/DL9AS \$L7K#4Cw0APTmx
repetition: SV/DL9MS DL7FF

Fig. 8: Example for the successful decode of a very weak tropo signal by accumulation.

4.3. Accentuating Special Patterns

MSRX can accentuate special textpatterns in the decoded text by green background. There are three small edit fields to enter three patterns, usually your own callsign, RRR, and 73, but these fields are not specialized. So you can enter what you want. See figure 2 for an example with the three patterns OH0/DJ5HG, RRR, and 73. The clearly formatted display of PSK2k output does not need such accentuating.

4.4. Receiver Options

WSJT has some receiver options which are missing in MSRX. The noise blanker and the birdie blanker of MSRX cannot be switched off. The frequency tolerance is fixed to about ± 400 Hz. But the main difference is the absence of a possibility to click on a ping or burst to get a different decode. This is not necessary because MSRX finds the optimum synchronization and decode at it's first try.

4.5. Example

The main differences between WSJT and MSRX are outlined in the previous paragraphs:

- (a) Display of confidence information
- (b) Cumulative decode of signals with repetitions
- (c) Continuous decode of arbitrarily long signals in presence of samplerate errors
- (d) Integrated receiver for PSK2k

The decoded results of both receivers usually differ only in cases of very weak signals when the result is not confident anyway, and in signals with long duration. Table 1 compares the decoded results of both receivers for all saved signals of a QSO.

4.6. Comparison

The comparison indicates that WSJT and MSRX decode at similar sensitivity. WSJT sometimes needs some mouse clicks on a visible signal in it's signal display to decode a useful information. This especially can be difficult in cases of long bursts and tropo signals. A clear advantage of MSRX is the integration of confidence information. Useful information and garbage then can be classified at a glance.

5. Possible Improvements

The current FSK441-receiver of MSRX V2 is still is not optimized. With the exception of the Hilbert filter and the moving average of 25 samples, which realizes the matched filter, there is no filter at all in the signal path. The matched filter runs only once. But in case of frequency offsets larger than 60 Hz it should be run again on the shifted signal. So there is some space for improvements.

UTC	T	W	dB	df	rate	decoded
10:22	1.9	87	-0.5	0	0.9919	95NF0VV726.0HO/5I9CBRN59TWJCL
102230	1.9	80	2	61		F 26.0HO/MISBB

The results of both programs are comparable. Such a result is a valuable indication that someone is sending. But the decoded text has so low confidence that it cannot be interpreted as received information.

```
13.3 102 -0.4 98 1.0037 703S6/27 0HO7DR/DB7UT4ZSMJ99453 20I
13.4 180 1 -373 U/MUS 1 VO YO0UPRFQ .*SO
```

Both programs detect this very weak ping. WSJT estimates a wrong df. The low confidence of the decoded text of MSRX makes the result unusable, although one can find here 9 correct letters if one knows the correct text:

13.2 47 2.0 213 1.0020 ET0/DJ5H.0D9000.SKY

WSJT does not detect this very short weak ping automatically. After many trials to click on the tiny signal, it gives a comparable result.

```

17.2 882 9.5 58 1.0010 578G,50x7U:5ER 26 26 0HO/DJ5HG UT5ER 26 26 0HO/DJ5
HG UT5ER 26 26 0HO/DJ5HG UT5ER 26 26 0HO/DJ5HG UT5
ER 26 26 0HO/DJ5HG UT5ER 26 26 0HO/DJ5HG UT5ER 26
26 0HO/DJ5HG UT5ER 26 26 0HO/DJ5HG UT5ER 26 26 0HO
/DJ5HG UT5ER 26 26 0HO/DJ5HG UT5ER 26 26 0HO/DJ5HG
3WU/ER 23w2# 0HO/DJ5HG UT5ER 2292D 20
repetition: 0HO/DJ5HG UT5ER 26 26

```

102330 17.4 1860 11 62 D F\$F 8 8H 8H ZQ AX QL F\$F 8 8HL.H#ZUE
The symbol synchronization of WSJT fails while MSRX decodes the whole short burst.

10:24	6.1	315	4.7	57	1.0012	7804R526	24	OH/DJ5HG	UT5ER	26	36	OH/DJ5HG	UT5ER
						26	260GL	/DJ5HG	UT5ER	26	26	5LI	SGST/ER,26
						repetition:							
						OH/DJ5HG							
						UT5ER 26 26							
102430	6.2	520	8	63		25	26	OH/DJ5HG	UT5ER	26/R6	OH/DJ5HG	UT	

The results of both programs are comparable but the decoded text of MSRX is twice as long.

```
10:28 20.5 103 0.5 69 1.0067 860QZVSVRR RRR SER7 RR/RR.M084P2K4  
repetition: R/5PR  
102830 20.7 80 3 66 RR RRR 5ER R*2
```

The outputs of both programs are nearly equal. MSRX estimates a wrong repetition length. This is caused by the structure of the message: RRR RRR 5ER wich can be seen as RRR or RRR RRR or similar.

```

10:29 2.1 150 1.2 77 1.0005 5U2HKBR3RR 5ER QSV72RR 5ER RR1/RVR/TEDCPVX4RF32
repetition: 5ER QRR RRR
102930 2.2 220 4 80 R RRR 5**!ORR 2RR 5ER RX$ORVR 1Z5

```

The outputs of both programs are nearly equal. MSR_X estimates the correct repetition length and a very confident RRR. But one letter of the repetition is wrong. Do you find the reason?

```
10:32 18.3 241 2.9 89 0.9987 2K HD30R2 73 73 73 73 73 73 73 73 43.3S WS,,3 UN 73 73  
3,7SN72#73 ,3w5, ,3 3SZ93GTZ/,SOVJW5 3LV#wC/6Y94AY  
repetition:
```

103230 18.5 500 9 70 73 73 73 73 73 73 73 73 73#43N7Z#7P3D2 I3 G3
The outputs of both programs are of equal quality. MSRX sees a longer sequence and finds the

repetition.

25.2	73	-1.4	79	1.0082	5003L7	13	C3W,, 5,ZO.MCJ8R
25.4	60	1	72		73	53	7333

A very short weak ping. All individual characters are not very confident. WSJT sees one '7' more, MSRX sees one '3' more.

Table 1: Output of WSJT and MSRX for the same files of a QSO

The saved records of a QSO are decoded here by MSRX V2.2 and WSJT 9.2. The output of MSRX is in **black** color with the confidence encoded in the visibility of the characters. The output of WSJT is printed here in **blue** color. The comments are in *italics*. Although I had set my callsign OH0/DJ5HG correctly as pattern1 in MSRX, it was not marked by green background. I did not notice this in the QSO. Do you see why it is not marked?

Literature

Detailed information on the digital modes for meteorscatter are available from the following root pages:

WSJT: physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/

MSRX: dj5hg.de/

MSRX: Ein Meteorscatter-Empfänger für FSK441 und PSK2k

von Klaus von der Heide, DJ5HG

1. Die Entwicklungsziele von MSRX

MSRX ist ein Empfänger für die zwei speziell für Meteorscatter-QSOs entwickelten digitalen Verfahren: FSK441 und PSK2k. Die Hauptziele beim Entwurf des FSK441-Empfängers waren (1) die Sichtbarmachung der Verlässlichkeit aller Zeichen in der decodierten Ausgabe und (2) die Decodierung akkumulierter Wiederholungen eines empfangenen Signals. Eine Testversion wurde bereits im Jahr 2004 unter dem Namen FSK441Monitor programmiert. MSRX wurde jetzt deutlich verbessert. Einen ersten Eindruck gibt Abbildung 1.

MSRX realisiert nur den Empfang. Es wurde entworfen, um neben WSJT zu arbeiten, oder frühere Audioaufzeichnungen von WSJT oder PSK2k nochmals zu decodieren. Details zu WSJT und PSK2k finden sich in den im Abschnitt Literatur genannten Internetseiten.

Abb. 1: Beispiel für eine Aufzeichnung mit einem FSK441-Signal und einem PSK2k-Signal (Record von GW4WND, Abtastrate 8000). Die vom FSK441-Empfänger decodierten Zeichen sind je nach ihrer Verlässlichkeit mehr oder weniger schwarz dargestellt. Von PSK2k dargestellte Information hat dagegen immer eine über die ganze Zeile gleiche sehr hohe Verlässlichkeit. PSK2k-Signale werden vom FSK441-Empfänger nur selten als vermeintlich echtes Signal erkannt wie hier der Ping 20.6. Dies ist dann immer als Müll zu erkennen. Der PSK2k-Empfänger ignoriert FSK441-Signale vollständig. Beide Verfahren können deshalb problemlos auf derselben Frequenz nebeneinander betrieben werden.

2. Die grafische Benutzerschnittstelle

Die grafische Oberfläche von MSRX ist sehr einfach gehalten. Es gibt kein Menü, keine Empfängerparameter. Zur Programmsteuerung dienen zwei Buttons. Durch Klicken des **File**-Buttons wird die Aktion des anderen Buttons zyklisch weitergeschaltet über folgende Optionen. Diese werden dann durch Mausklick auf den Button gestartet

- | | |
|-----------------------|---|
| open | eine WAVE-Datei öffnen und decodieren |
| open next | die nächste (nach Aufnahmezeitpunkt) WAVE-Datei im selben Ordner decodieren |
| open remaining | alle später aufgenommenen WAVE-Dateien desselben Ordners decodieren |
| every period | in jeder Periode die zuletzt gespeicherte WAVE-Datei decodieren |
| exit | das Programm schließen |

Zusätzlich gibt es drei Texteingabefelder für Information, die in der Ausgabe hervorgehoben werden soll. Der Inhalt ist beliebig. PSK2k decodiert allerdings nur Sendungen an das eigene Rufzeichen, wenn dieses auch im Feld **My Call** eingetragen ist, und QSO-Information wie R+report, RRR, 73, usw. werden nur dann decodiert, wenn auch das andere Rufzeichen des QSOs im Feld **To Call** steht.

Abb. 2: Die grafische Oberfläche von MSRX mit decodierter Ausgabe.

Das in Abbildung 2 gezeigte Decoder-Fenster zeigt immer nur die Ausgabe der letzten Periode. Frühere Ergebnisse werden in ein *History Window* genanntes Fenster übertragen. Auch dort sieht man immer nur das Resultat einer Periode. Man kann aber mit wenigen Buttons sehr einfach durch die Sequenz der jeweils letzten 16 Perioden navigieren.

Abb. 3: Das History-Window mit vier Navigationsbuttons.

3. MSRX: Die interne Struktur des FSK441-Empfängers

3.1. Allgemeines Entwurfsvorgehen

MSRX empfängt nicht in Realzeit. Es liest nur vorhandene Dateien im WAVE-Format. Trotzdem kann MSRX ein laufendes WSJT unterstützen, indem es automatisch immer die jeweils letzte von WSJT gespeicherte WAVE-Datei decodiert. Die Abtastrate kann beliebig eine der üblichen Standardabtastraten 8000, 11025, 16000, 22050, 32000, 44100 oder 48000 sein. Intern verwendet der FSK441-Empfänger die Rate 11025. Gegebenenfalls wird die Rate durch Interpolation angepasst. Eine solche Umtastung ist in jedem Fall erforderlich, da der integrierte PSK2k-Empfänger die Rate 16000 benutzt.

FSK441 basiert auf einer Symbolrate von 441 Symbolen pro Sekunde. Dies ist die Rate, mit der zwischen den Frequenzen der 4-FSK (882, 1323, 1764, 2205 Hz) umgeschaltet wird. Abbildung 4 gibt ein Beispiel für solch ein Signal. Dabei markieren die vertikalen gestrichelten Linien den Symboltakt. Jedes Zeichen des gesendeten Textes ist in je drei Symbole der Sequenz codiert. Die Zeichenrate ist also $441/3 = 137$ Zeichen/s.

Aus der Abtastrate 11025/s und der Symbolrate 441/s ergibt sich die Länge der Symbole zu $11025/441 = 25$ Abtastwerten (Samples). Zwar sehen alle in Abbildung 4 dargestellten Signale wie analoge Signale aus, doch verarbeitet der Empfänger je 25 reelle oder komplexe Werte pro Symbol. Jeder Signalverlauf besteht in Abbildung 4 also tatsächlich aus $7 \cdot 3 \cdot 25 = 525$ diskreten Punkten.

Der Empfänger kennt die Symbollänge von 25 Abtastwerten, und er kennt die Codierungstabelle, die je 3 Symbolen ein druckbares Zeichen zuordnet. Er weiß aber nicht, an welchen Stellen in den empfangenen Abtastwerten die Symboltakte liegen, und auch nicht, welches Symbol jeweils das erste eines Zeichens ist.

Die ersten Fragen am Beginn eines Entwurfs sollten sein

- (a) Wie sieht das theoretische Optimum unter den gegebenen Bedingungen aus?
- (b) Kann man die optimale Lösung direkt realisieren?

Eine optimale Realisierung eines FSK441-Empfängers würde für alle 43 möglichen Zeichen je ein Korrelationsfilter vorsehen. Das ist nicht unrealistisch. Alle 43 Korrelationen würden für eine WAVE-Datei der Länge 30 s weniger als 10 Sekunden an CPU-Zeit auf einem modernen leistungsfähigen PC benötigen. Allerdings darf die Trägerfrequenzabweichung bei solch einer Korrelation nur so groß sein, dass die Phasenverschiebung über die gesamte Länge der Korrelationseinheit unter $\pi/2$ bleibt. Die maximal zulässige Frequenzabweichung ist damit ein Viertel der Symbolrate. Bei FSK441 ist das $147/4 \approx 36$ Hz. Um die Methode auch bei größeren Frequenzabweichungen anwenden zu können, muss man je einen Satz von 43 Korrelationsfiltern pro gewünschten Trägerfrequenztoleranzbereich von ± 36 Hz realisieren. Für den erforderlichen Bereich von -324 Hz bis +324 Hz benötigt man dann 9 ganze Sätze von Korrelationsfiltern. Der optimale Empfänger (mit etwa 3 dB Gewinn) könnte Standard sein, wenn überall GPS-synchrone Frequenzen verwendet werden. Die üblichen Frequenzabweichungen zwingen uns aber suboptimale Empfänger zu benutzen. Insbesondere betrifft dies den FSK441-Empfänger. Der PSK2k-Empfänger kann mit seiner hohen Symbolrate von 2000/s (die ihm den Namen PSK2k gibt) leicht große Frequenzabweichungen tolerieren, da die Trägerrekonstruktion bei 2PSK einfach ist.

3.2. Symbolsynchronisation

Die übliche mehr oder weniger suboptimale Lösung oben genannten Problems ist, die Aufgabe in Teile zu zerlegen, die ohne wesentlichen Verlust an Empfindlichkeit der Gesamtlösung unabhängig voneinander realisiert werden können. Solch ein Teil ist die Symbolsynchronisation. Die in MSRX eingesetzte Methode ist in den Abbildungen 4-6 beschrieben.

Abb. 4: Dieses Bild erläutert die Generierung des Symbolsynchronisationssignals. Zunächst rekonstruiert ein Hilbert-Filter den Imaginärteil zum empfangenen reellen Signal. Das so erhaltene komplexe Signal wird mit komplexen Sinuswellen der Frequenzen 661.5, 882.0, 1102.5, 1323.0, 1543.5, 1764.0, 1984.5, 2205.0, 2425.5 Hz multipliziert und damit jeweils um den genannten Betrag

in der Frequenz nach unten verschoben. Die Signale der 9 so entstandenen Kanäle werden über die Symbollänge von 25 Abtastwerten gemittelt (matched filter). Wenn die Frequenzabweichung des empfangenen Signals weniger als ± 110 Hz beträgt, werden nur die Kanäle 2, 4, 6, 8 benutzt. Die Amplituden dieser Signale werden durch inkohärente Demodulation ermittelt (Absolutbetrag der komplexen Abtastwerte). Sie sind hier als blaue Linien gezeichnet. Das Maximum der jeweils 4

Signale ist als Synchronisationssignal in rot eingezeichnet. Dieses Signal wird dann, wie in Abbildung 5 erläutert, mit dem Ideal eines solchen Synchronisationssignals für einen kurzen Standard-Ping korreliert. Ist die Frequenzabweichung des Signals größer als ± 110 Hz, so werden die Kanäle 1, 3, 5, 7 oder 3, 5, 7, 9 für die hier blau gezeichneten Signale benutzt.

Der gesendete Text hat in diesem Beispiel 7 Zeichen. Sie werden in $3 \cdot 7 = 21$ Symbole codiert. Diese werden dann mit der Rate 441/s gesendet. Es dauert also $21/441 = 0.0476$ s, um den Text einmal zu senden.

Abb. 5: Das in Abbildung 4 rot gezeichnete Maximum der 4 selektierten Kanäle wird mit dem Ideal solch eines Synchronisationssignals für einen Standard-Ping (hier oberes Bild) korreliert. Das untere Bild zeigt das Ergebnis der Korrelation für einen langen Ping (SNR=3dB). Die Zeitskalen sind in den drei Bildern 4, 5 oben und 5 unten alle verschieden. In allen Bildern sind benachbarte Signalspitzen 25 Abtastwerte entfernt, also $25/11025 = 1/441 = 2.27$ ms. Die vielen positiven Spitzen des unteren Signals markieren die Symboltakte. Um die empfangenen Symbole zu ermitteln, braucht man also nur noch die 4 selektierten Signale an diesen Taktzeitpunkten abzulesen. Abbildung 6 gibt dafür ein praxisnahes Beispiel.

Das im unteren Bild rot dargestellte Signal wurde auf dieselbe Weise erzeugt, jedoch mit den Kanälen 1, 3, 5, 7. Ein mit den Kanälen 3, 5, 7, 9 erzeugtes Signal ist hier nicht eingezeichnet. Aus der Amplitude der drei Korrelationssignale wird ermittelt, welcher der drei Kanalsätze für die weitere Verarbeitung zu nehmen ist.

Abb. 6: Beispiel für ein tatsächlich empfangenes Signal. Die Signale der vier selektierten Kanäle sind gefärbt: 1:blau, 2:grün, 3:rot, 4:cyan. Die Lage der Maxima des Korrelationssignals von Abbildung 5 unten sind als schwarzer Kamm angedeutet. An diesen Stellen ist das Maximum unter den 4 Signalen zu ermitteln (die farbigen Punkte). Das führt zur Entscheidung, aus welchen Kanal dieses Maximum stammt. So entsteht die Sequenz der Symbolindices (die farbigen Ziffern unter dem Kamm). Jedes Paket von drei aufeinanderfolgenden Symbolen entspricht einem Zeichen. 144 ist das Leerzeichen, 313 ist ein R, 113 eine 2 und so weiter. Damit kann man die gesamte Sequenz 144313113124144313113124 zu R27_R27, decodieren (wobei der Unterstrich für das Leerzeichen steht). Da ist aber noch ein Problem: Wir können hier noch nicht wissen, welches der drei ersten Symbole das erste eines Zeichens ist. Um das herauszufinden, decodiert man die komplette Sequenz auch beginnend mit dem zweiten bzw. dritten Symbol. Dann ermittelt man, bei welchem Decodierstrang es die wenigsten Probleme gab. Das würde nicht funktionieren, wenn alle 64 möglichen Kombinationen dreier Symbole mit vier Werten benutzt würden. Tatsächlich werden nur 43 Kombinationen verwendet. Insbesondere das Leerzeichen mit seiner Sequenz 144 spielt dabei eine Rolle, denn kein einziges Zeichen beginnt seine Sequenz mit 4. Wenn also eine signifikante Folge 44 auftritt, können dessen Positionen nicht der Anfang eines Zeichens sein. Aus diesen Grund ist es auch besser RRR RRR zu senden anstelle von RRRRRR. Das RRRRRR kann im Rauschen leicht als XXXXXX oder als Folge von Punkten gelesen werden. Die Einheit der horizontalen Skala ist ein Sample, also $1/11025$ s.

Die in den Abbildungen 4-6 beschriebene Symbolsynchronisierung hat den großen Vorzug, sich automatisch an mögliche Fehler der Abtastraten von bis zu $\pm 3\%$ anzupassen. Abbildung 7 zeigt als Beispiel die Verschiebung der ermittelten Zeitmarken gegenüber dem idealen Raster mit dem Abstand von genau $11025/441 = 25$ Samples in einem langen Ping. Der Mittelwert des Abstandes der Synchronisationszeitmarken dividiert durch den Sollwert 25 ist der beobachtete Faktor der Abtastrate. Er wird als Information für jedes decodierte Signal ausgegeben. Im Programm wird der Wert jedoch nicht gebraucht, da die Synchronisation ja sowieso schon die richtigen Abtastzeitpunkte liefert. Der Abtastratenfaktor ist ein Maß für den Unterschied der Ausgaberate beim Sender gegenüber der Inputrate beim Empfänger.

Abb. 7: Durch Abtastratenfehler verursachte Verschiebung der Synchronisationszeitpunkte gegenüber dem idealen Zeitraster in einem langen Ping von 0.34 s. Die akkumulierte Verschiebung beträgt 25 Samples. Das entspricht der Länge eines ganzen Symbols, also $25/11025 = 0.0023$ s.

3.3. Kohärente Demodulation

Demodulationsverfahren kann man in zwei Klassen teilen: *inkohärente* und *kohärente*. Kohärent bedeutet dabei, dass die Trägerphase des empfangenen Signals für die Demodulation erforderlich ist. Inkohärente Demodulation ist deutlich einfacher zu realisieren. AM wird zum Beispiel ohne Kenntnis des Trägers durch Ermittlung der Signalamplitude demoduliert. Dasselbe kann man bei FSK machen. Die Kanalsignale in den Abbildungen 4 und 5 sind z. B. die Absolutbeträge der komplexen Signale, also inkohärent demoduliert. Diese demodulierten Signale können dann wie in Abbildung 6 beschrieben direkt einem Decoder zugeführt werden.

Ein kohärenter Demodulator für AM multipliziert das komplexe Signal mit dem irgendwie rekonstruierten konjugiert-komplexen Träger (Produkt-detektor!), so dass das entstehende Produkt rein reell ist. Das Rauschen wird dabei natürlich auch entsprechend der Trägerphase gedreht. Es bleibt dabei aber komplex mit gleicher Standardabweichung beim Real- und Imaginärteil. Die Demodulation erfolgt nun einfach durch Weglassen des Imaginärteils. Damit kann die Hälfte der Rauschenergie die nachfolgende Signalverarbeitung nicht mehr beeinflussen. Kohärente Demodulation hat deshalb einen SNR-Gewinn von 3 dB.

Zur Ermittlung der Trägerfrequenz werden in MSRX die vier selektierten komplexen Kanalsignale vor der inkohärenten Demodulation an den ermittelten Zeitmarken abgetastet und jeweils alle 4 addiert. Dies ergibt eine Sequenz von komplexen Werten der Abtastrate 441. Eine FFT der Sequenz über einen Ping ergibt die Frequenzabweichung innerhalb des relevanten Bereiches von -220...+220 Hz. Alle abgetasteten komplexen Werte (vor ihrer Addition) werden nun um den ermittelten Frequenzfehler korrigiert. Eine dabei noch verbliebene Phasenrotation wird nach dem Verfahren der kleinsten Quadrate eliminiert. Nun erfolgt die Demodulation durch Nullsetzen der Imaginärteile in den 4 Kanälen. Das Ergebnis sieht den farbigen Punkten in Abbildung 6 sehr ähnlich. Das Rauschen ist jetzt aber symmetrisch um 0, während die inkohärent demodulierten Signale von Abbildung 6 nicht negativ sein können.

Der FSK441-Decoder in MSRX basiert auf der beschriebenen kohärenten Demodulation, während die Symbolsynchronisation mit der inkohärenten Demodulation auskommen muss. Leider ändert sich die Signalamplitude bei Meteorscatter im Bereich von Millisekunden. Dann wird die beschriebene Rekonstruktion des Trägers fehleranfällig, besonders an den zeitlichen Rändern eines Pings, wo man sich am meisten etwas SNR-Gewinn erhofft. Der tatsächliche Gewinn der kohärenten Demodulation ist daher gerade bei Meteorscatter kleiner als 3 dB.

4. MSRX vs. WSJT

4.1. Verlässlichkeit decodierter Information

Das im Kapitel 3 beschriebene Synchronisationsverfahren führt für jede Periode von 30 Sekunden zu einer Sequenz von 13230 Symbolen. Der decodierte Text hat dann 4410 Zeichen. Das ist eine voll gedruckte Seite. Fast alles davon ist von Rauschen verursachter Müll. Selbst wenn hier und da ein Ping richtig decodiert wurde, ist es hoffnungslos, dies zu finden. Deshalb ist es zwingend erforderlich, auch Information über die Verlässlichkeit ausgegebener Zeichen anzugeben. WSJT benutzt dazu wie fast alle digitalen Verfahren zwei Verlässlichkeitsstufen: verlässlich (dies wird ausgegeben) und nicht verlässlich (Ausgabe unterdrückt). Das funktioniert gut bei Verfahren mit schnellem Dialog, wo mögliche Fehler durch Nachfragen zu beseitigen sind. Bei Meteorscatter muss man aber die Schwelle der Verlässlichkeit sehr tief ansetzen, um nicht zu viele schwache Signale ganz zu verlieren. Deshalb kommen in fast jeder decodierten Zeile falsche Zeichen vor. Und eben aus diesem Grund muss man alles mehrfach auf das Display bekommen, um damit die nötige Verlässlichkeit zu erreichen. Das Gewinnen der Konfidenz in das Decodierergebnis ist wesentlicher Bestandteil einer Datenübertragung. Wem alle Information einmal genügt, weil er mit der anderen Station im Internet chattet, führt das QSO also mehr als zur Hälfte im Internet. Von WSJT ausgegebene Zeichen können sehr unterschiedliche Verlässlichkeit haben. Der erfahrene WSJT-Operateur errahnt diese Information aus dem SNR und aus offensichtlichem Müll vor und nach der akzeptierten Information. Aber selbst ein starkes Signal kann erheblich gestört sein, was dann zu falschen Zeichen führt. Es bleibt daher eine Unsicherheit über die Verlässlichkeit der Zeichen.

MSRX löst das Problem, indem die Zeichen entsprechend ihrer Verlässlichkeit mehr oder weniger schwarz dargestellt werden, wie die in den Abbildungen 1,2,3 zu sehen ist. Allerdings gibt es das nicht umsonst. Die Ausgabe muss nun als Grafik erfolgen. Die Fonts sind durch die Helligkeitscodierung nicht mehr scharfkantig, was die Lesbarkeit etwas einschränkt. Der decodierte Text wird im Rich Text Format gespeichert. Dessen Darstellung in modernen Textsystemen wie OpenOffice ist zumeist besser als in der direkten Ausgabe von MSRX.

4.2. Decodierung akkumulierter Wiederholungen

Das beschriebene Synchronisationsverfahren arbeitet über beliebig lange Bursts. Dadurch ist es möglich, Wiederholungen in den Kanalsignalen zu erkennen. Diese wiederholt auftretenden Signalsegmente werden addiert und nach der Akkumulation decodiert und dann in magenta dargestellt. Abbildung 8 gibt ein Beispiel für ein sehr schwaches Troposignal, das direkt nicht decodiert werden konnte.

Auch die Zeichen decodierter Wiederholungen werden mit der Helligkeitscodierung der Verlässlichkeit dargestellt. Man bedenke aber, dass die Bestimmung der Wiederholungslänge selbst unsicher sein kann, besonders bei kurzen Signalen.

Abb. 8: Beispiel für die Decodierung eines sehr schwachen Troposignals nach Akkumulation.

4.3. Hervorhebung vorgegebener Texte

MSRX bietet die Möglichkeit, vom Benutzer vorgegebene Texte in der Decodierung zu suchen und durch grünen Hintergrund zu markieren. Dafür gibt es drei kleine Texteingabefelder, normalerweise für das eigene Rufzeichen, für RRR und 73. Doch sind die Felder nicht darauf spezialisiert. Man kann also beliebiges eingeben. In Abbildung 2 wurden z.B. die drei Texte OH0/DJ5HG, RRR, und 73 benutzt. Die klar formatierte Ausgabe von PSK2k benötigt solch eine Hervorhebung nicht.

4.4. Empfängeroptionen

WSJT hat einige Empfängeroptionen, die bei MSRX als Wahlparameter fehlen. Der Störaustaster sowie der Birdie-Austaster können nicht ausgeschaltet werden, und die Frequenztoleranz ist auf etwa ± 400 Hz fest eingestellt. Der Hauptunterschied ist jedoch das Fehlen der Möglichkeit, mit Klicken auf einen Ping im Signaldisplay weitere unterschiedliche Decodierungen zu erhalten. MSRX findet das Optimum auf Anhieb selbst und benötigt zur Darstellung keine Information, die nicht aus der aktuellen Übertragung stammt.

4.5. Ein Beispiel

Die wesentlichen Unterschiede zwischen WSJT und MSRX wurden in den vorigen Abschnitten behandelt:

- (a) Ausgabe mit Verlässlichkeitsinformation
- (b) Decodierung akkumulierter Signalwiederholungen
- (c) Ununterbrochene Decodierung von beliebig langen Signalen auch bei Abtastratenfehlern
- (d) Integrierter PSK2k-Empfänger

Der decodierte Text der Empfänger von WSJT und MSRX unterscheidet sich normalerweise nur bei schwachen Signalen, wenn das Resultat ohnehin nicht verlässlich ist, oder bei langen Signalen, mit denen es bei WSJT Probleme gibt. In Tabelle 1 werden die decodierten Resultate beider Empfänger für alle WAVE-Dateien eines QSOs gegenübergestellt.

4.6. Vergleich

Der Vergleich in Tabelle 1 zeigt, dass WSJT und MSRX mit der gleichen Empfindlichkeit decodieren. WSJT erfordert bisweilen einen Mausklick auf ein sichtbares Signal im Signaldisplay, um eine brauchbare Decodierung zu liefern. Zur Auswahl der 'besten' Decodierung ist dann aber Zusatzwissen des Operators nötig, das nicht aus der aktuellen Übertragung stammt. Ein klarer Vorteil von MSRX ist die Ausgabe der Verlässlichkeit. So kann empfangene Information von durch Rauschen oder Störungen verursachtem Müll auf einen Blick unterschieden werden.

5. Mögliche Verbesserungen

Der aktuelle FSK441-Empfänger von MSRX V2 ist noch nicht optimiert. Außer dem Hilbert-Filter und dem Integrationsfilter über 25 Samples, das das Matched-Filter realisiert, gibt es kein weiteres Filter im Signalpfad. Das Matched-Filter wird überdies nur einmal gerechnet anstatt es nach der Korrektur eines Frequenzversatzes zu wiederholen. Es gibt also noch Raum für einige Verbesserungen, die dann in V3 realisiert werden sollen. (Literatur: siehe am Ende des englischen Textes!)

Tabelle 1 (nächste S.): Ausgabe von WSJT und MSRX für dieselben WAVE-Dateien eines QSOs

Die WAVE-Dateien wurden hier mit MSRX V2.2 und WSJT 9.2 decodiert. Die Ausgabe von MSRX ist **schwarz** dargestellt mit der beschriebenen Helligkeitscodierung der Verlässlichkeit der einzelnen Zeichen. Die Ausgabe von WSJT ist jeweils darunter in **blau** angegeben. Kommentare sind *kursiv* gedruckt. Obwohl ich mein Rufzeichen OH0/DJ5HG als zu markierendes Muster korrekt eingegeben hatte, wurde es nicht durch grünen Hintergrund markiert. Das habe ich im QSO gar nicht bemerkt. Sieht jemand warum die Markierung fehlt?

Beide Resultate sind praktisch gleich. Solch eine Decodierung ist ein wertvoller Hinweis darauf, dass tatsächlich jemand sendet. Der Text hat aber so geringe Verlässlichkeit, dass er nicht als übertragene Information gelten kann.

