

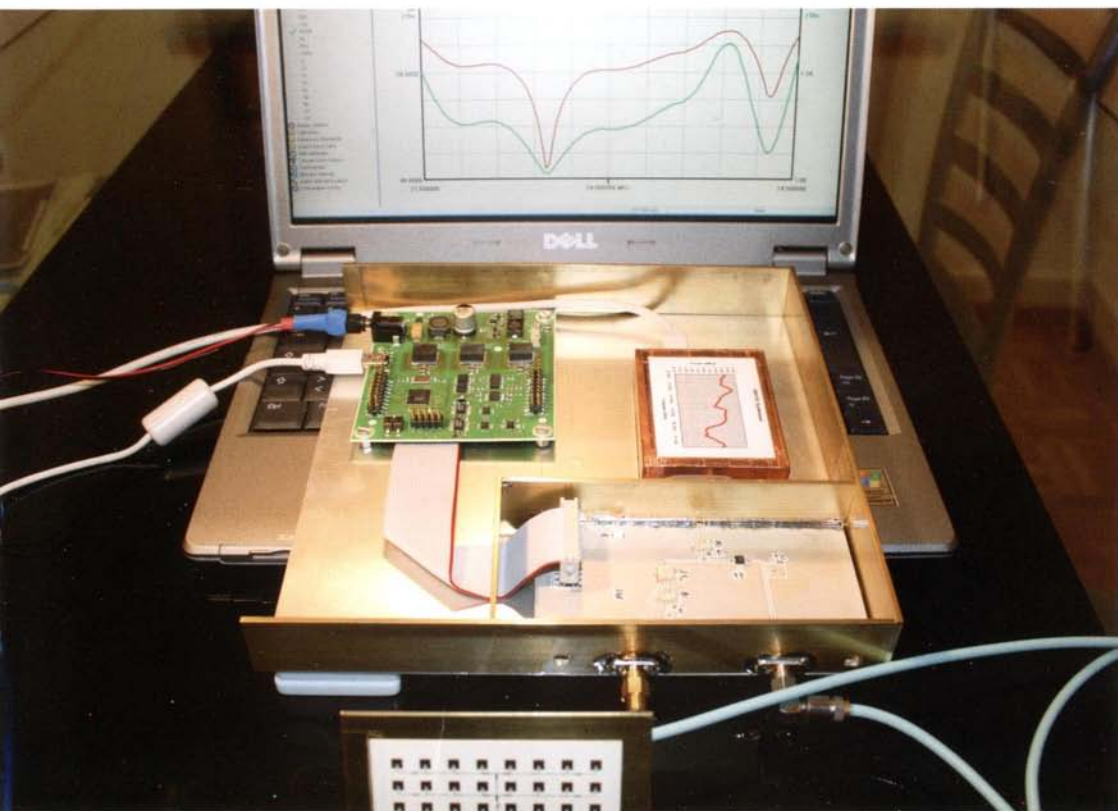
DUBUS

4/2009

Vol.38

4. Quarter

VNA for 5 to 30 GHz



by HB9TXV

PROCOM



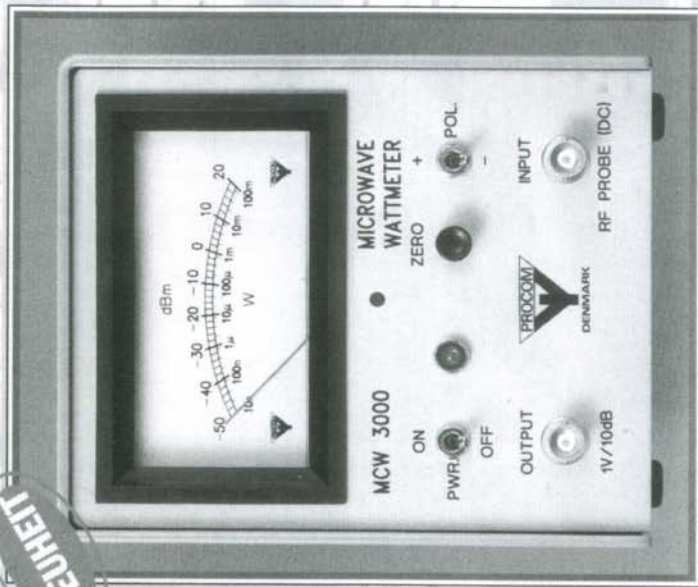
DENMARK

MCW 3000

Mikrowellen-
Wattmeter

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

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



Eisch-Kafka-Electronic GmbH

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

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

This includes airmail delivery outside Europe!

DUBUS Magazine back issues / ältere Einzelhefte:

2/81, 4/81, 4/83, 1/87, 2/87, 3/87, 4/87, 1/89, 2/91, 3/91, 4/91, 1/92, 2/92, 3/92,
4/92, 2/93, 3/93, 4/93, 2/94, 3/94, 4/94, 2/95, 3/95, 2/96, 4/96, 4/97, 1/02, 2/02,
3/02, 1/04, 4/04, 2/05, 2/06, 3/06, 4/06, 3/07, 4/07, 1/98, 2/98, 3/98, 4/98

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 1999 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2000 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2001 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2003 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$

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

.... x DUBUS 2009 issues 2, 3 and 4 EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$

.... x DUBUS 2010 Abo / Subscription DL / EU: EUR 25,- = EUR

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

Gesamtsumme / total amount : EURO / USD

(Books, Back issues, Subscriptions)

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

Please enclose total amount in cash. (Sorry, NO creditcards, NO cheques!)

Name:

We

Call:

accept

Street/Str.:

PayPal

ZIP/Town – PLZ/Ort:

now!

-> If you transfer to our bank account, please transfer to: Verlag Joachim Kraft,

Account-No: IBAN DE92200100200207354201 - Bank: BIC PBNKDEFF

DUBUS, Grützmlhlenweg 23, D-22339 Hamburg, Germany

Content / Inhalt 4/09

Title: Vector Network Analyzer (VNA) for 5 – 30GHz, by HB9TXV see p. 9

Editorial	8
VNA for 5 – 30GHz (Part 1) by Léon Audergon, HB9TXV	9
Transverter Concept for 134GHz by Jürgen Dahms, DCØDA	30
HD43: a new digital mode for very weak signals by Klaus von der Heide, DJ5HG	47
A “different” Xtal Oscillator - Revival and Improvements by Goliardo Tomasetti, I4BER	67
More about the LFA by Slobodan Bukvic, YU7XL	69
High Gain LFA Yagi for 144MHz – NEC 4 makes a difference by Justin Johnson, G0KSC	74
First LFA Yagi for 70cm by Justin Johnson, G0KSC	81
Microwave Parts – GPS Guided Oscillator, TCXO RS-GGO	90
VHF Australia & New Zealand	91
Microwave Japan	93
VHF South America	94
Microwave Europe	96
Microwave USA	101
2m EME News	102
70cm + up EME News	103
Lunar Weekend Calendar 2010	108
DUBUS/REF EU CW EME Contest 2010	109
OH0/DL1YMK EME Expediton Report	111
Tropo News	114
ATV News	117
2m TEP News	114
FAI News	119
Es News	122
D44TD Microwave Expediton Report	124
4m News & 6m News	128
News & Comments	129

Editorial Staff / Redaktion

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

Technical Reports	Ian White, GM3SEK, 2 Appleby Cottages, Whithorn, Newton Stewart, DG8 8DQ, Scotland, U.K. email: GM3SEK@ifwtech.co.uk Michael Kuhne, DB6NT, Scheibenacker 3, D-95180 Berg email: kuhne.db6nt@t-online.de Luis Cupido, CT1DMK, Rua da Vila Verde 39, P-3800-810 Eixo / Aveiro, Portugal. email: cupido@mail.ua.pt Leif Åsbrink, SM5BSZ, Jäders Prästgård, S-635 05 Eskilstuna, Sweden. email: leif@SM5BSZ.com
Microwave Parts	Henning Weddig, DK5LV, Konsul-Lieder-Allee 11, D-24226 Heikendorf, email: Henning-Christof.Weddig@desy.de
EME News, 70cm + up Lunar Calendar	Bernd Wilde, DL7APV, Nordhoferstr. 8, D-16833 Koenigshorst, email: DL7APV@gmx.de
EME News, 2m	Heinz Borde, DM2BHG, Meisenweg 7, D-38820 Halberstadt email: H.Borde@t-online.de
EME Email List 70cm + up	Klaus Tiedemann, DL4EBY, Halskestr. 35, D-12167 Berlin email: tklaus@snafu.de
ATV News	Bernd Beckmann, OE5BDO / DJ9PE, Schaffhauser Str. 10 D-81476 München, email: Bernd.beckmann@gmx.net
Microwave Europe	Guy Gervais, F2CT, guy-gervais@tersa.fr F2CT@wanadoo.fr Sam Jewell, G4DDK, jewell@btinternet.com
Microwave Japan	JH6RTO (also 7L3TDU), Seiji Fukushima, NTT Dogo Apt 2-1, 9-37 Dogo Ichiman, Matsuyama City 790-0844, Japan. jh6rto@m.ieice.org
Microwave USA	Kent Britain, WA5VJB, 1626 Vineyard Rd., Grand Prairie, TX 75052, USA. email: wa5vjb@flash.net
VHF South America	Flavio Archangelo, PY2ZX, Box 1292, Jundiai, SP 13202-970, Brazil. email: py2zx.ham@gmail.com
FAI Reports	Dom Dehays, F6DRO, Le Fourtou, F-31450 Montesquieu Lauragais France. email: f6dro@wanadoo.fr or dominique.dehays@enac.fr
Aurora Reports	Stefan Heck, LA0BY, Hildsvej 5, N-1349 Rykkinn, Norway. email: la0by@darco.de
Meteor Scatter Reports Es Reports, Toplists	Norbert Goettsche, DL8LAQ, Tulpenweg 3, D-24568 Kaltenkirchen email: DL8LAQ@sh-home.de
Tropo Reports	Michael Dienel, DG7SFL, Im Schmiedberg 15, D-74592 Kirchberg Phone +49(7954)-8605, Fax: -925415, michael.m.dienel@t-online.de
6m News, 4m News Beacon Lists News & Comments	Joachim Kraft, DL8HCZ / CT1HZE, Gruetzmuehlenweg 23, D-22339 Hamburg email: funk-telegramm@t-online.de

Impressum

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

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

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

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

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

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

Herausgeber / Publisher

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

Abo-Verwaltung / Circulation:

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

Abo-Konto / Subscription-Account

POSTBANK HAMBURG
Konto / Acc-Nr. 207354201
BLZ 20010020
IBAN DE92200100200207354201
BIC PBNKDEFF

Urheberrechte / Copyright

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

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

ISSN 1438-3705

For latest information please check the

DUBUS Web page

www.DUBUS.org
www.DUBUS.de

**Redaktionsschluss
für die nächste
Ausgabe:
1. Februar 2010**

**Deadline
for the next issue:
February 1st 2010**

DUBUS Distributoren

International DUBUS Representatives

- Austria** OE1WRS, Werner Roedl, Mappesgasse 2/1/3, 2320 Schwechat, Tel: +43-664-3564584
Fax: +43-1-7073181, email: roedl@attglobal.net
- Australia** Doug McArthur, VK3UM, Tikaluna, 26 Old Murrindindi Rd., Glenburn, Victoria 3717.
email: tikaluna@bigpond.com
- Belgium** InfoRad c/o Jan Galicia ON6JG, Oude Gendarmeriestraat 62, 2220 Heist-op-den-Berg
email: inforad@pandora.be
- Bulgaria** Christo Mintchev, LZ1DP, UI Boruigrad 8 AP 10, 6004 Stara Zagora
email: lz1dp@stz.orbitel.bg
- Czech Republic** GES-ELECTRONICS, OK1FM, Studentska 55a, 32300 Plzen
Phone: +420 37 73 73 111, email: ges@ges.cz www.ges.cz
- Denmark** Gert Rahbek-Udengaard, OZ1FKZ, Virringvej 60, Virring, 8660 Skanderborg
Tel.: 0045 8657 2660, email: oz1fkz@vip.cybercity.dk
- Eire** Patrick Fitzpatrick, EI2HX, 24 Ascal Do., Bhothair Bhui, Drogheda, County Louth.
Phone 041 98 41817, Mobile 0876300110, email patfitzpatrick@hotmail.com
- France** Fabienne Ansel, La Grave, 31560 Seyre, Tel.: 05 34 66 10 09, email: dubus.mag@free.fr
- Finland** Jukka Hietaranta, OH1FF, Kuutie 25, 36110 Ruutana
Fax: 03 2619255, email: jukka.hietaranta@embio.fi effe@elisaneet.fi
- Greece** Dimitris Vitorakis, SV1BTR, Thivon 6, 16673 Voula, Ph/Fax 302108990708, jimmyv@hol.gr
- Italy** Tony Fumagalli, I2FUM, Via Masia 34, 22100 Como
Tel: 031571537, email: fumagalli.antonio@gmail.com
- Japan** Michaike Watanabe, JH1KRC, Jingumae 2-2-39-702, Shibuya-ku, Tokyo 150-0001
Phone: +81-3-3404-6064 email: jh1krc@syd.odn.ne.jp
- Malta** Joseph Falzon, 9H1VW, « Babs » 104, Sir William Reid Street, Gzira, GZR02
9h1vw@maltanet.net or danielg@maltanet.net
- Netherlands** Veron Verkoop Bureau, P.O. Box 1166, 6801 BD Arnhem, veroncb@worldonline.nl
- Norway** Kjell Syverud, LA9CY, Liaveien 8, 1450 Nesoddtangen, dubus@la9cy.com
Phone: (+47) 66913546, Mob: (+47) 91841784, Homepage: www.la9cy.com
- Portugal** Luis Cupido, CT1DMK, Rua da Vila Verde 39, 3800-810 Eixo / Aveiro. cupido@mail.ua.pt
- Poland** Andrzej Walczyk, SP5BTN, ul. Miedzyborska 55 m 1, 04-027 Warsaw
Mobile +48 606-493-423, Home +48 22 870 0353, email: andwal@onet.pl
- Romania** Augustin Preoteasa, YO7AQF, Banat 13, Bl. B2 Sc. D Ap. 15, 110408 Pitesti
Phone +40-788-234-273, email: augustin.preoteasa@soliber.net
- Russia** Dmitri Dmitriev, RA3AQ, Profsoyuznaya 93-4-411, 117279 Moscow
ra3aq@vhfdx.ru www.vhfdx.ru/dubus
- R.S.A.** Ivo Chladek, ZS6AXT, P.O.Box 3093, 1745, Kenmare
email: zs6axt@telkomsa.net
- Spain** J.R. Daglio Accunzi, EA2LU, Manual Irribarren 2-5 D, 31006 Pamplona
email: ea2lu@telefonica.net
- Serbia** Nemethy Istvan, YT3I (ex YU7EW), Branka Radicevica 63, 23217 Aleksandrovo
email: yt3i@gimelnet.co.yu
- Slovenia** SLOVHF RADIOKLUB S50VHF, Klavniska 13, 9000 Murska Sabota
www.slovhf.net dubus@slovhf.net
- Sweden** Anders Pettersson, SM7ECM, Hökvägen 111, 24562 Hjärap
email: SM7ECM@telia.com
- Switzerland** Ferdinand Stämpfli, HB9MIO, Langsamstig 13, 5600 Lenzburg. Tel.: 079/4734650
stagra@bluewin.ch
- Ukraine** Sergej Lysenko, UR5LX, Zolochov Reg., Iwaschki, Kharkov Obl, Ukr. 62211
email: ur5lx@vhf-dx.net
- United Kingdom** Roger Blackwell, GM4PMK, Willowbank, Pennyghael, Isle of Mull, PA70 6HB
email: dubus@marsport.org.uk
- USA** Janet and Ed Cole, KL7UW, P.O. Box 8672, Nikiski, AK (Alaska) 99635-8672
email: dubususa@hotmail.com
- Other Countries** Contact DUBUS Magazine. Subscription Rates: Europe: 25.00 EURO;
Overseas Air Mail: 30.00 EURO (USD 35.00), PAYPAL to funktelegramm@t-online.de

Editorial

Dear DUBUS Reader!

Liebe DUBUS Leser!

This is already the last issue for 2009 and it is time again to ask you to renew your subscription for 2010 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 for 2010, of course. Especially for our readers from overseas we offer PAYPAL payment now. You just need to click the button on our website. The subscription rate in Euro remains unchanged for 2010.

Dates for the European EME contest 2010 are published on page 108 and 109. We have a first SSB 70cm EME Fun Event on January 2/3. See page 107.

Again we want to thank all who have sent articles or information throughout 2009, especially G0KSC, W1GHZ, HB9TXV, OM6AA, YU7XL, YU7EF, DJ5HG, G4IGO, DC0DA, AD6IW, VK7MO and team, DL2AM, DD8BD, WA1ZMS, ZL1TPH, DL1YMK, IW2ACD, IK2WAQ, GW4DGU, I4BER and DM8MM.

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

Season's Greetings to all readers and friends and all the best and a lot of DX for 2010.

from Joe, DL8HCZ / CT1HZE
and the DUBUS team!

Dies ist schon wieder die letzte Ausgabe für das Jahr 2009 und damit ist es auch wieder Zeit, das Abo für 2010 zu verlängern. Wir bitten alle unsere Leser in DL zu unserer Arbeitserleichterung, das Abo für 2010 möglichst zwischen dem 2. Januar und dem 28. Februar 2010 zu verlängern. Der Abo-Preis beträgt unverändert 25 Euro für 2010. Wir würden uns freuen, wenn uns möglichst alle Leser auch im neuen Jahr weiterhin treu bleiben.

Auf Seite 108 und 109 finden sich die Termine und Ausschreibungsbedingungen für den Europäischen EME Contest 2010. Am 2./3.1. gibt es erstmals einen 70cm SSB Fun EME Contest. Siehe Seite 107.

Wir möchten uns bei allen herzlich bedanken, die im Jahr 2009 Artikel oder Informationen geschickt haben, ganz besonders aber bei G0KSC, W1GHZ, HB9TXV, OM6AA, YU7XL, YU7EF, DJ5HG, G4IGO, DC0DA, AD6IW, VK7MO und team, DL2AM, DD8BD, WA1ZMS, ZL1TPH, DL1YMK, IW2ACD, IK2WAQ, GW4DGU, I4BER und DM8MM.

Wir bitten weiterhin zahlreiche Aktivitätsberichte und technische Artikel einzusenden, damit alle Leser davon profitieren können.

Wir wünschen unseren Lesern und Freunden alles Gute und viel DX für 2010!

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



DUBUS stand Bensheim Sept. 12th, 2009

VNA for 5 – 30GHz (Part 1)

by Léon Audergon, HB9TXV - audergon@rfbeam.ch

Introduction

This two-part article describes the hardware of a home built Vector Network Analyzer (VNA) for the measurement of transmission and reflection in the area of 5 – 30 GHz. The system is built in modules, so it is also possible to cover other frequency bands with this same approach. The design is based on the well known 0 – 60MHz VNA of Paul Kiciak, N2PK (see references). To control the functions of this VNA the excellent software 'myVNA' from Dave Roberts, G8KBB is used.

What is a Network Analyzer used for?

A Network Analyzer in the microwave band allows the measurement of the S-parameters of a 2- or 4-pole device. This can be, for example, the gain of an amplifier, the reflection coefficient of an antenna or the complex input impedance of a FET. Beside a power meter and a spectrum analyzer, a network analyzer is therefore one of the most important professional instruments for the development of microwave circuits. Unfortunately, such systems are very expensive (in particular for frequencies above approx. 3GHz). Even if purchased in a used state, they are often unaffordable for amateurs. The do-it-yourself construction of such a system seems also to be very difficult because the wide bandwidth is very difficult to achieve with conventional components. However, some new MMICs have become available which make the design of broadband amplifiers and mixers possible. Another point is that with today's available computing power, errors such as nonlinearity and gain variations in the RF systems can be largely compensated by a calibration process. This approach greatly improves the accuracy and is heavily used by manufacturers of professional network analyzers.

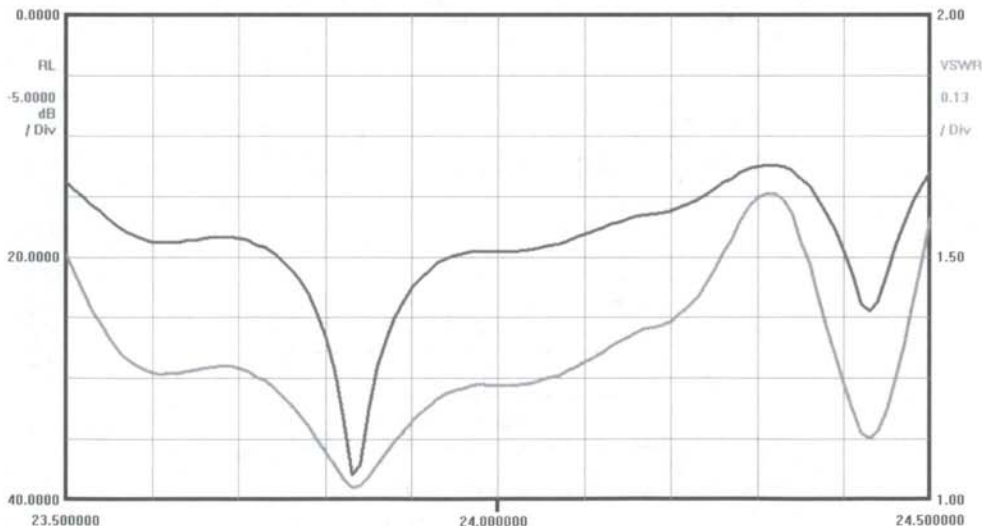


Figure 1: The S11 reflection of a 23.85 GHz patch antenna measured with the presented system. The return loss (S11, dark curve, left scale) shows a minimum value of -38dB at a frequency of 23.83GHz which corresponds to a VSWR value of approx. 1:1.03 (lighter curve, right scale)

Scalar vs. Vector Network Analyzers

The available network analyzers on the market can be divided into two major categories: Scalar Network Analyzers (SNAs) and Vector Network Analyzers (VNAs).

A scalar system consists of a signal source which generates a frequency sweep in the desired range. For measuring transmission parameters (S_{21}) this signal is fed to the device under test (DUT, e.g. an amplifier). The output of the DUT is measured with a detector and plotted against the frequency. If we need to measure the return loss (S_{11}) instead, the signal from the source is fed first to a directional coupler before it reaches the DUT. The output from the directional coupler again is measured by a detector and plotted against the frequency.

The disadvantage of such a scalar system is that it does not provide phase information, which makes the results much less useful. For example, the design of a compensation network e.g. for FETs is not possible with such limited information. Other disadvantages of scalar analyzers include the restricted dynamic range of the detectors and the limited directivity of the coupler. Error correction is not possible (except a so-called Response Calibration), once again because the lack of phase information.

In a Vector Network Analyzer (see Figure 2) a small part of the signal from the RF source is directly fed to the 'Incident' input channel of the receiver/detector. This will be the reference signal which is used for the computation of results. The rest of the signal from the RF source is fed through a directional coupler into the DUT. The reflected output from the directional coupler goes to the 2nd input channel of the receiver ('Reflected'). The output signal from the DUT is routed to the 3rd channel of the receiver ('Transmitted'). In contrast to a scalar system these three channels are all down-converted to a common intermediate frequency by the use of mixers or samplers. The three IF channels still contain the amplitude- and phase-information of the respective RF signals. The three IF signals are now sampled and the amplitude and phase of the 'Reflected' and 'Transmitted' signals are both calculated, relative to the reference signal ('Incident'). The Incident and Reflected channels provide information to calculate the S_{11} parameters of the DUT, while the Incident and Transmitted channels provide S_{21} . The presentation on the display can now take place in a cartesian manner (identical to the scalar system) or also in a polar manner including phase information (Smith chart). Other advantages of this system are the bigger dynamic range of the receivers and the possibility of an error correction. Further information can be found in the H-P Application Note 1287 (see references).

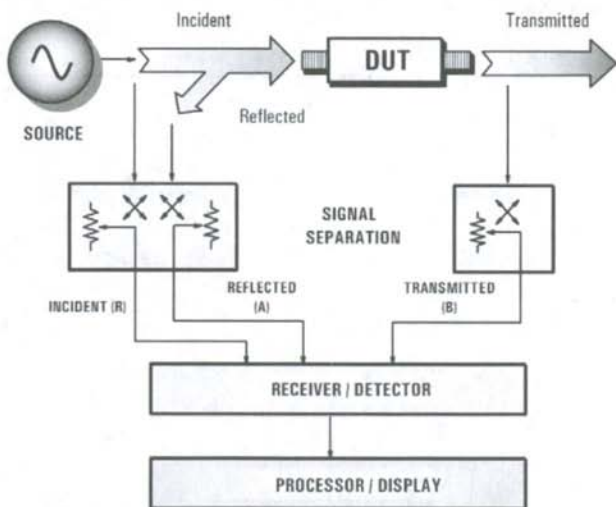


Figure 2: Architecture of a Vector Network Analyzer

Analysis of different circuit concepts

For the do-it-yourself construction of a VNA we have to deal with 4 basic blocks which exist in every VNA system (sometimes constructed as physically separate units, e.g. in the well known 8510 from H-P).

1. Signal Source

The signal stimulus source must be able to deliver a RF signal with adjustable frequency and a reasonably constant power level. For systems in the frequency range below 500MHz a DDS can be used (e.g. the 0–60MHz VNA by N2PK). More broadband systems extending to higher frequencies often use a YIG oscillator (e.g. 8341 from H-P). Another possibility is the use of a PLL (see also DUBUS 2/2009). Phase noise is an issue if the IF signal is generated by two independent RF sources or if we want to measure a very narrowband DUT with a high Q factor. In our concept we use a PLL oscillator whose frequency range is extended by additional multipliers and dividers.

2. RF Part

The RF part feeds the output of the signal source via a directional coupler to the test port. The Incident (reference) signal, the Reflected signal from the DUT input and the Transmitted signal from the DUT output (see Figure 2) are each fed to their own individual down-converting mixer. To generate an intermediate frequency we need a local oscillator (LO) signal that has a constant frequency offset relative to the signal source. This LO signal could either be generated by a second microwave oscillator (expensive, problems with phase noise) or it can be generated by SSB modulation of the existing signal source. H-P go another way in their 8510-line of VNAs: they create the frequency offset by a second PLL-loop on the IF signal and samplers for the down-conversion. However, also this implementation is too complex for a do-it-yourself construction.

The approach of N2PK in his 0–60MHz VNA is to use a Zero-IF receiver (also known as 'Direct Conversion'). Instead of measuring the phase and amplitude of an IF signal, we work with DC voltages. The mixers down-convert their respective input signals using an LO at the same frequency as the RF stimulus signal (a second identical DDS, in fact). The output from each mixer is therefore a DC signal. To measure phase information, the N2PK concept changes the phase of the LO signal by reprogramming its DDS, while leaving the RF stimulus DDS at the reference phase of 0°. With the use of this LO phase shift we can sample several well-defined points on an IF signal. As a general rule the IF signal is sampled in 4 sequential measurements at 4 different LO phases (0°, 90°, 180° and 270° relative to the reference, the RF stimulus signal which remains at 0°). We then get a sequence of 4 different DC output voltages U_1 to U_4 corresponding to steps in phase-difference of a quarter period (these sampling points have a random starting offset: LO-phase 0° is not corresponding to IF-phase 0°!). The amplitude of the 'true' IF signal can be determined from:

$$\hat{U}_{ZF} = \frac{1}{2} \sqrt{(U_1 - U_3)^2 + (U_2 - U_4)^2} \quad (1)$$

The phase is calculated relative to sampling point #1, from:

$$\varphi_{HF} = \arctan \frac{U_1 - U_3}{U_2 - U_4} \quad (2)$$

Further information about this procedure can be found in the documentation of the N2PK Vector network Analyzer (see references).

3. IF Part

If the Zero-IF approach was not chosen (here the amplitude- and phase-information was already calculated), the 3 signal channels would have to be further analyzed at the IF. We first have to calculate the amplitude difference from 'Reflected' to 'Incident' and from 'Transmitted' to 'Incident'. Then the same has to be done for the phase. For this measurement we can use an integrated Gain/Phase Detector like the AD8302 from Analog Devices. The disadvantage of this solution is the limited phase range as well as the fact that the amplitude difference is already converted into dB (which we don't want). An additional error correction is nearly impossible therefore. The measurement can also be realized in a traditional manner with analog multipliers.

Because we chose the Zero-IF approach in our case, we must merely ensure that the IF signal (which in fact is a DC signal) is converted with an A/D-converter with a high dynamic range. For this application we need precision DC amplifiers and at least 16Bit of A/D resolution!

4. Display

Now the measured signals have to be error corrected (see next section) and displayed in a suitable form. Professional systems use for this purpose an integrated computer system with monitor. For the amateur application the use of a PC for this purpose makes more sense. In this case we have to make sure that the measured values are transferred to the PC via a suitable connection (e.g. USB). Then the calculation and visualisation of the data can follow there. For this purpose there already exist some excellent software written by radio-amateurs (e.g. 'Exeter' from W8WWV or 'myVNA' from G8KBB). The system introduced here co-operates with the myVNA software. Figure 3 shows a screenshot of this application. An exact description of the capabilities of this software can be found in the references.

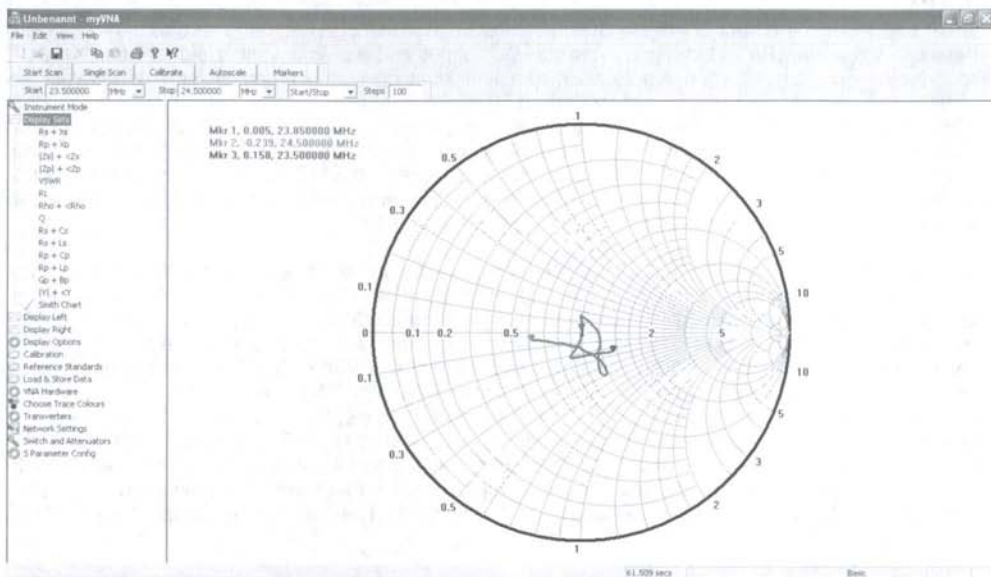


Figure 3: Screenshot of the application 'myVNA' from G8KBB, which is used to control the hardware of the Microwave Vector Network Analyzer described in this article. For this Picture the same 23.85GHz patch antenna as in Figure 1 was used.

Error correction

Our constructed hardware will never become 'perfect', there will always be several sources of systematic errors. The aim of the error correction is to compensate these errors. Today this technology is used with all professional VNAs. Only by means of this error correction can the high dynamic range and precision of modern VNAs be achieved. An error correction implemented by software is often less expensive compared to highly linear hardware, but unfortunately this means that modern VNAs do not necessarily have 'better' RF hardware than older machines.

The systematic errors appearing in a VNA (a possible temperature drift or noise are not systematic errors!) can be divided into 6 categories, as follows. All of them can be corrected by calibration.

1. Reflection Tracking

This corresponds to an error in the frequency response of the reflected signal. This error could be created e.g. by a frequency dependence in the S11 mixer or the directional coupler.

2. Directivity

The directional coupler for measuring the return loss ideally delivers only a small portion of the reflected signal from the DUT, but not a signal directly coupled from the signal source. Because the isolation from this port is limited, we get this additional error. Figure 4 shows this as an unwanted signal from the Reference (R) port to the Reflected (A) port.

3. Source Match

The VNA test port which delivers the source signal to the DUT should have a source impedance of exactly 50Ω . Even a small deviation leads to a reflected signal from the DUT, even if the DUT has a perfectly matched 50Ω impedance. This error occurs e.g. by a not perfectly matched output-stage inside the VNA.

4. Load Match

The output of the DUT is connected to the input port of the VNA (port B in Figure 4). If the input impedance of this VNA port is not precisely 50Ω , a DUT with an accurate 50Ω output impedance will not transfer the full power to the VNA. This error is created e.g. by a mismatch of the input mixer.

5. Transmission Tracking

This error describes a divergence of the ideal frequency response of the VNA input port. An ideal connection between VNA output (signal source) and VNA input must have a loss of 0dB and a phase angle of 0° over the full frequency range. This error is generated e.g. in the input mixer, in the signal source and in the unavoidable use of connecting cables to the DUT.

6. Crosstalk

Because of crosstalk within the VNA, the input port B also 'sees' a direct leakage signal which has not passed through the DUT. This crosstalk can e.g. occur from the signal source directly to the input mixer.

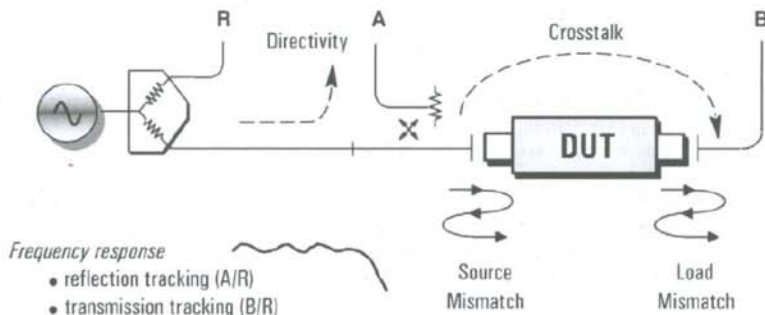


Figure 4: The systematic errors appearing in a VNA can be divided in 6 groups. All of them can be eliminated by a calibration.

All these 6 errors can be calculated with a so-called SOLT-Calibration and can also be eliminated by subtracting the calculated errors from the measured signal. For the determination of these error terms a calibration is carried out before the real measurement. For this calibration we have to connect consecutively 4 'perfect' (or at least well known) reference terminations to the VNA ports. These references are:

- Short, typically an SMA connector with a perfect short circuit inside
- Open, typically an SMA-connector with an open end (non radiating, but including fringing capacitance)
- Load, a perfect 50Ω termination
- Through, a direct connection between the two test ports of the VNA

This SOLT-Calibration is a so-called 6-Term error correction which is carried out with instructions given by the software. (A 12-Term error correction would be necessary if both test ports of the VNA are interchangeable, what means that both ports are able to source a signal to the DUT. In the system presented here, this is not possible because of complexity and therefore a 6-Term correction is used.) However, this error correction also shows that the accuracy of the measurements results relies heavily on the accuracy of these 4 SOLT references. In a professional system these references are combined in a 'Calibration Kit' which is handled very carefully and has calibration traceable to international standards.

For our system we need therefore either such a Calibration Kit or at least measured and well known (though not 'perfect') standards; of which more later (next part).

Requirements for our system

After the theoretical part describing how a VNA system can be built up, we now should set out the requirements for the system to be realized:

- Measurement of reflection (S11) and transmission (S21). We decide not to make an automatic reverse measurement of the DUT because this will increase the complexity of our system. To measure the reverse parameters (S12 and S22) we have to turn the DUT.
- Wide frequency range, at least the 10GHz and 24GHz amateur bands should be covered
- The power level of the RF source should be adjustable in some steps
- The frequency of the RF source should be stabilized by a crystal, so that narrowband DUTs could be measured
- Usable dynamic range should be >40dB (S11) and >70dB (S21)
- Zero-IF architecture
- Error Correction
- Use of already existing PC software for hardware controls
- PC connection via a widely used connection (also on notebooks), e.g. USB
- It should be possible to apply an additional DC-bias on both test ports. This enables measurements of components that require some bias for working (e.g. FETs)
- Scaleable modular system, so that other frequency bands could also be covered.

The realized system consists of 3 PCB boards:

1. Microwave part

This board takes the signal from the synthesizer and feeds it via a microstrip directional coupler to the testport. The coupled signal is downconverted by a mixer and is available as an analogue DC-voltage on a connector. The same happens with the signal coming from the second testport.

2. CPU and Power Supply

This PCB contains the power supply (switched and linear regulators) for the microwave part and also for the synthesizer. The A/D-converters and the CPU, which controls the instrument and communicates with the PC via an USB interface, are also located on this board.

3. Synthesizer

The synthesizer is an extended version of the board described in DUBUS 2/2009. Now a frequency range of 5 – 30GHz is covered. The control of the DDS as well as the PLL is performed by the CPU on the Power Supply board.

By the exchange of single boards it is possible to extend the frequency coverage of this VNA also to lower bands.

Circuit descriptions

1. Microwave part

The completed board is shown in Figure 5 and the schematic in Figure 6. The RF signal from the synthesizer with a frequency range of 5 – 30GHz and an output power of 0 – 10dBm reaches the microwave part by a 2.92mm connector, which is mounted together with a feedthrough in a brass profile with a thickness of 1.5mm on X3 (details for mounting this connector can be found in DUBUS 2/2009). This signal is amplified by U1 (AMMP-5024). This broadband amplifier has a gain of about 14dB in a frequency band of 2 – 40GHz. The operating point of this amplifier is controlled by V_{neg} and VCC4V which both are provided by the Power Supply board. A possible oscillation of this amplifier can be removed by a 100Ω resistor (0402 package) on its input.

The amplified signal is fed to a power divider. The return loss of this device is better than 10dB over the full frequency range. This is more than enough for this application. The left path leads to an I/Q mixer (U4) which we use as a vector modulator. The signals ModI and ModQ (both created by D/A-converters on the CPU board) control the amplitude and phase of the RF signal on pin 8 of U4. The amplitude is in our case

less interesting. We use this mixer to control the phase of our LO-signal. The frequency dependence of this mixer is calibrated once by an automatic calibration-cycle and the values are stored in non-volatile memory. So the CPU has the ability to control the relative phase on the mixer output in 4 steps from 0° - 270° . This signal will later be used as our LO-signal.

The mixer's conversion loss is compensated by the following amplifier U2. Now the generated LO-signal is fed to another power divider, which splits it to both mixers U5 and U6. The input signal from test port X4 is routed to the RF-port of mixer U5. The power applied to this test port should not exceed +10dBm. The connection to 'the rest of the world' is also done by a feedthrough and a 2.92mm connector. X1 can be used to apply a DC-voltage to test port X4. The 'IF' voltage of the mixer (which in fact is a DC voltage) is taken across R7 and is routed differentially to connector JP1. U5 is also an I/Q mixer, but only one of these outputs is used (unfortunately the direct use of both mixer outputs instead of the vector-modulation with U4 does not work sufficiently well).

The return loss measurement via test port X5 is nearly identical to the measurement from test port X4. The reflected signal leaves the directional coupler X6 on port 2, is amplified in U3 by about 14dB and is down-converted with mixer U6. This mixer also uses the phase-shifted LO signal. The IF signal is taken across R10. A DC-bias for this test port can be applied on X2.

The RF signal reaches the directional coupler via U7. This device is a variable broadband attenuator (HMC712 from Hittite). The attenuation range is about 25dB. The output signal is also fed to a detector diode (MA2502 from MA/COM). The DC voltage from this diode can be used for a rough estimation of the output power. The measurement of the voltage is also done on the CPU board. All measured voltages are connected to a 20-pin ribbon cable connector JP1. The power supply for this board (V_{CC4V} and V_{neg}) is also delivered on this connector.

Figure 5 shows the fully assembled PCB. The size is 110x60mm (Eurocard). The board has to be mounted in a metal housing. This housing could be built from brass-profiles with a size of 25x1.5mm. The 3 RF connections are created by feed-throughs which are soldered directly to the microstrip lines. A cut sheet of absorbing foam is glued on the cover of the housing. The connection to the CPU board is implemented by a ribbon cable with a length of about 100mm, threaded through a slit in a sidewall of the housing.

A link to datasheets of all relevant components is found in the references. The directional coupler X6 is implemented as a microstrip structure directly on the PCB. The EM-simulation of the coupler (Figure 7) shows that the coupling coefficient is frequency-dependent and lies at about -13dB (S31). The directivity can be read out as the difference between S41 and S31. For frequencies below 20GHz the directivity is about 15dB and drops to about 10dB for frequencies above 20GHz. The directivity of the whole system is considerably increased by the use of software error correction.

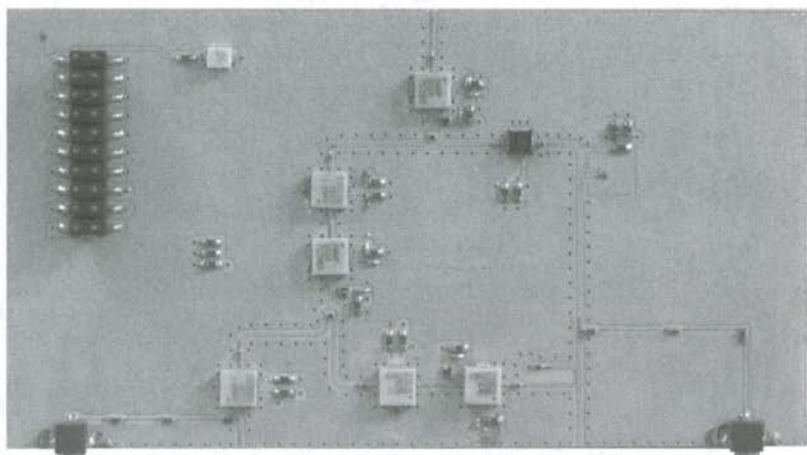


Figure 5: Picture of the assembled Microwave board. The connection to the synthesizer is located on the upper edge. The S11 test port is on the lower right and the S21 test port on the lower left. The small black connectors are for applying DC bias to the RF test ports.

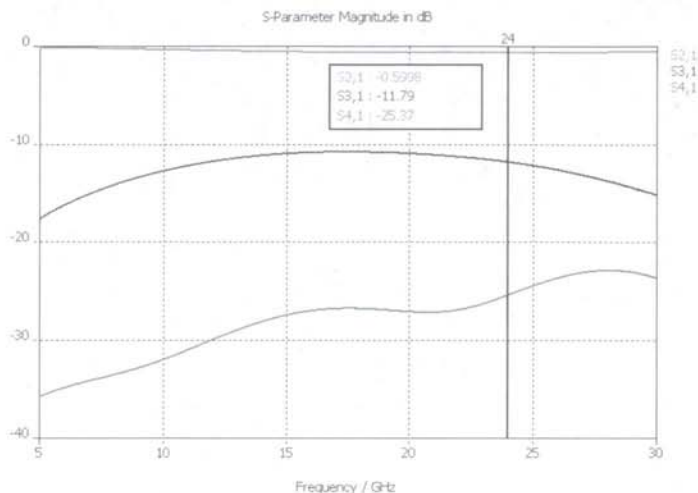


Figure 7: Simulation of the directional coupler. The coupler is kept very simple and its clearly visible frequency dependence is 'leveled' by the error correction. The directivity of the coupler itself averages about 15dB.

2. CPU and Power Supply

The circuit diagram of the CPU board with its 6 pages has become rather extensive, so it is pictured strongly reduced in this article. However, it can be downloaded as a PDF file (see references). On this board, Figure 8A, we find 2 connectors (20-pin double row headers) for the Microwave board and the Synthesizer board, a USB-connector for the PC and a connector for the 12 – 24V DC power supply.

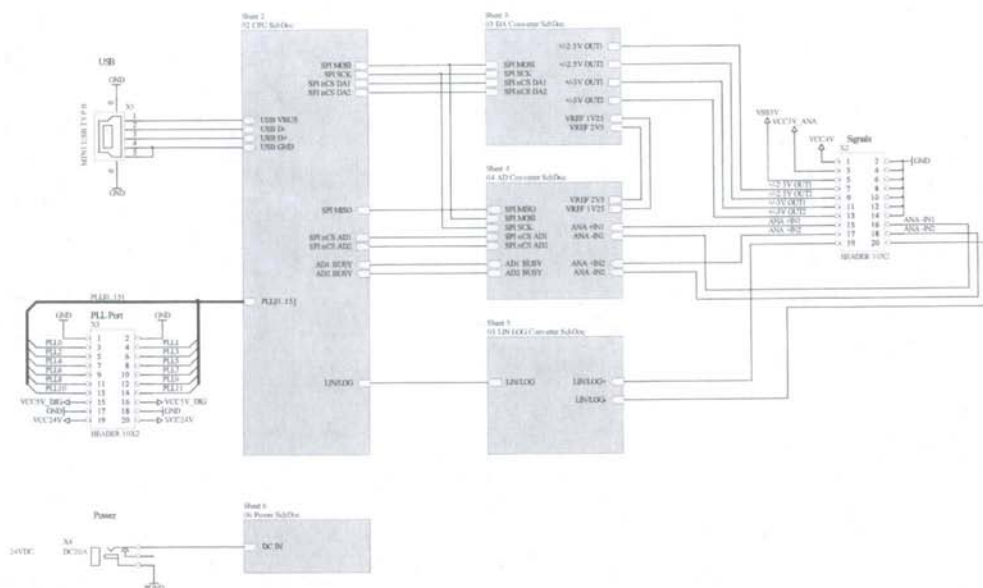


Figure 8A: Schematic of the CPU part (page 1)

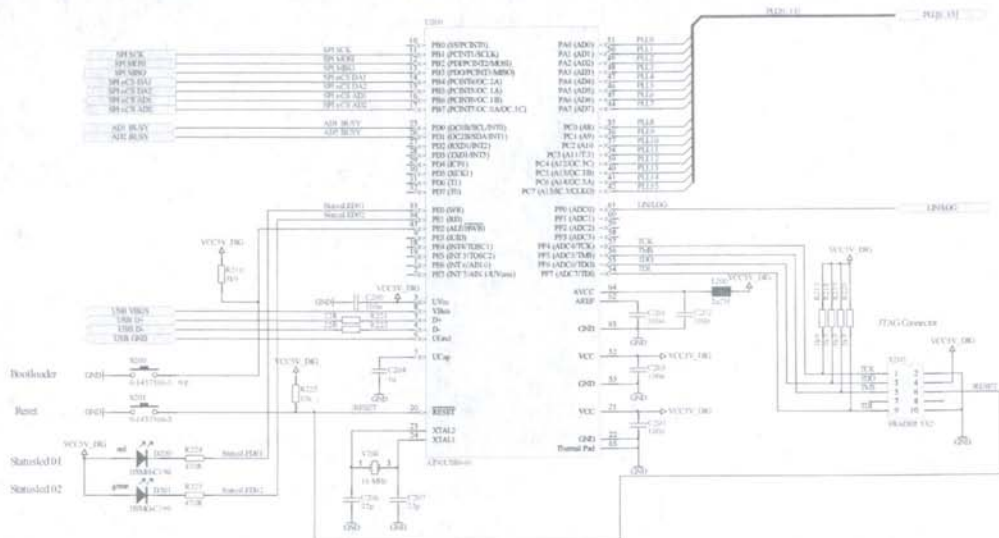


Figure 8B: Schematic of the CPU part (page 2)

The CPU itself is an Atmel AT90USB646 chip (Figure 8B). Port B and port D (left side) are used to control the A/D- and D/A-converters for the Microwave part. The 16 lines of port A and port C (right side) control the DDS and PLL of the Synthesizer PCB. The standardized X200 interface is used for programming the processor. Here Atmel's programming tools as JTAGICE can be connected. 2 LEDs show the current state of the CPU.

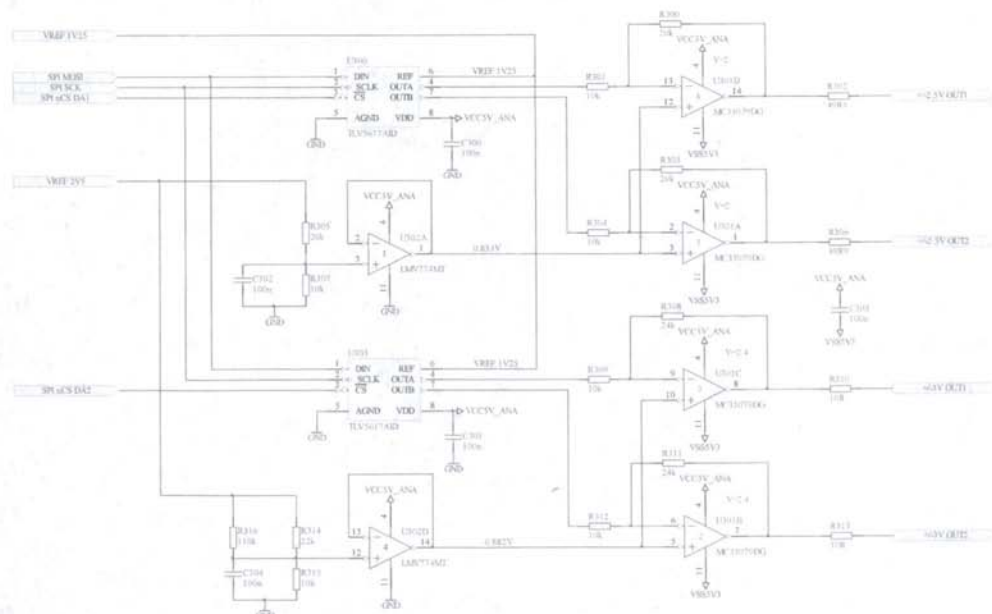


Figure 8C: Schematic of the CPU part (page 3)

On page 4 the signal-processing of the mixer signals takes place. The differential output signals from both mixers are amplified by a precision instrumentation amplifier (U400/U402, AD623 from Analog Devices) before these signals are sampled by 24Bit A/D-converters (LTC2440 from Linear Technology). The huge dynamic range is necessary for accurate software error correction. The effectively used dynamic range is about 19 Bits. The reference voltage of 2.5V is delivered by a precision voltage reference (U404). The digital values are read out from the CPU by a SPI protocol (Figure 8D).

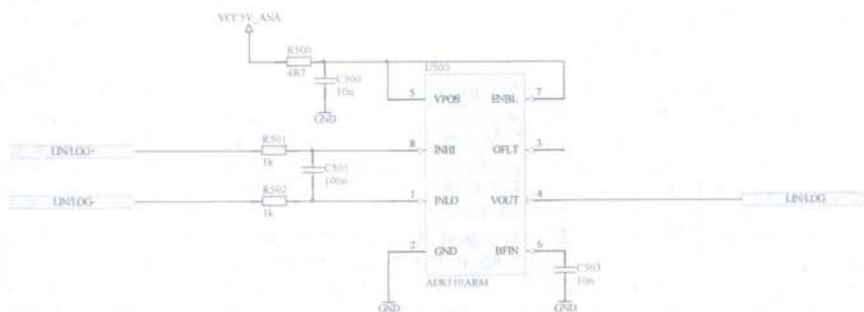


Figure 8E: Schematic of the CPU part (page 5)

Page 5 (Figure 8E) contains only a Lin/Log converter. This chip takes the rectified RF voltage (output power after RF attenuator) from the detector diode and converts it to its logarithmic representation. This signal then will be converted by the A/D-converter implemented inside the CPU with a resolution of 10Bits. This AD8310 chip is used to compress the signal from the detector diode, so a simple (low resolution) A/D-converter can be used.

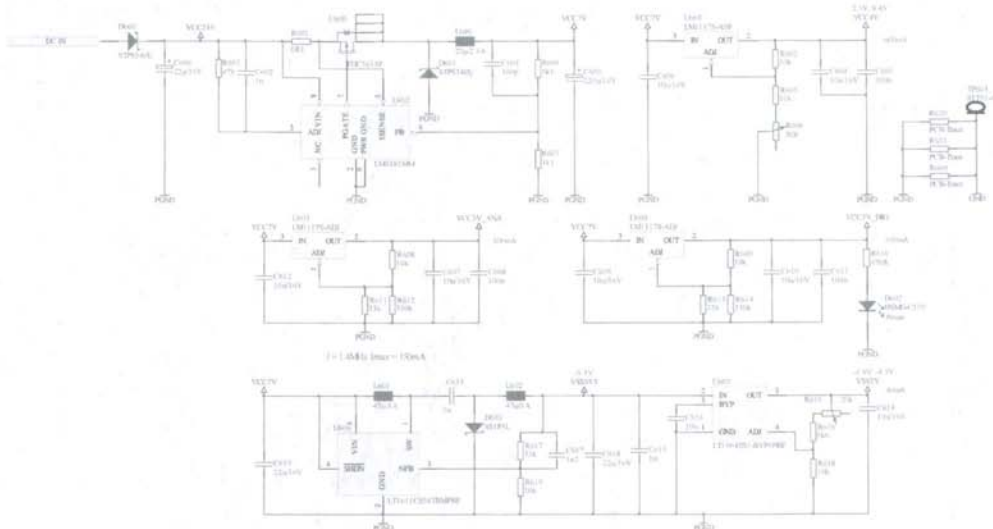


Figure 8F: Schematic of the CPU part (page 6)

The last page of the circuit diagram (Figure 8F) is dedicated to the power supply. The input voltage from the DC connector (range: +12V – +24V) is reduced by a switching regulator to about +7V. To avoid disturbing the sensitive analogue circuits by switching noise, all operating voltages are derived from this +7V rail with linear regulators. The reason for creating this 'intermediate voltage' rail is to lower the power dissipation, which in turn reduces the warm-up drift of the DC signals. The power consumption of the whole system is about 15W, so good cooling is necessary. The adjustable output voltage created from U601 is used for driving the AMMP-5024 amplifiers; R606 adjusts the bias point. U603 and U604 create a +5V supply for the analogue and digital components. U606 and U605 are used to create an adjustable negative voltage which is also used for the bias point of the AMMP-5024. This voltage also controls the (less sensitive) mixer bias voltage. The completed CUP and Power Supply board is shown in Figure 9.

3. Synthesizer

Because of the size of the circuits the Synthesizer PCB and also the adjustment will be presented in the next part of this article.

Software

The software running on the Atmel CPU emulates a serial interface via USB which is visible as a 'Virtual COM Port' on a connected PC. With the exception of a description file (*.inf file, see references) no drivers are necessary for a Windows PC. All the functions of the VNA can be tested with a simple terminal program (e.g. HyperTerminal, Figure 10). For a correct setup of the communication this program only needs to know the correct COM-port (visible in Windows Control Panel). Baud rate and handshake mode are not used and can be left on their standard values.

The control software, myVNA from G8KBB, was developed for the original N2PK VNA and uses a library called VnaDll.dll to communicate with that specific hardware. For use with this microwave VNA, the original version of VnaDll.dll (which was copied to the program directory by the myVNA installation program) must be replaced with a new version (see references). Then all functions of G8KBB's myVNA software can be used with this microwave VNA, for example as shown in Figures 1, 3 and 11 (except for I/O-Line debugging and 12-Term calibration).

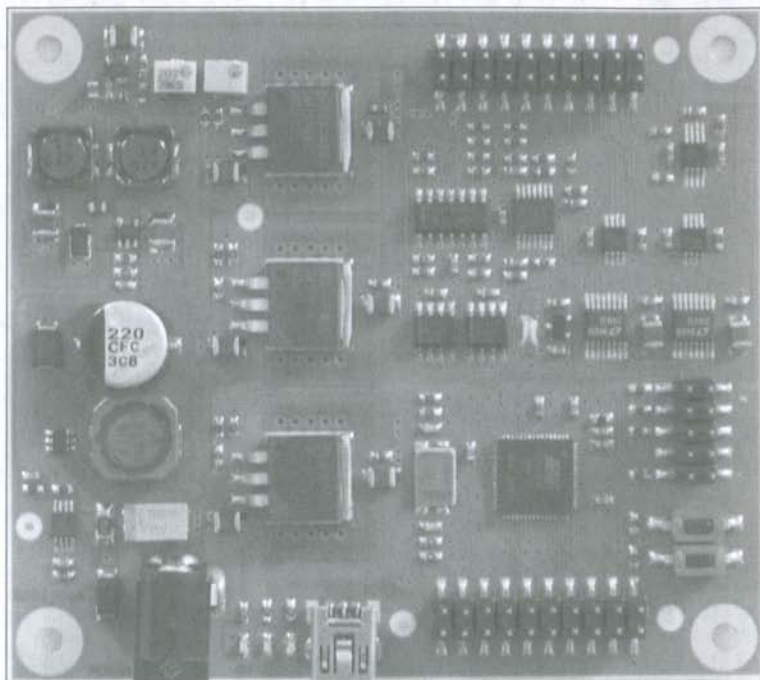


Figure 9: The assembled CPU and Power Supply board. On the left side is the power supply, at the bottom right the CPU and on the upper right the analogue part with two 24Bit A/D-converters. The two 20-pin headers connect to the Microwave board (top) and the Synthesizer board (bottom).

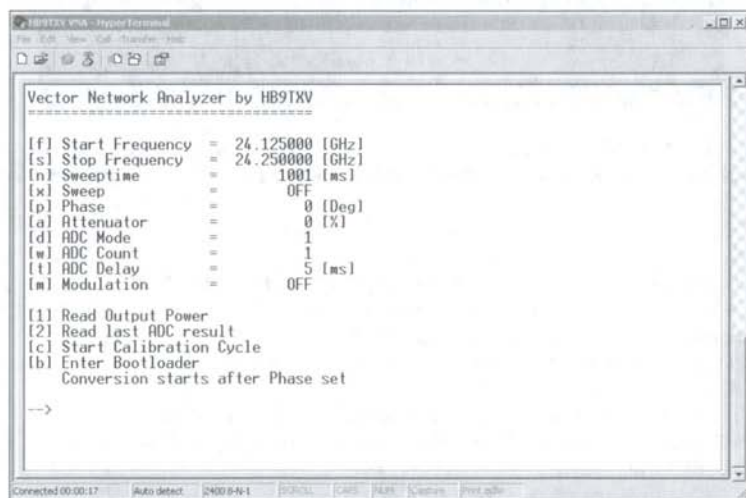


Figure 10: The PC communicates with the VNA CPU via a 'Virtual COM Port'. For the first tests a terminal program as HyperTerminal can be used for communication. All parameters then are visible as plain text.

Overview

This first part of the article described the architecture of a do-it-yourself microwave VNA as well as the first two circuit boards. The second part will include the circuit description of the Synthesizer board as well as the implementation of the system. Some comparative measurements with professional systems will also be presented. All schematics, layout data and necessary software modules can be downloaded from the author's website after the publication of the entire article.

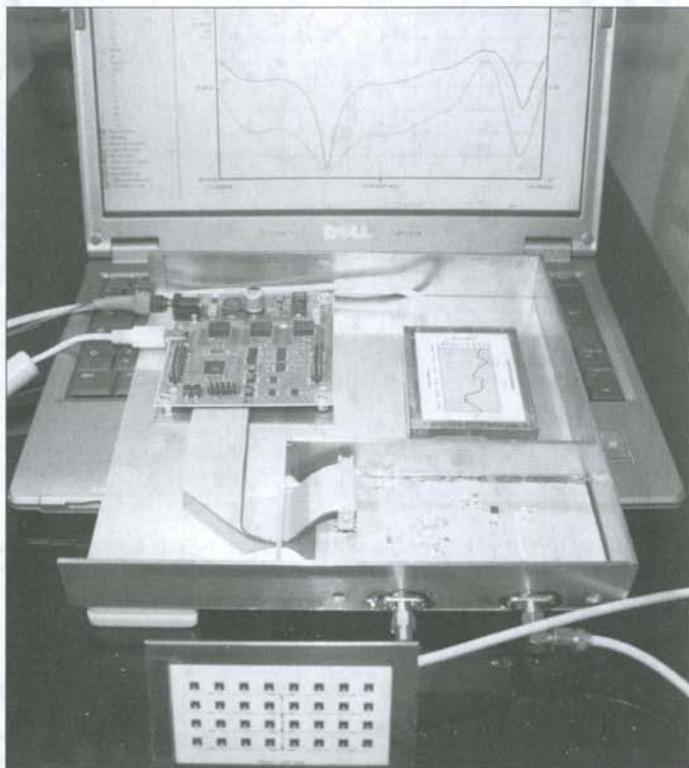


Figure 11: HB9TXV's Microwave VNA in use. Here a 32-element patch antenna with a resonance frequency of 23.850GHz (in front of the picture) is being measured.

References

Application Note 1287 from HP: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/HP-AppNote1287.pdf
Agilent, Network Analyzer Basics: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/5965-7917E.pdf
Software description, myVNA' (myVNA Quick Start Guide)
http://g8kbb.roberts-family-home.co.uk/myVNA_Quick_Start_Guide.pdf
Description of N2PK's VNA: <http://www.n2pk.com>
Datasheet AD8302: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/AD8302.pdf
Datasheet AMMP-5024: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/AMMP5024.pdf
Datasheet AMMP-6530: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/AMMP6530.pdf
Datasheet HMC712: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/HMC712.pdf
Datasheet MA4E2502: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/MA4E2502.pdf
Schematic CPU part: http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/Schematic_CPU.pdf
Windows-Software for this VNA (*.inf and DLL):
http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/Microwave_VNA/Software.zip

VNA für 5 – 30GHz (Teil 1)

von Léon Audergon, HB9TXV - audergon@rfbeam.ch

Einleitung

Dieser zweiteilige Artikel beschreibt die Hardware eines Eigenbau Vektor Network Analyzer (VNA) zur Messung von Transmission und Reflektion im Bereich von 5 – 30GHz. Das System ist modular aufgebaut, so dass nach demselben Konzept auch andere Frequenzbereiche implementiert werden können. Das Design ist angelehnt an den bekannten VNA von Paul Kiciak, N2PK. Zur Bedienung des VNA wird die ausgezeichnete Software ‚myVNA‘ von Dave Roberts, G8KBB verwendet.

Wozu wird ein Network Analyzer benötigt?