Beide Programme erkennen diesen sehr schwachen Ping. Allerdings schätzt WSJT einen falschen Frequenzversatz df. Die geringe Verlässlichkeit macht den decodierten Text sowieso unbrauchbar, obwohl man hier 9 korrekte Zeichen findet, wenn man den Text schon kennt:

6 2 _OHQ D UT

10:23 13.2 47 2.0 213 1.0020 ET0/DJ5H.0D9D00.SKX

WSJT findet diesen sehr schwachen Ping nicht automatisch. Nach etlichen Klickversuchen auf das winzige Signal decodiert es ein vergleichbares Ergebnis.

17.2 882 9.5 58 1.0010

W78C, 5XN7U5ER 26 26 OH0/DJ5HG UT5ER 26 26 OH0/DJ5
HG UT5ER 26 26 OH0/DJ5HG UT5ER 26 26 OH0/DJ5HG UT5
ER 26 26 OH0/DJ5HG UT5ER 26 26 OH0/DJ5HG UT5ER 26
26 OH0/DJ5HG UT5ER 26 26 OH0/DJ5HG UT5ER 26 26 OH0
/DJ5HG UT5ER 26 26 OH0/DJ5HG UT5ER 26 # 0/1.5H4
3HU ER 2382# OH/DJ5HG UT5ER 2320 20

```
102330 17.4 1860 11 repetition: 62
```

D F\$F 8 8H 8H ZO AX QL F\$F 8 8HL.H#ZUE

Die Symbolsynchronisation von WSJT versagt, während MSRX den kurzen Burst vollständig decodiert.

10:24 6.1 315 4.7 57 1.0012

OHO/DJ5HG UT5ER 26 26 OHO/DJ5HG UT5ER
26 2KQOL /DJ5HG UT5ER 26 26 WINGLI,SGJST/ER,26 ZN
OHO/DJ5HG UT5ER 26 26
25 26 OHO/DJ5HG UT5ER 26/R6 OHO/DJ5HG UT

102430	6.2	520	8	63
--------	-----	-----	---	----

25 26 OHO/DJ5HG UT5ER 26/R6 OHO/DJ5HG UT

Beide Decodierungen sind vergleichbar, wenn man davon absieht, dass die Decodierung von MSRX deutlich länger ist.

10:28 20.5 103 0.5 69 1.0067

860ZVSVRR **ERR** SER7 **RR**/RR.NOB4#ZHKA

```
102830 20.7 80 3 repetition: 66
```

RR RRR 5ER R*2

Die Ausgaben beider Programme sind fast gleich. MSRX schätzt eine falsche Wiederholungslänge. Das kann bei so regelmäßiger Struktur der Message passieren: RRR RRR 5ER kann im Rauschen leicht als Wiederholung von RRR oder RRR RRR oder ähnlichem gesehen werden.

10:29 2.1 150 1.2 77 1.0005

5U2HKBR3SRR 5EA QSV?ZRR 5ER RR1/RVR/7EDCPVX4RF32

```
102930  2.2  220  4  repetition: 80
```

SER QRR RR
R SRR 5***!QRR 2RR 5ER RX\$0RVr !Z5

Beide Programme liefern ein vergleichbares Ergebnis. MSRX schätzt die richtige Wiederholungslänge und ein sehr verlässliches **RRR**. In der Decodierung der Akkumulation ist jedoch ein Zeichen falsch. Woran könnte das liegen?

10:32 18.3 241 2.9 89 0.9987

2K HD30R2 73 73 73 73 73 73 73,43.3S WS,,3 UW 73 73
73 73 73 73 73 73 73,3W5,,3 3SZ930T2/,S0VJW5 3LV#WC/6Y94AY

103230	18.5	500	9	repetition 70
--------	------	-----	---	------------------

73 73 73 73 73 73 73 73#43N7Z#7P3D2 I3 G3

Die Decodierungen beider Programme haben gleiche Qualität. MSRX sieht eine längere Sequenz und findet eine richtige Wiederholungslänge.

25.2	73	-1.4	79	1.0082	S003L	13	C3W,, 5,ZO,MCJ8R
25.4	60	1	72			73	53 7333

Ein sehr kurzer schwacher Ping. Alle Zeichen sind nicht sehr verlässlich. WSJT sieht eine '7' mehr, MSRX eine '3' mehr. Bei RRR und 73 handelt es sich aber insgesamt um festgelegte Messages. Trotz der geringen Verlässlichkeit der einzelnen Zeichen ist dennoch die Wahrscheinlichkeit, dass es sich um 73 handelt, ziemlich hoch.

PGA103+ Low noise, high dynamic range preamp for VHF and UHF

by Sam Jewell, G4DDK

Introduction

I was recently alerted to a new low noise, high dynamic range, PHEMT MMIC by WA5VJB. The PGA103+ from MCL claims sub 0.5dB noise figure (NF) at 144MHz and better than 0.55dB at 432MHz. It should also provide around 0.8dB NF at 1296MHz. The gain at 144MHz is around 26dB and 25dB at 432MHz. Although MCL claim that the device is useable from 50MHz to 4000MHz, I have found that it is perfectly useable down to at least 30MHz by using a larger value input coupling capacitor. I wrote about this device in my November RSGB Radcom *GHz Bands* column, where I mounted the SOT89 packaged device on a surplus evaluation PCB I had available. My initial results with the PGA103+ confirmed the MCL claims to my satisfaction. Since then WA5VJB has provided me with some low loss Arlon PCBs for this same device. I assembled one of the PCBs and housed it in one of Schubert's (www.schubert-geheuse.de) tin plate boxes to provide screening. With this I was able to make some more measurements and these confirm the excellent VHF noise figure and dynamic range claims. Several more kits were distributed in the UK, HB9 and DL. The results from these also confirm the excellent performance of this amplifier.

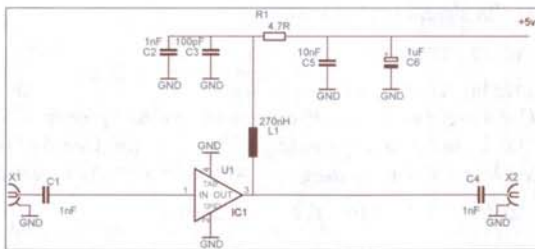
Circuit schematic and assembly

The schematic really could not be simpler. The PCB is designed to accept 0603 size SMD parts except for the drain bias resistor which is a standard 1/4 W 4.7Ω leaded resistor to allow for extra dissipation since the device draws around 84mA at 4.5-5V. The initial PCBs are designed for cable termination input, but SMA through-board PCBs may also be available in the New Year. Figure 1 shows the circuit schematic of the PGA103+ amplifier. Photo 1 shows the component layout. Table 1 gives the component values.

Component	Value	Package
R1	4.7Ω	Leaded 1/4 W
C1,3,4	1000pF	SMD0603
C2	100pF	SMD0603
C5	1μF	Case A size
L1	270nH	1618
IC1	PGA103+	SOT89

Table 1

Fig. 1: Circuit diagram



Box

The PGA AMP fits comfortably into one of the Schubert tin plate boxes. I chose to use the 20mm x 20mm x 55mm size with BNC cut out at the ends (FG2B). These boxes are available in the UK from G3NYK and in Germany from Eisch Electronic. The board will also fit into the smaller 20mm x 20mm x 37mm size box but there is less room to manoeuvre the output coaxial cable. Schubert (as far as I know) do not make the box with SMA connector size cut outs. However, soldering four-hole size SMA connectors over the BNC cut out, the flange of the SMA connector nicely covers up the larger BNC entry size hole. The connectors could be BNC, if preferred. There are many ways to mount the PCB in the box. I chose to solder the board in vertically and make a short wire link from the SMA spill to the PCB input. The output uses a short length of PTFE coaxial cable between the PCB and the output SMA connector.

For use at 23cm (and you might wish to consider the PGA103+ for use in a contest station environment at 23cm because of its outstanding dynamic range) it might be better to cut the input end off the PCB and solder direct between the input track and the connector spill, with the ground-plane of the PCB soldered to the end wall of the box to maintain grounding integrity. I chose to solder a 78M05 5V/500mA SMD regulator to the ground-plane side of the PCB with 10μF/20V working tantalum capacitors for decoupling. This ensures that whatever the input supply voltage variation, no more than +5V appears at the PGAAMP. I used a Tusonix 1500pF solder-in feed-through capacitor to bring the supply into the box. My prototype PGA AMP is shown in photo 2.

Results

Table 2 shows the results of my measurements on the prototype boxed PGA AMP. The usual caveats apply, i.e. systematic uncertainties in the measurements, particularly of the noise figures, test equipment calibration, quoting noise figures to hundredths of a dB! etc.

Frequency (MHz)	Noise figure (dB)	Insertion gain (dB)	Input IP3 (dBm)	Input return loss (dB)	Output return loss (dB)	Psat Output (dBm)
30	0.5	26.2				
50	0.5	26.2		3.8		
70	0.5	25.9		5.2		22.1
144	0.46	25.2	+11.8	8.7	22	22.5
432	0.52	21.6	+10.5	10.6		
1296	0.8	14.1	+20.5	14.7	15.4	24.5

Table 2

Summary

I have not seen a sub 0.5dB noise figure 144MHz preamplifier with as high an IIP3 as +12dBm before. An IIP3 of +10.5dBm at 432MHz is also pretty impressive for a device delivering over 20dB of gain and around 0.5dB noise figure. At 1296MHz the IIP3 is also extremely good at over +20dBm. However, this figure could be improved significantly by careful selection of the device operating point. Potentially, it could be as high as +26 to +30dBm. These are the numbers achieved at 1.9GHz in the original cellular radio base station mast head preamplifier application of this device. One of the advantages of this small high performance amplifier is that it is so small that it can be fitted inside many existing transceivers as an alternative receiver front end, possibly giving a large increase in receiver performance. A concern of many 144MHz band users is strong signal effects from Band 2 FM broadcast stations. However, unless you live or operate very close to one of these monsters they probably don't cause the average radio amateur any problem. Traditionally, the input selectivity provided by low loss input matching circuits has been used to reduce the effects of FM broadcast stations. These 'filters' are not always as effective as we might imagine! In the PGA AMP the very high IIP3 provides additional protection against Band 2 broadcast signals as well as against close-in paging signals and some in-band signals from the bigger contest stations. Where additional protection from Band 2 is required a simple high pass filter can be used at the PGA AMP input. DJ7VY and LA8AK (SK) both recommended this approach as it can give extremely low losses at the preamplifier input (<0.13dB) together with close on 50dB rejection of the more troublesome stations in Band 2. I recommend the DJ7VY 130MHz HPF design (VHF Comms, Vol. 10, Spring 1/1978), although this is now known not to be an optimum design. G4SWX and myself have been designing slightly lower loss, practical, alternative HPFs for this purpose. It may be convenient to build the HPF into a separate box from the preamp and only connect it if it is required. Indeed you would have a few problems fitting the DJ7VY HPF into the same Schubert box as the preamp. Most 144MHz operators should not find it necessary to use the filter. Filtering above 144MHz is probably best left to a low loss bandpass filter located at the preamplifier output, although an input 400MHz HPF might also be practical. Low cost kits for the PGA103+ amplifier should be available from G4DDK in the New Year. Please see my web page www.G4DDK.com 73 de Sam, G4DDK



Photo 1

(Red.: DL-Übersetzung erscheint in Kürze im Technik 12 Buch)



Photo 2

5-8 ...

an extendable 144 MHz Yagi

by Hartmut Klüver, DG7YBN

The 5-8 Yagi can easily be converted from 5 to 8 elements. Hence its name. In doing so it uses an identical driver cell. The most complex part of the Yagi, reflector, dipole and first parasitic elements are being preserved in the extension. That way quite a variety of arrays can be erected flexibly and very effectively. Just as assembling team and weather conditions permit. Both Yagis offer a clean radiation pattern with high F/B and F/R ratio. That makes them a good choice for using them in contest and EME in difficult receiving conditions. Even though bound to some constraints of the 5 ele., the 8 ele. shows performance data comparative to the best conventional Yagis of same length, see VE7BQH's up-to-date G/T table [1].

The 5-8 Yagi scheme is easy to replicate when mounting elements on boom using usual insulators as shown in [2]. Thereto I show element lengths including correction factors for useful boom dimensions. In addition both Yagis have a broad bandwidth. Their SWR is less than 1.2 from 143.5 to 145.0 MHz.

Who does not wish to replicate the straight split DE, or favours a Folded Dipole anyway may take advantage of one made by WiMo. The spare DE of the EF0208c by YU7EF fits both versions quite good when D1 is modified slightly (s. Table 1). It comes as a complete, ready to go, sealed dipole with balun and N-bushing enclosed. When ordering make sure that it's long fastening screw, spacer tube and adapter plate in case of 25 mm boom are on your list too.

5 element base Yagi

Dubus readers have already encountered this Yagi as the master measurement Yagi for the 144 MHz boom correction factors [2]. Its original design objective was to create a short Yagi with a high F/R ratio. So that it is suitable to minimise the pickup of splatter and what so ever unwanted signals from the rear in contest situations.

Gain: 10.16 dBi = 8.01 dBd*

Beam Width: see stacking

F/B: -24.8 dB

F/R: -23.0 dB

Impedance: 50 / 200 Ohm

Electr. Length: 0.735 λ

*) Auto Segmentation at 144.1 MHz

Element lengths and positions see Table 1



Fig. 1: Foremast mounted 5 ele. version

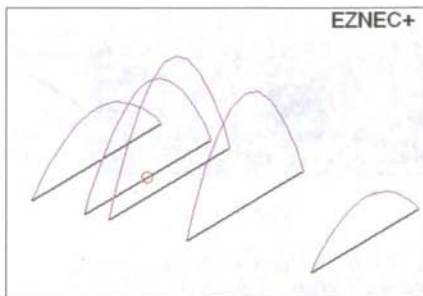


Fig. 2: Current distribution on the 5 ele.

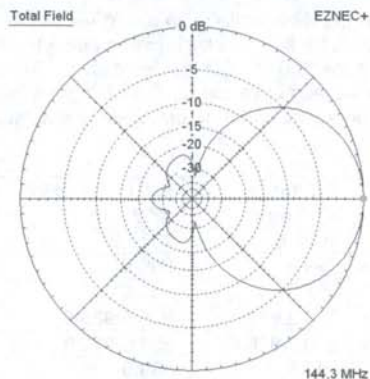


Fig. 3: Elevation plot of the 5 ele. Yagi

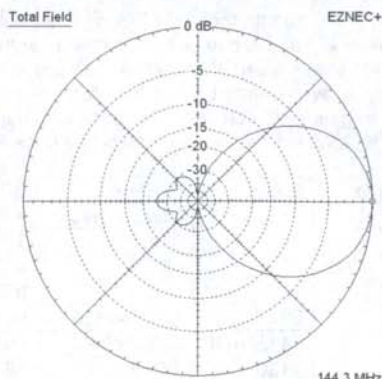


Fig. 4: Azim. plot of the 5 ele. Yagi

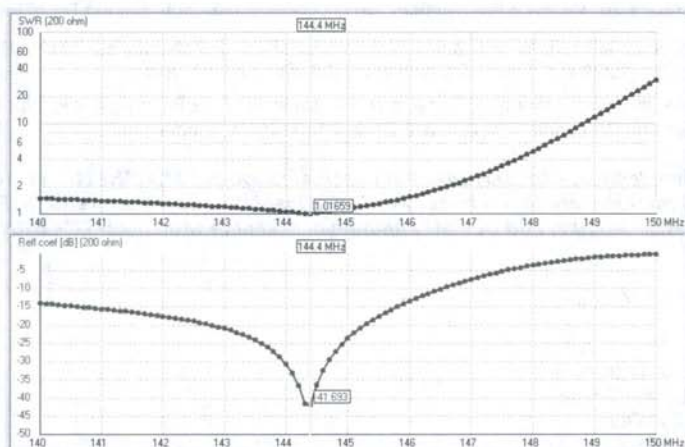


Fig. 5: 140...150 MHz SWR and RL plot of 5 ele. with folded DE using 11... 9 segments

5-8 element extended Yagi

EZNEC+

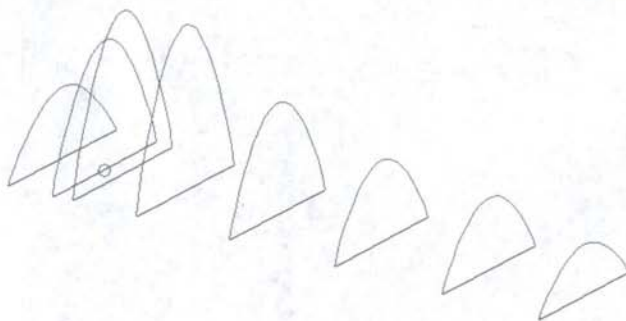


Fig. 6: Current distribution on the 8 ele. version of the 5-8 Yagi

The full length 5-8 has its focus on F/B and low antenna temperature while maintaining reasonable gain for a conventional Yagi. A bay of 4 will make a useful EME array for its size which will be powerful enough to do a lot of QSOs with WSJT when running even less than 200 W. For the contest or DXpedition enthusiast an 8 over 8 may be fine too. A stack of 4 times 5-8 all above the other with a total height of approx. 7.7 m plus a little clearance from ground might be a good choice for an engaged contest group ... if the weather does not permit that, one drops back to 4 x 5.

	Ø	Elem. Pos.	½ Elem. Length-nec	BC 20x20 = 3.9 mm	BC 25x25 = 7.6 mm	BC 1"x1", Ø3/8" = 7.9 mm
Refl.	8,0	0	514.5	1032.9	1036.6	1032.9
DE	10,0	283	496.0	995.9	999.6	999.9
D1	8,0	403	475.0*	953.9*	957.6*	953.9*
D2	8,0	822	461.0/466.0	925.9/935.9	929.6/939.6	925.9/935.9
D3	8,0	1485/1440	423.8/454.5	851.5/912.9	855.2/916.6	851.5/912.9
D4	8,0	2130	443.0	889.9	893.6	889.9
D5	8,0	2850	439.0	881.9	885.6	881.9
D6	8,0	3485	423.8	851.5	855.2	851.5

Bold numbers are for the 8 ele. version, the D3 of the 5 ele. mutates to the D6 of the 8 ele.

(*) D1 for FD version is 477 mm in NEC and 957.9 mm with BC = 3.9 mm for 20x20 mm Boom, 961.6 mm with BC = 7.6 mm for 25x25 mm and 961.9 with BC = 7.9 mm for 1"x1" Boom.

Aluminium plate for foremast mounting: Order # WiMo: Mast Plate 7EF Yagis A-2501 for 60 mm U-Bolts. Bore positions (6.5 mm) to attach this plate are 23 and 110 mm from boom end.

Table 1: Element lengths - conservative auto segmentation at 144.1 MHz (10, 11, 10, 9, 9, 9, 9, 9 segments). BC numbers are for on boom with WiMo insulators and M3 screws (!). For thru boom use NEC lengths, add DL6WU numbers or compute with SM5BSZ's BC.exe.

Gain: 13.09 dBi = 10.94 dBd*

F/B: 29.0 dB

F/R: 19.8 dB

Beam Width (-3dB): 41.8° Azim.

Beam width (-3dB): 47.2° Elev.

Impedance: 50 / 200 Ohm

Electrical Length: 1.68 λ

*) Segmentation acc. VE7BQH chart

Details hereto see section stacking.

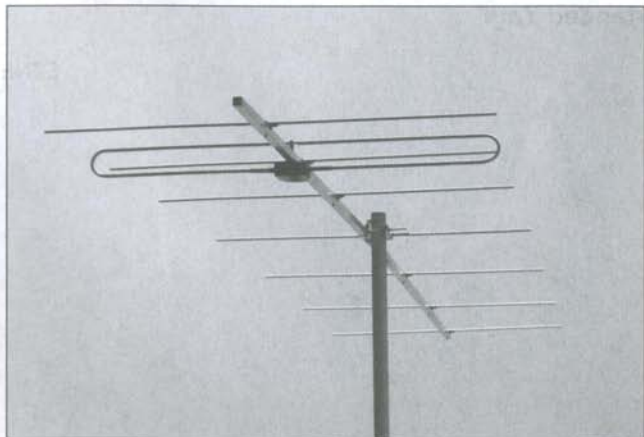


Fig. 7: 5-8 as 8 ele. version with folded DE

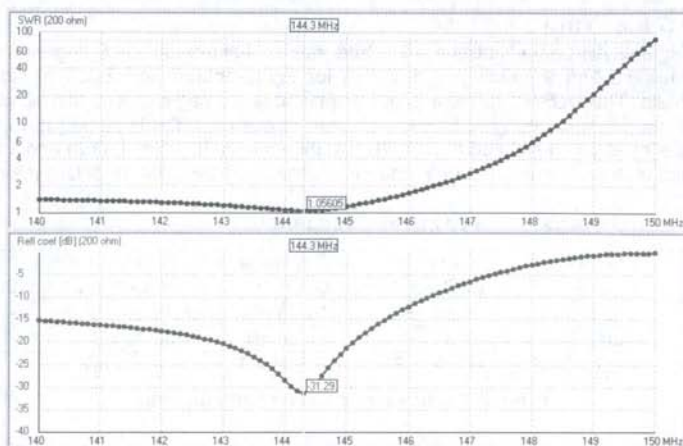


Fig. 8: 140...150 MHz SWR and RL plot of 8 ele. with folded DE using 11... 9 segments

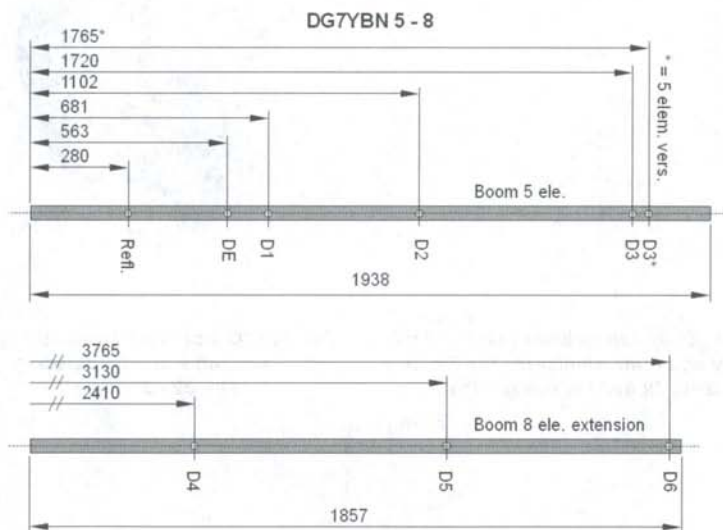


Fig. 9: Sketch of boom, both 5 and 8 ele. extension. Note rear and front extensions on 5 ele. basis boom for formast mounting and fitting of the 8 ele. extension.

Total Field

EZNEC+

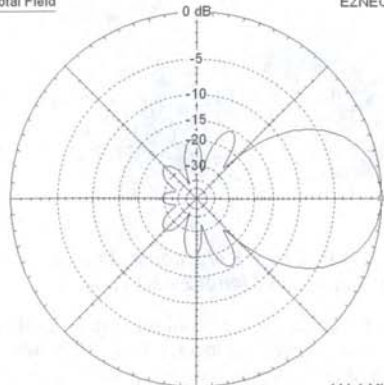


Fig. 10: Elevation plot of the 8 ele. Yagi.

Stacking the 5 ele. Yagi

The 5 element Yagis -3 dB beam widths are 73.2 degree in H-plane and 54.8 degree in E-plane. Using the DL6WU formula we find a spacing of 1.568 m for top-to-bottom and 2.031 m side-by-side when horizontally polarised. The DL6WU formula is quite applicable on Yagis of less than 2 wl in length. With Yagis below 1 wl the formula often produces a too small distance in the H-plane [3]. However the array shows far less side lobes when stacked at DL6WU distance minus 10% i.e. 1.41 m and 1.83 m. If stacked with larger distance on top of each other gain and F/B increase on the account of larger side lobes.

	5 over 5	4 bay in 'H' configuration		
Stacking Distance	DL6WU -10%	E & H Plane DL6WU -10%	E & H Plane DL6WU	E: 6WU +10% H: 6WU +21% (1900 mm)
Gain	12.91 dBi	15.80 dBi	16.13 dBi	16.20 dBi
F/B	20.67 dB	21.31 dB	24.26 dB	26.32 dB
Side Lobe	-12.88 dB	-12.66 dB	-12.34 dB	-10.11 dB

Table 2: Performance data when stacking

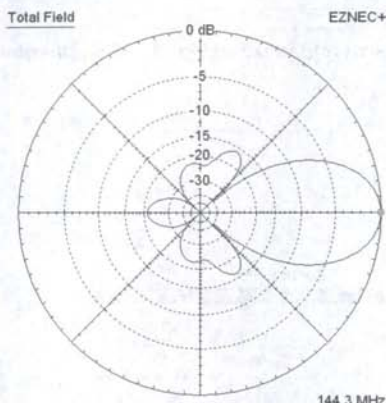


Fig. 11: Elevation radiation plot of 4 x 5 ele. bay and quite similar for the 5 over 5 using DL6WU spacing -10%.

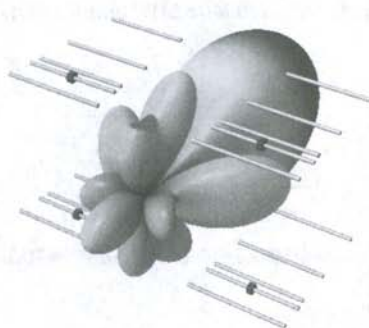


Fig. 12: 3D plot of pattern and bay of 5 ele. Yagis at -10% spacing (4nec2 - 3D viewer)

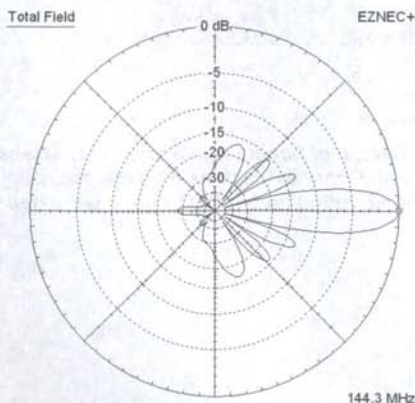


Fig. 13: Elev. Plot of 4 x 5 ele. contest stack

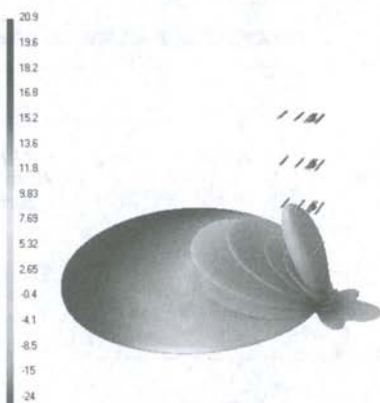


Fig. 14: 3D plot of 4 x 5 ele. contest stack over perfect ground (4nec2 - 3D viewer)

A 5 over 5 over 5 over 5 contest array at a stacking distance of 1.90 m each will deliver a gain of 16.25 dBi and F/B of 27.52 dB (less distance produces less F/B). When placing the lowest Yagi 3.0 m above ground it results in a total arrays mast height of 8.7 m. With help of ground gain (perfect ground assumed)

it delivers a simulated gain of 20.9 dBi at 4 degrees of elevation and an F/B of -26.1 dB whilst the horizontal beam width still is in excess of 56 degrees.

Stacking and G/T numbers for the 8 ele. Yagi

Using the common segmentation base for the actual G/T table we find a gain of 13.09 dBi or 10.94 dBD for the single Yagi. Given element lengths are corrected by subtracting 2.4 mm in total here. Stacking distances per DL6WU formula are 2.587 m top-to-bottom and 2.936 meters side-by-side.

8 over 8: Gain 15.99 dBi, F/B = 33.1 dB

4 bay: Gain 18.99 dBi, F/B = 34.6 dB, F/R = 19.7 dB, $T_{ant} = 238.8$ K, G/T = -4.79 dB

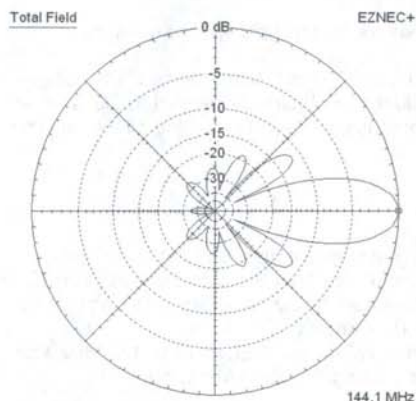


Fig. 15: Elevation pattern of 4 bay for EME using DL6WU stacking

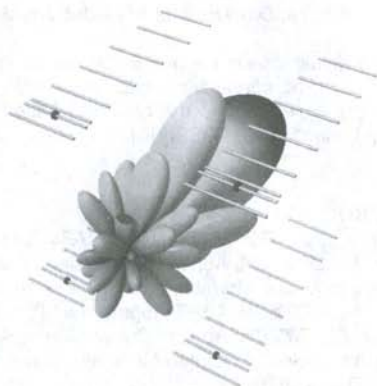


Fig. 16: 3D plot of pattern and bay of 8 ele. Yagis at DL6WU spacing (4nec2 - 3D viewer)

Straight split and folded dipole

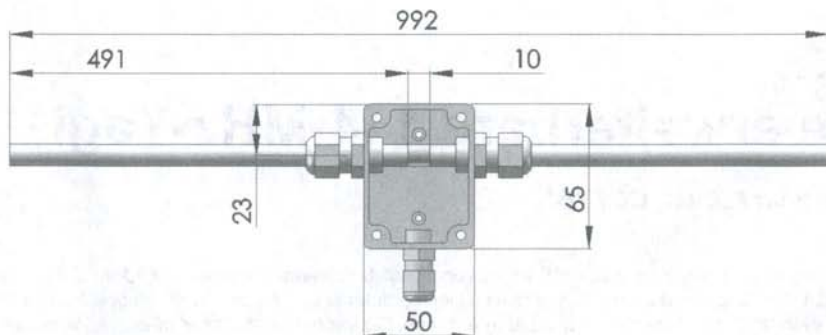


Fig. 17: Straight split DE made with ABS plastic box (Bopla ET-206) and M16 cable glands, tube diameter is 10 mm.

For best pattern place bores as low as possible. When down to element plane the full BC needs to be added, see table 1. A position of several millimetres above boom may require shortening by up to the full BC value (half amount per side). A quarter wave line can serve as a practical symmetrising member. Using PTFE coax RG-142 the braid-to-braid length is 345 mm. Ground far side using an N cable flange socket and a small mounting bracket as shown in [4]. Add some ferrite cores on the way. Ideally an adequate ferrite is applied right inside the connection box.

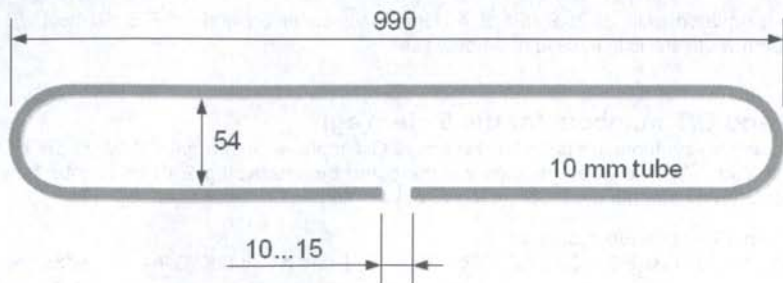


Fig. 18: Dimensions of folded DE. Same box as for straight split may be used.

The folded dipole needs no BC. Balun length for RG-142 is 700 mm braid-to-braid. Do not ground the balun side. Use no connection plate on DE side but solder coax braids as parallel to DE as possible as shown in [5]. How to bend the tube into folded dipole shape is described in the VHF/UHF Long Yagi Workshop by Ian White, G3SEK [6].