Ein Network Analyzer im Mikrowellenbereich ermöglicht die Messung der S-Parameter eines 2- oder 4-Pols. Das kann beispielsweise das Gain eines Verstärkers, die Rückflussdämpfung einer Antenne oder die komplexe Eingangsimpedanz eines FETs sein. Ein solches Messgerät ist somit neben einem Powermeter und einem Spektrumanalyzer eines der wichtigsten Geräte für die Entwicklung von Mikrowellen-Schaltungen. Leider sind solche Geräte (insbesondere für Frequenzen über ca. 3GHz) auch in gebrauchtem Zustand sehr teuer und für Amateure damit meist unerschwinglich. Der Selbstbau eines solchen Gerätes gestaltete sich bisher als sehr schwierig, da sich die geforderte grosse Bandbreite mit konventionellen Bauteilen nur mit einem immensen Aufwand erreichen lässt. In der Zwischenzeit sind aber MMICs auf dem Markt erhältlich, mit denen sich breitbandige Verstärker und Mischer mit vertretbarem Aufwand realisieren lassen. Ein weiterer Punkt ist, dass sich mit den heute zur Verfügung stehenden Rechnersystemen die ‚Nichtlinearitäten‘ des Hochfrequenzteils zu einem grossen Teil wegkompensieren lassen. Dieser Ansatz wird heute (leider) auch von vielen Herstellern von VNAs stark ausgenutzt. Uns kann dies aber helfen, ein vernünftiges Gerät zu einem erschwinglichen Preis zu bauen.

Abbildung 1: Die Rückflussdämpfung einer 23.85GHz Patch-Antenne gemessen mit dem hier vorgestellten System. Das Returnloss (S11, dunkle Kurve, linke Skala) zeigt ein Minimum von -38dB bei 23.83GHz, dies entspricht einem VSWR von ca. 1:1.03 (helle Kurve, rechte Skala)

Skalare vs. Vektorielle Network Analyzer

Auf dem Markt erhältliche Network Analyzer lassen sich in 2 Hauptkategorien einteilen: Skalare Network Analyzer (SNA) und Vektorielle Network Analyzer (VNA).

Ein skalares System besteht aus einer Signalquelle, welche einen Frequenzsweep im zu messenden Frequenzbereich erzeugt. Zur Messung der Transmission (S21) wird dieses Signal einem Prüfling (DUT, z.B. ein Verstärker) eingespeist. Sein Ausgangssignal wird mit einem Detektor gemessen und über die Frequenz aufgetragen. Soll anstelle von S21 die Rückflussdämpfung (S11) gemessen werden, so wird die Signalquelle über einen Richtkoppler mit dem DUT verbunden. Das vom Richtkoppler ausgekoppelte Signal wird dann mit einem Detektor gemessen und wieder über die Frequenz aufgetragen.

Der Nachteil dieses skalaren Systems ist der begrenzte Dynamikbereich der Detektoren und die endliche Richtschärfe des Kopplers. Eine Fehlerkorrektur ist nicht möglich (ausser eine sogenannte Response Calibration). Das Design eines Anpassnetzwerkes z.B. für FETs ist mit diesen Informationen ebenfalls nicht möglich, da dazu die Phaseninformation fehlt.

Bei einem vektoriellen System (siehe Abbildung 2) wird ein kleiner Teil des Signals von der Quelle direkt auf einen Empfänger geführt („Incident“). Der Rest wird über einen Richtkoppler dem DUT zugeführt. Das ausgekoppelte Signal des Richtkopplers („Reflected“) wird ebenfalls auf den Empfänger geführt.

Das Ausgangssignal des DUT („Transmitted“) wird als dritter Kanal auf den Empfänger geführt. Im Gegensatz zu einem skalaren System werden diese 3 Kanäle nun mit einem Mischer oder Sampler auf eine Zwischenfrequenz konvertiert. Diese Zwischenfrequenz beinhaltet noch immer die Amplituden- und Phaseninformation des HF-Signals. Diese Zwischenfrequenz wird nun abgetastet und die Amplitude

sowie die Phase in Bezug zur Referenz („Incident“) bestimmt. Die Darstellung auf dem Display kann nun kartesisch (wie bei einem skalaren System) oder auch polar (Smith-Chart) erfolgen. Weitere Vorteile dieses Systems sind der grössere Dynamikbereich des Empfängers sowie die Möglichkeit der Fehlerkorrektur. Weiterführende Informationen können in der Application Note 1287 von HP gefunden werden (siehe Anhang).

Abbildung 2: Aufbau eines vektoriellen Network Analyzer

Analyse unterschiedlicher Schaltungskonzepte

Für den Selbstbau eines VNA müssen wir uns somit mit 4 Grundblöcken auseinandersetzen, welche in jedem System vorhanden sind (teilweise auch in einzelnen Modulen, wie dem bekannten 8510 von HP):

1. Signalquelle

Diese muss ein in der Frequenz einstellbares HF-Signal mit mehr oder weniger gleichbleibendem Pegel liefern können. Für Systeme im Frequenzbereich < 500MHz kann dazu ein DDS verwendet werden (z.B. VNA von N2PK). Höherwertige, breitbandige Systeme verwenden oft einen YIG-Oszillator (z.B. 8341 von HP). Eine weitere Möglichkeit ist der Einsatz einer PLL (siehe auch DUBUS 2/2009). Das Phasenrauschen der Quelle ist ein Thema, wenn die ZF von 2 unabhängigen Quellen erzeugt wird, oder wenn sehr schmalbandige Systeme hoher Güte vermessen werden sollen. In unserem Fall setzen wir eine PLL ein, deren Frequenzbereich durch zusätzliche Teiler und Vervielfacher vergrössert wird.

2. HF-Teil

Der HF-Teil führt das Signal der Quelle über einen Richtkoppler zum Testport. Das ausgekoppelte Signal sowie das Signal vom DUT-Ausgang werden auf Mischer geführt. Damit eine Zwischenfrequenz entsteht, muss ein weiteres LO-Signal erzeugt werden, welches einen konstanten Frequenzversatz zur Signalquelle besitzt. Dies kann entweder mit einer zweiten Mikrowellen-Signalquelle erzeugt werden (teuer, Probleme mit Phasenrauschen), oder es kann durch SSB-Mischung aus der bestehenden Signalquelle generiert werden. HP geht in seiner 8510-Linie von Network Analyzern den Weg, dass ein zweiter PLL-Loop und Sampler eingesetzt werden. Doch auch diese Variante ist für den Selbstbau zu aufwändig.

Der Ansatz von N2PK sieht einen Zero-ZF Empfänger vor: Der Empfangsmischer setzt das Eingangssignal direkt mit der Frequenz der Signalquelle um. Am Mischerausgang entsteht somit ein DC-Signal. Damit trotzdem noch eine Amplitude und Phase gemessen werden können, muss die Phasenlage der Signalquelle verschoben werden können. Mit dieser Verschiebung lassen sich pro Periode des ZF-Signals mehrere Abtastpunkte bestimmen. In der Regel verwendet man 4 Abtastpunkte, welche der LO-Phasenlage 0°, 90°, 180° und 270° entsprechen. Daraus resultieren 4 Spannungen U_1 bis U_4 des ZF-Signals, mit einem Abstand von jeweils einer Viertel Periodendauer (diese Abtastpunkte haben einen beliebigen „Startoffset“: LO-Phasenlage 0° entspricht dabei nicht der ZF-Phasenlage 0°!). Die Amplitude des ZF-Signals kann bestimmt werden aus:

$$\hat{U}_{ZF} = \frac{1}{2} \sqrt{(U_1 - U_3)^2 + (U_2 - U_4)^2} \quad (1)$$

Die Phase ergibt sich relativ zum Abtastzeitpunkt 1 aus:

$$\varphi_{HF} = \arctan \frac{U_1 - U_3}{U_2 - U_4} \quad (2)$$

Weiterführende Informationen zu diesem Verfahren finden sich in der Dokumentation des N2PK Analyzers (siehe Anhang)

3. ZF-Teil

Falls kein Zero-ZF Ansatz gewählt wurde (dort wurde die Amplituden- und Phaseninformation ja bereits berechnet), werden im ZF-Teil nun aufgrund der 3 Signale „Incident“, „Reflected“ und „Transmitted“ die Amplituden- und Phasendifferenzen bestimmt. Hierzu kann ein integrierter Gain/Phase Detector wie der AD8302 von Analog Devices eingesetzt werden. Der Nachteil dieser Lösung liegt im eingeschränkten

Messbereich der Phase sowie darin, dass die Amplitudendifferenz bereits in dB umgewandelt wird. Eine nachträgliche Fehlerkorrektur ist somit nahezu unmöglich. Auch klassische Ansätze wie Analog-Multiplizierer sind für die Phasenmessung denkbar.

Da wir in unserem Fall den Zero-ZF Ansatz wählen, müssen wir lediglich sicherstellen, dass das ZF-Signal (=DC-Signal) mit einer genügend hohen Dynamik abgetastet wird. Der Einsatz von AD-Wandlern mit >16 Bit ist hier notwendig!

4. Anzeige

Die gemessenen Amplituden- und Phasendifferenzen müssen nun noch korrigiert (siehe nächstes Kapitel) sowie in geeigneter Form dargestellt werden. Käuflische Systeme verwenden dazu integrierte Rechnersysteme mit Bildschirm. Für den Amateur-Einsatz macht die Verwendung eines PCs zu diesem Zweck Sinn: Wir brauchen in diesem Fall nur dafür zu sorgen, dass die Messwerte über eine geeignete Schnittstelle (z.B. USB) zum PC übertragen werden können. Die Berechnung und Visualisierung der Daten kann dann dort erfolgen. Es gibt zu diesem Zweck bereits hervorragende, von Radio-Amateuren erstellte Software wie z.B. Exeter von W8WWV oder myVNA von G8KBB. Das hier vorgestellte System arbeitet mit der myVNA-Software zusammen. Abbildung 3 zeigt einen Screenshot dieser Applikation. Eine detaillierte Beschreibung der Möglichkeiten dieses Programmes findet sich im Anhang.

Abbildung 3: Screenshot des Programmes 'myVNA' von G8KBB, welches zur Steuerung des in diesem Artikel beschriebenen Network Analyzers verwendet werden kann. Für diese Abbildung wurde dieselbe 23.85GHz Patchantenne wie in Abbildung 1 vermessen.

Fehlerkorrektur

Die aufgebaute Hardware wird niemals 'perfekt' sein, es sind somit einige Quellen von systematischen Fehlern vorhanden. Ziel der Fehlerkorrektur ist es, diese Fehler zu kompensieren. Diese Technik wird heute übrigens bei allen VNAs verwendet. Nur damit lassen sich die hohen Dynamikbereiche und Genauigkeiten der Geräte erreichen. In kommerziellen Geräten hat diese Fehlerkorrektur leider auch den Nachteil, dass modernere Geräte nicht unbedingt bessere HF-Teile besitzen als ältere Geräte. Die Fehlerkorrektur mittels Software ist oftmals eben günstiger als eine hochlineare Hardware.

Die in einem VNA auftretenden systematischen Fehler (also nicht etwa Temperaturdrift oder Rauschen!) lassen sich in 6 Kategorien einteilen:

1. Reflection Tracking

Dies entspricht einem Fehler im Frequenzgang des reflektierten Signals. Dieser Fehler kann z.B. durch eine Frequenzabhängigkeit des S11-Mischers oder des Richtkopplers entstehen.

2. Directivity

Der Richtkoppler zur Messung der Rückflussdämpfung liefert im Idealfall nur einen Anteil des vom DUT reflektierten Signals, nicht aber einen Anteil des direkt von der Quelle stammenden Signals. Da die Entkopplung dieses Einganges endlich ist, entsteht ein Fehler aufgrund dieser Richtschärfe (=Directivity).

3. Source Match

Der VNA-Testport, von dem das Signal an das DUT geliefert wird, sollte eine Impedanz von exakt 50Ω besitzen. Jede noch so kleine Abweichung führt dazu, dass eine dort angeschlossene, perfekte 50Ω -Last trotzdem Energie reflektiert. Dieser Fehler entsteht z.B. durch eine nicht optimal angepasste Ausgangsstufe.

4. Load Match

Der Ausgang des DUT wird am Eingangsport des VNA angeschlossen. Besitzt dieser Port eine Impedanz, welche nicht exakt 50Ω entspricht, wird auch von einem DUT mit exakt 50Ω Ausgangsimpedanz nicht die gesamte Energie zum VNA übertragen. Dieser Fehler entsteht z.B. im Eingangsmischer des VNA.

5. Transmission Tracking

Dieser Fehler beschreibt eine Abweichung vom idealen Frequenzgang des VNA-Eingangsports. Eine ideale Leitung zwischen VNA-Ausgang und -Eingang muss über den gesamten Frequenzbereich 0dB Dämpfung besitzen. Dieser Fehler stammt z.B. vom Eingangsmischer oder der Signalquelle.

6. Crosstalk

Durch Übersprechen innerhalb des VNA 'sieht' der Eingangsport auch ein Signal, welches ihm gar nicht von aussen zugeführt wird. Dieses Übersprechen kann z.B. von der Signalquelle des VNA direkt auf den Empfangsmischer erfolgen.

Abbildung 4: Die in einem VNA auftretenden systematischen Fehler lassen sich in 6 Gruppen einteilen. Diese lassen sich durch eine Kalibration eliminieren.

Alle diese 6 Fehler lassen sich mit einer sogenannten SOLT-Kalibration berechnen und damit aus dem Messresultat eliminieren. Zur Bestimmung dieser Fehlerterme wird vor der eigentlichen Messung eine Kalibration durchgeführt. Nacheinander werden 'perfekte' (oder zumindest gut bekannte) Bauteile an den VNA angeschlossen. Es handelt sich dabei um:

- Short, also einen SMA-Stecker mit einem optimalen Kurzschluss
- Open, ein SMA-Stecker mit einem optimalen (nicht strahlenden) offenen Ende
- Load, eine perfekte 50Ω Last
- Through, eine Verbindung der beiden Testports des VNA

Hierbei handelt es sich um eine sogenannte 6-Term Fehlerkorrektur, welche sich unter Anweisung der Software durchführen lässt (eine 12-Term Korrektur wäre erforderlich, wenn sich die beiden Testports des VNA 'vertauschen' liessen, was bei unserem System aus Gründen der HW-Komplexität jedoch nicht möglich ist).

Diese Fehlerkorrektur zeigt aber auch, dass die Genauigkeit der Messungen von der Genauigkeit dieser 4 'Normale' abhängt. Diese 'Normale' werden bei einem käuflichen System in einem 'Kalibration-Kit' zusammengefasst. Für unser System benötigen wir somit entweder ein solches Kalibration-Kit oder zumindest vermessene, gut bekannte, dafür aber 'nicht perfekte' Standards. Dazu im nächsten Teil mehr.

Anforderungen an unser System

Nach dem theoretischen Teil wie ein VNA-System aufgebaut werden kann, sollen nun die Anforderung an das zu realisierende System aufgestellt werden:

- Messung von Reflektion (S11) und Transmission (S21). Auf eine Reverse-Messung wird verzichtet, da dies den Schaltungsaufwand deutlich vergrössert. Eine Messung der Reverse-Parameter muss somit durch Umdrehen des DUT erfolgen
- grosser Frequenzbereich, mind. das 10GHz und 24GHz Amateurband sollten abgedeckt werden
- Ausgangsleistung der integrierten HF-Quelle sollte in einigen Schritten veränderbar sein
- HF-Quelle muss quarzstabil sein, so dass auch schmalbandige Systeme vermessen werden können
- nutzbarer Dynamikbereich >40dB (S11) bzw. >70dB (S21)
- Zero-ZF Architektur
- Fehlerkorrektur
- Nutzung einer bestehenden PC-Software zur Steuerung (myVNA)
- Ankopplung an den PC über eine verbreitete (auch bei Notebooks) Schnittstelle (z.B. USB)
- An beiden Testports sollte eine Bias-Spannung von aussen angelegt werden können
- Skalierbares System, so dass nach demselben Muster auch weitere Frequenzbänder realisiert werden können

Realisiert wurde das System dann auf 3 Platinen:

Mikrowellenteil

Diese Platine nimmt das Signal des Synthesizers auf und führt sie über einen Microstrip-Richtkoppler zum Testport. Das ausgekoppelte Signal wird heruntergemischt und steht dann als analoge DC-Spannung auf einem Steckverbinder zur Verfügung. Dasselbe geschieht mit einem heruntergemischten Signal vom zweiten Testport.

CPU und Stromversorgung

Dieser Print beinhaltet die Stromversorgung des Mikrowellenteils und des Synthesizers, die A/D-Wandler sowie einen Prozessor, der die Kommunikation zum PC über eine USB-Schnittstelle wahrnimmt.

Synthesizer

Als Synthesizer wurde der in DUBUS 2/2009 beschriebene Print erweitert, so dass nun ein Frequenzbereich von 5 – 30GHz abgedeckt werden kann. Die Ansteuerung des DDS sowie der PLL erfolgt ebenfalls über die CPU auf der Platine „CPU und Stromversorgung“

Durch den Austausch einzelner Komponenten ist es somit möglich, auch andere Frequenzbereiche mit diesem VNA abzudecken.

Schaltungsbeschreibung

1. Mikrowellenteil

Das HF-Signal vom Synthesizer mit einem Frequenzbereich von 5 – 30GHz und einer Leistung zwischen 0 - 10dBm erreicht den Mikrowellenteil über eine 2.92mm Buchse, welche zusammen mit einer Durchführung in einem 1.5mm dicken Messingprofil eingebaut ist (Details zum Aufbau siehe DUBUS 2/2009) an X3. Dieses Signal wird von U1 (AMMP-5024) verstärkt. Dieser Breitbandverstärker liefert ein Gain von etwa 14dB in einem Frequenzbereich von 2 – 40GHz. Der Arbeitspunkt des Verstärkers wird mittels V_{neg} und VCC4V auf der CPU-Platine eingestellt. Allfällige Schwingneigungen dieses Verstärkers können durch einen 100Ω Widerstand in 0402 Bauform am Eingang behoben werden.

Das verstärkte Signal wird über einen Power-Divider aufgeteilt. Die Rückflusddämpfung dieses Splitters liegt im ganzen Frequenzbereich bei >10dB, was für diesen Zweck ausreichend ist. Der linke Pfad führt zu einem I/Q-Mischer, welchen wir hier als Vektor-Modulator verwenden. Über die beiden Signale ModI und ModQ (beide von einem D/A-Wandler auf der CPU bereitgestellt) kann die Amplitude und die Phasenlage des Signals an Pin 8 von U4 verändert werden. Die Amplitude ist in unserem Fall weniger von Interesse, wir verwenden diesen Mischer um unser LO-Signal in der Phase verschieben zu können. Die Frequenzabhängigkeit dieses Mixers wird in einem automatischen Kalibrier-Zyklus von der Software ausgemessen und im Speicher abgelegt. So hat die CPU die Möglichkeit, die relative Phase am Ausgang des Mixers in 4 Stufen von 0° - 270° zu verändern.

Die Konversionsverluste des Mixers werden vom nachgeschalteten Verstärker U2 wieder kompensiert. Das so erzeugte LO-Signal wird über einen weiteren Splitter auf die beiden Mischer U5 und U6 aufgeteilt. U5 erhält an seinem RF-Port direkt das Signal vom Testport X4. Die Eingangsleistung an X4 sollte unter +10dBm liegen. Auch Testport X4 ist über eine Durchführung mit einer 2.92mm Buchse verbunden. Über X1 kann an diesem Testport eine DC-Spannung vorgegeben werden, was zum Ausmessen von Bauelementen, welche ein Bias benötigen (z.B. FETs) von Vorteil sein kann. Die ZF-Spannung des Mixers (=DC-Spannung) wird über R7 abgenommen und differentiell zum Stecker JP1 geführt. Obwohl U5 eigentlich ein I/Q-Mischer ist, wird lediglich ein Ausgang verwendet. Eine direkte Verwendung des I/Q-Ausganges und der Wegfall des Vektor-Modulators im LO-Pfad funktioniert leider nur ungenügend.

Die Messung der Rückflusddämpfung über Testport X5 funktioniert nahezu identisch wie die Messung von Port X4: Das reflektierte Signal verlässt den Richtkoppler X6 über Port2, wird von U3 um ca. 14dB verstärkt und vom Mischer U6 mit dem phasenverschobenen LO-Signal gemischt. Das ZF-Signal wird über R10 abgenommen. Auch an diesem Port kann eine Bias-Spannung (X2) vorgegeben werden.

Das RF-Signal erreicht den Richtkoppler über U7. Hierbei handelt es sich um einen variablen, breitbandigen Abschwächer (HMC712 von Hittite). Der Abschwächbereich beträgt etwa 25dB. Das Ausgangssignal wird über einen Richtkoppler auf eine Detektordiode (MA4E2502 von MA/COM) geführt. Deren Ausgangsspannung kann zur groben Bestimmung der Ausgangsleistung verwendet werden. Die Spannungsmessung selbst findet ebenfalls auf dem CPU-Board statt.

Alle gemessenen Spannungen sowie die Stromversorgung für diese Platine werden über ein 20-poliges Flachbandkabel auf JP1 geführt.

Abbildung 5: Abbildung der bestückten Mikrowellen-Platine. Die Verbindung zum Synthesizer ist oben in der Mitte, unten rechts befindet sich der S11 Testport, unten links der S21 Port. Die Buchsen unten ganz links und unten ganz rechts dienen zum Einspeisen einer Biasspannung.

Abbildung 5 zeigt die bestückte Platine. Diese besitzt eine Grösse von 110x60mm. Die Platine sollte in ein aus 25x1.5mm grossen Messingprofilen aufgebautes Gehäuse eingebaut werden. Die 3 HF-Verbindungen werden dabei über Durchführungen direkt auf die Microstrip-Leitungen hergestellt. Der Deckel des Gehäuses wird mit Absorber ausgekleidet. Die Verbindung zur CPU-Platine erfolgt über ein Flachbandkabel, welches ca. 100mm lang ist und durch einen Schlitz in das Gehäuse gefädelt wird. Ein Link zu den Datenblättern aller relevanten Bauteile findet sich im Anhang.

Abbildung 6: Schema des Mikrowellenteils. Durch den Einsatz von MMICs bleibt die Schaltung sehr kompakt

Der Richtkoppler X6 ist als Microstrip-Struktur direkt auf der Leiterplatte vorhanden. Die Simulation des Kopplers zeigt, dass die Auskopplung frequenzabhängig ist und im Schnitt bei etwa -13dB liegt (S31). Die Richtschärfe kann als Differenz von S41 zu S31 abgelesen werden und liegt für Frequenzen unter 20GHz bei etwa 15dB und sinkt darüber auf etwa 10dB ab (Abbildung 7). Die Richtschärfe wird mit der Software-Fehlerkorrektur noch deutlich vergrößert.

Abbildung 7: Simulation des Richtkopplers. Dieser sehr einfach gehaltene Koppler weist einen deutlichen Frequenzgang auf, der allerdings durch die Fehlerkorrektur wieder ‚geradegebogen‘ wird. Die Richtschärfe liegt bei etwa 15dB.

2. CPU und Stromversorgung

Das Schaltschema der CPU-Platine ist mit 6 Seiten recht umfangreich ausgefallen. Aus diesem Grund wird es im Heft stark verkleinert abgebildet, kann aber als PDF-File (siehe Anhang) heruntergeladen werden. Auf der CPU-Platine befinden sich Steckverbinder zum Synthesizer (20-polige Stiftleiste), zum Mikrowellenteil (20-polige Stiftleiste), eine USB-Verbindung zum PC sowie ein Rundstecker für die 24V Spannungsversorgung (Abbildung 8A):

Abbildung 8A: Schema des CPU-Teils (Seite 1)

Abbildung 8B: Schema des CPU-Teils (Seite 2)

Als CPU selbst wird ein Atmel AT90USB646 Chip eingesetzt. Über Port B und Port D (linke Seite) werden die A/D- und D/A-Wandler für den Mikrowellenteil angesteuert. Die 16 Leitungen von Port A und C (rechts) steuern den DDS sowie die PLL auf dem Synthesizer-Print. Über die normierte Schnittstelle X200 kann der Prozessor programmiert werden. Dazu muss ein Atmel Programmiertool, wie z.B. der JTAGICE verwendet werden. 2 LEDs dienen zur Anzeige des Betriebszustandes (Abbildung 8B).

Abbildung 8C: Schema des CPU-Teils (Seite 3)

Die D/A-Wandler auf Seite 3 (Abbildung 8C) werden zur Erzeugung der I/Q-Signale für den Vektor-Modulator (Phasenlage des LO-Signals) verwendet. Die nachgeschalteten Operationsverstärker ermöglichen eine Ausgangsspannung von +/-2.5V, damit der Mischer optimal angesteuert werden kann. Der untere D/A-Wandler erzeugt 2 Signale im Bereich +/-3V welche zur Ansteuerung des HF-Abschwächers verwendet werden.

Abbildung 8D: Schema des CPU-Teils (Seite 4)

Auf Seite 4 findet die Verarbeitung der Mischersignale aus dem Mikrowellenteil statt. Über je einen Instrumentenverstärker (AD623 von Analog Devices) werden die Signale einem 24Bit A/D-Wandler zugeführt (LTC2440 von Linear Technology). Der grosse Dynamikbereich dieses Wandlers ist notwendig, damit später die gemessenen Signale einer Fehlerkorrektur unterzogen werden können. Der effektiv genutzte Dynamikbereich der Wandler liegt bei etwa 19Bit. Die Referenzspannung der Wandler werden von einer Präzisionsreferenz mit 2.5V geliefert. Die A/D-Wandler selbst werden über ein SPI-Protokoll von der CPU gelesen (Abbildung 8D).

Abbildung 8E: Schema des CPU-Teils (Seite 5)

Seite 5 (Abbildung 8E) beinhaltet lediglich einen Lin/Log-Wandler. Über diesen Chip wird das DC-Signal von der Detektordiode (Ausgangsleistung, gemessen nach dem HF-Abschwächer) logarithmiert. Die Spannung wird dann von einem in der CPU integrierten A/D-Wandler digitalisiert. Dieser Chip wird

eingesetzt, damit der Dynamikbereich eines einfachen Wandlers (8 oder 10 Bit) für diese Messung ausreicht.

Abbildung 8F: Schema des CPU-Teils (Seite 6)

Die letzte Seite des Schemas ist der Stromversorgung gewidmet. Die an der Eingangsbuchse anliegende Spannung im Bereich von 12 – 24V wird mit einem Schaltregler auf eine konstante Spannung von etwa 7V reduziert. Damit der empfindliche Analogteil nicht durch Schaltvorgänge dieses Reglers gestört wird, werden sämtliche benötigte Spannungen mittels Linearregler von dieser 7V Versorgung abgeleitet. Der Grund für die Erzeugung dieser ‚Zwischenspannung‘ liegt in der Minimierung der Verlustleistung. Diese beträgt für die vollständige Schaltung ca. 15W, so dass für eine ausreichende Kühlung zu sorgen ist. Die über U601 erzeugte (einstellbare) Spannung wird zur Versorgung der AMMP-5024 Verstärker verwendet. Mit R606 kann der Arbeitspunkt optimiert werden. U603 und U604 erzeugen eine 5V Spannung für analoge bzw. digitale Komponenten. Über U606 und U605 wird eine einstellbare negative Spannung erzeugt, welche ebenfalls für die Arbeitspunkteinstellung der AMMP-5024 benötigt wird (Abbildung 8F).

3. Synthesizerteil

Aufgrund des Schaltungsumfanges wird der Synthesizer-Print sowie der Abgleich des Systems im zweiten Teil dieses Artikels vorgestellt.

Software

Die Software auf dem CPU-Print bildet eine serielle Schnittstelle nach, welche auf dem angeschlossenen PC als ‚Virtual COM Port‘ sichtbar ist. Mit Ausnahme einer Beschreibungsdatei (*.inf-File, siehe Anhang) sind somit für Windows-PCs keine Treiber notwendig. Alle Funktionen des VNA können mit einem Terminalprogramm (z.B. Hyperterminal) getestet werden. Zum Verbindungsaufbau zwischen PC und VNA ist lediglich der korrekte COM-Port anzugeben (sichtbar in der Windows Systemsteuerung). Die Baudrate bzw. der Handshake-Modus spielen dabei keine Rolle.

Abbildung 9: Ansicht der bestückten CPU Platine. Auf der linken Seite befinden sich die Netzteile, rechts unten die CPU und rechts oben der Analogteil mit den beiden 24Bit A/D-Wandlern. Die Stiftleisten führen zum Mikrowellenteil bzw. zum Synthesizer.

Die Software ‚myVNA‘ von G8KBB nutzt zur Kommunikation mit der Hardware eine Library mit dem Namen ‚VnaDll.dll‘. Die vom myVNA-Installationsprogramm installierte Library muss somit durch eine eigene Version (siehe Anhang) ersetzt werden. Danach können alle Funktionen der Software (Ausnahme: I/O-Line Debugging und 12-Term Kalibration) verwendet werden.

Abbildung 10: Der PC kommuniziert mit der CPU Platine des VNA über einen ‚Virtual COM Port‘. Für erste Tests lassen sich die Parameter auch mit Hyperterminal setzen und kontrollieren.

Ausblick

Dieser erste Teil des Artikels hat den theoretischen Aufbau eines Selbstbau Mikrowellen VNA sowie die ersten 2 Baugruppen beschrieben. Im zweiten Teil folgt die Schaltungsbeschreibung des Synthesizers sowie die Inbetriebnahme des Systems. Weiter werden einige Vergleichsmessungen mit ‚professionellen‘ Systemen vorgestellt. Sämtliche Schemas und Layout-Daten sowie notwendige Software-Module können nach der vollständigen Veröffentlichung von der Homepage des Autors heruntergeladen werden.

Abbildung 11: Das System im Einsatz: Hier wird eine 32-Element Patchantenne mit einer Resonanzfrequenz von 23.85GHz (vorne im Bild) vermessen. Als Frequenzsynthesizer dient die Baugruppe aus DUBUS 2/2009

Quellen

Siehe engl. Text oben.

Transverter Concept for 134GHz

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

In the *Scatterpoint* January 2007 issue Sam, G4DDK, discussed a possible concept for a 134GHz transverter that based on the hope that the cheap multiplier CMA 382400AUP or S004079 (discontinued!) might also work on the frequency 33.7GHz. Philipp, DL2AM, checked this possibility, but found by measurements that the CMA 382400AUP is usable only for the output frequency range 37.8 to 40.8GHz. Thus it was not possible to realise the proposal from G4DDK. This is also the reason why 122GHz became the favourite band in Germany, and many construction articles were published by DL2AM and myself. Then the next project for DL2AM was the 241GHz band. But cancellation of the 145GHz band gave us two new bands, both 122 and 134GHz, so we really should try to use the 134GHz band also.

1. Frequency concepts

For the RX mixer two options are possible:

- Option 1 $22.3\text{GHz} \times 2 = 44.6\text{GHz}$, $\times 3 = 134\text{GHz}$
Harmonic mixer, 3rd harmonic
- Option 2 $22.3\text{GHz} \times 3 = 67\text{GHz}$, $\times 2 = 134\text{GHz}$
Harmonic mixer, 2nd harmonic
Subharmonic mixer

For the CW transmitter there is only one possibility:

$$22.3\text{GHz} \times 6 = 134\text{GHz}$$

With the usual diodes and the available power it is not possible to achieve sufficient power levels on 44GHz and 67GHz for further tripling and doubling, respectively. Thus it makes sense to use a different transverter concept.

2. Technologies

In my opinion in the near future there will be no cheap multiplier modules available on the surplus market for 44GHz or 67GHz which have the necessary output power of about 100mW. Thus there are only two possibilities at the moment:

1. There are chips available for the range from 38 to 44GHz which allow construction of amplifiers in wire bonding technique. For SSB and CW, they would give performance on TX like we have been able to reach on 122GHz. However, this possibility is probably an option only for few Microwave amateurs. See also the paper from DB6NT: (http://www.kuhne-electronic.de/de/shop/147_Transverter/article:134_MKU_47_G)
2. At 22GHz it is possible to realise output power levels of 100mW and more. On the RX side this allows the same sensitivity on 134GHz as we have on 122GHz. But on the TX side the construction of an SSB mixer for 134GHz is not an option due to the low power levels. Even for CW a loss of up to 16 dB vs. the 122GHz band has to be accepted.

I have chosen the second option and made intensive experiments, as this way can be followed by all interested microwave amateurs without any problem.

3. Examination of different modules

In total I built and tested 13 modules. The former experiences on 122GHz were very helpful here. As we are using 122.250GHz for narrow mode operation, we chose 134.250GHz accordingly.

3.1. The oscillator module

For the first experiments we did not use OCXOs but crystals which were heated to 40°C with the precision

crystal heater QH40A from DB6NT. For cooling the oscillator modules were screwed to a heatsink. One oscillator module was built with the LO PCB No.10 (PCB 12GHz LO MK4) and another with LO PCB No.24 (PCB 24GHz LO), both from DB6NT (Source 1). I made tests to see if the existing etched stripline filters for 12GHz and 24GHz could be used directly for 11.2GHz and 22.4GHz respectively. On the first board I also changed the 1520MHz Neosid helical filter to one for 1396MHz (this filter is available separately from DB6NT). The result was that both PCBs can be used without any changes. On 11.2GHz, 60mW output was instantly obtained using the parts as shown in the usual parts list. As this power is too high for many applications, the drain resistors from T10, T11 and T12 can be increased (by trial). For the 22.4GHz LO the doubler stage was a bit critical at the output, and here an optimisation was necessary with small flags. For the adjustment I used a tuned commercial WG filter with a flat top bandwidth of 100MHz (22.320 to 22.450GHz, insertion loss < 1dB). See Figure 1 and Figure 2. This filter has 5 chambers and 11 tunings screws and SMA input and output. I want to thank Francois, LX1DU who supplied this filter.

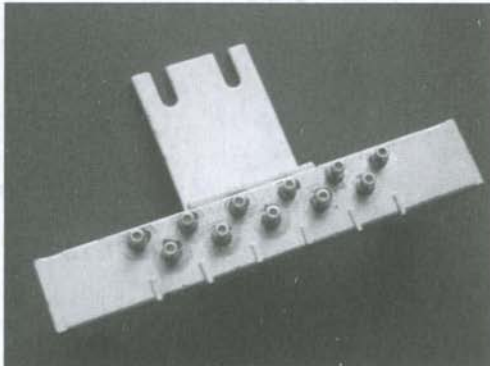
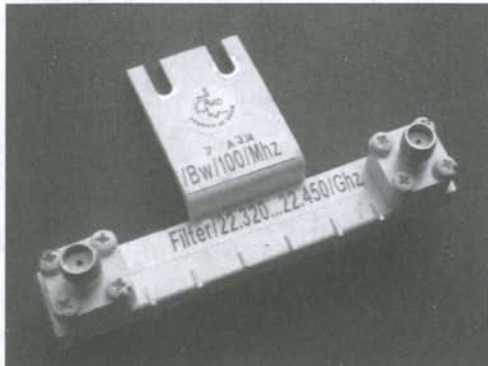


Fig. 1: Adjustment tool WG chamber filter for 22GHz **Fig. 2: Adjustment side of the WG filter**

An output of 6.5mW output was achieved at 22GHz. This can drive a PA with 4 x NE 32584 C (PCB No. 13 – PCB 24GHz PA Ampl. Koax. from DB6NT) and gives over 100mW. If an 11.2GHz LO is used for the signal chain, a long doubler strip can be built with the two PCB No. 02 (PCB 12 / 24GHz Doppler) and No. 17 (PCB 24GHz PA Amp. HL in – koax out > Bake), also using 4 x NE 32584 C on the PA board. The assembled unit is listed as MKU X2 1224 in the catalogue from DB6NT and intended for 11 to 12GHz.

With 1mW input on 11.2GHz, 120mW output was obtained on 22.4GHz ($P_{sat} = 122mW$). This was measured in the lab from DL2AM. I prefer this version of signal processing on 22GHz with > 100mW. Also this module was screwed to a heatsink.

3.2. Usability of available PCBs

In total there are currently 47 PCBs available from DB6NT. The next step was to check if there were any suitable for a 134GHz concept. At first version 1 was checked:

Doubler from 22 to 44GHz

PCB No. 33 – PCB 23 / 47GHz Doubler
Standard casing DB6NT (34 x 30 x 17 mm)
Varactor diode MA 46H146
Tuning element Tekelec 4.05 mm Ø (output)
Circular WG 4.5 mm Ø
Optimal tuning with additional flags
(Input stripline, stub extensions)

Harmonic mixer 44 to 134GHz

PCB No. 31 – PCB 120GHz Multiplier by 3
Special casing with short circuit slider for WR 28 (1)
(44 x 30 x 20 mm)
Mixer diode MA 1317

Tuning element Tekelec 1.8 mm Ø (output)
 Circular WG 1.8 mm Ø
 Optimal tuning with additional flags
 (Input stripline)

Figure 3 shows the open 134GHz RX mixer for the 44GHz LO frequency. At the top left one can see the short circuit slider for the WR28 input next to the feedthrough capacitor and the IF jack.

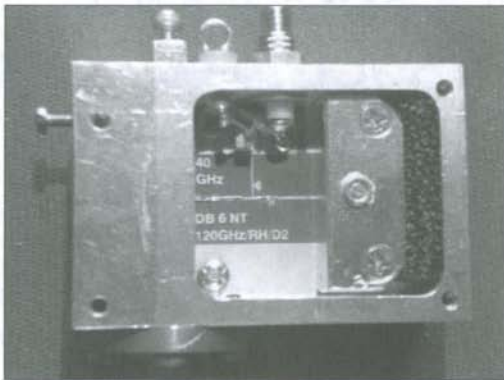


Fig. 3: 134GHz RX mixer (44GHz LO)

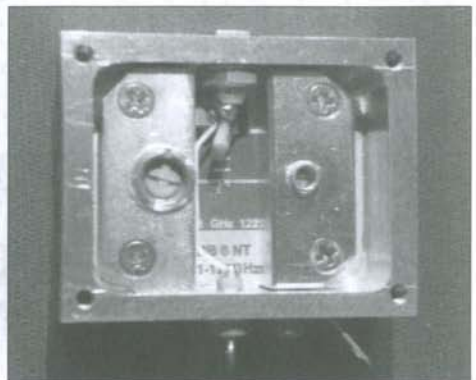


Fig. 4: 134GHz RX mixer (67GHz LO)

For more detailed examinations at first both modules should not be directly screwed together in sandwich structure. Thus for the preliminary connection a short piece of rectangular WG WR19 with flanges was used. The diameter of the circular WG was chosen for a good transfer from table data as follows:

$$43.0 - 50.0\text{GHz} = 4.78\text{mm } \varnothing$$

$$110.0 - 140.0\text{GHz} = 1.85\text{mm } \varnothing$$

The power on 44GHz has to be reduced a lot for best signal to noise ratio. This is possible very sensitively with the input short circuit slider of the mixer.

Now version 2 was checked:

Tripler from 22 to 67GHz

PCB No. 30 – PCB 25.3 / 76GHz Tripler
 Standard casing DB6NT (34 x 30 x 17 mm)
 Tripler diode MA 1310
 Tuning element Tekelec 3.2 mm Ø (output)
 Circular WG 3 mm Ø
 Optimal tuning with additional flags
 (Input stripline, output choke line)
 (Table value circular WG: 66.0 – 88.0GHz = 3.18mm Ø)

Harmonic mixer 67 to 134GHz

PCB No. 40 – PCB 120GHz SHM-Mixer
 Standard casing DB6NT (38 x 30 x 17 mm)
 Mixer diode zero bias HSCH 9161
 Tuning element Tekelec 4.05 mm Ø (input)
 Circular WG 3 mm Ø
 Tuning element Tekelec 1.8 mm Ø (output)
 Circular WG 1.8 mm Ø
 Optimal tuning with additional flags
 (input stripline)

Figure 4 shows the opened 134GHz RX mixer for the LO frequency of 67GHz. For space reasons the feedthrough capacitor had to be placed on the opposite side. Also here a sandwich connection was not made at first, but the tripler and mixer were connected by a short piece of rectangular WG WR12 with

flanges. A significantly improved RX sensitivity was found here compared with version 1.

For both variants, separate IF preamplifiers were used with BFP 182 optimised for low noise. For adjusting the 22 to 67GHz tripler I have used a modified two stage resonator filter for 76GHz according to an OE9PMJ design. In order to get it in resonance on 67GHz, the volume of both chambers had to be reduced slightly by inserting M 2.5 brass screws from the bottom, and the drillings were enlarged to 1.5mm diameter. LX1DU measured the filter and the insertion loss was 5dB on 67.150GHz, the 3dB bandwidth was 600MHz. See Figure 5.



Fig. 5: Modified resonator filter for 67GHz

Intermediate result for the PCB usability

I concluded that the selected PCBs from the DB6NT list can be used for the realisation of both variants. Only the tripler PCB No. 30 is a bit problematic. DL2AM measured 12 dB suppression of the unwanted 44GHz signal for my module.

4. Comparison of the mixers of variants 1 and 2

For this test a controllable signal generator is necessary. Experiences from 122 and 241GHz showed DL2AM and me that an optimal adjustment of the mixer is only possible if a strongly attenuated signal on the final frequency is fed directly by a suiting piece of WG into the mixer and the received signal is being analysed properly on the IF side. This method is called also "IF tuning method".

4.1. My IF method

If possible the ALC of the driver transceiver should be switched off and the AF voltage should be displayed through a diode on a μA meter. For setting to zero the AF control of the driver is used. When comparing different mixers the mixer input signal has to be always the same level, also the amplification of the driver has to be always the same. This can be done by simply inserting a 100 Ω potentiometer into the IF line for compensation of different gains. One should start with the mixer that is assumed to be the worse one and adjust to best signal to noise ratio with the oscillator power level and the working resistance of the mixer diode. Experience shows that the mixer noise should only be slightly above the additional noise of the IF preamplifier. The signal from the generator is attenuated until it is just still audible in the noise of the transceiver. Then the better mixer is taken and at the same signal generator output level one will hear a significantly stronger signal and see a larger readout on the μA meter. By inserting defined attenuator elements on the IF side the received signal is reduced until it is again just audible in the noise. One will notice that one S unit on the S meter of the transceiver will be in most cases not equivalent to 6 dB! If a measuring transmitter is available, the S meter could be checked properly and calibrated).

Thus with simple means and without a noise source for 134GHz we can make an approximate statement about the sensitivity difference between the different mixer systems. This method is really laborious and takes much time, but delivers quite reliable results.

4.2. The signal generator

The 22GHz LO module was connected directly to an infinitely variable 0 to 20dB attenuator from Narda (Type 26410, 7 to 18GHz). Then follows an old x6 multiplier (24 / 145GHz) with a HSCH 9191 from my former 145GHz station. From the x6 multiplier the signal is fed to the mixer through about 70mm of

rectangular WG WR7 with flanges. Figure 6 shows the lab assembly for the mixer version 1. Figure 7 shows the same assembly for the RX mixer version 2.

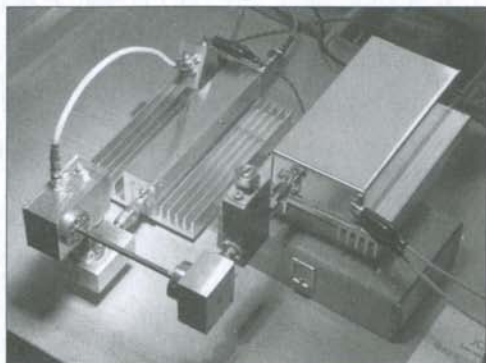


Fig. 6: Lab assembly examination of mixer version 1

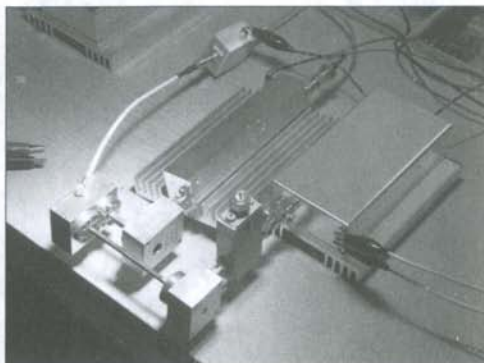


Fig. 7: Same for mixer version 2

On the right sides of Figures 6 and 7 one can see the signal generator consisting of the LO, attenuator and x6 multiplier. On the left side one can see the corresponding RX mixer with separate IF preamplifier.

5. Result and comparison of both mixer versions

The signal processing for version 1 is more simple regarding the adjustment, but is significantly less sensitive than version 2. The differences are very similar to the results I got from my comparisons on 122GHz (2). Using the "IF method" I found for version 2 an improvement of about 8dB for the S/N ratio. Thus this version will be preferred for a later transverter construction into a casing.

Values of the operating point adjustment for best S/N ratio with the zero bias detector diode HSCH 9161 were: $R_a = 330\Omega$, $U = 0.07V$ and $I_q = 215\mu A$. These values are just an indication, and may alter depending on the LO power level, frequency and diode variations. According to my experiments with this diode used as a mixer the working resistance R_a may be even below 100Ω and the diode current may be even below $100\mu A$. For any assembly the optimal values have to be determined again experimentally.

Figure 8 shows both input sides of the mixer version 2 with the flange mounts. Due to the fixed distance on the glued PCB between the 67GHz LO input and the 134GHz input, one of the flanges had to be cut a bit. I chose the LO input.



Fig. 8: Mixer version 2 with LO port and RF port

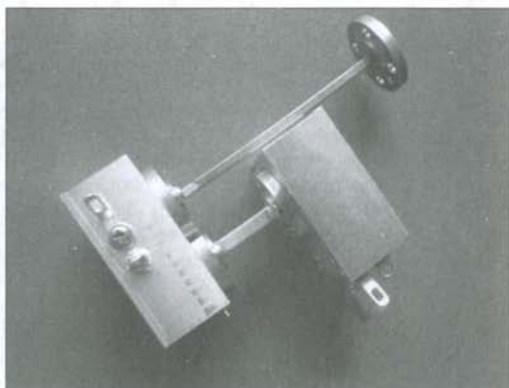


Fig. 9: Complete RX mixer head with tripler

The complete RX mixer head with tripler, prepared for mount in a casing, is shown in Figure 9. The IF preamplifier is fixed separately in the transverter casing and connected with a short Teflon cable.

As all parameters are determined now, I plan a second assembly in sandwich structure with an intermediate flange with circular WG drilling. This way was realised already for my last RX mixer on 122GHz (2).

6. The CW transmitter

6 times multiplier 22 to 134GHz

PCB No. 32 – PCB 120GHz Multiplier by 5

Standard casing DB6NT (34 x 30 x 17mm)

Multiplier diode MA 1310

Tuning element Tekelec 1.8mm Ø

Circular WG 1.8mm Ø

Optimal tuning with additional flags

(Input stripline)

The x6 multiplier is driven by a long doubler strip as shown in Figure 6 and Figure 7. With 120mW input DL2AM has measured the following values:

Pout 134GHz	19.0μW
Suppression of 5 x 22.4GHz (112GHz)	6dB
With additional flange with 1.6mm drilling as filter:	
Pout 134GHz	14.3μW

The additional flange suppresses the unwanted 112GHz signal significantly better but also the wanted 134GHz signal is getting attenuated as the diameter of 1.6mm is not optimal for 134GHz. As the 112GHz signal is not received from the other station due to the RX mixer concept, the additional flange is not necessary.

Figure 10 shows the open x6 multiplier from 22 to 134GHz. Optimal working point adjustment for this unit were: $R_a = 10\Omega$, $U = 0.35V$, $I_q = 35mA$. Also for the x6 multiplier the PCB from DB6NT can be used.

Although at first glance the obtained power level may seem very small, one should not compare this with the possibilities on 122GHz (see fundamentals in section 2). This should not be any reason not to undertake any attempts on the 134GHz band! The power level here is the same as we had on 145GHz before this band was lost, and under these circumstances DB6NT achieved in 1997 a long-standing world record of 53km.

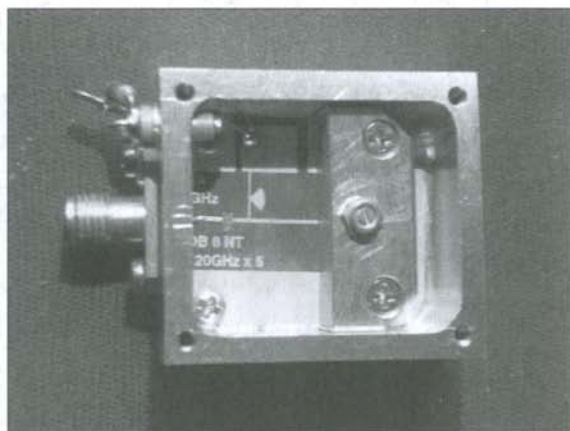
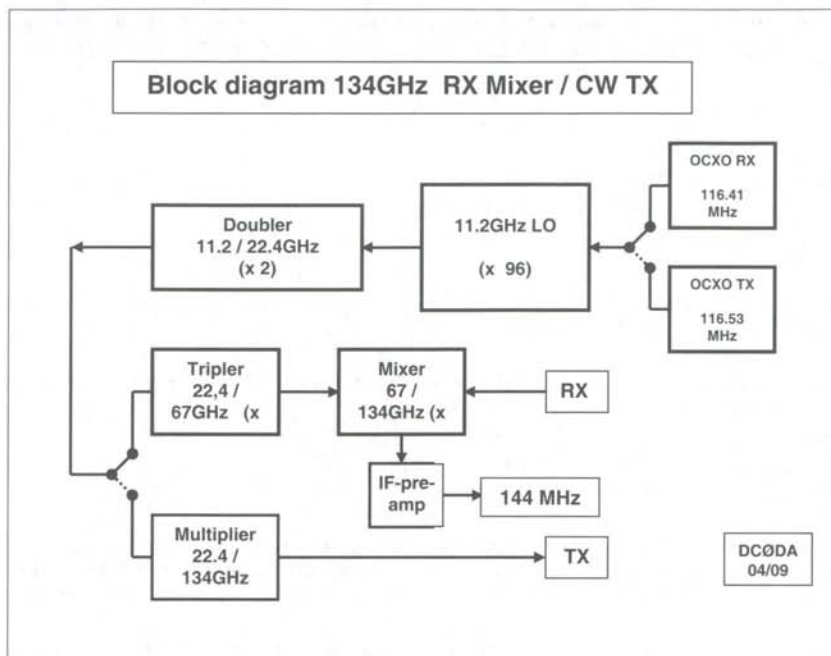


Fig. 10: 6 times multiplier from 22 to 134GHz

7. Suggestion for a transverter assembly with separate RX mixer and CW transmitter

A simple block diagram explains the concept:



When using 144MHz IF the following crystal frequencies result:

OCXO RX

Q 116,41145MHz

Pout 1mW

OCXO TX

Q 116,53645MHz

Pout 1mW

Both OCXOs are switched via a small card relay to the input of a 12GHz LO (DB6NT, version for 11.2GHz). The LO module is broadband enough and delivers on RX the frequency 11.1755GHz and on TX the frequency 11.1875GHz. The output power should not exceed 10mW, as the FETs in the following doubler strip from 11.2 to 22.4GHz show significantly more gain than on 24GHz. Also this frequency doubler is broadband enough (RX 22.351GHz, TX 22.375GHz). Always output power levels of more than 100mW were obtained at 22GHz. At the output of the frequency doubler an SMA relay is directly screwed on. This relay should have less than 1dB insertion loss on 22GHz. On RX the SMA relay switches the output from the doubler into the tripler from 22.351GHz to 67.053GHz, which directly drives the RX harmonic mixer to 134.106GHz. On TX the SMA relay switches the 22GHz drive to the 6 times multiplier from 22.375GHz to 134.250GHz. Both final modules are attached directly on the back cover of the transverter box. For RX and TX the parabolic dish is changed manually. This is no problem with a dish diameter of 25cm (PROCOM dish). This is also the way I work on 122 and 241GHz. Due to the solution with the two relays, only a minimum of single components is necessary. For sure there are also other ways.

8. Results

Two almost identical transverters were built. For the second one I used modules from my old 145GHz transverter which were slightly modified in the frequency processing. Unfortunately the old mixer was much worse on 134GHz than the new one, but was used for first tests. Figure 11 shows the new first transverter built according to the above block diagram. One can spot the different modules easily.

Using a power FET one can key the long 11/22GHz doubler strip without clicks for driving the 6 times multiplier. A switch on the front enables a permanent signal for adjusting the antenna. A tiny push button on the front may be used for CW in case they key was forgotten at home! A μ A meter shows the current of the mixer diode or the diode current of the 6 times multiplier on TX. Figure 12 shows both 134GHz transverters ready before the first test.

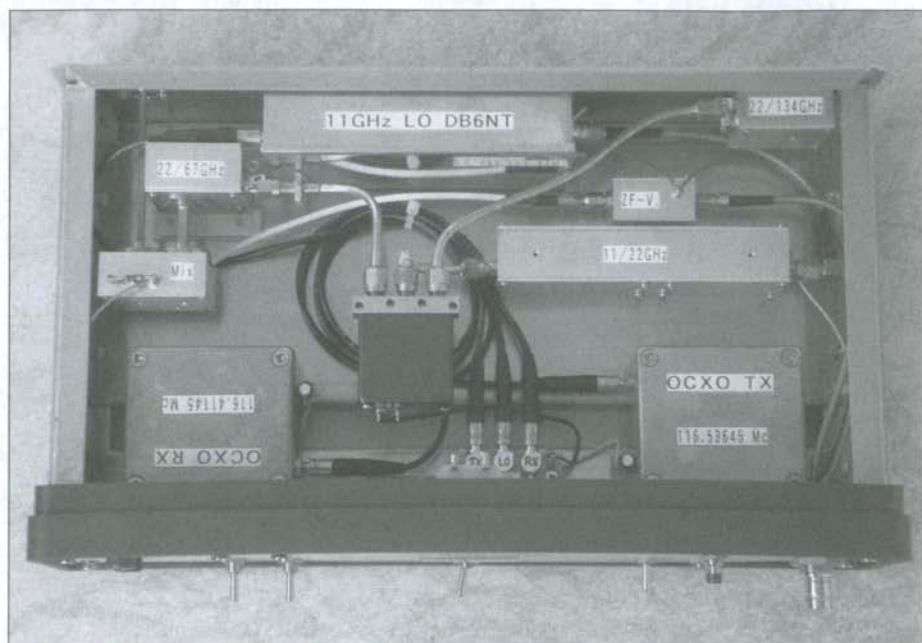


Fig. 11: Ready 134GHz transverter

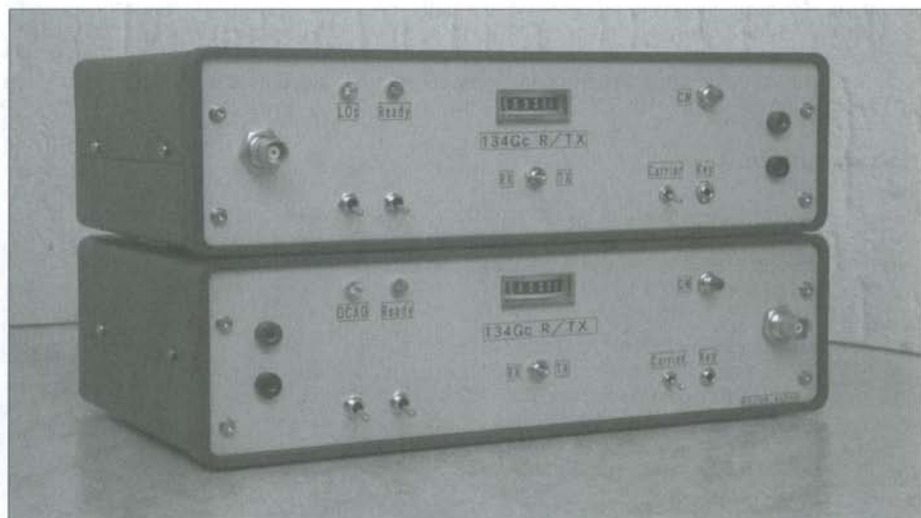


Fig. 12: Both 134GHz transverters

It is well known that for QSOs on these extremely high frequencies the path should be tested first, and the antennas should be aligned on a lower band. I always make these tests on the 76GHz band using an aluminium bar on which two transverters are mounted. Figure 13 shows both transverters, for 76GHz and 134GHz, mounted on the head of my tripod.

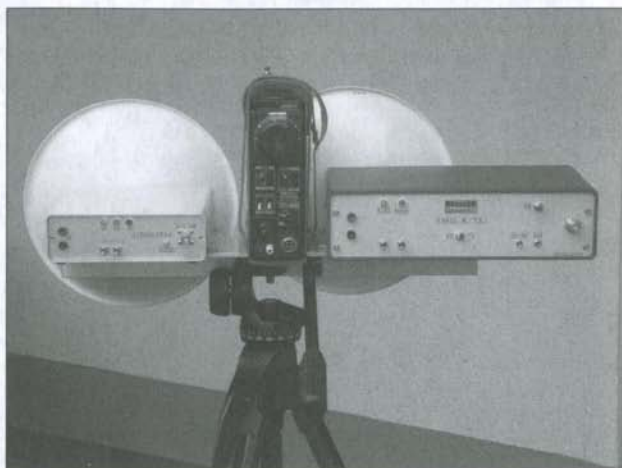


Fig. 13: 76GHz transverter (right) and 134GHz transverter (left) on the mounting bar of the tripod. Both dishes are 25cm Ø. In the middle is the 144MHz driver, an IC202.

First European QSO on 134GHz

On June 26th 2009 at 09:15 UTC the first ever European 134GHz QSO was made in CW between DF6VB/p and DCØDA/p over a flat 1km path distance in JO31RQ. Humidity was 78% and temperature 28° C, so not quite optimal conditions. The small distance was chosen because we wanted to get familiar with the new rigs first. We found that the second transverter with the old modified modules was much worse and the RX mixer needed to be changed to a better one. This first 134GHz contact over just 1km was very similar to the first ever contact on 122GHz between DJ6BU/p and DH6FAE/p on March 28th 2005; but today, 50km can be reached in CW on 122GHz. Considering the path loss on 134GHz, about 20km distance should be possible with the transverter concept described here and 25cm dishes, if the air is dry and cold.

Station parameters

DF6VB/p

RX: Subharmonic mixer with 2 x HSCH 9161 (zero bias diode)
 TX: CW 6 times multiplier with HSCH 9101 (mixer diode), about 20 µW
 Antenna: 25cm Ø PROCOM dish with WR7 WG and subreflector
 RST for DCØDA/p 5 3 9

DCØDA/p

RX: Harmonic mixer (LO 67GHz) with HSCH 9161
 TX: CW 6 times multiplier with MA4E 1317 (mixer diode), about 20 µW
 Antenna: 25cm Ø PROCOM dish with WR15 WG and subreflector
 RST: for DF6VB/p 5 6 9

Fig. 14 was taken by DF6VB just after the 134GHz QSO, before we dismantled the station.

Remark

Unfortunately I only had a 145GHz dish with WR7 WG available, so on my station I used a dish with WR15 WG which is normally my 'combi' dish for 47GHz and 76GHz. I had already discovered on 122GHz that the over-sized WG also lets pass higher frequencies without any losses that I could measure.

Conclusions

I need to find diodes with a better efficiency for the 6 times multiplier. Also the next tests should be made when the air is cold and dry. According to all my experiences on 122GHz I do not think that it is possible to improve the RX mixer any more.

I hope this article will inspire others to make experiments on our barely 134GHz amateur band. I want to thank the following amateurs for their help realising this concept: Karl Ochs, DJ6BU, for milling the casings; Philipp Prinz, DL2AM, for detailed measurements; Francois Cronauer, LX1DU, for providing and measuring the adjustment tools; and Michael Kuhne, DB6NT, for providing the special helical filters. VY 73 + 55 de DCØDA.



Fig. 14: DCØDA/p in JO31RQ just after the 134GHz QSO

Sources

(1) Kuhne Electronic GmbH, Scheibenacker 3, 95180 Berg / Oberfranken, Tel. (0 92 93) 80 09 39, Fax (0 92 93) 80 09 38, www.kuhne-electronic.de, www.db6nt.de, info@kuhne-electronic.de

Literature

- (1) Jürgen Dahms, DCØDA: 122GHz Transverter with separate TX and RX part, DUBUS 1/07, p.48
- (2) Jürgen Dahms, DCØDA: New RX mixer for 122GHz with 10dB improvement, DUBUS 2/08, p.47

Transverterkonzept für 134GHz

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

In der Info Scatterpoint January 2007 wurde von Sam, G4DDK ein mögliches Konzept für 134GHz diskutiert, welches auf der Hoffnung basierte, dass der preiswerte Multiplier CMA 382400AUP oder S004079 (nicht mehr lieferbar!) auch noch im Frequenzbereich von 33,7GHz arbeitet. Sehr bald stand durch Messungen von Philipp, DL2AM, fest, dass der Multiplier CMA 382400AUP nur für einen Ausgangsfrequenzbereich zwischen 37,8 und 40,8GHz einsetzbar ist. Damit war der Vorschlag von G4DDK so nicht umsetzbar. In DL wurde deshalb von Anfang an das 122GHz Band mit Erfolg favorisiert und etliche Bauvorschläge von DL2AM und mir veröffentlicht. Danach widmete sich DL2AM dem 241GHz Band. Bewusst wurde das 134GHz Band vorerst ignoriert. Da wir durch den Wegfall des 145GHz Bandes die Frequenzbänder 122 und 134GHz neu bekommen haben, sollten wir aber dennoch experimentell auch das 134GHz Band nutzen.

1. Frequenzkonzept

Beim Empfangsmischer sind zwei Varianten möglich:

- | | |
|------------|---|
| Variante 1 | 22GHz, (x 2) 44GHz, (x 3) 134GHz
Oberwellenmischer, 3. Oberwelle |
| Variante 2 | 22GHz, (x 3) 67GHz, (x 2) 134GHz
Oberwellenmischer, 2. Oberwelle
Subharmonischer- Mischer |

Beim CW- Sender gibt es nur eine Möglichkeit:

22GHz, (x 6) 134GHz
Versechsfacher

Weder auf 44GHz noch auf 67GHz können für eine weitere Verdreifachung bzw. Verdopplung mit den bekannten Dioden und der zur Verfügung stehenden Leistung auf 22GHz genügend hohe Leistungspegel erreicht werden, so dass ein anderes Vervielfacherkonzept sinnvoll ist.

2. Grundsätzliches

Preiswerte Vervielfachermodule für 44 oder 67GHz mit einer Ausgangsleistung von ca. 100 mW wird es nach meiner Einschätzung in absehbarer Zeit auf dem Surplus-Markt nicht geben.