Literature

- [1] Edwards, L, VE7BQH G/T Tabelle, EA6VQ: <http://www.dxmaps.com/ve7bqh.html>
- [2] Klüver, H., DG7YBN, Applied Conversion of Segmented Wires from NEC2 to 144 MHz Yagi Elements for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators - Part 1, Dubus 2/2010
- [3] Klüver, H., DG7YBN, TANT Appendix v1.0, page 22 and following
- [4] Klüver, H., DG7YBN, Applied Conversion of Segmented Wires from NEC2 to 144/432 MHz Yagi Elements for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators – Part 3, Dubus 2/2011
- [5] Klüver, H., DG7YBN, Applied Conversion of Segmented Wires from NEC2 to 144 MHz Yagi Elements for Semi-Insulated Mounting above the Boom using Standard Insulators – Simulating the Folded Dipole - Part 4, Dubus 2/2012
- [6] White, I, GM3SEK, Folded Dipoles for VHF/UHF Yagis, <http://www.ifwtech.co.uk/g3sek/diy-yagi/dipoles.htm>

5-8... eine erweiterbare 144-MHz-Yagi

von **Hartmut Klüver, DG7YBN**

Die hier vorgestellte 5-8-Yagi kann auf leicht von 5 auf 8 Elemente erweitert werden. Daher ihr Name. Dabei nutzt sie eine einheitliche Erregerzelle. Der komplexeste Teil der Yagi, Reflektor, Dipol und die ersten Direktoren bleiben bei der Erweiterung erhalten. So kann man auf sehr effektive Weise flexibel die unterschiedlichsten Antennengruppen aufbauen. Gerade wie es Aufbaumannschaft und Wetterbedingungen zulassen. Beide Yagis besitzen ein recht sauberes Richtdiagramm und hohes F/B- bzw. F/R- Verhältnis. Das macht sie insbesondere für den Einsatz im Contest und für EME unter schwierigen Empfangsbedingungen interessant. Die 8 Ele. weist, obwohl an einige Rahmenbedingungen der 5 Ele. gebunden, über alles gesehen durchaus mit den besten konventionellen Yagis ihrer Länge vergleichbare Leistungswerte auf, siehe VE7BQHs aktuelle G/T-Vergleichsliste [1].

Das 5-8-Konzept ist bei Montage der Elemente auf dem Boom mit üblichen Plastikhaltern nach [2] nachbausicher gestaltet. Ich gebe dazu Elementlängen inklusive Korrekturfaktor für sinnvolle Boomdimensionen an. Zudem sind die Yagis recht breitbandig. Das SWR liegt im Bereich von 143,5 bis 145,0 MHz unter 1,2.

Wer den geraden, gestreckten DE nicht nachbauen möchte, oder ohnehin einem Faltdipol den Vorzug gibt, wird bei WiMo fündig. Der als Ersatzteil für die EF0208c von YU7EF erhältliche DE passt nach Anpassung des D1 (siehe Tabelle 1) sehr gut für beide Versionen. Er wird anbaufertig mit Balun und N-Buchse geliefert. Bei der Bestellung bitte die lange Halteschraube und die Distanzhülse bzw. Halteplatte bei 25er Boom nicht vergessen.

5-Element-Basis-Yagi

Dubuslesern ist diese Yagi bereits als die hauptsächliche Messantenne für meine 144-MHz-Boom-Korrekturfaktoren begegnet [2]. Ihre originale Maßgabe beim Design war, eine kurze Yagi mit hohem F/R-Verhältnis zu bekommen. So dass sie geeignet ist, die Aufnahme von Splatter und jeder Art von unwillkommenen Signalen in Contestsituationen zu minimieren.

Gewinn: 10,16 dBi = 8,01 dBd*

Öffnungswinkel: siehe Stockung

F/B: -24,8 dB

F/R: -23,0 dB

Impedanz: 50 / 200 Ohm

Elektr. Länge: 0,735 λ

*) Auto Segm. bei 144,1 MHz

Elementlängen und Positionen siehe Tabelle 1.

Bild 1: 5 Ele.-Version in Vormastmontage

Bild 2: Stromverteilung auf der 5 Ele.

Bild 3: Elevationsdiagramm der 5 Ele. Yagi

Bild 4: Azimutdiagramm der 5 Ele. Yagi

Bild 5: 140...150 MHz SWR- und RL-Plot der 5 Ele. mit Faltdipol bei 11... 9 Segmenten

5-8-Element erweitere Yagi

Die 5-8 in voller Länge besitzt ein vergleichsweise nebenzipfelarmes Richtdiagramm unter Beibehalten von genügend Gewinn für eine konventionelle Yagi. Eine 4er-Gruppe wird eine recht brauchbare EME-Anordnung für ihre Größe abgeben, die leistungsstark genug sein wird, um mit WSJT eine Menge QSOs selbst mit weniger als 200 Watt zu machen. Für Contest- oder DXpeditionsfreunde wird auch die 8 über 8 interessant sein. Ein Stack von 4 mal 8 übereinander mit einer Gesamthöhe von ca. 7,7 m plus etwas Bodenfreiheit könnte eine gute Wahl für eine engagierte Contestgruppe sein ... ist das Wetter doch zu schlecht, wird auf 4 x 5 umgerüstet.

	$\emptyset$	Elem. Pos.	1/2 Elem. Länge-nec	BC 20x20 = 3.9 mm	BC 25x25 =7.6 mm	BC 1"x1", $\emptyset 3/8"$ =7.9 mm
Ref.	8,0	0	514,5	1032,9	1036,6	1032,9
DE	10,0	283	496,0	995,9	999,6	999,9
D1	8,0	403	475,0*	953,9*	957,6*	953,9*
D2	8,0	822	461,0/466,0	925,9/935,9	929,6/939,6	925,9/935,9
D3	8,0	1485/1440	423,8/454,5	851,5/912,9	855,2/916,6	851,5/912,9
D4	8,0	2130	443,0	889,9	893,6	889,9
D5	8,0	2850	439,0	881,9	885,6	881,9
D6	8,0	3485	423,8	851,5	855,2	851,5

Zahlen in fett sind für die 8 Ele. Version, der D3 der 5 Ele. wird zum D6 der 8 Ele.

(*) D1 für FD Version ist 477 mm in NEC und 957,9 mm mit BC = 3,9 mm für 20x20 mm Boom, 961,6 mm mit BC = 7,6 mm für 25x25 mm und 961,9 mit BC = 7,9 mm für 1"x1" Boom.

Aluminiumplatte für Vormastmontage: Bestellnr. WiMo: Masthalteplatte 7EF Yagis A-2501 für 60 mm U-Schellen. Bohrungspositionen (6,5 mm) zum Befestigen dieser Platte sind 23 und 110 mm vom Ende des Booms.

Tabelle 1: Elementlängen - Konservative Auto-Segmentierung bei 144.1 MHz (10, 11, 10, 9, 9, 9, 9, 9 Segmente). BC-Werte für Montage auf dem Boom mit WiMo Haltern und M3 Schrauben (!).

Für durch den Boom: Bitte NEC-Längen benutzen und DL6WU Werte addieren oder mit SM5BSZ's BC.exe berechnen.

Gewinn: 13,09 dBi = 10.94 dB*
 F/B: 29,0 dB
 F/R: 19,8 dB
 Öffnungswinkel (-3dB): 41,8° Azim.
 Öffnungswinkel (-3dB): 47,2° Elev.
 Impedanz: 50 / 200 Ohm
 Elektr. Länge: 1,68 λ (3485 mm)
 *) Segmentation wie nach VE7BQH-Tabelle,
 Details dazu siehe Abschnitt Stocken.

Bild 6: Stromverteilung auf der 8 Ele.-Version der 5-8 Yagi

Bild 7: 5-8 als 8 Ele.-Version mit Faltdipol

Bild 8: 140...150 MHz SWR und RL Plot der 8 Ele. mit Faltdipol bei 11... 9 Segmenten

Bild 9: Zeichnung des Booms von 5 und 8 Ele.-Version. Die hintere und vordere Verlängerung des Basis-Booms der 5 Ele. dient zur Vormastmontage bzw. Anschrauben der Verlängerung auf 8 Elemente.

Bild 10: Elevationsdiagramm der 8 Ele.-Yagi.

Stocken der 5 Ele. Yagi

Die -3 dB-Öffnungswinkel der 5-Element-Yagi betragen 73,2 Grad in der H-Ebene und 54,8 Grad in der E-Ebene. Mit der DL6WU-Formel erhalten wir einen Abstand von 1,568 m für übereinander und 2,031 m seitlich, wenn horizontal polarisiert. Die DL6WU-Formel ist durchaus für Yagis unter 2 λ anwendbar. Bei Yagis unter 1 λ bringt sie dann aber oft einen zu geringen Abstand in der H-Ebene hervor [3]. Wie auch immer, die Gruppe zeigt einen deutlich kleineren ersten Nebenzipfel, wenn sie mit DL6WU-Distanzen minus 10%, also 1,41 m and 1,83 m gestockt wird. Wird dagegen höher übereinander gestockt, erhöhen sich Gewinn und Rückdämpfung auf Kosten größerer Nebenzipfel.

	5 über 5	4er Gruppe in 'H' Konfiguration		
Stockungs- Abstand	DL6WU -10%	E & H Ebene DL6WU -10%	E & H Ebene DL6WU	E: 6WU +10% H: 6WU +21% (1900 mm)
Gewinn	12,91 dBi	15,80 dBi	16,13 dBi	16,20 dBi
F/B	20,67 dB	21,31 dB	24,26 dB	26,32 dB
Nebenzipfel	-12,88 dB	-12,66 dB	-12,34 dB	-10,11 dB

Tabelle 2: Leistungsdaten für Gruppen

Bild 11: Elevationsdiagramm der 4 x 5 Ele.-Gruppe und fast gleich für die 5 über 5 mit DL6WU Abstand -10%.

Bild 12: 3D-Plot des Strahlungsdiagramms und 5 Ele.-Yagi-Gruppe bei -10% Abstand (4nec2 - 3D viewer)

Ein Contest-Stack aus 4 x 5 übereinander mit Einzeldistanz von 1,90 m wird einen Gewinn von 16,25 dBi und ein F/B von 27,52 dB liefern (weniger Distanz ergibt hier weniger F/B). Wird die niedrigste Yagi 3,0 m über Grund platziert, resultiert das in einer Gesamtmasthöhe der Gruppe von 8,7 m. Mit Hilfe von Ground Gain (perfekter Grund angenommen) erreicht sie in der Simulation einen Gewinn von 20,9 dBi bei 4 Grad Elevation und ein F/B von -26,1 dB bei einem horizontale Öffnungswinkel von größer 56 Grad.

Bild 13: Elev.-Diagramm des 4 x 5 Ele. Contest-Stack

Bild 14: 3D-Plot des 4 x 5 Ele. Contest-Stack über perfektem Grund (4nec2 - 3D viewer)

Stocken und G/T Werte der 8-Ele.-Yagi

Wenden wir die für die aktuelle G/T-Tabelle übliche Segmentierung an, so ergibt sich ein Gewinn von 13,09 dBi oder 10,94 dBD für die einzelne Yagi. Dazu werden zur Korrektur insgesamt 2,4 mm von den gegebenen Elementlängen abgezogen. Die Stockungsabstände per DL6WU-Formel sind 2,587 m für übereinander und 2,936 m seitlich.

8 über 8: Gewinn 15,99 dBi, F/B = 33,1 dB

4 bay: Gewinn 18,99 dBi, F/B = 34,6 dB, F/R = 19,7 dB, T_ant = 238,8 K, G/T = -4,79 dB

Bild 15: Elev.-Diagramm der 4er-Gruppe für EME bei DL6WU-Stockungsabständen

Bild 16: 3D-Plot des Strahlungsdiagramms und 8 Ele.-Yagi-Gruppe mit DL6WU Abstand (4nec2 – 3D viewer)

Gerader, gestreckter und Faltdipol

Bild 17: Gerader gestreckter DE mit ABS-Plastikkästchen (Bopla ET-206) und M16-Kabelverschraubungen, Rohrdurchmesser ist 10 mm.

Für bestes Strahlungsdiagramm sollen die Bohrungen so tief wie möglich ausgeführt werden. Wenn auf Elementebene heruntergezogen, muss der volle BC angewendet werden, siehe Tabelle 1. In einige Millimeter über der Elementebene liegender Position muss ggf. um bis zu dem gezeigten BC-Betrag gekürzt werden (halber Betrag pro Seite). Als praktisches Symmetrierglied kann eine Viertelwellenleitung dienen. Bei Verwendung von PTFE-Koaxkabel RG-142 beträgt die Länge Schirm zu Schirm 345 mm. Die Gegenseite wird, wie in [4] gezeigt mit einer N-Kabelflanschbuchse und einem kleinen Haltewinkel geerdet. Auf dem Kabel sollten entlang des Weges Ferritringe aufgeschoben werden. Ideal ist die Unterbringung eines ausreichenden Ferrits gleich im Anschlusskästchen.

Bild 18: Dimensionen des Faltdipols. Es kann das gleiche Anschlusskästchen wie für den geraden, gestreckten DE genommen werden.

Der Faltdipol kommt ohne BC aus. Die Länge des Baluns beträgt für RG-142 = 700 mm von Schirm zu Schirm. Die Balunseite bitte nicht erden. Auf der DE-Seite keine Verbindungsplatte benutzen, sondern die Schirme der Koaxkabel so parallel wie möglich zum DE hin aneinanderlöten wie in [5] gezeigt. Wie das Rohr in Form eines Faltdipols gebracht wird, ist im VHF/UHF-Long-Yagi-Workshop von Ian White, G3SEK [6] gut beschrieben.

Quellen

- [1] Edwards, L, VE7BQH G/T Tabelle, EA6VQ: <http://www.dxmaps.com/ve7bqh.html>
- [2] Klüver, H., DG7YBN, Angewandte Umsetzung von segmentierten Drähten aus NEC2 in 144 MHz Yagi Element für semi-isolierte Montage auf dem Boom mit Standardhaltern - Teil 1, Dubus 2/2010
- [3] Klüver, H., DG7YBN, TANT Appendix v1.0, Seite 22ff
http://www.dxmaps.com/docs/TANT_Manual_Appendix_1_0.pdf
- [4] Klüver, H., DG7YBN, Angewandte Umsetzung von segmentierten Drähten aus NEC2 in 144/432 MHz Yagi Element für semi-isolierte Montage auf dem Boom mit Standardhaltern - Teil 3, Dubus 2/2011
- [5] Klüver, H., DG7YBN, Angewandte Umsetzung von segmentierten Drähten aus NEC2 in 144 MHz Yagi Element für semi-isolierte Montage auf dem Boom mit Standardhaltern – Simulation von Faltdipolen – Teil 4, Dubus 2/2012
- [6] White, I, GM3SEK, Folded Dipoles for VHF/UHF Yagis
<http://www.ifwtech.co.uk/g3sek/diy-yagi/dipoles.htm>

50 MHz SSSP Propagation (1): Testing Higasa's Hypothesis

by Roger Harrison, VK2ZRH

Since Han Higasa JE1BMJ proposed his hypothesis for 50 MHz Summer Solstice Short Path (SSSP) propagation in 2006 [1], the term (coined by Higasa and Chris Gare G3WOS) has permeated the VHF DX lexicon world wide when referring to summertime contacts over long paths ranging up to 13,000+ km in length, between Japan/North America, Japan/Europe and Europe/North America.

In the best traditions of scientific enquiry and of self-learning in the pursuit of amateur radio, Higasa challenged the 'conventional wisdom' prior to 2006 that the observed propagation was probably multi-hop sporadic E. He advanced a concept for the propagation which involves a combination of chordal hop Es (or F1-Es) at each end of a path and a whispering gallery through the mid-path that is supported by the Polar Mesosphere Summer Echoes (PMSE) phenomenon in the upper D-region, or possibly electron precipitation on paths crossing the high latitudes in the vicinity of the auroral oval.

It is a brave and imaginative hypothesis, based on extensive personal observation and DX contacts, 50 MHz DX reports from other amateurs, investigation of possible propagation modes, and examination of scientific data and literature published on the web.

General Characteristics

The general characteristics of SSSP propagation observed by JE1BMJ can be summarised as follows:

- 1) **Seasonal.** Contacts are reported only during summer months, from late May through late July in the northern hemisphere, centered on the solstice (21-22 June), sometimes occurring day after day over a week, and at other times on days here and there; There are also rare reports for SSSP in the end of April and beginning of August.
- 2) **Diurnal.** Stations at one end of a path make contacts in the morning local time, working stations at the other end of the path where it is late afternoon or early evening local time, so the paths are predominantly in daylight end-to-end;
- 3) **Paths.** Paths are confined to the same hemisphere – JA-NA, JA-EU and NA-EU, generally from about 7000 km to 12,000 km in length (the shortest path, JE1BMJ-KL7, is some 5000 km, while the EU path terminals occasionally include the Middle East (4X – about 8000 km) and North Africa (5T5 – some 13,500 km). The map of Fig. 1 illustrates the JA-EU and JA-NA propagation paths reported by JE1BMJ;
- 4) **Azimuths.** Path azimuths are on, or close to, the great circle path between stations;
- 5) **Openings.** An opening may last for short periods or up to six hours, and the areas open are often "spotty";
- 6) **Signals.** Signal characteristics range from very weak through to very strong, with slow QSB and no noted distortion;
- 7) **Solar.** The annual openings do not appear to be influenced by the solar cycle; and
- 8) **50 MHz Only.** Contacts or openings are observed specifically on 50 MHz, but not on higher or lower amateur bands [1, 2].

Higasa's Hypothesis

Figure 2 shows the overview of Higasa's proposed propagation path, in the vertical plane. The essence of Higasa's hypothesis is that:

- (a) the first and last 3000 km (approx.) of the SSSP path (points A-B, and D-E) involve two E-layer (Es) reflections without a ground reflection in between (that is, 'grand' chordal hop), or F1 refraction at A and E with chordal hop between A-B and D-E; and
- (b) that the middle section of the propagation path, passing through the high latitudes, is supported by an

atmospheric phenomenon known as Polar Mesosphere Summer Echoes (PMSE), so that the signal raypath does not experience ground skip in this area of the path (ie. more chordal hop, or a whispering gallery).

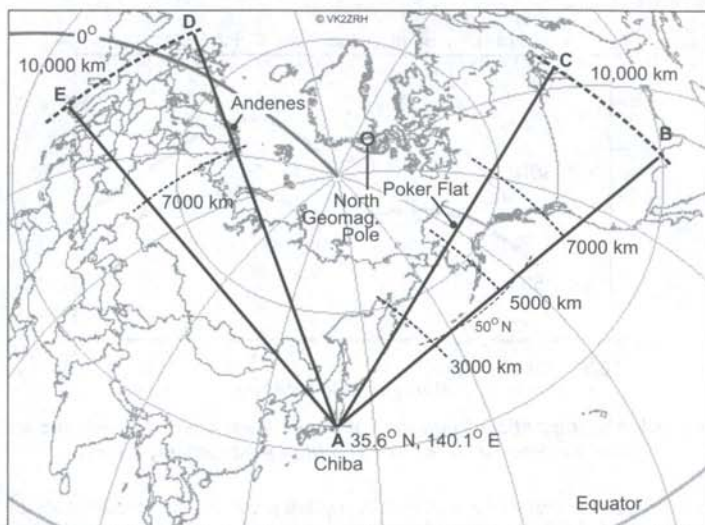


Fig. 1: General view of SSSP propagation paths to Europe and North America reported by JE1BMJ, centred on the Japanese prefecture of Chiba, his home QTH. Most contacts occur in the 7000-12,000 km range; shorter paths at ~5000 km, longer paths ~13,500 km. This is an azimuth-equidistant projection. Andenes in Norway and Poker Flat in Alaska are important sites of vertical incidence radars used for researching atmospheric phenomena, including Polar Mesosphere Summer Echoes (PMSE).

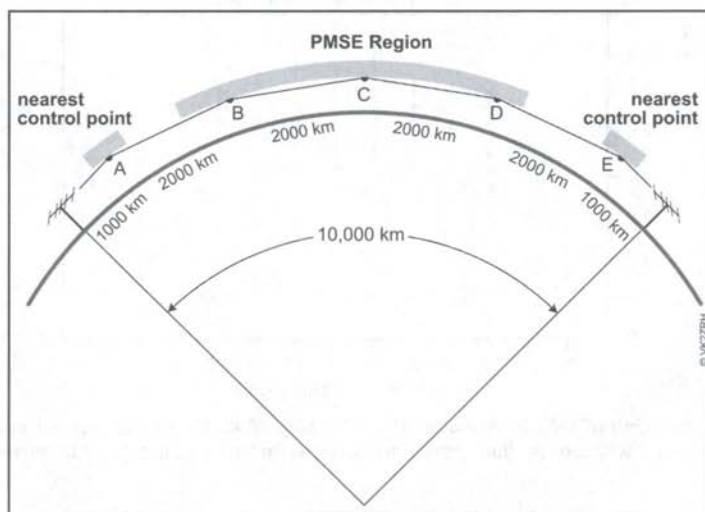


Fig. 2: The end-to-end SSSP path proposed by JE1BMJ (redrawn from [1]).

Taking part (a) first, Higasa discusses the possibility of a 50 MHz raypath being deflected by the F1 layer at A so that it reaches an Es cloud at B, without an intermediate ground reflection. The ionospheric physics does not support such a scenario. The critical frequency of the F1 layer, foF1, and thus the electron density, never reaches a high enough value to refract a 50 MHz raypath to the horizontal at 140-

210 km altitude, let alone return a raypath toward the E-layer or the ground. Figure 3 illustrates the global variation of foF1 for the low and high solar activity years of 1951 (smoothed sunspot number – SSN = 75) and 1947 (SSN = 152), respectively [3].

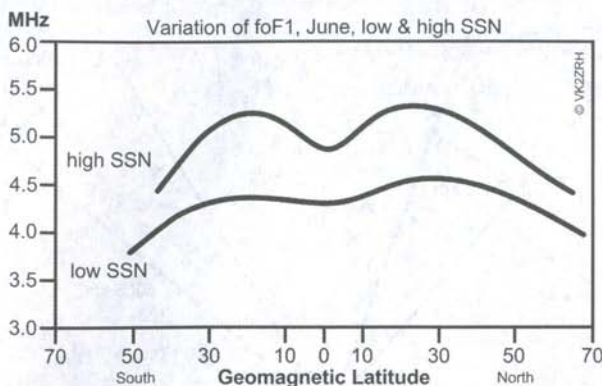


Fig. 3: Variation of the critical frequency of the F1 layer over geomagnetic latitudes from 50° S to 70° N for low and high solar activity years.

In the event you may wonder that more recent solar cycles provided improved values of foF1, Figure 4 shows the variation of foF1 for the month of May (early summer) in 1990 from the ionospheric station at Wallops Island, off the east coast of Virginia in the USA [4]. This is a mid-latitude location – 37.8° N, 75.5° W, geomagnetic latitude 50.5° N – so the foF1 values would be indicative of those related to the control points for North American SSSP paths. 1990 was just after the peak of Solar Cycle 22. The smoothed sunspot number for May 1990 was close to 144 [5]. Again, from Figure 4, foF1 values are too low to refract a 50 MHz raypath as Higasa proposed.

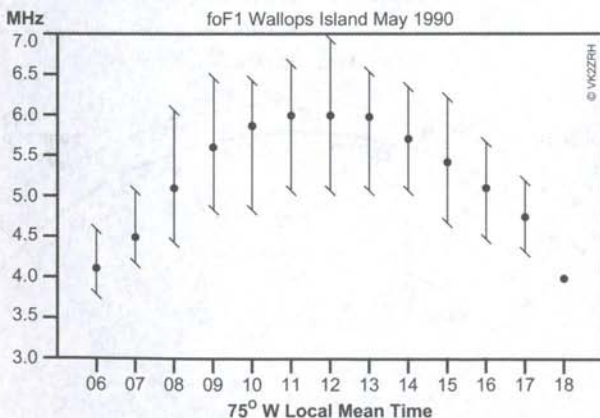


Fig. 4: Diurnal variation of foF1 at Wallops Island for May 1990. Median values for each hour local time are marked with spots, the upper and lower extremes depicted by the vertical lines.

JE1BMJ described the "Great days of SSSP" – on 14 and 19 June 2006 – when he made many contacts across western Europe, the Mediterranean, UK and North Africa. Just in case something out of the ordinary may have occurred in the F1 region over Japan at the time, I downloaded the monthly data from the ionosonde station at Wakkanai in northern Japan for June 2006 [6]. Situated at 45.16° N, 141.75° E and 36.4° N geomagnetic latitude, this station is placed fortuitously where control point A would be for the Japan-Europe SSSP paths. Figure 5 displays the results. They aren't encouraging.

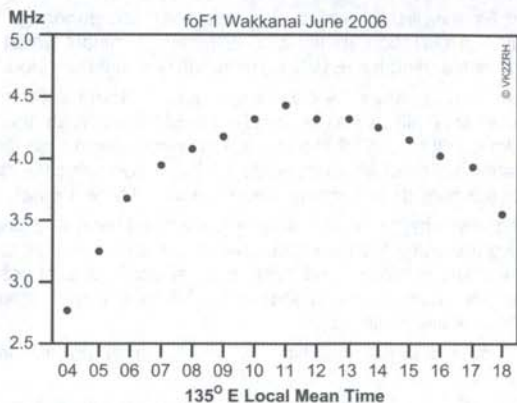


Fig. 5: Hourly median values of foF1 for Wakkanai for June 2006 (SSN of 16.4 [6]).
The 'spread' in values above and below the medians is 100 kHz, or less.

From all of the foregoing, the F1 layer could not be a contributor to Higasa's hypothesis on the SSSP propagation mechanism for refracting 50 MHz at the first and last control points of a path.

The next stage of Higasa's hypothesis proposes a *grand* chordal hop of some 2000 km between A and B, as illustrated in Figure 6. For the nearest control point (A), Higasa postulates that the "likely contender" for reflection is the E-layer at 90-100 km [1]. As the electron density of the E-layer peak, and thus the critical frequency (foE), is never high enough to refract a 50 MHz raypath towards the horizontal (let alone a greater angle), I have to assume that he means Es at point A reflects 50 MHz.

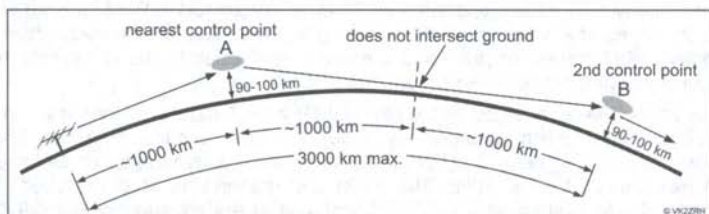


Fig. 6: Higasa's proposed propagation model for the first and last ~3000 km of the SSSP path (redrawn from [1]) invokes 'grand' chordal hop between points A and B.

For the distances Higasa proposes, the transmission raypath angles are very low for Es altitudes of 90-100 km, typically 1° or less [7]. However, Higasa notes that: "In the actual SSSP openings I have experienced I have had to set my stacked yagis to an elevation angle of around 15 degrees compared to normal F2 propagation when it is usually set to near 0 degrees." He adds later that he elevates his antenna array to reduce man-made noise from below the antenna array, thus improving the SNR of signals received. On the issue of raypath elevation, Higasa observed that:

"... from the end of May to the end of July 2006, I made some 180 QSO with EU stations including HVO and 80 QSO with NA stations including W, VE and KL7. For almost all of these SSSP QSOs I found that the optimal elevation angle was in the range of 10 – 15 degrees although this maybe a particular result of my own location, system and the antenna. As the exact propagation characteristics of SSSP propagation is still unknown, the general access angle of elevation is also unknown. I heard stations using a single yagi without elevation which were making SSSP QSOs quite easily. They have a broad main lobe and could attain literally a wide range of propagation."

At 50 MHz, a raypath elevation angle of 15° would only be experienced during short-skip Es events, which are not common. The skip distance would be some 650 km for Es at 100 km altitude and thus control point A would be only 325 km away. As short-skip Es events on 50 MHz have a lower probability

compared to predominant Es events, for which skip distances are generally 1100-2200 km for Es at 100 km altitude [7], the raypath elevation angles at SSSP path terminals would be much lower than the 10° - 15° antenna elevation angles used by JE1BMJ. He is rightly equivocal about this issue.

Grand chordal hop between two separate Es clouds at A and B, some 2000 km apart, would require a favourable tilt in the ionization at A, aligned so as to reflect a 50 MHz raypath towards B, which would also have to have a suitably aligned tilt to deflect the raypath onward without it continuing to the ground. The probability of getting suitably matched tilt alignments of two geographically well-separated Es clouds stable enough to persist for the periods of openings reported would be extremely low.

Tilts in Es layers are generally small in scale, arising from turbulence that creates ripples, crinkles or waves. These structures are generally 1-10 km from crescent-to-crescent horizontally, and vertically, only 100s of metres to perhaps 2 km in height, and support small-scale petit chordal hop [7, 8a]. Raypaths deflected by these small-scale ripple or wave structures will only travel distances of 1-10 km before encountering another ripple or wave [7, 8b, 8c].

Grand chordal hop would require a large-scale tilt at A (and E), such that the ongoing raypath had 'clear air' for many tens of kilometers.

Quasi-periodic (QP) irregularities in the E-layer are large-scale, field-aligned 'walls' of ionization, a few km to tens of km or so in height, which appear for short periods of five to 20 minutes and drift at speeds of 100s of metres/second [9, 10]. While generally associated with Es events, QP irregularities are a nighttime phenomenon, whereas SSSP propagation is a daytime event.

Coming now to the mid-section of the SSSP path, points B-C-D in Figure 2, Higasa suggests that it is supported by the atmospheric phenomenon known as Polar Mesosphere Summer Echoes, PMSE.

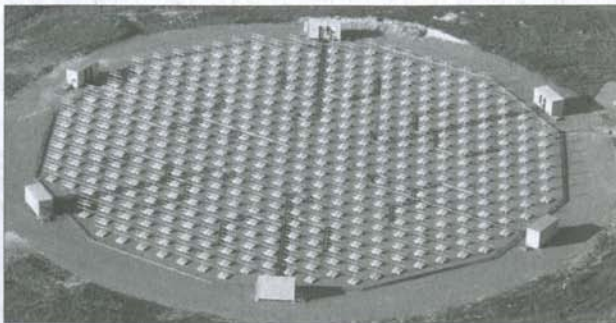
About polar mesosphere summer echoes

The phenomenon was discovered by vertical incidence atmospheric research radars built to observe and investigate atmospheric conditions in the mesosphere, stratosphere and troposphere (MST), ranging from a few km altitude (troposphere) through to 90 km (mesosphere). The first instruments were deployed from around 1979-1981. Many MST radars operate near 50 MHz, run up to 1 MW of radiated power and huge antenna arrays to detect the weak scattering from radio refractive index fluctuations in the upper atmosphere. Today's MST radars employ receivers sensitive enough to detect galactic noise and have complex, powerful signal processing to dig echoes out of the noise.

Some anomalous echoes were revealed by the early 50 MHz MST radars in Germany and Alaska (Poker Flat). These echoes were much stronger, by 5-30 dB, than echoes from the troposphere and stratosphere. The Sounding System (SOUSY) radar [11] near Longyearbyen on Spitzbergen/Svalbard (78° N, 16° E) has operated since 1998. The latest and greatest 50 MHz MST radar is the Middle Atmosphere Alomar Radar System, MAARSY [12], installed at Andenes in Norway (69.3° N, 16.1° E), pictured in Figure 7. Higher frequencies – 244, 933 and 1290 MHz – are now also used to observe PMSE, as well as frequencies in the HF range [14].

An example of PMSE produced by the SOUSY radar is illustrated in Figure 8 [13]. Note the narrow height range of the echoes – between 80 km and 90 km – and their laminar nature. The echoes result from an extremely low density aerosol of minute ice particles that range in size from a few nanometres (nm) up to about 20 nm radius. Studies of PMSE over decades have established that PMSE occur at altitudes between 80 km and 90 km, with a peak occurrence at 85 km [14].

Fig. 7: The MAARSY radar at Andenes in Norway. It operates on 53.5 MHz, using an active phase-steerable array of 433 x 3-element Yagis pointed vertically. Each antenna is connected to its own transceiver, with independent phase control and a scalable output up to 2 kW. Maximum gain is 33.5 dBi, beamwidth 3.6° and total peak transmit power reaches approximately 800 kW. The antenna field seen here is 90 m in diameter.



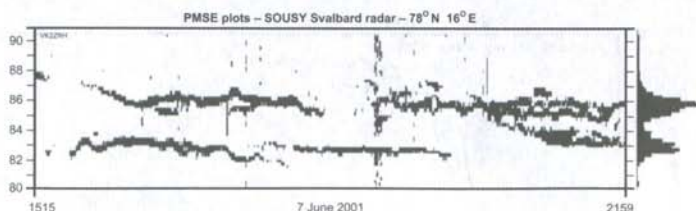


Fig. 8: Plots of PMSE over afternoon-nighttime detected by the SOUSY MST radar at Svalbard.

Noctilucent clouds (NLC) are a related phenomenon, also resulting from ice particles in the lower mesosphere. They appear in a very narrow altitude range, from 81 km to 84 km. NLC ice particles are typically 20 to 100 times larger than PMSE ice particles, which enables NLC to be seen when the Sun is a few degrees below the horizon (ie. twilight) [15].

The mesosphere is colder during summer than in other seasons. What little water vapour exists in the mesosphere coalesces into minute 'seeds' under given conditions, forming an invisible aerosol. The graphs in Figure 9 reveal that the water vapour frostpoint declines linearly with altitude, while the atmospheric temperature declines up to about 88 km, where it turns around to increase with altitude as the atmosphere thins out. The water vapour frostpoint intersects the atmospheric temperature curve at 80 km and again at 90 km, and it is between these altitudes that PMSE are detected by MST radars. NLC, with larger and heavier ice particles, exhibit a peak occurrence near 82 km as measured with laser radars (lidar).

Being immersed in the ionosphere's D-region plasma, PMSE ice particles attract free electrons and become charged. A few ice particles attract positive ions. The charged aerosol reduces electron diffusion in the D-region. Neutral atmosphere winds form the ice aerosol into thin, horizontal shards scattered vertically centimetres to metres apart, and kind-of stacked in laminar sheets. The stacking enables Bragg scattering of RF signals from below, where reflections a half-wave apart constructively reinforce, strengthening the scattered signal [14]. Multiple layering of these sheets, seen in Figure 8, is a common feature of PMSE [13].

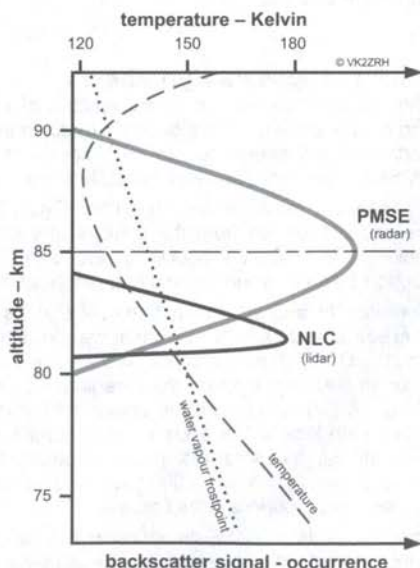


Fig. 9: Comparative graphs of atmospheric temperature and water vapour frostpoint gradients during summer, from below 75 km to above 90 km altitude [14]. Overlaid are occurrence rate curves for noctilucent clouds (NLC) and Polar Mesosphere Summer Echoes (PMSE).

The 'season' for PMSE runs from May through August in the northern hemisphere, generally lasting more than 100 days. The season is not centred on the summer solstice, there being more days of occurrence following the solstice than before it. This is readily seen in Figure 10, showing the occurrence characteristics of PMSE observed at Andenes over 2004 to 2006 [16].

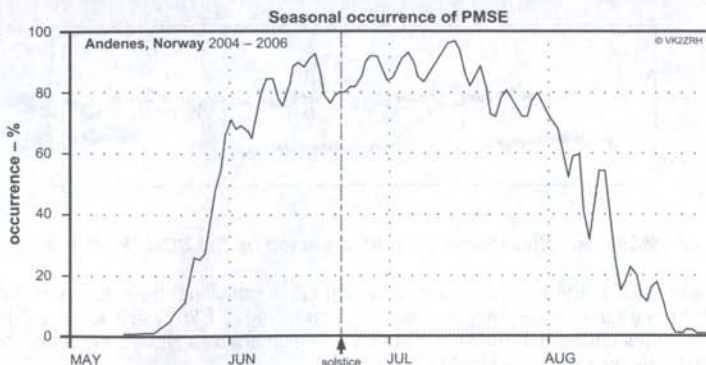


Fig. 10: Seasonal occurrence characteristics of PMSE at Andenes in Norway (69° N). Note the distinct asymmetry with respect to the summer solstice. PMSE are first seen around 35-40 days before the solstice and disappear around 65-70 days after the solstice.

Daily occurrence rates and the length of season each year are different for each location where PMSE are recorded. This seems to be affected more by geomagnetic latitude than geographic latitude. The occurrence of PMSE in the northern hemisphere is observed to decline at latitudes further from the polar region, with very low occurrence rates towards 50° N [14, 16]. The Japan-North America path marked A-B in Figure 1 barely skirts 50° N between 4000 km and 5000 km, and is thus largely outside the area where PMSE may effectively influence propagation as Higasa proposes.

Diurnally, PMSE occur throughout the 24-hour day. The occurrence rate maximises between 0600 and 1700 local time, with a minimum from 1800 through 2300-2400 hrs local [14]. However, this is a measure of the vertical incidence radar signal scattering from the ice aerosol with attached electrons. The ice mass density maximises around 0500-0700 local time with lower values around 1200, through the afternoon and in the evening [17].

Back to Higasa's Hypothesis

The seasonal and diurnal characteristics of northern hemisphere PMSE generally overlap the seasonal and diurnal characteristics of northern summertime Es, which also peaks between May and August in the northern hemisphere, so part of Higasa's reasoning about the possibility of propagation support from PMSE is apparent. However, coincidence is not necessarily evidence of causality.

Higasa proposed a whispering gallery (Figure 2) spanning the first and last control points (A and E), which are about 1000 km from the stations at each end of a QSO, propagating 50 MHz through the PMSE region. I have already detailed reasons why Es or F1 at control points A and E are highly unlikely to support 50 MHz grand chordal hop propagation as Higasa proposes.

However, to address the hypothesis that Es at A may deflect 50 MHz signals toward PMSE existing between B and D, with the signal carried onward via some sort of whispering gallery by the PMSE, the issue of D-region absorption arises. Over a 10,000+ km path, the 50 MHz raypath would travel a distance of up to 8000 km through the D-region. I calculate that, in low solar activity years, this would add some 38-42 dB extra loss over and above the free-space path loss. At 50 MHz, for a 10,000 km path, the free space path loss is 146 dB, so that total path loss in solar minimum years would be at least 184-188 dB. Over the years of solar maximum, D-region absorption loss over 8000 km would be at least 56-60 dB, so the total path loss over 10,000 km would be around 202-206 dB, probably more. With 176 dB path loss on 50 MHz, moonbounce would be easier.

The ice clouds of PMSE do not not comprise an array of small-scale, solid 'sheets' (or 'shards') capable of refracting, reflecting or scattering RF raypaths at grazing or oblique incidence. The physical manifestation of PMSE is an evanescent, wispy aerosol as the ice particles are nanometres in diameter and their volume density is very low [17], one reason why PMSE events are not visible to the eye.

Seemingly as a filly to his overall hypothesis, Higasa also suggests that electron precipitation in the region of the auroral oval might play a role in SSSP 50 MHz propagation. He cites "... one of the excellent days when I made many QSOs with European stations via SSSP", 19 July 2006, and gives an

image of the statistical auroral oval from the NOAA-14 spacecraft for 0600 UT that day. Carl Luetzelschwab K9LA investigated this in 2009, retrieving an image several minutes earlier, at 0556 UT, from the NOAA-16 satellite, along with the energy flux of precipitating electrons, in an effort to see if there was sufficient electron density in the E-region to support 50 MHz propagation. There was not [18]. This scenario is set out in Figure 11, showing the JA-EU paths, the auroral oval and satellite path at the time.

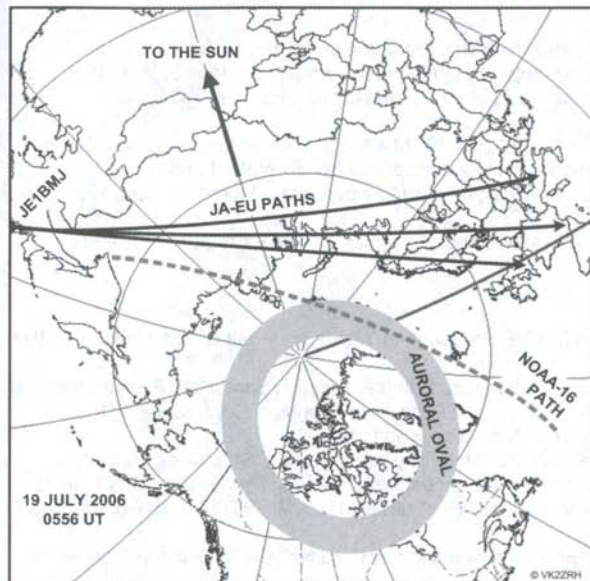


Fig. 11: Higasa proposed that electron precipitation in the auroral region possibly played a role in supporting SSSP between Japan and Europe on 19 July 2006. Data on electron flux precipitation, from a NOAA-16 satellite pass demonstrated that the ionospheric E-region did not have sufficient electron density below 125 km to support 50 MHz propagation at the time.

To me, Higasa's hypothesis fails on too many key points. Further, we know that the paths are not completed by F2 propagation or by tropospheric refraction or ducting. The remaining option is that SSSP propagation is by multi-hop Es.

Radio propagation via the ionosphere requires free electrons of a sufficient density in order to refract a signal raypath over the horizon on suitable geographic paths.

The chief reasons why Han Higasa questioned the multi-hop Es explanation for 50 MHz SSSP propagation were: (a) that the multi-hop path loss would be too great as the multiple ground reflections would scatter and absorb the signals, and (b) the ground reflections would cause signal distortion on the transmissions.

The short-path JA – EU QSOs seen this year [2006] are strong at the peak and the tone of CW signal is pure with little if no distortion i.e. they do not appear to have been dispersed or scattered . . . as would be expected from a signal that has been exposed to multiple reflections from the earth's uneven ground. Such distortion can be easily observed on EME signals.

The distortion observed on EME signals arises, firstly, from the Moon's motion relative to the Earth and, secondly, from the Moon's "wobble" (libration). The Doppler spread and phase distortion caused by the latter is quite characteristic, and specific to EME. With multi-hop propagation via the ionosphere, the ground reflections cannot introduce Doppler spread and phase distortion, after all, the stations at each end are fixed to the ground and neither can move relative to the other. Some ionospheric irregularities (eg. aurora, equatorial plasma bubbles, travelling ionospheric disturbances) will do, but their characteristics differ from EME signal distortion.

Experiments over recent years conducted by the indefatigable Andrew Martin VK3OE with his bistatic chirp radar for amateur use [19] have demonstrated that multi-hop Es propagation on 50 MHz over long-distance paths is indeed possible. In this issue of DUBUS (*Adventures With A Chirp and CW Radar*), Martin also demonstrates that it happens on 28 MHz, between the southern hemisphere at winter solstice and the northern hemisphere and at summer solstice. This implies that SSSP is not confined to 50 MHz.

In the next article – **50 MHz SSSP Propagation, 2: a viable theory** – I will address the hypotheses of other authors and issues they have raised, and detail the range of evidence to match the characteristics of multi-hop Es and the collective characteristics of reported contacts – seasonal, diurnal, solar cycle, geographic, transmission attributes, path loss and signal strengths.

References

- [1] Higasa, H. JE1BMJ 2006, "SSSP: a newly-discovered propagation on 50 MHz", CQ Ham Radio (in Japanese), September, CQ Publications, Japan; reprinted in Six News No.89, October 2006, UKSMG, at <http://equina.web.fc2.com/sssp0.pdf> [last accessed April 2012]; and in CQ-VHF, Fall 2008, CQ Communications Inc., USA.
- [2] Higasa, H. JE1BMJ 2011, at: www.qrz.com/db/JE1BMJ [2011-01-22]. "The SSSP have never been reported on 28 MHz nor 144 MHz - it is the propagation specifically to our six meter band."
- [3] Ghosh, M. 1955, "Geomagnetic control of the F1 region of the ionosphere", Journal of Geophysical Research, Vol. 60, pp 115-116.
- [4] McNamara, L.F. and B.W. Reinisch 1995, "Observations of the mid-latitude F1 region", Advances in Space Research, Vol. 15, No. 2, pp (2)67-(2)75.
- [5] <http://www.ips.gov.au/Educational/2/3>
- [6] http://wdc.nict.go.jp/IONO/index_E.html
- [7] Harrison, R. VK2ZRH 2011, "On Sporadic E, VHF Propagation, MUFs and Petit Chordal Hop", DUBUS Vol. 40, 2.
- [8a] Harrison, R. VK2ZRH 2011, "Sporadic E – MUF Myths, Summer Solstice Short Path Propagation and Forecasting Openings", Proceedings from the 14th Annual Gippsland Technical Conference, 9/10 July, Eastern Zone Amateur Radio Club (Inc.), Victoria, Australia – page 105.
- [8b] Bernhardt, P.A., J. Werne and M.F. Larsen 2006, "Modelling of Sporadic-E Structures from Wind-Driven Kelvin-Helmholtz Turbulence", Characterising the Ionosphere, Meeting Proceedings RTO-MP-IST, Paper 34, pp 34-1 – 34-14. At <http://ftp.rta.nato.int/public/PubFullText/RTO/MP/RTO-MP-IST-056/MP-IST-056-34.pdf>
- [8c] From, W.R., and J.D. Whitehead 1986, "Es structure using an HF radar", Radio Science, Vol. 21, No. 3, pp 309-312.
- [9] Yamamoto, M., S. Fukao, R.F. Woodman, T. Ogawa, T. Tsuda and S. Kato 1991, "Mid-Latitude E Region Field-Aligned Irregularities Observed with the MU Radar", Journal of Geophysical Research, Vol. 96, No. A9, pp 15,943-15,949. doi:10.1029/91JA01321.
- [10] Ogawa, T., O. Takahashi, Y. Otsuka, K. Nozaki, M. Yamamoto and K. Kita 2002, "Simultaneous middle and upper atmosphere radar and ionospheric sounder observations of midlatitude E region irregularities and sporadic E layer", Journal of Geophysical Research, Vol. 107, No. A10, 1275. doi: 10.1029/2001JA900176.
- [11] The SOUSY - Svalbard - Radar (SSR), at: www.mps.mpg.de/de/projekte/sousy/sousy_radar_mobile.html [last accessed April 2012].
- [12] MAARSY, Andenes, Norway, at: www.iap-kborn.de/index.php?id=531&L=1 [last accessed April 2012]
- [13] Röttger, J. 2003, "About Multilayering and Aspect Sensitivity of Polar Mesosphere Summer Echoes", Extended abstract for the MST10 10th International Workshop, Radio Observatory de Jicamarca, Piura, Peru, 13-20 May; at: http://jro.igp.gob.pe/mst10/CD/ExtAbs/Session1/11_009.pdf [last accessed April 2012]
- [14] Rapp, M. and F.J. Lübken 2004, "Polar mesosphere summer echoes (PMSE): review of observations and current understanding", Atmospheric Chemistry and Physics, Vol. 4; at: www.atmos-chem-phys.org/acp/4/2601/ [last accessed April 2012]
- [15] http://en.wikipedia.org/wiki/Noctilucent_clouds.
- [16] Lattek, R., W. Singer, R.J. Morris, W.K. Hocking, D.J. Murphy, D.A. Holdsworth and N. Swarnalingam 2008, "Similarities and differences in polar mesosphere summer echoes observed in the Arctic and Antarctica", Annales Geophysicae, Vol. 26, at: www.ann-geophys.net/26/2795/2008/ [last accessed April 2012]
- [17] Kirkwood S., M. Hervig, E. Belova, and A. Osepian 2010, "Quantitative relation between PMSE and ice mass density", Annales Geophysicae, Vol. 28, at: www.ann-geophys.net/28/1333/2010/ [last accessed April 2012]
- [18] Luetzelischwab, C. K9LA 2009, "More on SSSP (Short-path Summer Solstice Propagation)", WorldRadio online, November, at: www.cq-amateur-radio.com [last accessed April 2012]
- [19] Martin, A. VK3OE 2010, "A Bistatic Backscatter Chirp Radar For Amateur Radio Use", DUBUS, No.2, pp 24-39.

All background maps from www.wm7d.net.

50-MHz-SSSP-Ausbreitung (1): Test der Higasa-Hypothese

von Roger Harrison, VK2ZRH

Seit Han Higasa, JE1BMJ, seine Hypothese für 50 MHz Summer Solstice Short Path (SSSP) Ausbreitung im Jahr 2006 vorschlug [1], hat dieser Ausdruck (geprägt von Higasa und Chris Gare, G3WOS) weltweit das „VHF-DX-Lexikon“ durchsetzt, wenn es um Verbindungen zur Sommerzeit über lange Strecken bis zu über 13.000km zwischen Japan und Nordamerika, Japan und Europa sowie Europa und Nordamerika geht. In den besten Traditionen wissenschaftlicher Untersuchungen und des Selbstlernens bei der Ausübung des Amateurfunks hat Higasa die „allgemein anerkannte Meinung“ von vor 2006 in Frage gestellt, die besagt, dass diese beobachtete Ausbreitung wahrscheinlich Multihop Sporadic-E war. Er unterstützte ein Konzept für diese Ausbreitung, das eine Kombination von Chordal-Sprung-Es (oder F1-Es) an jedem Ende der Strecke und einen Lauf durch den Streckenmittelpunkt, unterstützt durch das Phänomen der Polaren Mesosphärischen Sommer Echoes (PMSE) in der oberen D-Region, umfasste, oder möglicherweise auch eine Elektronenpräzipitation auf Strecken, die in hohen geographischen Breiten in der Nachbarschaft des Aurora-Ovals verlaufen.

Es ist eine mutige und einfallsreiche Hypothese, die auf umfassenden persönlichen Beobachtungen und DX-Verbindungen, 50-MHz-DX-Berichten anderer Amateure, Untersuchung möglicher Ausbreitungsarten und Heranziehung wissenschaftlicher Daten und Literatur aus dem Internet basiert.

Grundeigenschaften

Die Grundeigenschaften der SSSP-Ausbreitung, die von JE1BMJ beobachtet wurde, können wie folgt zusammengefasst werden:

- 1) **Jahreszeiten:** Kontakte wurden ausschließlich in den Sommermonaten von Ende Mai bis in den späten Juli hinein in der nördlichen Hemisphäre beobachtet, d.h. um die Sommersonnenwende (21./22. Juni) herum, manchmal täglich über eine Woche auftretend und manchmal an einzelnen verstreuten Tagen. In Ausnahmefällen wurden auch Verbindungen Ende April und Anfang August beobachtet.
- 2) **Tagesgang:** Stationen an einem Ende der Strecke machen Kontakte an ihrem örtlichen Morgen mit Stationen am anderen Ende der Strecke, bei denen es später Nachmittag oder früher Abend Lokalzeit ist, so dass Strecken dominieren, die sich von einem Ende zum anderen Ende im Tageslicht befinden.
- 3) **Strecken:** Die Strecken sind auf die gleiche Hemisphäre beschränkt, JA-NA, JA-EU und NA-EU, generell von ca. 7000 bis 12000km Länge, die kürzeste Strecke von JE1BMJ nach KL7 (Alaska) ist um die 5000km lang, während die Strecken nach EU gelegentlich den Mittleren Osten (4X, ca. 8000km) und Nordafrika (5T5, ca. 13.500km) umfassen. Die Karte in Abb. 1 illustriert die von JE1BMJ beobachteten Strecken von JA nach EU und von JA nach NA.
- 4) **Azimute:** Die Antennenrichtungen entsprechen den Großkreisrichtungen oder liegen nahe an ihnen.
- 5) **Öffnungen:** Eine Öffnung kann sehr kurz sein oder sich bis zu 6 Stunden ausdehnen, die abgedeckten Gebiete sind lokal sehr begrenzt ("spotty").
- 6) **Signale:** Die Charakteristik der Signale reicht von sehr schwach bis sehr stark, mit langsamem Fading (QSB) und keinen Verzerrungen.
- 7) **Sonne:** Die jährlichen Öffnungen scheinen nicht durch den Sonnenfleckenzyklus beeinflusst zu werden.
- 8) **Nur 50 MHz:** Verbindungen oder Öffnungen werden speziell auf 50 MHz beobachtet, aber nicht auf niedrigeren oder höheren Amateurbändern [1, 2].

Higasas Hypothese

Abb. 2 zeigt einen Überblick über die von Higasa vorgeschlagene Hypothese der Ausbreitungsstrecke im vertikalen Schnitt. Das Wesentliche von Higasas Hypothese besagt:

- (a) Die ersten und letzten 3000 km (ca.) der SSSP-Strecke (Punkte A-B und D-E) involvieren zwei E-Schicht-(Es)-Reflektionen ohne eine Reflektion am Grund dazwischen (d.h. ein „Riesen“-Chordal-Hop), oder F1-Beugung bei A und E mit chordalem Sprung zwischen A-B und D-E und
- (b), dass der mittlere Abschnitt der Ausbreitungsstrecke, der durch die gemäßigten Breiten verläuft, durch ein atmosphärisches Phänomen unterstützt wird, das als Polare Mesosphärische Sommer Echos (PMSE) bekannt ist, so dass der Strahlengang in diesem Bereich der Strecke keine Grundberührung hat d.h. mehr ein chordaler Sprung oder eine „whispering gallery“ ist.

Abb. 1: Genereller Blick auf die von JE1BMJ beobachteten SSSP-Pfade nach Europa und Nord-Amerika, zentriert auf die japanische Prefektur Chiba, seinen Standort. Die meisten Kontakte liegen im Bereich von 7000 bis 12000 km, die kürzesten liegen bei ca. 5000 km, die längsten bei ca. 13500 km. Dies ist eine azimutäquidistante Projektion. Andenes in Norwegen und Poker Flat in Alaska sind wichtige Standorte von Radarstationen mit vertikalem Einfallswinkel für die Ionosphärenforschung, inkl. Polarer Mesosphärischer Sommer Echos (PMSE).

Abb. 2: Der von JE1BMJ postulierte komplette SSSP-Pfad (nach [1]).

Zuerst zum Abschnitt (a), wo Higasa die Möglichkeit diskutiert, dass ein 50-MHz-Strahl durch eine F1-Schicht beim Punkt A so abgelenkt wird, dass er eine Es-Wolke bei B erreicht, ohne dazwischen den Grund zu erreichen: Die Ionosphärenphysik unterstützt ein solches Szenario nicht. Die kritische Frequenz der F1-Schicht, foF1, und damit die Elektronendichte, erreicht nie einen ausreichend hohen Wert, um einen 50-MHz-Strahl in 140 bis 210 km Höhe zur Horizontalen zu beugen, geschweige denn zur E-Schicht oder zum Grund zu leiten. Abb. 3 illustriert die globale Variation von foF1 für Jahre niedriger und hoher Sonnenaktivität, 1951 (geglättete Sonnenfleckenzahl SSB = 75) bzw. 1947 (SSN = 152) [3].

Abb. 3: Variation der kritischen Frequenz der F1-Schicht (foF1) im Bereich geomagnetischer Breiten von 50° S bis 70° N in Jahren niedriger und hoher Sonnenaktivität.

Falls man sich fragt, ob aktuellere Sonnenfleckenzyklen bessere Werte für foF1 lieferten, zeigt Abb. 4 die Variation von foF1 für den Monat Mai (Frühsommer) im Jahr 1990 von der Beobachtungsstation auf der Insel Wallops vor der Ostküste Virginias in den USA [4]. Das ist eine Lage in den gemäßigten Breiten auf 37.8° N, 75.5° W, die geomagnetische Breite beträgt 50.5° N, so dass die foF1-Werte repräsentativ sind für diejenigen, die im Bezug zu den Kontrollpunkten der nordamerikanischen SSSP-Strecken stehen. 1990 war gerade kurz nach dem Maximum des Sonnenfleckenzyklus 22. Die geglättete Sonnenfleckenrelativzahl für Mai 1990 lag nahe bei 144 [5]. Auch hier wieder sind die Werte für foF1 in Abb. 4 zu niedrig für eine Beugung des 50-MHz-Strahls, wie von Higasa vorgeschlagen.

Abb. 4: Tägliche Variation von foF1 auf Wallops Island im May 1990. Die Medianwerte für jede Stunde Lokalzeit sind mit Punkten markiert, die oberen und unteren Extreme sind durch vertikale Linien dargestellt.

JE1BMJ beschrieb die „großartigen Tage mit SSSP“ am 14. und 19. Juni 2006, als er viele Kontakte nach Westeuropa machte, in den Mittelmeerraum, nach England und Nordafrika. Nur für den Fall, dass hier zu dieser Zeit etwas Besonderes in der F1-Region über Japan aufgetreten sein sollte, habe ich die monatlichen Daten von der Ionosonden-Station Wakkanai aus Nordjapan vom Juni 2006 heruntergeladen [6]. Mit ihrer Lage auf 45.16° N, 141.75° E und 36.4° N geomagnetischer Breite ist diese Station zufällig genau dort platziert, wo der Kontrollpunkt A für die SSSP-Strecken von Japan nach Europa liegen würde. Abb. 5 zeigt die Ergebnisse. Sie sind nicht gerade vielversprechend.

Abb. 5: Stündliche Medianerte von foF1 der Station Wakkanai im June 2006 (SSN 16.4 [6]). Die „Breite“ der Werte ober- und unterhalb der Mediane entspricht 100 kHz oder weniger.

Aus allem oben Gesagtem geht hervor, dass die F1-Schicht keinen Beitrag zu der Hypothese von Higasa über den SSSP-Ausbreitungsmechanismus für die Beugung auf 50 MHz am ersten und letzten Reflektionspunkt der Strecke leisten kann.

Die nächste Stufe der Hypothese von Higasa schlägt einen großen chordalen Sprung von einigen 2000 km zwischen A und B vor, wie in Abb. 6 illustriert. Für den am dichtesten liegenden Reflektionspunkt (A) postuliert Higasa, dass der „wahrscheinliche Mitbewerber“ für die Reflektion die E-Schicht in 90-100km Höhe ist [1]. Da die Elektronendichte der E-Schicht und damit die kritische Frequenz (foE) nie hoch genug

ist, um einen 50-MHz-Strahl in die Horizontale zu beugen (geschweige denn zu einem größeren Winkel), nehme ich an, dass er meint, dass Es am Punkt A die 50 MHz reflektiert.

Abb. 6: Das von Higasa vorgeschlagene Ausbreitungsmodell für die ersten und letzten ca. 3000km der SSSP-Strecke (nach [1]) beruft sich auf einen Riesen-Chordal-Hop zwischen A und B.

Bezüglich der Distanzen sagt Higasa, dass die Winkel für den Strahlengang sehr niedrig bei Es-Höhen von 90-100 sind und typisch 1° oder weniger betragen [7]. Dennoch schreibt Higasa *"In den aktuellen SSSP-Öffnungen habe ich beobachtet, dass ich meine gestockten Antennen auf 15 Grad Elevation einstellen musste, im Gegensatz zu F2-Ausbreitung, wo sie normalerweise auf 0 Grad stehen."*

Später fügt er hinzu, dass er die Antenne eleviert, um menschengemachtes Rauschen von unterhalb der Antenne abzuschwächen, so dass das SNR der empfangenen Signale besser wird. Bezüglich der Problematik der Elevation des Strahlenganges hat Higasa beobachtet:

"... von Ende Mai bis Ende Juli 2006, habe ich ca. 180 QSOs mit EU-Stationen gemacht, inkl. HVO und 80 QSOs mit NA-Stationen, inkl. W, VE und KL7. Für fast alle dieser SSSP-QSOs fand ich, dass der optimale Elevationswinkel 10 bis 15 Grad betrug, was aber ein spezielles Ergebnis für meinen Standort, das System und die Antenne sein kann. Da die exakten Eigenschaften der SSSP-Ausbreitung noch immer unbekannt sind, ist der allgemeingültige Elevationswinkel auch noch unbekannt. Ich habe Stationen gehört, die eine Yagi ohne Elevation verwendeten und recht problemlos SSSP-QSOs machten. Diese haben einen weiten Öffnungswinkel und können buchstäblich einen weiten Bereich von Ausbreitungsarten erreichen."

Auf 50 MHz kann ein Elevationswinkel von 15° nur während short-skip Es-Öffnungen beobachtet werden, die nicht häufig sind. Die Skip-Entfernung würde bei rund 650 km liegen für Es in 100km Höhe, so dass der Punkt A nur 325 km entfernt sein würde. Da short-skip Ereignisse auf 50 MHz eine niedrigere Wahrscheinlichkeit im Vergleich zu den vorwiegend herrschenden Es-Bedingungen haben, bei denen die Skip-Distanzen generell zwischen 1100 und 2200 km liegen für Es in 100 km Höhe [7], wären die Elevationswinkel an den Enden der SSSP-Strecke viel niedriger als die von JE1BMJ verwendeten Winkel von 10 bis 15 Grad. Er ist mit Recht im Zweifel bei dieser Problematik.

Ein Riesen-Chordal-Sprung zwischen zwei separaten Es-Wolken bei A und B, einige 2000 km voneinander entfernt, würde eine begünstigende Neigung in der Ionisierung bei A benötigen, die so ausgerichtet sein müsste, um einen Strahl in Richtung B zu reflektieren, wo ebenfalls eine passende Neigung vorhanden sein müsste, um den Strahl weiterzuleiten ohne den Grund zu berühren. Die Wahrscheinlichkeit zueinanderpassende Neigungen bei zwei geographisch weit auseinanderliegenden Es-Wolken vorzufinden, die stabil genug sind, um über die beobachteten Längen der Öffnungen anzudauern, wäre extrem niedrig.

Neigungen in Es-Schichten sind generell von geringer räumlicher Ausdehnung, ausgehend von Turbulenzen, die Kräuselungen, Knitterungen und Wellen erzeugen. Diese Strukturen sind im allgemeinen 1 bis 10km ausgedehnt in der Horizontalen von Berg zu Berg und nur einige Hundert Meter bis vielleicht 2km vertikal in der Höhe groß und sie unterstützen Petit-Chordal-Hop-Ausbreitung im kleinen Maßstab [7, 8a]. Strahlen, die von diesen kleinen Kräuselungen oder Wellenstrukturen abgelenkt werden, werden nur über Entfernungen von 1 bis 10 km weiter laufen, bevor sie eine weitere Kräuselung oder Welle erreichen [7, 8b, 8c].

Riesen-Chordal-Hop würde eine Neigung im großen Maßstab bei A (und E) benötigen, so dass der weitere Strahlenverlauf „in freier Luft“ für viele zehn Kilometer erfolgen kann.

Quasi-periodische (QP) Irregularitäten in der E-Schicht sind feldorientierte "Wälle" von Ionisierung in großer Ausdehnung, von wenigen bis einigen zehn km Ausdehnung in der Höhe, die für kurze Perioden von 5 bis 20 Minuten auftreten und mit Geschwindigkeiten von hunderten von m/s driften [9, 10]. Auch wenn generell mit Es-Ereignissen assoziiert, sind die QP-Irregularitäten ein Nacht-Phänomen, während SSSP-Ausbreitung ein Phänomen des Tages es. Kommen wir nun zum mittleren Abschnitt der SSSP-Strecke, den Punkten B-C-D in Abb. 2. Higasa schlägt vor, dass diese durch das Phänomen, das als Polare Mesosphärische Sommer Echos bekannt ist, unterstützt wird.