Es gibt daher bislang nur zwei Möglichkeiten:

3. Chips im Bereich zwischen 38 und 44GHz sind erhältlich, damit ist die Realisierung eines Verstärkers in Bondtechnik möglich. Es können damit sendeseitig Werte in SSB und CW wie auf 122GHz erreicht werden. Diese Möglichkeit dürfte aber nur wenigen Mikrowellenamateuren vorbehalten sein. Siehe hierzu Bericht von DB6NT (http://www.kuhne-electronic.de/de/shop/147_Transverter/article:134_MKU_47_G)
4. Die Frequenz 22GHz mit einer Ausgangsleistung von 100 mW und mehr ist problemlos realisierbar. Damit lässt sich auf der Empfängerseite eine gleiche Empfindlichkeit wie auf 122GHz erreichen. Auf der Sendeseite steht der Aufbau eines Mixers für SSB wegen der erreichbaren geringen Leistungspegel außerhalb der Diskussion. Beim CW-Sender müssen Leistungseinbußen gegenüber dem 122GHz Band von bis zu 16 dB und mehr akzeptiert werden!

Ich habe mich deshalb intensiv mit der 2. Möglichkeit auseinandergesetzt, da dieser Weg von allen interessierten Mikrowellenamateuren vorläufig problemlos nachvollzogen werden kann.

3. Bausteinuntersuchungen zur Realisierung

Insgesamt wurden von mir 13 Bausteine aufgebaut und ausprobiert. Die gesammelten Erfahrungen bei 122GHz konnten sehr gut verwertet werden und erleichterten die Untersuchungen. Da wir uns inzwischen bei 122GHz an die Frequenz für Schmalbandbetrieb von 122.250GHz gewöhnt haben, wird äquivalent für 134GHz die Frequenz von 134.250GHz gewählt.

3.1. Der Oszillatorbaustein

Für die ersten Versuche wurde vorerst auf OCXOs verzichtet und mit 40° Quarzen und Präzisionsquarzheizer QH40A von Michael, DB6NT gearbeitet. Zur Wärmeableitung der Oszillatorbausteine wurden diese auf einen Rippenkühlkörper aufgeschraubt. Es wurden je ein Oszillatorbaustein mit der LO-Platine Nr. 10 „PCB 12GHz LO MK4“ und der LO-Platine Nr. 24 „PCB 24GHz LO“ aus dem Leiterplattenangebot von DB6NT (Quelle 1) aufgebaut und überprüft, inwieweit mit der normalen Filterbestückung für 12GHz und den geätzten Stripline-Bandfiltern die Platinen für Ausgangsfrequenzen auf 11,2GHz bzw. auf 22,4GHz so übernommen werden können. Von vornherein habe ich das Neosid-Helixfilter für 1520 MHz gegen eines für 1396 MHz ausgetauscht (Nachbauer können dieses Filter als Einzelfilter von DB6NT beziehen).

Ergebnis: Beide Platinen können ohne Änderungen im Original übernommen werden. Auf 11,2GHz sind mit der Bestückung, wie im Bestückungsplan vorgesehen, sofort 60 mW Output erreicht worden. Da diese Leistung für viele Anwendungen zu hoch ist, können die Drain-Widerstände von T 10, 11 u. 12 wesentlich

erhöht werden (ausprobieren). Beim 22,4GHz LO war die Dopplerstufe am Ausgang etwas kritisch, hier musste mit kleinen Zusatzfächchen optimiert werden. Für den Abgleich habe ich ein ausgebautes umgeglichenes kommerzielles Hohlleiterfilter mit einer Flat-Top-Bandbreite von 100 MHz im Bereich von 22,320 bis 22,450GHz und einer Durchgangsdämpfung unter 1 dB benutzt. Das Filter ist ein 5-Kammerfilter mit insgesamt 11 Abstimmungsschrauben und SMA Ein- u. Ausgang. An dieser Stelle Dank an Francois, LX1DU, der mir für diesen Zweck das Filter zur Verfügung stellte. Siehe Abb. 1 und 2.

Abb. 1: Abgleichhilfe HL-Kammerfilter für 22GHz **Abb. 2: Abgleichseite des HL-Kammerfilters**

Es wurden 6,5 mW Output erreicht. Damit kann eine 22GHz PA mit 4 x NE 32584 C (Platine Nr. 13, „PCB 24GHz PA Ampl. Koax.“ von DB6NT) auf über 100 mW angesteuert werden. Wird zur Signalaufbereitung vom 11,2GHz LO ausgegangen, so wird ein langer Dopplerstreifen mit den beiden Platinen Nr. 02 „PCB 12 / 24GHz Doppler“ und Nr. 17 „PCB 24GHz PA Amp. HL in – koax out > Bake“ aufgebaut, ebenfalls mit 4 x NE 32584 C in der PA- Platine. Der Fertigbaustein ist im Katalog von DB6NT unter der Bezeichnung „MKU X2 1224“ bekannt, hier allerdings vorgesehen für 12 nach 24GHz. Bei 1 mW Input auf 11,2GHz konnten 120 mW Output (P_{sat} 122 mW) auf 22,4GHz erreicht werden. Die Messung erfolgte im Messlabor bei DL2AM. Diese Variante der Signalaufbereitung von 22GHz mit über 100 mW Ausgangsleistung wird von mir bevorzugt. Auch dieser Baustein wird zwecks Wärmeableitung auf einen Rippenkühlkörper geschraubt.

3.2. Verwendbarkeit vorhandener Platinen

Insgesamt sind z.Zt. 47 Platinen im Angebot bei DB6NT. Im zweiten Schritt war zu prüfen, ob aus dem Angebot vorhandener Platinen diese für ein 134GHz Konzept übernommen werden können.

Zuerst wurde Variante 1 untersucht:

Verdoppler von 22 nach 44GHz

Platine Nr. 33 „PCB 23 / 47GHz Doppler“
Standardgehäuse DB6NT (34 x 30 x 17 mm)
Varactordiode MA 46H146
Tuningelement Tekelec 4,05 mm Ø (Ausgang)
Rund-HL 4,5 mm Ø
Optimaler Abgleich mit Zusatzfächchen
(Eingangstripline, Stubverlängerungen)

Oberwellenmischer 44 nach 134GHz

Platine Nr. 31 „PCB 120GHz Multiplier by 3“
Sondergehäuse mit Kurzschlusschieber für WR 28 (1)
(44 x 30 x 20 mm)
Mischdiode MA 1317
Tuningelement Tekelec 1,8 mm Ø (Ausgang)
Rund-HL 1,8 mm Ø
Optimaler Abgleich mit Zusatzfächchen
(Eingangstripline)

Abb. 3 zeigt den geöffneten 134GHz Empfangsmischer für 44GHz LO-Frequenz. Im oberen Teil des Bildes ist links der Kurzschlusschieber für den WR 28 Eingang neben dem Durchführungskondensator und der ZF-Buchse zu sehen.

Abb. 3: 134GHz RX-Mischer (44GHz LO-Frequenz)

Abb. 4: 134GHz RX-Mischer (67GHz LO-Frequenz)

Beide Bausteine sollten für genaue Untersuchungen bewusst nicht sofort in Sandwich-Bauweise direkt verschraubt werden. Für die Verbindung wurde deshalb vorerst ein kurzes Stück Rechteck-HL WR 19 mit Anschlussflanschen verwendet. Die Durchmesser der Rund-HL sind annähernd für eine günstige Übertragung aus einer Rund-HL-Tabelle entnommen.

Tabellenwerte: 43.0-50.0GHz = 4,78 mm Ø
 110.0-140.0GHz = 1,85 mm Ø

Die Leistung auf 44GHz muss für bestes Signal-Rauschverhältnis weit zurückgenommen werden. Dies

geht sehr feinfühlig mit dem Verstimmen des eingangsseitigen Kurzschlusschiebers am Mischerbaustein.

Danach wurde Variante 2 untersucht:

Verdreifacher von 22 nach 67GHz

Platine Nr. 30 „PCB 25,3 / 76GHz Tripler“
Standardgehäuse DB6NT (34 x 30 x 17 mm)
Verdreifacherdiode MA 1310
Tuningelement Tekelec 3,2 mm Ø (Ausgang)
Rund-HL 3 mm Ø
Optimaler Abgleich mit Zusatzföhnchen
(Eingangsstripline, Ausgangsdrosselleitung)

Tabellenwert Rund-HL: 66.0-88.0GHz = 3,18 mm Ø

Oberwellenmischer 67 nach 134GHz

Platine Nr. 40 „PCB 120GHz SHM-Mischer“
Standardgehäuse DB6NT (38 x 30 x 17 mm)
Mischdiode Zero Bias HSCH 9161
Tuningelement Tekelec 4,05 mm Ø (Eingang)
Rund-HL 3 mm Ø
Tuningelement Tekelec 1,8 mm Ø (Ausgang)
Rund-HL 1,8 mm Ø
Optimaler Abgleich mit Zusatzföhnchen
(Eingangsstripline)

Abb. 4 zeigt den geöffneten 134GHz Empfangsmischer für eine LO-Frequenz von 67GHz. Aus Platzgründen musste der Durchführungskondensator auf die andere Seitenwand gesetzt werden.

Auch hier wurde vorläufig auf eine Sandwich-Bauweise verzichtet und Verdreifacher und Mischer mit einem kurzen Stück Rechteck-HL WR 12 mit Flanschen verbunden.

Es zeigte sich eine deutlich bessere Eingangsempfindlichkeit gegenüber der Variante 1. Für beide Varianten wurde jeweils ein separater ZF-Vorverstärker mit BFP 182 bei optimalen Werten für geringes Rauschen verwendet.

Für den Abgleich des Verdreifachers von 22 nach 67GHz habe ich als Abgleichhilfe ein umgebautes zweistufiges Resonatorfilter für 76GHz nach OE9PMJ benutzt. Damit ich es auf 67GHz in Resonanz bringen konnte, mussten beide Resonatorkammern vom Boden her mittels M 2,5 mm Messingschrauben etwas im Volumen verkleinert werden. Die Durchgangsbohrungen wurden auf 1,5 mm Ø aufgebohrt und das Filter von LX1DU vermessen. Bei 67,150GHz betrug die Durchgangsdämpfung 5 dB und die -3dB Bandbreite 600 MHz. Siehe Abb. 5.

Abb. 5: Umgebautes Resonatorfilter für 67GHz

Zwischenergebnis der Verwendbarkeit der Platinen

Alle verwendeten Platinen aus dem Angebot von DB6NT zur Realisierung der Empfangsmischer beider Varianten können benutzt werden, wobei sich die Verdreifacherplatine Nr. 30 als etwas problematisch herausstellte. Bei meinem Aufbau wurden 12 dB Unterdrückung der unerwünschten 44GHz von DL2AM gemessen.

4. Mischervergleich Variante 1 und 2

Für diese Untersuchung ist ein regelbarer Signalgenerator erforderlich. Erfahrungen bei 122 und 241GHz haben bei DL2AM und mir gezeigt, dass eine optimale Einjustierung eines Mischers nur dann möglich ist, wenn ein stark abgeschwächtes Signal auf der Endfrequenz direkt über ein Stück passendes Hohlleiterstück in den Mischer eingespeist wird und das empfangene Signal auf der ZF-Seite genau analysiert wird. Man nennt diesen Vorgang auch einen „Abgleich nach der ZF-Methode“.

4.1. Meine ZF-Methode

Hierbei wird die Regelung des Nachsetzers nach Möglichkeit abgeschaltet und die NF-Spannung über eine Diode und ein μ A-Meter angezeigt, zur „Nullpunkteinstellung“ dient der NF-Regler am Nachsetzer.

Bei einem Vergleich von verschiedenen Mischern muss das Mischer-Eingangssignal jeweils gleich stark bleiben, ebenfalls muss die Durchgangsverstärkung am Nachsetzer immer den gleichen Pegel haben. Dies erreicht man einfach mit einem 100- Ω -Poti in der ZF-Leitung. Damit können unterschiedliche Verstärkungen ausgeglichen werden. Zuerst nimmt man den vom Gefühl her schlechteren Mischer und stellt mit Hilfe des Oszillatorpegels und des Arbeitswiderstandes der Mischdiode diesen auf bestes Signal-Rauschverhältnis ein. Die Erfahrung zeigt, dass das Mischrauschen nur geringfügig über dem Zusatzrauschen des ZF-Vorverstärkers liegen darf. Das Signal des Generators wird soweit abgeschwächt, dass dieses im Nachsetzer gerade noch aus dem Rauschen hörbar ist. Danach wird der bessere Mischer genommen und bei gleicher Generatorausgangsleistung wird jetzt ein wesentlich stärkeres Signal hörbar sein und damit auch einen höheren Ausschlag am μ A-Meter verursachen. Durch Einfügen definierter Dämpfungsglieder auf der ZF-Seite wird das empfangene Signal soweit abgeschwächt, bis es wieder gerade aus dem Rauschen hörbar ist. Hierbei wird man feststellen, dass eine S-Stufe am S-Meter des Nachsetzers in den seltensten Fällen 6 dB entspricht! (Steht ein Messsender zur Verfügung, kann das S-Meter natürlich genau überprüft und geeicht werden). So kann mit einfachen Mitteln ohne geeignete Rauschquelle für 134GHz annähernd eine Aussage über den Empfindlichkeitsunterschied von verschiedenen Mischersystemen gemacht werden. Die Methode ist sehr aufwendig und braucht sehr viel Zeit, liefert aber einigermaßen verlässliche Werte.

4.2. Der Signalgenerator

Der 22GHz LO-Baustein wurde direkt mit einem stufenlos regelbaren Abschwächer von 0 bis 20 dB von der Fa. Narda Modell 26410 (7,0 bis 18,0GHz) verbunden. Nach dem Abschwächer folgt ein alter Versechsfacher (24 / 145GHz) aus meiner ehemaligen 145-GHz-Station mit einer HSCH 9101. Über ein ca. 70 mm langes Recheck-HL-Stück WR 7 mit Flanschen wird das Signal aus dem Versechsfacher direkt mit dem jeweiligen Mischer verbunden. Abb. 6 zeigt den Laboraufbau zur Feststellung der Empfindlichkeit für die Empfangsmischervariante 1. In Abb. 7 ist der gleiche Aufbau zur Untersuchung der Empfangsmischervariante 2 zu sehen.

Abb. 6: Laboraufbau zur Untersuchung Mischervariante 1

Abb. 7: Laboraufbau zur Untersuchung Mischervariante 2

Jeweils rechts ist in beiden Bildern 6 und 7 der Signalgenerator, bestehend aus LO, Abschwächer und Versechsfacher, zu erkennen, links im Bild beide Male der jeweilige Empfangsmischer mit separatem ZF-Vorverstärker.

5. Ergebnis und Vergleich beider Mischvarianten

Die Signalaufbereitung für die Variante 1 gestaltet sich zwar einfacher, was den Abgleich betrifft, ist aber in der Empfindlichkeit der Variante 2 deutlich unterlegen. Ähnlich wie bei meinen Vergleichen bei 122GHz konnten hier fast gleiche Unterschiede ermittelt werden. (Literatur (2)).

Nach der „ZF-Methode“ habe ich bei der Variante 2 eine Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses von ca. 8 dB festgestellt, so wird dieser Variante beim späteren Einbau des Transverterkonzeptes in ein Gehäuse der Vorzug gegeben.

Ermittelte Arbeitspunkteinstellung des Mixers mit der Zero Bias Detector Diode HSCH 9161 für bestes Signal- Rauschverhältnis

$R_a = 330 \Omega$ $U = 0,07 \text{ V}$ $I_q = 215 \mu\text{A}$

Diese Werte können je nach LO-Leistung, Frequenz und Diodenexemplar unterschiedlich sein, sie sollen daher nur eine Tendenz aufzeigen. Nach meinen Erfahrungen mit dieser Diode als Mischdiode verwendet, können sowohl der Arbeitswiderstand auch unter 100 Ω , als auch der Diodenquersstrom unter 100 μA liegen. Hier müssen bei jedem neuen Aufbau erneut die optimalen Werte experimentell ermittelt werden.

In Abb. 8 blickt man auf beide Eingangsseiten des Mixers der Variante 2 mit der Flanschmontage. Durch den durch die eingeklebte Platine vorgegebenen Abstand vom 67GHz LO-Eingang und dem Eingang für 134GHz musste einer der beiden Flansche an einer Seite etwas gekürzt werden; ich habe den LO-Eingang gewählt.

Abb. 8: LO-Port und RF-Port des Mixers Variante 2

Der gesamte Empfangsmischkopf mit Verdreifacher, vorbereitet für die Gehäusemontage, ist in Abb. 9 zu sehen. Der ZF-Vorverstärker wird im Transvertergehäuse separat über ein kurzes Teflonkabel angeschlossen.

Abb. 9: Kompletter RX-Mischkopf mit Verdreifacher

Da jetzt die Parameter festliegen, ist für einen zweiten Aufbau eine Sandwich-Bauweise mit einem Zwischenflansch mit Rund-HL Bohrung geplant. Diese Aufbauart ist von mir bei meinem letzten RX-Mischer für 122GHz realisiert worden (Literatur 2).

6. Der CW-Sender

Versechsfacher 22 nach 134GHz

Platine Nr. 32 „PCB 120GHz Multiplier by 5“
Standardgehäuse DB6NT (34 x 30 x 17 mm)
Vervielfacherdiode MA 1310
Tuningelement Tekelec 1,8 mm Ø
Rund-HL 1,8 mm Ø
Optimaler Abgleich mit Zusatzfährchen
(Eingangsleiterbahn)

Der Versechsfacher wird mit dem langen Dopplerstreifen, wie in Bild 6 u. 7 zu sehen, angesteuert. Bei 120 mW Input auf 22GHz wurden von DL2AM am Messplatz folgende Werte gemessen:

P out 134GHz 19,0 µW
Unterdrückung der Fünffachen von 22,4GHz (112GHz) - 6 dB
Mit Zusatzflansch mit 1,6 mm Bohrung als Filter
P out 134GHz 14,3 µW

Mit dem Zusatzflansch sind zwar die unerwünschten 112GHz wesentlich stärker unterdrückt, aber gleichzeitig reduziert sich auch das eigentliche 134GHz-Signal, weil der Durchmesser von 1,6 mm nicht mehr optimal für 134GHz ist. Da die 122GHz von der Gegenstation durch das Empfangsmischerkonzept aber nicht aufgenommen werden können, kann auf diese Maßnahme verzichtet werden.

Optimale Arbeitspunkteinstellung des Versechsfachers im vorliegenden Fall

Ra = 10 Ω U = 0,35 V Iq = 35 mA

Auch beim Versechsfacher kann die Platine aus dem vorhandenen Angebot von DB6NT übernommen werden. Obwohl die Leistungsausbeute auf den ersten Blick frustrierend ist, darf man gedanklich sendemässig keine Vergleiche zu den Möglichkeiten, die wir im 122GHz Band haben, ziehen (siehe eingangs unter „Grundsätzliches“). Dies kann aber kein Grund sein, überhaupt keine funktechnischen Versuche im 134GHz Band zu machen!

Die gewonnene Ausgangsleistung entspricht dem Stand, der vor Wegfall des 145GHz Bandes in DL vorlag, damit hat DB6NT 1997 immerhin einen lange bestehenden Entfernungsweltrekord von 53 km erzielt. Abb. 10 zeigt die geöffnete Seite des Versechsfachers von 22 nach 134GHz.

Abb. 10: Versechsfacher von 22 nach 134GHz

7. Vorschlag für einen Transverteraufbau mit getrenntem Empfangsmischer und CW-Sender

Ein einfaches Blockschaltbild soll zur Erklärung dienen. Siehe oben im englischen Text!

Bei Verwendung von 144 MHz ZF ergeben sich folgende Quarzfrequenzen:

OCXO RX
Q 116,41145 MHz
Pout 1 mW

OCXO TX
Q 116,53645 MHz
Pout 1 mW

Beide OCXO werden über ein normales kleines Kartenrelais jeweils auf den Eingang eines 12-GHz-LO von DB6NT (Auslegung für 11,2GHz) geschaltet. Der LO-Baustein ist breitbandig genug und gibt im Empfangsfall die Frequenz 11,1755GHz und im Sendefall die Frequenz von 11,1875GHz ab. Die Ausgangsleistung sollte 10 mW nicht übersteigen, da die FETs im nachfolgenden langen Dopplerstreifen von 11,2 nach 22,4GHz wesentlich mehr Verstärkung als auf 24GHz machen. Auch dieser Frequenzverdoppler arbeitet breitbandig genug (RX 22,351GHz, TX 22,375GHz). Es sind immer Ausgangsleistungen von über 100 mW zu erreichen.

An den Ausgang des Frequenzverdopplers wird direkt ein SMA-Relais aufgeschraubt, dieses sollte unter 1 dB Durchgangsverlust auf 22GHz haben.

Mit dem SMA-Relais wird die Leistung des Dopplers im Empfangsfall auf den Verdreifacher von 22,351 nach 67,053GHz und im Sendefall auf den Versechsfacher von 22,375 nach 134,250GHz geschaltet.

Der Verdreifacher steuert direkt den Empfangsmischer von 67,053 nach 134,106GHz an.

Beide Endbausteine, RX-Mischer und TX-Versechsfacher, sitzen direkt an der Rückwand des Transvertergehäuses. Beim Empfang und beim Senden wird der Parabolspiegel umgeschraubt, was bei einem Spiegeldurchmesser von z.B. 25 cm (PROCOM-Parabol) kein Problem ist, so arbeite ich auch auf 122 und 241GHz.

Durch das Karten- und SMA-Relais ist ein Minimum an Einzelbausteinen erforderlich, sicherlich gibt es aber auch andere Wege.

8. Ergebnisse

In der Zwischenzeit sind zwei fast identische Transverter von mir aufgebaut worden, wobei beim zweiten Gerät alte 145GHz Baugruppen aus meiner damaligen Station der 90ziger Jahre durch geringfügige Änderungen in der Frequenzaufbereitung Verwendung fanden. Leider stellte sich schon bei Versuchen während des Umbaus heraus, der alte Mischer war dem neuen Mischer für 134GHz weit unterlegen, er wurde für erste Feldversuche aber trotzdem eingesetzt.

Abb. 11 gibt einen Einblick in den ersten Transverter. An Hand des obigen Blockschaltbildes sind die einzelnen Bausteine im Bild gut in der HF-Verdrahtung auffindbar.

Abb. 11: Der im Blockschaltbild dargestellte 134GHz Mustertransverter

Über einen Leistungsfeldeffekt-Transistor kann klickfrei bei Anschluss einer CW-Taste der lange Dopplerstreifen 11 / 22GHz zur Ansteuerung des Versechsfachers nach 134GHz getastet werden. Über einen Schalter an der Bedienfront kann zusätzlich aber auch ein Dauerträger zum genauen Ausrichten der Parabolantenne gegeben werden. Ein kleiner Drucktaster in der Frontplatte kann außerdem die „vergessene“ CW- Taste ersetzen. Ein eingebautes μ A- Meter zeigt wahlweise den Mischdiodenstrom bei Empfang und den Diodenstrom des Versechsfachers bei Senden an.

Abb. 12 zeigt beide 134GHz Stationen für den ersten Test.

Abb. 12: Die beiden Transverter übereinander gestellt

Bekanntermaßen muss bei Funkverbindungen im oberenGHz- Bereich immer zuerst die geplante Strecke auf einem niederfrequenten Band ausgelotet werden. Hierzu benutze ich eine Alu- Winkelschiene auf meinem Stativkopf, auf dem zwei Transverter montiert werden können. Als Testband und zum Feststellen der exakten Richtung wird bei mir immer das 76GHz- Band herangezogen. Abb. 13 zeigt die Montage beider Transverter 76GHz und 134GHz auf meinem Stativkopf.

Abb. 13: 76GHz Transverter (rechts) und 134GHz Transverter (links) auf der Stativmontageschiene, jeweils mit 25 cm Ø Parabolantennen, in der Mitte das IC 202 als 2 m Steuergerät. Bei 134GHz muss der Spiegel vom Empfangsmischer zum CW-Sender auf die äußere Seite des Gehäuses umgeschraubt werden.

Erstverbindung in Europa auf 134GHz

Am 29.06.2009 fand dann um 9.15 UTC mit den beiden vorgestellten Geräten die Erstverbindung auf 134GHz zwischen DF6VB/p und DCØDA/p zwischen zwei Gewitterfronten bei 78 % relativer Luftfeuchtigkeit und 28° Außentemperatur statt, also bei ungünstigsten Witterungsbedingungen. Das CW-

QSO wurde in JO31RQ im flachen Gelände durchgeführt. Bewusst hatten wir nur eine kleine Strecke von knapp 1 km gewählt, um uns auch erst einmal mit den Geräten vertraut zu machen und Übertragungsparameter festzulegen. Wie sich hier auch in der Praxis bewies, der alte Empfangsmischer aus meiner ehemaligen 145GHz- Station muss gegen einen neuen besseren ausgetauscht werden. Auch bei der Erstverbindung auf 122GHz am 28.03.2005 zwischen DJ6BU/p und DH6FAE/p betrug die Entfernung nur ca. 1 km, inzwischen können in CW 50 km überbrückt werden! Unter Berücksichtigung der Streckendämpfung bei 134GHz und trockener Luft sowie kalter Außentemperatur können mit dem von mir beschriebenen Transverterkonzept und 25 cm Ø Parabolantennen ca. 20 km überbrückt werden.

Stationsparameter

DF6VB/p

RX: Subharmonic mixer mit 2 x HSCH 9161 (Zero Bias Diode)
TX: CW Versechsfacher mit HSCH 9101 (Mischerdiode), ca. 20 µW
Antenne: 25 cm Ø PROCOM Parabol mit WR 7-HL und Subreflektor
Rapport: für DCØDA/p 5 3 9

DCØDA/p

RX: Oberwellenmischer (LO 67GHz) mit HSCH 9161
TX: CW Versechsfacher mit MA4E 1317 (Mischdiode), ca. 20 µW
Antenne: 25 cm Ø PROCOM Parabol mit WR 15-HL und Subreflektor
Rapport: für DF6VB/p 5 6 9

Abb. 14 nahm DF6VB von mir noch schnell nach dem geglückten QSO auf 134GHz kurz vor dem Abbau der Station auf.

Abb. 14: DCØDA/p in JO31RQ nach dem 134GHz QSO

Anmerkung

Leider stand nur ein 145-GHz-Spiegel mit WR 7-HL zur Verfügung, deshalb wurde an meiner Station ein Spiegel mit WR 15-HL benutzt. Es ist mein Kombispiegel für 47 und 76GHz. Wie ich aber bereits auf 122GHz festgestellt hatte, lässt der zu große HL auch höhere Frequenzen ohne für mich messbare Verluste durch.

Fazit

Es müssen für die Versechsfacher Dioden mit besserem Wirkungsgrad gefunden und die nächsten Versuch bei kalter und trockener Luft durchgeführt werden. Am Empfangsmischer des Mustergerätes lassen sich nach meinen gesammelten Erfahrungen durch 122GHz keine Verbesserungen mehr auf 134GHz erreichen.

Ich hoffe, mit diesem Beitrag die Experimentierfreudigkeit auch auf dem noch kaum genutzten Amateurfunkband 134GHz angeregt zu haben.

Bedanken möchte ich mich bei folgenden Amateuren für ihre hilfreiche Unterstützung zur Realisierung des Konzeptes: Bei Karl Ochs, DJ6BU für die Gehäusefräsarbeiten, bei Philipp Prinz, DL2AM für ein ausführliches Messprotokoll meiner Bausteine, bei Francois Cronauer, LX1DU für die Bereitstellung und Vermessung von Abgleichhilfen und Michael Kuhne, DB6NT für die Lieferung der besonderen Helixfilter. Vy 73 + 55 de DCØDA

Bezugsquellen

(1) Kuhne electronic GmbH, Scheibenacker 3, 95180 Berg / Oberfranken, Tel. (0 92 93) 80 09 39, Fax (0 92 93) 80 09 38, www.kuhne-electronic.de, www.db6nt.de, info@kuhne-electronic.de

Literatur

- (1) Jürgen Dahms, DCØDA: 122GHz Transverter with separate TX and RX part, DUBUS 1/07, S. 48
- (2) Jürgen Dahms, DCØDA: New RX mixer for 122GHz with 10dB improvement, DUBUS 2/08, S. 47

HD43: a new digital mode for very weak signals

Klaus von der Heide, DJ5HG

1. Introduction

Coding techniques offer the possibility of very reliable data transfer in modern digital communication systems. The efficiency of coding heavily depends on the amount of information to be encoded and decoded as an entity called the codeword. If it is very large as in the case of a CD or DVD then thousands of corrupted bits in sequence do not change the output. The penalty is that the codeword must be processed as an entity. In a usual QSO the amount of information of the transmissions is relatively small, and it is of different length. A CQ call corresponds to about 30 bits, a response (with two callsigns) has about 60 bits, and reports, rogers, and 73 have much less. Therefore the gain of coding is not substantial in such minimal QSOs. Nevertheless, it is paid for by the fact that the message is not available before the complete signal has been received and decoded. The strict timing of the communication protocol often makes it impossible to reply immediately to the received message. This drawback was one of the main reasons that led to the development of PSK31. Peter, G3PLX, argues [1]: *...the long block lengths introduce an unacceptable delay in the processing of text such that even normal conversation is unpleasant...*

The primary intention of the author was to design a new digital mode that reaches the theoretical limit of SNR as close as possible in the typical situation of a minimal QSO. Unfortunately, this only is possible by encoding complete messages. So it is in contradiction to the demand for a continuously running process of message reception. Indeed, the theoretical sphere-packing bound of Shannon as described in [2] (fig.5 in that paper) shows a loss of 3.6 dB at the same code rate and at the same probability of 0.9 to get a callsign correctly for an encoding of six individual characters in contrast to an encoding of a complete callsign. But with existing (and decodable) codes the difference is less than 3 dB.

This paper proposes a BPSK mode that is very similar to PSK31, but it is especially designed to cope with the problems of extremely weak signals. The idea behind this mode is to use the theoretically optimal Hadamard code for character encoding, i.e. to accept the loss in order to realize continuous reception. But additionally, the complete message is encoded by a very simple outer code which fetches back some of the loss. The mode is called Hadamard-43 or simply HD43 after the French Mathematician Jacques Hadamard. The encoding scheme is even simpler to understand than those of CW or PSK31.

Simulations have shown that QSOs with this new RTTY mode should be possible down to -30 dB and below (on the 2.5 kHz bandwidth scale) if fading is sufficiently slow.

2. The HD43 Code

The basic idea in the design of HD43 is to encode the alphabet of 43 characters, as it is in use with CW, into the best possible binary code, the Hadamard code of 43 words. This is the *inner code*. If HD43 is run with a fixed period, say 1 minute, then the message is encoded the same way with the Hadamard code, but a parity character, also encoded by the inner Hadamard code, is added as an *outer code*. The outer code word is repeated until the chosen period is filled.

2.1. The Inner Code

HD43 uses an alphabet of 43 characters shown in figure 1. Each character is encoded into a binary codeword of the **Hadamard code** of length 43 (figure 2).

The Hadamard code of length n ($n=43$ in this case) has the unique property that all codewords are mutually different at exactly $(n+1)/2$ (22 in this case) positions. The number of different bits is called the *Hamming distance* between two words. The relation between the Hamming distance (22) and the length of the codeword (43) is 0.5116. This means that any pair of codewords differs a little bit more than any codeword differs from pure noise (in the mean 0.5).

24	8	16	6	36	39	14	34	10	20	1	25	42	12	27	11	38	40	35	17	23	13
3	19	29	41	28	7	4	32	18	33	30	21	43	31	26	15	2	37	22	9	5	

Figure 4. Fixed order to send the codeword bits of figure 2. For example in the original Hadamard code of figure 2 the 24th position of an 'A' is a '1' and this is now placed in the first position in the shifted code of figure 5. Similarly the 8th position of 'A' was a '0' which is now placed in the second position of the shifted code etc.

shifted binary Hadamard codeword	character	index
1010111010011101000100000101011000001111101	A	0
011100000001111111011110000001100101101000	B	1
1010011101100110100101010111101000101000010	C	2
01000110111110100111101011010001001000110001	D	3
...	...	...
1110011111000100011011100000000010100101111	?	41
1011101010110001111111000100100001010100010	@	42

Figure 5. Shifted Hadamard code for better code word synchronization.

The number of characters in the message with the outer code must be one of the primes 3, 7, 11, 17, 23. That's the reason for the two trailing blanks in line 1 of figure 6. The encoded message then is repeated as many times as it fits into the chosen period. Surely, the generated message looks a little bit encrypted. That's the price we pay for for the error-correction capabilities of the outer code. On the other hand, the information part of the message remains unchanged. If the SNR is sufficient, you can read the message symbol by symbol before the period ends. That enables a more dynamic QSO running compared to systems with complex encodings like JT65.

1	message:	C	Q		D	J	5	H	G		
2	character indices:	2	16	26	3	9	32	7	6	26	26
3	sum of line 2:	153									
4	line 3 divided by 43:	3, remainder: 24									
5	index of extra character is	43-remainder in line 4 = 43 - 24 = 19									
6	extra character:	T									
7	message to send:	C	Q		D	J	5	H	G		T

Figure 6. The outer code. Explanation of the algorithm to generate a parity character which is added to the original message. See figs. 5 or 1 for character indices. For clarity, the blank is replaced by '_' here.

3. Synchronization

Most digital systems use simple digital symbols that are transmitted as pulses of maximum difference. PSK31 and HD43 use BPSK. FSK441, JT44, and JT65 use FSK with 4, 43, and 64 different frequencies, respectively. The codewords are directly written as words of these basic symbols.

To read a received signal, the first step is to find where the symbols are, the second is to find where the codewords start. This is a difficult task in the case of FSK with many frequencies. JT44 and JT65 therefore introduce an additional frequency that is keyed with a special binary pattern. This extra-symbol takes half the transmitted energy solely for synchronization purposes.

3.1 Bit Synchronization in HD43

Finding binary symbols is an easy task. In HD43 the binary symbols are represented by smoothed

squarewaves. Figure 7a for clarity shows idealized squarewaves. After demodulation in the receiver the signal is filtered by a matched filter which in the case of squarewave pulses is an integrator over the bitlength. The output of the matched filter is shown in figure 7b. In order to find the position of the bits even in severe noise the absolute value of the output of the matched filter is taken (fig. 7c). Each bit transition from 1 to 0 or from 0 to 1 leads to a triangular pulse. This signal is segmented into segments of the bitlength, and all the segments are added. Since every codeword at least has 14 transitions between 0 and 1 or 1 to 0 the sum reliably shows where the output of the matched filter should be sampled to get the received bit values. A single decodable character often is sufficient to establish the bit synchronization. Therefore, it is not necessary to receive the full message prior to the decoding. As soon as a confident estimate of the binary clock is available word synchronization and decoding can start immediately. Surely, the decoded message remains preliminary until the full message is received, because a later estimate of the binary clock or the repetition length of the outer code or the error correction of the outer code may lead to a different decoded message.

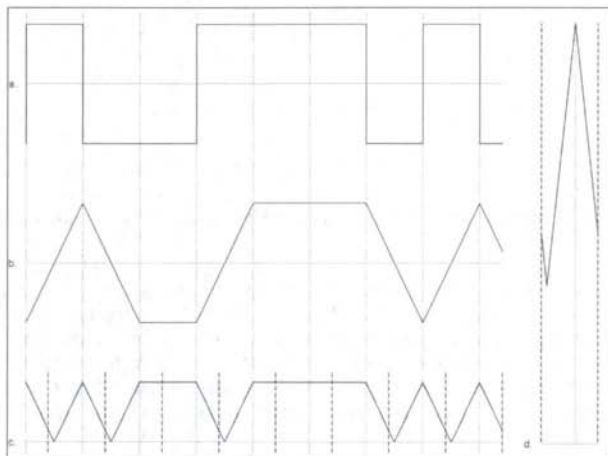


Figure 7. A noise-free demodulated signal in front (a.) and after the matched filter (b.). The absolute value of (b.) is shown in (c.). (c.) is segmented at the Baudrate at arbitrary start point (dashed lines in (c.)). All segments are added giving (d.). A rotating triangle is fitted into (d.) which yields the optimum clock shift to sample the output of the matched filter.

3.2 Character-Word Synchronization in HD43

The character-word synchronization is not assisted by a separator or extra code as in PSK31 or JT65. The HD43 receiver has no prior knowledge at what bit place a character-codeword starts. So the only way is to try all places. But in contrast to PSK31 all character codewords are of the same length of 43 bits. That offers the opportunity to apply the same method as with the bit synchronization.

The output of the matched filter is sampled at the bit clock as described in the last chapter 3.1. The samples are complex values, so there is no decision for received bits at this stage. This stream of values is correlated with all 43 patterns of codewords (the zeros here are changed to -1). The filterbank outputs 43 streams of complex correlations. For demonstration, figure 8 shows only 5 of these outputs (their absolute value) for the simple case of the message "ABCD". In order to find the actual position of the codewords, the maximum value of the absolute values of all 43 outputs is taken which, for the purpose of word synchronization, is the only remaining (real) output stream. But for later decoding of the message also the index which of the streams yields the maximum correlation is preserved, and the confidence determination even later needs the correlation values of all streams. Since all codewords are of the same length 43, the stream of the maximum correlation values is segmented into segments of length 43, and all segments are added. The bit position of the maximum within this pattern is taken as the position of the last bit of the codewords. The more character-words are received in sequence the more reliable the method will work. Simulations show that character synchronization errors only reach considerable values if the length of the message is three characters or less and only at extremely weak signals where the character error rate is larger than 0.3 anyway. If a character can confidently be decoded then single-character messages also can confidently be synchronized.

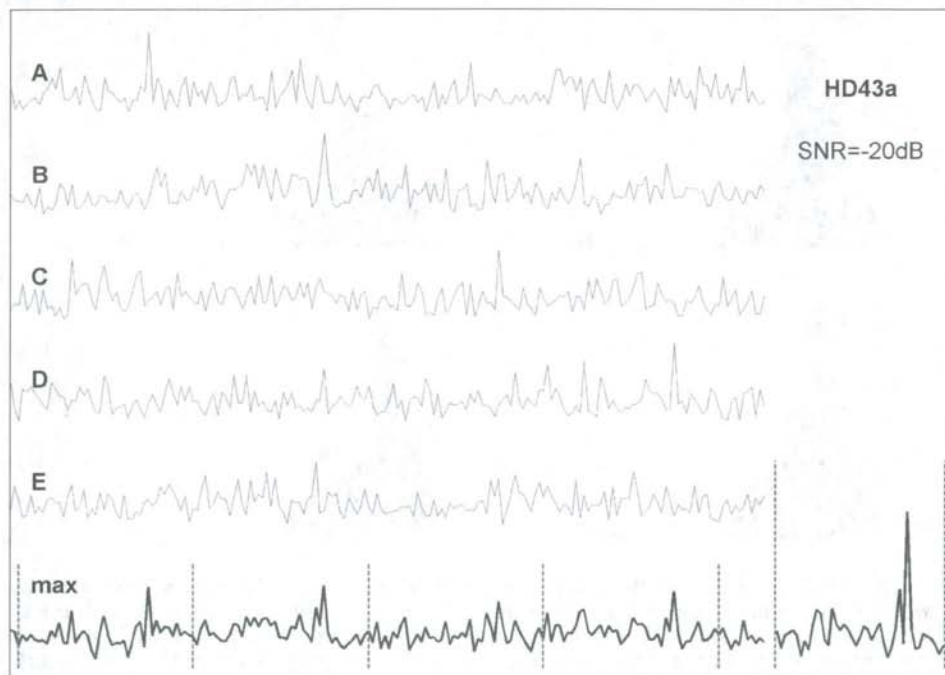


Figure 8. Example of character-word synchronization at -20 dB with the message 'ABCD' transmitted in HD43a. Only the outputs of the correlators for the characters A,B,C,D,E are shown. The lower line is the maximum of all simultaneous filter-outputs. This maximum signal is segmented at a segment length of 43 (the length of the Hadamard code words). All segments are added. This summed signal is shown to the right. The position of the maximum of the summed signal is taken for the character synchronization.

3.3 Message Synchronization in HD43

HD43 can decode the transmitted text continuously. A message synchronization therefore is necessary only if an outer code is used. In that case, HD43 assumes an alignment of the period at the minutes of UTC at an accuracy of ± 1.5 seconds at either end. This guarantees message synchronization for the slower submodes HD43d ... HD43g (see chapter 5.). But a misalignment may lead to a rotated display in the faster submodes like 'Q DJ5HG TC'.

While the choice of the inner code of HD43 purely was a technical one, the choice of the outer code needs a political decision. Chapter 2.2 only describes one (b) of four general policies:

- (a) no outer code, message synchronization manually by the receiving operator
- (b) simple parity character, message synchronization manually by the receiving operator
- (c) parity character with automatical message synchronization, parity character not displayed
- (d) complex outer code with two or more parity characters, pure message displayed

The difference between (a) and (b) is the visible extra character in the possibly rotated displayed message of (b). So the readability of (a) is better. But using the same marginal energy for (a) and (b) results in only 33% faulty messages with (b) where (a) shows 50% faulty messages. What do we really want? We have to compare apples and eggs to come to a decision. Readability of (c) is perfect because of alignment and suppressed parity character in the display. But the message error rate is nearly the same as with (a) at the interesting marginal level of 50%. So (c) is better than (a) at the same sensitivity. More complex codes (d) yield lower message error rates at sufficiently high SNR. But at the low SNR which leads to 50% message error rate of (a) the error rate of any choice of (d) is larger. This discussion leaves (b) and (c) as possible candidates for a weak-signal mode. The author tried all (a)...(d), and prefers (b) because of its larger sensitivity. But only practical use can prove whether the loss in readability can be accepted as its price.

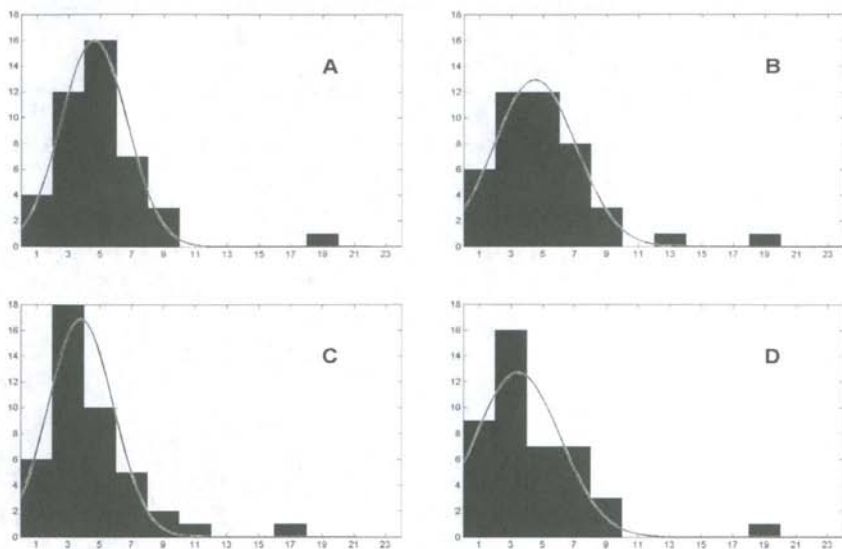


Figure 9. Actual distribution of the absolute correlation values of the 43 filter outputs sampled at the four detected character clocks. The values are taken from the same signal as in figure 8 (HD43a, -20dB). The letters A,B,C,D in the subfigures mean that the actual maximum value comes from the corresponding correlator output. In all four cases, the statistics says that the probability to get such a deviating value at random is less than 1 out of a million. So the characters A,B,C,D are taken as "received" at high confidence.

4. Decoding a Message

The index stream mentioned in chapter 3.2 is sampled at the character-word clock determined by the character synchronization. The result is the sequence of indices into the ordered alphabet of characters. In the example of figure 8, the peaks of the lower line have the indices 0, 1, 2, 3 which correspond to the characters A, B, C, D. So the message "ABCD" is correctly decoded. The confidence is determined from the actual position of the maximum correlation value relative to the statistical distribution of the other 42 correlation values. Figure 9 shows the statistical distributions of the absolute values of all correlator outputs at the four detected character clocks of figure 8. The values to the right in each sub-figure belong to the peaks of the 'max' line of figure 8. They are so well separated from the rest of the distribution that the confidence is nearly one. For simplicity, the actual chi-square distributions are approximated by Gaussian distributions. Individual distributions are preferred over a common distribution. This makes the confidence more robust to non-Gaussian noise like QRN. HD43a has the same speed as normal CW. The large gain of HD43 over CW (you cannot read any CW-character at -20 dB) is caused (a.) by using the Hadamard code instead of the Morse code and (b.) by use of PSK instead of ASK. Note that figures 8 and 9 only demonstrate single-character decoding - independently of any possible message encoding.

5. Baudrates

The Baudrate of HD43 is not fixed to a single value. Modern computers are fast enough to try several Baudrates for a lot of signals within a usual bandwidth of 2.5 kHz. The binary Baudrates of HD43 are $8000 / 2^n$ for $n=7...13$. They define the submodes HD43a to HD43g:

Submode	a	b	c	d	e	f	g
Baudrates	= 62.5000	31.2500	15.6250	7.8125	3.9063	1.9531	0.9766
The corresponding rates of characters per minute simply are the baudrates times 60 divided by 43:							
characterate	= 87.2093	43.6047	21.8023	10.9012	5.4506	2.7253	1.3626

The last four rates are for extremely weak signals with SNR below -30 db at a bandwidth of 2.5 kHz. Then periods of two or five minutes (or even larger) should be used with short message lengths. The first Baudrate 62.5 corresponds to a normal CW speed. It is for normal conversation. The Baudrate of PSK31 is 31.25. But the mean number of transmitted bits in PSK31 is about 8 bits per character while it is exactly 43 bits per character in HD43. Therefore the character-rate of HD43a is nearly one third of that of PSK31 although the bitrate is twice.

6. Modulation

HD43 uses BPSK like PSK31. The main goal of HD43 is to communicate via weak signals. This demands for the highest possible efficiency at the transmitting end. By this reason, the pulse form of the binary digits is not shaped by a cosine, as is done in PSK31 to reduce bandwidth. Instead, a more rectangular shape is used. The disadvantages are the larger bandwidth of the transmitted signal at one end and the greater sensitivity to non-Gaussian noise (birdies and QRN) within the larger bandwidth at the receiving end. The ambiguity which of both received phases corresponds to the zeros is automatically resolved by the Hadamard code because each codeword differs from all inverted codewords in exactly 21 digits.

7. Symbol Detection in Fading Conditions

Fading originally means a changing signal amplitude. Usually it is associated with phasedistortions. PSK only is sensitive to the latter. Commercial wireless PSK-systems use either differential PSK or a phase-tracking unit at the receiving end. Both degrade at very low SNR. Again, it is the Hadamard code which enables a better solution. Chapter 3.2 with figure 8 performed a correlation of the complex input signal with the 43 real bit-patterns of all Hadamard code words (zeros changed into -1). Now we add the same patterns, but right- and left-rotated in the complex plane by a fixed angle, say 90° . Now there are 3 correlator outputs for each character, or 5 or even 7 if we decide to assume rotations of $0^\circ, \pm 90^\circ, \pm 180^\circ$, and $\pm 270^\circ$. Some experiments showed that it is entirely sufficient to assume symbol rotations in these steps of 90° within one symbol. Indeed, in fast fading situations all rotations up to $\pm 270^\circ$ really occur. The maximum of the absolute values of all 7×43 complex correlator outputs is used for symbol synchronization and for symbol decision. The angle of the chosen filter output is taken as the actual phase angle of the reconstructed signal, and it's absolute value is taken for the signal amplitude.

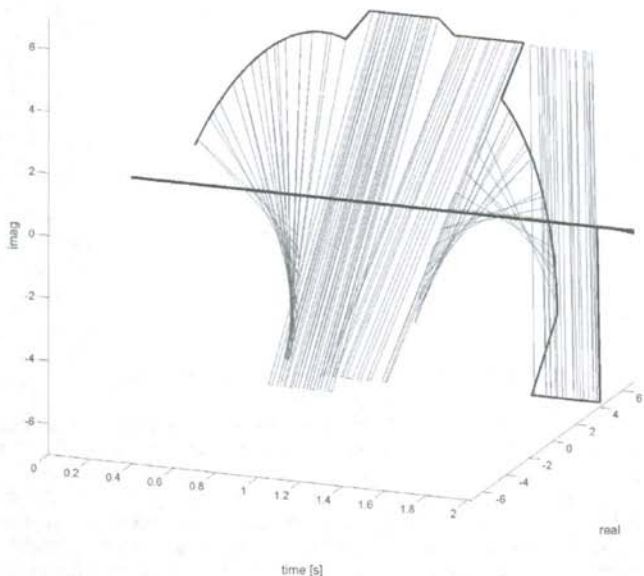


Figure 10. A reconstructed signal in fading conditions. The message transmits the five symbols "DJ5HG" (from left to right). The "D" and the "H" are detected as (left-) rotating while the other symbols are rotating so slowly that they better correlate with the non-rotating Hadamard code words. In real fading situations, the reconstructed signal looks so chaotic, that a correct decode seems unbelievable. But it works.

For demonstration, the figure 10 shows a reconstructed signal with the 5 symbols "DJ5HG" from left to right in moderate fading. The "D" and the "H" are detected as rotating by -90° while the others are detected with no rotation. Rotations mostly occur at low amplitudes, especially the large rotation by $\pm 180^\circ$ and $\pm 270^\circ$. The amplitudes are assumed constant within each symbol. So there are discontinuities in phase and amplitude at the borders between symbols. The reconstructed complex amplitude/phase is indicated by a line at the envelope of the bit patterns in figure 10. The actual BPSK bit patterns of the Hadamard code frequently crosses the straight bold line which stands for a constant complex zero over the time.

8. Error Rates of HD43-Modes

In the free-text mode of HD43, i.e. if no fixed period is used, then the character error rate determines the quality of the communication. In contrast, with a fixed period, it is the message error rate. We will discuss both cases separately.

8.1. The symbol error rate as a function of coherence time

Figure 11 shows the results of a variety of simulations. It is divided into five domains by the relation of the coherence time to the duration of a transmitted Hadamard code word. The simplest case is that of no fading (coherence time is infinit). The channels were simulated as scatter at many

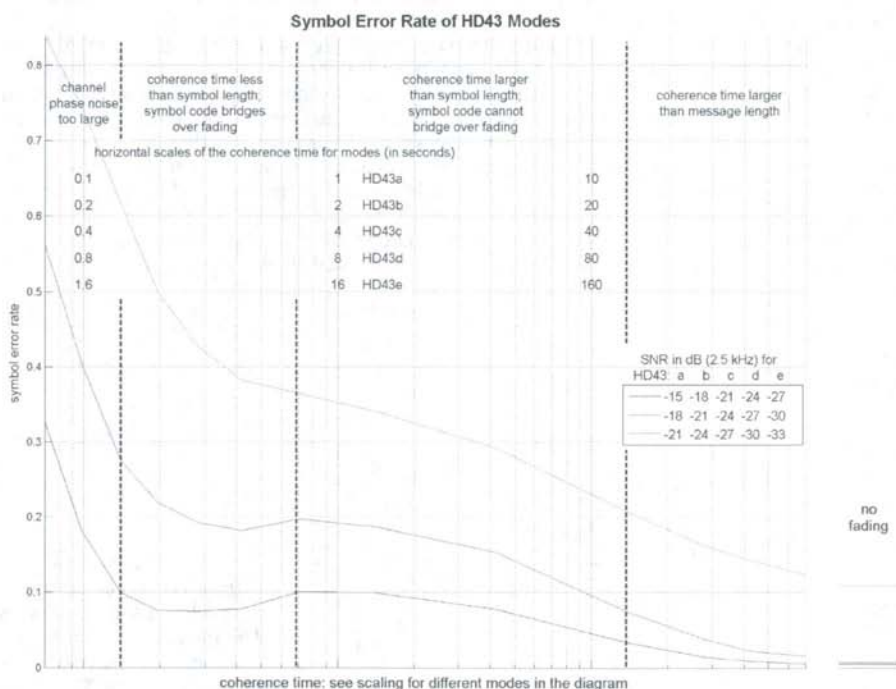


Figure 11. Symbol error rates of HD43 modes as a function of coherence time.

discret moving random scatterers. Noise were added such that the actual transmission had a predefined SNR. Therefore, at long coherence times of the order of the message length and larger, the SNR of the simulated signal is constant while in reality it would be different from message to message. This leads to a continuous transition to the case of no fading in the figure in contrast to remaining constant for all coherence times larger than the symbol length. On the other hand, the random scatterers and their velocities are simulated such that the coherence time only is valid on the average. It is a random variable. This leads to smooth transitions between the four domains of coherence times. If there is no outer code,

HD43 cannot bridge over minima of fading in the case of large coherence time. If the coherence time is smaller than the character code word, then the character code word can cope with fading as long as the channel phase noise allows PSK. This is the reason for the valley of the symbol error rate to the left.

8.2 Message error rates

Figure 12 shows the results of half a million of simulated transmission over different channels with different HD43 modes and different periods, but always with a short message of eight characters (typically a CQ-call). It is obvious from this figure that the coherence time of the channel dictates which of the submodes of HD43 is optimal. On 144 MHz HD43c seems to be the most useful submode. On higher frequencies it may be HD43a. HD43f and HD43g are candidates for 137 kHz (or even slower modes HD43h ... HD43k).

9. The Receiver

The receiver is not part of the HD43 specification. Except from the synchronizations and the decoder, it does not significantly differ from other receivers for digital communication. A possible structure is shown in figure 13. It is very similar to the structure of the author's CWP-receiver [3]. It simultaneously decodes all HD43 signals found within the bandwidth of 2.5 kHz. A special feature is the automatic elimination of Doppler shift and frequency drift in the EME mode. The program computes the relative motion between the station's Maidenhead locator on Earth and Moon's center. HD43 assumes the frequency at Moon's center as the reference.

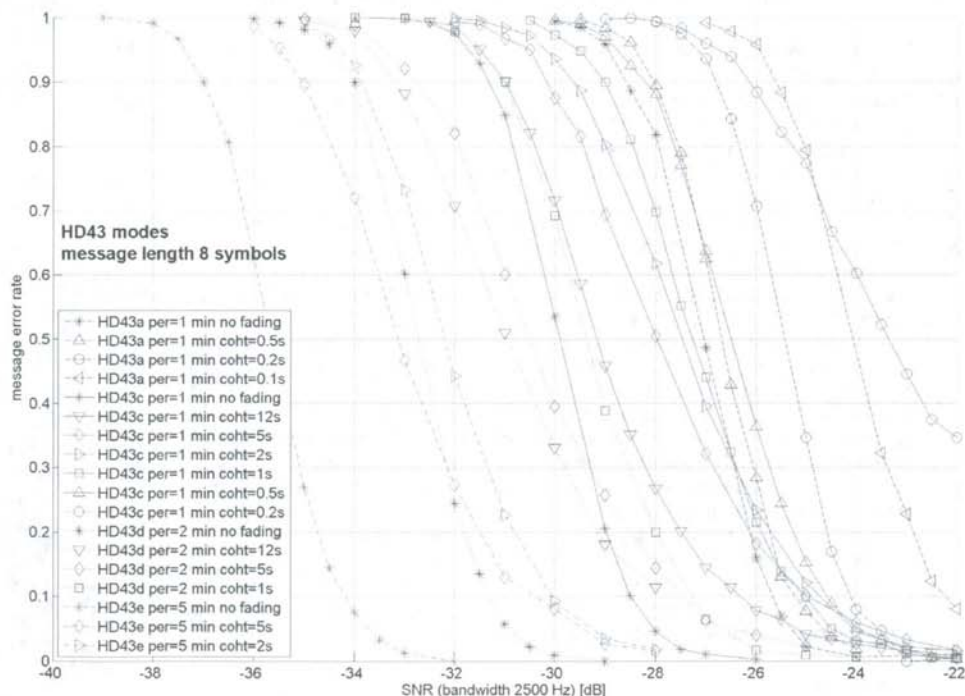


Figure 12. HD43 error rates for a message of 8 characters (typically a CQ call).

The degradation of the PSK modulation with decreasing coherence time is clearly visible, especially for the case of HD43c, where the message error rate at coherence time of 0.2 s is larger than that of HD43a. A further curve was computed for HD43f (no fading) with the (impractical) period of 15 minutes. It is mainly beyond -40 dB. Only fully correct decodes are counted. The character error rate is lower than the message error rate. Therefore incorrectly decoded messages often contain useful information.

With the frequency in use the Doppler shift and frequency drift are determined and applied in transmission and reception. There are two advantages by this method: (1) finding non-drifting signals is much more sensitive than for possibly drifting signals; (2) if you reply to a CQ call on the frequency as the program sees it relative to Moon's center the other station will receive you exactly on the frequency it transmits relative to Moon's center, and all other stations will see you both on the same frequency. The receiver prototype only supports 144 MHz and 432 MHz.

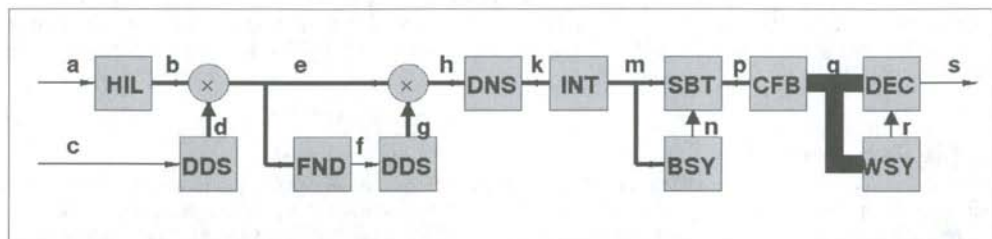


Figure 13. Structure of a prototype of a HD43-receiver. Bold lines are streams of complex values, normal lines are streams of reals or characters. The very bold line q is an array of 7*43 complex streams. The two circles mean complex multiplication. To the right of 'f' everything is tried for all frequencies found by the stage FND. The stages from SBT to the right are activated only if the bitsynchronization in BSY succeeds for one of the submodes.

HIL	Hilbert transform (generates the corresponding imaginary part to the real audio stream a)
DDS	Direct Digital Synthesis of analytic wave ($e^{i\omega t} = \cos \omega t + i\sin \omega t$)
FND	Find signal frequencies (find significant peaks in spectrum of signal e and sort by SNR)
DNS	Downsampling from 8000 to 1000 ... 15.625 samples per second (HD43a ... HD43g)
INT	Matched Filter (sum of last 16 samples)
BSY	Bit synchronization (reconstruction of the binary clock phase, fixed length of 16 samples)
SBT	Sampling the complex bit values at the reconstructed binary clock (every 16th sample)
CFB	Correlation filter bank (correlation with all characters at all phase rotations)
WSY	character word synchronization (see fig. 8)
DEC	Decoder (decision on the best fitting message)
a	real input stream sampled at 8000 samples per second (audio output of the SSB receiver)
b	complex signal stream sampled at 8000 samples per second
c	EME-Doppler shift and frequency drift in EME operation, constant zeros otherwise
d	complex sine wave to correct for Doppler shift in EME operation, ones otherwise
e	corrected signal at full bandwidth
f	frequencies of detected peaks in spectrum of signal e
g	complex LO sine wave to shift a selected frequency (of list f) to zero frequency
h	signal shifted down in frequency domain by the selected frequency
k	same as h but sampled down (final sampling rate depends on HD43 submode)
m	signal after matched filter (example fig. 7b)
n	the reconstructed binary clock phase at the Baudrate (see fig. 7)
p	stream of detected complex bit values at the Baudrate
q	7*43 streams of correlations with all codewords (see fig. 8 for example)
r	stream of indices of codeword boundaries at the code word rate
s	output stream of decoded text to be displayed

10. Necessary Precision of the Soundcard

Like other digital modes (JT65, WSPR for ex.) HD43 uses fixed Baudrates. These Baudrates are generated by the soundcard, usually as a fraction of the samplerate (FSK441: $11025 / 25 = 441$; HD43a: $8000 / 128 = 62.5$). The receiving soundcard must fit to the transmitting soundcard such that the differential drift within a code word remains less than half a symbol length. If HD43 is read character by character without the outer codes then only the Hadamard code with 43 symbols (bits in HD43) is in use. The necessary precision is 1/2 bit drift within 43 bits. All soundcards are very much better. If on the other

hand, HD43a is used with transmission periods of 1 minute, then a complete transmission contains 87 characters, and the precision must be $1/2$ bit within $87 \times 43 = 3741$ bits. Both soundcards must fit by $1 / (2 \times 87 \times 43) = 0.000134$. In many cases they do, especially at the common samplerate of 8000. But soundcards are made to fit the needs of the natural human perception, not for precision instruments. Therefore a soundcard with a sample rate of 7999 is not out of specification although it will not work if one of 8001 is used at the other end. Many soundcards sample the input at a rate slightly different from the output rate. So there are soundcards that even cannot speak to themselves. Even more, the soundcard usually is controlled by an operating system that never was made to guarantee continuous quality of service in real time. This is a severe drawback of a PC-based implementation compared to a solution based on a DSP.

To cope with these problems a prototype of HD43 for the PC implements the following:

- (1) All the timing of HD43 including the periods and the TRX-control is based on the input sampling clock. If this rate is precisely known (the author's input rate is 7999.844 per second) then the timing of symbols, code words and periods is corrected by the relation of actual to nominal sampling rate. So the timing remains correct over very long time although the actual sampling rate may be unusable.
- (2) In order to fix the output stream rigidly to the input stream, the right analog audiochannels of sound output and input are externally connected by a cable. A code is sent every second via this channel. So the program detects any skew between input and output and corrects for it at the precision of one sample.

Although the actual samplerates may be relatively precise, a long run of the program accumulates the deviations. For example, after 10 hours of continuous operation the program recorded on the author's soundcard: 5616 samples less than nominal on the input stream, 18215 samples more than nominal on the output stream. Without correction the input would have been wrong by 44 symbols of HD43a, and the delay between output and input would have accumulated to 23831 samples equivalent to 186 bits or 4.33 characters of HD43a. It's easy to derive from these data, that output and input of this soundcard run away from each other by half a bit of HD43a in only 97 seconds. This would exclude the use of periods larger than 1 minute if the correction is not active.

11. Availability

HD43 is a proposed communication mode. The complexity of a realization as a program for PC or a DSP is comparable to that of PSK31. The author has programmed a prototype in Matlab. This prototype originally was not intended for deployment. Interested users should contact the author.

Acknowledgement

The author thanks Rex Moncur, VK7MO, who gave many valuable hints to increase the readability of this paper.

References

- [1] Peter Martinez, G3PLX: PSK31 Fundamentals, at many places in the internet.
- [2] Klaus von der Heide, DJ5HG: Digital Weak Signal Communication for Minimal QSOs, DUBUS Vol.38, 1/2009, p.36
- [3] Klaus von der Heide, DJ5HG: The CWP-Receiver, DUBUS Vol.37, 1/2008, p.36

HD43: Eine neue digitale Betriebsart für sehr schwache Signale

Klaus von der Heide, DJ5HG

1. Einführung

Fehlerkorrekturverfahren ermöglichen außerordentlich zuverlässigen Datentransport in modernen Kommunikationssystemen. Die Wirksamkeit der Kodierung hängt dabei stark ab von der Menge an Daten, die als Einheit in ein Kodewort kodiert und dekodiert wird. Wenn diese sehr groß ist wie bei CD und DVD, dann führen selbst tausende von Übertragungsfehlern noch nicht zu einem Fehler in der übertragenen Nachricht. Allerdings muss das Kodewort in seiner Gesamtheit bearbeitet werden. Bei einem üblichen QSO ist die Menge an Information in jeder Übertragung ziemlich klein und überdies auch noch sehr unterschiedlich. Ein CQ-Ruf enthält etwa 30 Bit, eine Antwort darauf (mit zwei Rufzeichen) hat etwa 60 Bit und Rapporte, QSLs und 73 haben viel weniger. Der Gewinn einer Kodierung ist deshalb in solchen Minimal-QSOs nicht sehr hoch. Man erkaufte ihn mit dem Nachteil, dass auch Teile der Nachricht nicht verfügbar sind, bevor das Kodewort als ganzes empfangen und dekodiert wurde. Oft macht es das strenge Timing des Kommunikationsprotokolls dann unmöglich, unmittelbar auf die empfangene Nachricht zu antworten. Dieser Nachteil war einer der Gründe, die zur Entwicklung von PSK31 führten. Peter, G3PLX, argumentiert [1]: *...die große Blocklänge führt zu einer nicht akzeptablen Verzögerung der Textübertragung, so dass selbst normale Konversation unerfreulich ist ...*

Primäre Intention des Autors war, eine digitale Betriebsart zu schaffen, welche der theoretischen SNR-Grenze in der typischen Situation eines Minimal-QSOs so nahe wie möglich kommt. Das ist unglücklicherweise nur möglich bei Kodierung der kompletten Nachrichten und damit im Widerspruch zur Forderung nach einem kontinuierlichen Prozess des Nachrichtenempfangs. Der theoretische Kodierungsgewinn ergibt sich aus der in [2] (dort Abb.5) beschriebenen Kugelpackungsgrenze von Shannon zu 3.6 dB, wenn man für kodierte und unkodierte Übertragung dieselben Bedingungen annimmt und dieselbe Wahrscheinlichkeit von 90%, um im ersten Fall ein Rufzeichen und im zweiten Fall sämtliche sechs individuellen Zeichen eines Rufzeichens korrekt zu empfangen. Bei existierenden (und dekodierbaren) Codes ist der Unterschied allerdings kleiner als 3 dB. Ein solcher Verlust von 3 dB wird aber bei JT65 allein schon für die Synchronisation des Kodewortes akzeptiert, die man gar nicht benötigt, wenn man nicht kodiert.

In dieser Schrift wird eine BPSK-Betriebsart vorgeschlagen, die PSK31 ähnlich ist, aber auf die Verhältnisse sehr schwacher Signale ausgerichtet wurde. Die zugrundeliegende Idee dabei ist, den Verlust oben genannter 3.6 dB als Preis für kontinuierlichen Nachrichtenempfang zu akzeptieren, dann aber für die Zeichenkodierung den theoretisch optimalen Hadamard-Code zu verwenden. Mit einem zusätzlich eingeführten äußeren Paritätscode wird der Verlust sogar verringert. Die Betriebsart wird nach dem französischen Mathematiker *Jaques Hadamard* Hadamard-43 oder kurz HD43 benannt. Das Kodierungsschema ist sogar einfacher zu verstehen als das von CW oder PSK31. Simulationen zeigen, dass mit dieser neuen RTTY-Betriebsart QSOs möglich sein sollten bei -30dB und darunter (gemessen bei 2.5 kHz Bandbreite) sofern das Fading nicht zu schnell ist.

2. Der HD43-Code

Die Grundidee bei HD43 ist, ein Alphabet von 43 Zeichen, wie es auch bei CW und JT44 benutzt wird, in den bestmöglichen Binärkode, den Hadamard-Code umzusetzen. Dies ergibt den *Inneren Kode*. Wenn HD43 mit einer festgelegten Periode, z.B. 1 Minute, betrieben wird, erfolgt zusätzlich zur Kodierung aller Zeichen mit dem Hadamard-Code eine *äußere Kodierung*, die der Nachricht ein weiteres Zeichen anfügt. Das äußere Kodewort wird wiederholt bis die Periode gefüllt ist.

2.1. Der Innere Kode

HD43 benutzt das in Abb. 1 gezeigte Alphabet von 43 Zeichen. Jedes dieser Zeichen wird kodiert in ein Kodewort des *Hadamard-Kodes* der Länge 43 (Abb. 2). Der Hadamard-Code der Länge n (in diesem Fall

$n = 43$) hat die herausragende Eigenschaft, dass sich alle Kodewörter gegenseitig in genau $(n+1)/2$ (also 22 in diesem Fall) Bitpositionen unterscheiden. Diese Anzahl von verschiedenen Bit zweier Wörter wird *Hamming-Abstand* genannt. Das Verhältnis zwischen Hamming-Abstand (22) und der Länge der Kodewörter (43) ist 0.5116. Dies bedeutet, dass sich jedes Paar von Kodewörtern etwas mehr voneinander unterscheidet als jedes Kodewort im Durchschnitt von reinem Rauschen (0.5). Anders als bei anderen Codes, besonders bei CW, ist also ein Kodewort, welches im Rauschen überhaupt erkannt wird, auch mit hoher Wahrscheinlichkeit das richtige. Eine weitere wichtige Eigenschaft ist, dass sich jedes Kodewort von allen invertierten Kodewörtern (also Einsen und Nullen vertauscht) in genau 21 Bit unterscheidet. Das ist der Schlüssel zum Einsatz von PSK. Differenzkodierung und Phasenregelung sind unnötig, weil jedes Hadamard-Kodewort selbst die Information über die Phasenlage mitüberträgt. Kein anderer Code mit 43 Wörtern kann diese hervorragenden Eigenschaften überbieten. Deshalb wird dieser Code als beste Wahl für die Kodierung von 43 Zeichen gewählt. Der einzige Nachteil ist die hohe Bandbreite vom achtfachen der unkodierten Übertragung. Dennoch benötigen sämtliche SubModes von HD43 deutlich weniger Bandbreite als JT65. Deshalb ist es wohl akzeptabel.

ABCDEFGHIJKLMNOPQRSTUVWXYZ 0123456789/.,-?@																																							
0	12			10				20																		30													40

Abb. 1. Das Alphabet von HD43 und die entsprechenden Indices

BitNo.	1	10	20	30	40																																									
A:	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0										
B:	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0										
C:	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1								
D:	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0						
...																																														
?:	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1									
@:	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0									

Abb. 2. Der Hadamard-Code der Länge 43. Jede Zeile dieser Tabelle stellt ein Kodewort dar. Alle Kodewörter sind zyklische Rotationen des ersten Kodewortes. Jedes enthält 21 Einsen und 22 Nullen.

Der Hadamard-Code, wie er in Abb. 2 gezeigt ist, hat den Nachteil, dass um eine oder mehrere Bitstellen verschobene Kodewörter anderen sehr ähnlich sind. Aus diesem Grund ist es praktisch unmöglich, bei einer lückenlosen Folge von binären Kodewörtern zu rekonstruieren, wo die einzelnen Hadamard-Kodewörter beginnen. Abb. 3 demonstriert das Problem. Peter, G3PLX, löste das entsprechende Problem in PSK31 durch Einfügung von zwei Nullen als Separator zwischen zwei Kodewörtern wie es auch bei CW gemacht wird [1]. Der große Vorteil solch eines Separators ist die exzellente Resynchronisation wenn einige Bit oder ganze Kodewörter durch Fading oder QRM verlorengegangen sind. HD43 soll allerdings bei allerschwächsten Signalen eingesetzt werden. Dann darf Energie nicht für die Synchronisation verschwendet werden. Das Problem wird bei HD43 dadurch gelöst, dass die 43 Bit jedes Kodewortes nicht in der in Abb. 2 gegebenen Reihenfolge gesendet werden sondern in der durch Abb. 4 festgelegten Folge. Abb. 5 zeigt die so veränderten tatsächlich gesendeten Kodewörter. Sie unterscheiden sich auch bei Verschiebung wesentlich mehr als die aus Abb. 2. Der Hamming-Abstand des Codes wird durch diese Maßnahme nicht geändert. Daher ist die gute Eigenschaft des maximalen Hamming-Abstands aller Kodewörter erhalten, die schlechte aber beseitigt.

..001010011101111100010111000001000110101100010010100111011111000
101110000010001101011100100101001110111110001011100000100011010..

Abb. 3. Werden Hadamard-Kodewörter lückenlos als Sequenz gesendet, so ist die Bestimmung der Anfänge der Kodewörter sehr fehleranfällig. Hier ist eine fehlerfreie Folge der Kodewörter von 'ABD' gezeigt, wobei die beiden ersten Bit weggelassen wurden. Tatsächlich brauchen nur ein oder zwei Bit geändert werden, um die Sequenz z.B. als '@AC' oder '?@B' zu lesen.

24	8	16	6	36	39	14	34	10	20	1	25	42	12	27	11	38	40	35	17	23	13
3	19	29	41	28	7	4	32	18	33	30	21	43	31	26	15	2	37	22	9	5	

Abb 4. Reihenfolge der Aussendung der Bitstellen aus Abb. 2. Als erstes wird Bit 24 gesendet gefolgt von Bit 8 usw.. Im Falle eines 'A' steht in Abb. 2 an Position 24 eine '1' und an Position 8 eine '0'. Das modifizierte Kodewort für 'A' beginnt also mit den Bit 10...

shifted binary Hadamard codeword	character	index
1010111010011101000100000101011000001111101	A	0
01110000000111111011110000001100101101000	B	1
101001110110011010010101011101000101000010	C	2
0100011011111010011101011010001001000110001	D	3
...	...	...
1110011111000100011011100000000010100101111	?	41
1011101010110001111111000100100001010100010	@	42

Abb 5. Modifizierter Hadamard-Code für bessere Kodewort-Synchronisation.

2.2. Der äußere Code

Der äußere Code fügt zur eigentlichen Nachricht ein Zeichen hinzu. Dieses Extrazeichen wird wie folgt mithilfe der Indices aus Abb. 1 oder 5 aus der Nachricht berechnet. Eine Nachricht kann auch mit diesen Indices anstelle der Buchstaben geschrieben werden. So wird z.B. aus "CQ DJ5HG" die Indexfolge "2, 16, 26, 3, 9, 32, 7, 6, 26, 26" weil die Buchstaben "C" und "Q" die Indices "2" und "16" haben usw.. Der Algorithmus wird in Abb. 6 erklärt. Eine Diskussion über mögliche Alternativen für äußere Codes bringt Abschnitt 3.3. Die Anzahl der Zeichen einer Nachricht inklusive äußerem Code muss eine der Primzahlen 3, 7, 11, 17, 23 sein. Das ist der Grund für die beiden Leerstellen am Ende der ersten Zeile in Abb. 6. Die so kodierte Nachricht wird nun so oft wiederholt gesendet bis die Sendeperiode zuende ist. Zugegeben, die Nachricht mit dem Extrazeichen sieht etwas kryptisch aus. Das ist der Preis, den wir zahlen müssen für die Fehlerkorrekturmöglichkeit des äußeren Codes. Immerhin bleibt die eigentliche Nachricht unverändert, so dass man sie bei ausreichendem SNR sofort lesen kann, bevor die Periode zuende ist. Das ermöglicht einen dynamischeren QSO-Betrieb als mit komplexen Kodierungen wie bei JT65.

3. Synchronisation

Die meisten digitalen Systeme verwenden wenige digitale Symbole, die sehr gut zu unterscheiden sind. PSK31 und HD43 benutzen *binäre* PSK, also nur die Trägerschwingung und die gegenphasige Trägerschwingung. FSK441, JT44, and JT65 benutzen FSK mit 4, 43, und 64 verschiedenen Frequenzen. Die Kodewörter werden direkt als Wörter aus diesen Symbolen geschrieben. Um ein empfangenes Signal zu lesen, muss man zunächst feststellen wo diese Symbole sind und dann im zweiten Schritt finden, wo die Kodewörter anfangen und enden. Das ist bei FSK mit vielen Frequenzen ziemlich schwierig. Bei JT44 und JT65 wird deshalb eine weitere Frequenz eingeführt, die mit einem speziellen Muster getastet wird. Dies kostet die Hälfte der gesamten Sendeenergie, die damit für die eigentliche Datenübertragung nicht mehr zur Verfügung steht.

1	message:	C	Q	_	D	J	5	H	G	_	_
2	character indices:	2	16	26	3	9	32	7	6	26	26
3	sum of line 2:	153									
4	line 3 divided by 43:	3, remainder: 24									
5	index of extra character is	43-remainder in line 4 = 43 - 24 = 19									
6	extra character:	T									
7	message to send:	C	Q	_	D	J	5	H	G	_	T

Abb. 6. Der äußere Code. Erläuterung zur Berechnung des Extrazeichens welches der Nachricht angefügt wird. Zur Verdeutlichung sind Leerstellen hier durch '_' ersetzt. Die Indices findet man in Abb.1 oder 5.

3.1 Bit-Synchronisation bei HD43

Das Finden binärer Symbole ist einfach. Bei HD43 wird zwischen beiden binären Symbolen, also den beiden Phasenlagen, wegen der sonst zu großen Bandbreite nicht hart umgetastet sondern weich in Form einer geglätteten Folge von Rechteckpulsen. Der Deutlichkeit halber zeigt Abb. 7a dennoch ideale Rechteckpulse. Nach der Demodulation im Empfänger (der als Programm auf dem Rechner realisiert ist) passiert das Signal ein angepasstes Filter, welches im Fall der Rechteckpulse ein Integrator ist über die Länge der Impulse. Das Resultat zeigt Abb. 7b. Um die Position der Bit zu finden, betrachten wir den Absolutbetrag der Ausgabe des angepassten Filters (Abb. 7c). Jeder Übergang von einer 1 zu einer Null und umgekehrt führt hier zu einem Dreieckspuls. Dieses Signal wird (ohne Kenntnis der Bitposition) segmentiert in Segmente der (bekannten) Bitlänge. Dann werden alle Segmente addiert (Abb. 7d). Da jedes Kodewort wenigstens 14 Übergänge von 1 nach 0 und umgekehrt hat, zeigt diese Segmentsumme selbst bei sehr geringem SNR, an welcher Stelle des Signals von Abb. 7b die Bit der Kodewörter abgetastet werden müssen.

Oft reicht ein einziges dekodierbares Kodewort aus, um die Bitsynchronisation zu gewährleisten. Deshalb kann selbst bei schwächsten Signalen mit wenigstens noch teilweise lesbaren Zeichen die Bitsynchronisation hergestellt werden, bevor die Empfangsperiode beendet ist. Sobald die Bitsynchronisation erfolgreich ist, kann mit der Wortsynchronisation und mit dem Dekodieren begonnen werden. Natürlich bleibt jedes Dekodierresultat vorläufig, solange nicht das Signal der gesamten Periode zur Verfügung steht. Eine spätere Schätzung der Bitposition oder der Wiederholungslänge der Nachricht führt häufig zu einer anderen dekodierten Nachricht (und keineswegs immer zu einer richtigeren).

Abb. 7 (diese und alle folgenden Abb. siehe im engl. Text oben). Ein rauschfreies demoduliertes Signal vor (a.) und nach dem angepassten Filter (b.). (c.) zeigt den Absolutbetrag von (b.). (c.) wird segmentiert in Segmenten einer Bitlänge (strichlierte Segmentierung in c.). Alle Segmente werden addiert zu (d.). Nun wird ein Dreieck optimal in (d.) eingepasst. Sein Maximum definiert die Position, an der die Kodewortbit im Signal (7b) abgegriffen werden müssen.

Abb. 8. Beispiel für die Hadamard-Wortsynchronisation von HD43a bei -20 dB und der Nachricht 'ABCD'. Hier sind nur die Absolutwerte der Ausgaben der Korrelatoren für die Zeichen A,B,C,D,E abgebildet. Die untere Kurve zeigt an jeder Stelle den Maximalausschlag unter allen 43 Ausgängen. Dieses Signal der Maximalwerte wird segmentiert in Längen der Hadamard-Kodewörter (43 Bit). Alle Segmente werden addiert. Diese Summe ist rechts unten dargestellt. Die Position des Maximums wird nun rückübertragen auf das Maximalsignal links davon und dort bestimmt, von welchem der 43 Korrelatoren jeweils dieses Maximum erreicht wurde.

3.2 Hadamard-Kodewort-Synchronisation in HD43

Wie oben erwähnt werden die Hadamard-Kodewörter lückenlos ohne Separator aneinandergehängt. Der HD43-Empfänger hat keine Vorkenntnis, wo diese Kodewörter zusammengefügt sind. Der einzige Weg dies herauszufinden ist, alle Positionen auszuprobieren. Im Gegensatz zu PSK31 haben hier alle Kodewörter dieselbe Länge von 43 Bit. Dadurch kann dieselbe Grundidee zur Synchronisation angewendet werden wie bei der Bit-Synchronisation. Am Ausgang des angepassten Filters werden die Bit des demodulierten Empfangssignals abgetastet wie im vorigen Abschnitt 3.1 beschrieben. Diese Bitwerte sind komplexe Zahlen, also noch nicht als Nullen oder Einsen entschieden. Dieser Strom von komplexen Bitwerten wird korreliert mit allen 43 Kodewortmustern (bei der Korrelation sind hier die Nullen durch -1 ersetzt). Die Filterbank liefert 43 komplexe Ausgabeströme. Als Beispiel zeigt Abb. 8 den Absolutbetrag von 5 dieser Ströme für den Fall der Nachricht "ABCD". Das SNR wurde hier bei 87 Buchstaben pro Minute und der Bandbreite von 2500 Hz zu -20 dB gewählt. (Ein CW Signal ist unter diesen Bedingungen - auch mit optimaler Rechner-Unterstützung - nicht zu entziffern.) Um nun die aktuelle Position der Kodewörter zu bestimmen, ermittelt man zu jeder Zeit das Maximum aller Absolutbeträge aller 43 Korrelatorausgänge. Für die spätere Dekodierung und Konfidenzschätzung werden zwar alle Korrelatorströme noch gebraucht, für die Wortsynchronisation wird jedoch nur der Strom der absoluten Maximalwerte weiterverarbeitet. Da alle Kodewörter dieselbe Länge von 43 Bit haben, wird der Strom der Maximalwerte in Segmente der Länge 43 aufgeteilt und diese alle addiert. Wenn überhaupt ein Hadamard-Kodewort im Rauschen erkennbar ist, so zeigt der zugehörige Korrelatorausgang dort einen Peak, und dieser liefert unter allen anderen Korrelatorausgängen zu dieser Zeit den größten Wert. In der Summe aller Segmente addieren sich diese Peaks systematisch, während das Rauschen in der Summe nur mit der Wurzel aus der Anzahl der Segmente zunimmt. Deshalb steigt die Zuverlässigkeit dieser Synchronisation mit der Anzahl der Zeichen einer Nachricht. Simulationen zeigen, dass Fehler der Hadamard-Wortsynchronisation tatsächlich nur dann überhaupt auftreten, wenn die Nachricht nur aus

drei oder weniger Zeichen besteht und das auch nur bei so schwachem Signal, dass die Fehlerrate der Zeichen-Dekodierung größer als 30% ist. Wenn einzelne Zeichen einigermaßen vertrauenswürdig dekodiert werden können, dann ist auch die Hadamard-Wortsynchronisation gewährleistet.

3.3 Synchronisation der Nachricht (Kodewort des äußeren Kodes)

HD43 kann den gesendeten Text kontinuierlich dekodieren. Deshalb ist eine Synchronisation der Nachricht nur erforderlich, wenn eine feste Sende/Empfangsperiode und der äußere Code benutzt werden. In diesem Fall wird bei HD43 eine maximale Differenz der Uhren zwischen Sender und Empfänger von ± 1.5 Sekunden angenommen. Das garantiert die Synchronisation der Nachricht bei den langsamen Submodes HD43d ... HD43g (siehe Kapitel 5). Bei den schnelleren Submodes kann eine Zeitverschiebung aber zu rotierter Anzeige von dekodierten Nachrichten führen, z.B. 'Q DJ5HG TC'. Während die Wahl des inneren Kodes eine rein mathematisch-technische Optimierung war, erfordert die Wahl des äußeren Kodes eine politische Entscheidung. In Abschnitt 2.2 wurde nur eine (b) von vier grundsätzlichen Möglichkeiten besprochen:

- (a) kein äußerer Code, Synchronisation der Nachricht manuell durch den Operator
- (b) einfacher Paritätscode, Synchronisation der Nachricht manuell durch den Operator
- (c) Paritätscode mit automatischer Synchronisation, Paritätszeichen wird nicht dargestellt
- (d) komplexer äußerer Code mit mehr als einem Paritätszeichen, nur die Nachricht wird dargestellt

Der Unterschied zwischen (a) und (b) besteht in dem zusätzlichen Paritätszeichen in der möglicherweise rotierten Nachricht bei (b). Die Lesbarkeit bei (a) ist also besser. Wenn man allerdings Nachrichten der Arten (a) und (b) beide mit derselben geringen Gesamtenergie empfängt, bei der im Falle (a) 50% der Nachrichten fehlerhaft sind, dann sind bei (b) wegen der Fehlerkorrektur nur 33% fehlerhaft. Was möchten wir wirklich? Um zu einer Entscheidung zu kommen, müssen wir Äpfel und Birnen vergleichen. Der Code (c) ist optimiert für die Synchronisation. Die Position des Extrazeichens ist dann bekannt, es kann bei der Darstellung des Dekodierresultats also weggelassen werden. Die Fehlerkorrekturfähigkeit ist dann aber verloren, so dass die Fehlerrate etwa wie bei (a) ist. (c) ist also besser als (a) bei derselben Empfindlichkeit. Mit komplexen Kodes (d) erreicht man bei genügend großem SNR nahezu beliebig kleine Fehlerraten. Bei dem sehr geringen SNR allerdings, welches zu der hier im Amateurbereich interessierenden Fehlerrate von 50% bei (a) führt, ist jede Wahl von (d) mit zwei zusätzlichen Zeichen schlechter als (b). Damit verbleiben (b) und (c) als mögliche Strategien. Der Autor hat alle Strategien (a)...(d) untersucht. In HD43 ist (b) wegen der größeren Empfindlichkeit realisiert. Aber nur im praktischen Einsatz kann sich zeigen, ob der Verlust an Lesbarkeit durch das Extrazeichen als Preis für die gesteigerte Empfindlichkeit akzeptabel ist.

Abb. 9. Verteilung der Absolutwerte der Korrelation aller 43 Korrelationsfilter an den aus Abb. 8 folgenden Synchronisationszeitpunkten (die Werte stammen aus demselben Signal wie dort). Die in den Teilbildern angegebenen Buchstaben A,B,C,D bedeuten, dass der jeweilige Maximalwert (horizontal: 19,19,17,18) aus dem zugehörigen Korrelator stammt. Der Reihe nach werden also die Zeichen "ABCD" dekodiert. In allen vier Fällen ergibt sich aus der Statistik, dass eine so große zufällige Abweichung des Maximalwertes von einer Normalverteilung seltener als 1:1000000 ist.

Als Zufallsprodukte sind diese Buchstaben also äußerst unwahrscheinlich.

Deshalb werden sie als "empfangen" eingestuft.

4. Die Dekodierung einer Nachricht

Bei der im Abschnitt 3.2 beschriebenen Wort-Synchronisation wird nicht nur das Maximum der Absolutwerte aller Korrelatorausgänge bestimmt sondern dabei auch zu jedem Zeitpunkt der Index festgehalten, aus welchem der Korrelatoren das Maximum jeweils stammt. Dieser Indexstrom wird entsprechend der in Abb. 8 erläuterten Wortsynchronisation abgetastet und liefert dann direkt die Sequenz der Indices der empfangenen Zeichen. Im Beispiel der Abb. 8 haben die Peaks der untersten Kurve die Indices 0, 1, 2, 3. Diese entsprechen den Zeichen A, B, C, D. Die Nachricht "ABCD" wurde also korrekt dekodiert. Die Vertrauenswürdigkeit (Konfidenz) wird bestimmt aus der Lage des aktuellen Maximums relativ zur statistischen Verteilung der übrigen 42 Absolutwerte der Korrelatorausgänge. Abb. 9 zeigt diese Verteilungen für den in Abb. 8 dargestellten Fall an den vier ermittelten Synchronisationszeitpunkten. In allen Teilbildern liegt der Maximalwert rechts gut separiert von der Verteilung der übrigen 42 Korrelatorausgänge. Das zu dem Korrelator gehörige Zeichen (A,B,C,D), der das Maximum liefert, ist jeweils oben rechts im Teilbild angegeben. Der Einfachheit halber werden die aktuellen Chi-Quadrat-Verteilungen durch Gauss-Verteilungen approximiert. Es wird für jedes Hadamard-

Kodewort eine eigene Verteilung und daraus die Konfidenz des dekodierten Zeichens bestimmt. Man könnte statt dessen eine gemittelte Verteilung nehmen. Die Konfidenzbestimmung mit individuellen Verteilungen ist etwas ungenauer, aber viel robuster bei nicht-Gauss-verteiletem Rauschen wie QRN. HD43a hat dieselbe Übertragungsgeschwindigkeit wie normale Telegraphie. Der große Gewinn von HD43 gegenüber CW (bei -20 dB kann man keinen einzigen Buchstaben entziffern) ist begründet durch (a.) den Hadamard-Kode anstelle des Morse-Kodes und (b.) durch den Einsatz von PSK anstelle ASK. Man beachte dabei, dass die Abb. 8 und 9 nur die Dekodierung individueller Zeichen annehmen, also eine mögliche äußere Kodierung noch nicht berücksichtigen.

5. Baudraten

Die Baudrate von HD43 ist nicht auf einen einzigen Wert festgelegt. Moderne Rechner sind schnell genug, um mehrere Baudraten für viele Signale innerhalb der üblichen Bandbreite von 2.5 kHz zu probieren. Die binären Baudraten von HD43 sind $8000 / 2^n$ für $n=7...13$. Sie definieren die Submodes HD43a bis HD43g:

Submode	a	b	c	d	e	f	g
Baudrates	= 62.5000	31.2500	15.6250	7.8125	3.9063	1.9531	0.9766

Die zugehörigen Zeichenraten pro Minute ergeben sich einfach als Baudrate mal 60 dividiert durch 43:

Zeichenrate	= 87.2093	43.6047	21.8023	10.9012	5.4506	2.7253	1.3626
-------------	-----------	---------	---------	---------	--------	--------	--------

Die letzten vier sind für extrem schwache Signale mit einem SNR unter -30 db bei einer Bandbreite von 2.5 kHz. Dann sollten Perioden von zwei oder fünf Minuten (oder noch länger) und kurze Nachrichten benutzt werden. Die erste Baudrate 62.5 entspricht normaler Telegraphie. HD43a ist also für normale Konversation. Die Baudrate von PSK31 ist 31.25. Pro Zeichen benötigt PSK31 etwa 8 Bit, HD43 dagegen 43 Bit. Obwohl die Baudrate bei HD43a doppelt so hoch ist wie bei PSK31, überträgt HD43a dennoch nur etwa ein Drittel so viele Zeichen pro Minute gegenüber PSK31.

6. Modulation

HD43 benutzt BPSK wie PSK31. Das Hauptziel von HD43 ist die Kommunikation mit schwachen Signalen. Das erfordert höchstmögliche Effizienz auf der Sendeseite. Aus diesem Grund ist die Pulsform nicht Kosinus-förmig wie bei PSK31 sondern eher rechteckig, um nichtlineare Leistungsverstärker nutzen zu können. Die Nachteile sind größere Bandbreite des Sendesignals und die größere Empfindlichkeit gegenüber nicht-Gauss-Rauschen (Birdies und QRN) auf der Empfangsseite. Wie oben schon erwähnt gibt es bei der PSK von HD43 nicht das Problem der Unterscheidung der beiden Phasen 0° und 180° , weil 43 komplexe Korrelatoren für die 43 Zeichen eingesetzt werden, die die individuelle Phasendrehung jedes einzelnen Zeichens nebenbei liefern.

7. Zeichenerkennung unter Fading-Bedingungen

Unter Fading versteht man eine schwankende Signalamplitude. Dies geht meistens einher mit Phasenschwankungen. PSK reagiert empfindlich nur auf letztere. Kommerzielle drahtlose PSK-Systeme lösen das Problem entweder mit differentieller PSK oder einer Phasen-Regelung im Empfänger. Beide degradieren allerdings bei sehr kleinem SNR. Wieder ist es der Hadamard-Kode, der eine bessere Lösung ermöglicht. In Abschnitt 3.2 wurde mit Abb. 8 eine Korrelation des komplexen Eingangssignals mit den 43 reellen Bitmustern der Hadamard-Kodewörter (in diesen 0 durch -1 ersetzt) beschrieben. Wir fügen nun Korrelatoren hinzu, bei denen sich diese Bitmuster auf ihrer ganzen Länge in der komplexen Ebene um $+90^\circ$ bzw. -90° drehen. Dann gibt es für jedes der 43 Zeichen drei Korrelatoren oder 5 oder gar 7, wenn wir uns entscheiden, Rotationen der Zeichen von 0° , $\pm 90^\circ$, $\pm 180^\circ$, und $\pm 270^\circ$ zuzulassen. Experimente zeigen, dass diese grobe Abstufung der Rotation auf der Länge eines Kodewortes in Schritten von 90° völlig ausreichend ist. Tatsächlich kommen Rotationen um $\pm 270^\circ$ bei schnellem Fading vor. Nun wird das Maximum der Absolutwerte aller $7 \cdot 43$ komplexen Korrelatoren für die Hadamard-Wortsynchronisation und die Dekodierung verwendet. Aus dem komplexen Korrelatorausgang, der das Maximum liefert, kann nun die mittlere Amplitude des Signals, die mittlere Phasenlage sowie die aktuelle Phasenrotation innerhalb des Zeichens gewonnen werden. Zur Erläuterung zeigt Abb. 10 ein rekonstruiertes Signal mit den 5 Zeichen "DJ5HG" in moderatem Fading. "D" und "H" werden als um -90° rotierend erkannt, während die anderen Zeichen zwar gedreht sind, aber keine Rotation innerhalb des

Zeichens aufweisen. Rotationen, besonders die schnellen um $\pm 180^\circ$ und $\pm 270^\circ$ innerhalb eines Zeichens kommen besonders dort vor, wo zugleich die Amplitude klein ist. Die Rekonstruktion liefert für jedes Hadamard-Kodewort nur eine mittlere Signalamplitude, die dann als konstant für das ganze Kodewort angenommen wird. Deshalb gibt es Sprünge in Phase und Amplitude an den Grenzen zwischen den Kodewörtern. Die rekonstruierte Amplitude/Phase ist in Abb. 10 durch eine Linie an der Hüllkurve der Bitmuster angedeutet. Das aktuelle BPSK-Bitmuster der Hadamard-Kodewörter kreuzt häufig die fette Linie in der Mitte des Bildes. Sie stellt die komplexe Null dar.

8. Fehlerraten der HD43-Modus

Im Freitext-Mode von HD43, wenn also keine feste Periode benutzt wird, dann bestimmt die Zeichenfehlerrate die Qualität der Übertragung. Bei einer festen Periode ist es aber die Fehlerrate der Nachricht selbst. Beide Fälle werden nachfolgend getrennt behandelt.

Abb. 10. Ein rekonstruiertes Signal unter Fading-Bedingungen. Die Nachricht übermittelt hier die fünf Zeichen "DJ5HG" (links nach rechts). Das "D" und das "H" werden als links-rotierend erkannt, während die Phase in den übrigen Zeichen so langsam rotiert, dass das Signal besser mit dem nichtrotierenden Hadamard-Kodewort korreliert. In realen Fadingssituationen sieht das rekonstruierte Signal meistens so chaotisch aus, dass man ein korrektes Dekodieren kaum für möglich hält. Aber es funktioniert.

8.1. Die Zeichenfehlerrate als Funktion der Kohärenzzeit

Abb. 11 fasst die Resultate einer Vielzahl von Simulationen zusammen. Horizontal ist die Abbildung in fünf Bereiche geteilt nach dem Verhältnis der Kohärenzzeit zur zeitlichen Länge eines Hadamard-Kodewortes. Der einfachste Fall ist der ohne Fading (Kohärenzzeit unendlich, im Bild ganz rechts). Der Fadingkanal wurde simuliert als Streuung an vielen diskreten Streuzentren, die sich individuell bewegen. Orte, Geschwindigkeiten und Amplituden entstammen einem Pseudozufallsgenerator. Rauschen wurde addiert, so dass die aktuelle Übertragung ein festgelegtes SNR hat. Bei großer Kohärenzzeit in der Größenordnung der Länge der Sendung ist dann das SNR konstant, während es in der Realität von Sendung zu Sendung verschieden wäre. Dieser Effekt der Simulation führt zu einem kontinuierlichen Übergang zwischen den Fällen ohne und mit Fading. Die zufälligen Streuzentren und ihre Geschwindigkeiten sind dagegen so simuliert, dass die Kohärenzzeit nur im Mittel gilt. Das führt zu einem kontinuierlichen Übergang zwischen den vier Bereichen der Kohärenzzeit. Wenn kein äußerer Code benutzt wird (wie in diesem Abschnitt 8.1 angenommen), dann kann HD43 Fadingminima bei großer Kohärenzzeit, wo ein oder mehrere Hadamard-Wörter komplett unlesbar werden, nicht überbrücken. Ist die Kohärenzzeit dagegen kleiner als die zeitliche Länge eines Hadamard-Kodewortes, dann bleiben alle Hadamard-Kodewörter trotz der Fadinglücken darin lesbar, solange das Phasenrauschen PSK erlaubt. Dies ist der Grund für das Tal der Zeichenfehlerrate auf der linken Seite der Abb. 11.

Abb. 11. Zeichenfehlerraten von HD43 als Funktion der Kohärenzzeit.

8.2 Fehlerraten der Nachricht

Abb. 12 fasst die Ergebnisse von mehr als 500000 simulierten Übertragungen mit verschiedenen HD43-Submodes bei verschiedenen Perioden zusammen. Bei all diesen Simulationen wurde eine kurze Nachricht von 8 Zeichen (typisch für einen CQ-Ruf) übertragen. In diesem Diagramm zeigt sich, dass die Kohärenzzeit des Kanals festlegt, welcher der Submodes jeweils optimal ist. Auf 144 MHz dürfte HD43c meistens sinnvoll sein, bei höheren Frequenzen vielleicht HD43a. HD43f und HD43g sind Kandidaten für 137 kHz (oder sogar die noch langsameren Submodes HD43h ...HD43k).

Abb. 12. Fehlerraten von Nachrichten aus 8 Zeichen (typisch für einen CQ-Ruf). Die Degradation der PSK-Modulation bei sinkender Kohärenzzeit ist deutlich zu erkennen, besonders im Fall von HD43c wo die Fehlerrate bei der Kohärenzzeit von 0.2 s größer ist als die von HD43a. Eine weitere Kurve wurde für HD43f (ohne Fading) mit der (kaum praktikablen) Periode von 15 Minuten gerechnet. Diese liegt fast durchweg jenseits von -40 dB. Nur vollständig korrekte Dekodierungen wurden gezählt. Die Zeichenfehlerrate ist kleiner als die Fehlerrate der Nachricht. Deshalb enthalten fehlerhaft dekodierte Nachrichten häufig noch verwertbare Information.

9. Der Empfänger

Der Empfänger ist nicht Teil der HD43-Spezifikation. Abgesehen von der Synchronisation und dem Dekodierer unterscheidet er sich nicht wesentlich von anderen Empfängern für digitale Kommunikation. Abb. 13 zeigt eine mögliche Struktur. Sie ist der des CWP-Empfängers sehr ähnlich [3]. Dieser Empfänger nimmt am Eingang das 2.5 kHz breite Audiosignal eines SSB-Empfängers entgegen und dekodiert kontinuierlich alle in dieser Bandbreite auffindbaren HD43-Signale.

Eine Besonderheit ist die automatische Eliminierung von Doppler-Frequenzversatz und -Drift beim EME-Betrieb. Das Programm berechnet die relative Bewegung zwischen dem Maidenhead-Locator der Station und dem Mondmittelpunkt. Im Falle des EME-Betriebs sind die von HD43 angezeigten Frequenzen für Sendung und Empfang immer diejenigen am Mondmittelpunkt. Das hat zwei Vorteile: (1) Die Suche nach Signalen ohne Drift ist wesentlich empfindlicher als eine nach unterschiedlich driftenden; (2) antwortet man auf einen CQ-Ruf auf der Frequenz, die man beim HD43-Empfänger sieht, so sieht auch die Gegenstation diesen Rückruf auf dieser Frequenz – und alle anderen Stationen sehen beide QSO-Partner auch auf eben dieser Frequenz. Der Empfängerprototyp unterstützt zur Zeit allerdings nur die Bänder 144 MHz und 432 MHz.

10. Genauigkeitsanforderungen an die Soundkarte

Wie andere digitale Betriebsarten (z.B. JT65, WSPR) benutzt HD43 feste Baudraten. Diese werden durch die Soundkarte realisiert, der Einfachheit halber meistens als Bruchteil einer gebräuchlichen Abtastrate (FSK441: $11025 / 25 = 441$; HD43a: $8000 / 128 = 62.5$). Die empfangende Soundkarte muss dann so weit zu der sendenden passen, dass deren differentielle Drift der aktuellen Abtastraten innerhalb eines Kodeworts kleiner bleibt als die halbe Länge des für den Code benutzten Basissymbols (0.5/Baudrate). Wenn HD43 Zeichen für Zeichen ohne einen äußeren Code dekodiert wird, dann ist nur der Hadamard-Code mit seinen 43 Bit wirksam. Die erforderliche Genauigkeit ist $1/2$ Bit Drift innerhalb von 43 Bit. Alle Soundkarten sind sehr viel besser. Wenn aber HD43a mit einer Periode von 1 Minute benutzt wird, dann enthält die Sendeperiode 87 Zeichen mit insgesamt $87 \cdot 43 = 3741$ Bit. Beide Soundkarten müssen dann mit der Genauigkeit $1 / (2 \cdot 87 \cdot 43) = 0.000134$ zusammenpassen. Meisten tun sie das, besonders bei der gebräuchlichen Abtastrate von 8000 Hz. Aber Soundkarten wurden entwickelt, um den Anforderungen des menschlichen Hörapparates zu genügen, keineswegs für Präzisionsinstrumente. Eine Soundkarte mit der Abtastrate von 7999 ist nicht außerhalb der Spezifikation, obwohl es nicht funktioniert, wenn auf der anderen Seite eine mit 8001 verwendet wird. Viele Soundkarten tasten den analogen Input sogar mit einer vom Output differierenden Rate ab. Deshalb gibt es Soundkarten, die nicht einmal mit sich selbst sprechen können. Schlimmer noch, die Soundkarte wird gesteuert von einem Betriebssystem, welches nie dafür konzipiert wurde, dass harte Realzeitvorgaben eingehalten werden. Das ist ein schwerwiegender Nachteil einer PC-basierten Implementierung gegenüber einer DSP-basierten.

Abb. 13. Struktur für einen HD43-Empfänger. Die fetten Linien b,d,... sind Ströme von komplexen Werten, dünne Linien sind Ströme von reellen Werten oder Zeichen. Die sehr fette Linie q ist ein Bündel von $7 \cdot 43$ komplexen Strömen. Die zwei Kreisscheiben bedeuten komplexe Multiplikation.

Rechts vom Signal 'f' wird alles für alle Frequenzen berechnet, die in der Stufe FND gefunden werden. Die Stufen rechts von SBT werden nur aktiv, wenn die Bitsynchronisation in BSY für einen der Submodes signifikant gelingt.

HIL	Hilbert Transformation (erzeugt aus einem reellen das komplexe Signal)
DDS	Direkte Digitale Synthese einer komplexen Schwingung ($e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t$)
FND	Finde Signalfrequenzen (signifikante Peaks im Spektrum von Signal e sortiert nach SNR)
DNS	Abtastratenreduzierung von 8000 nach 1000 ... 15.625 pro Sekunde (HD43a ... HD43g)
INT	angepasstes Filter (Summe der jeweils letzten 16 Samples)
BSY	Bit Synchronisation (Ermittlung der Bitphase bei fester Bitlänge von 16 Samples)
SBT	Abtastung der komplexen Bitwerte mit dem rekonstruierten Bittakt
CFB	Korrelationsfilterbank (Korrelation mit allen rotierten Hadamard-Kodewörtern)
WSY	Hadamard-Wort-Synchronisation (siehe Abb. 8)
DEC	Dekodierer (Entscheidung für die am besten passende Nachricht)
a	Inputstrom von 8000 reellen Abtastungen pro Sekunde (Audiooutput des Empfängers)
b	Strom von 8000 komplexen Werten pro Sekunde
c	Doppler-Verschiebung und Frequenzversatz bei EME, konstant Null sonst
d	komplexe Schwingung zur Korrektur der Dopplerverschiebung bei EME, sonst Einsen
e	korrigiertes Signal bei voller Bandbreite

f	Frequenzen der im Spektrum des Signals e gefundenen Peaks
g	komplexes Oszillatorsignal, um eine aus f gewählte Frequenz nach 0 Hz zu verschieben
h	das ausgewählte Signal auf 0 Hz verschoben
k	wie h jedoch mit reduzierter Abtastrate (die vom HD43-Submode abhängt)
m	Signal nach dem angepassten Filter (Beispiel Abb. 7b)
n	die rekonstruierte Phase des Binärtaktes (siehe Abb. 7)
p	Strom von mit der Baudrate abgetasteten komplexen Bit-Werten
q	7*43 Ströme von Korrelationen mit allen Hadamard-Kodewörtern und Rotationen
r	Strom von Indices für Kodewortgrenzen (mit der Zeichenrate)
s	Strom von dekodierten Zeichen zum Bildschirm

Um die Probleme zu lösen wurde ein HD43-Prototyp für den PC unter WinXP/Vista entwickelt mit folgenden Eigenschaften:

(1) Das gesamte Timing von HD43 einschließlich der Perioden und der TRX-Steuerung wird abgeleitet vom Takt des Inputs der Soundkarte. Wenn diese Rate genau bekannt ist (beim Autor ist sie 7999.844 pro Sekunde), dann wird das Timing der Bit, Kodewörter und Perioden entsprechend der Relation von aktueller zu nominaler Abtastrate korrigiert. Dann bleibt das Timing auch über lange Zeit korrekt, obwohl die aktuelle Abtastrate eigentlich unbrauchbar ist.

(2) Mithilfe des vom HD43-TRX nicht benötigten rechten Audiokanals wird der Output mit dem Input synchronisiert. Dazu wird jede Sekunde ein spezieller Barker-Code über ein Audiokabel geschickt, das den rechten Audioausgang mit dem rechten Audioeingang der Soundkarte verbindet. So erkennt das Programm jeden Versatz zwischen Eingang und Ausgang mit der Genauigkeit eines einzigen Abtastschritts.

Auch wenn die aktuelle Abtastrate relativ genau sein mag, so akkumulieren sich die Abweichungen über längere Zeit. Z.B. registrierte der Autor mit seiner Soundkarte nach 10 Stunden kontinuierlichen Betriebes: 5616 Samples weniger als nominal im Inputstrom, 18215 Samples mehr als nominal im Outputstrom. Ohne die Korrektur wäre der Input nach dieser Zeit bei HD43a um 44 Bit falsch, und der Versatz zwischen Input und Output hätte sich akkumuliert zu 23831 Samples entsprechend 186 Bit oder 4.33 Zeichen bei HD43a. Hieraus kann man leicht herleiten, dass Output und Input dieser Soundkarte schon in 97 Sekunden um ein halbes Bit von HD43a auseinanderlaufen. Das reicht gerade für eine Periode von 1 Minute, aber nicht mehr, sofern die Korrektur nicht aktiv ist.

11. Verfügbarkeit

HD43 ist ein Vorschlag für eine digitale Betriebsart. Die Komplexität einer Realisierung als Programm für den PC ist vergleichbar wie bei PSK31. Allerdings ist das graphische Interface wesentlich aufwändiger wegen der Submodes, der wählbaren Perioden, der notwendigen Wahl der Kanaleigenschaften (EME, Kohärenzzeit) etc. Der Autor hat einen Prototypen programmiert, der eigentlich nur für die Entwicklung für Simulationen gedacht war. Interessierte sollten sich beim Autor melden.

Danksagung

Der Autor dankt Rex Moncur, VK7MO, für eine Reihe von wertvollen Hinweisen zur Steigerung der Lesbarkeit dieser Schrift.

Referenzen

- [1] Peter Martinez, G3PLX: PSK31 Fundamentals, at many places in the internet.
- [2] Klaus von der Heide, DJ5HG: Digital Weak Signal Communication for Minimal QSOs, DUBUS Vol.38, 1/2009, p.36
- [3] Klaus von der Heide, DJ5HG: The CWP-Receiver, DUBUS Vol.37, 1/2008, p.36

A "different" Xtal Oscillator - Revival and Improvements

by Goliardo Tomasetti, I4BER

Dual gate MOSFETs like BF961, BF981, 40673 etc. make stable low noise amplifiers up to VHF bands. Manufacturers specify gate 1 (G1) as the input of the device, negatively biased by the current flowing through the source resistor. When used as an amplifier G2 is RF grounded and DC biased at about +4 V. Gate 2 (G2) can be used as a secondary input, e.g. as the LO input if the device is being used as a mixer. The idea of using dual gate MOSFETs as unconventional oscillators exploiting both gates as terminals for the Xtal connection was proposed to and then published by *Electronic Engineering* in March 1974. QST reported it on its June 1976 issue. Pat Hawker G3VA also mentioned it in *Amateur Radio Techniques*, 6th Edition (RSGB) in 1978 and finally appears in ARRL's *Hints and Kinks* in 1978. In line of basic principles the circuit can be referred to or inspired by older designs of negative resistance oscillators using multigrid tubes like tetrodes.

During recent tests performed around the original design I realised that an enhancement of about 10 dB in output power was attainable just applying a positive bias to G1 and zero bias to G2, quite unexpectedly considering the mentioned manufacturers' specifications. The source biasing resistor may be omitted as shown in Fig.1.

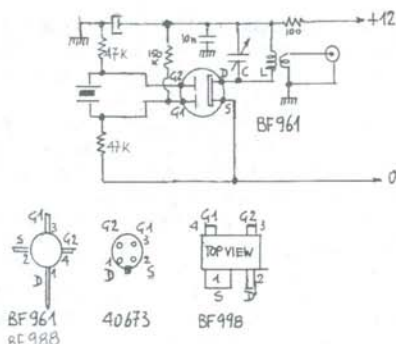


Fig. 1

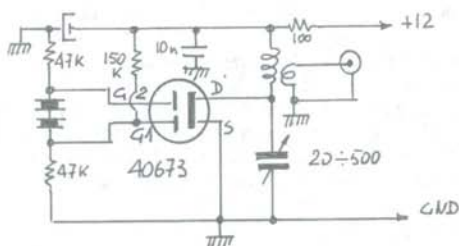


Fig. 2

Testing the modified oscillator shown in Fig.1 in the range of my spare quartz Xtals (6 to 60 MHz), I measured about 10 mW of output power with 30 to 40 dB of second harmonic attenuation without adding external filters, and well over 50 dB for higher harmonic orders. I believe this implies much pursued class A linear mode of oscillation which, added to the inherently very light Xtal loading, should enhance frequency stability and improve phase noise.

The circuit is particularly easy to adjust. No multiple or unexpected maxima or level jumps are detected. The circuit oscillates at the Xtal's fundamental or 3rd overtone frequency even with output circuit well off resonance: the output tuning only maximises output power. As stated in the original descriptions, the circuit can deliver reasonable output power without an output tuned circuit at all; it may only require a RF choke or even just a 1K resistor! Best harmonic rejection is achieved by setting the output trimmer, when present, just past resonance on the low frequency side. Having no chance to seriously measure frequency stability or phase noise, a real expert like Eraldo Sbarbati, I4SBX was involved in making at least a preliminary amateur measurement of phase noise, testing with a common ham's crystal. At all frequencies beyond 1 kHz from zero beat, the phase noise was less than -140 dBc/Hz (the limit of I4SBX's instrumentation) which indicates quite satisfactory performance.

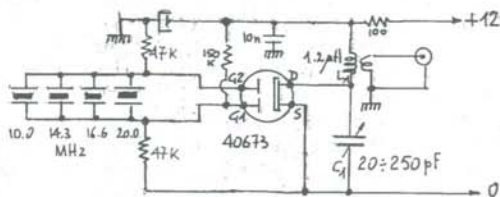


Fig. 3

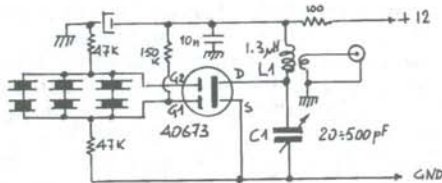


Fig. 4

Several attempts were also made to make this circuit work acceptably at higher frequencies like 100 MHz and up. Apparently the circuit accepts fundamental and third overtone resonances only. Higher overtone Xtals oscillate very well but only at their fundamental or low overtones. The ease of oscillation with this circuit was an invitation to try some uncommon configurations like paralleling many Xtals to the same input terminals as shown in the following figures.

The first attempt is shown in Fig. 2. Either one of the two Xtals can be selected to oscillate at its nominal frequency just by turning the output trimmer. The Xtals can be series connected as shown but there is also no problem with a parallel connection. At this point the question becomes: how many Xtals can oscillate simultaneously in simple or mixed series-parallel connections? The maximum achievable with a 40673 MOSFET is a bunch of 4 units in parallel as shown in Fig. 3. The four possible frequencies are easily tuned in by the output trimmer and each one gives the maximum standard output. More Xtals can be made to work with a series-parallel combined connection shown in Fig.4

OSC. MHz	C1 pF	OUT dBm	2nd harm atten. dB	3rd harm atten. dB
8.87	230	10	-40	-60
10.00	190	11	-38	-55
14.33	96	12	-35	-50
15.59	80	12	-32	-50
16.64	75	12	-30	-45
20.02	48	10	-25	-40

The table on the left shows the measured results of the combination of 6 randomly chosen Xtals. By the simple rotation of C1, the output tuning capacitance, we can choose among 6 Xtal controlled frequencies. A minimum spacing of 0.7 MHz between Xtal frequencies is required for proper operation.

Ein "anderer" Quarzoszillator - Wiederentdeckung und Verbesserungen

von Goliardo Tomasetti, I4BER

Dual-Gate-MOSFETs wie der BF961, BF 981, 40673 etc. ermöglichen den Bau stabiler rauscharmer Verstärker bis in die VHF-Bänder. Die Hersteller schlagen als Eingang das Gate 1 (G1) vor, das durch den Strom, der durch den Source-Widerstand fließt, negativ polarisiert wird. Gate 2 (G2) kann als sekundärer Eingang verwendet werden, z.B. als LO-Eingang, falls der Transistor als Mischer verwendet wird. Als Verstärker ist G2 HF-mäßig geerdet und gleichspannungsmäßig mit +4 V vorgespannt.

Die Idee Dual-Gate-MOSFETs als unkonventionelle Oszillatoren zu verwenden und dabei beide Gitter als Anschlüsse für den Quarz auszunutzen wurde im März 1974 von „Electronic Engineering“ vorgeschlagen und publiziert. In der QST wurde darüber im Juni 1976 berichtet. Pat Hawker hat es in „Amateur Radio Techniques, 6th Edition 1978“ erwähnt und es taucht auch 1987 in den „ARRL's Hints and Kinks“ auf. Bezüglich der Grundprinzipien ist diese Schaltung angelehnt an alte Designs von Oszillatoren mit negativem Arbeitswiderstand, die Tetroden mit vielen Gittern verwenden. Während einiger kürzlich durchgeführter Tests mit dem originalen Design, konnte eine Verbesserung von etwa 10 dB bei der Ausgangsleistung erreicht werden, indem einfach eine positive Vorspannung an das Gitter 1 gelegt wurde, was angesichts der Spezifikationen des Herstellers recht unerwartet war.

Bei Tests des modifizierten Oszillators, der in Abb. 1 gezeigt ist, mit Quarzen im Bereich von 6 bis 60 MHz, habe ich etwa 10mW Ausgangsleistung gemessen bei einer Abschwächung der zweiten Harmonischen von 30 bis 40 dB, ohne dass externe Filter eingefügt waren und über 50 dB für die höheren Harmonischen. Ich glaube, dass dies eine Schwingung im linearen Klasse-A-Modus impliziert, die zusammen mit der offensichtlich sehr leichten Quarz-Last, die Frequenzstabilität und das Phasenrauschen verbessern sollte. Die getestete Schaltung ist besonders leicht abzustimmen. Es wurden keine multiplen oder unerwarteten Maxima oder Pegelsprünge beobachtet. Der Kreis schwingt auf der Grundfrequenz oder 3. Obertonfrequenz sogar, wenn der Ausgangskreis sich weit von der Resonanz entfernt befindet: Das Ausgangskreisabstimmen maximiert nur die Ausgangsleistung. Tatsächlich kann die Schaltung sogar brauchbare Ausgangsleistung liefern, ohne dass überhaupt ein abgestimmter Ausgangskreis vorhanden ist, wie in der Originalschaltung erwähnt ist: Es wird lediglich eine HF-Drossel oder sogar nur ein 1K Widerstand benötigt! Beste Unterdrückung der Harmonischen wird erreicht, indem der Ausgangstrimmer, sofern vorhanden, ein ganz wenig neben die Resonanz gedreht wird, in Richtung der Seite der niedrigeren Frequenz. Der Vorspannungswiderstand für die Source kann weggelassen werden, wie in Abb. 1 gezeigt. Da ich keine Möglichkeit habe, die Frequenzstabilität wirklich richtig zu messen, wurde mit Eraldo Sbarbati, I4SBX, eine echter Experte hinzugezogen, um wenigstens eine vorläufige Amateurmessung des Phasenrauschens mit einem Amateurquarz zu machen. Es wurde kein schlechterer Wert als das Limit von I4SBX's Messgrenze von -140dbc/Hz auf allen Frequenzen über 1 kHz von zero beat gefunden, was eine recht zufriedenstellende Leistung bedeutet. Es wurden einige Versuche unternommen, um diese Schaltung auf höheren Frequenzen, wie 100 MHz und darüber, akzeptabel zum Laufen zu bringen. Offensichtlich akzeptiert die Schaltung nur Quarze für 3. Oberton. Quarze höherer Obertonordnungen schwingen leicht sehr gut, aber auf ihrer Grundfrequenz oder unteren Harmonischen davon. Die Leichtigkeit des Schwingens bei dieser Schaltung war eine Einladung dazu, unkonventionelle Anordnungen auszuprobieren, wie das Parallelschalten mehrere Quarze am selben Eingang, wie ab Abb. 2 gezeigt.

Den ersten Versuch zeigt Abb. 2: Die zwei Quarze schwingen sehr gut auf ihren Kennfrequenzen einfach, indem man den Ausgangstrimmer abstimmt. Die Quarze können in Serie geschaltet werden, wie gezeigt, aber auch parallele Anordnung ist kein Problem. An dieser Stelle stellt sich die Frage: Wie viele Quarze können mit normaler Leistung in einfacher oder gemischter Serien-Parallel-Anordnung noch arbeiten? Die maximal von einem 40673 MOS akzeptierte Zahl sind 4 parallele Quarze, wie in Abb. 3 gezeigt. Die 4 Frequenzen werden mit dem Ausgangstrimmer eingestellt und arbeiten jeweils mit dem maximalen normalen Output. Noch mehr Quarze können zum Arbeiten gebracht werden, wenn eine seriell-parallel Kombination verwendet wird, wie in Abb. 4 gezeigt. Die Tabelle zeigt die gemessenen Ergebnisse einer Kombination von 6 zufällig ausgesuchten Quarzen. Durch das einfache Drehen von C1, dem Ausgangstrimmer, können wir zwischen 6 quarzkontrollierten Frequenzen wählen. Ein Mindestabstand von 0.7 MHz zwischen den Quarzfrequenzen ist für ein ordentliches Funktionieren erforderlich.

More about the LFA

by Slobodan Bukvic, YU7XL

In the last two issues of Dubus magazine some interesting things have been published about Loop Fed Arrays (LFA), by Justin, G0KSC. I want to congratulate him on his good and fast work. In truth, it should be said that this design is not revolutionary. I have come across many professional yagis constructed in this way in the last 50 years. However, the term 'LFA' is a good one, I think.

Three years ago I designed several models in this configuration. I noted some improvements, as Justin explained later in detail, but I left further development 'for later'. Now, excited by Justin's articles I revisited my old designs to see how they compared to Justin's models.

The classic folded dipole has a disadvantage that just one half is in line with the directors and reflectors of the antenna. Therefore, its vertical pattern is not quite symmetrical, and some gain is sacrificed. With the LFA, all elements are in line.

I found that Justin obtained almost the maximum possible performance. But I started in a slightly different way:

- First, I used a feed point impedance of 200 Ohms. In comparison to Justin's 50 Ohm system, 200 Ohm LFAs give a little bit less gain. Other parameters are better with 200 Ohm models: they are 'colder' and have greater bandwidth. One more very important thing: 200 Ohm models behave much better in rain and snow. 200 Ohm LFAs give about the same gain when stacked. We must not forget that the free space impedance is 377 Ohms, and that the antenna is just a transformer between free space and feed!
- Second, I used the radiator in the form of trapezoid, not a rectangle. Figure 1 and Figure 2 show how I made it.

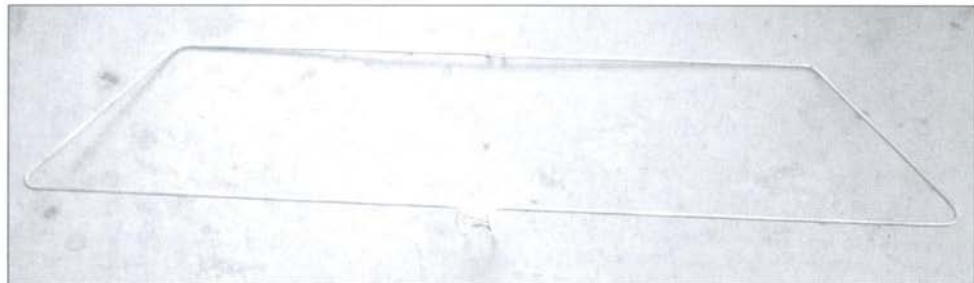
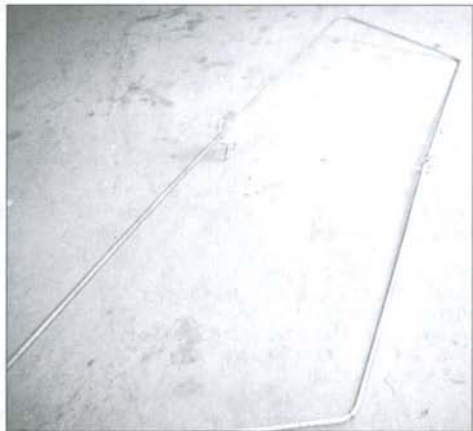


Fig. 1: Trapezoidal Loop Feed



One can see that the feed point side is shorter. This shorter side is faces the 1st director, and the longer side faces the reflector. Such configuration gives a little bit more gain, but at the same time allows more flexibility to obtain the best element positions and to preserve the correct value of the antenna impedance.

Fig. 2: Trapezoidal Loop Feed

Here are the construction details for a 6-meter long boom LFA yagi for 144 MHz.

LFA Yagi Antenna Y21105XL7

Performance

Type	Ele	Length	Gain (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (°)	F/Sv (°)	H (°)	V (°)	TA (K)	G/T (dB)	Fo (MHz)	Bandwidth (MHz)*	
												Lower	Upper
Y21105XL7	11	6000	14.90	46.65	27.55	21.11	36.0	39.4	217.2	-8.47	144.5	141.700	145.900
			14.81	47.56	27.55	21.10	35.8	39.2	219.2	-8.60			

* For SWR=1.5

The first row gives free space data, the lower row gives data with Aluminium losses included.

Dimensions

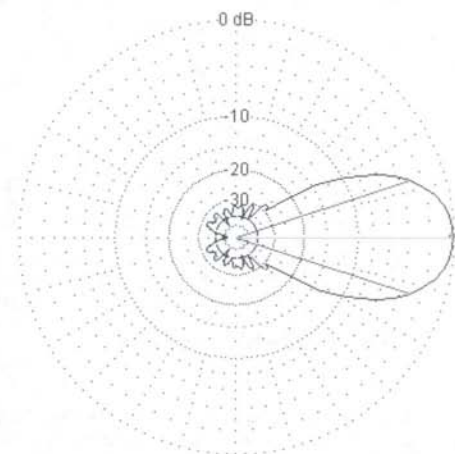
	RE	DE1	DE2	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	D9
Position	0	155	345	426	746	1305	1969	2715	3502	4355	5272	6000
Length	1020	990	830	958	956	930	916	896	882	860	842	830

All elements made of Alu rods Ø5 mm.