Über Polare Mesosphärische Sommer Echos

Dieses Phänomen wurde mittels Forschungsradaranlagen entdeckt, die mit vertikalen Einfallswinkel die atmosphärischen Bedingungen in der Mesosphäre, Stratosphäre und Troposphäre (MST) im Bereich

von wenigen km (Troposphäre) bis zu 90 km Höhe (Mesosphäre) untersuchen sollten. Die ersten dieser Messungen fanden zwischen 1979 und 1981 statt. Viele MST-Radare arbeiten nahe bei 50 MHz mit bis zu 1 MW Strahlungsleistung und riesigen Antennenanlagen, um die schwachen Rückstreuungen von Fluktuationen im Radiobrechungsindex in der oberen Atmosphäre detektieren zu können. Heutige MST-Radare beinhalten Empfänger, die empfindlich genug sind, galaktisches Rauschen zu detektieren und sie haben eine komplexe, leistungsstarke Signalverarbeitung, um Echos auch dem Rauschen heraus zu lesen. Mit den ersten 50-MHz-MST-Radaranlagen in Deutschland und Alaska (Poker Flat) wurden einige unnormale Echos entdeckt. Diese waren viel - ca. 5 bis 30 dB - stärker, als Echos aus der Troposphäre und Stratosphäre. Das SOUSY Echo-Radar [11] bei Longyearbyen auf Spitzbergen (78° N, 16° E) läuft seit 1998. Das neueste und größte 50-MHz-MST-Radar ist das Middle Atmosphere Alomar Radar System, MAARSY [12], das in Andenes in Norwegen (69.3° N, 16.1° E) installiert ist, und in Abb. 7 zu sehen ist. Höhere Frequenzen - 244, 933 und 1290 MHz - werden inzwischen auch verwendet, um PMSE zu beobachten und auch Frequenzen im KW-Bereich [14].

In Abb. 8 ist ein Beispiel für ein PMSE gezeigt, das mit dem SOUSY-Radar erzeugt wurde [13]. Man beachte den engen Höhenbereich der Echos zwischen 80 und 90 km und ihre laminare Natur. Diese Echos resultieren von einem Aerosol extrem niedriger Dichte aus winzigen Eispartikeln mit Radien zwischen ein paar Nanometern (nm) bis zu ca. 20 nm. Studien über PMSE über Jahrzehnte haben gezeigt, dass PMSE in Höhen von 80 bis 90 km auftreten, mit einem Maximum bei 85 km [14].

Abb. 7: Das MAARSY-Radar in Andenes / Norwegen. Es arbeitet auf 53.5 MHz mit einem aktiv phasensteuerbaren Array aus 433×3 Element Yagis, die vertikal nach oben zeigen. Jede Antenne ist mit einem eigenen Transceiver verbunden mit unabhängiger Phasenkontrolle und regelbarer Ausgangsleistung bis zu 2 KW. Der max. Gesamtgewinn beträgt 33.5 dBi, der Öffnungswinkel 3.6° und die Spitzensendeleistung ca. 800 KW. Das hier sichtbare Antennenfeld hat einen Durchmesser von 90 m.

Abb. 8: Plots von PMSE, die nachmittags und abends mit dem SOUSY-MST-Radar auf Spitzbergen detektiert wurden.

Leuchtende Nachtwolken (Noctilucent clouds, NLC) sind ein dazu gehörendes Phänomen, das auch von Eispartikeln in der unteren Mesosphäre her rührt. Sie treten in einem sehr schmalen Höhenbereich zwischen 81 und 84 km auf. Die Eispartikel bei NLC sind typischerweise 20 bis 100 mal größer als bei PMSE, was dazu führt, dass die NLC sichtbar sind, wenn die Sonne ein paar Grad unter dem Horizont steht, d.h. in der Dämmerung [15].

Die Mesosphäre ist im Sommer kälter als zu anderen Jahreszeiten. Der wenige dort existierende Wasserdampf fließt unter bestimmten Bedingungen zu winzigen „Samen“ zusammen, die ein unsichtbares Aerosol bilden. Der Graph in Abb. 9 zeigt uns, dass der Gefrierpunkt von Wasserdampf linear mit der Höhe abnimmt, während die Temperatur der Atmosphäre bis zu einer Höhe von 88 km abnimmt, um dann wieder mit der Höhe anzusteigen, weil die Atmosphäre dünner wird. Die Kurve der Gefriertemperatur des Wasserdampfs schneidet die Kurve der Atmosphärentemperatur bei 80 km Höhe und wieder bei 90 km. Zwischen diesen beiden Höhen werden PMSE durch MST-Radare detektiert. NLC mit größeren und schwereren Eispartikeln zeigen eine Maximum nahe 82 km, was mit Laser-Radaren (lidar) gemessen wurde.

Da die PMSE-Eispartikel in das Plasma der D-Region der Ionosphäre eingetaucht sind, ziehen sie freie Elektronen an und bekommen eine Ladung. Einige wenige Eispartikel ziehen positive Ionen an. Das geladene Aerosol setzt die Elektronendiffusion in der D-Region herab. Neutrale Winde in der Atmosphäre formen das Eis-Aerosol zu dünnen, horizontalen Scherben, die in der Vertikalen über Zentimeter bis Meter entfernt voneinander verstreut sind, und eine Art gestockte laminare Blätter bilden. Diese Stockung ermöglicht Bragg-Rückstreuung von HF-Signalen, die von unten einfallen, wobei sich Reflektionen mit Halbwellenabstand konstruktiv verstärken und das rückgestreute Signal verstärken [14]. Multiple Schichtungen dieser Blätter, wie in Abb. 8 zu sehen, sind eine gängige Eigenschaft von PMSE [13].

Abb. 9: Vergleichende Graphen der atmosphärischen Temperatur und des Gradienten der Gefriertemperatur von Wasserdampf im Sommer von unterhalb 75 km bis über 90 km Höhe [14]. Darübergelegt sind die Häufigkeitskurven für NLC und PMSE.

Die "Saison" für PMSE läuft auf der Nordhalbkugel von Mai bis August über normalerweise mehr als 100 Tage. Die Saison ist nicht über den Tag der Sommersonnenwende zentriert, es gibt mehr Tage des Auftretens nach der Sommersonnenwende als davor. Das sieht man leicht in Abb. 10, die das

charakteristische Auftreten von PMSE, wie es in Andenes von 2004 bis 2006 beobachtet wurde, zeigt [16].

**Abb. 10: Saisonale Charakteristik des Auftretens von PMSE in Andenes / Norwegen (69° N).
Man beachte die ausgeprägte Asymmetrie bezüglich der Sommersonnenwende.
PMSE sind zuerst ab 35 bis 40 Tagen vor der Sommersonnenwende sichtbar und sie
verschwinden ca. 65 bis 70 Tage danach.**

Die Raten für das tägliche Auftreten und die Länge der Saison in jedem Jahr sind unterschiedlich für jeden Ort, an dem PMSE beobachtet wurden. Das scheint mehr durch die geomagnetische Breite als durch die geografische Breite beeinflusst zu sein. Das Auftreten von PMSE auf der Nordhalbkugel nimmt zu Breitengraden weiter von der Polarregion weg ab, mit sehr niedrigem Auftreten bei Breiten um die 50° N [14, 16]. Die Strecke, die von Japan nach Nordamerika läuft und in Abb. 1 mit A-B bezeichnet ist, führt kaum bis 50° N zwischen 4000 und 5000 km und ist damit weit außerhalb des Gebiets, in welchem PMSE eventuell die Ausbreitung - wie von Higasa postuliert - effektiv beeinflussen könnte. Auf den Tag betrachtet tritt PMSE während des ganzen 24-stündigen Tages auf. Das häufigste Auftreten gibt es zwischen 0600 und 1700 Lokalzeit, mit einem Minimum von 1800 bis 2300/2400 Lokalzeit [14]. Das ist aber gemessen bei vertikalem Einfallswinkel des Radars mittels Rückstreuung am mit elektronen-behafteten Eis-Aerosol. Die Dichte der Eismasse ist zwischen 0500 und 0700 Lokalzeit am größten, mit niedrigeren Werten gegen 1200 und während des Nachmittags und am Abend. [17].

Zurück zu Higasas Hypothese

Die saisonalen und tageszeitlichen Charakteristiken von PMSE auf der Nordhalbkugel überschneiden sich mit den Charakteristiken von Sommer-Es auf der Nordhalbkugel, welches sein Maximum ebenfalls zwischen Mai und August hat, so dass die Begründung von Higasa für die Möglichkeit der Ausbreitungsunterstützung durch PMSE teilweise klar wird. Zufall ist jedoch nicht notwendigerweise ein Beweis für die Ursache.

Higasas vorgeschlagene "whispering gallery" (Abb. 2) zwischen dem ersten und letzten Reflektionspunkt (A und E), die ca. 1000km von den Stationen an jedem Ende des QSOs entfernt liegen, breitet 50 MHz durch die PMSE-Region aus. Ich habe bereits Gründe dafür genannt, warum Es oder F1 bei den Reflektionspunkten A und H nur sehr unwahrscheinlich die Riesen-Chordal-Hop-Ausbreitung auf 50 MHz unterstützen kann, so wie Higasa es vorschlägt.

Um aber auf die Hypothese einzugehen, dass Es bei A die 50-MHz-Signale in Richtung PMSE, das zwischen B und D existiert, beugen könnte und so das Signal vorwärts über eine Art "whispering gallery" durch PMSE weiter geleitet wird, muss das Problem der Absorption in der D-Region betrachtet werden. Bei einer 10000km Strecke, würde der 50-MHz-Strahl über eine Distanz von bis zu 8000 km durch die D-Schicht laufen. Ich habe berechnet, dass in Jahren niedriger Sonnenaktivität dies einen zusätzlichen Streckenverlust von 38 bis 42 dB zum Freiraumverlust hinzufügen würde. Auf 50 MHz beträgt der Freiraumverlust für 10000km 146 dB, so dass es dann insgesamt 184 bis 188 dB in Jahren niedriger Sonnenaktivität wären. In den Jahren des Sonnenfleckenmaximums beträgt die Absorption in der D-Schicht bei einer 8000 km Strecke mindestens 56 bis 60 dB, so dass der gesamte Streckenverlust bei 10000km zwischen 202 und 206 dB liegen würde, wahrscheinlich sogar noch darüber. Selbst wenn man nur 176 dB Streckenverlust hätte, wäre EME-Betrieb noch leichter....

Die Eiswolken der PMSE beinhalten keine Bereiche von kleinen, soliden Schichten (oder "Scherben"), die in der Lage wären, HF-Strahlen bei streifenden oder schrägen Auftreffwinkeln zu brechen, reflektieren oder rückzustreuen. Die physikalische Manifestation von PMSE ist ein verschwindend dünnes Aerosol, da die Eispartikel nur Durchmesser im Nanometer-Bereich haben und ihre Volumendichte sehr niedrig ist [17], was ein Grund dafür ist, dass PMSE-Ereignisse nicht mit dem Auge sichtbar sind.

Anscheinend zur Anregung für seine gesamte Hypothese schlägt Higasa auch vor, dass Elektronen-Präzipitation in der Region des Aurora-Ovals eine Rolle bei SSSP-Ausbreitung auf 50 MHz spielen könnte. Er zitiert den 19. Juli 2006 "... einen der exzellenten Tage als ich viele QSOs mit europäischen Stationen via SSSP machte" und zeigt ein Bild des statistischen Aurora-Ovals der NOAA-14-Raumsonde für 0600 UT an diesem Tag. Carl Luetzelshwab, K9LA, untersuchte dies im Jahr 2009, anhand eines einige Minuten eher um 0556 UT erhaltenen Bildes des NOAA-16-Satelliten zusammen mit dem Energiefluss von präzipitierenden Elektronen, um zu sehen, ob es in der E-Region eine genügend hohe Elektronendichte geben würde, um 50-MHz-Ausbreitung zu unterstützen. Dies war nicht der Fall [18]. Dieses Szenario ist in Abb. 11 dargestellt, wo die JA-EU-Strecken, das Aurora-Oval und die Satelliten-

Strecken zu dieser Zeit gezeigt werden.

Abb. 11: Higasa schlug vor, dass Elektronen-Präzipitation in der Aurora-Region eine mögliche Rolle bei der Unterstützung für SSSP zwischen Japan und Europa am 19. Juli 2006 gespielt haben könnte. Daten der Elektronenfluss-Präzipitation eines Durchgangs des Satelliten NOAA-16 zeigten, dass die ionosphärische E-Region keine ausreichende Elektronendichte unterhalb 125 km hatte, um zu dieser Zeit Ausbreitung auf 50 MHz zu ermöglichen.

Für mich versagt Higasas Hypothese an zu vielen Schlüsselpunkten. Außerdem wissen wir, dass die Strecken nicht mittels F2-Ausbreitung oder troposphärischer Ausbreitung oder Duct-Ausbreitung komplettiert werden. Die verbleibende Option ist, dass SSSP-Ausbreitung durch Multihop-Es ermöglicht wird.

Funkausbreitung über die Ionosphäre erfordert freie Elektronen in einer ausreichenden Dichte, um einen Signalstrahl über den Horizont hinweg auf passenden geographischen Strecken beugen zu können

Die Hauptgründe, warum Han Higasa die Multihop-Es-Erklärung für 50-MHz-SSSP-Ausbreitung in Frage stellt, waren: (a), dass der Streckenverlust bei Multihop zu groß wäre, da die multiplen Bodenreflektionen die Signale streuen und absorbieren würden, und (b), dass die Bodenreflektionen eine Signalverzerrung verursachen würden.

Die Shortpath JA-EU QSOs, die in diesem Jahr (2006) beobachtet wurden, waren laut und der Ton der CW-Signale war klar mit wenig bzw. keiner Verzerrung, d.h. sie scheinen nicht rückgestreut worden zu sein ... wie es von einem Signal zu erwarten wäre, das einer multiplen Reflektion an der unebenen Erdoberfläche ausgesetzt war. Solche Verzerrungen kann man leicht bei EME-Signalen beobachten.

Die Verzerrungen bei EME-Signalen entstehen primär durch die relative Bewegung des Mondes gegenüber der Erde und zweitens durch die Libration des Mondes. Die Dopplerverschiebung und die dadurch entstehende Phasenstörung sind sehr charakteristisch und spezifisch für EME. Bei Multihop-Ausbreitung über die Ionosphäre können die Bodenreflektionen keine Dopplerverschiebung und Phasenstörung verursachen, letztlich sind die Stationen an den Streckenenden am Boden fixiert und keine kann sich relativ gegenüber der anderen bewegen. Einige ionosphärische Irregularitäten (z.B. Aurora, äquatoriale Plasmablase, wandernde ionosphärische Störungen) tun dies, aber ihre Charakteristiken unterscheiden sich von der Signalverzerrung bei EME.

Experimente, die in den letzten Jahren durch den unermüdlichen Andrew Martin, VK3OE, mit seinem bistatischen Radar für Amateurfunkzwecke [19] durchgeführt wurden, haben gezeigt, dass Multihop-Es auf 50 MHz über lange Strecken tatsächlich möglich ist. In dieser DUBUS-Ausgabe (Abenteuer mit einem Chirp- und CW-Radar) zeigt Martin auch, dass dies auf 28 MHz auftritt, zwischen der südlichen Hemisphäre zur Wintersonnenwende und der nördlichen Hemisphäre zur Sommersonnenwende. Das impliziert, dass SSSP nicht auf 50 MHz beschränkt ist.

Im nächsten Teil dieses Artikels mit dem Titel „50 MHz SSSP-Ausbreitung (2): Eine brauchbare Theorie“ werde ich die Hypothesen anderer Autoren behandeln und die Probleme, die dabei auftreten. Ich werde genau die Beweise beschreiben, die die Charakteristika von Multihop-Es mit den kollektiven Eigenschaften von beobachteten Kontakten zusammenbringen, und dies hinsichtlich Jahreszeit, Tagesgang, Sonnenfleckenzyklus, Geografie, Eigenschaften der Aussendung, Streckenverlust und Signalstärken.

Referenzen

Siehe oben am Ende des engl. Textes.

Aurora Reports

Editor: Stefan Heck, LA0BY
LA0BY@dark.de

It seems the current solar cycle is losing steam already. The last 3 months did not show a promising development, see the graph presented at Spaceweather website. Still there could be good Aurora openings from time to time, so stay alert.
73, Stefan (LA0BY)

144 MHz

SM7GVF in JO77GA wkd on 144 MHz:

2012-09-02

1505	RK1AS	KP40UE	55a	57a	944km
1726	SM3AKW	JP92AO	59a	59a	651km

2012-09-03

1449	LY2FN	KO14XV	55a	59a	60°	631km
1450	SP2QBQ	JO94BF	57a	59a		383km
1451	RA1AO	KO59CT	56a	59a		961km
1453	RA3LE	KO64AT	55a	59a	60°	1114km
1457	RD3FD	KO95CO	56a	57a	55°	1460km
1521	SP8NR	KO12NA	43a	55a	61°	783km
1523	SP2HPD	JO94JC	55a	57a	58°	420km
1525	RA3LBK	KO64PW	56a	57a	54°	1185km
1532	R1DX	KO59EU	57a	59a		971km
1535	DG5CST	JO60DS	56a	55a	53°	710km
1538	LY2CH	KO15OV	56a	59a	56°	546km
1540	YL2GP	KO27AA	58a	59a		574km
1551	G4SWX	JO02RF	57a	57a	330°	994km
1602	LA3PK	JO59KV	55a	58a		384km
1645	LA5EKA	JO59EK	55a	57a		363km
1918	RX1AS	KO59CX	55a	59a	36°	965km
1919	R1DM	KO49WP	57a	59a		939km
1931	OH3MCK	KP11WL	57a	57a		725km
1935	GM3WOJ	IO77WS	55a	57a	330°	1118km
1951	DL6YBF	JO31OX	55a	55a	295°	733km
1953	PA5MS	JO21RQ	56a	57a	295°	834km

2012-11-01

1808	DF0MU	JO32PC	54a	51a		718km
1814	GM3WOJ	IO77WS	57a	59a	332°	1118km
1825	ES2DF	KO29GG	55a	57a		637km
1828	MM0CYR	IO88GO	43a	57a	329°	1077km

tnx for report, Kjell

70cm

SM7GVF in JO77GA wkd on 432 MHz:

2012-09-02

1731	SM3AKW	JP92AO	55a	57a	20°	651km
------	--------	--------	-----	-----	-----	-------

tnx for report, Kjell

There is a template for sending your reports available, see http://www.mydark.de/la0by/DUBUS_Aurora_reportform.xls
Listing the QTF is useful for a decent evaluation of the data.

Solar Cycle 24 – in Early November

by Jim Kennedy, KH6/K6MIO

During the last couple of reports, we noted that the overall International Sunspot Number, Ri, calculated by the Solar Influences Data Analysis Center (SDIC) in Belgium, consists of two components: Rn, the sunspot number for the Sun's northern hemisphere, and Rs, the sunspot number for the Sun's southern hemisphere. Furthermore, during the previous Cycle 23, the solar southern hemisphere count fell behind the north in phase by 10 to 12 months.

This resulted in the north starting its current Cycle 24 a full year earlier than the south, even though the northern activity didn't actually begin to rise until the southern activity also rose. This posed a question about whether the north's delay in rising was actually the result of the north rephasing with the south, or perhaps something else. While there are still a lot of unknowns, the cycle is far enough along that some questions are beginning to resolve.

Last quarter, it was noted that the northern Rn maximum had likely occurred sometime prior to May 2012, based on the observed reversal of the Sun's north polar magnetic field and sunspot-zone observations. Consistent with this, Figure 1 (upper blue line) now shows that there was a broad, rather flat, peak in the second half of 2011 (a bit earlier than expected), with a maximum value of 41.

It also appears that the decline of the northern activity after the peak be rather more abrupt than expected. The northern 12-month smoothed data (upper blue line) shows a noticeable drop beginning in early 2012. The 10, 8, and 6-month smoothed data (blue circles), suggest that this decrease then continued, though perhaps slowing down a bit. Of course, these "short-smoothed" data are just hints of what the real final values for those months may be, when twelve months of data are available.

On another front, while some previous cycles have also displayed timeline phase shifts between the north and the south, usually the north and south reach very nearly the same maximum values (albeit not necessarily at the same time). However, there had been some questions about whether the Cycle 24 southern solar hemisphere's maximum Rs value (when it occurs) might be noticeable less than that of the north. These arose as a result of the (delayed) rising edge of the northern activity growing about 50% faster rate than the southern rise.

Now, there is a good circumstantial case that this difference in activity growth rates was actually because the north was rising faster than normal (due to its late start?) and not because the south was growing at a slower than normal rate. If one now assumes that the southern maximum is going to be the same as the north (about 41), then the growth trajectory of the southern Cycle 24 rise lays right on top of its actual (and normal) Cycle 23 rise to maximum.

This suggests then that the southern Rs maximum will be

about 41 after all. This is certainly consistent with the most recent values of R_s (Figure 1, lower line and 3 upward circles with the thin bar), which has already reached 30 for the 12-month smoothed data, and the short-smoothed data suggest that it will indeed climb higher.

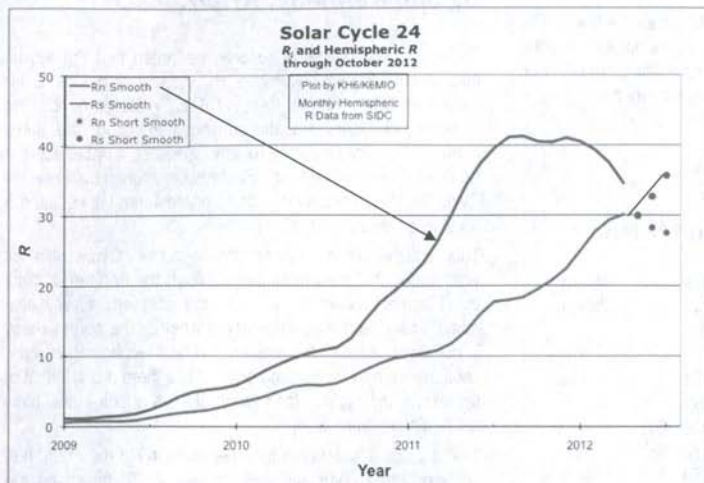


Fig. 1

Again for the solar southern hemisphere, another expected trend (but, not seen until now) is that the southern polar field is now clearly heading toward zero, though it has a way to go. As is true for the north, the southern polar field passing through zero and reversing polarity is an event that occurs close to the southern maximum. This suggests that predictions of the south reaching its hemispheric maximum in late 2012 or early 2013 may be on track.

Moving on to the total sunspot index, R_i , the line in Figure 2 clearly shows a local maximum occurred in early 2012. The less-than-12-month short-smoothed data (circles) show that there may be a second peak in late 2012 or early 2013.

Last quarter, one model I presented called for the two maxima to have the same value, but at different times. In general, this now seems likely. The size of that second peak will depend as strongly on what the north does, as it does the south. Something a little worrying is the sharp drop off of the north after reaching what seems to be its maximum. Usually, the decline is rather slower. Based on what we are seeing now, it appears that the maximum R_i may be closer to 70, than the 83 in the previous model.

The wild card in all this is the possibility that either R_n or R_s might have a double maximum. Double maxima are not all that

uncommon. The south had one last cycle, and it had a very positive effect on six-meter propagation. If the north were to do this in early to middle 2013 about the time that R_s peaks, it would likely produce enhanced results.

It has been nice to actually see the recurrence of north-south TEP in the fall of 2012. Hopefully we'll see more in the next couple of seasons.

73, Jim KH6/K6MIO

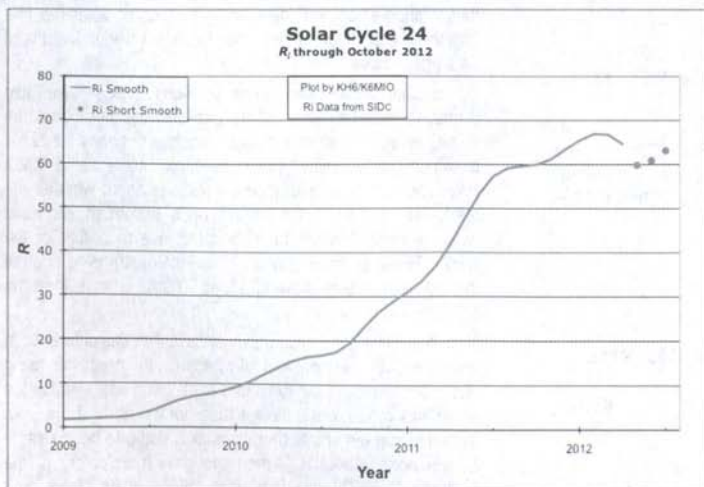


Fig. 2

Tropo Reports

2m, 70cm and up

Editor: Michael M. Dienel, DG7SFL
dubustropo@mmdienel.de

2m

ON4LDP wkd on 2m:

Date	Time	Call	LOC	QRB
15/09/2012	14:58	F6DRO	JN03TJ	812
15/09/2012	19:59	EA2TO/1	IN83FD	991
15/09/2012	20:23	EA1MX	IN73XK	985
15/09/2012	21:33	OZ6OL	JO65DJ	786
15/09/2012	21:38	SK6DK	JO67EH	939
16/09/2012	10:10	EA1MX	IN73XK	985

Rig: 13 Ele. Yagi, 200W, MGF 1302.

70cm

HB9XC wkd on 70cm:

Date	Time	Call	LOC	QRB
2012/10/07	13:35	2E0NEY	IO81VK	823
2012/10/07	13:54	G4YHF	IO92XW	819
2012/10/06	17:10	ED2T	IN93IA	799
2012/10/07	13:39	G8CUL	IO91JO	776
2012/10/07	13:25	G0XDI	IO91RQ	745

ON4LDP wkd on 70cm:

Date	Time	Call	LOC	QRB
15/09/2012	14:34	F1BKM/P	JN14SP	658
15/09/2012	20:39	EA2TO/1	IN83FD	991
15/09/2012	20:55	F5ICN	JN03BF	859
15/09/2012	21:13	F4CWN	JN03KN	807
16/09/2012	07:25	EA1DDU	IN73EM	1053
16/09/2012	07:35	OZ6OL	JO65DJ	786
16/09/2012	08:13	F9DX/P	JN14SP	658
16/09/2012	08:46	F5ICN	JN03BF	859
16/09/2012	08:59	F2JR/P	JN03CB	875
16/09/2012	09:08	F4BWJ	IN93MP	846

Rig: 21 Elem. Yagi, 25W, MGF 1302.

23cm

DK7QX, JO42KH, wkd on 23cm (>500km):

Date	Time	Call	LOC	QRB
2012/05/15	19:01	G3XDY	JO02OB	523
2012/06/02	18:33	F6KRK/P	JN08XS	627
2012/06/03	09:24	OL9W	JN99CL	726
2012/06/19	20:24	SM7DTE	JO75CN	502
2012/06/19	20:33	G3XDY	JO02OB	523
2012/07/07	22:00	OK2C	JN99AJ	720
2012/07/17	18:44	G3XDY	JO02OB	523
2012/07/26	08:54	G4KIY	IO92WN	610
2012/07/26	20:23	G4KUX	IO94BP	756
2012/08/21	19:21	G3XDY	JO02OB	523
2012/08/21	20:09	SM7DTE	JO75CN	502
2012/09/08	19:05	G4KUX	IO94BP	756
2012/09/09	06:33	G4KIY	IO92WN	610
2012/09/09	06:36	G0WUU	IO92SR	633
2012/09/11	20:50	SM7DTE	JO75CN	502
2012/10/06	14:12	G3XDY	JO02OB	523
2012/10/06	16:00	OK1MAC	JN79IO	507
2012/10/06	16:10	SM7DTE	JO75CN	502
2012/10/06	17:47	M1CRO/P	JO01PU	520

2012/10/06	19:07	OK5Z	JN89AK	595
2012/10/07	08:39	G3CKR/P	IO93AD	735
2012/10/16	19:43	SM6AFV	JO67GQ	642
2012/10/16	20:36	SM7GEP	JO77IP	700
2012/10/20	20:56	OK1MAC	JN79IO	507
2012/10/21	09:02	OM4GW	JN99CH	735
2012/10/21	10:36	OK1MAC	JN79IO	507
2012/10/22	19:44	OK1YA	JN79IO	507
2012/10/22	21:09	HG1RJDP	JN87GJ	774
2012/10/23	11:24	G4KIY	IO92WN	610
2012/10/23	11:25	G4BRK	IO91HP	705
2012/10/23	12:01	G3LQR	JO02QF	510
2012/10/23	12:10	2E0NEY	IO81VK	766
2012/10/23	21:33	G4CBW	IO83UB	757
2012/10/23	21:49	G4NBS	JO02AF	601
2012/10/23	22:01	F5HRY	JN18EQ	611

G3TCT wkd on 23cm:

2012/09/06	20:05	DH2SAV	JN48QU	892
2012/09/06	20:42	ON4IY	JO20HT	508
2012/09/06	21:29	F9OE	IN78QG	346
2012/10/06	15:21	GM4JR	IO85FB	445
2012/10/06	16:08	TM9FT	JN29HA	567
2012/10/06	16:52	PA6NL	JO21BX	477

HB9XC wkd on 23cm:

Date	Time	Call	LOC	QRB
2012/10/07	13:15	G3XDY	JO02OB	690
2012/10/07	09:09	F6KPL	IN99IO	674
2012/10/06	15:20	DL0GTH	JO50JP	476
2012/10/06	15:19	DH9NFM	JO50RF	472
2012/10/06	16:12	F6DKW	JN18CS	403

OZ1FF wkd on 23cm:

2012/09/18	17:28	SK0CT	JO99BM	737
2012/09/18	18:40	SM0DFP	JP90JC	804
2012/09/18	19:19	GM4CXM	IO75TW	781
2012/09/18	20:22	G8OHM	IO92AJ	748
2012/10/16	17:02	SK0CT	JO99BM	737
2012/10/16	17:57	SM0FZH	JO99HI	752
2012/10/16	18:27	SM0DFP	JP90JC	804
2012/10/16	19:14	G8OHM	IO92AJ	748
2012/10/16	19:36	G4KUX	IO94BP	644

13cm

OZ1FF wkd on 13cm:

2012/08/28	17:11	SA4Z	JO79OF	584
2012/08/28	19:04	SM0DFP	JP90JC	804
2012/08/28	19:10	G3XDY	JO02OB	600
2012/08/28	19:35	G8OHM	IO92AJ	748
2012/08/28	21:17	GM4CXM	IO75TW	781
2012/09/25	19:09	GM4CXM	IO75TW	781
2012/09/25	19:27	DF9IC	JN48IW	742
2012/09/25	19:47	G3XDY	JO02OB	600
2012/09/25	20:14	DJ5AR	JN49CV	635
2012/10/23	18:05	G3XDY	JO02OB	600
2012/10/23	19:17	SM0DFP	JP90JC	804
2012/10/23	19:35	DF9IC	JN48IW	742
2012/10/23	19:43	G8OHM	IO92AJ	748
2012/10/23	20:37	DJ5AR	JN49CV	635
2012/10/23	21:07	GM4CXM	IO75TW	781

6cm

F2CT wkd on 6cm:

2012/09/15	G4EAT	JO01HR	946
2012/09/15	ON4IY	JO20HT	946

OZ1FF wkd on 6cm:

Date	Time	Call	LOC	QRB
2012/10/23	19:02	SM7GEP	JO77IP	462

3cm**DK7QX wkd on 3cm:**

Date	Time	Call	LOC	QRB
2012/05/02	15:09	DJ7GK	JN58WH	493
2012/05/02	15:18	DL3WW	JO60FL	321
2012/05/02	20:38	SP6ASD	JO81LD	571
2012/05/02	21:26	DL7QY	JN59BD	363
2012/05/05	15:04	PA3AWJ	JO21GW	299
2012/05/05	15:07	PA0S	JO21FW	304
2012/05/20	14:46	F6DKW	JN18CS	614
2012/05/20	14:50	F5HRY	JN18EQ	611
2012/05/20	17:54	F1NPXP	JN29DH	464
2012/06/03	05:50	DG6ISR	JO61PK	318
2012/06/03	05:56	DL6NAA	JO50VF	308
2012/06/03	10:41	OK1VAM/P	JO60LJ	355
2012/06/12	15:01	OZ6OL	JO65DJ	409
2012/06/12	15:08	SM7ECM	JO65NQ	467
2012/06/12	16:25	DG1BHA	JO73DB	374
2012/06/12	17:19	DL3WW	JO60FL	321
2012/06/12	20:47	DL6NAA	JO50VF	308
2012/06/29	12:45	LX1DB	JN39CO	354
2012/06/29	17:40	OZ6OL	JO65DJ	409
2012/06/29	19:19	DL3WW	JO60FL	321
2012/06/29	19:27	OE5VRL/5	JN78DK	577
2012/06/30	20:12	DK5WMA	JO60KT	323
2012/06/30	20:18	DJ7GK	JN58WH	493
2012/07/05	16:09	DL3WW	JO60FL	321
2012/07/07	14:10	PA3AWJ	JO21GW	299
2012/07/07	14:28	OZ1ALS	JO44XX	305
2012/07/07	14:43	SM7ECM	JO65NQ	467
2012/07/07	15:18	DL6NAA	JO50VF	308
2012/07/07	15:29	OK1JKT	JO60RN	372
2012/07/07	15:51	OK2A	JO60JJ	345
2012/07/07	15:56	DL3WW	JO60FL	321
2012/07/07	16:06	DL7QY	JN59BD	363
2012/07/07	16:34	OK1VAM/P	JO60LJ	355
2012/07/07	16:55	OK2M	JN69UN	456
2012/07/07	16:59	OE5D	JN68PC	563
2012/07/07	17:08	DJ5NQ	JN47QU	497
2012/07/07	17:27	DM2EUN	JO60IV	308
2012/07/07	18:07	OK1KIR	JO60PM	365
2012/07/07	19:08	PA0S	JO21FW	304
2012/07/08	12:02	DG6ISR	JO61PK	318
2012/07/08	12:07	OK5Z	JN89AK	595
2012/07/08	12:18	SP6GWB	JO80JG	595
2012/07/15	09:07	OK1JKT	JO60RN	372
2012/07/25	17:47	OK1JKT	JO60RN	372
2012/07/27	14:50	DL7QY	JN59BD	363
2012/08/19	09:39	DM50UEA	JO72AW	356
2012/08/21	18:46	DL7QY	JN59BD	363
2012/09/08	20:22	G4KUX	IO94BP	756
2012/09/08	21:06	G3XDY	JO02OB	523
2012/09/11	06:13	DL7QY	JN59BD	363
2012/10/06	14:12	G3XDY	JO02OB	523
2012/10/06	14:19	OK1JKT	JO60RN	372
2012/10/06	14:35	DL6NAA	JO50VF	308
2012/10/06	14:52	OK1KIR	JO60PM	365
2012/10/06	15:23	PA3AWJ	JO21GW	299
2012/10/07	12:49	OK1VAM/P	JO60LJ	355
2012/10/23	11:12	G3XDY	JO02OB	523
2012/10/23	19:45	G3XDY	JO02OB	523

2012/10/23	20:19	OK2POI	JN99BL	721
2012/10/23	20:47	OZ1FF	JO45BO	369

F2CT wkd on 3cm:

2012/09/15	G4ALY	IO70VL	827
2012/09/15	G0EAT	JO01HR	946
2012/09/15	G4CBW	IO83UB	1086
2012/09/15	G4KUX	IO94BP	1260
2012/09/15	GM0USI/P	IO76XA	1426
2012/09/15	ON4IY	JO20HT	946

OZ1FF wkd on 3cm:

Date	Time	Call	LOC	QRB
2012/08/28	20:15	SM7DTE	JO75CN	382
2012/09/25	18:24	SM7DTE	JO75CN	382
2012/09/25	19:11	SM6ESG	JO67CC	302
2012/09/25	20:20	SM6CEN	JO67AJ	312
2012/09/25	20:34	SM7ECM	JO65NQ	314
2012/10/23	18:22	PA0S	JO21FW	473
2012/10/23	18:31	SM6ESG	JO67CC	302
2012/10/23	18:48	SM6AFV	JO67GQ	356
2012/10/23	19:05	SM7GEP	JO77IP	462
2012/10/23	19:31	SM7DTE	JO75CN	382
2012/10/23	20:30	SM7ECM	JO65NQ	314
2012/10/23	20:47	DK7QX	JO42KH	369

TNX to ALL for the REPORTS!