Diagrams (no loss condition)

EZNEC-M

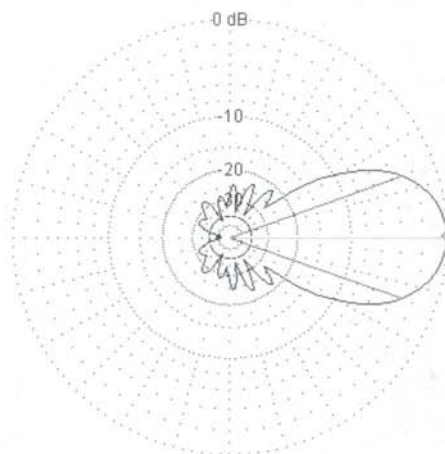
EZNEC-M



144.5 MHz

Azimuth Plot
Elevation Angle 0.0 deg.
Outer Ring 14.9dBi
Cursor Az 0.0 deg.
Gain 14.9 dBi
0.0 dBmax
3D Max Gain 14.9 dBi
Slice Max Gain 14.9 dBi @ Az Angle = 0.0 deg.
Front/Back 46.65 dB
Beamwidth 36.0 deg.; -3dB @ 342.0, 18.0 deg.
Sidelobe Gain -12.64 dBi @ Az Angle = 312.0 deg.
Front/Sidelobe 27.55 dB

Fig. 3: Azimuth plot w/o losses



144.5 MHz

Elevation Plot
Azimuth Angle 0.0 deg.
Outer Ring 14.9dBi
Cursor Elev 0.0 deg.
Gain 14.9 dBi
0.0 dBmax
3D Max Gain 14.9 dBi
Slice Max Gain 14.9 dBi @ Elev Angle = 0.0 deg.
Front/Back 46.65 dB
Beamwidth 39.4 deg.; -3dB @ 340.3, 19.7 deg.
Sidelobe Gain -6.2 dBi @ Elev Angle = 48.0 deg.
Front/Sidelobe 21.11 dB

Fig. 4: Elevation plot w/o losses

Diagrams (loss included for aluminium)

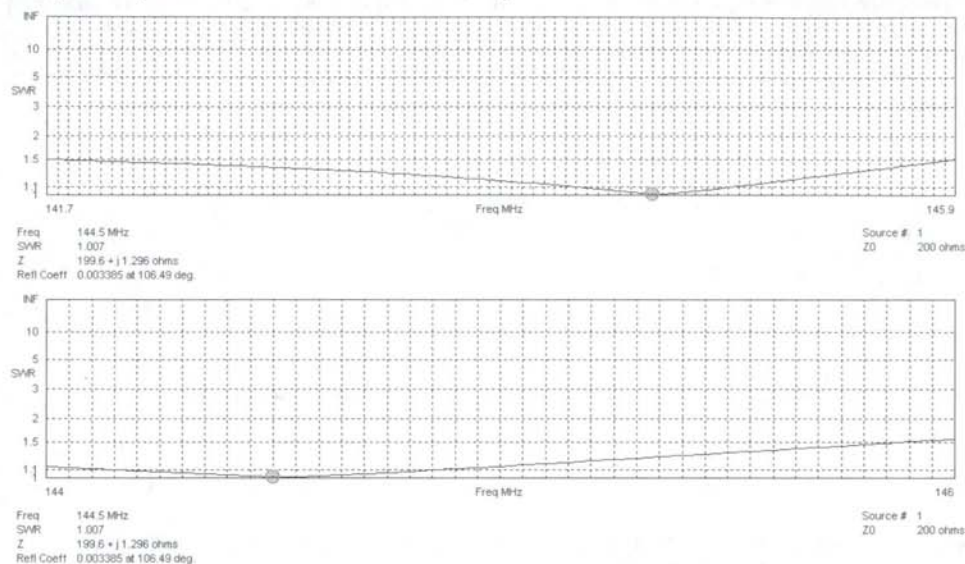


Fig. 5: SWR plots – broad (top) and narrow (bottom)

EZNEC-M

EZNEC-M

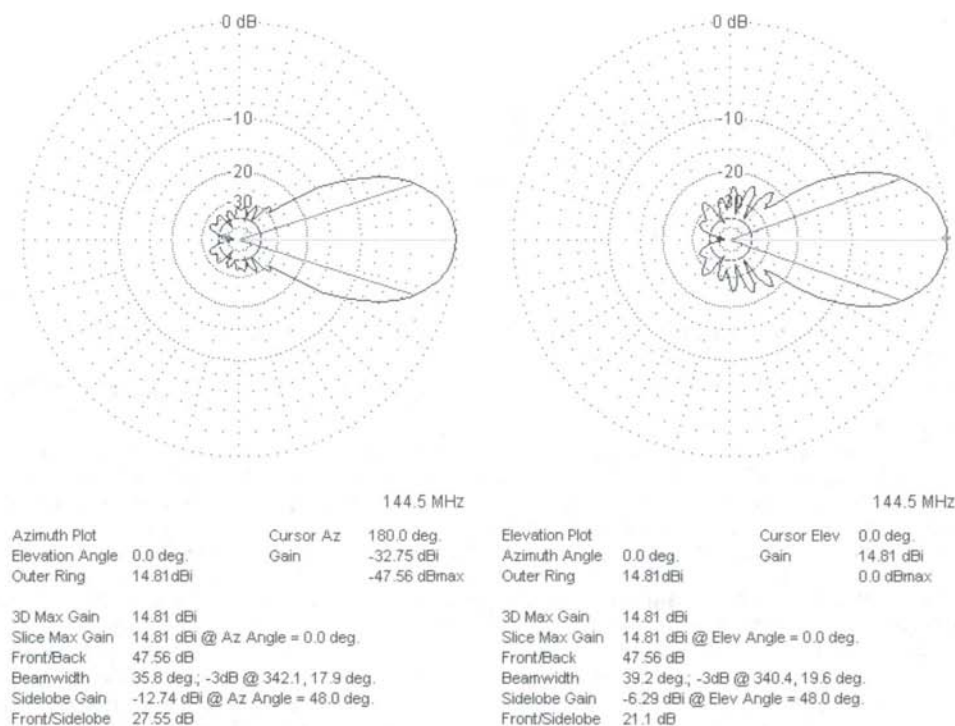
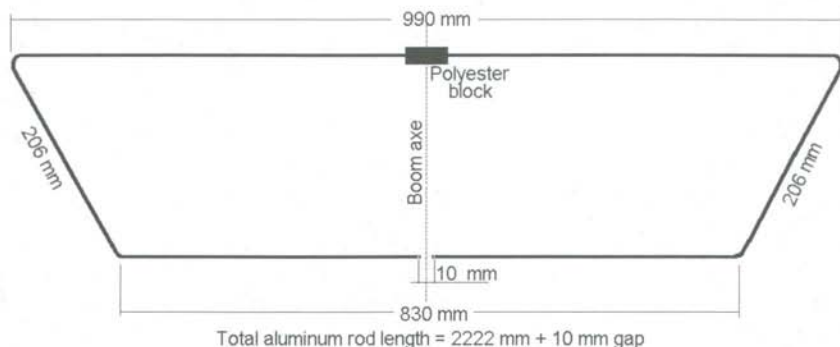


Fig. 6: Azimuth plot with losses

Fig. 7: Elevation plot with losses

I have built this antenna design. All elements were insulated from the boom, by plastic holders made with polyester resin from a car body repair kit. The centre of the long side of the radiator had a moulded on polyester block, and the feed point side is fitted onto a piece of PCB and a central heating plastic pipe clip (I always use round booms). The junction between the radiator and the feed cable, together with the balun section, is left open, but some may like to enclose it in a suitable plastic box. Figure 8 shows the details of the radiator.



I have designed some more models of this antenna type. As soon as possible, I will post them on my web site: <http://www.qsl.net/de/member/yu7xl/>.

Mehr über die LFA

von Slobodan Bucvic, YU7XL

In den beiden letzten Ausgaben des DUBUS-Magazins wurden interessante Details über Loop-gespeiste Arrays (LFA) von Justin, G0KSC, veröffentlicht. Ich möchte ihm zu seiner guten und schnellen Arbeit gratulieren. Um der Wahrheit Willen muss aber erwähnt werden, dass dieses Design nicht „revolutionär“ ist. Ich habe viele professionelle Yagis aus den letzten 50 Jahren gesehen, die in dieser Art und Weise konstruiert waren. Die Bezeichnung „LFA“ ist aber recht zutreffend, denke ich.

Vor 3 Jahren habe ich einige Modelle in der selben Anordnung entwickelt. Ich fand einige Verbesserungen, so wie Justin sie später im Detail erklärt hat, habe ich habe sie „für später“ zurückgestellt. Nun, angeregt durch Justins Artikel habe ich meine alten Designs wieder herausgeholt, um zu sehen, wie sie im Vergleich zu Justins Modellen sind.

Die klassische Konstruktion eines Faltdipols hat den Nachteil, dass nur eine Hälfte des Dipole in einer Ebene mit den Direktoren und dem Reflektor der Antenne ist. Deshalb ist das vertikale Diagramm nicht ganz symmetrisch und etwas Gewinn geht verloren. Bei der LFA hingegen sind alle Elemente in einer Ebene. Gleich habe ich bemerkt, dass Justin bereits fast die maximal mögliche Leistung erreicht hat. Aber ich habe dann einen etwas anderen Ansatz verfolgt:

- 1.) Ich verwendete eine Fußpunktimpedanz von 200 Ohm. Im Vergleich zu Justins 50-Ohms-System zeigt die 200-Ohm-LFA ein bisschen weniger Gewinn. Alle anderen Leistungsdaten sind aber bei den 200-Ohm-Modellen besser: Sie sind „kälter“ und breitbandiger. Eine wichtige Sache sollte man auch nicht außer acht lassen: 200-Ohm-Modelle verhalten sich viel besser bei Regen

und Schnee. 200-Ohm-LFAs bringen bei der Stockung in etwa den selben Gewinn, wie 50-Ohm-Versionen! Man darf nicht vergessen, dass die Impedanz des freien Raums 377 Ohm beträgt, und dass die Antenne nur ein Transformator zwischen Freiraum und Feed ist!

- 2.) Ich habe einen trapezförmigen Strahler verwendet, also kein Rechteck. Abb. 1 und 2 zeigen, wie ich ihn realisiert habe. Man kann sehen, dass die Seite mit der Einspeisung kürzer ist. Die kürzere Seite zeigt zum 1. Direktor und die längere Seite zum Reflektor. Eine solche Konfiguration bringt ein wenig mehr Gewinn und erlaubt gleichzeitig mehr Manipulationen bei der bestmöglichen Anordnung der Elemente unter Erhalt des korrekten Wertes der Antennenimpedanz.

Hier nun die Konstruktions-Details für eine 6 Meter lange LFA-Yagi für 144 MHz.

LFA Yagi Antenne Y21105XL7

Leistungsdaten

Typ	Ele	Länge	Gain (dBi)	F/B (dB)	F/Sh (°)	F/Sv (°)	H (°)	V (°)	TA (K)	G/T (dB)	Fo (MHz)	Bandbreite (MHz)*	
												Untere	Obere
Y21105XL7	11	6000	14,90	46,65	27,55	21,11	36,0	39,4	217,2	-8,47	144,5	141,700	145,900
			14,81	47,56	27,55	21,10	35,8	39,2	219,2	-8,60			

* Für SWR=1,5

Die erste Zeile sind die Daten für den Freiraum, die zweite Zeile berücksichtigt die Verluste von Aluminium.

Abmessungen

	RE	DE1	DE2	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	D9
Position	0	155	345	426	746	1305	1969	2715	3502	4355	5272	6000
Länge	1020	990	830	958	956	930	916	896	882	860	842	830

Alle Elemente aus Alu-Stäben mit 5 mm Durchmesser.

Diagramme (ohne Verluste)

Abb. 3: Azimut-Diagramm ohne Verluste

Abb. 4: Elevations-Diagramm ohne Verluste

Diagramme (mit Verlust für Aluminum)

Abb. 5: SWR-Diagramm – weit (oben) und schmal (unten)

Abb. 6: Azimut-Diagramm mit Verlust

Abb. 7: Elevations-Diagramm mit Verlust

Ich habe diese Antenne aufgebaut. Alle Elemente wurden mittels aus Polyester-Harz (Auto-Reparatur-Kit) hergestellten Plastik-Haltern vom Boom isoliert. Der Strahler wurde in der Mitte der langen Seite ebenfalls in Polyester getaucht. Die Seite mit dem Speisepunkt wurde auf einem Stück Platine und einem Halter für Kunststoffzentralheizungsrohre platziert (ich verwende immer runde Booms). Die Verbindung zwischen Strahler und Speisekabel wurde zusammen mit dem Balun offen gelassen, sicher mag mancher das lieber in einem Kunststoffkasten verstauen. Abb. 8 zeigt die Details für den Strahler.

Ich habe weitere Varianten dieses Antennentyps entwickelt. Sobald wie möglich werden diese auf meiner Webseite unter <http://www.qslnet.de/member/yu7xl/> veröffentlicht.

High Gain LFA Yagi for 144 MHz – NEC 4 makes a difference

by Justin Johnson, G0KSC

During mid-October, I had the pleasure of visiting K5AND in Texas for the annual 6m Bar-B-Q and was fortunate enough to be able to present a few slides about the development of the Loop Fed Array and some of the variants I intend to release. After the presentation I was approached by a European ham who told me the F/B on the LFA was not very good when stacked; I asked him if his model predictions were based on the NEC2 calculating engine, and he confirmed that they were.

I therefore feel it very important to issue some warnings about problems that software based on NEC2 can have when being used to model LFA Yagis. These problems are mainly about structures involving sharp changes of angle, and they are well documented and quite familiar to modelers of HF loops etc. However, anyone whose modeling experience has been mostly with conventional VHF/UHF Yagis may be meeting these problems for the very first time when attempting to model the LFA with its rectangular loop driven element. Although NEC2 will often model LFA Yagis with quite good accuracy, it can also produce unexpected and inaccurate results, particularly in automatic optimization where any errors accumulate rapidly. This article will explain some of the known errors in the NEC2 and MININEC calculating engines, and will show why I decided to invest in the expensive NEC4 program to resolve these uncertainties.

In addition I will present a new 15 element 'Plus2' LFA Yagi design with a triple reflector. This design delivers high gain, excellent suppression of all rearward minor lobes and direct feed with very low VSWR – all of which are maintained across a much broader bandwidth than the very best conventional Yagi designs. This new LFA design is exclusive to DUBUS and will not be published elsewhere, not even on my own website.

NEC – the Numerical Electromagnetics Code

The NEC code is the heart of most antenna modelling packages used by amateurs. NEC is based on the Method of Moments (MoM) and it comes in two public versions, NEC2 and NEC4. NEC2 was originally published in 1981 and its development has split into two separate streams. The NEC team concentrated on the antenna modeling, so NEC2 is now a very mature product based on almost 30 years of user feedback. Meanwhile, development of the user interface has been almost entirely in the hands of independent software authors who have exploited the continuing advances in computing power to produce modern graphical user interfaces. So instead of being a stand-alone program, NEC2 is now almost universally used as an internal 'calculating engine' which is normally hidden from the end user. Most users today do not see the original NEC interface (still based on Fortran cards!) except possibly as an advanced option. Some of these user interfaces are commercial software while others are free to download from the Internet, but the NEC2 engine has a free public licence and is always included with no charge.

NEC2 will model most basic antenna configurations with good accuracy, including standard dipole fed Yagis. However, there are some known problems within NEC2, which have led to the development of NEC3 and NEC4 – see below – so there has been no further development of NEC2 in recent years, only a very few minor bug fixes. Most of the problems within NEC2 do not affect conventional Yagi antennas; but two areas specifically affect the G0KSC Loop Fed Array Yagis. These are the sharp corners of the rectangular loops, and the step changes in element diameter if the ends of the loop are made adjustable. The thin wire kernel within NEC2 can sometimes be unstable with such models, which can result in poor F/B being predicted and in some cases, even pattern reversal. These instabilities are a particular problem when the NEC2 engine is being called repeatedly by an optimizer, as errors tend to accumulate and the optimization fails to converge onto the correct results.

The NEC4 engine was first released in 1992 and is still under development now. The latest version NEC4.1, which I now use, has had the issues of sharp bends and the thin wire kernel removed. As a result, it models LFA Yagi antennas (and indeed any loop structures) accurately, along with conventional

Yagis of course. Although NEC2 is adequate for many purposes, NEC4 allows the user to take the modeling and optimization of VHF/UHF Yagis to a higher level of accuracy, as discussed below.

The problem is that NEC4 is not an open source code: the program and user licence must be purchased from Lawrence Livermore National Laboratory (LLNL) in the USA. This costs \$300 if you live in the USA, and \$500 outside of the USA (assuming in both cases that the code is not for commercial use; a commercial license is available at even greater cost). Also there is a more limited choice of antenna modelling packages that will allow the use of the NEC4 engine.

Rather than discuss all available packages, I will just select the two I know of that will handle NEC4 and that I use myself. The first is 4nec2 which can be found and downloaded for free by using the Google search engine. As with most antenna modelling packages, 4nec2 comes with the NEC2 calculation engine pre-installed. However, if you purchase the NEC4 engine and licence, you may also install NEC4 and use it as an option. This can be useful to compare antenna results between the NEC2 and NEC4 engines. The second package is EZNEC Pro/4. Some hams using EZNEC v5 or EZNEC v4 appear to believe they have a version of EZNEC using the NEC4 engine but the website, program control dialog and help files all make it very clear that these versions of EZNEC use NEC2. Only EZNEC Pro/4 has the NEC4 engine installed, and this can only be purchased (\$650) after confirmation that you have also purchased a NEC4 user licence from LLNL.

Model Accuracy Update

Those who keep an eye on my website will be well aware of the large number of antennas I build for comparison against models for development purposes. We have long passed the stage where amateur measurements could possibly hope to confirm or deny the model predictions of radiation patterns. When NEC2, NEC4 or even MININEC are used correctly – which means avoiding their known limitations, using appropriate segmentation and making careful checks for stability of results, the predicted patterns are more accurate than even professional antenna range measurements. This particularly applies to VHF Yagis where the size of the antenna range required for accurate measurements is enormous. What both amateurs and professionals have to do is look for some relatively simple measurements that can confirm certain key features of antenna performance. Taken together, these simple tests can build confidence in the antenna model, or help to identify any problems.

Based on the expected accuracy of the pattern predictions, some of the key diagnostics have been measurement of the first sidelobes – their angle, symmetry, suppression and the depth of any predicted null between the sidelobes and the main beam. However, it has generally been accepted that one of the most simple measurements, of VSWR as a function of frequency, could not be used because NEC2 or MININEC do not provide sufficiently accurate predictions. The driven element in conventional Yagi designs has usually been developed and adjusted by practical methods. With access to NEC4 I have now taken on the challenge to model the characteristic double-dip VSWR curves of LFA Yagis in full detail, which makes a very sensitive diagnostic test for the whole model. The direct 50Ω loop feed is particularly suitable for this approach, for if the model is accurate enough, the VSWR curve should be exactly as predicted without any tuning or matching adjustments at all. Although I never expect to see exactly the same graphs from the VSWR analysers (I have three) as I do from the modeling, I always try to adjust the software models to achieve the closest possible agreement with the practical measurements, in order to establish and correct any inaccuracies in the model.

As with most Yagis, the first director length and spacing is critical for impedance matching. Although I have made the spacing and electrical length exactly as required in the model, the VSWR results have varied, eg predicted 1.05:1 but measured 1.2:1, so the Yagi has required slight adjustments when built, particularly in the length of the D1 element. Even a change of 1–2mm at 50MHz makes a noticeable difference in the shapes of the VSWR curves and frequencies of the multiple dips. Furthermore, the final width of the loop often needed to be increased by up to 5mm (50MHz, using NEC4). Generally the antenna bandwidth was correct and resonant where it should be so what was the issue with these elements described above?

One point of consideration is the materials in use and the effect of booms and the insulators used. If the consistency of the aluminium tube being used varies from that hard programmed into the calculation engines being used, this will alter the result. The most inconsistent parameter of that of the insulators, material used to construct them and their physical size. I would consider it an important qualification step to put a piece of the material you intend to use as an insulator into a microwave oven for a short time and see if it heats up. If it does, this is not a good choice of material. If it does not, it should be OK but care should still be taken to minimize detuning by making the insulator as small as mechanically possible and with the least possible surface area in contact with the element itself.

Reading through the NEC4.1 manual raised other interesting points about the model itself. First, the manual suggests to increase the number of segments per half wave until there are no further significant changes seen in the results. Until then I had always followed the conventional advice (based on MININEC or NEC2) to use about 20 segments per half wave. However, when I increased the segmentation density in existing models using NEC4, I noticed that the predicted performance changed. In particular the optimized length of D1 and the loop dimensions came back into line with the practical VSWR results, or at least were much closer to agreement.

Next was a note in the NEC4.1 manual about modelling sharp angles, such as those at the corners of the LFA loop. The manual suggested that segmentation should be very dense within such elements in order to maintain accuracy. From further VSWR comparisons between my models and the practical antennas, I concluded that 40 segments per half wave gave the best agreement. Incidentally, when testing dipole fed antennas (both 50Ω OWA designs and hairpin fed low impedance examples), the best results from NEC4 were seen at around 28 segments per half wave. Segmentation is an interesting subject which requires much further experimentation. I can only think that amateurs have settled around 20 segments per half wave due to limitations in computer processing power and restrictions in the allowable segmentation with the modelling packages being used.

Finally in this section, I would briefly like to discuss the MININEC alternative. This calculation engine was written by John Rockway with assistance from Jim Logan in 1980 and the first public release was in 1982, coincidentally the same year NEC2 was released. The original purpose of MININEC was to simplify the Method of Moments for use with early desktop computers like the Apple II. Those restrictions in processing power are all in the past; but there are still only two freely available MoM engines, so amateurs are still interested in any areas where MININEC seems to have avoided the known problems of NEC2. Although MININEC has many known flaws of its own, such as presenting an antenna's resonant frequency incorrectly in certain scenarios, its handling of loops is a little better than the NEC2 engine. For the loop element of an LFA, the only adjustment required when the antenna is built is a 6–8% increase in the width of the loop (width is the narrow dimension measured along the boom) which is better than NEC2 but shows that MININEC still has some problems with modeling loops. However, if stepped tubing diameters are introduced into the model, especially within the loop itself, the results quickly become very inaccurate. From the experiments I have conducted, including comparisons with NEC4, MININEC proves as accurate as NEC2 if 'tapered' elements (stepped element diameters) are not involved. As soon as tapering is introduced, the reported resonant frequency shifts. The larger the steps in diameter, the worse this problem with MININEC becomes.

LFA Yagi Antennas for EME

I am sure that many EME enthusiasts check the VE7BQH G/T list for its regular updates. Recent changes have included an improvement in overall accuracy by recalculating all gains and patterns using EZNEC v5 (NEC2) and the TanT software for G/T; and also the introduction of 'VSWR Bandwidth' data (see later). The same time frame has seen the addition of G0KSC LFAs with their excellent gain, G/T and VSWR performance, all of which holds good across a very wide bandwidth – a characteristic not shared with any other style of Yagi in the list. While some of the listed antennas come close to the LFAs' G/T and noise temperature figures, generally these other Yagis can only deliver that performance over a much narrower bandwidth.

For stacked arrays, I have also found that the best performance in terms of gain, noise temperature and G/T seems to occur at much wider spacing than suggested by the well known DL6WU formula. So the question for me was: what makes the LFA perform as well as it does when stacked and bayed, and what can be done to improve it?

I spent many hours experimenting with TanT and EZNEC, comparing results with antennas of different patterns in order to establish the 'look' of an antenna that has the lowest noise temperature and best G/T. If the forward sidelobes are close to the main lobe, they have little or no effect on the antenna's noise temperature. This is because all the standardized noise calculations assume an elevation angle of 30°, so the forward lobes are mostly seeing the same 200K sky temperature as the main lobe itself. (Remember that the 'lobes' in a 2D plot are actually 3-dimensional hollow 'cones'.) However, the rearward 'bubble' of minor lobes plays a very important role because they are seeing ground noise of 1000K. Much larger arrays than those being discussed here can demonstrate this better, but the model below give a good indication of how the 'ideal' pattern for EME should look. Extra emphasis is given to suppressing all the rearward lobes (beyond ±90°) that will be pointing towards the ground at all elevation angles.

One of the disadvantages of more conventional Yagis with a 50Ω direct feed has always been the difficulty of achieving a good front to back ratio (F/B) over a wide bandwidth. This is noticeably more

difficult with 50Ω Yagis than with designs that have a lower feedpoint impedance like 20–30Ω. Also, F/B has always been worse on 50Ω Yagis than lower impedance Yagis. While F/B (at -180° only) is considered to be an over-simplified measure of performance for EME, it plays a more important role in an antenna's temperature than any of the forward sidelobes.

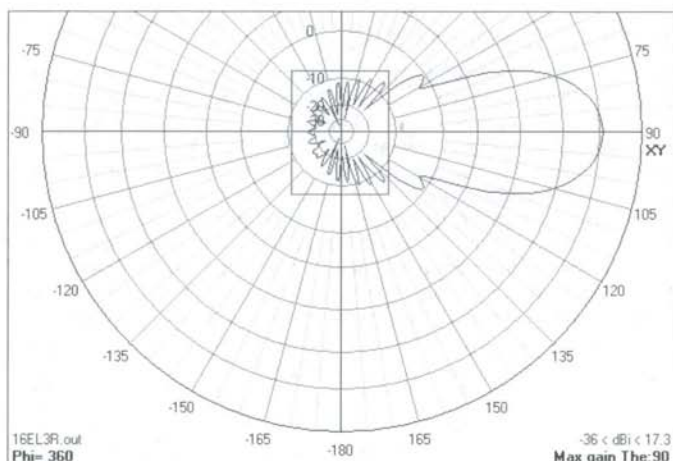


Fig 1. Elevation pattern of 16el LFA plus 2 144MHz LFA Yagi for 2m.
Note the 'progressive' reduction in rearward minor lobes. (144.1 MHz, dBi)

The 15 element LFA that was developed is called a 'Plus2' design because it has two extra reflector elements (Figure 2). Additional reflectors are certainly not a new idea, and they have raised a number of interesting points. Optimum performance has been achieved with the additional elements behind the existing reflector and 12mm shorter. This confirms the empirical findings of the old 4.2 wavelength NBS (W0EYE) Yagi. Reducing the length of these additional reflectors will further increase F/B but it will begin to reduce the forward gain. Also note the close spacing of directors 2, 3 and 4. All of these features contribute to the very clean elevation and azimuth patterns shown in Figures 3 and 4.

This antenna is above the DL6WU 'reference line' for forward gain versus boom length, usually quoted as $G = 7.8 \log_{10}(L) + 11.15$ dBi. This equation was based on the DL6WU family of long Yagis which have served as a reliable benchmark for the past 30 years. However, we would now consider most Yagis of that vintage to be optimized quite heavily for forward gain at the expense of overall front/rear ratio. F/R is defined as the worst-case value of minor lobe suppression that can be found anywhere in the rearward directions between $+90^\circ$ and -90° . Although some of the older designs were optimized to improve the F/B ratio (at 180°) the overall F/R was often only about 20dB, which is still a good value but not excellent by modern standards. Compared to those older Yagis, the 15 element LFA Plus2 delivers more forward gain (despite having slightly longer boom due to the rearward reflectors) **and also** an excellent overall F/R. The elevation F/R ratio is always the most critical for EME (and is always worse than the azimuth F/R, for horizontally polarized Yagis). Figure 3 shows an elevation F/R of 29.1dB with F/B >32dB at 144.1MHz, and the F/R is better than 29dB across the whole DX portion of the band. Figure 4 shows the azimuth pattern which (as always) is much cleaner than the elevation pattern, with excellent sidelobe suppression and F/R.



Fig 2. The DUBUS exclusive 15 element LFA Plus2
with good forward gain and very high rearward suppression

The most impressive feature of this design is that its excellent performance is maintained across a very broad bandwidth. Figure 5 shows the now familiar double-dip VSWR, which remains below 1.08:1 all the way from 144 to 145MHz. Likewise the F/R remains very low, without the 'explosion' of minor lobes that we normally expect as we move away from the design frequency.

15 element Plus2 LFA Yagi for 144MHz

This design is exclusive to DUBUS. Although I will publish some Plus2 versions of LFA Yagis on my website in the future, this DUBUS design will be the only 15 element version for 144MHz.

The antenna has been designed using metric sized tubing, and easy construction has played a major role in the layout and final design. All parasitic elements are 8mm diameter. The main sections of the loop are 10mm, and as in previous designs the end sections will be 8mm for ease of fine tuning.

My idea for construction of this antenna (I have not yet built one of these due to working commitments) is to make a 'T' section on the back of the boom to support the reflectors above and below the boom. This could be either welded to the main boom or bolted. Some builders may manufacture a 'Y' section in order that the antenna may look more cosmetically pleasing. Boom length is almost exactly 10 metres so this is not an antenna that will be used at everyone's home station, but it should be very good for field day and portable use. If you can build a stack or a box array, performance will be excellent.

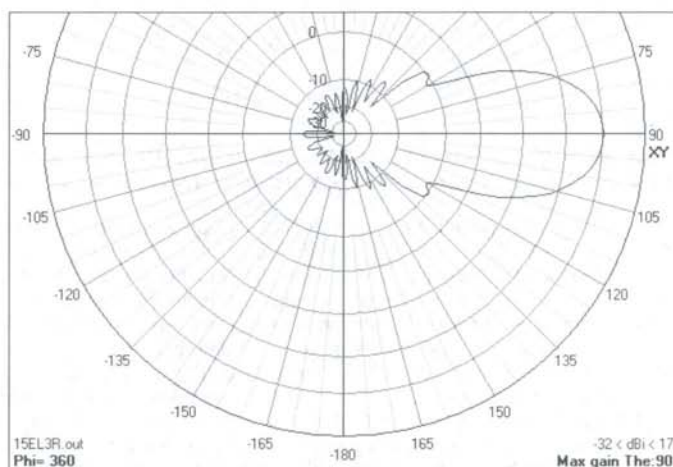


Fig 3. The elevation plot of the 15 element Plus2 LFA Yagi.
Excellent minor lobe suppression means better G/T at all elevation angles (144.3MHz, dBi)

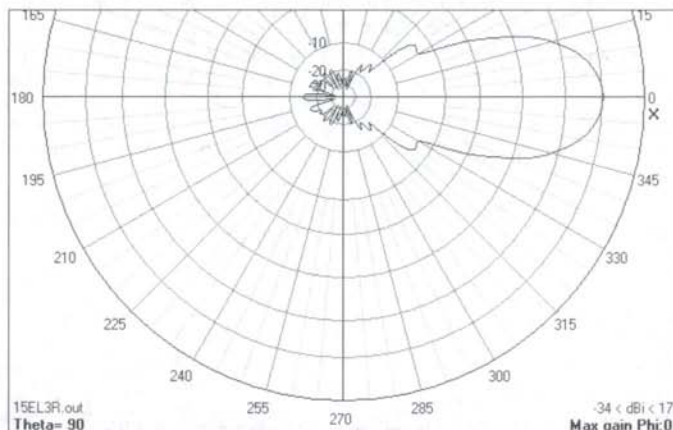


Fig 4. The azimuth pattern is also ultra clean with minimal unwanted lobes in any direction

Predicted performance – 1 x 15el Plus2 LFA

Predicted performance is detailed below – and from the discussions earlier in this article, I think we can have confidence in these predictions.

Maximum Gain	16.9dBi @ 144.5MHz
Maximum F/B	32.0dB @ 144.08MHz
VSWR bandwidth	Better than 1.1 from 144 to 145MHz
Performance at 144.3MHz	16.9dBi, 31.3dB F/B, 29.8dB F/R

Dimensions

All dimensions are in mm

Element Number	Boom Position	Half element size	Element Diameter
Ref1	0	512	8*
Ref2	0	512	8*
Ref3	241	514	8
DE1	494	449	10**
DE2	660	449	10***
D1	843	481.5	8
D2	1331	464	8
D3	1794	454	8
D4	2328	451	8
D5	3031	447	8
D6	3836	443	8
D7	4690	439.5	8
D8	5567	435.5	8
D9	6463	430.5	8
D10	7373	425.5	8
D11	8318	419	8
D12	9211	415	8
D13	10068	408.5	8

* Ref1 is placed 300mm above the inline elements; Ref2 is placed 300mm below the inline elements.

** The ends of DE1 and DE2 are joined by an 8mm bent tube section.

See www.g0ksc.co.uk/making-the-lfa-loop.html for more information.

*** The feedpoint is at the centre of this element. Dimensions allow for a 10mm gap.

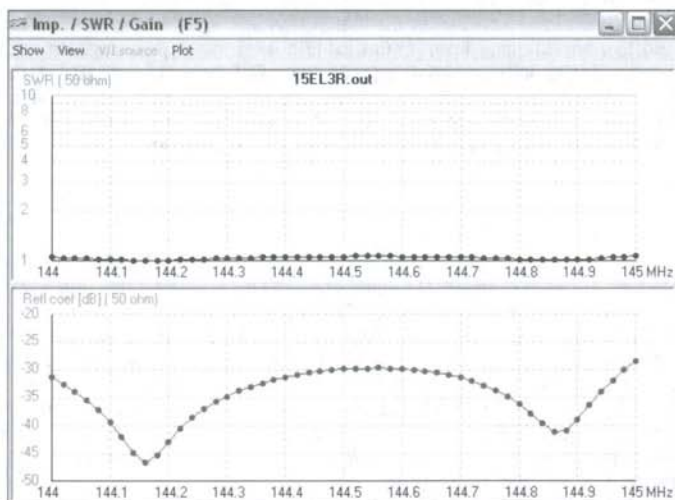


Fig 5. The familiar double-dip VSWR plot of the LFA Yagis is also present in the Plus 2 version

Comparisons and Stacked Configurations

For comparison purposes I decided to model the YU7EF 15 element Yagi which is 4.84 wavelengths long, exactly the same as the LFA Plus2 with its additional reflectors. I still have to establish the optimum stacking distances for this antenna (see below) so both antennas are initially modelled at the optimized stacking distances already published for the YU7EF design. Although this spacing may not be ideal for the LFA Plus2, it provides a level comparison.

The figures for 4-bay stacks of the two antennas (YU7EF data already available from VE7BQH List, LFA data produced by the same calculation tools) are as follows:

	E Plane	H Plane	Gain	Loss	Temp	G/T	VSWR BW
YU7EF 15el	4.46	4.24	20.78	10.29K	218.1K	-0.46	3.18:1
G0KSC 15el +2	4.46	4.24	20.70	3.6K	214.2K	-0.46	1.09:1

The first point of note here is the forward gain. The LFA Plus2 falls short of the YU7EF by 0.08dB, which is not significant, and the G/T ratios are almost identical. The LFA Plus2 has lower internal losses, 3.6K compared with 10.29K for the YU7EF, and a slightly lower overall noise temperature (see the VE7BQH tables for calculation details). Also the LFA's F/B ratio is 10dB better.

However, the main advantage of the LFA Plus2 design is that it achieves all this with a much lower 'VSWR Bandwidth'. This is a new parameter in the VE7BQH tables, and is the maximum VSWR across a bandwidth of 144.0–145.0MHz (based on a single antenna, and normalized to 1.0 at 144.1MHz which is where all other performance figures are calculated). This new parameter has been introduced to give a general indication of the antenna's sensitivity to frequency changes, construction errors, stacking and wet weather. There are many designs which perform well against other criteria but have a narrow VSWR curve rising quickly to high values. The YU7EF shows a highest SWR of 3.18:1 within the 144.0–145.0MHz range where the LFA has a highest SWR of only 1.09:1. This narrow band nature of the YU7EF goes along with other kinds of frequency sensitivity. G/T ratio is an important measure of EME performance; more positive values are better, and require both good forward gain and good suppression of side and rear lobes. Both antennas have almost exactly the same G/T at 144.1MHz, namely -0.46dB, but at 144.3MHz the G/T of the YU7EF Yagi has decreased to -0.54dB while the LFA Plus2 still holds its original G/T performance. Moving again to 144.6MHz, the YU7EF is now at -0.73dB while the LFA is only just beginning to fall away to -0.48dB. Granted, not many people will be conducting EME contacts at 144.6MHz, but this comparison shows the stable performance of the LFA and indicates that small errors in construction and other influences around the antenna (including stacking) will have less effect on this antenna than some others. The narrower bandwidth of the YU7EF antenna means it must be built exactly to specification, and that wet weather, snow and ice may also have an impact on the overall performance. All of these are further reasons why a wideband design will give better and more consistent performance, even if it is only ever used within a narrow frequency band. Most important of all is that both sets of attributes – bandwidth and performance – are being achieved within one antenna.

One final test was increasing the spacing of the antenna stack and testing the antennas for G/T once more. Increasing the E plane spacing from 4.46m to 4.6m and the H plane spacing from 4.2m to 4.4m made the YU7EF noise temperature increase by 5.3K, with G/T now at -0.47dB. The same changes to the stack of LFAs saw the noise temperature increase by only 0.6K and the G/T actually improved to -0.41dB. Increasing the spacing further with the LFA Plus2 sees the G/T get even better so more modeling is still needed to find the optimum (please e-mail for the latest information).

Conclusion

I used the YU7EF design for comparison for two reasons. The first was that the length of the boom was exactly the same as the LFA Plus2. The second is that, in my opinion, Pop designs some of the best 50Ω direct feed antennas available today. I believe that Pop's designs are close to being as good as a dipole feed Yagi ever can get. The YU7EF 15 element Yagi is an excellent antenna with proven results, so these are the performance benchmarks that I aim for. My aim is to demonstrate the capabilities of the LFA concept, when sufficient time is taken to optimize one of these designs; and also to demonstrate the flexibility of the LFA to be optimized in a particular way, to provide a tapered and tight rearward 'bubble' of well suppressed unwanted lobes. Furthermore, the aim is to hold this excellent performance across a much wider bandwidth than has been achieved before – and thus to demonstrate that high performance does not have to mean narrow-band, 'twitchy' designs.

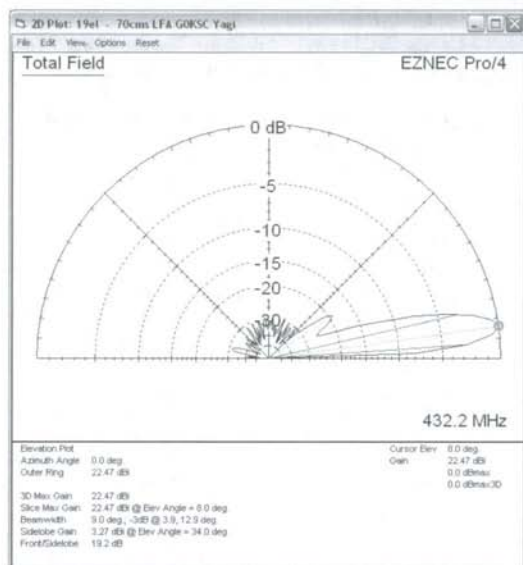
It must also be noted that the LFA is not an ultra critical antenna to build. I have had experience of building several of the more conventional OWA designs and seeing VSWR around 1.2:1 instead of the

predicted 1:1. Through my investigations with other hams, this varying result is commonplace with many real life antennas. That is why I chose to investigate segmentation and compare against finished models in order to challenge the 'industry standard' 20 segments per half wavelength to see if this was an accurate number to use, and that in turn led me into buying and using NEC4. For 6 through 2 metres, 40 segments per half wavelength is a better figure for use with LFAs, although the optimum segmentation needs to be reconsidered as we move through to higher frequencies and the element thickness changes (as a % of wavelength).

I am concluding my first 70cms designs and once I have built and tested the first set, I will release models for general consumption. I expect this to be early next year.

Until then, Justin G0KSC. justin@g0ksc.co.uk – www.g0ksc.co.uk

Addendum: First LFA Yagi for 70cm



While my work continues on 4, 6 and 2M I decided to start on proving the LFA on 70cms due to many requests for designs. I wanted to use similar gauge material to that used on 2M to ensure rigidity and if possible increased performance at the same time. I conducted some scale work and decided to start with a 19 element version as this would end up being around 4.5 metres in length and I had a 2M antenna to scale from. However, a lot of re-optimisation was required as I needed to upscale the element diameters which was a long process as the element steps were .25mm at a time with re-optimisation at each step.

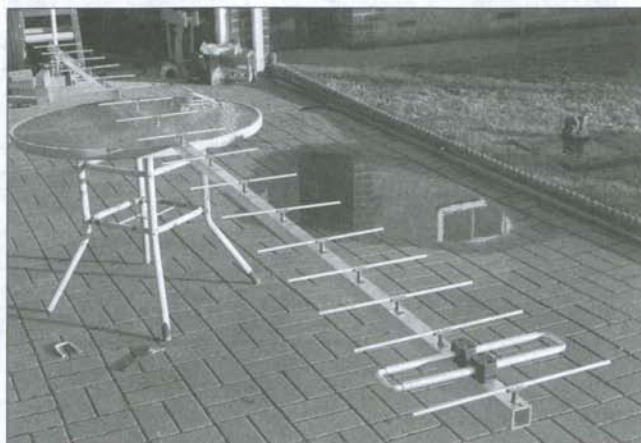
Fig. 1: The super-clean pattern of this incredible 70cms 19el LFA Yagi at 11 metres above ground

The next challenge was going to be that of predicted 'insulator correction'. We are all aware of boom correction. However, I have had a number of people contact me that have built antennas from even 6M where a shortening effect on the elements has taken place and have established that there is no influence of the boom coming into play at all, it has been the size and dialect of the insulator that has been the problem (making insulators as small as possible is key).

For this project I would be using 2 insulator types. The first, which will hold all parasitic would be a garden clip, used for holding plant trellises against walls etc. These are readily available and reasonably priced at around £3.00 for 6 clips (Thanks to G8FJG for the tip here!). These clips are made from Nylon which has a good UV rating, with intended outdoor use and remained cool when placed in a microwave oven for a minute or two.

These clips however were not quite wide enough for the 1/4 rod I used for the parasitic elements to fit within. I therefore used a heat gun (or hair dryer) to soften the material before pushing the element in place and shaping the material around the element before cooling occurs, securing the insulator. I am sure it would be advantageous to add a small amount of bathroom sealant within the insulator at this point in order to ensure the element remains in place.

The second is a commercial clamp made by Stauff. These would be used to hold the loop section in place and are excellent quality. They are made from Polyamide which again has excellent UV properties and no heating effect in the microwave so good for RF. Buying these (in the UK at least) individually or in small quantities can be expensive so I have bought many hundreds of these and will sell these on my site along with stainless steel fittings for bolting to the boom. Pricing will be in the region of £2.50 each insulator/fitting kit.



With the above in mind and from the information I have gathered about insulator correction upon other bands, I decided to add 2mm to each element when build. If this predicted effect did occur, all would be well. If there were no shortening effect, I could simply trim the elements.

But the Times Technology analyser showed that the 2mm addition to each element length was an accurate estimate for insulator correction: The VSWR was a perfect 1.03:1 on 432.400 MHz.

Fig. 2: The completed 19el 70cms LFA ready for testing

Antenna Dimensions (Including Insulator correction) – Total element length

Element	Boom Position	Element Length	Diameter
Reflector	0	338mm	¼ inch
DE1	86mm	310mm	½ inch
DE2 (feedpoint)	143mm	310mm	½ inch
D1	211mm	318mm	¼ inch
D2	364mm	307mm	¼ inch
D3	525mm	297mm	¼ inch
D4	703mm	293mm	¼ inch
D5	930mm	290mm	¼ inch
D6	1194mm	287mm	¼ inch
D7	1482mm	283mm	¼ inch
D8	1782mm	280mm	¼ inch
D9	2089mm	278mm	¼ inch
D10	2397mm	277mm	¼ inch
D11	2705mm	276mm	¼ inch
D12	3013mm	274mm	¼ inch
D13	3325mm	272mm	¼ inch
D14	3638mm	267mm	¼ inch
D15	3958mm	263mm	¼ inch
D16	4285mm	254mm	¼ inch
D17	4560mm	264mm	¼ inch

Notes

DE1 and DE2 ends are joined with 3/8 inch tube. The ½ inch sections should be cut back enough to allow for the bend within the 3/8 inch tube in order that the total width of the driven loop is 310mm outside edge to outside edge. These figures are tried and tested with Netlon insulators standing the element centres 24mm above a 1.25 inch boom.

Conclusion

The predicted performance of this one is exceptional and for EME and other low-noise applications this antenna, I am sure will prove to be a real winner. D1 plays a very important role in providing impedance and its length is especially sensitive at 70cms. Assuming you are measuring your completed antenna with an analyser, if things don't look the same as my result, it maybe due to differences in the material used (both insulators and aluminium type and D1 has a bigger effect on the whole antenna than any other. If the impedance that you see is much higher than 50 Ohms, lengthening D1 will drop the impedance. Likewise, shortening D1 will increase impedance. If D1 did need adjusting, you may need to adjust the size of the loop slightly to get a perfect result. I would prefer the building to use hose clips to join the ends of the loop to the 3/8 inch section. However, the absolute best scenario is for the end sections to be welded. Just a small spot weld at each join will be enough to see trouble free, perfect tuning for many

years. While I do prefer a coiled Pawsey stub on other bands, a single tight turn in the coax at the feed point in addition to a clip on Ferrite choke maybe sufficient and ensure minimal loss. Also, there will be no power limitation for this antenna this way. This antenna will be heading off to the Clacton ARC shortly after a brief spell on my tower. The next 70cms project for me will be building a 20 element version of this antenna so watch my web for 70cms developments and stacking information.

73, Justin G0KSC – justin@g0ksc.co.uk – www.g0ksc.co.uk

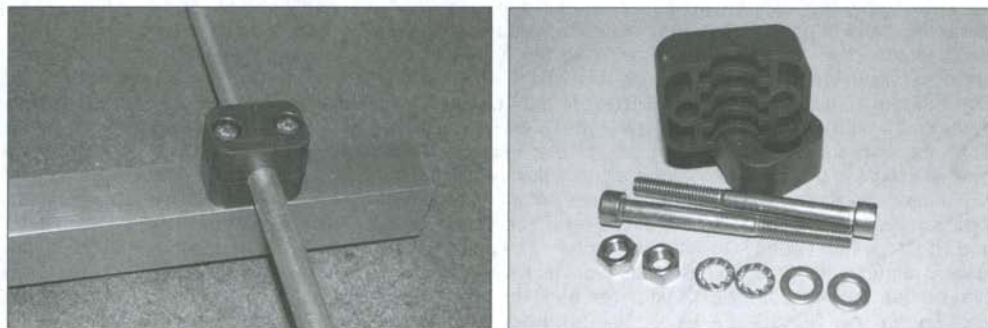


Fig. 3: Insulator/fittingkit – available from G0KSC

Hochgewinn-LFA-Yagi für 144 MHz - NEC 4 macht den Unterschied

von Justin Johnson, G0KSC

Mitte Oktober hatte ich das Vergnügen das K5AND-6-m-Treffen in Texas besuchen zu können und konnte dort einige Dias über die Entwicklung der LFA und einiger geplanter Abwandlungen zu zeigen. Nach dem Treffen sprach mich ein europäischer Besucher an und meinte, dass das F/B der LFA nicht sehr gut sein würde, wenn man sie stockt. Ich fragte ihn, ob seine Berechnungen anhand von auf NEC2 basierenden Programmen gemacht wurden, was er bejahte.

Ich finde es deshalb sehr wichtig, einige Warnungen zu geben hinsichtlich Problemen, die Software, die auf NEC2 basiert, aufweisen kann, wenn sie zur Simulation von LFA-Yagis verwendet wird. Diese Probleme betreffen hauptsächlich Strukturen mit scharfenkantigen Winkeln und sie sind von Entwicklern von Kurzwellen-Loops u.a. gut dokumentiert worden. Jedoch, jemand, der seine Entwicklungserfahrungen überwiegend mit herkömmlichen VHF/UHF-Yagis gesammelt hat, kann diesen Problemen zum ersten Mal begegnen, wenn er versucht, eine LFA mit ihrer rechteckigen Schleife, die zur Speisung dient, zu simulieren. Obwohl NEC2 oft LFA-Yagis mit ganz guter Genauigkeit simuliert, kann es auch unerwartete und ungenaue Ergebnisse geben, vor allen bei automatischer Optimierung, wo sich jede Fehler schnell summieren. Dieser Artikel wird einige der bekannten Fehler der Programme NEC2 und MININEC erklären und zeigen, warum ich mich entschieden habe, in das teure NEC4-Programm zu investieren, um diese Ungenauigkeiten zu vermeiden,

Zusätzlich werde ich ein neues 15-Element "Plus2" LFA-Yagi-Design mit Dreifachreflektor vorstellen. Dieses Design liefert hohen Gewinn, exzellente Unterdrückung aller kleinen rückwärtigen Zipfel und direkte Speisung mit niedrigem VSWR – und das alles bei einer viel größeren Bandbreite als bei den besten konventionellen Yagi-Designs. Dieses LFA-Design gibt es exklusiv für DUBUS und wird nirgendwo anders publiziert, nicht einmal auf meiner Webseite.

NEC – der Numerische Electromagnetische Code

Der NEC Code ist das Herz der meisten Antennendesignsoftwarepakete, die von Amateuren verwendet werden. NEC basiert auf der Momentenmethode (MoM) und ist in zwei Versionen erhältlich, NEC2 und NEC4. NEC2 kam 1981 heraus und seine Weiterentwicklung hat sich in zwei getrennte Bereiche geteilt. Das NEC-Team konzentrierte sich auf das Modellieren von Antennen, so dass NEC2 nun ein sehr ausgereiftes Produkt, basierend auf 30 Jahren Erfahrungen der Anwender ist. In der Zwischenzeit gelang die Entwicklung des User-Interfaces fast ausschließlich in die Hände unabhängiger Softwareautoren, die die andauernde Zunahme der Leistungsfähigkeit der Computer ausgenutzt haben, um moderne grafische Bedienoberflächen zu schaffen. Anstatt also ein autonomes Programm zu sein, wird NEC2 nun sehr universell als interne „Rechenmaschine“ benutzt, die normalerweise vor dem Endanwender versteckt ist. Die meisten Anwender sehen heutzutage das originale NEC-Interface (immer noch auf Fortran basierend!) nicht, es sei denn als erweiterte Option. Einige dieser User-Interfaces sind kommerzielle Software, während andere umsonst um Internet heruntergeladen werden können. Die NEC2-Maschine aber ist lizenzfrei und immer kostenlos eingeschlossen.

NEC2 modelliert die meisten grundlegenden Antennenformen mit guter Genauigkeit, inklusive normaler dipolgespeister Yagis. Es gibt aber einige bekannte Probleme mit NEC2, die zur Entwicklung von NEC3 und NEC4 geführt haben – siehe weiter unten –, so dass es keine weitere Entwicklung bei NEC2 in den letzten Jahren mehr gegeben hat, außer weniger kleiner Fehlerkorrekturen.

Die meisten Probleme bei NEC2 berühren herkömmliche Yagi-Antennen nicht. Zwei Bereiche tangieren aber speziell die G0KSC-LFA-Yagis. Dies sind die scharfen Ecken der rechteckigen Schleifen und die Abstufungen beim Elementdurchmesser, wenn die Enden der Schleife verschiebbar ausgeführt werden.

Der Betriebssystemkern für dünne Drähte kann bei NEC2 bei solchen Modellen manchmal instabil werden, was in einem schlechten vorhergesagten F/B resultieren kann und in manchen Fällen sogar in einer Umkehrung des Diagramms.

Diese Instabilitäten sind ein spezielles Problem, sobald NEC2 wiederholt von einem Optimierer angesprochen wird, da die Fehler dazu tendieren zu akkumulieren und die Optimierung in Richtung auf die korrekten Resultate versagt. NEC4 kam 1992 heraus und wird noch immer weiter entwickelt. Die letzte Version NEC4.1, die ich auch verwende, hat nicht die Probleme mit den scharfen Knicken und dem Betriebssystemkern für dünne Drähte. Deshalb modelliert sie LFA-Yagi-Antennen (und jegliche Schleifenstrukturen) akkurat, genauso wie natürlich konventionelle Yagis.

Obwohl NEC2 für viele Fälle angemessen ist, erlaubt NEC4 dem Anwender ein Modellieren und Optimieren von VHF/UHF-Yagis auf einem höheren Genauigkeitsniveau, wie weiter unten diskutiert wird.

Das Problem ist, dass NEC4 kein offener Quellcode ist: Das Programm und die Lizenz müssen von Lawrence Livermore National Laboratory (LLNL) in den USA gekauft werden. Das kostet \$300, wenn man in den USA lebt und \$500 außerhalb der USA (in beiden Fällen gilt das für nicht kommerzielle Anwendung, eine kommerzielle Lizenz gibt es nur für einen weitaus höheren Preis). Auch gibt es nur eine begrenzte Auswahl an Antennenmodellierungspaketen, die die Verwendung von NEC4 erlauben.

Anstatt alle verfügbaren Programmpakete zu diskutieren, beschränke ich mich auf die zwei, die mit NEC4 arbeiten können und die ich auch selbst verwende. Das erste ist 4nec2, das mittels Google gefunden und umsonst heruntergeladen werden kann. Wie bei den meisten Programmpaketen für die Antennenmodellierung kommt 4nec2 vorinstalliert mit NEC2. Wenn man aber NEC4 kauft, kann man auch NEC4 dazustallieren und als Option verwenden. Das kann nützlich sein, wenn man Ergebnisse zwischen NEC2 und NEC4 vergleichen will.

Das zweite Paket ist EZNEC Pro/4. Einige Amateure, die EZNEC v5 oder EZNEC v4 verwenden, scheinen der Meinung zu sein, dass sie eine EZNEC-Version haben, die NEC4 verwendet. Aber die entsprechende Webseite, der Programmdialog und die Hilfe-Texte machen alle klar, dass diese Versionen von EZNEC nur NEC2 verwenden. Ausschließlich EZNEC Pro/4 hat NEC4 installiert und kann nur dann gekauft werden (\$650), nachdem bestätigt wurde, dass man auch eine NEC4-Lizenz von LLNL gekauft hat.

Modell-Genauigkeit

Alle, die meine Webseite beobachten, werden die große Zahl von Antennen gesehen haben, die ich für den Vergleich mit Modellen in der Entwicklung gebaut habe. Wir haben schon lange den Zeitpunkt überschritten, wo Amateurmessungen die Simulationen des Strahlungsdiagramms eines Modells bestätigen oder verwerfen können. Wenn NEC2, NEC4 oder sogar MININEC vernünftig verwendet werden, was heisst, nicht an die bekannten Grenzen zu gehen, angemessene Segmentierung zu verwenden und sorgfältige Überprüfungen der Stabilität der Ergebnisse zu machen, sind die vorhergesagten Diagramme sogar genauer als professionelle Antennenvermessungen. Das trifft

insbesondere für VHF-Yagis zu, wo die Größe des für akkurate Messungen benötigten Raumes enorm ist. Was Amateure und Profis beide tun müssen, ist, nach einigen relativ einfachen Messmöglichkeiten Ausschau zu halten, die bestimmte Schlüsseigenschaften der Antennenleistung bestätigen können. In einem Wort: Diese einfachen Tests können Vertrauen in das Antennenmodell bringen, oder helfen Probleme zu identifizieren.

Basierend auf der erwarteten Genauigkeit der Diagramm-Vorhersagen, waren einige der Schlüsselwerte für die Diagnose die Messung des ersten Nebenzipfels, bezüglich Winkel, Symmetrie, Unterdrückung und der Tiefe einer jeglichen Nullstelle zwischen dem Nebenzipfel und der Hauptkeule. Es war jedoch auch allgemein akzeptiert, dass eine der einfachsten Messungen, des VSWR als Funktion der Frequenz, nicht als Schlüsselwert verwendet werden konnte, weil NEC2 und MININEC keine ausreichend genauen Vorhersagen liefern können. Bei einer konventionellen Yagi wird das gespeiste Element normalerweise mittels praktischer Versuche entwickelt und justiert. Aufgrund des Zugangs zu NEC4 habe ich nun die Herausforderung angenommen, die charakteristischen VSWR-Kurven von LFA-Yagis mit ihrem doppelten Minimum im Detail zu simulieren, was eine sehr empfindliche Diagnose-Möglichkeit für das ganze Modell ergibt. Die direkte 50 Ω -Schleifenspeisung ist besonders geeignet für diesen Ansatz. Wenn das Modell genau genug ist, sollte die VSWR-Kurve haargenau so sein, wie vorhergesagt, und eine Nachstimmung oder Änderung der Anpassung nicht nötig sein. Dennoch erwarte ich nie auf dem VSWR-Analyzer (ich habe drei) exakt die selben Kurven zu sehen, wie in der Simulation, und ich versuche, die Software-Modelle so zu justieren, dass die bestmögliche Übereinstimmung mit den praktischen Messungen erreicht wird, um Ungenauigkeiten des Modells zu minimieren.

Wie bei den meisten Yagis, ist die Länge und der Abstand des 1. Direktors kritisch für die Impedanzanpassung. Obwohl ich den Abstand und die elektrische Länge exakt wie im Modell benötigt ausgeführt habe, wichen die Ergebnisse beim VSWR, z.B. von vorhergesagten 1.05:1 gegenüber gemessenen 1.2:1 ab, so dass bei der Yagi leichte Änderungen nötig wurden, wenn sie gebaut wurde, speziell bei der Länge des 1. Direktors (D1). Sogar eine Änderung von 1 bis 2mm bei 50MHz bewirkt einen merkbaren Unterschied im Verlauf der VSWR-Kurven und Frequenzen der multiplen Minima. Außerdem musste die endgültige Weite der Schleife oft um bis zu 5mm (50MHz, NEC4) vergrößert werden. Die Bandbreite und der Resonanzpunkt der Antennen war aber generell korrekt. Was war also das Problem mit diesen obigen Elementen?

Ein Punkt, der in Betracht gezogen werden muß, ist das verwendete Material und der Effekt von verwendetem Boom und Isolatoren. Wenn die Konsistenz des verwendeten Aluminiums von dem fest einprogrammierten abweicht, wird das die Ergebnisse verändern. Der am meisten uneinheitliche Parameter ist das Material der Isolatoren und ihre physikalische Größe. Ich würde es als wichtigen Qualifizierungsschritt ansehen, ein Stück des Materials zuvor für kurze Zeit in einen Mikrowellenherd zu legen und zu schauen, ob es warm wird. Falls ja, ist es keine gute Wahl. Wenn nicht, sollte es ok sein, aber dennoch sollte man Wert darauf legen, die Verstimmung so gering wie möglich zu halten, in dem man den Isolator so klein, wie mechanisch möglich, hält bei möglichst geringer Kontaktfläche zwischen Isolator und Element.

Das Lesen des NEC4.1 Manuals warf interessante Fragen bezüglich des eigentlichen Modells auf. Als erstes wird vorgeschlagen, die Anzahl der Segmente pro Halbwelle zu erhöhen, bis keine weiteren signifikanten Änderungen bei den Ergebnissen mehr auftreten. Bisher war ich immer dem üblichen Rat (basierend auf MININEC und NEC2) gefolgt, in etwa 20 Segmente pro Halbwelle zu verwenden. Wenn ich die Segmentierungsdichte aber bei existierenden Modellen in NEC4 erhöhte, bemerkte ich, dass sich die vorhergesagten Leistungsdaten änderten. Speziell stimmten die Länge von D1 und die Abmessungen der Schleife wieder mit den VSWR-Resultaten aus der Praxis überein oder waren mindestens viel näher beieinander.

Als nächstes gab es eine Bemerkung im NEC4.1 Manual über das Modellieren von scharfen Winkeln, so wie sie an den Ecken der LFA-Schleife vorkommen. Das Manual schlägt vor, dass die Segmentierung bei solchen Elementen sehr dicht sein sollte, um die Genauigkeit beizubehalten. Aus weiteren VSWR-Vergleichen zwischen meinen Modellen und den Antennen in der Praxis schloss ich, dass 40 Segmente pro Halbwelle die beste Übereinstimmung ergaben.

Übrigens Tests mit dipolgespeisten Antennen (sowohl 50 Ω OWA-Designs und haarnadelgespeiste niedrigimpedante Ausführungen) erbrachten mit NEC4 die besten Ergebnisse bei etwa 28 Segmenten pro Halbwelle. Segmentierung ist ein interessantes Thema, das weiterer Experimente bedarf. Ich kann mir vorstellen, dass Amateure bei 20 Segmenten pro Halbwelle geblieben sind, weil die Leistung des Computers beschränkt war und es Beschränkungen bei der zulässigen Segmentierung in der verwendeten Software gab.

Zum Schluss dieses Abschnittes möchte ich kurz die Alternative MININEC diskutieren. Dieses Programm wurde 1980 von John Rockway unter Beteiligung von Jim Logan geschrieben und die erste öffentliche

Vorstellung war 1982, zufällig im selben Jahr, in dem NEC2 heraus kam. Der ursprüngliche Zweck von MININEC war, die Momentenmethode (MoM) für die Verwendung in frühen Desktop-Computern wie dem Apple II zu vereinfachen. Diese Beschränkungen in der Prozessorleistung sind nun alle Geschichte. Aber es gibt immer noch nur zwei frei erhältliche MoM-Programme, so dass Amateure immer noch an den Bereichen interessiert sind, wo MININEC scheinbar die bekannten Probleme von NEC2 vermeidet. Obwohl MININEC in sich viele bekannte Fehler hat, wie z.B. in bestimmten Szenarien die Antennenresonanzfrequenz falsch anzuzeigen, kann es Loops etwas besser als NEC2 verarbeiten. Beim Schleifenelement einer LFA muss hier nur eine Änderung der Weite (die kurze Länge parallel zum Boom) um +6-8% gemacht werden, wenn die Antenne gebaut wird, was besser als bei NEC2 ist. Aber es zeigt auch, dass auch MININEC noch Probleme hat, Schleifen zu rechnen. Wenn aber abgestufte Rohrdurchmesser im Modell verwendet werden, besonders in der Schleife selbst, werden die Ergebnisse schnell sehr ungenau. Aus den Experimenten, einschließlich Vergleichen mit NEC4, habe ich abgeleitet, dass MININEC so genau ist, wie NEC2, sofern keine abgestuften Elementdurchmesser vorhanden sind. Sobald dies der Fall ist, verschiebt sich die angezeigte Resonanzfrequenz. Je größer die Schritte beim Durchmesser sind, desto schlimmer wird das Problem bei MININEC.

LFA-Yagi-Antennen für EME

Ich bin sicher, dass viele EME-Fans die G/T-Tabelle von VE7BQH regelmäßig nach Upates untersuchen. Vor kurzem wurde die Genauigkeit verbessert, indem alle Gewinne und Diagramme mittels EZNEC v5 (NEC2) und der TanT-Software für G/T nachgerechnet wurden. Auch wurde die „VSWR-Bandbreite“ neu eingeführt (siehe weiter unten). Zur gleichen Zeit wurden die G0KSC LFAs mit ihrem exzellenten Gewinn, G/T und VSWR in die Tabelle aufgenommen. Die LFAs weisen diese Eigenschaften über einen sehr großen Frequenzbereich auf, eine Eigenschaft, die keine andere Yagi in dieser Tabelle sonst aufweist. Einige der anderen gelisteten Yagis kommen nahe an das G/T und die Rauschtemperaturen der LFAs heran, zeigen diese Daten aber nur in einem viel schmaleren Frequenzbereich.