SM7LCB wrote: Have problems with my remote station so not so many QSO from my side. Only one nice QSO during NAC October contest (as tropo):
2012-10-16 2031z YL2OW KO26WL 1.3G 575 km
More info on:
<http://sk3w.se/sm7lcb/www-sm7lcb/index.htm>
73 de Ulf, SM7LCB

October Tropo:

Between Oct. 19 and 24 there were great Tropo ducting conditions over Europe. Many QSOs >1000km took place on 2m and up. The best worked DX on 2m was:
19.10. 2203z DF1CF JN57 to YL3AG KO06, 1247km.
20.10. 1340z DL7ANR JO62 to RA3LE KO64, 1256km.
Further to the East SP4MPB KO03 worked to RT4I LO43 over an impressive 1899km.
23.10. 1733z F6KHM IN78 wkd DB6NT JO50, 1188km.
24.10. 1210-1320z DF1CF JN57 wkd EI3KD IO51, 1405km.
DL3WW JO60 wkd F1VEO IN77, 1250km.
DJ3TF JN59 wkd F6KHM IN78, 1229km.
ODX of the day was SP2MKO JO93 to F6CIS IN94, 1640km.
On 70cm the best day was 24.10. when F8BDF IN78 and F1VEO IN77 wkd to DJ7GK JN68, DF9RJ JN68, DL9NDA JO50 and DL3WW JO60 with QRBs from 1200 to 1300km.
On 23cm on Oct 20 YL3AG, KO06WK, wkd OE5VRL, JN78DK, 1025km and S51ZO, JN86DR, 1251km.
On Oct 24 F6APE from IN97QI wkd into DL and OK (e.g. OK1TEH JO70 1150km. F9OE, IN78UK, wkd into southern DL and also to OE5VRL JN78DK, 1367km, and gave a rare new square to many.
On 3cm on Oct 23 at 2144z F5HRY, JN18EQ, wkd OK2POI JN99AJ, with 529/519 over 1143km. Herve wkd also OK1MAC, JN79, over 901km with 599, what gave grid # 90 and 91 to him. F6APE IN97 wkd with DL6NAA and DL7QY, both JO50 over up to 973km and gave a new # to them.

EME News

70cm & up

Editor: Bernd Wilde, DL7APV

Intro: First leg of the ARRL EME contest is over, we had low activity on 432 CW and high liberation fading on one side and also good activity on 23cm. More news and qso reports you find in **K2UYH's NL** at <http://www.nitehawk.com/rasmit/>

Expeditions

DL2NUD Hermann and **DJ4TC** Peter were qrv from GJ&GU on 3 bands in October. The main bands were 432 & 1296, on 144 the goal was to test if one 9 el. & 1KW will do. Peter now thinks it is not. The time schedule was very limited. They started on Sept. 28th in Neubrandenburg via Nörvenich (stop over) to St. Malo in France (abt. 1600km with the Mazda 2 from Hermann) and fast ferry to Jersey. They used the same QTHs in GJ and GU as the DF2ZC und DH7FB expedition. The wx was not friendly, 70% rain and partial as heavy as in the tropics. Fog and fine rain caused higher attenuation and led to two not completed skeds on 23cm. In GJ they were qrv 30.09. to 06.10. and GU 07.10. to 09.10. noon. Rig: 2m 1000W Beka an 9 el DF7KF, 70cm 400W and 19 el F9FT, 23cm 150W (GJ) 400W (GU) and 62 el F9FT. They had big problems with the 70cm dipol, so Peter learned, never take old stuff to expedition. As well as separate PC and antenna as far as possible and be careful with usb cables, they are a source of qrm. Several EME-OPs did not get them, Peter and Hermann now, but more was not possible.



DL2NUD testing 432 in GU

More fotos from the MU/MJ peditions are on: www.ok1dfc.com/Peditions/gugi/gigu.htm

Bodo **DF8DX** (ex DL3OCH) was in SV9 and made several qsos on 23 with his one yagi and 100w.

PE1L, Rene will back in Africa for next tour from about 13 April 2013. With a 2.3dB better antenna on 432 they hope to run more qsos on this band. Put April 20th 2013 in your calendar for planned 432 MHz operation day. More infos will come.

News

The Swedish **432&up EME meeting** will be held the weekend **24-26 May 2013**. See more on Lars web page www.SM4IVE.com . 73 Lars SM4IVE

CT1HZE wkd on 70cm EME in October on JT65: ES3RF #, DK3WG, ES5PC #, DL5FN #, JA6AHB #, DF3RU #, DL8GP #, PY2BS #, OK1TEH # 1 x 23el + 600w, I1NDP, OK1DFC #. And on CW: DF3RU 539 549 # and I1NDP 559 549 #. Rig: 4 x 23el H, >1KW and 0.3 dB LNA. Not sure if I will be back on 70cm EME next year as activity and interest seem extremely low to me, pity. 73 Joe

CU3EQ made his first 432 MHz EME qsos. Jose is using single Yagi and 50W RF with no el.

GJ7DNI was worked by OK1DFC on 432, he has a 100W SSPA with integrated LNA and a 21el. Yagi. He has fixed polarization and can work only during moonrise.

KA7V I've been very QRL for a couple of years but now I'd like to start working 70cm eme again. You can read about my station on this link: <http://www.flickr.com/photos/barry10a/2752956141/in/set-72157606664072445>.

I prefer cw but I'm generally open minded. Barry Vihraw1@gmail.com

KJ7OG has a G4DDK preamp, two 432-12EME M2 antennas (one vert, one horiz polarized). As soon as receive capability is found to be possible, he will be adding a SSPA up to 500W. 73 Steve

Jan **PA0PLY** has uploaded a new database for 432 & up. Updates are welcome. www.pa0ply.nl

Simon **ZL4PLM** will go to 1296 & 432 with a 7,5m dish soon.

ARI contest

AL7RT was on 1296 cw eme during the ARI weekend and worked WB2BYP and W6YX. No other stations were heard. I had no window with Europe because of the moon declination and tree blockage. Conditions were fair, at best. Dan

EA1RJ Ricardo found a fairly good activity and conditions despite bad weather for the ARI CW/SSB contest on 23cm. Worked 17x17 for best score in the ARI, thanks to everybody who had the patience to listen to my weak calls with 1.8m dish. 73 Ricardo

11NDP did not find such a good activity but actually on the low side, I have been active only for 2 moon passes and, because of obstructions, lost quite a few hours at moon rise and moon set. Despite that I could complete 32 QSOs (1 duplicated) but nothing compared to what you can do in the ARRL contest, it was fun anyway. Best 73 Nando

ON5TA was active on 13 cm during the two last moon passes of the ARI contest. The nice thing about 13 cm EME is that you do not need a big dish and high power to have fun, even when degradation is quite severe as it was this weekend. New initials were DF3RU & IZ2DJP. 73 Eric

PA3DZL was QRV on 13cm during the ARI Contest on Sunday for only 2 hours and made 6 QSOs random: DF3RU, ON5TA, ES5PC, SV3AAF, IK3COJ # 62 and S59DCD all with very nice signals. 73s Jac

T12AEB Armando is qrv 23cm with a 3.8m dish, 200W and G4DDK LNA. He runs CW&JT and has a good signal.

VK4CDI was QRV both passes for many hours on 1296, absolutely nil heard the first pass. I did work Jan PA0PLY on 432 JT, so the time wasn't totally wasted. 2nd pass worked W6YX on MR and NC with IK6EIW on MS. Only other station heard was JA6AHB just before I lost the moon. Phil

13cm

The revised list of licence exempt frequency bands (including amateur radio bands) issued by the Swedish P&T came into effect today, October 1, 2012. From Oct 1st, our 13 cm allocation is officially only 2400-2450 MHz, with a general power limit of 100 mW. Individuals having high-power permits for 2304 and/or 2320 can however continue to operate in those band segments until the permits elapse, which will happen on December 31. Am now expanding my 3.0 m solid dish to 3.8 m, using chicken wire. Not perfect, but should at least serve as a ground screen, reducing ground noise pickup and improving my RX performance on 2320. Looking forward to working many new initials!

73 Gudmund SM2BYA /SM3BYA

ARRL μ wave contest

G3LTF An excellent weekend of EME! The wx was very kind with no wind and dry so the backlash in my dish mount, (0.85 degree beamwidth at 6cm) was not a problem. Activity was higher than last year, certainly on 6 and 13cm. It's hard, but a lot of fun, to work even 3 microwave bands in one weekend, it involved 6 feed changes here. 13cm: Total 34 (6m dish

230W) 9cm: Total 3. 6m dish 28W; 6cm Total 9. It's always a thrill to work VK, especially on 6cm random! Thanks to all for some great QSOs, I would like to hear from anyone who called me without reply. 73 Peter

IK3COJ After a first attempt in the spring for the contest "REF-DUBUS" on 13 cm I have improved the sensitivity of my system through some filters sent to me by G3LTF (many thanks Peter). I finished the ARI Contest with 6 QSO. In 1st ARRL WE I only worked Saturday morning and made 12 QSOs. All QSOs made random. Only band 2320. Dish 3.8m, 100W at feed, G4DDK preamp, RA3AQ feed. 73 Aldo

K5GW Murphy on Saturday causing the 3cm transverter to die. I was looking forward to operating a new band in the contest so that was a big disappointment. Totals were 38 x 33 on the 13/9/6cm bands which is about 25% better than last year after the first weekend. Many stations not worked were heard on 2320 MHz. I did check from time to time for cross band activity but there was not much. Murphy struck again Sunday morning after European moonset with a short circuit on the 6cm 12vdc line. The major impact was missing VK3NX and any 6cm JA stations that might have been on. 73, Gerald

K7XQ, copied about 15 stations. Called most including the larger stations like HB9Q, SP6OPN, SV1BTR, K5GW, ES5PC, etc but never completed with any station (net result 0 QSOs). I suspect I don't have a large enough station power wise for CW but do reasonable on JT as I run a 3 M dish. 73 and best DX Jeff

OK1CA my results from mw part of ARRL EME Contest: 13cm 35x25 initial only WB5BYP, 6cm 14x12 initials JA1WQF, DF1SR and K1JT, 3cm 2x2. Totals 51x39. The bad weather at Saturday night and Sunday, heavy rain and wind, was not good for mw. Franta

OK1KIR made on 13cm 11 qsos, on 9cm 2qsos, on 6cm 17 qsos and on 3 cm the sked with VK7MO at minimum of mutual libration (≈ 27 Hz) was successful. Rex employed small dish only 0.8m, but similar equipment as OK1KIR (WG LNA DB6NT, SSPA 45 W in the feed). The core of success was precious frequency stability and dominantly the automatic control of RX/TX frequency in IC910-H using the Doppler data from WSJT SW, implemented at VK7MO. Tonda&Vlada

ON5TA Very nice activity on 13 cm during the ARRL Contest! Made 33 random QSOs despite very high degradation. Initials: IK3COJ, PA3FXB, SM2CEW and R3YA for the first QSO between ON and Russia on 13 cm. Also had a nice QSO with

John PA7JB who was surprisingly good copy with his 2.4 m dish and 100 W. Interference level was, as always, terrible on 2,424 GHz but JA4BLC had a strong signal and could be contacted after I found the right combination between noise blanker and filtering. The contest was great fun, thanks to the organizers and to the participants for all the QSOs! 73 de Eric

PA3DZL was QRV only 5+1h and had a great time to work 26 stations. Heard on 2304 MHz were WA6PY, OH2DG and NA4N but could not get their attention. I modified my 13cm LO. The LO has a 10MHz GPS-stabilized oscillator now, so from now on very stable and exact on frequency 73s Jac,

SD3F / SM3AKW found good activity both days and this made it enjoyable to stay awake. Carl operated 13cm only as the permission ends in 2012. He made 25 QSOs, & hrd 10 more.

SV1BTR Thank you for the great microwave fun. Weekend choice has been really bad in terms of libration - signal spreading - apogee / very high degradation for 6cm and above bands. In south Europe terrible libration caused severe signal spreading which, coupled with high path loss, attenuated signal peak strength at least 3-4 db on 6cm. Signals were badly distorted. While I was qrv, missed a number of stations on 13cm who work a caller and then disappear. Despite the unfortunate choice of weekend in terms of moon conditions, totals are 39 on 13cm and 19 on 6cm (last year 37+14). μ wave contest section brought a stupid accident Sunday at moonset. While on 6cm tx I did twice the mistake of going behind the dish and visually checking dish moon blockage, vs the house, located 3m away. This caused some left eye damage with eyesight ever since becoming blur. Visit to doctors has proven a photochemical burn of the left eye cornea, treatment has brought no improvement till now. Not the best thrill. Jimmy

VK4CDI Finally got my 9cm gear operational on Friday in time for the ARRL test. A sked with K5GW was an easy QSO for my first ever 9cm contact. (Haven't even had a terrestrial QSO yet!) Called G4CCH later that day, but NC. Several problems need to be solved, mainly tightening up the tracking, optimising feed position, and some more power. I am running 3.6m x dish, septum with choke, G4DDK, 16W Toshiba PA and a VK3 transverter mounted on the feed. 73 Phil

WA6PY made on 13cm 22 QSOs and hrd many more on 23, but could not get their attention in cross band mode. On 3cm QSO'd F5JWF OK1CA I found low activity. Few hours prior to the contest I setup 6 cm system, but QRM this time was too heavy. Changing feed, LNA, PA from band to band takes me at least 1 hour, and this is significant

portion of my 3 to 4 hours window to EU. Switching between 13, 9 or 6 cm during the short window time doesn't make sense. In this QRM conditions I was able to make so far 18 initials. vy 73 Paul

ARRL 70 & 23cm Part 1

AL7RT, Dan, wkd on 23cm 11NDP with 20w at the feed due to power supply problems and with full power another 13.

CT1DMK reports wx was lousy and conditions were not too good. I was active on 23cm during both moon passes. and managed to do 43 QSOs. Only one CWNr and about 10 more heard in QSO's with others most of them good 559 copy but I could not attract them with my CQs. Luis

DJ3JJ wkd in 1st part on 432 contest 5 Stations + 3 cwnr. Condx very difficult. Strong and fast qsb. 73s Andreas

E19E John was QRV on 432 with 4x21el and 400W RF power from 3CX800A7. He made a few qsos. johnhearn@eircom.net

G3LTF was not able to be on for the first pass as he was away. On 2nd pass he worked 63 on 23cm + 7 hrd. He had very heavy continuous rain which made it impossible to change the feed to 70cm until the last 30 minutes of the window. On the last moon pass of the contest he wkd on 432MHz 11 + 1 cwnr. A pity there were not more on. 73, Peter

G4CCH Worked 74 so far, but no idea of multipliers yet. Trying to operate through the night for two nights did not work for me. Found myself falling asleep many times the first night, and had to grab four hours sleep on the second, and was still falling asleep for the last pass! best 73, Howard

I1NDP As result of the first I ended up with 79 QSOs, lost some weak signal because of libration, I was picking up letters of the call always differently. Thanks for all for the great fun. Nando

IK5QLO due to family and other issues my total operation time was 2 hours at my moonset on sunday morning. With my backyard EME station (2.4 meter dish and 300W) worked 5 CW and 6 WSJT. Heard many more. For the first time I had like the feeling that there were more stations on JT than CW, of course it was due to my being marginal at the time. 73s Andrea

IK6EIW despite high loss and olives harvest Stefano wkd some bigger stations on 23cm and hrd much more. Seems that his 500W in the shack isn't enough, he cwnr some station long time.

K2UYH/K1JT/K2TXB noticed a lot of fast QSB on CW signals on 23cm this weekend. This is libration fading that can be so fast that it turns a single Morse code dash into 2 dits. Under these conditions even strong signals can be very difficult to copy. There is only one way to overcome it and that is by repetition of the call signs and other vital information. And it is essential to use well formed Morse code characters, with extra spaces between words, and often with extra space between characters in the same word. We noticed a number of stations who ran the calls together and/or had poorly formed characters (like sending a 'W' that sounds like "AT").

KL6M managed to work OZ6OL before my GS35B amp quit working, after nearly 10 years of uninterrupted service. ONE QSO on 70cm! Oh well. That's EME. Nobody said it was easy. My apologies to OH2PO who was calling me right after the failure. Mike

N8CQ FINALLY got the 30' dish / mountain QTH QRV this past weekend but not without a substantial effort. First pass, I discovered that my relay/preamp box was struck by lightning and every connector/relay/preamp was fried. Fortunately, I had backup learned to have LOTS of backups and was able to rebuild the control box by second pass. Also fried was my elevation optical encoder so I had to track elevation by SM4IVE's fine signal! I hope to have everything resolved in the next few weeks. Gary,

OK1DFC was QRV whole period of 1st ARRL EME leg. WX was not good here, but wind was moderate and I had chance to run my antenna full time this weekend. Worked 90 QSOs and 40 multipliers. Heard and did not work ES5PC, SM6FHZ, TI2AEB, DJ9WY. I know that VK3NX was QRV but did not find him with CQ. Due to librations I had problem with two week stations, do not know who was calling me and they was not patience to repeat me calls as format OOOOO KKKKK 11111 DDDDD FFFFF CCCCC. So PLEASE in next you will call me and I will play YYY, please use this format which help me to read your call. Some weaker stations were terrible affected with librations, but I think not so big problems if anybody called me with my reply. GL, 73 Zdenek

ON5TA A very enjoyable week-end on 23 cm! Operating with abt 150 W and a 3.6 m mesh dish, it was a challenge with the moon at apogee and strong libration. With such low power and difficult conditions, I was very surprised when I heard my own weak echos during the second moon pass. Activity was high and I have been especially looking for new initials. Murphy struck at the end when the PA's power supply went QRT after a

long CQ I worked a total of 28 stations in CW with 8 # and 3 new DXCC on 23 cm. Heard many more stations which I hope to contact in the second leg. Thanks for all the QSOs and 73 ! Eric

PA3DZL: Many stations with very strong signals and very good activity on 23cm. Made 25 QSOs in a few hours. 73s de Jac,

SM3AKW Nice weekend! Managed to catch 53 of you on 1296 and 3 on 432. My contest call SD3F is still confusing to many though I deliver it at various speed and spacing If you hear the F at the end it is likely to be G3LTF OR ME. I had an enjoyable weekend and am looking forward to the December session ! 73 Carl

SM4IVE summary of my activity. so far. I was not QRV on any bands before 04.00 this morning, my judgment was that spending lots of hours on a band (70 cm) that was almost 0 activity is not of interest. The 70cm log so far 2 new initials N8CQ and LU1C. Wkd 36 on 432 and 24 on 23cm. After contest log will be sent to F2TU.

SM6FHZ was on 23cm and worked 24 stations. I have cleaned my horizon from a few pines and had now a better (longer) window to the west without excessive ground noise. 73 Ingolf

SP7DCS We were on 70cm during first pass and made 13 qsos. Signals were a bit down due to degradation but Faraday was cooperative. Unfortunately, as others mentioned, activity level was poor. Second and third moon pass were dedicated to 23cm. Huge signals, big activity and great fun. No need to say more! Wkd 53 on 23cm. vy 73 de Chris

VK3NX well after the 1st pass was a total loss due to failure of electricity supply, Murphy kept a distance on the 2nd pass. I managed to work 15 in CW. Tnx esp tp OK1CS SK1MTZ whom showed immense patience with me as I tried to get the call signs. I thought condx were lousy! and I seemed to be battling very hard with Libration chopping up even the strong signals. 73 Charlie

VK3UM Activity excellent on 23cm, poor on 70cm but most likely due to Faraday that was unknown quantity here through out the whole pass. Best alignment at rise and set but at times echos were non existent in all selectable combinations of polarity. Deep fading on 70cm and moderate on 23cm with added Libration (as predicted) as well. Worked 41 so far but ran out of moon as usual. 4 in the last 2 degrees and left several calling! Thanks guys great operating.

W1AIM (FN34, Vermont) wkd 23cm in the cold and snow I1NDP & HB9BBD. Hrd a lot more. Rig still armstrong rotation. 16 foot dish, ~60 watts,

CW only. W1GHZ (Paul the rotor) and Chip

WD5AGO Much better signals second pass on 23cm. 28 Qs w/3m dish and 300W, Serveral (+10) CWNr. Echos here good all weekend. 73 Tommy

EME 2012 Cambridge Notes from the open session

Chaired by Ian, GM3SEK,
supported by Al, K2UYH and Peter, G3LTF

1. Graham, G3VZV, noted that as most CW eme activity on 144MHz took place above 144.035MHz would the eme community be disturbed if the satellite community applied to use this segment for satellite communications? Comments were that for many people this segment was essentially unusable due to birdies from computers / domestic equipment and G3VZV was advised to pursue this through IARU. Murray, G6JYB, pointed out that Region-1 had dropped EME exclusive in the 144.000-035 section a few years ago but this was not the case elsewhere.

2. Joe, K1JT, pointed out that the current 1 minute periods for JT operation meant that when big stations were working in contests they were limited to about 20 QSOs per hour. Experiments had shown that 30 second periods were quite feasible but at the expense of about 3dB in sensitivity. Issues were QRM when stations close to each other might be operating different periods and sensitivity loss for smaller stations. Joe invited inputs and a debate before this facility was included as an option in the software. A shorter sequence could be an advantage for beacon use where power dissipation was an issue.

3. Doug, VK3UM, referring to EMECalc, highlighted the uncertainty in the value of the moon's effective temperature variation with moon phase at frequencies of 10GHz and above. Currently available data dates back to the mid 60's. Stations with larger dishes who can make useful measurements should co-ordinate with Doug to make sure that everybody is using consistent methods.

4. Activity Periods on 144 and 432 MHz CW. Information on these can be found at <http://www.sm2cew.com/dubus-aw.html> and <http://www.sm2cew.com/dubus-aw-70.html>
A request was made for time slots to Asia to be scheduled and also that stations should call CQ further up the band away from the 432.010 area which in many cases is full of birdies, rather like 144 MHz.

5. Peter, G3LTF spoke about Activity Weekends on the microwave bands which have contributed to a significant increase in activity. It is important to set the dates well in advance, at the start of the year, so that stations who are planning and

building gear know when they are aiming for. So, join the discussion on the best weekends at the start of the year and then hold to the results. With the moon position at present it will not be possible to find really favourable weekends for the N Hemisphere for some years.

6. The panel appealed for the EME contest organisers ARRL, DUBUS, REF and ARI to communicate more in order to avoid clashes of dates. Unfortunately there were no representatives of those organisations present in the session.

EME calendar 2013

More detailed info can be taken from VK3UMs famous EME Planner
See <http://www.sm2cew.com/dubus-aw-70.html> for CW activity times 2013, as SV1BTR & SM2CEW have taken over this job.
For updates & more info of the calendar look on my homepage:
www.mydarc.de/dl7apv/moon2010/moon2010.htm

73 Bernd DL7APV



DL7APV's new tower for 70cm EME, now just the 128 Yagis are missing...



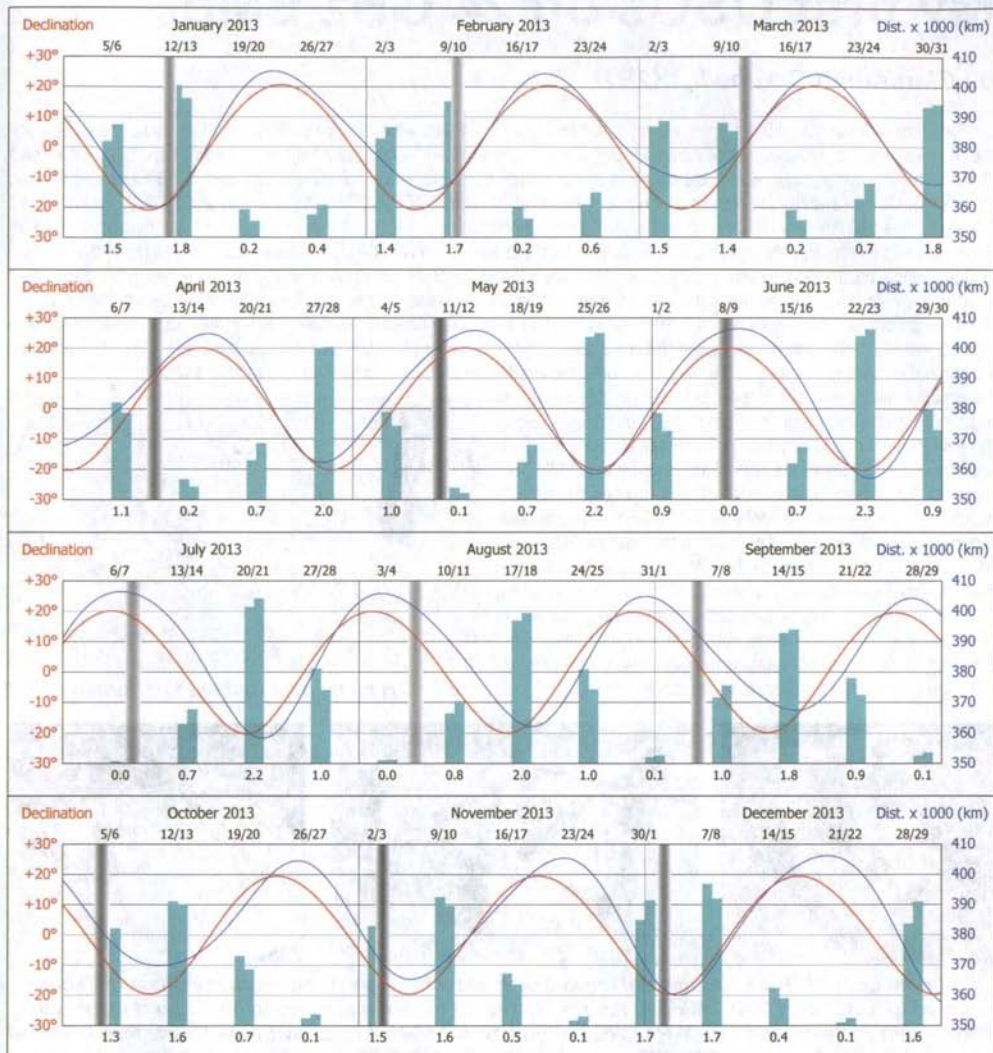
CT1HZE's 4 x 23 el temporary 70cm EME setup in October 2012, beaming west over the Atlantic Ocean

Lunar Weekend & Contest Calendar for 2013

by DL7APV

2400 Sat/ 0000 Sun	Decl./ deg	Loss (dB)	Sun offset°	Temp 432	Libra- tion	Contest dates & Meetings	Comments	Moon in DL
Jan 5/6	-13,2	0,48	82	30	+/-		Day(PM)	1-10 z
Jan 12/13	-13,8	0,12	18	30	↓		Sun noise	8-16
Jan 19/20	15,5	-1,76	-99	35	↓	ARRL VHF Tropo	Day(AM)	11-0
Jan 26/27	13,8	-1,55	-180	20	↓		Night time	17-6
Feb 2/3	-15,8	0,52	99	35	+/-		Day(PM)	0-8
Feb 9/10	-11,5	0,29	2	35	↓		Sun noise	7-15
Feb 16/17	16,8	-1,73	-80	35	↓	23/70cm ssb contest?	Day(AM)	9-0
Feb 23/24	11,3	-1,38	-160	15	+/-		Night time	15-4
Mar 2/3	-18,0	0,42	116	35	↓	Eu VHF/UHF Tropo	Day(PM)	0-7
Mar 9/10	-8,6	0,56	21	25	+/-		Day(PM)	5-14
Mar 16/17	17,8	-1,74	-60	30	↓	DUBUS 2m & 70cm	Day(AM)	8-22
Mar 23/24	8,7	-1,27	-141	20	+/-		Night time	14-3
Mar 30/31	-19,6	0,21	132	40	↓		Night time	0-6
Apr 6/7	-5,3	-0,83	39	25	+	Seigy Meeting	Day(PM)	3-13
Apr 13/14	18,8	-1,80	-41	35	↓	DUBUS 3cm+ 1.2cm	Day(AM)	6-21
Apr 20/21	6,1	-1,23	-120	20	↓	ARI "NEW MODES"	Night time	13-0
Apr 27/28	-20,6	0,04	150	50	↓		Night time	21-4
May 4/5	-1,8	-1,00	57	25	+/-	Eu VHF/UHF Tropo	Day(PM)	2-12
May 11/12	19,1	-1,89	-22	40	↓	DUBUS 23cm CW	Day(AM)	5-20
May 18/19	3,3	-1,25	-101	20	+/-	DUBUS 6cm CW	Day(AM)	11-0
May 25/26	-21,1	0,23	168	80	↓	SM-EME meeting	Night time	20-4
June 1/2	1,5	-1,07	75	25	+/-	EU 23up Tropo	Day(PM)	0-11
June 8/9	19,3	-1,95	-4	45	↓	ARRL VHF Tropo	Sun noise	3-19
June 15/16	0,4	-1,28	-81	20	+	DUBUS 13cm CW	Day(AM)	10-22
June 22/23	-21,0	0,28	-173	160	↓		Night time	19-2
June 29/30	4,6	-1,05	94	25	+/-	DUBUS 9cm CW	Day(PM)	0-10
July 6/7	18,8	-1,96	-14	45	↓	3cm activity	Sun noise	2-17
July 13/14	-2,5	-1,26	-63	25	+		Day(AM)	9-21
July 20/21	-20,4	0,19	-155	180	↓		Night time	18-1
July 27/28	7,2	-1,01	113	25	+/-	DUBUS 2m Digi	Day(PM)	21-9
Aug 3/4	18,1	-1,92	33	40	↓	6cm activity	Day(PM)	1-16
Aug 10/11	-5,6	-1,16	-45	30	+	ES-Tropo	Day(AM)	8-19
Aug 17/18	-19,3	0,00	-137	120	↓	LY-Tropo	Night time	16-0
Aug 24/25	9,6	-1,00	133	25	+/-		Night time	0-8
Sept 0 /1	16,8	-1,87	51	30	↓		Day(PM)	0-15
Sept 7/8	-8,7	-0,95	-26	30	+/-	Eu VHF Tropo	Day(AM)	7-18
Sept 14/15	-17,4	0,22	-120	50	↓	Weinheim&ARRL Test	Night time	15-23
Sept 21/22	11,7	-1,08	153	30	+/-	ARI Test CW/SSB	Night time	18-8
Sept 28/29	15,2	-1,82	71	25	↓	ARRL EME uwave	Day(PM)	0-13
Oct 5/6	-11,4	-0,69	9	30	+	Eu UHF Tropo	Sun noise	6-16
Oct 12/13	-15,0	0,37	-103	35	↓		Day(AM)	14-22
Oct 19/20	13,7	-1,23	172	35	+		Night time	17-7
Oct 26/27	13,4	-1,82	91	20	↓	ARRL EME I	Day(PM)	22-12
Nov 2/3	-13,7	0,44	11	30	+	Eu VHF CW Tropo	Sun noise	5-15
Nov 9/10	-12,1	0,39	-86	35	↓		Day(AM)	12-21
Nov 16/17	15,6	-1,43	-169	35	↓	ARRL EME II	Night time	15-6
Nov 23/24	11,5	-1,86	110	15	↓		Day(PM)	21-11
Dec 0 /1	-15,6	0,32	31	35	+/-		Day(PM)	4-13
Dec 7/8	-9,2	0,29	-69	30	↓		Day(AM)	11-20
Dec 14/15	17,1	-1,61	-151	30	↓		Night time	14-5
Dec 21/22	9,3	-1,88	130	20	↓		Night time	20-9
Dec 28/29	-17,1	0,34	50	35	+/-		Day(PM)	3-11

Moon Ephemeris Overview for the Year 2013, by Franck 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



REF/DUBUS CW EME Contest 2013 - Dates:

16/17 March: 2m + 70cm
18/19 May: 6cm

13/14 April: 3cm + 1.2cm
15/16 June: 13cm

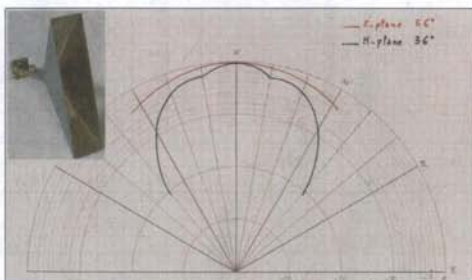
11/12 May: 23cm
29/30 June: 9cm

My first QSOs on 24 GHz EME

by **Gianfranco Carubelli, IK2RTI**

On Saturday October 13th, 2012 I completed my first EME QSO in 24 GHz with Johannes DF1OI, M/M and also the first DL - I. Weather was not fine with a completely covered sky, temperature 17°C and relative humidity 92%. I could benefit from low noise at 42° elevation, moon noise was fluctuating and at the time of the QSO it was 1.2 dB (far from over 2 dB measured in good conditions). On Wednesday 7th November I made my second 24 GHz EME QSO with W5LUA exchanging O/O reports, in fact AI's signal was 549, an easy QSO concluded in short time. Temperature was 10°C, sky was clear and relative humidity 86%, 1.45 dB measured moon noise. My equipment: 2.7 m offset dish, DB6NT LNA, TWT RW1127 modified 35 W at the feed, IK2RTI feed design, vertical polarization. In setting up the 24 GHz system the greatest difficulty I encountered was illuminating the dish: 2.7 m short axis, 3 m long axis, focal length 1.48 m, offset angle 25.5 degrees. I used a software for offset dishes that gave the following indication: "a feedhorn with a 3 dB beamwidth of 52 degrees is needed, equivalent to the feed for a conventional dish with $f/D = 0.61$." Unfortunately the gain with such a feed was low, I thought the dish was not suitable for 24 GHz, but I obtained the same poor gain values also on 10 GHz, therefore if I wanted to do EME I would have to find another solution!

My experimentation was challenging, but I had an idea about how to proceed and with various feed prototypes I built, I was seeing the gain increased gradually until I reached an increase of 3.5 dB compared to the gain to the dish illuminated by a W2IMU horn modified for offset dishes, and other's pyramidal horns. I reproduced the new feed model also for 10 GHz obtaining good reports during several EME QSOs. With the new 24 GHz feed I have made measurements to be able to draw the radiation pattern, and I was right in my guess, that I had to generate a beam with different angles between E plane and H plane to illuminate the dish best. I have not found documentation about this feed in the technical literature I could consult, however it is not to be mistaken for an E plane sectoral horn.



E and H plane near optimum performance



Pictures: Left: 24 GHz experimental feeds which allow for a greater gain on my offset dish compared to a W2IMU 1.8 W – Middle: Picture B: Search for optimal opening on E and H plane and flare length of new feeds with WR42 WG – Right: 10 & 24 GHz Feeds. With the 10GHz feed installed on 2.7 m dish I measured 18 dB sun noise with SFU 135.7. I have calculated 50 dBi dish gain.



**Left:
IK2RTI 2.7m
offset dish**

**Right:
24 GHz
EME setup**

VHF News

Australia / New Zealand

FSK441 Tropo-Extension of Meteor Scatter

On 28 September 2012 Arie VK3AMZ and Bob ZL3TY commented on the VK Logger that there was the possibility of a tropo-extension as show on the Hepburn chart at fig 1. The path is 2341 km and under normal conditions it is rare to get more than a ping in an hour. While most of the chart between Aire and Bob shows black for nil propagation there is a good patch of Yellow out for about a third of the way from Bob. A meteor scatter QSO was quickly completed with Bob reporting "Thanks Arie, got 7 pings from you - outstanding !!". While it has been some time since we have experienced tropo-extensions of meteor scatter this is well worth exploring when there is an indication of good tropo at one end of a meteor scatter path

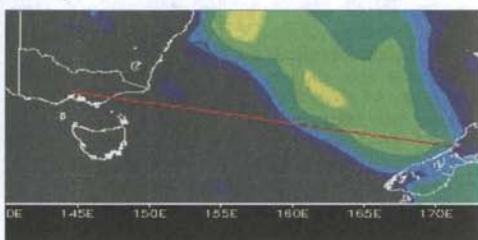


Fig 1: Path of Tropo-Extended Meteor Scatter contact, VK3AMZ to ZL3TY

Another Example of a Tropo-extension of Meteor Scatter

On 20 October 2012 Starr ZL3CU reported his first even Meteor scatter ping from the Australian mainland from Ross VK2DVZ over 2179 km as follows:

185430 6.5 160 2 26 30, US*L3TY/73 VK2DVZ IL

Starr was beaming at VK7 at the time so this ping from Ross was off the side of his beam. Starr is at Christchurch on the South Island and beams of over New Zealand's Southern Alps, which would normally cut off long distance and thus low elevation meteor scatter signals. At the same time Simon ZL4PLM near Christchurch and Ross VK2DVZ reported seeing pings from each other which they have rarely seen before. The Hepburn chart (Fig 2) shows the possibility of a tropo-extension out a few hundred km from VK2DVZ, which effectively shortens the meteor scatter path and increase the elevation to get over the Alps.

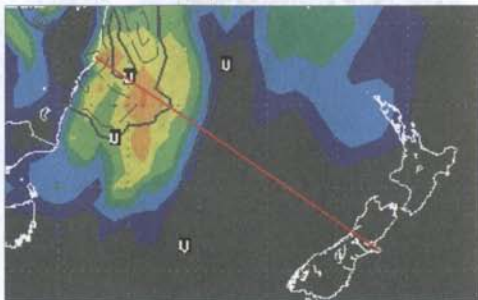


Fig 2: Path between VK2DVZ and ZL3CU

Aircraft Scatter on 10 GHz

Rhett VK3GHZ near Bainsdale Victoria has just completed his 10 GHz station using a 10 Watt DB6NT amp and a 64 cm off-set dish. It turns out that he has a reasonable take-off towards Rex VK7MO in Hobart Tasmania 561 km path) when Rhett operates from his car-port and Rex can beam between trees towards Rhett and operate with his portable station from his lounge room. This has the advantage that both stations can remain set up out of the weather. It is found that there are a few aircraft flights each day that cross the path and also that weak tropo-scatter can often be seen as well over this 561 km path across the mountains of Tasmania. Initial aircraft scatter tests using JT65c produced decodes but the signals did not last long enough for a QSO. Accordingly ISCAT-A was used in 15 second periods and two QSO's completed - each on a single aircraft. Tests were also conducted using a tone from VK7MO with VK3GHZ recording the result on a wave file on Spectrum Lab. Fig 3 shows both the waterfall display as well as the amplitude display showing signal to noise in a 1.6 Hz bandwidth. The waterfall display shows the frequency with Doppler shift due to the aircraft movement and also a weak and spread tropo-scatter signal at about 1300 Hz. It is seen that at about the time the aircraft scatter signal crosses the tropo-scatter, indicating zero Doppler and the crossing of the path of propagation there is a very strong peak in the signal such that the noise background drops due to AGC action. The amplitude graph shows the signal to noise ratio peaked at over 40 dB at this time - but only for a second or so. There are, however, a number of peaks over 20 dB in 1.6 Hz bandwidth which is equivalent to over -13 dB on the WSJT scale and sufficient for ISCAT-A. One might ask why the peak signal did not occur exactly at the time the Doppler was zero - we think the explanation may be that the Doppler has not only a horizontal component due to the aircraft crossing the path but also a small vertical component and this off-set is a result of the vertical component.

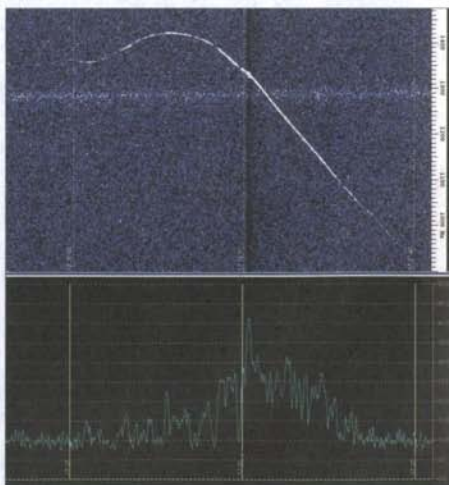


Fig 3: Aircraft scatter signal between VK7MO and VK3GHZ - the vertical white lines represent one minute.

10 GHz EME with 80 cm dish and JT65c

In DUBUS Volume 3/2012 it was reported that Rex VK7MO had worked Alan VK3XPD using his portable station comprising a 64 cm off-set dish and 8 Watts. This was

achieved at a time of low libration spreading, down to 4 Hz, by using automatic Doppler correction and Deep Search averaging with Alan decoding Rex's signal at around -30 dB on the WSJT scale. Since then Rex has up-graded his portable station to an 80 cm dish and a 45 Watt DB6NT PA – the result has been a dramatic improvement with Alan decoding Rex at -14 dB at a time of 4 Hz spreading. This is an improvement of around 16 dB of which 8 dB can be explained by the increase in power and 2 dB by the increase in dish size – but there is still an unexplained improvement of around 6 dB. With this new set up tests showed that Rex could now work Alan with libration spreading of up to 150 Hz, opening up many more opportunities for portable EME on 10 GHz. Tests were conducted with OK1KIR at a time of 30 Hz spreading and with W5LUA at a time of 50 Hz spreading with good results. Rex then went portable to grid locator QE38 with Joe VK7JG and both completed QSOs with OK1KIR at a time of 70 Hz spreading. Further tests we conducted with OK1KIR and W5LUA to build up a picture of JT65c reported signal levels with spreading as shown in Fig. 4. In general Deep Search decoding works effectively down to -30 and often -31 and -32 dB on the WSJT scale with libration spreading of up to 150 Hz – with VK3XP's 3 metre dish and 75 watts to the feed. Test have still to be done with wider spreading, but Fig 4 suggests that the performance may only drop off marginally with spreading up to over 200 Hz as often occurs on 10 GHz. A question still to be resolved is whether the JT4G modes which are designed to cope with wide spreading will be better than JT65c. At this time there is a problem with the Doppler numbers on WSJT when using the JT4 modes but when this is resolved comparative tests will be undertaken.

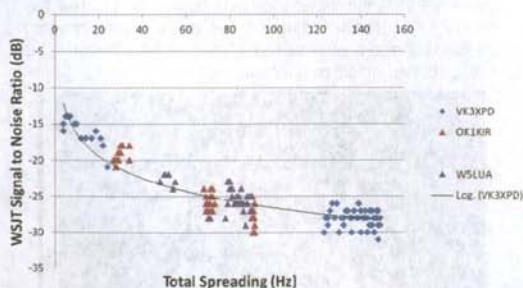


Fig. 4

10 GHz Rain Scatter?

On 23 October Rex VK7MO and Joe VK7JG set up Rex's 8 watt 64 cm, and 45 watt 80 cm stations on Joe's lawn with the aim of doing comparison tests with Dave VK3HZ over a 440 km path. While no rain was evident at either end or on the Bureau of Meteorology radar signals to and from VK3HZ were quite distorted, but nevertheless JT65c and SSB contacts were completed. During these tests Rhett VK3GHZ called on SSB and was up to 5/4 even though he was 25 degrees away from the dish heading. When beaming direct to VK3GHZ signals were no stronger and still distorted. QSO's were also completed with Rod VK3BQJ on JT65c and SSB. Rod reported that the VK7 144 MHz and 432 MHz beacons were up over S9 and surmised that the propagation was due to a pre-frontal duct. However, the nature of the signals suggests that the propagation might be due to rain scatter from rain that is too light to be reported on the Bureau of Meteorology radar.

10 GHz Tests between VK7JG and VK7MO

Over the period 24 to 27 October Joe VK7JG at Launceston conducted tests with Rex VK7MO in Hobart. This 200 km path is over mountains in central Tasmania and Joe cannot beam towards Rex because of rising ground and trees. Instead Joe beamed at the TV towers on Mt Barrow some 30 km from his QTH and Rex also beamed at Mt Barrow which is still beyond line of site. Weak JT65c signals were evident to Joe on most days but a JT65 QSO was only completed on one day, suggesting that there is a variable involved – perhaps the degree of radio refraction on the path from VK7MO to Mt Barrow. On 25 October heavy rain was present across Tasmania and Joe found he could pick up strong signals from Rex by beaming North in the opposite direction to Rex and using backscatter from rain clouds. QSO's were completed on both JT65c and JT4G but decoding was problematic. A single tone test shows that in fact the rain scattered signals was breaking up into several separate signals spaced across a few hundred Hz – presumably due to reflections from separate rain cells with different geometries or speeds. Thus multi-tone modes such as JT65c and JT4G had difficulty in decoding. Such a situation has not been evident in other rain scatter tests such as those conducted by VK3WRE, VK5DK and VK3ZQB and thus this splitting might be a more frequent issue with back scatter rain scatter. On the following day the single tone mode Hellschreiber was used and produced very good results via rain scatter and is likely to be the preferred mode for back-scatter rain-scatter.

Many thanks to VK7MO for the above reports!

October Tropo ZL to VK

Around the 25th October 2012 the ZL to VK path was open with tropo with 144, 432, 1296 contacts. Stations from ZL1, ZL2, and ZL3 were working the circa 2000+ km path across to VK2 and VK4. Two 1296 MHz contacts were recorded between ZL1TPH/p to VK2AMS at 2100 km and VK2DVZ at 2096 km. A video is presented to show the signal strength and QSB on 23 cm over the 2100 km distance:

www.youtube.com/watch?v=U39F1dZa3Lo&feature=plcp

or search for: 23cm signal from ZL1TPH to VK2DVZ

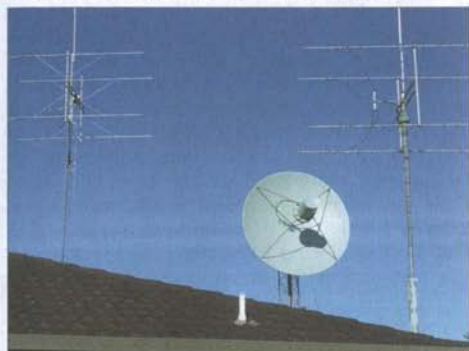
For this input we provide station details from VK2:



Fig. 5: VK2DVZ 23cm EME & Tropo dish

Ross VK2DVZ reports, "One picture is of the my 2.4 metre dish by itself, showing it partially elevated and viewed looking up under the Septum feed with choke ring clearly visible. The solid dish is an Andrew 2.4 m with an F/D ratio of 0.375 and is permanently mounted at 6.5m above the ground on a free standing tilt over tower. There is a large plastic container placed over the main portion of the Septum to waterproof the

RX isolation relay and VK5EME Minikits preamplifier.



VK2DVZ 2m, 70cm & 23cm Tropo antennas

The other photo shows my 2 m array on the left, dish in the middle and 70 cm array on the right; all 3 were used during the latest ZL/VK tropo opening. All 3 bands can be monitored simultaneously. On my 2 m array an SP-2000 SSB Electronics low noise preamplifier is mounted at the power divider input at top of the tower and an SP-7000 preamplifier if mounted likewise on the 70 cm array. Both are working very well, 73, Ross



VK2AMS 2m, 70cm & 23cm Tropo antennas

Mark VK2AMS reports, "With my terrestrial 23 cm setup I have a FT817ND and a VK5EME Minikits transverter, 48 element DL6WU Yagi, older model Minikits preamp 0.7 NF but it's in the shack not at the feed (got to do something about that!) LDF5-50 10 m coax run and 50W amp in the shack.



VK2AMS 23cm EME & Tropo dish

As for the EME 23 cm gear I have a FT817nd as the IF and a Minikits 23cm transverter, 1.8 metre dish that I have extended to 2.8 metre, 2 x LDF4-50 feeds 7 m each for separate RX-TX, OK1DFC septum feed, Minikits EME 179 preamp <0.4NF 33db at the feed, 200 Watt GS15B single tube amp running at the legal limit of 120 Watt. 73, Mark

Tnx to Stephen ZL1TPH for the above report and pictures!



VK to ZL Tropo paths on Oct 25



Simon, ZL4PLM has bought the 7.5m EME dish from ZL3AAD. The picture shows the dish still at the ZL3AAD QTH. It has been dismantled in October and transported to ZL4PLM already who is currently busy with refurbishment work. Simon will use the dish for EME on 70cm, 23cm and up. This will be the first serious EME activity from ZL on these bands for many years.

Microwave USA

Editor: Kent Britain, WA5VJB
WA5VJB@flash.net

New US 5760 MHz and 10368 MHz DX Record by W5LUA & K0VXM

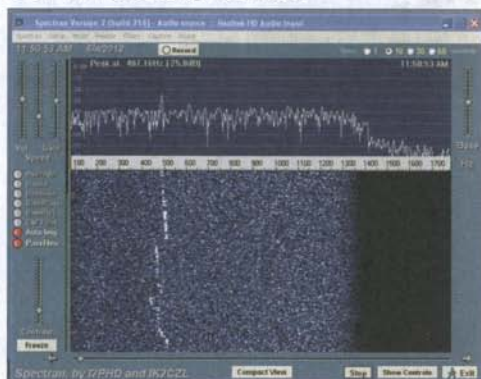
On the morning of June 4th, I was listening to 144.2 MHz hearing stations down in Miami about 57. At 1129Z, I turned up the volume on the 432 MHz receiver and much to my surprise was Chuck K0VXM calling CQ. Chuck was 59. I immediately called him with my 100 watt driver and we moved off frequency for coordination. High power was certainly not required. Chuck was about as strong on 432 MHz as I had ever heard him in recent times. Chuck and I have worked many a Texas to Florida opening over the years and we had previously worked through 3456 MHz. This day was going to be a bit different. As opposed to firing up my 2304 MHz Klystron for antenna aiming purposes, we went straight to 10 GHz. I use an M2 rotator with a Green Heron control box and I can usually point to within a degree or so. When we first tried 10 GHz, we had no success, so I decided to send dashes to Chuck on 5760 MHz. Within seconds, Chuck replied back on 432 MHz that he was hearing me. Chuck then sent some dashes to me and we were both peaked and the QSO began. We completed at 1139Z, only 13 minutes after we started on 432 MHz. We then immediately went back to 10368 MHz and I again sent dashes and it took little longer but Chuck began to hear me and then I was able to find Chuck and once we were re-peaked we made contact at 1152Z. We did not sequence but for the most part, I could always see Chuck on both the waterfall on my Flex-5000 and especially on Spectran. Spectran is a powerful tool that offers several dB improvement in the ability to see very weak signals on the waterfall.



**Fig. 1: Receiving K0VXM on 10 GHz
on Flex-5000 at W5LUA**

The equipment on 5760 MHz at K0VXM was all antenna mounted. Chuck runs 7 watts to a DSS

dish at 28 ft. The station at W5LUA consisted of a 5 ft mesh dish at 70 ft on a side mount. EW-53 waveguide is used to feed the antenna. Downstairs, I used a 150 watt SSPA. The equipment on 10368 MHz at K0VXM is also all antenna mounted. Chuck runs 7W to a 3 ft dish at 30ft. At W5LUA, I used a 2 ft dish at 75 ft, fed by the same EW-53 waveguide. I was not able to use my antenna mounted LNA as it inhaled some water, so all my equipment was again located down in the shack. On 10368 MHz, I use a VTU-6191 TWT producing 100 watts.



**Fig. 2: Spectran showing K0VXM being
received on 10 GHz at W5LUA**



Fig. 3: W5LUA antennas (winter of 2010)

I attribute our success to a number of things. First off, we were right on frequency. Both of our stations use GPS locked LOs which made it easy for me to find Chuck on Spectran. Second, we were able to aim our antennas fairly close as we began to look for each other. Also, with the slow fading that we experienced, it was necessary to just stick with and ride the QSB but we did it.

The distance based on the 6 digit grid squares of EM13qc and EL98pj calculates to be 999.7 miles or 1608.9 km. Using our exact latitude and longitude shows the actual distance to be 1001.7

miles or 1612 km. Plotting out the path on Google Earth shows that most of the path was over land but it was definitely a Gulf weather pattern that attributed to the conditions.



Fig. 4: K0VXM antennas

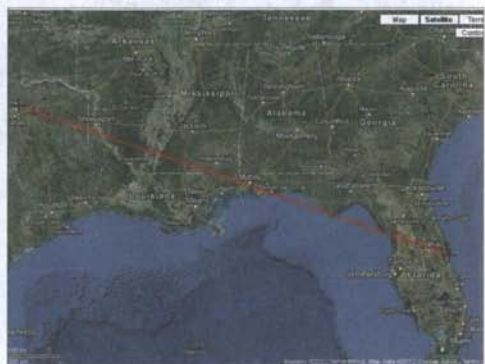


Fig. 5: Google Map showing the path between K0VXM and W5LUA

The Hepburn forecast for that morning certainly showed enhanced conditions but both Chuck and I were definitely on the edge.

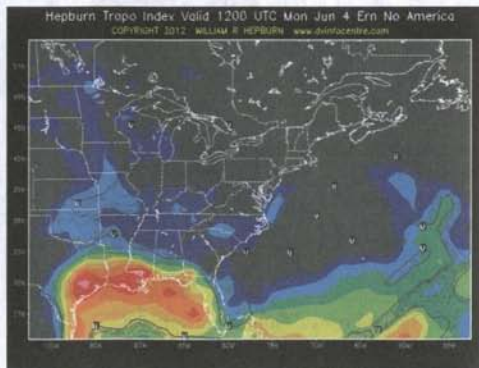


Fig. 6: Hepburn Prediction for June 4th at 12z

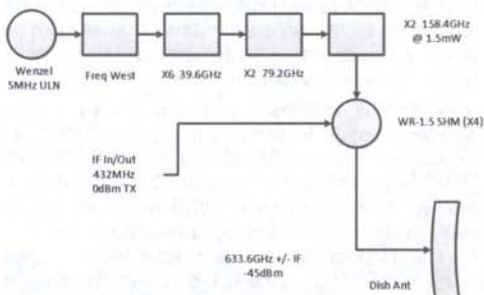
We tried 24 GHz but by the time I hooked everything up, the band had folded for us. But needless to say, I will be ready next time the band opens up. 73 de W5LUA and K0VXM

WA1ZMS on 633 GHz

WA1ZMS has been busy again, this time assembling 2 stations for 633 GHz where there is a slight dip in atmospheric path loss. Brian has had two new 30 cm dishes machined for these stations. The stations are being designed to meet the ARRL requirement for contest QSO's which is a distance of 1 km. At this frequency the 30 cm dishes are right at the necessary distance to be in their far fields during a QSO. WA1ZMS does have a warning about working with WR1.5 and WR1 waveguide. The waveguide is small, and the edges are sharp. If you just run a finger over the open end of the waveguide flange, enough skin cells will cut off to block the waveguide. The skin can be cleaned out of open waveguide, but you have a big problem if you block the waveguide to a mixer. Very difficult to clean out the skin cells. If all is perfectly set up you still have a conversion loss of 35 dB in the mixer and also 35 dB NF.



600 GHz Mixer with WR 1.5



Block diagram and ready station (below)



Microwave Europe

Editors:

Guy Gervais, F2CT

F2CT@wanadoo.fr

John Quarmby, G3XDY

g3xdy@btinternet.com

Conditions and Activity

Congratulations go to Alan GM0USI/P who set a new UK record on 10GHz with a contact from IO76XA to IN93IH with F2CT/P, on 15th September. The distance was 1428km. Alan was running 9W to a 78cm dish at 330m ASL. He was surprised that conditions were so good on this occasion, as it was very windy. Tests with nearer stations were not successful so this must have been a high level duct. Alan often operates /P when conditions look favourable.

On the 8th September another record was set by G8AGN/P and G0EWN/P using red light, they extended their best DX distance out to 129.1km between IO93FH and IO94MJ. A video of the IO93 end can be seen at

<http://youtu.be/e0R4TpmhPg>

Some tropo did eventually arrive in October, starting out with some good contacts in Eastern Europe in the period 19-21 October, and extending west during the following three days to give some excellent DX. OE5VRL/5 (JN78) and OK1MAC/OK1YA (JN79) made a lot of very impressive DX contacts, out to NW France and into the UK, on all bands up to 10GHz. Several tests on 24GHz were made but the longer paths did not seem to work on that band.

Dave GM6B/G/P undertook some tests on 6th November on 3400 MHz using JT65C and JT4G modes from IO76DJ, and successfully worked G4CBW (IO83) at 431km and GM4ISM (IO85). A number of beacon tests on 1.3 and 2.3GHz have also been carried out by Andy G4JNT using several different modes to help choose the best digital modulation schemes for beacons. In Denmark OZ2M is implementing new digital modes for the OZ7IGY beacons. This interesting work should lead to improved ability to monitor for weak and transitory beacon signals in future.

Contests

The IARU Region 1 UHF Contest did not have any noticeable tropo enhancements this year, unlike 2011, so most of the long distance contacts on the lower bands were by aircraft reflection. Participation in the UK seems very limited, 24 hour contests are poorly supported compared with the 2.5 hour UKAC events. Perhaps some changes are needed to reinvestigate the weekend events.

The French National Society REF runs several short contests on 432/1296/2320MHz, these are a good opportunity to pick up some good contacts, the first of the 2013 events is expected to be on 13th January and the second on 3rd February, running from 06:00-12:00z. Check their web site for confirmation of the dates at

<http://concours.ref-union.org/calendrier/calendrier.php>

Scottish Round Table

The second Scottish Microwave Round Table was held on November 3rd at Burntisland, north of Edinburgh, at the Museum of Communication. It was a great success with a varied talks programme including GM4BYF on modifying commercial PA's for 13cm, GM0USI on 10GHz portable DXing, GW4DGU on 21st century 10GHz systems, and G4MVU/G8DTF explaining how to generate high levels of microwave activity using the example of Bolton Wireless Club. At the dinner in the evening a bonus was entertainment from a band consisting of GM3SEK, MM0WNW, GW4DGU and G4ASR. There was plenty of time for discussions and to meet microwavers from all corners of Scotland and the UK.



HB9BBD/B beacon take off to NW

HB9BBD Beacons

Dominique Faessler HB9BBD and your writer worked together on the NF measurements at EME 2012 this summer. On his return to Switzerland, Dominique kindly sent me some details of the 1.3GHz and 10GHz beacons he runs from JN47GA. In the picture are the antennas for 1.3GHz (6 dipoles), then the 10GHz slotted waveguide in the black tube, and on the right for 2.3GHz (6 dipoles). The radomes are essential to protect the antennas on the top of the mountain. The other photo shows the takeoff from the beacons towards the North West, there is an obstruction from the mountain peak on a heading of 315 degrees which makes reception in the UK a challenge.



HB9BBD/B antennas: From left to right 6 dipoles for the 1296.050 MHz beacon, a slotted WG in the black tube for the 3cm beacon in 10368.063 MHz, and 6 dipoles for the 2320.050 MHz beacon.

Final

As always, your news and views on Microwaves would be very welcome. I wish you all seasons greetings and a Happy New Year with lots of microwave activity. John, G3XDY

Report from France

Hello to all! I hope everybody has enjoyed the nice tropo conditions on SHF during September and October. Lots of qsos in the 1000/1500 km range were realized from 1296 up to 10 GHz! Winter time is coming now with low temp and high atmospheric pressure in order to help 24GHz tropo DX qsos!

September 7th 2012

F1NPX/P, JN29FF, wkcd on 10 GHz:

DB6NT JO50VJ 52 551km; F1RJ JN18AT 59 173km;
G3ZEZ JO01NT 51 357km.