Bei gestockten Anordnungen habe ich gefunden, dass die beste Leistung bezüglich Gewinn, Rauschtemperatur und G/T bei viel größeren Abständen auftritt, als von der bekannten DL6WU-Formel her zu erwarten wäre. Die Frage war nun: Was bewirkt, dass die LFA so gut arbeitet, wenn sie gestockt wird und was kann gemacht werden, um dies noch weiter zu verbessern?

Ich habe viele Stunden damit verbracht, mit TanT und EZNEC zu experimentieren und Resultate von Antennen mit unterschiedlichen Diagrammen zu vergleichen, um das „Aussehen“ einer Antenne herauszufinden, die die niedrigste Rauschtemperatur und das beste G/T hat. Wenn die vorwärtigen Nebenzipfel nahe an der Hauptkeule sind, haben sie nur wenig oder keinen Einfluß auf die Rauschtemperatur der Antenne. Das liegt daran, dass alle standardisierten Berechnungen des Rauschens einen Elevationswinkel von 30 Grad annehmen, so dass die Vorwärtzipfel überwiegend die selbe 200K Himmelstemperatur sehen, wie die Hauptkeule selbst. (Man erinnere sich, dass die „Zipfel“ in einem zweidimensionalen Plot tatsächlich dreidimensionale Kegel sind). Die rückwärtige „Blase“ von kleinen Zipfeln jedoch spielt eine sehr wichtige Rolle, weil sie das Erdruschen von 1000K sieht. Sehr viel größere Arrays als die, die hier diskutiert werden, können dies besser veranschaulichen, aber das unten beschriebene Modell, gibt einen guten Anhalt, wie „ideal“ ein Diagramm für EME aussehen sollte. Besonderer Wert wird darauf gelegt, dass alle rückwärtigen Zipfel (über $\pm 90^\circ$), die bei allen Elevationswinkeln zur Erde zeigen, unterdrückt werden.

Einer der Nachteile der herkömmlichen Yagis mit direkter 50-Ohm-Speisung war immer die Schwierigkeit, eine gutes Vor-Rück-Verhältnis über eine große Bandbreite zu erreichen. Das ist bemerkenswert schwieriger bei 50-Ohm-Yagis als bei den Designs, die eine niedrige Fußpunktimpedanz wie 20 bis 30 Ohm haben. Auch das F/B ist immer schlechter bei 50-Ohm-Yagis gewesen als bei Yagis niedrigerer Impedanz. Während das F/B (nur bei -180 Grad) für ein sehr vereinfachtes Maß der Leistung bei EME gehalten wird, spielt es eine wichtigere Rolle für die Antennentemperatur als jeder der vorwärtigen Zipfel.

Abb. 1: Vertikales Diagramm einer 16 Ele. LFA plus2 Yagi für 2m.
Man beachte die „fortschrittliche“ Reduktion der rückwärtigen kleinen Zipfel.

Die 15-Element LFA, die entwickelt wurde, heißt „Plus2“ Design, weil es zwei zusätzliche Reflektoren gibt, (Abb. 2). Zusätzliche Reflektoren sind ganz sicher keine neue Idee, haben aber einige interessante Aspekte. Optimale Ergebnisse wurden erhalten mit zusätzlichen Elementen hinter dem existierenden Reflektor und 12mm kürzer. Das bestätigt die empirischen Ergebnisse der alten 4.2-Lambda-NBS (W0EYE)-Yagi. Ein Reduzieren dieser zusätzlichen Reflektoren wird das F/B weiter erhöhen, aber der Gewinn fängt an zu sinken. Man beachte auch die kurzen Abstände der Direktoren 2, 3 und 4. Alle diese Eigenschaften tragen zu den sehr sauberen vertikalen und horizontalen Diagrammen bei, die in Abb. 3

und 4 gezeigt sind. Die Antenne befindet sich oberhalb der DL6WU-Referenzmarke für Gewinn gegenüber Boomlänge, die normalerweise wie folgt gerechnet wird: $G = 7.8 \log_{10}(L) + 11.15 \text{ dBi}$. Diese Gleichung basiert auf der Familie der Langyagis von DL6WU, die als zuverlässige Bezugsnorm in den letzten 30 Jahren gedient haben. Ich nehme jedoch nun an, dass die meisten Yagis dieser Generation ziemlich strikt auf Vorwärtsgewinn auf Kosten des Gesamt-Vor-Rückverhältnisses F/R optimiert wurden. Das F/R ist definiert als der Wert für den schlechtesten Fall von Zipfelunterdrückung, der irgendwo in den rückwärtigen Richtungen zwischen $+90^\circ$ und -90° gefunden werden kann. Obwohl einige der älteren Designs optimiert wurden, das F/B-Verhältnis (bei 180°) zu verbessern, war das F/R oft nur etwa 20dB, was immer noch ein guter Wert ist, aber nicht hervorragend, wenn man moderne Standards nimmt. Verglichen mit diesen älteren Yagis liefert die 15-Element-LFA Plus 2 mehr Gewinn (trotz eines etwas längeren Booms wegen der zusätzlichen Reflektoren) **und auch** eine exzellente Gesamt-F/R. Das F/R im vertikalen Diagramm ist immer das für EME am Kritischste (und es ist immer schlechter als das horizontale F/R bei horizontal polarisierten Antennen). Abb. 3 zeigt ein vertikales F/R von 29.1dB mit F/B>32dB bei 144.1MHz und das F/R ist besser als 29dB über das komplette DX-Segment des Bandes. Abb. 4 zeigt das horizontale Diagramm, das (wie immer) viel sauberer ist als das vertikale Diagramm, mit exzellenter Nebenzipfel-Unterdrückung und F/R.

**Abb. 2: Die DUBUS-exklusive 15-Element LFA Plus2
mit gutem Gewinn und sehr hoher rückwärtiger Unterdrückung**

Die eindrucksvollste Eigenschaft dieses Designs besteht darin, dass die exzellenten Leistungsdaten über eine sehr große Bandbreite erhalten bleiben. Abb. 5 zeigt das nun bekannte VSWR mit den zwei Minima, das unter 1.08:1 über den ganzen Bereich von 144 bis 145 MHz bleibt. Genauso bleibt das F/R sehr gut, ohne die „Explosion“ von kleinen Zipfeln, die wir normalerweise erwarten, wenn wir uns von der Designfrequenz weg bewegen.

15 Element Plus2 LFA-Yagi für 144MHz

Dieses Design gibt es exklusiv für DUBUS. Ich werde aber einige andere Plus2-Versionen von LFA-Yagis in Zukunft auf meiner Webseite veröffentlichen. Dies hier wird aber die einzige 15-Element-Version für 2m bleiben. Diese Antenne wurde für metrisches Material entwickelt und leichte Nachbaumöglichkeit war wichtig. Alle parasitären Elemente haben 8mm Durchmesser. Die Hauptabschnitte der Schleife haben 10mm Durchmesser und wie in vorigen Designs haben die Endabschnitte 8mm um eine einfache Feinabstimmung zu ermöglichen.

Mein Vorschlag für den Nachbau dieser Antenne (ich habe sie mangels Zeit noch nicht gebaut) ist, ein T-Stück am hinteren Ende des Booms zu machen, um die Reflektoren ober- und unterhalb des Booms zu positionieren. Das kann am Hauptboom angeschweißt oder angeschraubt werden. Einige Nachbauer werden sicher eine Y-Form vorziehen, um ein optisch schöneres Ergebnis zu bekommen.

Die Boomlänge beträgt exakt 10 Meter, so daß dies keine Antenne ist, die jeder zuhause mal eben aufbauen kann. Für Fielddays und Portabel-Einsatz sollte sie sehr gut sein. Zwei- oder vierfach gestockt wird sie eine hervorragende Leistung ergeben.

Simulierte Leistungsdaten – 1 x 15 Element Plus2 LFA

Die simulierten Leistungsdaten sind hier aufgelistet – und aufgrund der Diskussion hier im Artikel denke ich, dass wir Vertrauen in diese Vorhersagen haben können.

Maximaler Gain	16.9dBi @ 144.5MHz
Maximales F/B	32.0dB @ 144.08MHz
VSWR Bandbreite	besser 1.1 von 144 bis 145MHz
Leistung bei 144.3MHz	16.9dBi, 31.3dB F/B, 29.8dB F/R

**Abb. 3: Vertikales Diagramm der 15-Element Plus2 LFA Yagi -
exzellente Unterdrückung der kleinen Zipfel bedeutet besseres G/T bei allen Elevationswinkeln**

**Abb. 4: Das horizontale Diagramm ist ebenfalls extrem sauber
mit minimalen unerwünschten Zipfeln in jegliche Richtung**

**Abb. 5: Das bekannte doppelte Minimum im VSWR-Plot der LFA-Yagis
ist auch bei der Plus 2-Version vorhanden**

Abmessungen

Alle Abmessungen in mm.

Element Nummer	Boom Position	Halbe Elementlänge	Elementdurchmesser
Ref1	0	512	8*
Ref2	0	512	8*
Ref3	241	514	8
DE1	494	449	10**
DE2	660	449	10***
D1	843	481.5	8
D2	1331	464	8
D3	1794	454	8
D4	2328	451	8
D5	3031	447	8
D6	3836	443	8
D7	4690	439.5	8
D8	5567	435.5	8
D9	6463	430.5	8
D10	7373	425.5	8
D11	8318	419	8
D12	9211	415	8
D13	10068	408.5	8

* Ref1 wird 300mm über den anderen Elementen platziert, Ref2 300mm darunter.

** Die Enden von DE1 und DE2 werden mittels eines 8mm-Rohrs verbunden.

Siehe auch www.g0ksc.co.uk/making-the-lfa-loop.html für weitere Informationen.

*** Der Fußpunkt befindet sich in der Mitte dieses Elementes. Ein 10mm-Abstand ist zulässig.

Vergleiche und gestockte Anordnungen

Für Vergleichszwecke entschied ich, die YU7EF 15-Element Yagi zu modellieren, die 4.84 Lambda lang ist, exakt die selbe Länge, wie die LFA Plus 2 mit den 2 zusätzlichen Reflektoren. Ich muss noch den optimalen Stockungsabstand für diese Antenne herausfinden (siehe unten), so dass ich beide Antennen zuerst mit dem für das YU7EF-Design publizierten optimalen Stockungsabstand modelliert habe. Obwohl dieser Abstand vielleicht für die LFA Plus 2 nicht ideal ist, wird eine Vergleichsmöglichkeit geliefert.

Die Zahlen für Vierfachstockung dieser beiden Antennen (die YU7EF-Daten sind bereits in der VE7BQH-Liste enthalten, die LFA-Daten wurden mit den selben Methoden errechnet) sind wie folgt:

	E Ebene	H Ebene	Gewinn	Verlust	Temp	G/T	VSWR Bandbreite
YU7EF 15el	4.46	4.24	20.78	10.29K	218.1K	-0.46	3.18:1
G0KSC 15el +2	4.46	4.24	20.70	3.6K	214.2K	-0.46	1.09:1

Der erste bemerkenswerte Punkt ist der Gewinn: Die LFA Plus2 hat 0.08 dB weniger, was nicht so bedeutend ist, und die G/T-Verhältnisse sind nahezu identisch. Die LFA Plus2 hat niedrigere interne Verluste, 3.6K gegenüber 10.29K bei der YU7EF und eine leicht niedrigere Rauschtemperatur (siehe VE7BQH-Tabellen für Details der Berechnung). Auch ist das F/B bei der LFA 10 dB besser.

Der Hauptvorteil des LFA Plus2-Designs jedoch ist, dass es dies alles bei einer viel besseren VSWR-Bandbreite erreicht. Dies ist ein neuer Parameter in den VE7BQH-Tabellen und ist das maximale VSWR über eine Bandbreite von 144.0 bis 145.0 MHz (basierend auf einer einzelnen Antenne und bezogen auf 1.0 bei 144.1 MHz, was dort ist, wo alle anderen Leistungsdaten berechnet werden). Dieser neue Parameter wurde eingeführt, um eine Indikation für die Sensibilität der Antenne gegenüber Frequenzänderungen, Konstruktionsirrtümern, Stockung und nassem Wetter zu geben.

Es gibt viele Designs, die gut bei anderen Kriterien sind, aber eine enge VSWR-Kurve aufweisen, die schnell auf hohe Werte ansteigt. Das YU7EF-Design zeigt ein höchstes SWR von 3.18:1 im Bereich von 144.0 bis 145.0 MHz, während die LFA als höchstes nur 1.09:1 zeigt. Diese schmalbandige Natur des YU7EF-Designs geht einher mit anderen Arten von Frequenzempfindlichkeit. Das G/T-Verhältnis ist ein wichtiges Maß für die EME-Leistungsfähigkeit. Positivere Werte sind besser und benötigen sowohl guten Gewinn als auch gute Unterdrückung der Seiten- und rückwärtigen Zipfel. Beide Antennen haben fast exakt das selbe G/T bei 144.1 MHz, nämlich -0.46dB, aber bei 144.3MHz verschlechtert sich das G/T der YU7EF-Yagi auf -0.54dB, während die LFA Plus2 ihren ursprünglichen G/T-Wert beibehält. Wandern wir

nun auf 144.6 MHz liegt die YU7EF bei -0.73dB, während die LFA gerade anfängt auf -0.48dB abzufallen. Zugegeben, nicht viele Leute wollen EME-Verbindungen auf 144.6MHz machen, aber dieser Vergleich zeigt die stabile Leistungsfähigkeit der LFA und, dass kleine Fehler bei der Konstruktion und andere Einflüsse im Umfeld der Antenne (inklusive der Stockung), diese Antenne weniger beeinflussen als einige andere.

Die schmalere Bandbreite der YU7EF-Antenne bedeutet, dass sie exakt wie spezifiziert gebaut werden muss und, dass nasses Wetter, Schnee und Eis auch einen Einfluß auf die Gesamtleistung haben können. Alle diese weiteren Gründe zeigen, warum ein Breitband-Design bessere und konsistentere Leistungsdaten ergibt, auch wenn die Antenne immer nur in einem schmalen Frequenzbereich betrieben wird. Am wichtigsten von allem ist, dass mit der LFA beide Eigenschaften, Bandbreite und Hochleistung, innerhalb einer Antenne erreicht werden.

Ein abschließender Test bestand darin, die Stockungsabstände der Antenne zu erhöhen und das G/T nochmals zu prüfen. Ein Erhöhen des Stockungsabstands in der E-Ebene von 4.46m auf 4.6m und in der H-Ebene von 4.2m auf 4.4m bewirkt bei der YU7EF ein Anstieg der Rauschtemperatur um 5.3K, mit einem G/T von nun -0.47dB. Die selbe Veränderung bei der LFA bewirkt einen Anstieg der Rauschtemperatur von nur 0.6K, mit einem verbesserten G/T von dann -0.41dB. Ein weiteres Erhöhen des Stockungsabstands bei der LFA Plus2 bringt sogar noch bessere G/T-Werte. Es ist also noch weiteres Modellieren nötig, um das Optimum herauszufinden (bitte per Email für die aktuellsten Werte anfragen).

Fazit

Ich habe das YU7EF-Design aus zwei Gründen für den Vergleich gewählt. Der erste war die genau gleiche Boomlänge, und der zweite, dass meiner Meinung nach Pops Designs mit die besten 50Ω-direktgespeisten Yagis sind, die heute verfügbar sind. Ich glaube, dass Pops Designs nahe an dem dran sind, was bei einer dipolgespeisten Yagi machbar ist. The YU7EF 15-Element-Yagi ist eine exzellente Antenne mit bewährten Eigenschaften. Dies sind also die Grenzen der Leistungseigenschaften, die ich anstrebe. Mein Ziel ist es, die Möglichkeiten des LFA-Konzepts zu zeigen, sofern genügend Zeit genommen wurde, eines dieser Designs zu optimieren. Auch soll die Flexibilität der LFA gezeigt werden, in eine bestimmte Richtung optimiert werden zu können, um eine kleine, abfallende rückwärtige „Blase“ von gut unterdrückten unerwünschten Zipfeln zu liefern. Weiter ist das Ziel, diese exzellente Leistung über eine viel breitere Bandbreite zu erhalten, als dies zuvor erreicht wurde – und damit zu zeigen, dass Hochleistung nicht schmalbandiges, „unruhiges“ Design heissen muß.

Es soll auch erwähnt werden, dass die LFA keine besonders kritisch nachzubauende Antenne ist. Ich habe mehrfach Erfahrung beim Bau der konventionelleren OWA-Designs gesammelt und VSWRs von 1.2:1 anstatt der vorhergesagten 1:1 gesehen. Dies scheint gängige Praxis in der Realität zu sein, wie ich auch von vielen anderen Amateuren gehört habe. Das war der Grund dafür, dass ich die Segmentierung untersuchte und verglich, um den Standard mit den 20 Segmenten pro halber Wellenlänge zu hinterfragen, um zu sehen, ob das eine korrekte Anzahl war. Dies wiederum brachte mich dazu NEC4 zu kaufen und zu verwenden. Für 6m bis 2m sind 40 Segmente pro halber Wellenlänge ein besserer Wert für die LFAs, wenn auch der optimale Wert für die Segmentierung überdacht werden muß, wenn wir zu höheren Frequenzen übergehen und der Durchmesser der Elemente anders wird (prozentual zur Wellenlänge).

Zur Zeit arbeite ich an der Entwicklung der ersten LFA-Modelle für 70cm. Eine Veröffentlichung einer Serie verschiedener Boomlängen wird Anfang 2010 erfolgen. Bis dahin,

Justin G0KSC. justin@g0ksc.co.uk – www.g0ksc.co.uk

Nachtrag: Die erste LFA-Yagi für 70cm – 19 Ele.

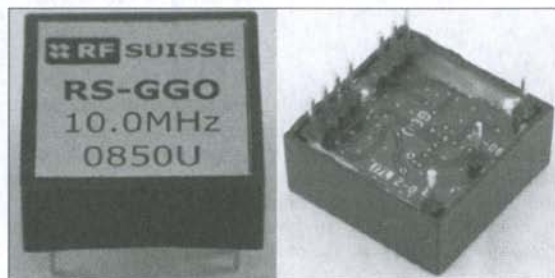
Es wurde eine 19 Ele. LFA-Yagi für 70cm entwickelt. Die genauen Abmessungen sind oben im engl. Teil angegeben. Die Yagi ist 4.5m lang. Das extrem saubere Diagramm der Antenne in 11m Höhe (Simulation) zeigt Abb. 1. Abb. 2 des Nachtrags zeigt die fertige Antenne. G0KSC bietet jetzt einen speziellen Befestigungsskit für die Schleife an, siehe Abb. 3. Auf 70cm ist es wichtig, den Einfluß der Isolatoren der Elemente zu berücksichtigen. G0KSC hat dies durch Verlängerung der Elemente um jeweils 2mm im voraus richtig abgeschätzt. Durch Ändern der Länge von D1 kann die Impedanz ggf. nachjustiert werden. Die Antenne zeigte in der Praxis auf Anhieb ein VSWR von 1.03:1 auf 432.400 MHz.

Microwave Parts

GPS Guided Oscillator, TCXO RS-GGOxxx

The RS-GGOxxx is a reference oscillator with the same form factor as standard OCXO's (1"x1") but that's all it has in common with them. Instead of drawing a lot of current to heat the crystal it contains a temperature compensated crystal oscillator with 2.5ppm stability which can be locked to a 1 Pulse Per Second (1PPS) signal from a GPS receiver. A combination of novel circuits, special firmware algorithms and patented Nano-Technology enable a low current miniature unit with an attractive price. For long term reliability the PCB of the RS-GGOxxx is conformal coated with a special Polyisocyanate Prepolymer.

Within less than 2 minutes after GPS lock has been achieved the RS-GGOxxx has already reached its specified accuracy of better than 5×10^{-9} , a value where you have to wait a long time before it's achieved by an OCXO. And at -30C or +80C you may not even get there! Under normal circumstances with average GPS jitter the accuracy will be ± 1 ppb. This makes for one of the biggest advantages of the RS-GGOxxx, it doesn't have to be powered 24/7 to be stable. Just turn it on a few minutes before you need it and it will provide OCXO stability.

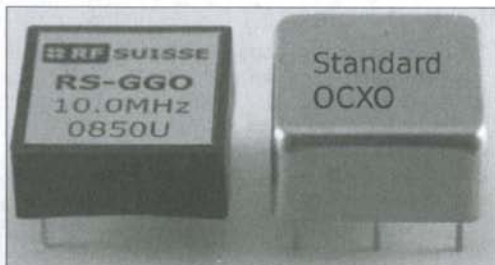


Another big advantage of the RS-GGOxxx compared to OCXO's is that the crystal doesn't get stressed by heating and cooling which causes the oscillator to never really return to the original frequency. Forget to search for a Rubidium standard to recalibrate your reference on a regular basis! Hook it up to a GPS and you have the best possible accuracy and stability short of a Rubidium standard. Via a 2-wire interface which operates identical to the well known I2C® the estimated accuracy can be read from the RS-GGOxxx. However, programming is only an option but not required for normal operation. As an alternative the

same pins can be used to drive a duo-LED to indicate the internal status (IND = L). Red (solid) = no GPS signal, Amber (1sec flashing) = locking, Green (solid) = locked. Green is blanked for a short pulse whenever a major correction is made.

This type of oscillator is commonly called a GPS disciplined oscillator. The word disciplined is misleading as the crystal actually has a better "discipline" or short term stability than the GPS 1PPS signal. The 1PPS signal is only accurate if it is integrated over a larger time frame. During the design of the circuit it was found that just locking the crystal oscillator to the 1PPS signal with a PLL can lead to undesired offsets (jitter) in frequency which isn't what one expects from a precision reference but what is commonly found in other designs. There is just no good loop bandwidth compromise between responsiveness and speed and suppression of jitter and false or missing pulses. A PLL, no matter whether it is made with PLL ICs or implemented in a DSP, makes for a long time to achieve a precision lock and it will not enable the calculation of the current accuracy and measurement of the GPS jitter. This is why a different locking mechanism with several special algorithms was developed which make sure that the unavoidable and unpredictable jitter of the 1PPS signal will not have a negative effect on the short nor the long term stability of the system. Missing GPS pulses or total failure of the GPS signal will not lead to instant offsets in frequency or immediate loss of accuracy. In its tiny package not only a GSM-grade TCXO but all the electronics and voltage regulators are installed too! In short, the GPS signal really guides the TCXO onto the correct frequency which is why we finally settled to call it a GPS Guided Oscillator (GGO). As excessive peaks of the 1PPS jitter still have impact on the average performance of the system we recommend the usage of a high quality GPS receiver with low jitter specification for the 1PPS signal. The RS-GGOxxx, once hooked up to a GPS and within a certain accuracy, will measure the jitter of the GPS and use the results to optimize its acquisition and control routines. This allows the combination of various commercially available GPS "pucks" or modules +

antenna with it. However, it has to be stressed that the GPS antenna should be installed with a large unobstructed view of the sky to get the best possible reception.



**Same footprint, less height
and less current (by far)!**

All RF-SUISSE product complies with RoHS requirements current at the date of delivery. As we continuously improve our product we reserve the right to change published specifications without further notice. Please see our website at <http://www.rf-suisse.ch> for current information. All product manufactured and sold by INWAVE AG under the RF-SUISSE brand is intended for laboratory use or are components (modules) not suitable for consumer use. Thus they are not required to and do not carry CE certification. Inquiries, quote requests and questions: please email to info@rf-suisse.ch or your INWAVE AG / RF-SUISSE representative. RF-SUISSE is a registered trademark of INWAVE AG, Dorf 23, CH-9411 Reute, Switzerland

Specifications

Frequency: standard model RS-GGO10 (10MHz*), wake up with divider setting d1. Other frequencies available on request **)

Output: 3.3V CMOS (filtered square wave)

-122 dBc/Hz typ. @ 100Hz offset

-150 dBc/Hz typ. @ 10KHz offset

1PPS input: 3.3V CMOS signal (DO NOT apply 5V!)

Enclosure: insulated black ABS plastic, 25x25x10mm (~1x1x0.4")

Temperature range: -30 to +80C (operating)

+/- 2.5ppm (free running)

+/- 1ppm per year (free running)

Phase noise (10MHz): -98 dBc/Hz typ. @ 10Hz offset

-138 dBc/Hz typ. @ 1KHz offset

-160 dBc typ. noise floor

Power supply: 5VDC +/-10% @ 15mA

Stability: < 5x10E-9, typical 1x10E-9 = 1ppb (GPS locked)

Aging: compensated (GPS locked)

Interface: 3.3V 2-wire bus with address 72 or 0x48

(different addresses available for production quantities)

*) The standard model can be switched to 20, 10, 5, 2.5MHz via the 2-wire interface.

**) The following frequencies can be made available on request for min 25pcs orders (frequency in MHz):

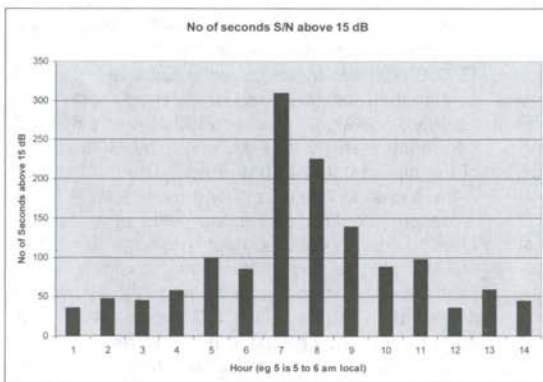
10, 12, 12.8, 14.4, 16, 16.8, 19.2, 19.44, 19.68, 24.576, 26, 33.6, 38.4.

These frequencies can be divided by 1/2/4/8 with a command via the 2-wire interface either permanently or temporary. Phase noise improves 6dB by division of 2 except for noise floor.

Distributor for Germany: TSS GmbH, St.-Barbara Str. 28, 89264 Weissenhorn, Tel. +49/7309/9675-11, Fax +49/7309/9675-20
info@tssd.com * www.tssd.com

VHF VK/ZL – Leonids 2009 Report

Leonids 2009: NASA had forecast a sub storm at 1943 on 17 November a time when the Leonids would be above the horizon in VK-ZL. This would be 0843 local on the morning of 18 November and a number of 2 metre operators were keen to take advantage of the opportunity for SSB contacts and others for longer distance FSK441 contacts



John VK4JMC was up early and after some two hours completed his first meteor scatter QSO with Bob ZL3TY using FSK441 over a distance of 2362 km. Waldis VK1WJ also completed with Bob on FSK441 over 2076 km.

As it turned out the Leonids peaked about an hour early as shown on the following chart which was produced by Rex VK7MO who monitored the video carrier of Newcastle TV on 138.275 MHz using Spectrum Lab to measure signal to noise ratio at 0.2 second intervals.

The best burn monitored during this period was just after 7:00 am local and was more than 15 Db above the noise for just over 2 minutes. Around the peak time SSB 2metre operators were rewarded with some good contacts as follows:

VK4DD VK3II 1410 km VK3AXH VK4NWH 1404 km

VK4DD VK4BEG 1340 km VK2XQ VK4NWH 1291 km

VK2QO VK5BC 1102 km VK4DD VK4FNQ 1050 km

(tnx to Rex Moncur, VK7MO, for this report!)

VK3II VK4NWH 1392 km

VK4DD VK3DUT 1253 km

VHF News

Australia & New Zealand

Mt Arden DXpedition: On 10 and 11 October Barry VK3BJM and partner ventured to Mt Arden in the Flinders ranges to operate from grid locator PF87. On this occasion Barry took digital modes which enabled a much wider group of stations to access this rare grid square. Barry reports working 11 stations via meteor scatter using FSK441 on two meters covering VK2, 3, 4 and 7. He worked four stations on two meters JT65 and was good copy in Melbourne at around 900 km with the best distance being to Jim VK3II at 950 km.

First VK-ZL tropo for the Season: During the normal 2 metre meteor scatter activity session on 19 September Bob ZL3TY noticed he could copy Rex VK7MO continuously rather than the occasional meteor scatter bursts. They switched to SSB and exchanged reports 5x3 each way followed by a JT65 QSO at -4 dB.

10 GHz Digital: David VK3HZ and Rex VK7MO have extended the 10 GHz VK digital record to 510 km from Mt Buninyong in Victoria to Mt Barrow in Tasmania using their GPS locked systems and JT65a. Signals started at -19 dB which is in line with tropo-scatter path losses but later increased such that SSB was possible up to 5x9 indicating that a duct had developed. Colin VK5DK reports that both he and Russell VK3ZQB have their 10 GHz systems GPS locked and have JT65 working one way and JT6M in the other over a 140 km path between their home stations. Colin says this is a work in progress.

Digital from VK9N Norfolk Island 3-14 January 2010: The team of Michael VK3KH, Alan VK3XPD and Kevin VK4UH will be taking digital and propose to work FSK441 on two metres and JT65 on all bands up to 10 GHz using GPS locked equipment. On two meters FSK441 they should be in meteor scatter range of most of the East Coast of Australia and ZL. Also look out for tropo-producing extensions of meteor scatter as Hepburn often indicates large yellow patches around Norfolk Island that could be used to extend the meteor scatter range to VK5 and VK7.

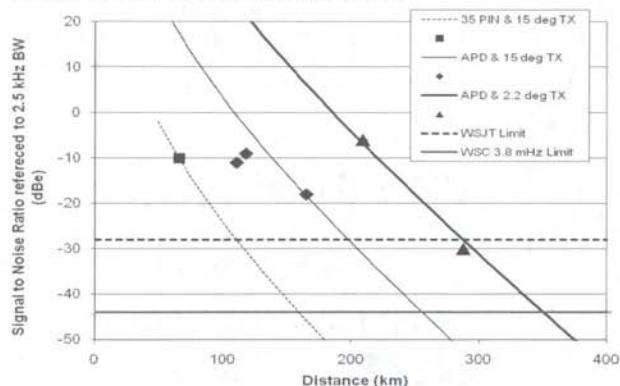
Tasmania to the Mainland on 474 THz (Red light): On 27 October Rex VK7MO and Joe VK7JG assisted by Paul VK7KPG achieved one way communication across Bass Strait on 474 THz over a distance of 288 km from Mt Horror in Tasmania to Mt Liptrap in Victoria. The basic equipment was that described in DUBUS volumes

4/2008 and 1/2/3/2009. However this successful result was achieved using a new mode "Weak Signal Communications" (WSC) developed by David VK3HZ as an enhancement to the audio spectrum analysis program Spectrum Lab by Wolf DL4YHF. WSC can work down to -44 dB and achieves this performance by using very narrow binwidths – in this case 3.8 mHz – at the expense of spending 20 minutes to send two callsigns. Initially both stations beamed just above the horizon and while callsigns could be copied, signals were marginal varying from -50 to -44 dB on the WSJT scale. Joe suggested he raise the elevation and immediately signals improved and by around 2 degrees became rock solid. Rex then also raised the elevation and signals peaked at -28 dB on the WSJT scale, some 16 dB above the reliable detection limit for WSC. While a few attempts were made to use JT65a the best result was -30 dB without any decode. The following is a simplified example of the output of WSC decoding the callsign VK7JG during these tests:

Time	Freq	S/N	MsgA	MsgB
23:02:01	1038.509	21.5	VK7	
23:02:11	1038.509	20.9	VK7	
23:02:21	1038.508	20.1	VK7	
23:02:31	1038.508	19.2	VK7	
23:02:41	1038.508	18.2	VK7	
23:02:51	1072.957	19.1		JG~
23:03:01	1072.957	20.1		JG~
23:03:11	1072.955	20.9		JG~
23:03:21	1072.955	21.6		JG~
23:03:31	1072.955	22.1		JG~

The first column is the time and is used to identify whether the first or second part of the callsigns is being sent. The second column is the frequency of the tone being sent of which there are some 18,000 possible tones to represent every possible combination of the first or second parts of a standard callsign. As binwidths are only mHz frequency stability was achieved by GPS locking of the sound cards at both ends. The third column is the signal to noise ratio and messages A and B represent the first or second parts of a callsign. The complete WSC output provides for signal reports and a checksum on callsigns to be exchanged in a further five minutes as well as confirmation so a full QSO both ways could potentially be completed in a little over an hour. It is also possible to run WSC at 1 mHz bandwidths which allows decoding at down to -50 dB, but it would take some five hours to complete a QSO. This is still an experimental mode and it is not at this stage intended for general distribution. The narrow binwidths mean its use will probably be restricted to optical communication where frequency spreading is minimal due to the use of baseband modulation.

The following graph shows the results of this and earlier tests compared to a propagation model outlined by Paul Edwards VK7ZAS and Rex Moncur VK7MO in DUBUS volume 1/2009.



It is seen that the 288 km data lines up quite close to the model prediction. This is despite the fact that on the occasion of these tests there was an excess of 3 dB noise due to moon light and the clouds were much higher leading to increased scatter angle and less scatter gain but compensated by lower losses through the air at higher altitudes.

The tests results confirm the modeling and suggest that with the WSC mode and the present equipment it should be possible to achieve a distance of around 350 km.

The successful trial reported above did not occur on the first attempt as it was necessary to find just the right conditions with cloud high enough to allow line of sight from both stations to the scattering point and dry air with no cloud beneath. It took some 10 days to find the right conditions with some failures due to fog. The support of Brendon McMahon and David James of the Bureau of Meteorology was critical in forecasting the conditions that allowed success. Brendon also produced an excellent post trial meteorological assessment which showed that scattering was from cirrus clouds at around 7000 metres which explains why it was necessary to increase the elevation.

These trials have for the first time shown that scattering from thin high level clouds is useful for light propagation and that a critical element to success is information on cloud height for elevation alignment of the TX and RX.

A more detailed report on the 288 km trial is at: <http://reast.asn.au/optical.php#20091027>. On the first attempt which failed due to fog Justin VK7TW took a video which rather spectacularly shows the effects of fog – this video may be viewed on youtube at: <http://www.youtube.com/watch?v=vu-5KNVjNO4>

Many thanks to Rex, VK7MO for the above information!

ZL-VK 2m DX report

The start of the ZL to VK summer DX season records the first tropo opening on 2m between Bob ZL3TY and Rex VK7MO at 1950 km SSB on the 19th of September 2009.

The 1st of November 2009 reports another opening with ZL1 and ZL2 stations working into VK2 or 2m with one contact on 70cm and all over 2000 km. Stations on 2m Dave ZL1AKW, Nick ZL1IU, Ian ZL1AOX, Chris ZL2DX and Mark ZL2WHO and on 70cm ZL1IU.

Station from VK recorded on the VK VHF logger in contact with ZL stations were VK2ZT, VK2MER, VK2KU, VK2XTT, VK2KOL, VK2DAG/P, VK2ARA, VK2EI, VK2AH, VK2BLS and VK2QO.

Best 2m DX between Chris ZL2DX to VK2DAG/P at 2375 km. Along with Mark ZL2WHO to VK2ZT at 2280 km with Dave ZL1AKW to VK2ZT at 2275 km distance. Nick ZL1IU to Steve VK2ZT on 70cm at 2039 km.

Many thanks to Steve, ZL1TPH for this report!

Microwave Japan

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

6m EME activity

from Minamitorishima, JD1/M

Hide, JR6EXN sent us the following report:

JD1BMM operated 6m EME to successfully achieve a few QSOs. His log includes

MMYY	UTC	Callsign
0914	1629	W1JJ
0916	1636	W7GJ
0916	1700	K6MYC
0921	0950	OH2BC

The mode was JT65 and the sent/received reports were O/O in all the QSOs. In addition to the successful QSOs, he heard PE1BTX, JR6EXN, ZL3NW, and SM7FJE but QSOs have not been completed.

The rig was a TS-2000 and a Tokyo Hypower's HL-206V (SD1477x2, output 200 Watts) and the antenna was a Create Design's CL6DXX (7el Yagi). Tokyo Hypower and Create Design are Japanese manufactures of amateur equipment.

Congratulations for the QSOs with Minamitorishima on 6m EME.



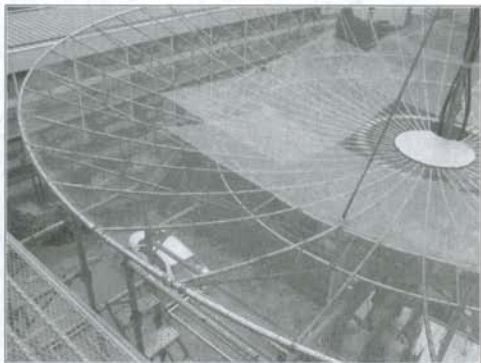
JD1BMM's antenna with a nice rainbow

New 3cm EME station: JA6CDX, Shichiro Mori

Recently a 3cm EME licence was obtained after onsite inspection, where a maximum output power of 50 Watts was permitted. The permitted frequency is only 10.450 GHz. In this report, I show my antenna and QSO results.

My dish antenna was originally built for 6cm, and its diameter is 5m. All the surface was covered with 6mm-spacing mesh. This time I added 2.5mm-spacing mesh only within the 3m surface from its centre to improve 3cm reflectivity. Ratio of F/D is 0.5. The feeder employed was a circular-polarisation septum horn.

My first QSO was done with OK1KIR, Vlada on CW on the 14th of September. The signal reports were O/O. This was a split operation on 10.368 and 10.450GHz because of the licence restriction.



JA6CDX's antenna for 3cm EME

JA4BLC: Another 3cm EME station

Just before the deadline, JA4BLC, Yoshiro got a 3cm licence, too. His first QSO was with OK1KIR on Nov. 6 with reports of O/O using CW. At the next successful trial with OK1DIR on Nov. 7, the

reports were improved to 549/539. His output power was 25Watts but his antenna was unknown. Unlike the QSO of JA6CDX, Shichiro, Yoshiro's QSOs were done on the same transmission/reception frequency of 10.450GHz.

Yoshiro asked me to inform foreign moon bouncers that the Japanese 3cm segment is 10.45GHz. Please note this fact.

VHF South America

by Flávio Archangelo, PY2ZX
py2zx.ham@gmail.com

New EME Station in Brazil: PY2GN

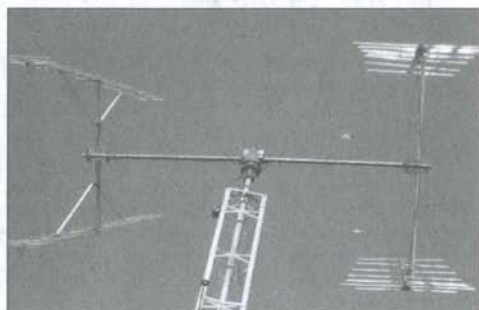


William Schauff, PY2GN in his shack(GG56tv)

William Schauff (PY2GN) and Edson (PU2JTE) are making a terrific job on the "Little Paradise Farm" in GG56tv (Pardinho, São Paulo, Brazil). They first built a basic 144 MHz EME station with a 500 Watts RMS (amplifier produced by PY3FF) and 7 element K1FO Yagi (built by PY2NI) and were able to make 10 QSOs just on one weekend! PY2GN is working now with 2 x 7 elements (2,8 m boom length), horizontal polarization, 9 meter high with az/el control, Lunar Electronics LNA (0,9 NF / 20 dB gain), TS-790 and linear for transmission, plus Tentec transverter on the reception with SDR-IQ, Linrad, WSJT and MAP65-IQ.

William wrote on the EME-BR list that: "It's not only the antenna and the power output, but a series of topics that also matters (...) the alignment of TS-790 on the correct EME frequency, the adjustment of automatic tracking with the EA7TX board, the detection and suppression of the birdies, TX/RX protection for LNA". He stressed that: "I know that many friends have much better antennas than I own. So just point your yagi to the Moon and that's all! For sure you will find a big gun/big ears that will respond to your calls! It's worth a try!"

Some of the worked stations are: KB8RQ, EA6VQ, K9MRI, OK1UGA, PE1L, RK3FG, DK3WG, S52LM, EB5EEO, W5UN, DL9MS, OZ1LPR, DK3BU, DF2ZC, DL2NUD, UA3PTW, DK5LA, DK2PH, DH3YAK, DL8GP, N9DSJ, RU1AA, PA0JMV, ES6RQ and DF7KF.

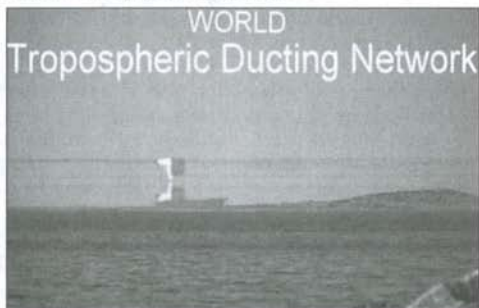


PY2GN antennas for 2m and 70cm pointed to the Moon

World Tropospheric Ducting Network

Leigh (VK2KRR) has re-established the 'World Tropospheric Ducting Network' list: "A place where people interested in investigation of tropospheric radio ducting can post their experiences, experiments and discoveries and theories regarding the propagation of radio waves via tropospheric propagation. The group is intended to gather information from all around the world as at times suitable propagation in many areas can become quite sparse and its interesting to read of others good fortune in different locations". Tropo Ducts, as reported in previous DUBUS articles, well affect regions Western Europe – North Africa, California – Hawaii, Australian Bight, as well not fully exploited Africa – South America and Indian Ocean paths. The web address for the group is:

http://au.groups.yahoo.com/group/World_Tropospheric_Ducting_Network/



3m TEP Observations Oct/Nov 2009

Following the table with broadcasting stations heard by TEP in Brazil during last half of October and the first days of November 2009, a collection

of listenings made in GG46, GG51, GG52, GG66, GG67, the States of Sao Paulo (PY2), Paraná (PY5) and Santa Catarina (PP5). The listeners used simple hand-held receivers, HD Radio tuner's type and even Smartphones with FM band.

88.5	RCI	Martinique
88.7	Joy FM	Dominica
88.9	RFO	Guadeloupe
89.7	ICS	Martinique
90.7	BBS	Barbados
91.1	The Observer	Antigua & Barbuda
91.2	RCI	Martinique
91.9	Hitz FM	Antigua & Barbuda
92.1	BBC	Barbados
92.7	Fame FM	Jamaica
92.9	VoBarbados	Barbados
94.3	RFO	Martinique
94.7	CBC	Barbados
95.5	ZJB	Montserrat
96.7	Nice FM	St Vincent & Grenadines
97.1	ZDK	Antigua & Barbuda
97.3	Radio St Lucia	St Lucia
97.9	WGOD	US Virgin Islands
98.6	RCI	Guadeloupe
98.7	BBC	Trinidad & Tobago
99.9	WEFM	St Vincent & Grenadines
100.7	Quality FM	Barbados
100.9	Magic Stéreo	Haiti
102.7	ZJF	Antigua & Barbuda
103.7	Hitz FM	St Vincent & Grenadines
105.7	Praise FM	St Vincent & Grenadines
106.2	Radio As	Martinique
106.6	RCI	Guadeloupe
107.5	NBC	St Vincent & Grenadines
107.9	Kairi FM	Dominica

Table: Caribbean stations heard in Brazil

Low VHF Radar Frequencies

Despite these scientific radars are mostly focused to azimuth emissions for ionospheric and even tropospheric studies, some of them are operated in high power (from 1 to 100 kW) and then could turn into a good DX reference on the VHF spectrum. The following table with some radars comes mainly from the Adelaide University's Atmospheric Physics Group (ATRAD). They are typified by their functionality: meteor detection, boundary layer-troposphere radar, stratosphere-troposphere radar, ionospheric radar, broadband radar and MF radar. More information at: www.atrad.com.au. (Thanks to Prof. Iain Reed)

MHz	Location	Country
30.25	Tromsø	Norway
31	Bear Is	Norway
32.5	Rothera	Antarctica
32.55	Tierra del Fuego	Argentina
33.2	King George	Antarctica

33,2	Davis	Antarctica
33,2	Darwin	Australia
35,24	Learmonth	USA
35,24	Adelaide	Australia
35,24	Rarotonga	Cook is.
37,5	Kunming	China
38,9	Hainan	China
38,9	Peking	China
40	London	Canada
40,8	Daejeon	Korea
40,85	Panagurishte	Bulgaria
44,75	Gambier	Australia
46,3	South Pole	Antarctica
46,5	Wakkanai	Japan
47,5	Hainan	China
49,92	Jicamarca	Peru
50	Resolute Bay	Canada
51	Xichang	China
51	Jiuquan	China
52	Esrange	Sweden
53,1	Kunming	China
53,5	Kaehlungsborn	Germany
53,5	Andoya	Norway
53,8	Wuhan	China
54	Huayin	China
54,1	Adelaide	Australia
54,1	Darwin	Australia
55	Davis	Antarctica
55	Launceston	Australia
55	East Sale	Australia
55	Canberra	Australia
55	Sydney	Australia
55	Buckland	Australia
55	Woomera	Australia
64	Hebrides	Scotland
2 ~ 60	Shingarakai	Japan
2 ~ 60	Svalbard	Norway

Contesting

The next South African PEARS National VHF/UHF contest will take place on January 15 – 17; 2010. Only ZS and neighborhoods are valid for the event, but provides monitoring opportunities for DX propagation. The contest rules are updated on the SARL contest webpage at: www.sarl.org.za/public/contests/PEARS_NATION_AL_VHF.pdf

GAVUDX held their Concurso Argentino de 144 MHz (CA144) on November 28 – 29; 2009. It's world wide open. More information at: <http://www.gavudx.com.ar>

The Radio Club Venezolano Concurso Nacional de VHF (National VHF Contest) took place on 8th November 2009. The score is a mix of distance count, locators and special stations. More information on the web at: www.radioclubvenezolano.org

Microwave Europe

Editors:

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

UK microwave meetings

As radio amateurs we thrive on communications. This does not just mean talking on our radios. Conferences, Round Tables (RT) and 'flea markets' all form part of the amateur radio scene. In the UK we have four Microwave Round Table meetings each year. Currently these are the Rutherford Appleton Laboratories (RAL) RT held in the spring, Fittingly in the summer, Crawley in the early autumn and Martlesham in the late autumn. Each of these events has its own unique character. Possibly the biggest RT is the Martlesham Microwave Round Table (MMRT) which is held in November.

Martlesham is the place in Eastern England where the British Telecom Research Centre (Astrak Park) is located. It is the site of an old military airfield and is close to the county town of Ipswich. Most European microwave operators will know Martlesham as the location of several well-known beacons. GB3MHL on 1296.830MHz is probably the best known of these beacons.

This year MMRT took place on the 7th and 8th November and had around 120 registered attendees.

Following the now traditional pre-meeting breakfast get together at the local Orwell Crossing Truck Stop, around 70 Saturday attendees headed off to Martlesham. The organisers had arranged for the nearby Bawdsey Radar Museum to be specially opened for MMRT visitors. Bawdsey was the site of the world's first operational radar station in 1939 and featured the first of the Chain Home HF radar installations. The museum is full of interesting 'relics' of early radar equipment and is well worth a visit if you are in the area. The nearby Bawdsey Manor housed the UK's radar research establishment until around the time that the radar station became operational. It was the 'home' of the team that developed the first 10cm band radars using the magnetron.

Whilst one group was visiting Bawdsey the remaining group at Martlesham were able to take advantage of the measurements facility which this year featured two HP8970A noise figure and gain test sets, a 26.5GHz spectrum analyser and various power meters etc. Martlesham measurements of noise figure have tended to become the standard for UK radio amateurs and many people bring their preamps and transverters to be checked against measurements that have been made elsewhere.

Most of the preamplifiers and transverters were measured on Saturday. This is something the organisers are keen to develop as they would also like to attend the talks on the Sunday! Table 1 shows the results of these measurements.

The Saturday evening 'Microwave' dinner was held at the nearby Holiday Inn hotel where accommodation had been arranged for those staying over until the Sunday. Continuing the Bawdsey theme the dinner special guests were Roderick (Eric) Watt, nephew of the great Watson-Watt, and his wife. Dave, G4HUP, gave a most interesting after-dinner talk on the history of Bawdsey.

Michael and Monika, the DL1YMK EME team, were presented with an award recognising their efforts at providing EME operators with new DXCC entities.

Mike, G3LYP, was awarded with the G3VVB Trophy for winning the construction contest that was judged at the Crawley RT in September.

2009 marks the tenth anniversary of the formation of the UK Microwave Group. The UKuG represents the interests of the UK microwave enthusiasts at RSGB and OFCOM (UK Version of the FCC) meetings and as the elected representatives of UK microwavers, has a say in spectrum issues in the UK. The UKuG is, of course, open to all nationalities. Not just UK residents. Happy birthday UKuG!

Sunday, at MMRt, is principally talks and the programme this year covered both technical and expeditions, so should have included something for everyone.

Continuing with the Bawdsey theme, G4HUP talked about the planned remote receiver facility and demonstrated some interesting results already obtained from this coastal location, monitoring the Martlesham 10GHz beacon.

Dave, WW2R, spoke about using SDRs and how they complement the modern microwave amateur's station and how they can be remotely operated.

Andy, G4JNT, spoke about digital modulation modes and Kent, WA5VJB, spoke about pitfalls in antenna modelling.

We were fortunate to have Michael and Monika, that well-known EME expedition couple, come and tell us about their 2009 DL1YMK EME expeditions to Northern Ireland and the Aarland Islands. The expedition to MI was the first recorded 5-band EME expedition and clearly taxed their efforts from what turned out to be a challenging site for EME. However, the stunning views from Islandmagee across the Northern Approaches to Scotland may have made up for some of the difficulties they experienced at this location.

Michael and Monika are seen in the photo, receiving their recognition award from UKuG Chairman, G4NNS.



Monika and Michael, DL1YMK with G4NNS

The AGM of the UKuG was also held and a new Chairman was elected. John Worsnop, G4BAO, takes over from Brian Coleman, G4NNS to whom many thanks for all his efforts on behalf of the Group over the past three years. We hope that the extra time he now has can be devoted to his EME activity and also to his interest in fine wines. Thanks Brian.

During the AGM, well-known microwave operator Simon, G3LQR, was presented with the G3EEZ trophy for his long term contribution to amateur microwave radio.

If you are visiting the UK next year, and your visit coincides with one of the Microwave Round Table events, you are cordially invited to join us. You can be sure of a warm welcome and if you choose your event carefully, some of the best surplus equipment available in the UK will be found at our flea markets. Sam, G4DDK

Videos of the Martlesham lectures are online in the film archive of the British Amateur Television Club (BATC):

www.batc.tv/channel.php

One can find there also many interesting lectures from other Microwave and AMSAT meetings.



**VK3UM's 23cm W2IMU feed
with 2.2dB swallow nest attenuator inside**

Noise figure results **Martlesham Microwave Round Table 2009**

Band	Callsign	System	Tcold = Gain (dB)	299k NF (dB)
144MHz	G4BRK	PA3BIY ATF54143 Preamp	21.5	0.80
432MHz	G3LTF	G3LTF	21.17	0.36
	G4RGK	Cavity	19.95	0.48
	G4RGK	MGF1302 Preamp	18.46	0.43
	G3PYB	ATF4143 Preamp	22	2.00
1.3GHz	G3LYP	G4JNT Transverter	24.4	4.16
	G4KUX	G3WDG Preamp MGF4919	18.9	0.56
	G4DDK	G4DDK Preamp NE32584C	37.8	0.25
	G3LTF	G3LTF Preamp FHX35LG	34.9	0.43
	G4DZU	G4DDK Preamp ATF6077 (13cm version!)	33.8	0.70
	G4DZU	WD5AGO Preamp NE326	31.4	0.38
	G4DZU	DJ9BV Preamp FHX35LG	15.83	0.49
	G4BRK	G4DDK Preamp NE32584C	37.9	0.36
	G8BHC	Surplus gain block	19.7	13.60
	G3PYB	ATF54143 Preamp	17.9	0.46
	G4RGK	G4DDK Preamp	35.9	0.35
	G4RGK	RFHam Preamp	16.19	0.41
	G3PYB	G8OZP Tuned preamp	33	2.70
2.3GHz	G4FSG	DB6NT Transverter	21.4	0.83
	G0EWN	G4DDK Pr	24.15	0.46
	G3LTF	G3LTF Peamp FHX35LG + 13dB attenuator	29.23	1.12
	G3LQR	G3LQR Preamp	16.3	0.55
3.4GHz	G8DTF	G8DTF HB Transverter	8.31	3.17
	G8DTF	C Band LNB Modded preamp	36.73	6.36
	G3LTF	DJ9BV ATF36077 Preamp	14.01	0.51
	DL1YMK	G4DDK NE32584C Preamp	24.56	0.55
5.7GHz	G4DDK	DB6NT G2 Transverter	24.4	0.83
	G3LTF	W5LUA Preamp ATF36077	11.45	1.01
10GHz	G3LYP	G3WDG Transverter	27.9	4.07
	G3LYP	G3WDG Preamp FHX04	12.3	1.18
	G4KUX	DB6NT G2 Transverter	15	2.89
	G8DTF	Chinese LNA	28.4	2.20
	G8DTF	G4TWJ modded LNB PREAMP	31	1.38
	G3LTF	G3LTF Modded LNB Preamp	21.8	1.08
24GHz	G1MPW	Alcatel transverter	14.45	4.80
	G6KIE	Alcatel transverter	-6	16.00

Table 1

F2CT: From August to October 2009 SHF activity was very high with a lot of DX on microwave principally during IARU UHF contest first week-end of October.

Here is some infos from Ralph G4ALY and F2CT. A lot of DX information go through ON4KST cluster but only few hams using the chat send any report!

From Ralph G4ALY/IO70VL:

The microwave bands have brought some surprising RS and TR in what has been overall a very quiet period here this year.

3cm:

13th July: F6DWG 463km.

19th July: ON4SHF/P 539 in JO11.

26th July: F1GHB/P 599 223km. F4SGU/P 342 km. F6APE 52S 435km. F5KPL 55s. G3PHO/P 452km, ON4IY 55S on RS 687km total path for first Belgium station.

2nd Aug: F1DBE/P 429km.

6th Aug: F1VJQ 611km.

13th Aug: F6DWG/P 318km. F6CBC/P 804km.

16th Aug: F6APE 435km. F2CT/P IN93OA 869km.

18th Aug: F6DRO 903km 56 ssb. Plus daily tests a/c reflection G3LRP 399km 99%.

Daily tests F9OE 362km. (G3PHO/P 334km 16June. F6DKW 500km 25 June)

6cm:

25th July: F1GHB/P 59 ssb 223km. F1TBP 405km.

2nd Aug: F1DBE/P 429km.

13th Aug: F6DWG/P 59+ 318km.

16th Aug: F6APE 435km. F2CT/P 869km

18th Aug: F6DRO 549 903km.

Daily a/c reflection tests G3LRP 399km 99%

Many thanks for nice infos Ralph.



F2CT/p, IN93OA:

Sunrise in the Pyrenees, F6AJW on the right.

F2CT/P activity report

On August 16th during the F8TD SHF contest I was active with Jack F6AJW from Issarbe,

IN93OA, 1500 m asl. Best DX was Ralph, G4ALY on 23cm, 5.7GHz, and 10GHz at a distance of 869km. See the photos!

August 19th:

Super tropo, report from IN93ID, 800 m asl:

- F5ZPS/IN94 59

- F5ZWM/JN05 59 + 40dB !!

- F5XAY/JN06 57

- F1XAP/IN88 59 ++ ; 614 km

- F1XBD/JN18 55 699 km

The first qso was with Marc F6DWG/P/IN87 on 10 GHz with 70 dB attenuation in the 432 MHz IF the sigs were still 59! The we decided to try 24 GHz but nothing heard both sides, qrb 528 km.

I went back to 10GHz and had a QSO with F5PEJ/P/80/JN19, QRB 781 km with 52 on SSB.

Then a test with G4EAT/JO01: 529 qsb, qrb 964 km, John is my best dx on 10 GHz. Then tests with G3XDY/JO02, qrb 1000 km, I heard him max 3dB with qsb, but it's too late. Then a random qso with F1VJQ/IN95 followed by a new test on 10/24 GHz with Marco F6DWG/P/IN87: the sigs on 10 GHz are tremendous! We tried again on 24 GHz, NIL !!!

It's still 10 UTC and we are very disappointed!

Then tests with ON5TA/JO20, 953 km, too weak. F5ZWM/JN05 was still 59++ and F1XBD/JN18 52.

I TXed for 10min towards JN18 but nobody came back.

August French Journees d'Activite = JA

- 5,7 GHz: 11 qsos, 526 km/qso,

dx: F5PEJ/P/80/JN19BQ = 762 km.

6 stations >600 km with 3 qsos > 700 km!

- 10 GHz: 21 qsos, 467km/qso,

dx: F1NXP/P/51/JN29FF = 800 km.

8 qsos >600 km with 3 qsos > 700 km.

Last qso with Marco F6DWG/P, 730 km on 6 + 3 cm using MS procedure!

F2CT/p Activity summary report from April to Sept. 2009 in order by French departments:

5760 MHz

- 05/07/09:

F2CT/P/40/IN93HQ: F6DWG/P/JN19/686km

- 26/08/09:

F2CT/P/42/JN15VQ: F6APE/IN97. F6CBC/IN94

- 25/07/09:

F2CT/P/65/JN02AX: F6DWG/P/JN19/731km

10368 MHz

- 23/09/09: F2CT/P/03/JN16HH/600masl:

F6DRO/JN03, F6DKW/JN18, F1RJ/JN18,

F6DWG/P/JN19, ON4IY/JO20/521km

- 07/09/09: F2CT/P/07/JN24CV/1700masl:

F5HRY/JN18, F6DWG/P/JN19/526km, F6DRO/JN03, F5BUU/JN03

- 22/04/09: F2CT/P/09/JN02RW/1400masl:

F6DWG/P/JN19, F6DKW/JN18, F5PEJ/P/JN19/752km

- 10/09/09: F2CT/P/15/JN15HE/1400masl:

F6AJW/P/IN93, F6DWG/P/JN19, F1RJ/JN18,
F6DKW/JN18, F5HRY/JN18, F5DQK/JN18,
F1VJQ/IN95, F5PEJ/JN19/502km
- 12/05/09: F2CT/P/16/JN16KA:

F1HNF/IN97, F6APE/IN97, F6DWG/P/JN19,
F6DKW/JN18, F5DQK/JN18, F1PYR/JN19,
F4CKC/P/JN19, F5ELY/JN18, F5BUU/JN03

- 08/09/09: F2CT/P/18/36/JN16AV:

F6CBC/IN94, F6DKW/JN18, F5DQK/JN18,
F6DRO/JN03, F5BUU/JN03, F5NXU/IN97,
F6APE/IN97, F6AJW/P/IN93/480km

- 01/04/09: F2CT/P/18/JN16FQ:

F6DKW/JN18, F6DWG/P/JN19, F5BUU/JN03,
F5DQK/JN18

- 11/05/09: F2CT/P/19/JN05TC:

F6AJW/P/IN93, F6DKW/JN18, F1VL/JN03,
F1PYR/JN19, F1JRD/JN03, F6APE/IN97, F5NXU/
IN97, F1RJ/JN18, F5DQK/JN18, F5ELY/JN18,
F4CKC/P/JN19, F4DRU/P/JN18, F5HRY/JN18,
F1BZG/JN07, F1NPX/P/JN29/509km, F6ACA/JN18

- 05/09/09: F2CT/P/25/JN36BP/1350masl:

F6DWG/P/JN19/431km, HB9AMH/JN36.

- 17/06/09: F2CT/P/34/JN13IO/1100masl:

F6DWG/P/JN19/646km, F6CBC/IN94,
F6DKW/JN18, F5HRY/JN18

- 09/06/09: F2CT/P/36/JN06RO:

F6DWG/P/JN19, F6DKW/JN18, F5BUU/JN03,
F1VL/JN03, F6DRO/JN03.

- 05/07/09: F2CT/P/40/IN93HQ:

F1UCQ/P/JN12, F5BUU/JN03, F6DWG/P/JN19/
686km, F9OE/P/IN78/568km

- 26/08/09: F2CT/P/42/JN15VQ/1640masl:

F6CBC/IN94, F8DO/JN25, HB9AMH/JN36,
F6AJW/P/IN93/496km

- 02/04/09: F2CT/P/47/JN04LL:

F5BUU/JN03, F6DKW/JN18, F6DWG/P/JN19/553

- 28/05/09: F2CT/P/58/JN16NT:

F6DKW/JN18, F6DWG/P/JN19, F5BUU/JN03,
F1PYR/P/JN19, F6DRO/JN03

- 19/09/09: F2CT/P/64/IN93ID/900masl:

F6DKW/JN18, F6DWG/P/56/IN87, F5PEJ/P/JN19,
F1VJQ/IN95, G4EAT/JO01 = 965km = ODX !

Total = 15 french departments and 13 different
locators activated.



F2CT/p, IN93OA: F2CT, F6HPP and F6AJW

I wish you lot of DX in the end of 2009
Regards Guy F2CT Phone + 33 608174082
Mont Artzamendi, IN93HG, 926 m asl
F2CT@wanadoo.fr
F2CT-64@orange.fr

IO94 active on 23cm & 3cm

Nick Peckett, G4KUX (IO94BP) is back in the UK from YA and has added 23cm and 3cm to his band capabilities. On 23cm, Nick has an IC-1271 together with a G3WDG Preamp, and 10W to a 33ele quad loop yagi, and is planning to increase power to around 200-250W during the winter. The 3cm station consists of a DB6NT MkII transverter in conjunction with a DB6NT 8W PA in an outdoor enclosure at the 80cm offset dish mounted on the tower at 10M AGL.

Nick has a clear 360 degree horizon. He has recently installed a crystal heater to improve the stability and drift problems but the winter project is to build an external GPS locked system feeding 106.5MHz from the shack. In September, 23cm produced a dozen or so different stations, with the best DX to F1NUM (IN88AJ), and there were 17 stations in the log on 3cm, with F6DKW (JN18CS) being the best DX at 711km. (SCP 10/09)

IP90 QRV on 3cm

Gerry, GM4GQM was expected to be qrv on 3cm from the Shetland Isles (IP90).

French Microwave Bulletin HYPER

HYPER is the French Microwave Newsletter. Past issues up to December 2008 are available for free on the web at: <http://dpmc.unige.ch/hyper/>

Laser Activity in Slovakia

OM1LD and OM3KII made several experiments on Laser communication in the last years. On the first weekend of October 2009 the made a successful Laser QSO over a 94km path and exchanged 599 and 59 reports on CW and Voice. An earlier attempt over the (almost) same path was not successful as the path was displayed free by the Radio Mobile Software. This was not the case in reality! After realizing this and slightly changing one position the QSO was easy!

More info on www.foton.sk/spojenia_7_0.html

73 from Robo, OM1LD

1st 24 GHz QSO from SM to OH

On August 4th 2009 at 18:33UTC OH2AUE/p KP01PB (0.3W/60cm dish) wkd SM0DFP/p JP90JC (1W/40cm) via Tropo on 24 GHz over 173km. The full story with pictures and sound recordings is on the web at:

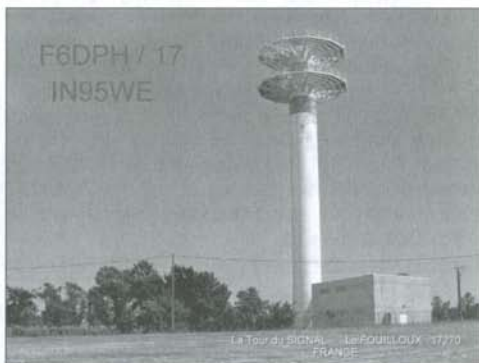
www.kolumbus.fi/michael.fletcher/sm_oh_24gh.htm



OM1LD/p just before the 94km Laser QSO



SM0DFP/p, JP90JC, on 24 GHz to OH



F6DPH's 51m tower for Microwave DX in IN95WE - yes, it's his own! Wow!

Hillard, W0PW personally started and hosted the first 4 conventions. Our first recipient is Paul Wade W1GHZ for his many contributions to the Microwave community.

One of the interesting projects shown at Microwave Update was an LNA built by WD5AGO. Tommy's 13cm preamp contains a 6 stage Thermoelectric cooler. The heat sink of the TE cooler is liquid cooled and will soon be chilled as well. The preamp case is sealed and connected to a vacuum pump to prevent water condensing on the circuits. The 2 stage preamp measured .29 dB NF with 31 dB of gain when cooled below 200 K.



WA5VJB (right) presenting W1GHZ the Don Hillard Award



WD5AGO's cooled 13 cm Preamp

Microwave USA

Editor: Kent Britain, WA5VJB
WA5VJB@flash.net

This year the Microwave Update Committee started the Don Hillard Award for notable contributions to the Microwave Committee. Don

Microwave Update

2010 MUD will again be hosted by the San Bernardino Microwave Society in Cerritos, California near Disney Land. We will provide more information as the date nears.

2010 International EME Conference

to be held in Dallas, Texas on August 12, 13, and 14th near the Dallas Ft. Worth airport. This is the same hotel where Microwave Update 2009 was located. Hotel details as well as web site check-in details will be forthcoming.

2-m-EME News

Heinz Borde, DM2BHG

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

Once there was a chat about

(Chats of common interest on the INTERNET)

-AZ-EL-rotor (WB2SYK, Jeff): Is anyone using separate az and el rotators? Is the az rotator rotating the El rotator, or is your El rotator elevating your az rotator?

KL7UW (Ed): Typically and usually most eme stations use the AZ-EL system: Azimuth rotator rotates whole antenna and Elevation rotator rides on azimuth rotated structure to raise the antenna. Most tracking programs output coordinates for this type of system. The other type of antenna rotation system used for eme is the Equatorial-Elevation (often called "Polar") System that derives from Astronomical Observatories (used by telescopes: optical and radio). That system is best described as an az-el system where the azimuth circle is aligned parallel with Earth's equatorial plane. So to track a celestial object one adjust the elevation and drives the dish east to west to track out the movement of the object in the sky (actually tracking out the rotation of the Earth on its axis). There are tracking programs that provide pointing in this system, too. The coordinates are called Hour-angle and Declination angle by astronomers. The system where the whole antenna is elevated and then rotated is called an X-Y system and mostly has application for tracking low earth orbiting spacecraft or aircraft flying across the sky. I know of no public tracking programs that directly provide these coordinates for the Sun or Moon (or for satellites, in fact). NASA's Apollo Tracking Station at Goldstone had one of these X-Y tracking antenna.

-H-V-selecting (KI4TZ, Joe): I am getting close to putting up my XP20s and wanting to get input on the switching arrangement. If you have any ideas or suggestions to follow, I would appreciate it. My plan is to use the Tohtsu CX-600N SPDT N Type on each antenna and then to the power divider via short jumpers. All in WP box of course.

WB9UWA (Jim): For my Xpol array, I use coaxial relays to select vertical or horizontal on the TX path. I made a control box that does not allow me to change polarity while I am transmitting. I use two separate preamps for RX, so both preamp outputs enter the shack where I use a manual coax switch to select them. This allows for me to easily TX on one polarity while RX on another polarity. With separate RX lines, there are a lot of things that can be done in the future with that. My system is simple and effective.

-MOON Az in WSJT (VE7IRA, Ian): When I am running WSJT and the Moon is at for example according to WSJT 225 degrees. I take my compass out and it shows the moon at 20 to 25 degrees difference. The actual reading of compass is at 205 and GPS even show 205. Is there something I have missed setting up WSJT as I have set the Grid Square properly?

W5AK, Dick: Besides the magnetic to true north correction, you might have pattern skewing of your antenna pattern caused by RF on the outer shield of the feed lines to each antenna. Twenty degrees seems a bit much for correction between true and magnetic north. I initially had the identical problem until KB8RQ suggested that I add several cores around each feed line, acting as a balun, mounted right at the feed point of each antenna and secured by large diameter shrink tubing. Once done, problem solved. Don't know what antennas you use or the method of their feeding - here I use 8 ele W1JR with a split dipole feed. No connectors at the antenna. Also, please insure that the center conductor of each feed line goes to the same side of each driven element. Hope this helps.

ZL1RS, Bob: Because time zones cover 15 degrees or more of the earth's longitude, the sun is usually NEVER at due south (or due north in the southern hemisphere) at local noon for most locations unless, perhaps, you are sited exactly on a time zone boundary. To get a north-south running shadow line the best way is to look at some sun tracking software ... e.g. WSUN's SkyMoon in the menu "View" "from Sun" and step through with the time advance or retard buttons to find the exact time the sun is actually due south (north) at your precise location. The north-south running shadow line can be marked at that time.

K7CW, Paul: The place where the sun is half way between sunrise and sunset is call the TRANSIT and is at a different time each day. It can be calculated at this site:

http://aa.usno.navy.mil/data/docs/RS_OneDay.php

NEWS and INFORMATION

-LiveCQ: Live Overview of CQ Calls

René PE1L has created a special website showing current CQ calls: <http://livecq144.com> This nice site gives a good overview of who is calling CQ and where - and how strong that station is being copied by others. It is filled by manual inputs as well as inputs from MAP65 users. Of course some kind of filtering is applied: only "CQ", "QRZ" and "QRT" messages are displayed. So no information is displayed about the progress status of ongoing QSOs. Moreover it is independent from a particular mode: everyone - be it JTxx, SSB or CW - can make use of Live CQ.

-WAS web page

http://home.comcast.net/~kd3uy/site/?page/2M_EME_WAS/

EME News

70cm & up

Editor: Bernd Wilde, DL7APV

Intro

ARRL is over and another year as well. I loved to run the ARRL without I-NET, but lowers JT contacts.

I saw a new "2m cluster" were everyone can spot the own CQ qrg and that's it, not more. Good idea prevents I-Net qsos.

We had 2009 some great expeditions with many bands activated, tnx to OH0/DL1YMK, OK1DFC (E77DX), DL3OCH (5N4EME), V5/KT6Q, PE1L (5Z4EME) and all others !! You are doing a great job to give us a new country.

On 432MHz due to low activity many small new stations became qrv, hopefully they stay.

The EME conference 2010 is coming up next year. Date is August 12-14 in Dallas.

Find in this issue the moon calendar for 2010.

We have some excellent weekends with perigee & cold sky and positiv declination like. The choice for ARRL 2010 is very hard, oct 2/3 is EU uhf contest, oct 23/24 is apogee and oct 30/31 is very good but very late for first part. Nov is a bit easier, only 20/21 (high decl.) or 27/28 +9 dec. & perigee are useable. The only dec. date is 18/19 close to christmas. Lets see which dates will be choosen from the ARRL officials.

DUBUS 432 is at lower decl., what means more time for the VKs and not so extrem long moon path for the northern hemisphere. Will see what it will bring. Hope to work you all next year.

432 MHZ

9N1AA as well as JT1UN never showed up on 432. In ARRL contest activity and condx were normal to good. Top Score in Part I was 51 qsos in CW and 64 mixed. Some "news or rare" in CW were OH0/DL1YMK, F6FHP, F6HLC, ES5PC, IK2RTI and in JT65: ZS5Y, RU4HU, GM6VXB, EA7AJ.

Outside of ARRL were some new JT Stations:

OE3FVU 35w 4x17,	YL3HA 50W 4x19,
RX9CHW 2x23/H 75w,	CX5IC 1x22 160w,
IV3CYT 2x21 4cx250,	YL2OK 4x19 100w,
EB5HRZ 4x23 100w,	SV1DNU 4x19 150w.

SM6FHZ Ingolf prepares for the ARRL contest December weekend for 432. Rig is a 5.5 m dish with a loop feed, GS23b amp and a ATF54143 pre-amp.



Station cat Sophie at GM6VXB's station

ARRL comments:

October

SP7DCS was happy to be on 3 bands CW, and he was supported by son Maciek SP7MC as a second operator. Score for the weekend is 84 qsos, 33 on 2m, 7 on 70cm & 44 on 23cm. The best score after first weekend ever.

K7XQ was too tired to stay up late both nights so he missed over half of each EU window on both nights. The 432 array performance did a great job (8X28 ele vertical polarity). He wkd 8 on 432 & 4 on 23cm.

ES5PC was busy on 3 bands. Worked total of 105 stations: 62 on 23cm, 19 on 70cm and 24 on 2m. Worked both CW & JT, unassisted. As my maximum elevation for 2m & 70cm stacks is limited to 30 degrees the time on these bands was also limited.

WA6PY: First I would like to thanks Monica and Michael for another very successful expedition. Paul wkd 432 MHz: 8 Stations and 36 on 23cm.

G3LTF: Lots of activity, more NA stations on than last year, conditions on 432 quite variable, sometimes sharply defined polarisation and also some long fades. 1296 libration a bit difficult at times. I worked my highest first pass total ever, 23cm 69x35 70cm. Very enjoyable, but going out and changing the dish feed over at 3AM is getting harder.

November

VE4MA: Had good intentions to get on 4 or 5 bands. But unfortunately work got in the way and I had to settle for just 13 cm on the second nite. Signals were weak but my echoes were decent. After getting weak signal reports I realized that I had to have the polarity wrong. I am presently running elliptical waveguide for 6 & 3 cm to my 2.4m offset dish and hope to have multiband feed assemblies for fast band switchover.

K2UYH was up all night. No break. We had a good time on 13 cm and was on 13 cm for the entire first pass. It looks like we made 29 QSOs. My only disappointment was no JAs. We called for several hours before giving up. OPs were myself, K1JT and K2TXB.

F2TU was on 3 bands, he changed 12 times the feed in the dish, 10 to 15 minutes each time. He worked: 13cm: 43 stations, 6cm: 11 and 3cm: 13.

SV1BTR worked on 13cm 43 stations.

Bruce, **PY2BS** worked 29 stations on 13cm.

WA6PY, Paul was active on 13 and 3 cm but only during his eastern window. On 13 cm QSO'd: 26, on 3cm QSO'd: 10.

DF9CY operated DK7LJ/DL0SHF on 10 GHz. 13cm was not possible TX wise. They wkd IQ4DF, WA7CJO, W5LUA, F2TU, WA6PY, ON5TA and ES5PC. He was pleased to work so many old friends in that short time.

OK1KIR had to repair the azimuth steering during the contest. They wkd 13cm 32 Stations, 6 on 9cm, 11 on 6cm & 10 on 3cm. During Contest we tried to make QSOs as much as possible. That resulted in many changeovers of the complete equipment in the dish focus. Just during Sunday we completed the change 7-times (each action consumes at least ½ hour of hard physical work, hi). OK1DAI, OK1DAK, OK1VAO for OK1KIR

G3LTF divided his time between 13 and 9cm and a bit of sleep. Activity was higher than last year, especially on 9cm. On 13cm he worked 37 stations & on 3,4GHz 12 stations. Thanks to all for a great weekend of EME and excellent QSOs.

WD5AGO Like when I was on 23cm EME in the 90s, 13cm proved to be as busy during the contest. Made over 30 Qsos heard 41 stations. And this with 4 hours spent helping out those on 6cm. Worked 5 and heard another 5 on 6cm.

LA9NEA wkd 25 stations on 13 cm during his short operation. The condx seems up and down, maybe the bad wx here in LA with rain and fog degraded the signals a bit? Anyway, I had a lot of fun during my first 13 cm ARRL contest and found lot of activity.

Technical

This time I would show the possibilities of simulation, so everyone can assume what is possible to work with his station or check if all

works fine. A good tool is the VK3UM EMECalc. There are others of course, but I believe Dougs software is the most popular.

Important

What we get from the simulation is the absolute **BEST** value we can achieve. In practical the achievements may reach the simulation only for a short time under best condx. Not calculated is libration, absorption from the atmosphere and polarization due to faraday. When circular polarisation is used the polarization is not a big problem, but on 432 and 144 MHz where most of the stations using linear pol., it's a big problem. During low sun activities absorption is not seen for longer and also faraday is not rotating so much. But in real world you have to subtract from the calculated values a few dB.

Like with all other simulations we need exact values to get good results. Following values are needed, beginning at the left upper side.

Tsky

That's the background temperature of your cold sky. For 432 it is 20 or 25K depending on which cold spot is visible for measuring: Aquarius 20K or Leo with 25K. For EME contacts you have to put in the background temperature of the moon out of the lunar calendar or VK3UM EME planner software. If you have no elevation you have to put in your local outdoor temperature in Kelvin (K). 290K is the value for 17°C = 62F. In this case the cold sky (C/S) to ground value is not valid and has to be zero.

RxBW

The RX bandwidth has to be set to 2500 Hz at JT65 and to 120-50Hz in CW. On CW it depends very on your ear-brain filter training, how small a CW signal can be to decode the signals. DL9KR can decode small CW signals down to 50Hz or better, while an untrained operator has 120Hz or more. Physical theory is, that the signal/noise ratio becomes better when the bandwidth becomes smaller. Easy to understand as your signal goes through the filter, while the noise left and right of the filter is blocked. So sum of noise is less with smaller filters and the signal is constant and so the signal / noise ratio increases. When we hear small signals the ear-brain uses biological filters to decode the CW. This can be trained and represented as bandwidth of your ear-brain.

Mesh Diameter & Spacing

Only for dishes, is self-explanatory.

LNA loss

is the sum of the losses between dipole and preamp, baluns, connectors, dividers, cables and relays (usually more than you expect!)

LNA NF

noise figure of the preamp, can be worse due to bad SWR. Normally all preamps are tuned for a 50 Ohms system. So if SWR is not too good NF can be less than measured.

LNA gain

Self-explanatory, gain of the preamp in dB.

All the above values are zero if no preamp is used.

Coax loss

- with preamp, it's Self-explanatory, the loss between LNA and TRX
- without preamp it's the loss between dipole and TRX

RxNF

is the NF of the TRX (Tranceiver)

Spillover & feedthrough

I explained in last issue. Then TX power and loss of TX line has to be set and also the outdoor temperature and distance to the moon (apogee or perigee).

Yagi Array

The last value will be the antenna gain. There it is easy to choose from a menu between well known types, but you can put in just a value from your own antenna. Important to know that this software calculates always 2,85dB for doubling antennas. This can be wrong when stacking distance is not the best.

Will be continued next issue with several examples.

6cm

SV3AAF is qrv on 6cm EME as first Greece station.



SM4IVE's new 13m homemade 600kg dish, was lifted on the tower on October 21st, wow! More pictures and video on www.sm4ive.com

1296 & up

DL1YMK is qrv on 13 cm now from JO33rp! I just made my absolutely first QSO from the alternative QTH on the North Sea coast with SV1BTR, thank you very much, Jimmy! Then Viljo, ES5PC followed shortly afterwards. The dish is an old one, 3.65m in diameter, which I refurbished during the last 2 years, when Monika & myself were occasionally at our holiday home. The PA is built in a 19" waterproof rack underneath the dish, which is 60m away from the house, so the loss would otherwise be too big. 20 W in the shack are fed into a 60 m run of 1/2" cellflex coax, the remaining power is 'destroyed' down to 2.5 mW, which are driving an Ericsson module, giving 280W. LNA is a G4DDK, which was pimped by an additional MGA 86576 to give 52 dB of gain, needed with a long run of Aircell 7 cable, hi! The feed is a round septum super VE4MA-style. Nothing was optimised so far, the feed was just thrown in, where the focus is believed to be a lot of optimisation for the next visits. vy 73 de Michael

SK6OSO was qrv July 18-19, 2009 with a 25.6 meter antenna at Onsala Space Observatory. Rig was transverter LT23-S modified for rack mount, had separate TX and RX paths, extra relay installed and all connectors placed on the front panel. One problem with the transverter was the drifting LO. A modified GSM base station LNA was obtained from Per, SM0DFP, and a bunch of "TUG" (Power Amplifier) modules from Hannes, SM6PGP. All this was placed in a small rack cabinet of 8HE. During the weekend, we were able to make successful contacts with about 50 stations all over the world. On Sunday the operation was terminated, after having worked just every EME capable station we could find on the HB9Q chat. We made contacts with all continents except Africa (no one active) and South America (although we were heard in Argentina). 73 de Ulf, SM6GXV



SK6OSO 25,6m dish

13 cm EME today

by DL1YMK, Michael

The last two years have seen a significant increase of activity in moonbouncing on the 13 cm band, with a good number of new stations showing up. In fact, the 13 cm band offers interesting aspects especially to those interested in EME, but somehow restricted in feasible antenna size. A 3 m dia dish will typically exhibit some 35 dBi of gain on 2.3 GHz, whereas the same antenna will give only 30 dBi on 23 cm, thus offering a huge advantage for the 13 cm link budget on both RX and TX. And although the pass loss runs up to -276 dB in average, there is still a pro for 13cm, regarding the availability of reasonable power on that band.

Transverters for 2.3 GHz with a 144 MHz IF have been described by several authors in recent years, mostly using simple crystal oscillators for the LO chain. For EME use of those transverters preferably OXCO's should be added (like G8ACE, DB6NT, DK2DB, DF9LN to name a few sources), as frequency accuracy and stability becomes an essential requirement for microwave moonbouncing. More modern tranverter designs therefore have 10 MHz inputs to phase-lock the LO to highly stable 10 MHz rubidium standards (surplus) or GPS derived frequency standards (G3PHO, DK2DB, CT1DMK, etc.).

Probably one reason for today's attractiveness of 13cm moonbouncing is the accessibility of serious power levels by converting surplus CDMA/UMTS (and the like) solid state amplifier modules. Meanwhile a huge variety of different makes can be found on flea markets or the well-known internet swap market. These amplifiers originally were designed to provide broadband signals in the 2170 MHz range with typically 30 - 60 W output power. The commonly used LDMOS devices in their final stages, however, are capable of a significantly higher CW power in narrowband applications. If you come across such a surplus amp, it is mandatory to take a look in the datasheet of the final solid state devices first, as some of them use pre-matched dies for the 2.1 GHz range. Amplifiers with broadband transistors, like i.e. the American Spectrian amps (with XRF 286 transistors) scarcely need any modification in the RF circuits at all to run them successfully on 2.3 GHz with impressing power levels of up to 250 W and even more.

If pre-matched devices are used, it still may be worth to acquire the amplifier, but usually more tuning work is needed in terms of modifying the original gate and drain stripline transformers, in order to achieve acceptable gain and efficiency. Usually this operation consists of cutting off small regions with a scalpel, or soldering additional stubs to the existing striplines. When doing this,

one should start with low power to find the 'sensitive' spots of the stripline transformer in a safe operating condition, keeping in mind that the final fine tuning has to be done at the desired target power level. Such a tuned unit still can be seriously damaged, because the often used on-board 90° hybrid combiners in paralleled stages or the isolators were not designed to withstand the maximum achievable output power. Hence, substitution with more tolerant devices, mostly available from the same supplier as the originals, is unavoidable. By combining two identical amps with external 90° hybrids up to 800W can be achieved at a very competitive costs, as recently proved by the author of this article, but with 200W and a 3 m dish you are well into the business, already.

Noise figures of less than 0.5 dB are nowadays feasible on 13 cm with highly developed LNA-designs (such as G4DDK, WD5AGO, DB6NT et al.), using up-to-date HEMT devices. It is common practice to cascade two stages to overcome the cable loss to the RX input of the transverter without sacrificing the overall noise figure. Regarding the increased operating frequency, care has to be taken in order to achieve sufficient isolation for the LNA-frontend on transmit, the LNA normally being flanged directly to the RX port of the circular polarized dish feeder. Microwave SMA relays are best choice for switching the LNA input to a 50 ohm load on TX, as they typically offer an port-to-port isolation of @ 75 dB at 2.3 GHz. Used relays are found on many swap markets, but they should be checked thoroughly for their insertion loss on 13 cm before implementing them into the system. A normal finding is less than 0.15 dB, directly adding to your system noise figure, but figures as high as 3 dB have been seen with used items...so be aware of this.

Quite a number of efficient feed horns have been described in the recent past, the choice of which is largely dependent on the f/D of the dish in use. Mostly, these are scaled-down versions of well-known 23 cm versions. The author has built and tried all recently published designs, finding only marginal differences in terms of noticeable efficiency, provided each horn type has been tuned properly in the dish. As a matter of experience in real life, however, round septum waveguide horns appear to be more critical with regard to dimensional tolerances and achievable performance compared to their square relatives.

With all the attractiveness, that 13 cm moonbouncing presents, we cannot conceal a major weak point - the different amateur frequency allocations worldwide. While most of Europe is allowed to transmit on 2320 MHz only, the US amateurs are txing on 2304, and the Australian allocation leads to a TX range up to 2302 MHz. To

make things even worse, our Japanese friends are only allowed to transmit on 2424 MHz so far. Using a transverter with 144 MHz IF, the first 3 ranges can be covered with two switchable LOs of 2176 and 2160 MHz and a 2 m-TRX tunable down to 141 MHz, the Japanese band normally is received with an additional receive converter. This needs some effort rig-wise and involves crossband operation, which normally European stations announce by calling 'CQ X' on 2320.100 MHz, while listening on 2304.100, 2424.100 MHz or 2301.975 MHz for replies off the moon, accounting for a Doppler shift of up to 5 kHz. This is confusing a bit and repeatedly leads to missed contacts, but on the other hand it keeps people busy in searching the separate bands for any activity. Here, DSP can be a helpful tool to visualize a wider portion of the bands, thus improving the chance for finding partners.

LAST

Watching the Internet-loggers I found 2 stations who made a sked and after a while this:

10:30	BB0BB you see me? best here -28	(AA0AA)
10:31	AA0AA 101800 1 -28 2.8 -94 1 *	(BB0BB)
	BB0BB AA0AA LocA 0 9	
10:33	BB0BB ok, 10 min more	(AA0AA)
10:33	AA0AA ok	(BB0BB)
10:34	102700 0 -29 2.3 -62 3 #	(AA0AA)
	AA0AA BB0BB LocB 0 ?	
10:35	AA0AA 103400 0 -29 2.9 -110 2	(BB0BB)
	# BB0BB AA0AA LocA OOO	
	0 8	
10:38	BB0BB fine, tnx fer QSO, I get RO	(AA0AA)
	-31....73 -30DB	

Why did they use their radios?? So please be a good example and exchange QSO-details AFTER the qso, tnx!

Please READ and UNDERSTAND the topic of the NOUK logger:

Exchanging any contact details on I-Net before you're complete, invalidates the contact !

We wish you all a Merry Christmas and a Happy New Year, hope to cu all healthy in 2010 on the bands.

73 Bernd DL7APV

Results of IV. Italian EME A.R.I. Contest (Digi-Mode) 2009

	Call	QSO	I-Stn	Points	Antenna
--	------	-----	-------	--------	---------

432 MHz Category A, B)

1	OK2POI	5	1	71	4x12el
2	EA3XU	4	1	61	2x 20 el.
3	OH3KLJ	3	1	51	4x17el.
4	DL7UDA	2	1	41	4x21 7ZB
5	JS3CTQ	2	-	20	2x7.4 WL

Category D)

1	PI9CAM	9	1	111	25 m Dish
---	--------	---	---	-----	-----------

1296 MHz

1	PY2BS	21	-	210	4 m Dish
2	RD3DA	18	1	201	3.7 m Dish
3	PI9CAM	11	-	110	25 m Dish
4	OK1KIR	8	-	80	5m Dish
5	UT3LL	5	-	50	3 m Dish
6	RD3YA	4	-	40	Dish
6	VA7MM	4	-	40	3 m Dish
6	VK4CDI	4	-	40	3.6 m Dish
9	EA3XU	3	-	30	8 Yagi BB2
9	PA3FXB	3	-	30	3 mt, Dish
11	JH0TOG	1	-	10	2.3m Dish
11	RA3IS	1	-	10	2 m Dish

Vy 73 de Enrico, I5WBE



JA4BLC's dish for 10 GHz EME

**Note: On Jan 2/3 2010 DUBUS will sponsor the 1st 70cm SSB EME Fun Contest, SSB-SSB and SSB-CW QSOs are o.k. - Score = QSO x WPX-Prefix
Logs please until January 15th to FUNK-TELEGRAMM@t-online.de**

Lunar Weekend Calendar for 2010 (by DL7APV)

2400 Sat/ 0000 Sun	Decl. (deg)	Signals (dB)	Sun offset /°	Sky temp K,432	Libra tion	Comments & contest dates
Jan 2/3	+14,9	+0,16 P	-147	15	-	Perigee, cold backgr.! 70cm SSB
Jan 9/10	-22,3	-1,3 A	-63	40	+	Moon in south
Jan 16/17	-14,2	-1,96 A	+21	30	-	Daytime PM, sun is close
Jan 23/24	+19,7	-1,04	+93	35	+	ATP sat20-22&sun12-14 ARRLVHF
Jan 30/31	+11,8	+0,29 P	-167	20	-	Night, perigee & cold sky !!
Feb 6/7	-24,1	-1,32	-80	45	+	Moon in south
Feb 13/14	-10,9	-1,95 A	+1	30	-	Sun noise
Feb 20/21	+22,0	-1,08	+75	35	+	ATP sat20-22&sun10-12
Feb 27/28	+8,6	+0,25 P	+173	20	-	23cm SSB fun contest
Mar 7/8	-25,1	-1,27	-98	70	+/-	EU T-contest
Mar 13/14	-7,3	-1,9	-18	25	-	Daytime AM, sun is close
Mar 20/21	+23,8	-1,02	+58	35	+	REF/DUBUS 3.4G AP sat19-21&su9-11
Mar 27/28	+4,9	+0,06 P	+153	20	+/-	REF/DUBUS 2m + 10 GHz
Apr 3/4	-25,3	-1,22	-117	120	+/-	Moon in south
Apr 10/11	-3,6	-1,82 A	-38	25	+/-	Day AM, Apogee
Apr 17/18	+24,8	-0,84	+42	40	+	REF/DUBUS 2.3 GHz
Apr 24/25	+0,7	-0,19 P	+134	20	+/-	REF/DUBUS 432 MHz + 5.7 GHz
May 1/2	-25,0	-1,26	-136	180	+/-	Moon in south EU T-contest
May 8/9	-0,0	-1,75 A	-58	25	+/-	Day, Apogee
May 15/16	+25,0	-0,59	+25	45	-	ATP sun7-9&17-19 DaytonHamvent.
May 22/23	-3,9	-0,40	+116	25	+/-	REF/DUBUS 23cm + ARI digital
May 29/30	-24,3	-1,37	-154	200	-	Moon in south
June 5/6	+3,5	-1,72 A	-79	25	+	Day, Apogee
June 12/13	+24,6	-0,33	+8	45	-	Sun noise ARRL June VHF
June 19/20	-8,5	-0,50	+98	30	+	Day AM
June 26/27	-23,0	-1,54	-173	120	-	Moon in south HAM Radio DL
July 3/4	+6,9	-1,73 A	-99	25	+	EU T-contest
July 10/11	+23,7	-0,14 P	-11	40	-	Day,Perigee,Sunday sun close
July 17/18	-12,6	-0,50	+81	30	+	Day PM
July 24/25	-21,2	-1,70 A	+169	50	-	Moon in south
Jul31/Aug1	+10,2	-1,75 A	-119	25	+	ATP Sat 22-0&sun 7-9
Aug 7/8	+22,2	-0,08 P	-30	30	-	REF/DUBUS Digi 2m ARRL UHF
Aug 14/15	-16,0	-0,42	+63	30	+	EME conference Dallas
Aug 21/22	-18,8	-1,80	+151	35	-	Moon in south
Aug 28/29	+13,4	-1,74	-138	25	+	ATP Sat 21-23 sun 6-8
Sept 4/5	+20,0	-0,14 P	-48	25	-	EU 2m contest
Sept 11/12	-18,6	-0,32 P	+44	35	+	M.i.south Weinheim? ARRL VHF
Sept 18/19	-15,9	-1,85 A	+132	30	-	Moon in south
Sept 25/26	+16,4	-1,65	-157	30	+/-	ARI CW
Oct 2/3	+17,3	-0,28 P	-67	20	-	EU UHF/SHF Contest ARRL ?
Oct 9/10	-20,6	-0,29 P	+25	35	+	Moon in south
Oct 16/17	-12,7	-1,84 A	+113	35	-	Day PM, Apogee
Oct 23/24	+19,0	-1,48	-175	35	+/-	Night ARRL ?
Oct 30/31	+13,7	-0,39 P	-84	15	+/-	ARRL ?
Nov 6/7	-22,1	-0,40	+6	40	+/-	Sun noise EU 2mCW contest
Nov 13/14	-9,4	-1,82 A	+93	30	-	Day PM, Apogee
Nov 20/21	+21,1	-1,28	+167	35	+/-	ARRL ?
Nov 27/28	+9,5	-0,40	-101	20	+/-	ARRL ?
Dec 4/5	-23,4	-0,62	-13	45	+/-	Moon in south, sun is close
Dec 11/12	-6,3	-1,82 A	+72	25	-	Day PM, Apogee
Dec 18/19	+22,7	-1,11	+148	35	+	Night
Dec 25/26	+5,2	-0,26 P	-119	20	+/-	ATP sat22:30-030 sun6:30-8:30

A= Apogee (loss=1.9dB), P=Perigee (loss=0dB), *ATP=ActivityTimePeriod for 432MHz

Sun Offset vs Time of Day for Visible Moon

-180° -120° -30° 0° +30° +120° +180°

Night N	Day (AM) DA	Sun noise S	Day (PM) DP	Night N
---------	-------------	-------------	-------------	---------

EUROPEAN EME CONTEST 2010

sponsored by DUBUS and REF

CW / SSB only

The European EME contest is intended to encourage world-wide activity on moonbounce. Each different call prefix forms a multiplier.

1. Contest Dates & Bands

First weekend	March 21 / 22	00 - - 24 UTC	3.4 GHz - CW/SSB
Second weekend	March 27 / 28	00 - - 24 UTC	144 MHz & 10 GHz + up - CW/SSB
Third weekend	April 17 / 18	00 - - 24 UTC	2.3 GHz - CW/SSB
Fourth weekend	April 24 / 25	00 - - 24 UTC	432 & 5760 MHz - CW/SSB
Fifth weekend	May 22 / 23	00 - - 24 UTC	1.2 GHz - CW/SSB

2. Sections and Awards

QRP 144MHz <100kW EIRP 432MHz <400kW EIRP 1296MHz <600kW EIRP
but no separate QRP/QRO categories

QRO On 144, 432 and 1296MHz, stations with EIRP equal to or greater than stated above.

CW/SSB All QSOs in CW and/or SSB mode – no other modes used

MULTI Multi-OP is >1 OP – but no separate category

Multi-operator and QRO stations will be highlighted in the general classifications. All QRP/QRO band winners and QRP/QRO multiband winners will receive a year's free subscription to DUBUS magazine. The multiband section contains weekends 1, 2, 3, 4 and 5. In each band/section certificates will be sent to the first 10 places.

3. Rules

3.1 For the purpose of the contest only one scoring per valid QSO with the same station can be logged in each band.

3.2 During the European EME Contest dates & times, communication via the Earth-Moon-Earth path is the only type of communication permitted by participants and stations worked.

3.3 During Contest time, it is not allowed to use other communications medium such as internet or packet radio, to self spot, announce CQ frequency, make skeds, exchange any QSO progress info, confirm whether the QSO was valid or not.

3.4 Spotting other stations for activity reasons, is permitted.

3.5 If stations participating in the Contest choose to use 'real time' communication outside the Earth-Moon-Earth path so as to solicit contacts for themselves, they are permitted to do so, only outside their Contest participation time. In such a case, re-entering the Contest for the remaining of their respective weekend, moon time, is not allowed.

3.6 Stations participating in the Microwave bands (2.3GHz and above) are permitted to announce their time plan of proposed band segment activity, during times when they have no moon visibility.

3.7 Stations deviating from the rules are not eligible to submit logs for the European EME Contest.

4. Contest Exchange

For a valid EME QSO, both stations must have copied all of the following:

- 4.1 Both callsigns from the other station
- 4.2 Signal report from the other station (using TMO procedure or RST)
- 4.3 R, from the other station, to acknowledge complete copy of 4.1 & 4.2

5. Logs

Logs must be separate for each band, and should be in normal "logbook" format.

Top line: Your callsign, Band

Each QSO: Date/Time, Callsign, Report sent, Report received, Points, Multiplier

Bottom line: Total points, Total multipliers, Total claimed score.

6. QSO Points

100 points for each random QSO completed on 144/432/1296MHz.

10 points for each sked QSO completed on 144/432/1296MHz.

100 points for each random QSO completed on 2.3GHz or higher bands.

50 points for each sked QSO completed on 2.3GHz or higher bands.

7. Multipliers

Each different call prefix is a multiplier (e.g. DL1, DK9, SM2, S51, S54, G6, KM5, W5, JA6, VK4, WA6, K6, PA1, PE1, etc). See example of WPX Contest rules for further details on prefix multipliers.

8. Total Scores

Single band score = [Total of QSO points] * [Total of multipliers].

There will be one QRP winner and one QRO winner on each band.

Multiband score = [(Total sum of points on 144-1296MHz) + (2 * total sum of points on 2.3GHz or above)] * [Total sum of multipliers on all bands]

Multiband stations will also be listed as an entry on each separate band worked, and can also win single-band awards.

9. Contest Entries

Copy of the log for each band with details of points, multipliers and total points.

The following information **MUST** also be included for each band:

- 1. Output power, transmit cable loss, antenna type and gain
- 2. Categories: QRO/QRP - single/multi operator
- 3. Start time and end time of Contest participation time
- 4. Name(s) of all operators
- 5. Grid locator.

Other info is welcome: Comments, conditions, station details, photographs, etc.

10. Sending Your Entry

Contest entries **MUST** be sent no later than 20 days after the end of the last contest weekend (i.e. in the mail or e-mail by 12 JUNE 2010).

Mail address: Joachim Kraft, Gruetzmuehlenweg 23, D-22339 Hamburg, Germany

You can e-mail your contest entry in any common format to: funk-telegraph@t-online.de

All email entries will be acknowledged within one week. For further questions contact:

funk-telegraph@t-online.de

Good Luck in the Contest!

For REF: Patrick Magnin, F6HYE

For DUBUS: Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE

Referee: Dimitris Vitorakis, SV1BTR

Triple X/DL1YMK – EME report

M & M - team was on the road again, in the true sense of the word. It took us two days by car ride and 2 ferry boats to get to the final destination of our magical mystery tour, not long after the MI-event in May.

The community knew that we would go out for another DXpedition from October 3rd to 12th, as we had announced it in the European moon reflector, but we only said to look out for XXX/DL1YMK, so everybody had to find out themselves by just copying the call in CW, supposed we once would manage to get a signal off the rock from a difficult location (oh yeahhh, once again...). It was thought to be a truly random event for the dedicated CW-EME operator. Only six skeds were made for the most critical band 9cm, but even there the mystery call was again unknown to the sked partners. The attitude of the 1st OP was kind of relaxed (really ??), as something already had been done successfully DXpedition-wise this year. Now that all busy traffic is over and has been logged, here is the story of OH0/DL1YMK.

After a somewhat exhausting drive through Sweden in the dark (we had lost 2 hours in a Stockholm traffic jam), always fearing an elk crossing the road and just ignoring the speed limits (very sorry, only for the last hour, I swear!) we caught the ferry from the Swedish East coast port of Kapellskär to Åland literally last minute. We were bound for Mariehamn on Åland, where we landed approx. two hours later, but loosing an additional hour because of crossing a time zone eastwards. After another one hour drive westward on Åland, with lots of deer crossing the road, we arrived at our destination Käringsund in JP90sf. The landlord knew we would be late arrivals (Monika's perfect planning), so we just took over the key for our holiday home at 0005 UT on Saturday, 3rd of October. Awfully tired, we left all the equipment in the car and just looked for our bed places in that typical warm and cosy Finnish log house.

Unfortunately, the logistics manager of this 'in between' DXpedition had set up a very tight schedule (as usual) in order to bring us on the moon on Saturday afternoon, so the night was already over at 0730 local, which reads 04.30UT. After a short breakfast, we started to unload the SUV, which was packed up to its rooftop (I had brought some experimental HPA's, which needed an additional safety back up...just to be sure). Next step was to decide, if we should stay at the pre-booked log house, or, as the owners of the Käringsund holiday resort kindly offered, to chose another one with a potentially better moon window. So we strolled around the holiday camp and in fact found another house, which offered a widely unobstructed moon access. On the other hand we thought it to be exposed excessively to the wind, which – guess what – picked up seriously with every minute. The forecast expected some 80 km/h for Sunday and a 3m surf on the sea, so we accepted the compromise and stayed with 'our' log home, which was somewhat sheltered by big pine trees and a group of junipers. However, the moon access was confined to 110° in the East and 280° in the West. Anyhow, later this turned out to be a wise decision....

The tripod of the dish was readily assembled, as where to put all the bolts and nuts was easily remembered from the MI-trip in May. We had expected a rocky ground – and so it was, fortunately the steel anchors for the tripod could cope with that, although hammering them into the stony ground made me sweat seriously. When it came to covering the stressed dish skeleton with the 18 woven alu mesh panels, the first OP just followed the precise instructions of his logistics manager: there is a spohisticated system of overlapping the single panels, which even after the 6th trip I haven't completely understood (no kidding), but it is absolutely essential for the reflector surface smoothness and the 'shape factor' of the dish. Just in case Monika's intuition was mislead: I had made a little QRO on 9cm...you never know.



OH0/DL1YMK: Dish between trees



Cabin with dish pointing south

At around 1800UT all systems were go for the first 23cm session. OH0/DL1YMK was on the moon, up to now nobody knew about the callsign nor the location, only the operating frequencies and the date/band pairing had been advised beforehand. This experiment was actually initiated by a discussion on the European moon reflector earlier this year about the criteria for 'real random' EME contacts. We were quite clear about the fact that keeping refrained from any skeds on 70, 23, and 13cm would most likely reduce the number of QSO's to a dramatic extent, but we looked at it in a more sportive attitude: 'less QSO's means

more sleep and more sightseeing! Anyhow, for the first OP this DXpedition was kind of a technically driven test run for a widely modified – and hopefully - improved rig. Well, in the end there wasn't really much sleep, hi. One day, PA3CSG emailed: '...folks, no idea how you stand that!' Geert, we've got no idea, too...

I echo-tested to optimise the dish pointing and found the echoes reasonable, apart from an exceptionally intense libration fading. I had just given a few CQ's, when out of a sudden the huge signal from Dominique, HB9BBD, was ringing my headphones. Quickly 569/579 reports were exchanged, a good start. Just when having finished the QSO with Dom a really impressive pile-up broke loose. Wow, I guess some 10 -15 stations were calling at a time, mainly zero-beat, turning weaker callsigns into a porridge of sounds. By tuning a bit off the calculated echo frequency, one after the other station was picked out and logged. Although we only could reach the Eastern moon relatively late because of the surrounding pine trees, at 1847UT Doug, VK3UM, came up for a quickie – guess you already had considerable ground noise, Doug, but you know it never comes the easy way with you – always some obsolete vegetation around! When we had full moonsight, we were able to work our Japanese friends JA4BLC and JA6AHB, although the echoes seemed somewhat down to expectation. So I stepped outside in the dark and cold in the light of a torch to slide the septum feed a bit further out of the dish. By now it had started to rain – of course - and the trees were bending considerably, but the dish behaved decently. In fact, the echoes had improved – such a stressed dish has its own secret live. When we lost the moon at 0300UT in the West some 25 stations had been worked in a truly random manner - not bad that!

On Saturday we had a reasonable moon at 1900UT and meanwhile the system was swapped to 13 cm. Initiated by G4DDK's 'pie in the sky' I had replaced the flare on the septum by a corrugation ring. From the first QSO with Viljo, ES5PC, it was quite obvious that this modification was very advantageous, for RX as well as for TX. All reports exchanged very mostly 559 or even better. On our TX-side a new HPA, consisting of two combined Ericsson modules, surely helped a lot, as I could easily read my SSB echoes – amazing for a portable set up. Consequently, three sideband QSO's were done with LX1DB, F2TU and OE9ERC. When the American window opened early Sunday, we were able to work K5GW, WW2R, WD5AGO, W5LUA and as on 23cm, the light was switched off again by VE6TA. As there were still some active stations missing in the log for 13 cm, we came back to that band on Wednesday, 7th and Thursday, 8th, for a short period of time and added G4DDK, SV3AAF and WA6PY. As Bruce PY2BS was too shy to try in CW we made a contact in JT65C with him, exchanging many free messages – no deep search possible... In the end 30 QSO's were completed on 13cm, totalling to 27 initials, again all random.

On Sunday evening, coming back from a wonderful trip to the capital Mariehamn and later to the East of the island(s), we watched Finnish TV, far from understanding a mere word, but the WXforecast map was understood pretty well: a first front had already moved over us from the West, but a much stronger depression was expected to move in on Tuesday. The forecast map showed figures of 20 to 25 – and these were not temperatures, but windspeeds in m/sec. Why do we always pick out places like this??? At least tomorrow, our 9cm day, should be relatively calm in our area, dearly needed to keep the dish on the moon.

On Monday morning I changed the station to 9cm, while Monika was preparing breakfast. So everything was ready in the evening, when we came back from another exciting tour to the North coast. I had calibrated the dish pointing thoroughly in the morning by peaking the sun noise, but still it was difficult to find the moon on 9cm, as it always takes me by surprise, how narrow the dish is on 9cm. Not hearing your echoes means you have to rely on other stations signals, which you hopefully find, if you search enough by adjusting AZ and EL out in the wilderness. This made the MI-event extremely difficult. In the meantime I had decided that I would like to turn business on 9cm somewhat easier, so a new LDMOSFet HPA replaced the GaAs-amp I had been in MI-land – and it did help: after still some searching with the beam I found my 'portable' echoes for the first time on 9cm. Fortunately the gods of weather were on our side – for the time being. Franta, OK1CA, was worked as the first ever on 9cm from OH0 at 2045UT, followed by LX1DB, G3LTF, F2TU, PA0BAT (greetings to my home square), of course the OK1KIR-gang, W5LUA and OE9ERC. I had thought to have fixed my LO drift problem experienced in MI by a new OCXO, but during the first QSO's I still noticed a significant drift during the RX-sequences, probably due to the dissipation heat in the transverter housing produced by the 30W GaAs driver – hmmm, that would mean that the OCXO temperature of 60° was exceeded? Something to work on further, for sure. Anyway, we both were happy to have completed our third band successfully; once again we did not tilt the game!



OH0/DL1YMK: Kitchen shack



13cm operating place with new PA

Tuesday morning, same procedure as the day before, now for 70 cm; a new feed, a kind of short backfire loop feed, similar to the one Zdenek, OK1DFC, recently showed on his web-page, but modified for H/V-switching, was mounted in the focus. It was overcast, but no rain (you start to appreciate such things), temperatures around 5 °C and reasonable wind – still. The good thing was, the moon was up at night time at OH0, providing plenty of time to get to know the islands a bit closer throughout daytime (which all in all resulted in the fact we urgently needed a holiday when back home). Again the dish pointing was checked with the morning sun, all seemed ok for the evening session. When we came back, it was completely dark and a slight drizzle of rain started. We fired up the station and waited for the moon to come around that Eastern pine tree. Monika went out to check, if the moon was visible. She was seriously wet when back with no result. I called proactively for VK3UM, because it had worked out fine with Doug on 23cm. To cut it short, we really made the contact in the last seconds of mutual window, ignoring any full minute sequences and speeding up the code, it really must have been the ultimate edge with Doug, as my program showed only 1.5 dgr of elevation for him. Signals came up by time, as the moon cleared and DL9KR, UA3PTW, OZ4MM were logged subsequently. While I was diving into the white noise of my headphones, Monika left the kitchen shack more frequently to look for the dish, as the wind seriously had picked up to a storm literally within a few minutes and changed direction to Southeast – from this direction the dish had absolutely no shield anymore. Each time she came back in again, her hair got more wet and her face looked more worried. During the QSO with I1NDP, the gusts were howling in the chimney, and although having headphones on I suddenly noticed I big rumble above me on the roof, while Monika was checking the dish with a torch through the kitchen window. Again she went out, while I was txing my report for Nando. As I was giving 73's, Monika jumped back in from the dark and signalized to immediately stop and check the tripod anchors, as the dish was rocking heavily in the gusts, one leg of the tripod repeatedly being lifted above the ground. I wonder, if anyone copied the row of QRX's I gave, before I ran outside to see with my own eyes in the light of a torch that the previously round circumsphere of the stressed dish looked more egg-like now. No way, full stop at this point in time! The dish was parked with its side in direction of the storm and tied down with a few ropes. To be honest, it did not help much and I really doubted it would survive that night – why do we chose such places?? We wrote an email for the reflector informing about our sudden QRT after only 5 QSO's on 70 cm. We both went to bed somewhat frustrated, the only comfort being a glass of 12 years old Bowmore Enigma single malt. When we rose next morning(?) around 1100 local, I did not believe my eyes: blue skies, bright sunshine, no wind - and the dish still up, yippeeh, that damn thing did stand more than expected with all meshes in!

The next two days were dedicated to sightseeing, with little radioactivity, and sleeping at nighttime – just like a normal holiday, awesome. We had mailed to the European reflector to give 70cm another try on Saturday during the ARRL contest and so it was. During our moon window we made a total of 16 QSO's on 70 cm, resulting in 13 initials. We were both happy to have salvaged the situation somewhat, but the result on 70cm is somewhat below expectations. Surely, the LNA can be improved, as I did not touch it since its first mission, whereas the feed seems to perform better than the previous one, as it sharply differentiates H from V.

Sunday, 11th, was the day to compensate for all the bad weather experience, as we were able to add another 51 calls to our log on 23 cm during the contest hours, many of these I haven't worked from my home-QTH, nor ever heard yet. With 1000UT we had set a clear deadline for the 23cm operation, although the contest was still on for hours. So OH0/DL1YMK made the last QSO with our friend Peter, SM2CEW, and went QRT in order to have enough time to knock down the dish and re-pack all stuff into the car. With sunset everything was ready for the take-off early next morning. The balance of this 'in between hit and run' DXpedition: 150 QSO's (including 2 JT65C contacts), giving 115 initials on 4 bands - and two awfully tired, but happy DXpedition activists.

A special thanks to all our QSO partners, especially for consistently not disclosing the actual DXpedition call in the reflectors or clusters during the ongoing DXpedition in order not to spoil the fun for anyone in decoding for themselves the callsign randomly by purely EBE (Ear-Brain-Ear, I just had to quote that, Doug, tnx). For those, who thought to have copied an OJ0 call at first shot

and corrected themselves after the guy at the other end threw a handfull of bulky OH0's into the keyer: no, we won't go there, never ever, for two reasons: next DXpedition destination will be nice and calm (!!), I swear, and second: how should I drive the tripod anchors into nothing than solid granite, please?

To those, who we missed to work: still got some work to do on the set up during long winter evenings in order to improve the RX-capabilities. Maybe, there will be a new chance in 2010 – plans are already been made by the logistics manager, but the full legal permit is pending yet, so keep your fingers crossed. Where do we go next, then? Thanks for all the good fun, 73 / 88 de M & M - team



Another game over

Tropo Reports

2m, 70cm and up

Editor: Michael M. Dienel, DG7SFL
dubustropo@mmdienel.de

2m

F6KHM in **IN78RJ** wkd on **144 MHz > 900 km**

Date: 26 Sep 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
16:08	GM4AFF	IO86ST	946km	
16:50	OZ1BEF	JO46OE	1271km	
21:24	SM7GVF	JO77GA	1595km	
22:08	OZ5TG	JO45VW	1284km	

Date: 27 Sep 2009

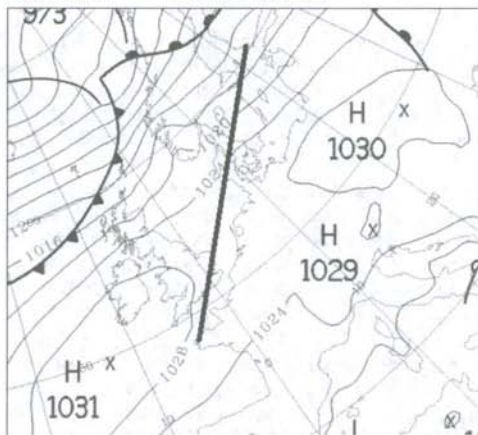
Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
06:55	SM7GVF	JO77GA	1595km	

He was my beacon of the morning not any /b hrd but him as well. I also worked him qrp later with about 8w!!!

07:32 OH1ND KP00XL 2153km

5 min. opening to him max but what a nice qso. I never expect to go to OH in tropo from far west F! First OH via Tropo from here.

08:42 SM1A JO97FK 1827km



Pressure map of Sept 27 with the 2153km path from OH1 to F between 2 high pressure areas.

RIG: IC-275H, 500W, 2*9EI. hm 1.8wl

TNX FOR REPORT F1AKK, OLII

SM7FMX, JO65KN, wkd 2m:

Date: 27 Aug 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
2048	EB1LA	IN63VN	1909km	RS 51
2233	F6IFX/P	IN87XC	1397km	

70cm

F2CT in **IN93HG** wkd on **432 MHz > 900 km**

Date: 04 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	DL6IAK	JN48	1001km	

DR9A	JN48	963km
DK0ES	JN48	1033km
DK0CG	JN59	1195km
ON4POO	JO20	925km
ON4PS/P	JO20	950km

TNX FOR REPORT GUY!

HB9DTX in **JN37MD** wkd on **432 MHz > 600 km**

Date: 04 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
06:20	F2CT	IN93HG	788km	
06:49	F5SUL	IN87XH	687km	
07:03	F6KPL	IN99IO	674km	
07:14	F6BQX	IN96JS	628km	
07:21	F1GJP	IN97EA	657km	
07:22	G4PDS	IO80KR	843km	
07:41	G6HIE	IO90ST	683km	
07:46	G7RAU	IO90IR	728km	
08:01	F5JJE	IN95JV	647km	
08:05	F5FLN	IN94SR	640km	
08:06	F1CGN/P	IN94RR	646km	
09:36	F1MOZ	IN93RS	701km	
09:54	EA2BCJ	IN93IA	799km	
09:55	F6FHP	IN94TR	634km	
09:56	EA2DR/1	IN83FD	942km	
10:07	F5NEV/P	JN04BM	611km	
10:21	EA3LA/P	JN12IK	626km	
10:27	F6CIS	IN94WL	630km	
11:48	DJ9KH/P	JO42OX	668km	

RIG: 25W, 19 EI. - TNX FOR REPORT YVES!

G3XDY in **JO02OB** wkd on **432 MHz > 700 km**

Date: 05 Jul 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	OK2KKW	JO60		

Date: 14 Jul 2009

DL6NAA	JO50
--------	------

Date: 16 Aug 2009

OK1KIM	JO60
--------	------

Date: 08 Sep 2009

OZ9KY	JO45
OZ7SKV	JO46
DL6NAA	JO50

Date: 04 Oct 2009

OL4A	JO60
DF0MTL	JO61

TNX FOR REPORT JOHN!

ON4ZN, JO21FB, wkd on 432 MHz > 600 km

Date: 28 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	F1NZC	JN15MR	604km	
	F1UGK	IN96SF	650km	
	F5JJE	IN95JU	717km	

TNX FOR REPORT WALTER!

23cm

DK7QX in **JO42KH** wkd on **1296 MHz > 500 km**

Date: 18 Aug 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
1720	SM6AFV	JO67GQ	642km	AR+TR
1912	SM7GEP	JO77IP	700km	AR
2004	G3XDY	JO02OB	523km	SSB

Date: 26 Sep 2009

1836 SP6GWB JO80JG 595km

Date: 03 Oct 2009

1450 G3XDY JO02OB 523km SSB

1743 F1ISM JN09VK 591km SSB

1759 F5DQK JN18GR 599km

1837 M1CRO/p JO01PU 520km SSB

Date: 04 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
------	------	-----	-----	-------------

1036	OK1KUO	JO80FF	576km	
------	--------	--------	-------	--

1247	OE3A	JN77XX	697km	
------	------	--------	-------	--

1325	SM7LCB	JO86GH	667km	AR
------	--------	--------	-------	----

1340	OM3KII	JN88UU	732km	
------	--------	--------	-------	--

Date: 20 Oct 2009

2002 G3XDY JO02OB 523km SSB

Date: 27 Oct 2009

1116 HB9AMH/p JN37OE 582km

Date: 29 Oct 2009

1852 F5DQK JN18GR 599km

1857 F1BZG JN07VU 707km TR+AR

TR: Tropo AR: Airplane Reflection

RIG: 180W, MGF1302, 44 Ele Yagi

TNX FOR REPORT ECKHARD!

F2CT in IN93HG wkd on 1296 MHz > 900 km

Date: 04 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
------	------	-----	-----	-------------

	DK0UX	JN48	963km	
--	-------	------	-------	--

	LX2LA	JN39	915km	
--	-------	------	-------	--

TNX FOR REPORT GUY!

HB9DTX in JN37MD wkd on 1296 MHz > 300 km

Date: 03 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
------	------	-----	-----	-------------

15:48	DL0GTH	JO50JP	477km	
-------	--------	--------	-------	--

16:17	DL3LFA	JN67LU	452km	
-------	--------	--------	-------	--

16:22	DF0FCF	JN67LU	452km	
-------	--------	--------	-------	--

16:32	DG1MDQ	JN58KI	317km	
-------	--------	--------	-------	--

16:39	DL7QY	JN59BD	319km	
-------	-------	--------	-------	--

17:21	F6ETI/P	JN15EQ	393km	
-------	---------	--------	-------	--

17:44	DF0OL	JO40BP	398km	
-------	-------	--------	-------	--

20:51	DQ4T	JN39VV	311km	
-------	------	--------	-------	--

21:01	DL6YN	JO40EB	339km	
-------	-------	--------	-------	--

Date: 04 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
------	------	-----	-----	-------------

06:19	F2CT	IN93HG	788km	
-------	------	--------	-------	--

06:53	F8BRK	IN99VF	586km	
-------	-------	--------	-------	--

07:01	F6KPL	IN99IO	674km	
-------	-------	--------	-------	--

07:20	F1BJD/P	IN98WE	550km	
-------	---------	--------	-------	--

07:26	F1ISM	JN09VK	465km	
-------	-------	--------	-------	--

07:29	M1CRO/P	JO01PU	669km	
-------	---------	--------	-------	--

07:30	F8DLS	JN19SE	345km	
-------	-------	--------	-------	--

07:31	F6CBH	JN19BH	437km	
-------	-------	--------	-------	--

07:36	F5IGK	JN09NJ	505km	
-------	-------	--------	-------	--

07:46	F1BZG	JN07VU	403km	
-------	-------	--------	-------	--

07:58	F5HGO	JN05AI	575km	
-------	-------	--------	-------	--

08:06	F5JJE	IN95JV	647km	
-------	-------	--------	-------	--

09:05	F6APE	IN97QI	580km	
-------	-------	--------	-------	--

09:16	DH9NFM	JO50RF	472km	
-------	--------	--------	-------	--

09:18	DM7A	JO60LK	568km	
-------	------	--------	-------	--

09:37	F1MOZ	IN93RS	701km	
-------	-------	--------	-------	--

09:56	EA2BCJ	IN93IA	799km	
-------	--------	--------	-------	--

09:59	F6FHP	IN94TR	634km	
-------	-------	--------	-------	--

10:07	EA2DR/1	IN83FD	942km	
-------	---------	--------	-------	--

10:26	EA3LA/P	JN12IK	626km	
-------	---------	--------	-------	--

10:29	F5VFT	JN24AG	396km	
-------	-------	--------	-------	--

10:51 F6KRK JN18AS 414km

11:05 F6FAX/P JN18BM 398km

11:07 F1DLZ JN19FH 417km

11:08 F1NPX/P JN29GG 301km

11:45 DD2D JO50DO 453km

11:55 F6HMQ JN18GP 375km

12:34 F1GPL JN05PS 467km

13:18 DK0ZB JO42ID 569km

13:59 PA6NL JO21BX 578km

RIG: 100W, 4*16 EL, PREAMP 0,3 dB NF

TNX FOR REPORT YVES!

G3XDY in JO02OB wkd on 1296 MHz > 700 km

Date: 02 Jul 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
------	------	-----	-----	-------------

	LA3EQ/P	JO28		
--	---------	------	--	--

Date: 04 Jul 2009

SK7MW JO65

Date: 05 Jul 2009

OK2KKW JO60

Date: 16 Aug 2009

F6FHP IN94

Date: 04 Oct 2009

DM7A JO60

TNX FOR REPORT JOHN!

ON4ZN, JO21, wkd on 1296 MHz > 600 km

Date: 28 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
------	------	-----	-----	-------------

	F5JJE	IN95JU	717km	
--	-------	--------	-------	--

RIG: 10 W, 35 EL - TNX FOR REPORT WALTER!

OZ1FF in JO45BO wkd on 1296 MHz > 600 km

Date: 18 Aug 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
------	------	-----	-----	-------------

17:45	DF9IC	JN48IW	742km	CW
-------	-------	--------	-------	----

17:57	DB6NT	JO50TI	629km	CW
-------	-------	--------	-------	----

19:28	G3XDY	JO02OB	600km	SSB
-------	-------	--------	-------	-----

20:59	G4BAO	JO02CG	636km	SSB
-------	-------	--------	-------	-----

Date: 19 Aug 2009

21:11	G4PBP	IO82WO	746km	CW
-------	-------	--------	-------	----

22:15	G4BAO	JO02CG	636km	CW
-------	-------	--------	-------	----

22:19	G3ZEZ	JO01NT	624km	SSB
-------	-------	--------	-------	-----

Date: 15 Sep 2009

16:58	SM0FZH	JO99HI	752km	CW
-------	--------	--------	-------	----

17:41	DB6NT	JO50TI	629km	CW
-------	-------	--------	-------	----

18:44	DF9IC	JN48IW	742km	CW
-------	-------	--------	-------	----

19:33	GM4CXM	IO75TW	781km	CW
-------	--------	--------	-------	----

19:38	G3XDY	JO02OB	600km	CW
-------	-------	--------	-------	----

20:39	GM4LBV	IO86RQ	671km	CW
-------	--------	--------	-------	----

Date: 17 Sep 2009

19:16	GM4LBV	IO86RQ	671km	SSB
-------	--------	--------	-------	-----

20:57	GOEWN	IO93FK	668km	SSB
-------	-------	--------	-------	-----

Date: 20 Oct 2009

17:52	DF9IC	JN48IW	742km	CW
-------	-------	--------	-------	----

18:12	DB6NT	JO50TI	629km	CW
-------	-------	--------	-------	----

18:19	DL6NAA	JO50VF	646km	CW
-------	--------	--------	-------	----

19:16	GM3SBC	IO85IX	714km	CW
-------	--------	--------	-------	----

19:20	GM4CXM	IO75TW	781km	CW
-------	--------	--------	-------	----

19:32	GM4LBV	IO86RQ	671km	CW
-------	--------	--------	-------	----

RIG: 1,5 m dish, 145 W - TNX FOR REPORT KJELD!

SM7LCB in JO86GH wkd on 1296 MHz > 300 km

Date: 07 Aug 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
------	------	-----	-----	-------------

20:25	OH6NVQ	KP13IQ	888km	CW
-------	--------	--------	-------	----

Date: 08 Aug 2009

03:08 LY2WR KO24FO 534km CW
 03:17 LY2R KO15VS 455km CW
 03:26 LY2VA KO15KQ 400km CW
 03:27 YL3AG KO06WK329km CW
 03:32 SM3BEI JP81NG 553km CW
 03:36 SM0DFP JP90JC 442km CW
 03:39 YL1XA KO17FO 387km CW
 03:42 YL2CP KO27PH 544km CW
 03:47 YL2AJ KO16OX 415km CW
 03:50 YL2GD KO37ML 651km CW
 03:52 ES8A KO28FD 518km CW
 03:57 ES0F KO18CC 395km CW
 03:58 ES2U KO29NK 615km CW
 04:09 ES5PC KO38HJ 647km CW
 04:18 ES3RF KO29IF 583km CW
 04:21 ES2DF KO29GG 577km CW
 04:29 OH2AXH KP20OK 682km SSB
 04:36 ES1XQ KO29IJ 592km SSB
 04:46 ES1LBK/0 KO17AV 376km SSB
 05:09 OZ2LD JO54TU 349km CW
 05:14 LY2BAW KO25KA 542km CW
 05:20 LY2WR KO24FO 534km CW
 05:22 LY2R KO15VS 455km CW
 05:34 LY2VA KO15KQ 400km CW
 05:39 YL3AG KO06WK329km CW
 05:41 SM3BEI JP81NG 553km CW
 05:46 SM0DFP JP90JC 442km CW
 05:55 YL1XA KO17FO 387km CW
 05:58 YL2AJ KO16OX 415km CW
 06:00 ES8A KO28FD 518km CW
 06:02 ES2U KO29NK 615km CW
 06:11 ES5PC KO38HJ 647km CW
 06:29 ES3RF KO29IF 583km CW
 06:35 ES0F KO18CC 395km CW
 06:37 SM6AFV JO67GQ 287km CW
 06:48 ES1LBK/0 KO17AV 376km SSB
 06:57 OZ3ZW JO54RS 363km CW
 Date: 15 Aug 2009
 17:34 LY3V/P KO05LH 298km CW
 17:53 LY2BAW KO25KA 542km CW
 18:17 OZ3ZW JO54RS 363km CW
 18:40 LY2WR KO24FO 534km CW
 20:07 LY2R KO15VS 455km CW
 20:28 SM0DFP JP90JC 442km CW
 TNX FOR REPORT ULF!