September 8th 2012

F1NPX/P, JN29FF, wkcd on 10 GHz:

G8JVM IO82SP 58 600km; 73 de Dominique F1NPX/P

September 15th 2012

F2CT/P, IN93IH, 900m asl wkcd on 5.7 GHz:

ON4IY JO20HT 57/57 945 km;
G4EAT JO01HR 579/579 946 km

F2CT/P, IN93IH, 900m asl wkcd on 10 GHz:

F5ZBA JN06 599; hrd GB3SCX IO80UU 599 842 km;
F1FIH/P JN23 59/59 421 km; F6APE IN97 59/59 452 km;
F9OE/P JN78QG 59/59 608 km
F6DKW JN18CS 59/59 663 km
F4CKC/P JN19BC 59 694 km
F1PYR JN19 59/59 694 km
F6DWG/P JN19 59/59 722 km
G4ALY IO70VL 59/59 826km
G4CBW IO83UB 559/559 1086 km
G4KUX IO94BP 56/57 1259 km!
G4EAT JO01HR 57 946km

GM0USI/P IO76XA 539/559 1428 km, ODX

and new UK 10 GHz record

ON4IY JO20HT 57/57 945km

73, Guy F2CT

September 30th 2012

F2CT/P, JN03AA, 1000 m asl, wkcd on 24 GHz:

F6DPHP/P IN95 56/56 242 km;
F6CBC IN94QV 519/529 216 km.

October 23rd 2012

F5HRY, JN18EQ, wkcd on 5,7 GHz:

OK1MAC, JN79, loc #68

F1BZG, JN07VU, wkcd on 5.7 GHz:

DB6NT JO50TI 59/59 768 km
DL7QY JN59BD 519/519 631 km
OE5VRL JN78DK 559/559 930 km
OK1MAC JN79IO 519/519 967 km
OE5VRL/5 JN78DK 930 km

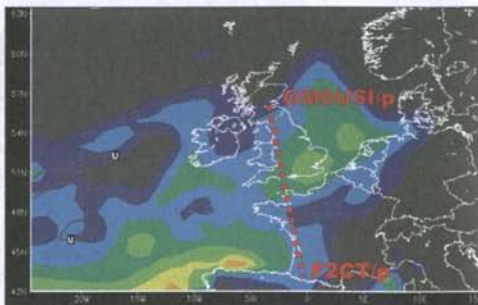
F5HRY, JN18EQ, wkcd on 10 GHz:

OK1MAC JN79 loc #90
OK2POI JN99 1143 km ODX 3 cm, loc #91
73, Hervé F5HRY

F1BZG, JN07VU, wkcd on 10 GHz:

DB6NT JO50TI 59/59 768 km
DK5AI JO51GO 519/559 755 km
DL7QY JN59BD 55/55 631 km
DL6NAA JO50VF 59/59 775 km

73, Philippe



Hepburn forecast map for Sept 15, 18z, the day of the 1428km 3cm QSO from F2CT to GM0USI. Radiosonde data at Bordeaux, Trappes, Brest and Nottingham showed high level (800 to 1500m asl) temperature inversions.

New Beacon ED1Yaq/B on 10GHz

ED1Yaq/B is on the air now on 10368.929 MHz +/-, Antenna Slot omni, Pire 10dBw, Locator: IN73TA18 on Pico Tres Mares - Cantabria, 2.150 m a.s.l., keeper: EA1FBF Guillermo



ED1Yaq/B QTH and opened beacon



New 6cm beacon from IN93

F2CT plans a new 6cm beacon on 5760.864 or .964 MHz, he is waiting for the licence. QTH will be IN93GJ, 200 m asl, 1 W / 10dB slot.

Corsica Expedition 2013

Michel F1FIH and Guy F2CT will be qrv from June 20th to 30th 2013 from Cap Corsica Cap, loc. JN43RA, on all Microwave bands.



F1FIH "rover"

Enjoy DX on SHF and be active most of the time!
Kind regards, Guy F2CT

VHF South America

by Flávio Archangelo, PY2ZX, py2zx.ham@gmail.com

Tropospheric propagation over the La Plata Basin

Between June 22 and 30, 2012, the central, south, and southeast portions of Brazil, North Argentina and East Paraguay experienced good Tropospheric propagation on 144 and 432 MHz. The Brazilian states involved were (per call areas) PP2, PP5, PT2, PT9, PY4, PY1, PY2, PY4, PY5, PY9. Irineu Cássio Gudin really enjoyed the conditions from his station PT9IR at Campo Grande (GG29rn). On 2 m he managed 79 simplex QSOs and more than 100 QSOs via repeaters. The most distant point-to-point contact were done with Argentina: LU4FJA (FF98mn, 1379 km) and LU4FT (FF97pa, 1518 km) on days 23 and 24, respectively.



Even QRPP QSOs happened with PP2BIL (GH61at, 100mW, 734 km) and PU9OIA (GH24dn, 50mW, 568 km). In the sum Irineu worked 43 grids on 2 m (17 only via simplex, 11 only via repeaters, 15 both simplex and via repeaters). On 70 cm he made 10 QSOs with 7 different fields, the most distant QSO was with PU2KXM (GG58wg, 680 km), while the most distant repeater activated was PP5ABA at Joinville, Santa Catarina (GG53mx, 842 km). Irineu worked with 2 x 15 ele. Yagi and vertical polarization, IC-706MKIIG and home made SSPA 1 kW on 144 MHz. On 432 MHz he used Helix LHCP 7,5 turns, IC-706MKIIG 25 W. Similar propagation conditions happened from May 25 to 29, 2005, which were reported in DUBUS 04/2005.

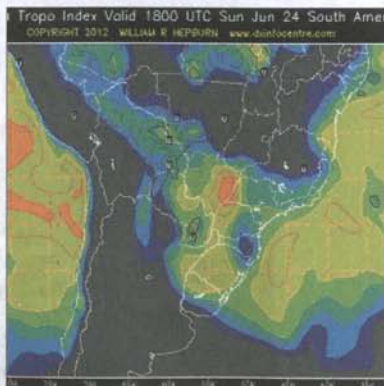
Irineu Cássio Gaudin, PT9IR, GG29rn, Campo Grande (MS, Brazil) (Photo: PT9IR)

GH01	GH02	GH03	GH04	GH05	GH06	GH07	GH08	GH09	GH10
GH11	GH12	GH13	GH14	GH15	GH16	GH17	GH18	GH19	GH20
GH21	GH22	GH23	GH24	GH25	GH26	GH27	GH28	GH29	GH30
GH31	GH32	GH33	GH34	GH35	GH36	GH37	GH38	GH39	GH40
GH41	GH42	GH43	GH44	GH45	GH46	GH47	GH48	GH49	GH50
GH51	GH52	GH53	GH54	GH55	GH56	GH57	GH58	GH59	GH60
GH61	GH62	GH63	GH64	GH65	GH66	GH67	GH68	GH69	GH70
GH71	GH72	GH73	GH74	GH75	GH76	GH77	GH78	GH79	GH80
GH81	GH82	GH83	GH84	GH85	GH86	GH87	GH88	GH89	GH90
GH91	GH92	GH93	GH94	GH95	GH96	GH97	GH98	GH99	GH00

GH01	GH02	GH03	GH04	GH05	GH06	GH07	GH08	GH09	GH10
GH11	GH12	GH13	GH14	GH15	GH16	GH17	GH18	GH19	GH20
GH21	GH22	GH23	GH24	GH25	GH26	GH27	GH28	GH29	GH30
GH31	GH32	GH33	GH34	GH35	GH36	GH37	GH38	GH39	GH40
GH41	GH42	GH43	GH44	GH45	GH46	GH47	GH48	GH49	GH50
GH51	GH52	GH53	GH54	GH55	GH56	GH57	GH58	GH59	GH60
GH61	GH62	GH63	GH64	GH65	GH66	GH67	GH68	GH69	GH70
GH71	GH72	GH73	GH74	GH75	GH76	GH77	GH78	GH79	GH80
GH81	GH82	GH83	GH84	GH85	GH86	GH87	GH88	GH89	GH90
GH91	GH92	GH93	GH94	GH95	GH96	GH97	GH98	GH99	GH00

Left: Fields worked by PT9IR (orange field) on 144 MHz. Green fields represent the locations contacted only in simplex; yellow fields the contacts via repeaters and gray those contacted both in simplex and repeater modes. Right: Same for 432 MHz, green fields represent simplex, yellow the contacts via repeaters. (Map: DX Atlas)

Left: Tropo ducting prediction map for June 24, 2012. Hot colors around PT9-PY2-PY5 and PY-LU-ZP borders represents valleys on the La Plata Basin. Despite the good prediction to the Atlantic shore, only the inland experienced such propagation. (Map: William R. Hepburn)



Right: The Great La Plata Basin is a large area formed by several sub-systems of rivers extended to more than 4 million of square kilometers in South America. This region (especially at central portions) exhibits the Tropo behavior, sometimes linked from Pantanal to Amazon Tropo area, but also usually broken by unstable weather. When good conditions are matched, Tropo occurs. (Map: Knusser, CC)

50 MHz Beacon PY2XB/B



Since March 2012 the PY2XB beacon has returned on air from Campinas (GG67ff) on 50.072 MHz, CW, 10 W, dipole antenna. PY2XB is a tribute to the old owner of the callsign, Fernando Rodrigues (SK). Transmitter and identifiers were home built by PY2FDX, Durval PY2DUN and Haroldo



PY2OZF are the coordinators of the beacon. The beacon has been heard from CT1HZE in IM57NH several times in June and October/November 2012, the distance is 7784km.



Images of PY2XB/B located at Campinas/SP (Photos: PY2DUN)

Microwave Japan

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

Satellite activity from Japan

From the Kibo station at International Space Station (ISS), five cube-satellites (cubesats) were released into the space on the 5th of October. One of the the Japan Aerospace Exploration Agency's astronomers started his work at 1430Z. Details of the cubesats are shown in Table. My affiliation, Kagoshima University, has a collaboration program with Wakayama University, Tohoku University and Fukui University of Technology on the cubesat project. Here we have a backup reception and transmission station of RAIKO. We have already built 140-cm and 45-cm dish antennas for Ku-band telemetry and beacon reception and a 140-cm dish antenna for S-band command uplink, and are building a cross-Yagi for UHF command uplink. One of the dishes is shown on the photo right, which was modified from a TDK's broadcast satellite reception antenna with a 45-cm diameter. It may look strange but note this is not a new type of antenna. We use only a top black smaller dish while a white larger is not in use. The 45-cm dish is sufficient enough and is easier to track a 400-km-altitude LEO since the smaller has a broader directivity. We have already succeeded in reception of the Ku beacon, and are testing uplinks. Our information is available at <http://kasat.jp/> but unfortunately in Japanese. Ask me the details via email if you are interested in RAIKO.



Table: The five cubesats released from ISS on Oct. 5th

Satellite	Affiliation	MHz	Mode	URL
FITSAT-1	Fukuoka Institute of Technology, Japan	437.25 437.445 5840	CW AX25 data	http://turing.cs.fit.ac.jp/~fitsat/
WE WISH	Radio Club, Meisei Electric Company, Japan	437.505	CW, AX25	https://sites.google.com/site/jq1ziiiq1zji/
RAIKO	Wakayama University, Japan	U, Ku and, S non-amateur bands	beacon, telemetry, data	http://www.wakayama-u.ac.jp/ifes/index.html in Japanese
F-1	FPT Univ., Vietnam	145.98 & 437.485	CW, AX25	http://fspace.edu.vn/?page_id=27
TechEdSat	NASA, etc.	437.465	AX25	

4m & 6m News

Reports, Expeditions, Infos
Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

4m TEP: In September there were a few days with 4m TEP between ZS and souther EU. In the last 2 year ZS had already worked on 4m by this mode to I, IT9 and SV. On Sept 22, 2012 at 1810z finally a few more first ever QSOs took place when ZS6WAB (KG46) wkd EA6SX, EA6VQ and IS0AWZ. At 1825 even DI2MN (DJ5MN from JN58) hrd ZS6WAB in SSB and ISCAT. Also EA5TT hrd ZS6WAB.

On Oct 2nd at 18z ZS6BTE KG33 wkd into Italy and gave a new grid to several.

On Oct 20th for the first time ever the V51VHF/B beacon was hrd from EU on 4m. From about 1510z IS0AWZ, JM49, hrd the beacon on 70.005 for about 1 hour peaking 559. Unfortunately no 4m Op from Namibia was available....

4m in SV extended: On Oct. 23, 2012 the complete range from 70.000 to 70.250 MHz was released for amateur radio use on a secondary basis. Until that date only the range 70.200 to 70.250 MHz was permitted.

4m in LA extended: On Oct. 31st, 2012 permission was given to the Norwegian amateurs to use also the range 70.1875 - 70.2625 kHz, except in three southwest counties.

Uruguay on 4m now: The 4m band was released temporary to the radio amateurs in Uruguay in November 2012 until the end of 2013. CX1DDO from GF15XD ist already qrv with 15w and a 3 ele Yagi. Any QSO with SW Europe would be >9300km and a new distance world record.

4m contest: The Dutch radio club VERON has decided to run the first Dutch contest on 70 MHz on 1-2 June 2013.

6m in France: The release of the complete range from 50.0 to 52.0 MHz for amateur radio use is planned within the next few months in France. Until now French amateurs can operate only above 50.200 MHz. Any QSO below this frequency was and still is illegal!

6m DX from DL: Sept. 14, 1630-1730z from N+E-DL to ZS6A and V5/HB9PHJ. Sept. 15, 1820z from E-DL to C5YK. Sept. 22, 1730z from N-DL to C5YK. Sept. 24., 1720z from S-DL to C5YK. Sept. 29., 1455z from S-DL to ZS6AYE. Sept. 30., 1145-1730z from S+W-DL to ZS6BTE, ZS6A, TJ3AY, TR8CA, V51YJ, C5YK etc. Oct. 2.10., 1615z from S-DL to ZS6. Oct. 4., 1350z to TT8TT, JK72.

Oct. 9., 1645z from S-DL to ZS6. Oct. 13., 1145z from S-DL to TT8TT. Oct. 16.10., 12-14z from S, M, W, E-DL to TT8TT, from S-DL also to ZS6. Oct. 19., 1345z from W-DL to TR0A/B, at abt. 1920z from S-DL to V51YJ. Oct. 20., 1945z from S-DL to ZD7VC/B. Oct. 21. at 1215z to ZS4L KG41. Oct. 22., 1200-1230z from S-DL to ZS6BTE KG33 and ZS6AYE. Oct. 28., 1245-1400z from S W + N-DL to ZS6AYE, ZS6CCY, ZS6A, V51YJ, ZS6NK, 1530z from S-DL: 3B8CF.

At 2230z there was a late Es from PA to CT and a few Pas got into the usual TEP prop: PA2M (JO21) and PF7M (JO33) wkd PY1RO and ZP5SNA GG14.

Highlights for CT1HZE on 6m were QSOs with UR5FA/MM between Oct 27 and Nov 11 from grids HL61,

HK95, HK94, IK01, IJ17, IJ27, II63, II80, IH96, JH04, JH03, JH10, JG28, JG27, JG44 and JG51. Oleg was using 100w and a Delta loop and was heading to 9V and then BY. -

On Nov. 11/12 PT0S (HJ50) from St. Peter & Paul rock wkd into CT3, CT, CU EA8 and EA via F2.

VHF South Africa

Derek Gravett, ZS5Y
derek@fotogravett.com

Well, this is the first report from me about activity from ZS and surrounding countries. I hope as time goes on more information will become available. In brief Africa has its unique problem when it comes to activity. Although in ZS there are about 1000 active hams, most are only active on HF. On VHF and above there are only about 25 stations capable of working MS on 6m, 4 on 4m, maybe 12 on 2m and to date no MS recorded in ZS on 70cm. With so few hams on the air on VHF most tropo and Sporadic E openings go by unnoticed. The best times to make any contacts are during the VHF contests when activity levels are higher and some random QSOs can be made. Even then contacts are only from ZS, as north from us towards Botswana, Zimbabwe, Zambia, Malawi, Mozambique, Swaziland and Lesotho there is no activity from at the moment. Now and then a DX Pedition will activate one of these countries and if they have 6m, we might get a contact from the rare African DX on VHF and above. TEP is by far the most successful mode of propagation for the more northerly ZS6 stations. With ZS5 and ZS4 getting only a few contacts.

Next is EME. Again successfully used by a few in ZS, activity is from the following stations by band in the past years.

6m ZS6WB, ZS6NK, ZS6WAB, ZS6A, ZS5LEE, ZS5Y
4m ZS6WAB

2m ZS6WB, ZS6WAB, ZS6NK, ZS6OB, ZS5LEE, ZS5Y, ZS5DJ, ZS2GK, ZS1LS, ZS1NAZ

70cm ZS6AXT, ZS6WAB, ZS6OB, ZS5Y, ZS2GK

23cm ZS6AXT, ZS6WAB, ZS5Y

13cm ZS6AXT, soon ZS5Y

Higher bands only Ivo ZS6AXT

Active stations at the moment are:

ZS6WAB, ZS6OB, ZS5Y, ZS2BK, ZS1LS, ZS1NAZ

Although all are active on JT modes, one or two are active on CW EME as well. ZS6AXT is currently working on his setup for 10 GHz EME and hopes to bring ZS for the first time ever on the air off the moon on this band in 2013.

In recent years a few breakthroughs were made. The first was the Tropo path between Reunion FR5 and ZS. Phil FR5DN and Glen ZS2GK were the first to make a contact on 2m over distances of 3000km. Later on other div. 5 and 2 stations also made the contacts, first in JT65, then SSB, FM and CW. ZS5Y was the first to contact Reunion on 70cm, followed by Glen ZS2GK.

4m: Via TEP the pioneers are ZS6WAB and ZS6NK making contact on 70MHz. Both from KG46, perfectly located for TEP in ZS. ZS was also the first to make JT EME contacts on 4m and 6m. ZS6WB on 6m with W7GJ using JT44 and ZS6WAB on 4m with GD0TEP using JT65.

News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ
DUBUS@t-online.de

Expeditions and OPs

3V Tunesia, Djerba Isl.: IK7JWX etc plan to be qrv from April 27 to May 4, 2013 as TS8IT also on 6m. Loc: JM53.

5W Samoa: A team from DL plans a 2m EME expedition in April 2013. Loc: AH36.

5X Uganda: The F6KOP group will be qrv as 5X8C from Feb 6 to 18, 2013 also on 6m. QSL via F1NKP.

7Q Malawi: 7Q7DFC is a new resident and qrv also on 6m with 200w + Yagi. Loc.: KH76.

9Z Trinidad: 9Z4BM will be qrv on 2m EME permanently starting in 2013 with 4 x 9 el LFA.

AF Africa: PE1L and group will start next 2m & 70cm EME expedition to a new DXCC in Africa on 13 April 2013.

AF Africa: A well known EME op plans to travel for several years to many AF DXCCs starting in 2014. Most of the microwave bands will be active in CW EME. Also 6m operation is planned. Be prepared with your rigs in 2014 and 2015! Directly after AF the trip will continue to SA!

CN Morocco: CN2SM (ex DL9KSM) is a new resident and he is qrv on 6m from the rare grid IM50dm.

FO/C Clipperton: W7GJ will be qrv from Mach 1 to 10, 2013 on 6m with the TX5K group. No 2m EME.

FW Wallis & Futuna: TK5JJ will relocate to FW in 2013 for about 2 years. He will be qrv from late spring on 2m EME as FW5JJ or FW/TK5JJ with 4 Yagis + KW in JT65. Also 6m and HF. Loc.: AH16VR.

/MM OH7TE, Yussi, plans a maritime mobile activity in spring 2013 from the following rare grids: **K009, K007, J098, J096, J095, J085, J075, J037, J036, J035, J034, J024, J013, J012** and other. 6m and may be 4m and 2m operation is planned.

OX Greenland: OZ1DJJ will be qrv again as OX3LX from HP15 on 2m, 4m and 6m, inkl. Digital EME.

R Russia: RU9UB is a new Op on 2m Digi EME from NO33ur. Rig: 4x10el and 300w.

T6 Afghanistan: K9GY will continue to be qrv on 6m as T6MO until April 2013. Rig: 100w + dipole. Loc.: MM21. - LZ1CNN is qrv on 6m until February as T6LG. QSL: LZ1ZF.

TJ Kamerun: ex TN5SN, Nicolas, has relocated to TJ and will be there for about 3 to 4 years. He plans to be active as TJ3SN from JJ53SU on 6m with Yagi + QRO.

TZ Mali: EA4BB (ex Z21BB) has moved to TZ and hopes to be qrv soon as TZ6BB on 6m.

UN/DL9LBH is QRT on 2m & 70cm EME and will move back permanently to DL in 2013.

Pacific DL2NUD is currently planning a 2m (and 70cm) EME expedition to a new DXCC in the Pacific.

VK0M Maquarie Isl.: VK30T plans to be qrv from October 2013 for about 6 months on 6m with 2xH-Loop and 100w.

VK0 Antarctica: VK6JJJ will be qrv from January 2013 for 1 year as VK0JJJ on 6m with 400w + 5 el. in SSB + Digi. QTH is the Mawson station, loc. MC12. A beacon on 50.300 MHz is planned with 30w and H-loop.

ZA Albania: OK1DFC and team plan a multiband EME (and MS) expedition now for 2013. - HA0DU etc plan a 6m & 2m MS and EME expedition in March 2013. - Another expedition for 6m and 4m is planned by another group for summer 2013!

ZL New Zealand: ZL/YU7AA is qrv until about 20 Jan. 2013 on 2m EME in JT65 from RF73hc. Rig: 300w + 18 el.

ZP Paraguay: W9CPI is back to NA but will be back qrv on 2m EME in JT65 as ZP9EH from about February 2013.

10 GHz: DK1MAX plans to activate JN46, JO63 and JO74 on 10 GHz (via Tropo and RS) in 2013.

Beacons

DB0JW 144.415 MHz, JO30EK, 10W EIRP, is on air in test mode since Sept. 3 from a new QTH.

DB0XIT 144.489 MHz, WSPR beacon USB, JN39MI, 3W, H pol, 457m a.s.l., new on air.

ED5YAE/B 1296.968 MHz, IM98WR, 1.5 w, 1000m a.s.l., new on air since Oct. 2012

JW5SIX/B 50.046 MHz, KQ26MM, will QSY to 50.445 MHz.

JW7SIX/B 50.047 MHz, JQ68TB, will QSY to 50.447 MHz.

JW9SIX/B 50.049 MHz, JQ94LM, will QSY to 50.449 MHz.

JX7SIX/B 50.079 MHz, IQ50RX, will QSY to 50.479 MHz.

LA7SIX/B 50.051 MHz, JP99EC, will QSY to 50.451 MHz.

LA9SIX/B 50.4xx MHz, JP50EV, 5/8 V, 25 W ERP, 430 m

a.s.l. is a proposal for 2013.

SR9XHK/B, 10368.850 MHz, JO90NS, 10W, omni, new on air since Oct. 2012. Keeper is SP9CP.

WF9X.../B 70.005 MHz, FM07FM, 1280m üNN, 3 ele to EU, 3KW ERP, is planned again for summer 2013.

News

VK3ATN SK

Ray Naughton, VK3ATN, VHF enthusiast, pioneer, and early moon bounce experimenter, passed away at Birchop on 15th September. Ray was 83.

ET3SID SK

ET3SID, Sid May, 6m DXer and amateur radio promoter died on Sept. 24. He was qrv on 6m since 2000 from KJ99.

YT3I SK

Nemethy Istvan, YT3I (ex YU7EW), "Pista" died on October 19th, 2012. He was a very active 2m DXer and his signal will be badly missed on Es, Aurora, MS, EME and Tropo!

Laser-ATV World Record over 101 km

On October 3, 2012 Martin Straka, DL8TP and Jürgen Hof, DL8TO (TX side) set a new Laser ATV world record with Norbert Wetzel, DF6IY, and his XYL Marita, DC3IT, (RX side). The path was from Ohlyturm (TX) on Felsberg, 514 m a.s.l., locator JN49IR25DD, to Freilshheim, 526 m a.s.l., locator JN48EU52KP. They used invisible wavelengths close to the infrared at 780 nm with 20 mW power.

2m TEP in autumn 2012

There is still 2m TEP "activity" over South America. Beside a few "usual" QSOs from KP4 to CX and from YV to LU in Oct./Nov. a remarkable contact took place on Nov. 2nd, 2012 at 2359z between Yuri, UT1FG/MM, (grid FK69ow) and Alberto, ZP9SC in GG24PL over 5217km. QRG was 144.300 MHz. Currently Yuri is back qrv MM in the Northern EU area.

First ON to DL QSO on 24 GHz

On July 8, 2012 at 0815z ON4SHF/p JO20JQ worked DL5EAG/p JO31EI via Tropo with a bit RS as well. This is the first ever QSO on 1.2 cm from DL to ON. QRB is 133km.

New Parts & Products

ICOM IC-7100 - Update

The new ICOM IC-7100 will be delivered in Europe in January 2013. Price in U.K. about 1700 to 1800 GBP. The versions delivered in DL will officially not cover 4m as ICOM fears trouble with authorities. However there will be an easy mod to open it for 4m.

New Triquint QRO MMIC for 10 GHz

Triquint offer a new MMIC TGA2554-GSG that provides 22 Watt output on 8 to 11 GHz and is fully 50 ohm matched. The price is about 500 USD.

New GaN MMICs from Cree

Cree Inc. offer a new GaN MMIC PA CMPA5585025F for 5.7 GHz. It delivers 25W saturated output for 100mW drive, running on a 28V supply at about 2.5A. No matching needed, 50 ohms in and out. Digikey price about 285 USD:

For 10 GHz use Cree offer a CMPA801B025F approaching 35W Psat at 10.368GHz with about 12dB gain in saturation, and about 16dB gain in linear operation. Price TBA.



RF-Components www.DL2AM.de

2013 Dates

Jan 19: Heelweg Microwave Meeting
www.pamicrowaves.nl

Feb. 16: GHz Tagung Dorsten
www.ghz-tagung.de

April 6: CJ-2013, Seigy, France
<http://cj.ref-union.org/>

May 17-19: Hamvention, Dayton

June 28-30: Ham Radio, Friedrichshafen

July 27-28: Digital EME Championship 2m

Sept: 13-15: 58. UKW Tagung Weinheim

Oct. 19-20?: Microwave Update in Kentucky at Morehead University. www.microwaveupdate.org

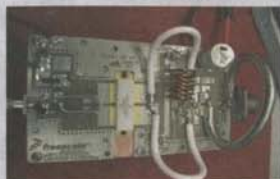
Deadline for next issue 1/2013:
Februay 1st, 2013
Nächster Redaktionsschluß
1. Februar 2013

www.FUNK-TELEGRAMM.de

—RFham—

SDR-RFHamFox
1 to 1450 MHz

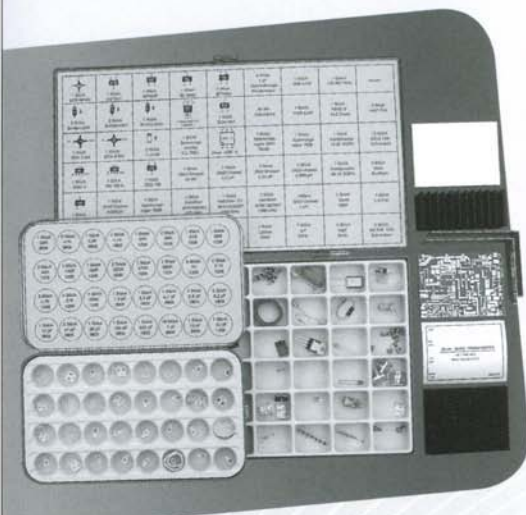
Parts kit for
50, 144 & 432 MHz
available in our webstore
www.rfham.com



RFham 13, Place Pierre Curie 33370 Artigues près Bordeaux France
Phone +33 (0) 557 54 04 66 E-mail: contact@rfham.com Website
www.rfham.com

Transverterkits

for the microwave bands



Features of the transverter modules

- Super low noise converter in the receive path
- Transmit gain and receive gain separately adjustable
- Internal stabilized oscillator with precision crystal heater (40° C)
- Control output for additional amplifier stages or a coaxial relay
- PTT can be switched by voltage on the IF connector or by connecting the PTT pin to ground
- Detector output (DC voltage) for monitoring the output power
- Small mechanical dimensions due to the use of state-of-the-art SMD parts

General technical data

Frequency range IF 144 ... 146 MHz
RF input power max. 3 W

Receive gain min. 20 dB
Supply voltage +12 ... 14 V DC
Coaxial connectors SMA-female

Type	KIT 1,3 6GHz 1362B	KIT 2,3 6GHz 2362	KIT 3,4 6GHz 3462	KIT 5,7 6GHz 5762	KIT 10 6GHz 1062
Frequency range RF	1296 ... 1298 MHz	2320 ... 2322 MHz	3400 ... 3402 MHz	5760 ... 5762 MHz	10368 ... 10370 MHz
Output power	min. 400 mW	min. 1000 mW	min. 200 mW	min. 200 mW	min. 200 mW
Noise figure @ 18 °C	typ. 0.8 dB	max. 0.8 dB	typ. 0.9 dB	typ. 1 dB	typ. 1.2 dB

KUHNE electronic
MICROWAVE COMPONENTS

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

For further information please visit our website
www.DB6NT.com

www.eantenna.es

Modern designs for ham prices

www.eantenna.es



**QUALITY
MADE IN SPAIN**

**EAntenna is authorized manufacturer
for LFA, OWA and OWL G0KSC models**

50 MHz.

6MOX	2 EL. 6,10 dBi	64,00€
50LFA3	3 EL. 8,63 dBi	96,00€
50LFA4	4 EL. 9,36 dBi	120,00€
50LFA5	5 EL. 10,78 dBi	140,00€
50LFA5	5 EL. 10,61 dBi	148,00€
50LFA5L	5 EL. 11,26 dBi	172,00€
50LFA5XL	5 EL. 11,79 dBi	192,00€
50LFA6S	6 EL. 11,97 dBi	192,00€
50LFA6	6 EL. 11,76 dBi	216,00€
50LFA6M	6 EL. 11,76 dBi	204,00€
50LFA6XL	6 EL. 12,33 dBi	224,00€
50LFA7	7 EL. 12,89 dBi	295,00€
50LFA8	8 EL. 14,10 dBi	390,00€
50LFA9	9 EL. 14,69 dBi	456,00€
50LFA10	10 EL. 15,26 dBi	560,00€

70 MHz.

70LFA3	3 EL. 8,66 dBi	80,00€
70LFA4	4 EL. 9,96 dBi	104,00€
70LFA5	5 EL. 11,02 dBi	112,00€
70LFA6	6 EL. 12,37 dBi	136,00€
70LFA7	7 EL. 13,26 dBi	168,00€

50/70 MHz.

5070OWA8	8 EL. (4) 50 + (4) 70 8,60 / 8,54 dBi	180,00€
5070OWA9	9 EL. (4) 50 + (5) 70 9,13 / 10,26 dBi	195,00€
5070OWA11	11 EL. (6) 50 + (5) 70 11,17 / 10,55 dBi	216,00€

144 / 432 MHz.

144LFA4	4 EL. 10,09 dBi	56,00€
144LFA5	5 EL. 11,12 dBi	64,00€
144LFA7	7 EL. 12,83 dBi	96,00€
144LFA8	8 EL. 13,29 dBi	116,00€
144LFA9	9 EL. 14,16 dBi	137,00€
144OWL9	9 EL. 14,57 dBi	144,00€
144LFA11	11 EL. 15,29 dBi	160,00€
144LFA13	13 EL. 16,04 dBi	224,00€
144LFA16	16 EL. 17,45 dBi	252,00€
432LFA11	11 EL. 15,24 dBi	96,00€
432LFA12	12 EL. 15,35 dBi	104,00€
432LFA15	15 EL. 15,69 dBi	120,00€
432LFA18	18 EL. 18,01 dBi	140,00€
432LFA23	23 EL. 19,15 dBi	164,00€
432LFA30	30 EL. 20,45 dBi	224,00€

CONTACT US:

info@eantenna.es

ea7jx@eantenna.es

SKYPE: angrocom

MSN: hg.radio@hotmail.com