13cm

G3XDY in JO02OB wkd on 2320 MHz > 600 km

Date: 04 Jul 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	OZ1ALS	JO44		

Date: 16 Aug 2009

	F6FHP	IN94		
--	-------	------	--	--

Date: 18 Aug 2009

	DF9IC	JN48		
--	-------	------	--	--

Date: 19 Sep 2009

	DF9IC	JN48		
--	-------	------	--	--

TNX FOR REPORT JOHN!

OZ1FF in JO45BO wkd on 2320 MHz > 500 km

Date: 25 Aug 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
17:21	DB6NT	JO50TI	629km	CW

18:10	DF9IC	JN48IW	742km	CW
18:56	SA4Z	JO79OF	584km	CW
20:17	SM7LCB	JO86GH	529km	CW
20:35	DL6NAA	JO50VF	646km	CW

Date: 22 Sep 2009

17:49	DB6NT	JO50TI	629km	CW
18:16	DF9IC	JN48IW	742km	CW
19:58	DL6NAA	JO50VF	646km	CW

Date: 27 Oct 2009

18:21	SM7LCB	JO86GH	529km	CW
19:21	DB6NT	JO50TI	629km	CW
19:46	SA4Z	JO79OF	584km	CW
20:38	DL6NAA	JO50VF	646km	CW

RIG: 1,5 m dish, 200 W - TNX FOR REPORT KJELD!

SM7LCB in JO86GH wkd on 1296 MHz > 300 km

Date: 07 Aug 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
21:04	OH6NVQ	KP13IQ	888km	CW

Date: 08 Aug 2009

04:29	OH2AXH	KP20OK	682km	SSB
-------	--------	--------	-------	-----

Date: 15 Aug 2009

17:36	LY3V/P	KO05LH	298km	CW
18:19	OZ3ZW	JO54RS	363km	CW

TNX FOR REPORT ULF!

6cm

F2CT/P in JN13FK wkd on 5760 MHz > 600 km

Date: 28 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	F1PYR/P	JN19	621km	
	F6DWG/P	JN19	663km	

TNX FOR REPORT GUY!

G3XDY in JO02OB wkd on 5760 MHz > 500 km

Date: 19 Aug 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	F6DWG/P	IN87		

TNX FOR REPORT JOHN!

OZ1FF in JO45BO wkd on 5760 MHz > 400 km

Date: 25 Aug 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:01	PA3AWJ	JO21GW	471km	CW
20:47	SM7GEP	JO77IP	462km	CW

Date: 22 Sep 2009

21:08	F6DWG/P	JN19AJ	803km	CW
-------	---------	--------	-------	----

Date: 27 Oct 2009

19:59	SM7GEP	JO77IP	462km	CW
-------	--------	--------	-------	----

RIG: 1,5 m dish, 7 W - TNX FOR REPORT KJELD!

3cm + up

F2CT/P in JN05TP wkd on 10368 MHz > 600 km

Date: 27 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	G4EAT	JO01	680km	

F2CT/P in JN13FK wkd on 10368 MHz > 500 km

Date: 28 Oct 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	F1RJ	JN18	598km	
	F1PYR/P	JN19	621km	
	F5DQK	JN18	588km	
	F6DKW	JN18	593km	
	F6DWG/P	JN19	663km	

G3XDY in JO02OB wkd on 10368 MHz > 500 km

Date: 19 Aug 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	F6DWG/P	IN87		
	F9OE	IN78		

Date: 23 Aug 2009

OZ2LD JO54

Date: 27 Aug 2009

F6DRO JN03 964km

TNX FOR REPORT JOHN!

OZ1FF in JO45BO wkd on 10368 MHz > 300 km

Date: 20 Aug 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
15:13	PA3FHY	JO22WW	330km	CW
15:49	G3XDY	JO02OB	600km	CW
15:56	PA0BAT	JO31FX	418km	CW
16:18	DJ5BV	JO30KI	590km	CW
16:25	F6DKW	JN18CS	859km	CW

Date: 25 Aug 2009

17:07	SM6HYG	JO58RG	359km	CW
17:43	DK2MN	JO32PC	393km	SSB
17:44	DJ6JJ	JO32PC	393km	SSB
18:35	DJ1LP	JO64CC	310km	CW
19:09	SM6AFV	JO67GQ	356km	CW
20:11	PA3AWJ	JO21GW	471km	CW
20:58	SM7GEP	JO77IP	462km	CW

Date: 22 Sep 2009

17:15	OK1JKT/P	JO60RN	664km	CW
18:05	DK2MN	JO32PC	393km	SSB

Date: 22 Sep 2009

18:06	DJ6JJ	JO32PC	393km	SSB
19:43	SM6EAN	JO57WQ	326km	CW
19:51	SM7ECM	JO65NQ	314km	CW
20:17	SM6AFV	JO67GQ	356km	CW
20:57	F6DWG/P	JN19AJ	803km	CW

Date: 27 Oct 2009

18:33	DJ1LP	JO64CC	310km	CW
20:31	SM7GEP	JO77IP	462km	CW
21:07	SM6AFV	JO67GQ	356km	CW
21:33	SM7ECM	JO65NQ	314km	CW

RIG: 0,65 m dish, 4 W - TNX FOR REPORT KJELD!

ATV News

Bernd Beckmann, OE5BDO / DJ9PE
e-mail: Bernd.beckmann@gmx.net

New ATV – Relais OE7XZR (2962m a.s.l.) on air

Darko, OE7DBH, specialist for ATV repeaters on high Alpine mountains, managed to erect the new ATV relay OE7XZR with the help of the ÖVSV club on the highest mountain in Germany, the Zugspitze, 2962m a.s.l. on the Austrian side of the summit. The relay was switched on on November 7th 2009. Already in mid August first tests of the antennas and the coverage of the relay have been made. Preliminary frequencies are:

TX	2408 MHz
RX	10420, 10430, 10440, 10450, 10460 MHz
Tone	6,5 MHz Audio on 432.900



Darko, OE7DBH and Adam, 9A4QV at the relay



OE7XZR repeater rack



OE7XZR antennas 2962m a.s.l.

90ATVR Upgrade

In order to increase the coverage of the 9A0TVR ATV repeater a permanent receiving link from the IR3UDC repeater (Bassano del Grappa) transmitting on 10.470 Ghz was added to 9A0TVR in November 2009. The new RX can be accessed by typing number 5 on the DTMF QRG of 144.740 MHz.

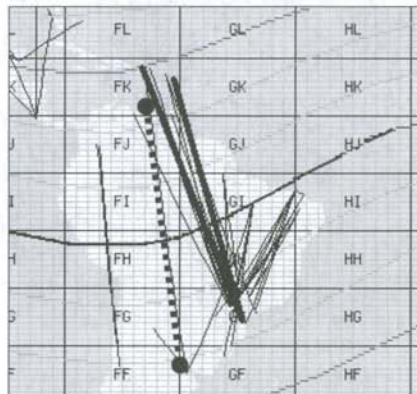


9A0TVR
TX QRG
is 10.410
H pol, except for
Rijeka
and Bay
of
Kvarner
where V
pol is
used.
(9A4QV)

2m TEP in the solar cycle minimum

by DL8HCZ/CT1HZE

Between October 15th and November 21st 2009 on at least 13 evenings Trans Equatorial Propagation was observed in the South American region on 2m. This is quite remarkable as the solar activity is still very low with a flux of mostly 69 to 71. Although there was a small "peak" from Oct. 23 to 31 where the flux was between 73 and 81. This may have triggered these openings.



15. October 2009 - 2315 - 0005 UTC

See map on the left

PY5XX GG53QW wkd FG5GP FK96EF RS 52 4909km
PY5AQ GG54HO wkd FG5GP FK96EF RS 57 4815km
PY5AQ GG54HO wkd KP4EIT FK68SI RS 51 5204km
The two bold black lines show the 2m paths. The thin lines are 6m contacts on the same evening. SFI 70.

23. October 2009 - 0140 UTC

LW2DKF GF05NE wkd YV4AKK FK60GE 5085km – see bold dotted path on the map on the left. SFI 73.

25. October 2009 - 2000 UTC

D44TD HK86NO hrd PY0FF/B HI36TD RST 439 2503km
This is a most remarkable observation as this is the first time that a TEP path on 2m crossing the Atlantic Ocean from NE to SW was confirmed. SFI 76.

30./31. October 2009

2354 LW2DKF GF05NE hrd KP4EIT FK68 - 0024-0242 PP5XX GG53QW, PY5CZ GG54JL and PY5AQ GG54HO wkd FM/F5DYD FK94 with 599! 4719km. SFI 75.

1. November 2009 0030-0138 UT

PP5XX GG53QW, PY5AQ GG54HO and PY5CZ GG54JL wkd: FM/F5DYD FK94, FM1FV FK94 and FG5GP FK96EF. QRP up to 4909km. SFI 72.

2. November 2009 0018-0144 UT

PY5KD GG54, PY5AQ GG54HO, PP5XX GG53QW, PY5CZ GG54JL wkd FM1FV FK94, FM/F5DYD FK94, FG5GP FK96. QRB up to 4909km. - YV4AKK FK60GE wkd: LW2DKF GF05NE, LU4JLX GF07SP 4826km, LU2ALE, LU1JAO GF07UM, LU7DLY, LW8DNS GF05UG 5087km, all in FM! SFI 71.

2./3. November 2009 2334-0111 UT

PP5XX GG53QW, PY5AM GG44VV, PY5QW GG54FO wkd: FG5GP FK96EF, FM/F5DYD FK94. YV4AAK FK60GE wkd: LW2DKF GF05NE 5085km, LU5DDX GF05QI all in FM on 146.580 MHz. SFI 72.

3./4. November 2009 2349-0017 UT

PP5XX GG53Q and PY5EW GG46IP wkd: FG5GP FK96EF (RS 57),
PY5EW GG46IP wkd 9Z4BM FK90GG (RS 51) 3899km. SFI 71.

5. November 2009 0026-0034 UT

YV4AKK FK60GE wkd: LW2DKF GF05NE 5085km, LU7DLY on 146.580 MHz in FM. SFI 71.

11. November 2009 0116-0248 UT

YV4AKK FK60GE wkd: LW2DKF GF05NE 5085km on FM direct, several QSOs RS 33 to 53. SFI 72.

16. November 2009 0102-0253 UT

YV4AKK FK60GE + YV4GHD FK60 wkd: LW2DKF GF05NE 5085km, LU7DLY, LW5DEA, in FM, SFI 75

17. November 2009 0011-0223 UT

LW2DKF GF05, wkd: YV4BSM, YV4AKK, KP4EIT - YV4AKK, FK60, wkd: LU7DLY, LU6EOY, LU5JEG, LW2DKF - LU5JEG wkd YY5MU FK60, LU7DLY wkd YV4BSM FK60 (all in FM), PT7TT hrd PY5, SFI 77

19. November 2009 0143-0248 UT

YV4AKK FK60GE + YV5KG FK60NN wkd: LU5JEG GF06RX, LW2DKF GF05NE, LU5JEG hrd YY5MU

21. November 2009 0103-0128 UT

YV4AKK FK60GE wkd: LU5JEG GF06RX, 4897km. SFI 76.

In 2008 there were only 4 similar openings from LU (GF05) to YV4AKK on March 02, 03 and Oct. 15, 16.

FAI News

2009 QSO Summary

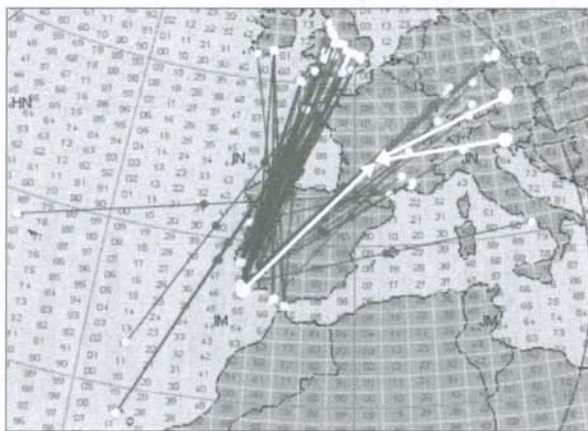
Editor: Dom Dehays, F6DRO
f6dro@wanadoo.fr

Date	QTR	STN1	STN2	LOC1	LOC2	QRB	QTF/SCP	Rem
May 17	1743	F5VHX	YU1EV	JN04FT	KN04CN	1558		
	1805	F4EZJ	YU1EV	JN05DK	KN04CN	1565		hrd
	1824	IK0SMG	LZ1AG	JN61ER	KN22ID	1020	60/?	hrd
May 23	1852	SW4LRJ2	F6DRO	KN10MQ	JN03TJ	1789		hrd
May 25	1825	IK7UXW	G4LOH	JN63EX	IO70JC	1491		
	1832	I8MPO	G4LOH	JN70FP	IO70JC	1853		
	1911	F0EJW	9A1CCY	IN78VJ	JN85OO	1648		
	1913	IK0SMG	G4LOH	JN61ER	IO70JC	1020		
May 27	2235-2330	CT1HZE	CU8DUB/B CU3URA/B	IM57NH	HM49KL HM68IR	1949 1604	300 305	Hrd 53F 51F on 6m! Video on YOUTUBE: ypx5ub - next day 2m Es to CU
May 31	1602	F6DRO	OK2POI	JN03TJ	JN99BL	1430	JN59	
June 1	1849	F6DRO	CT1HZE	JN03TJ	IM57NH	1116	/40	55F/53F CW QSO video on YOUTUBE: ypx5ub
	1858	F6HTJ	CT1HZE	JN12KQ	IM57NH	1164	270/37	31F CW
June 3	2011	F6DRO	HA8CE	JN03TJ	KN06EN	1512		
	2058	F6DRO	S57EA	JN03TJ	JN76HE	1070		
June 6	1423	CT1HZE	IV3NDC	IM57NH	JN65RV	2078		53F/57F SSB
	1431	CT1HZE	I3MEK	IM57NH	JN55SJ	1919		55F/54F SSB
	1433	CT1HZE	I1DMP	IM57NH	JN34XU	1637		53F/53F SSB
	1434	CT1HZE	IK3CAG	IM57NH	JN65CM	1973		53F/53F SSB/CW
	1436	CT1HZE	I22CPO	IM57NH	JN45SO	1784		53F/53F SSB
	1437	CT1HZE	DF1CF	IM57NH	JN57FP	1949		52F
	1439	CT1HZE	OE5XBL	IM57NH	JN68PC	2160	45/260	53F/53F New IARU Region 1 record, see map below
June 7	1113	EA6VQ	CT1HZE	JM19HN	IM57NH	1032		
	1841	YU1EV	F4DJK	KN04CN	JN15AG	1430		
	1849	I1DMP	YU1EV	JN34XU	KN04CN	968		
	1852	I1DMP	LZ1ZX	JN34XU	KN32AS	1466		
	1856	I1DMP	YU1IO	JN34XU	KN04IQ	1006		
	1908	YU1EV	F1USF	KN04CN	JN23MM	1216		
	1920	F4DSD	YU1EV	JN23JP	KN04CN	1233		
	1920	F4DSD	YU1IO	JN23JP	KN04IQ	1273		
June 13	2033	IT9CJC	EA1FBF	JM76IW	IN73WJ	1749		NOT FAI?*
	2110	F6DRO	IC8FAX	JN03TJ	JN70CN	1090		NOT FAI?*
	2118	F6DRO	IT9CJC	JN03TJ	JM76IW	1321		NOT FAI?*
	2137	I8MPO	F6DRO	JN70FP	JN03TJ	1102		NOT FAI?*
June 14	1154	YU1EV	EA6VQ	KN04CN	JN19HN	1439		
	1910	RZ6BU	9A1CCY	KN84PV	JN85OO	1570	BUDA	HRD
June 15	0829	YU2DX	RA6HHT	KN04GS	LN04WX	1676		HRD
	1730	IK0SMG	YO7DAA	JN61ER	KN24KT	1067	BUDA	HRD
June 19	1948	F6DRO	YU1EV	JN03TJ	KN04CN	1489	JN47	
	1956	F4DSD	YU1EV	JN23JP	KN04CN	1233	JN47	
	1957	F6DRO	YU1IO	JN03TJ	KN04IQ	1529	JN47	
	2005	F6DRO	I5TWK/8	JN03TJ	JN70GR	1106		NOT FAI?*
June 21	0728	ON4KHG	IQ5PT	JO10XO	JN53KW	906	60/ ?	FAI?

Date	QTR	STN1	STN2	LOC1	LOC2	QRB	QTF/SCP	Rem
June 22	1840	F6DRO	YO3DMU	JN03TJ	KN34BJ	1959	JN77	
	1843	F6DRO	YU1IO	JN03TJ	KN04IQ	1529		
	1853	F6DRO	LZ1ZP	JN03TJ	KN22ID	1883	JN77	
June 23	0743	YT3I	UW6MA	KN05HP	KN97VE	1476	45/?	
	0844	RZ6BU	YT3I	KN84PV	KN05HP	1305		HRD
June 24	1959	F6DRO	YU1IO	JN03TJ	KN04IQ	1529	57/?	
	2049	F4DSD	YU1IO	JN23JP	KN04IQ	1273	30/?	
	2057	F6DRO	YU7KG	JN03TJ	?		57/?	Wrong call?
	2110	F6DRO	S57EA	JN03TJ	JN76HE	1070	57/?	
	2111	F6DRO	YT3I	JN03TJ	KN05HP	1523	57/280	
June 28	1841	F6DRO	CT1HZE	JN03TJ	IM57NH	1116	IN84	HRD
July 4	1901	CT1HZE	DF1CF	IM57NH	JN57FP	1949	35/270	52F/53F
	1903	DL5MAE	CT1HZE	JN58VF	IM57NH	2068		52F/51F CW
	1909	CT1HZE	IK4PMB	IM57NH	JN54MM	1849		55F/55F
	1914	I1DMP	CT1HZE	JN34XU	IM57NH	1637	270/?	hrd
	2003	F6DRO	CT1HZE	JN03TJ	IM57NH	1116		55F/55F
	2006	PA2CHR	CT1HZE	JO32DB	IM57NH	2023		53F/55F
	2010	CT1HZE	EA2DR/1	IM57NH	IN83FD	791		55F/52F
July 6	1831	F5VHX	YU1EV	JN04FT	KN04CN	1558		
	1833	F5VHX	YU2DX	JN04FT	KN04GS	1581		
	1834	F6DRO	S52FO	JN03TJ	JN76EF	1053		
	1845	F5VHX	YU1IO	JN04FT	KN04IQ	1595		
	1858	F5VHX	S51WX	JN04FT	JN75OS	1157		
	1908	F5VHX	YU7XL	JN04FT	JN95NT	1461		
	1909	F6DRO	S50WA	JN03TJ	JN76BI	1037		
	1911	F5VHX	YT3I	JN04FT	KN05HP	1578		
July 6	1911	HA8AR	F6DRO	KN06MQ	JN03TJ	1565		
	1911	F6DRO	YU7XL	JN03TJ	JN95NT	1408		
	1914	F6DRO	HA8CE	KN06EN	JN03TJ	1512		
	1915	F5VHX	S50WA	JN04FT	JN76BI	1076		
	1923	F5VHX	S57EA	JN04FT	JN76HE	1113		
	1930	F6DRO	HA8AR	JN03TJ	KN06MQ	1565		
	1933	F6DRO	YU2DX	JN03TJ	KN04GS	1515		
	1938	F6DRO	9A1CAL	JN03TJ	JN86EL	1209		
	1946	F6DRO	S57EA	JN03TJ	JN76HE	1113		
	1950	F6DRO	HA8MV/P	JN03TJ	KN06HT	1535		
	1953	F6DRO	S51ZO	JN03TJ	JN86DR	1208		
	1954	F5VHX	YU2RA	JN04FT	KN04FT	1574		
	1955	F6DRO	HA8CL	JN03TJ	KN06FF	1515		
	2000	F5VHX	S51ZO	JN04FT	JN86DR	1244		
	2000	F6DRO	HA5UK	JN03TJ	JN97OM	1442		
	2013	F5VHX	9A1CAL	JN04FT	JN86EL	1249		
	2015	F5VHX	HA8MV/P	JN04FT	KN06HT	1574		
	2029	F5VHX	9A2SB	JN04FT	JN95GM	1417		
	2035	F6GPT	9A2SB	IN94SW	JN95GM	1486		
July 12	1743	EA6VQ	I8MPO	JM19HN	JN70FP	1013	45/?	
	1749	I8MPO	CT1HZE	JN70FP	IM57NH	2044		59F/57F SSB
	1839	EA6SA	CT1HZE	JM19LO	IM57NH	1061		52F/55F
July 16	1300-1335	CT1HZE	CU8DUB/B	IM57NH	HM49KL	1949		55F
		CT1HZE	CU2VHF/B	IM57NH	HM77DT	1483	?/290	42F
	1326	CU3EQ	CT1HZE	HM68KP	IM57NH	1604	?/295	53F/55F See YOUTUBE video from user CU3EQ
	1810	9A9SF	CT1HZE	JN65UF	IM57NH	2073		hrd
	1857+1936	F4DSD	CT1HZE	JN23JP	IM57NH	1351	?/35	55F/52F + 57F/57F
	1859	CT1HZE	F6HTJ	IM57NH	JN12KQ	1164	40/?	53F/53F
	1920	CT1HZE	IK4PMB	IM57NH	JN54MM	1849	?/270	55F/55F
July 17	0849	CT1HZE	EA6SA	IM57NH	JM19LO	1061		55F/55F

Date	QTR	STN1	STN2	LOC1	LOC2	QRB	QTF/SCP	Rem
	1935	I8MPO	G4LOH	JN70FP	IO70JC	1853		
	1941	IK0BZY	G4LOH	JN61GW	IO70JC	1638		
July 17	1947	S53CC	G4LOH	JN76HD	IO70JC	1531		
	1954	IZ4BEH	G4LOH	JN54WL	IO70JC	1428		
	2000	I3MEK	G4LOH	JN55SJ	IO70JC	1354		
	2013	I2FAK	G4LOH	JN45ND	IO70JC	1205		
	2013	F8DBF	IZ4BEH	IN78RI	JN54WL	1327		
	2022	9A4M	G4LOH	JN85EI	IO70JC	1692		
	2026	YU1EV	F6DRO	KN04CN	JN03TJ	1489		
	2041	YT3I	F6DRO	KN05HP	JN03TJ	1523		
	2051	F6DRO	IZ4BEH	JN03TJ	JN54WL	829		
	2104	YU7GM	F6DRO	KN05EI	JN03TJ	1503		
	2106	F5FMW	YU1EV	JN13DX	KN04CN	1425		
	2111	S53CC	F6DRO	JN76HD	JN03TJ	1069	JN36	
	2130	F8DBF	S50C	IN78RI	JN76JG	1472		
July 24	0250	K0GU	KB7ME	DN70mq	CN85QQ	1532		
July 29	1528	CT1HZE	CU2VHF/B	IM57NH	HM77DT	1484		53F – 559 FAI+Es Mix
Aug 9	2230-2315	CT1HZE	CU8DUB/B	IM57NH	HM49KL	1949		51F hrd
	2230-2315	CT1HZE	CU2VHF/B	IM57NH	HM77DT	1484		51F hrd at 00:20z Es for 2 minutes!
Aug 18	1906-1909 and 1920-	CT1HZE	CU8DUB/B	IM57NH	HM49KL	1949	295/?	52F hrd 1914-1920 599 Es
	1917	CT1HZE	CU2VHF/B	IM57Nh	HM77DT	1484		52F hrd

*NOT FAI : newly discovered propagation mode: reflection on something unknown.



2m FAI on June 6th 2009

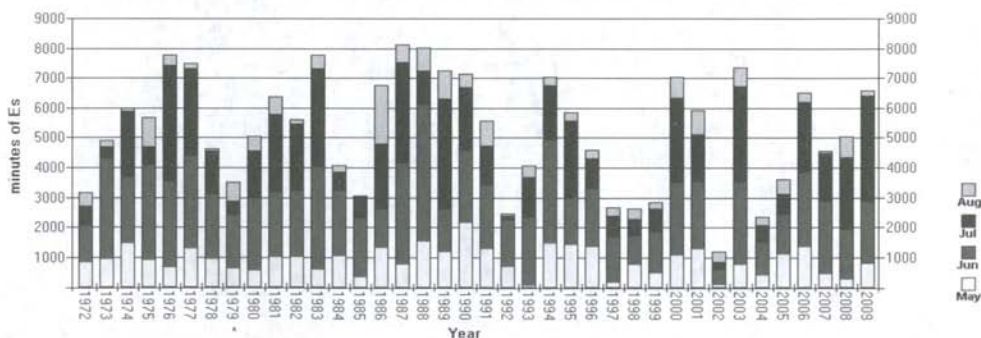
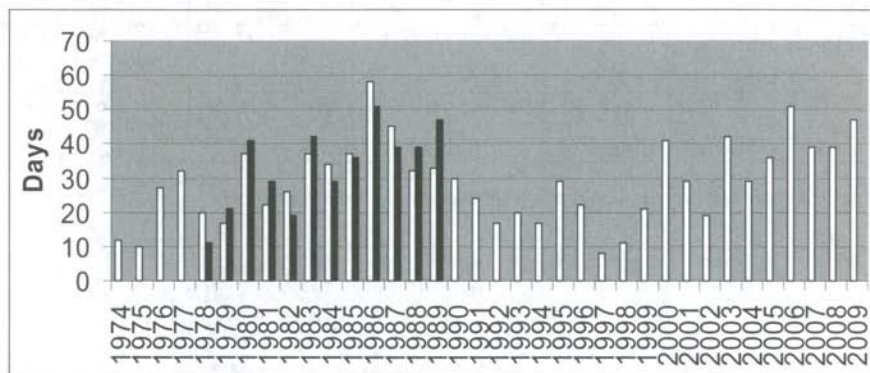
White lines are the FAI QSOs from CT1HZE (IM57) to IV3NDC (JN65) and OE5XBL (JN68). The beam headings of the latter were 260 and 45 deg instead of direct path (245/49 deg). QRB between CT1HZE and OE5XBL is 2160km and a new IARU Region 1 record. The dark lines are the 2m Es QSOs on that day. (tnx for map to G7RAU)

Note: It would be interesting to test during strong 2m FAI openings also on 70cm. Preferably EME level stations should try. Anyone from southern France, Italy or Mallorca who would like to try in summer 2010, pse contact CT1HZE via email: funk-telegramm@t-online.de

The 2m Sporadic E Season 2009

by DL8HCZ/CT1HZE

In 2009 the total number of UTC calendar days with 2m Es openings in Europe was 47. This is significantly more than we had expected from the forecast based on the correspondent year 1989 where the count was 33. However, the count for 2009 is still well in range and the small raise from 1989 to 1989 was repeated with a bigger raise from 2008 to 2009. Interesting is that the tendency was repeated again. How can we explain that the number of days in 2009 was higher than expected? We know that the solar cycle minimum was prolonged by many months now. This has led to an extremely quiet geomagnetic field during summer 2009 and there were observed almost no sunspots of the new polarity of the new solar cycle. In the past this has always brought more Es on the VHF bands. So it is not a big surprise that the prolongation of the solar cycle minimum by at least another 1 year led to another peak in the Es statistic in 2009. We could also interpret this as a verification for the connection between the solar magnetic cycle and mid-latitude Es. This means also that the parallel Sun-Earth field relation will remain until at least the end of 2012 when the magnetic field polarity of the sun is expected to flip again. This should result in another 3 good years for 2m Es in 2010, 2011 and 2012 with annual day counts in the range of 30 to 40 for 2010, 25 to 35 for 2011 and 20 to 30 for 2012 followed by poor years from 2013 onwards with counts between 10 and 20 for Europe.



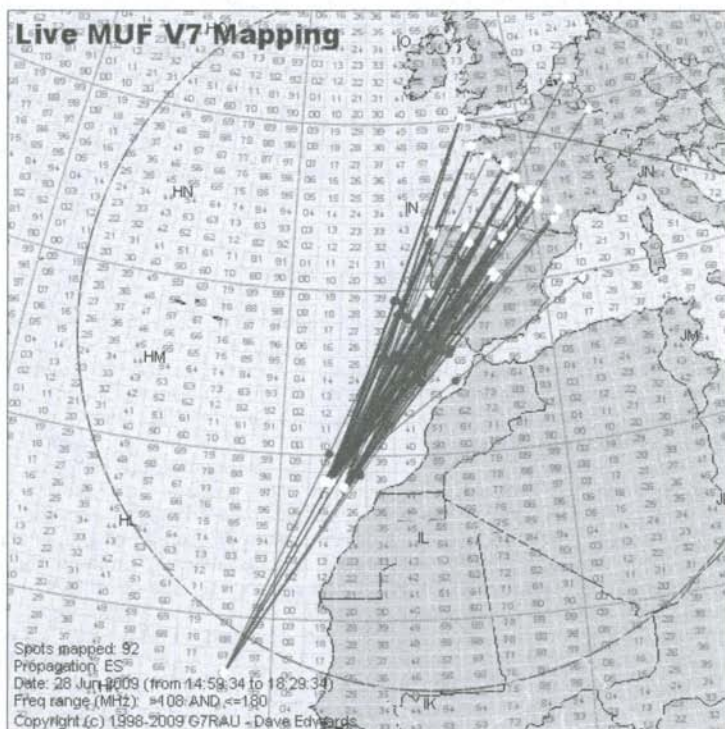
The figure shows on the top the annual number of observed 2m Es days in Europe from 1974 to 2009 (white bars). In total 1040 days were observed. The black bars are overlay data from 1998 to 2009. The white bars from 1990 onwards are also the current forecast for the years from 2010 onwards. Data by DL8HCZ/CT1HZE. - On the bottom for comparison the long term 3m FM broadcast Es observations from North America by WASIYX. Again we can see very well also for the year 2009 that the variation of Es on VHF is a global phenomenon.

The basis article "Midlatitude Sporadic E on 144 MHz and the 22-year Magnetic Cycle" by DL8HCZ/CT1HZE was published in DUBUS issue 1/2008 on p. 9 to 22. An update with data of the 2008 season was published in issue 3/2008 on p. 117/118. Both issues are still available.

First ever 2m Es opening from Cape Verde to France

- possibilities for new world record distances

In the past years many 2m operators from Europe hoped to work D4, Cape Verde on 2m be the same combination of Es and Tropo that was responsible in the past for the many openings from G, PA, DL etc. to the Canary Islands (EA8). On June 28th 2009 from about 1500 to 1730 there took place a strong and long 2m Es opening from France (and southern UK) and central and northern Spain to the Canary Islands (EA8). Distances to EA8 from below 1800km (from Spain) up to 2500km (NW France) and 2600km (UK, Cornwall) were worked. Fortunately June 28th was a Sunday and Antonio, D44TD, was qrv during this afternoon. During work days he shows up normally not before 17 UT. At 1616 UT D44TD worked EA4AZZ from IN80 over 3232km and at 1659 he worked **F5GHP from IN96LE over 3850km**. This is the first ever terrestrial QSO between D4 and F on 2m. Theoretically this mechanism should be good for QSOs up to about 4800 to 4900km by the combination of the usual Tropo from D4 to CT/EA7 (about 2700km) plus one Es hop of 2200km. The best target areas are probably NW France, PA, ON and W DL. D44TD (from Sal Island, HK86NO) is qrv with 100w and one 10 ele Yagi. As D44TD has converted from a pure shortwave contester to a pure VHF DXer in the last years chances for a new Es world record in the next years are not bad! The maximum of the Tropo season from D4 to CT/EA7 is from the end of June to about the end of August, i.e. perfectly suiting for any combination with Es. A detailed report about a 6 day Tropo test series between D44TD and CT1HZE in summer 2009 will be published in next issue.



2m Es on June 28th 2009:

First ever Es QSO between Cape Verde (D44TD) and France (F5GHP)

A new 2m Es world record, almost.... On June 8th another remarkable Es opening took place: UT5JCW from Crimea, KN46SN, called CQ on 144.300 in CW and was heard by EA8AVI from IL28FC at 1130 UTC for about 35 seconds. QRB is a fantastic 4680km. A few moments later UT5JCW heard EA8AVI calling him back for a few seconds but NO reports were exchanged at all! So, NO complete QSO. This was confirmed to me by email by UT5JCW and EA8AVI. Unfortunately several amateur radio magazines and also the IARU region 1 record list keeper have reported this as a complete QSO and new record. This is totally wrong, of course! (CT1HZE) – A detailed report of the 2008 Es season will come in next issue....

Aquamarine project Cape Verde, June 2009

Microwaves « made in Switzerland » in D4

Water evaporation and microwaves

Long distances links on microwave are usually possible thanks to different propagation phenomena like reflection on mountains, rain scatter, etc. On the ocean surface, the so called evaporation ducts [1] allow to reach stations far away from the horizon [2]. The present world record in distance of 2070km on 10 GHz was established in June 2000 by DL4AM and DJ3KM between Israel and the island of Lampedusa in Italy. Motivated by their excellent experiences during the « Grande Bleue » expeditions [3], a team composed of HB9AZN/Pierre-André, HB9BOI/Michel, HB9DUG/Michel and HB9RXV/Paul-André decided to try to beat this record!

After a first project with a link between Egypt and Spain, which was canceled due to difficulties to get the necessary licenses in Egypt, it has been finally decided to try a link of 2654 km between the north of the island of Sal/Cape Verde (HK86NU) and the Atlantic coast south of Lisbon/Portugal (IM57NH). This link crosses the Canary Islands between Tenerife and Gran Canaria at a distance of about 1400 km from Sal. We have been happy to get on board our good friends F5BUU/Jean-Claude, F1AAM/Jean-Pierre, F6DPH/Philippe, F1URI/David and CT1HZE/Joachim in Portugal and EA8BFFK/Peter in Fuerteventura. Later, another team led by F2CT/Guy in Morocco joined the project. During our stay in Cape Verde, HB9SLO/Bertrand was responsible for the back-office in Switzerland and EA8CQS/Norbert did operate a 10 GHz bacon, specially build for our project, on the island of La Palma (Canary islands, IL18AP).

Xara/D44TD, the only amateur radio operator on the island of Sal, has provided an excellent support in particular for logistic issues as well for the contact with the local custom authorities and the representatives of TAP. After almost one year of preparation to get the necessary authorizations, to design and build the station, the team of four operators with the XYLs of HB9DUG, Julia and HB9RXV, Anouchka, did leave Geneva for Sal via Lisbon on Thursday 18th of June with about 180 kg of technical material in the cargo room of the TAP aircraft.

Installation

Thanks to the good preparation and to the support of Xara/D44TD, we went through the custom at the airport without major problems and arrived at our final destination at the north of the island of Sal in the afternoon of Friday. The chosen location in Ponte Fiura (Figure 1) is about 15 km from the capital city of the island, Espargos, and can only be reached with a 4x4 vehicle on a track like the Paris-Dakar rally. It is a desert place with the ruins of a lighthouse, which have been very useful to protect operators and equipment. For the power supply, our first option was to get car batteries with a generator for charging, considering that we would mainly listen to the signals on 10 GHz from Portugal and not need a lot of power to operate the station. At the end, we decided to use a 220V/50Hz generator and two 12 VDC switching power supplies. Unfortunately, after a few days the first generator (2 kW/gas) gave up and we had to organize another one (10 kW/diesel), which survived until the end of the expedition! The tripod with the dish antenna and the 10 GHz station has been installed about 10 meters from the rest of a stone house, where probably in the past the lighthouse operator was living. With an altitude of about 15 m over sea level, we are close to the average of the evaporation ducts as indicated on the histogram in figure 2 [1]. Towards the ocean, the ground is made of volcanic rocks and is going down to the water level at a distance of about 30 to 50 meters depending on tide. The rest of the station was located behind the house under a tent to protect equipment and operators from sun, dust and humidity. The 144 MHz and 1296 MHz antennas have been mounted on a metallic mast attached to the back of the house (figure 3). On shortwave, a 14 m fiberglass mast did support the verticals for 40/20 m and Slim-Jim antennas for 18/21/24/28/50 MHz. We managed to get everything installed until Friday evening so that on Saturday morning 20 June 2009, D44TD was ready to operate. Regarding the technical equipment, the challenge was to design a reliable system with a minimum level of redundancy and at the same time respect the weight limit, since we had to transport everything with us as registered luggage.

Figure 5 reproduces the bloc diagram of the station, with following basic characteristics:

Band	Mode	Power	Antenna	Features
10 GHz	SSB/DATV	30W(SSB)	Dish offset 90cm	Monitoring in SDR / DATVreception
1200 MHz	SSB/DATV	50W(SSB) 15W(DATV)	Yagi 48 elements	Monitoring in SDR
144 MHz	SSB/FM	50 W	Yagi 11 elements	Service channel
1,6 -50 MHz	SSB/CW	100 W	Verticals/Slim Jim	Service channel and SW traffic

The 10 GHz and 1296 MHz stations were equipped each with a transverter and two FT-817 (IF of 144 MHz for 1296 MHz and 432 MHz for 10 GHz). For 144 MHz and the shortwave bands, we have used an ICOM IC-706MKII transceiver. In addition to the SSB mode, the station was also able to receive DATV/ATV FM on 10 GHz and to send and receive in DATV mode on 1296 MHz.

During our first trip in January, we realized that the GSM coverage was quite difficult at Ponte Fiura. For this reason, we took with us GSM mobile phones, with a socket for an external aerial and a small log periodic on a printed board. During the preparation of our project we have also built a beacon for 10368.900 MHz. The idea was to have an intermediate target between Cape Verde and Portugal. Thanks to the help of EA8CQS/Norbert, the beacon was installed on the island of La Palma beaming SSW.

Operation

The station has been operated around the clock with a 24 hours turnaround of the two teams HB9BOI/HB9RXV and HB9AZN/HB9DUG. This mode of operation was chosen to avoid driving between the station and the hotel in Espargos during the night. Xara's call sign D44TD was used with four operators D44TOI (HB9BOI), D44TUG (HB9DUG), D44TXV (HB9RXV) and D44TZN (HB9AZN) (Figure 6), in accordance with the call signs allocated by the regulatory authority in Cape Verde (ANAC).

On shortwave, the QSOs were done under D44TOI and D44TZN. For the service channel with the team in Portugal and on the Canary islands, the following SSB frequencies have been chosen:

- Shortwaves: 14.270/14.280 MHz (split operation)
- 144 MHz: 144.375 MHz

The two frequencies on 20 m were also used to contact the back-office in Switzerland (HB9SLO).

To monitor the propagation conditions on 10 GHz, we have listened permanently on 10368.900 MHz to try to receive the signals from the beacons in La Palma (IL18AP) operated by EA8CQS at a distance of 1400 km (3 W, horn antenna) and in Algarve (IM57NH) operated by CT1HZE, 2654 km (50 W, 90 cm dish antenna).

Traffic

On 10 GHz we have unfortunately not been able to bridge the distance of 2654 km between Cape Verde and Algarve, mainly due to bad weather conditions in the south of Portugal during the duration of our expedition. We did not receive the signal of the CT1HZE beacon, despite its power of about 50 W. Considering the contacts established by the team in the Algarve with the Canary islands during the first days of our stay, we have the feeling that it should have been possible to do it during this period.

It is interesting that on 144 MHz very good contacts between Cape Verde and Portugal were possible on Saturday 20 June and Sunday 21 June. Against the end of the following week, the conditions were such that we had to rely on short waves for the service channel. Even if the 10 GHz and 144 MHz frequency bands do not depend on the same propagation phenomenon, this confirms at some extent the degradation of the propagation in general.

With the Canary Islands we have been more successful! With great satisfaction, we got for the first time the beacon signal from La Palma on Saturday 20 June at 14:15 (local time). This was really the confirmation that everything was performing well! The signal level reached S9 at 17:30 (local time) to disappear at 22:00 (local time). Later we received again the beacon but only with S1-2 on 21, 22, 23 and 24 June. The fact that we did not get the signal every day is a sign that the propagation was really changing as explained above. We started to doubt seriously to be able to make any QSOs on 10 GHz, but for two days, we had the great satisfaction to hear EA8BFF. Several QSOs with signal reports over S9 have been made on Friday 26 June in IL28XR (1560 km) and Saturday 27 June in IL28SC (1520 km) late in the afternoon. On 1296 MHz it was unfortunately not possible to reach our colleagues in Portugal and on the Canary islands. It is likely that our location was not the best one to operate on this frequency band. A look at the tropospheric ducting forecasts from William Hepburn [4] seems to confirm the problems in the south of Portugal during this period in the end of June. For Cape Verde, the propagation index was always between 4 to 7 (good to intense), while for Portugal the values were most of the time well below 5 (strong). On shortwaves Cape Verde is still a country for which a high number of ham operators are looking for. More than 2000 QSOs and 83 countries were worked in only 5 days by D44TOI. In addition, it is worthwhile to quote the excellent openings on 50 MHz with 57 QSOs and 8 countries.

As service channel with Switzerland, Portugal and Canary Islands, the two frequencies on 20 m have proven to be an excellent choice. With a few exceptions, the QSOs have been possible almost all the time with excellent quality (no QRM), especially during the day.

Conclusions

As a whole the Cape Verde expedition was a success! Even if the world record has not been broken, it is

not common to bridge distances of 1600 km on 10 GHz and 2700 km on 144 MHz! We have had also a lot of fun among friends and have enjoyed excellent teamwork. No doubt that this event will remain as an unforgettable souvenir for all of us. Of course, they are some lessons learned from the organisational and technical viewpoint. The resources to prepare such an expedition are often underestimated, therefore it is important to begin early enough. The location of the station on the island of Sal was not an easy choice, it has been a real challenge to install a microwave station and a camp to operate during one week in an environment like the desert. Without a first trip to Sal in January 2009 to identify a possible location for the station and check the local conditions in general, we would have had great problems on our arrival in June. The excellent local support from Xara/D44TD was also a key factor for the success of our stay in Sal. From the technical perspective, apart from the accuracy of the frequencies and of the orientation of the antenna, three elements were very important: power supply (reliability of the power generator), the environment (temperature, humidity, water splash, dust) and the location of the 10 GHz station itself (altitude over sea level and distance from the water).

These challenges have made the project really interesting and thanks to the efforts of all participants, we have been able to solve almost all critical factors we could influence with the exception of the propagation! We would like to take the opportunity to express our sincere thanks to all those who have contributed to the success of the expedition, in particular to the teams in Portugal on the Canary Islands and in Morocco. A special thank also to the representatives of the regulatory authorities in Cape Verde (ANAC) and in Portugal (ANACOM), who have delivered the necessary authorizations to operate our stations in these countries. Last but not least, our thanks to our sponsors for their contributions, TAP-Airline, ID-Elektronik, Flexayagi/Rainer Schlößer and Imbiex SA. Another attempt will follow in July 2010! HB9AZN-HB9DUG

References

- [1] home.swissatv.ch (Zone Académie, La propagation)
- [2] home.swissatv.ch (Zone Activités, Les plus belles distances)
- [3] home.swiss.atv.ch (Zone Activités, La Grande Bleue)
- [4] http://www.dxinfocentre.com/tropo_eur.html



Fig. 1: D4 Expedition location Ponte Fiura

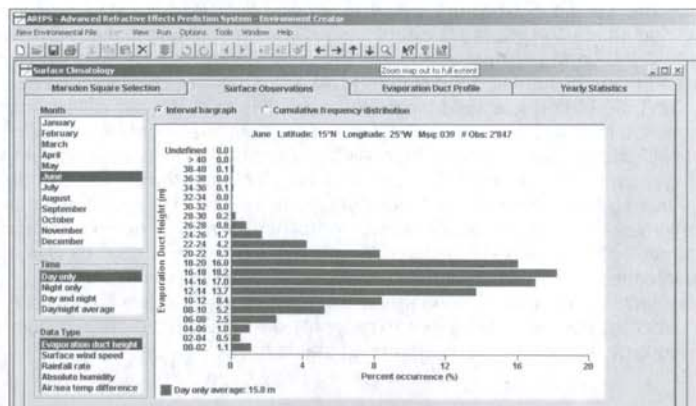


Fig. 2: Histogram evaporation ducts



Fig. 3: Overview of the location

Fig. 4: Dish from the ocean

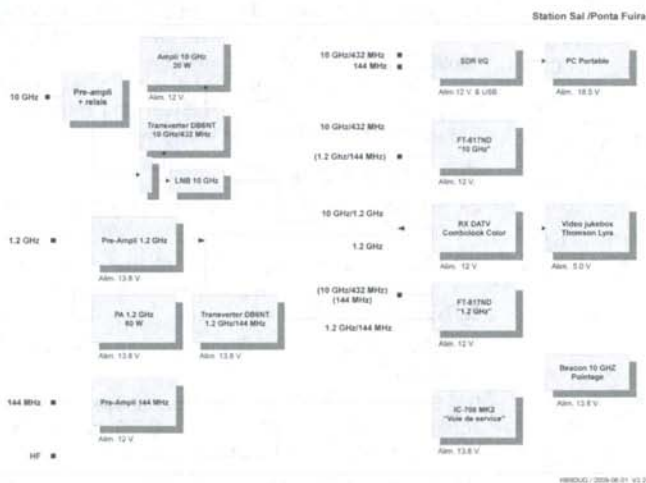


Fig. 5: Station bloc diagram



Fig. 6: The team on Cape Verde, Sal Island from left: Michel, HB9BOI, Michel, HB9DUG, Antonio, D44TD, in the middle, Pierre-André, HB9AZN and team leader Paul, HB9RXV on the right side

4m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

4m released in Finland: 3 new DXCCs!

As already announced in last issue on November 4th 2009 the following frequencies were released on a secondary base for amateur radio use:

70,000-70,175 MHz and 70,225-70,300 MHz. Depending on the location 25, 30 or 100W output are permitted. There are a few no go areas, but all squares except KP53 and KP54 can be activated on 4m now. This leads to 3 new DXCC countries on 4m: OH Finland, OH0 Aland und OJ0 Market Reef. DL3YEE (JO42) made the first ever DL to OH 4m QSO on November 8th at 19z via MS with OH2AUE from KP21.

4m released in Norway: 5 new DXCCs...

Just one day later on November 5th the following frequency ranges were released to the radio amateurs in Norway with 100W PEP: 70,0625-70,0875, 70,1375-70,1875, 70,2625-70,3125, 70,3625-70,3875 and 70,4125-70,4625 MHz. DI2PM (JO31) made the first ever DL to LA 4m QSO on Nov. 7th at 336UT with LA4ANA via MS. Beside Norway as new DXCC the release contains also JX Jan Mayen, JW Svalbard, 3Y Bouvet, 3Y Peter I and 3Y Antarctica as new possible 4m DXCCs. The latter 3 are for sure more of theoretical nature...

4m allocation in Belgium!

On November 20th for ON amateurs with class A licences the QRG 69.950 MHz (+/-5 kHz) was released on secondary base with 10 W EIRP. The first QSOs were made on that day by ON4PS from JO20KQ with LX1FX, DI2PM, G4DEZ and DL3YEE via Tropo and LA9DFA via MS. Also ON5QRP, JN29 and ON4IMM, JO11 are active.

4m attempt from Monaco

3A/OZ2M was qrv for 2 days in mid September on 4m from Monaco (JN33RR). This has been the first ever 4m activity from there. He made only 2 complete QSOs with G stations on MS.

FT-847 RX improvement

Now you can have easily a good RX on your FT-847 with a new low noise preamplifier. It's designed with a BF981 or MAR-6. It is very easy to mount into the radio in 5 minutes. The FT-847 gets a sensitivity of 0,1uV on 4m with this unit. The preamp / kit is available from CT1FFU. More on the web at www.CT1FFU.com

Beacons

CS3BFM/B 70.163 MHz, IM12OR, 10W, dipole, is on air since August 24th 2009.

OE5QL/B 70.045 MHz, JN78CJ, went off air on August 31st 2009. Keeper OE5MPL will apply for a full time beacon licence for the whole year 2010.

SV1FOUR/B 70.040 MHz, has changed to 10W out and halo and F1. Temp. location is KM17UX.

SV9FOUR/B 70.055 MHz, 7.5 W, 3 ele to NW is on air since June 21st 2009.

6m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

Summer Multihop Es season final

CT1HZE had a late finish of the Es season to NA on August 18th from 2045 to 2254 UTC where 10 QSOs were made with W3, 4, 8 and 9, also VO1ZA/B was heard. On August 19th at 2256 CT1HZE made his final transatlantic 6m QSOs of the year 2010 with NN4X and KE4WBO from Florida. On August 22 there was a very late season opening from KP4 into EA6, I and even SV. The very last weak signals were heard over the pond from CT1HZE by K2MUB and K4RX on August 23rd at 12:20, but no QSOs were made.

Expeditions and DX

3X Guinea: UA6JR (3XM6JR) + RW3AZ (3XD2Z) are qrv now for several years also on 6m.

8Q Maldives: HB9Q, HB9QQ etc will be qrv on 6m, incl. EME, from March 23 to 31, 2010 as 8Q7QQ. Grid is MJ64.

CY9 St. Paul: VE3IKV plans a 6m expedition in June/July 2010.

E4 Eritrea: EA5RM etc. will be active as E4X sometime in 2010 also on 6m. QRG is 50.103. Vote on their website for 6m!

OA Peru: OA4TT will be active again for longer periods in 2010 on 6m with QRO. Loc.: FH16.

TL Central Africa: TL0A is qrv from time to time on 6m. He is there for some years. Loc.: JJ95DS.

Beacons

E51USA/B 50.051 MHz, BG08CT, 20W, 5 Ele Yagi, QTF changing USA/ZL. Keeper: E51CG. Is on the air since October from Rarotonga.

IQ0AH/B 50.029 MHz, JN40RW, 7W, vertical, on air from Sardinia since Oct. 2nd 2009.

IZ8DXB/B JN70LH, changed QRG to 50.057 MHz (ex 50.042.5 MHz)

KK4XO/B 50.0765 MHz, EL96UF, 10w, H Loop, omni, new on air since September.

WB9DUN/B 50.0715 MHz, DN70KN, new on air since Oct. 16th 2009.

ZS2FM/B 50.006 MHz, KF25, 25W, 5 ele, N.

News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ
info@DUBUS.de

Expeditions and DX

Microwave activity - Atlantic Ocean 2010

After the Grand Bleue teams from France and Switzerland got a first taste of the Microwave propagation possibilities between CT and EA8/D4 in June 2009, the groups have decided to come back from July 1 to 14 in 2010. Latest propagation studies have shown that July is a much better month for Tropo ducting in this region than June. Main target for the teams is again to make a new 10 GHz Tropo world record between CT and D4 (2680km) or CN and D4 (2100km). The chance for a QSO on the latter path is extremely high.

So far the plans include the following teams:

1. Portugal (CT) in IM57NH fixed at CT1HZE
2. Portugal (CT) portable in IM57 by F6DPH + group
3. Cabo Verde (D4) in HK86 at D44TD by HB9RXV + group
4. Canary Islands (EA8) in IL38 by EA8BFK (DJ9PC)
5. Morocco (CN) in IM63 and IM61 by F2CT + group
6. Canary Islands (EA8): Another group from F.

For sure this event is a unique opportunity for other local operators or expeditions groups to join the experiments and make QSOs on the Microwave bands with the expedition stations.

Most promising and interesting places would be:

1. Southwestern Spain (EA7) IM66, 67, 76 area
2. Gibraltar (ZB2, IM76) for many "first ever QSOs"
3. Madeira (CT3, IM12) for many "first ever QSOs"
4. Azores (CU1 or CU2, HM76 or 77) for many "first ever QSOs"

5. Senegal (6W): Dakar IK14 for many "first ever QSOs"

Of course also stations from EI and G (Cornwall area) should try to be available in the first 2 weeks of July. The interest in 2009 was quite limited from there, unfortunately.

In CT3 and CU 23cm and 3cm are CEPT licence bands now, so anybody from Europe can operate there legally now without any special licence.

Regardless the 2010 results it is most unlikely that such a coordinated Microwave activity will ever take place again in this region. If you want to join, please let me now.

73, Joe, CT1HZE

VO1/DM8MM - report

The announced 2m Transatlantic attempt by Friedhelm, DM8MM took place as announced. A 2m QRO beacon was running almost permanently in CW and/or FSK mode when there were no skeds with GW4DGU, G4LOH or CT1HZE. Although many skeds took place in the maximum of the Perseid shower NO bursts were received from anybody. One longer burst that was received by GW4DGU was not coming from VO1. It looks like that GW4DGU and G4LOH have received several 2 letter pings, e.g. "8M", "MM" "VO" etc. but it is still not clear if these are random decodes from noise or genuine decodes. GW4DGU is still examining the received signals with the help of K1JT and hopes to publish the results

in due course. There is a nice video on Youtube from the VO1/DM8MM expedition. Search for user DM8MM or type:

www.youtube.com:80/watch?v=IDk1fNSc9t0

Friedhelm plans to return in summer 2010 probably in June in order to catch some Sporadic E. We want to thank Friedhelm for this enthusiastic effort and hope that there will be more resonance in 2010 from Europe e.g. by a simultaneous expedition to the EI westcoast. (DL8HCZ)



VO1/DM8MM, GN36MU, take off to Europe

N7BHC moving to PJ4

Dave, N7BHC is moving to PJ4 (FK52) in 2010. Dave is a very enthusiastic 2m Transatlantic propagation fan and will erect a 2m beacon when on site. He will also make joint efforts together with Peter, PJ4NX, regarding 2m TA experiments.

8Q - Maldives on EME in 2010

HB9QQ, HB9CRQ etc. will be qrv on EME from 8Q from March 23 to 31, 2010 on 6m, 2m, 70cm and 23cm with good equipment. Loc. MJ64.

ZA - Albania Expedition 2010

OK1DFC and team plan a major EME (and MS) expedition to Albania (ZA) in summer 2010 on 2m, 70cm, 23cm and up.

LA0BY back

Stefan, LA0BY, is back to LA from France and qrv permanently again from JO59.

Beacons

2m Beacon from Canary Islands: ED8ZAA

Finally after waiting about 5 years the Radio Club of Tenerife Island has received the licence for a 2m beacon! The callsign is ED8ZAA, QRG 144.484 MHz, 10W, corner H dipole, Locator IL18SJ, 600m a.s.l. For sure this beacon will provide very interesting possibilities for Tropo and Es studies on 2m. The hardware is already on site and was sponsored by DUBUS Magazine. We hope it will be on air very soon.

D4 - Cabo Verde Beacons

IK2NCJ from the D4C contest team sends information that the 6m and 2m D4C beacons will be active again from HK76MV for the next 2010 summer season. Fingers crossed!

DBØINN 70cm Beacon Info

The 70cm beacon DBØINN continues to be operational on 432.883 MHz in the old beacon band from JN67JT, 785m a.s.l. with 3 W RF and 6dBd dipole group to 360 deg. From the same location DBØJT is working on 144.428 MHz with 1W and 8 dBd. Pse reports to volker@dj8qp.de

More Beacons

DB0FGB 144.444 MHz, JO50WB, 4W, omni, 1100m a.s.l., (ex DB0KI) on air since October 5th. (This is the ex DB0KI hardware)

DB0FGB 432.444 + 1296.840 MHz, JO50WB, 4W, omni, 1100m a.s.l. on air since October 5th.

HB9OK/B 24048.000 MHz, JN45MW, 1601m asl, on air since 6. Sept.

I7UGO/B 1296.880 MHz, JN80PT, new since Sept.

IK1YWB/B 24048.330 MHz, JN34OS, 100mW, new qrv 10/09

IQ2MI/B 144.415 MHz, JN35WW, 4559m üNN, 5 ele, 110 deg, 0.1w, is on air again since Sept. 8th.

OK0EA/B 10368.050 MHz, JO70UP, new QRG since August.

ON0RUG 2320.895 MHz, JO11UB, 1W, 10 dBi slot, omni, A1A, 93m asl, on air since September 3rd 2009.

ON0RUG 24048.008 MHz, JO11UB, 1W, slot, omni, A1A, 93m asl, on air since August.

RN6MT/B 432.301 MHz, KN98LN, 3 W, dipole, new on air.

SK2SHF/B 1296.984 MHz, JP93VU, 10W, horiz, omni, 3 dBD, new since August.

SK2SHF/B 2320.983 MHz, JP93VU, 5 W, horiz, omni, 3 dBD, new since Sept.

SR1LHS is operational on 1296.815MHz since June with 1W from JO73II.

SR3CHL is operational since August from JO82LK on 5760.820MHz with 1w and 2x6 slot antennas.

UR0DMW/B KN18JS, 1140m asl, is on air now on QRGs:

50084.5 MHz (10w), 144.447 MHz (15w), 432.432 MHz, 1296.874 MHz, 2320.870 MHz (1w each), all x dipole and on 10368.925 MHz (1W + 10dBi slot). A 6cm beacon will be added soon.

News

Path profile plots online

Individual path profile plots can be displayed online at: www.heywhatsthat.com



New RA3AQ Feedhorn file

RA3AQ has published dimensions for a dual mode flare horn with round septum section for 1296, 2320, 3420, 5760 and 10368 MHz. This is a good feed for TVRO offset dishes, where the usual W2IMU horn is too wide. The PDF-Link is on the web at: <http://portal.dubus.de> under "Links".

Left: Mike, JH1KRC, DUBUS Japan Distributor representing DUBUS at Tokyo Ham Fair in August 2009

Dates

Dorsten GHz-Meeting 2010

The next 33. GHz Tagung Dorsten will take place on **February 20th 2010** in Dorsten, Volkshochschule. For more info see www.GHz-Tagung.de

Heelweg Microwave Meeting 2010

The fifth Microwave Meeting in Heelweg (Netherlands) will take place on **January 23rd 2010**, 10-15Z. Location is Café "De Vos" Halseweg 2, 7054 BH Westendorp (10km from DL border near Bocholt). More infos via PA7JB@xs4all.nl and www.PAmicrowaves.nl

Nordic VHF meeting 2010 in Denmark

The Nordic VHF meeting will most likely take place from 28th - 30th May 2010 on the island of Møn (JO64).

Deadline for reports etc. for DUBUS 1/2010 is Feb. 1st 2010

Pse send any info to funk-telegramm@t-online.de

MOSFET-ENDSTUFEN DER EXTRAKLASSE

ROBUST • ZUVERLÄSSIG • LANGLEBIG



144-146 MHz

HLV 400*	1620,-
HLV 750*	2250,-
HLV 1500*	3990,-
HLV 3000*	a. A.

430-440 MHz

HLV 250*	1620,-
HLV 550*	2250,-
HLV 1100*	3960,-
HLV 2000*	a. A.

1240-1300 MHz

HLV 500*	3580,-
HLV 1000*	a. A.

* = P_{out} in Watt

Preise inkl. 19 % MWSt. zuzügl. Versandkosten

IM-Verhalten einer
HLV 1500 bei
1000 W PEP



Spektral sauberes Ausgangssignal, kompakte Bauweise und geringes Gewicht.

Ideal für DXpeditionen, Conteste, EME, digitale Betriebsarten und die vielen anderen Gelegenheiten, bei denen es ein paar Watt mehr sein müssen.

www.beko-elektronik.de

BEKO ELEKTRONIK

Bernhard Korte

Am Längenmoosgraben 1a

85221 Dachau

Tel. 08131-27 6 7-0 · Fax -2

mail@beko-elektronik.de

Microwave Transverters

Microwave Transverters

made by DB6NT

More information is available on our website

www.DB6NT.de



The new design of our Microwave Transverters features better performance and many new functions. Now, an external 10 MHz reference frequency can be connected to achieve highest frequency accuracy for EME and WSJT. The internal stabilized crystal oscillator can be used, if a 10 MHz reference frequency is not available. A bigger attenuator at the IF input port allows an input power up to 5 watts. Of course, all the well-tried functions of the old transverter version are kept in the new design!

Type	MKU 13 G3	MKU 23 G3	MKU 34 G3	MKU 57 G3	MKU 10 G3
Frequency range RF	1296 ... 1298 MHz	2320 ... 2322 MHz	3400 ... 3402 MHz	5760 ... 5762 MHz	10368 ... 10370 MHz
Frequency range IF	144 ... 146 MHz	144 ... 146 MHz	144 ... 146 MHz	144 ... 146 MHz	144 ... 146 MHz
Output power	typ. 2.5 W	typ. 1 W	typ. 400 mW	typ. 250 mW	typ. 200 mW
RF input power	max. 5 W, adjustable (0.5 ... 5 W)	max. 5 W, adjustable (0.5 ... 5 W)	max. 5 W, adjustable (0.5 ... 5 W)	max. 5 W, adjustable (0.5 ... 5 W)	max. 5 W, adjustable (0.5 ... 5 W)
10 MHz reference freq. input	typ. 2 ... 10 mW	typ. 2 ... 10 mW	typ. 2 ... 10 mW	typ. 2 ... 10 mW	typ. 2 ... 10 mW
Noise figure @18°C	max. 0.8 dB	max. 0.8 dB	typ. 0.9 dB	typ. 1 dB	typ. 1.2 dB
Receive gain	min. 20 dB, adjustable	min. 20 dB, adjustable	min. 20 dB, adjustable	min. 20 dB, adjustable	min. 20 dB, adjustable
Supply voltage	+12 ... 14 V	+12 ... 14 V	+12 ... 14 V	+12 ... 14 V	+12 ... 14 V

KUHNE electronic
MICROWAVE COMPONENTS

**INNOVATIVE
MICROWAVE TECHNOLOGIES
FOR THE FUTURE**

KUHNE electronic GmbH
Scheibenacker 3 · 95180 Berg
Phone: +49 (0) 92 93-800 939

23cm +13cm 200 Watt Power Amplifier in LD-MOS-Technik



Gehäusedeckel
abgenommen

10 MHz GPS-Frequenznormal



POWER & SWR Meter



Frequenzbereich V1: 1,8 ... 54 MHz
Frequenzbereich V2: 2m + 70 cm
Frequenzbereich V3: 2m + 70cm
+ 23cm + 13cm

ID-Elektronik GmbH

Entwicklung, Herstellung und Vertrieb von elektronischen
Baugruppen, Bauteilen und Seriengeräten

DK2DB DC6ID
Wingertgasse 20 D-76228 Karlsruhe

Tel: 0721 / 9 45 34 68 Fax: 0721 / 9 45 34 69
e-Mail: info@ID-Elektronik.de

Unsere komplette Produktpalette
sowie alle weiteren Informationen
finden sie auf unserer Homepage
www.ID-Elektronik.de

Wir sind zertifiziert nach
DIN EN ISO 9001:2008

OCXO für GHz - Anwendungen

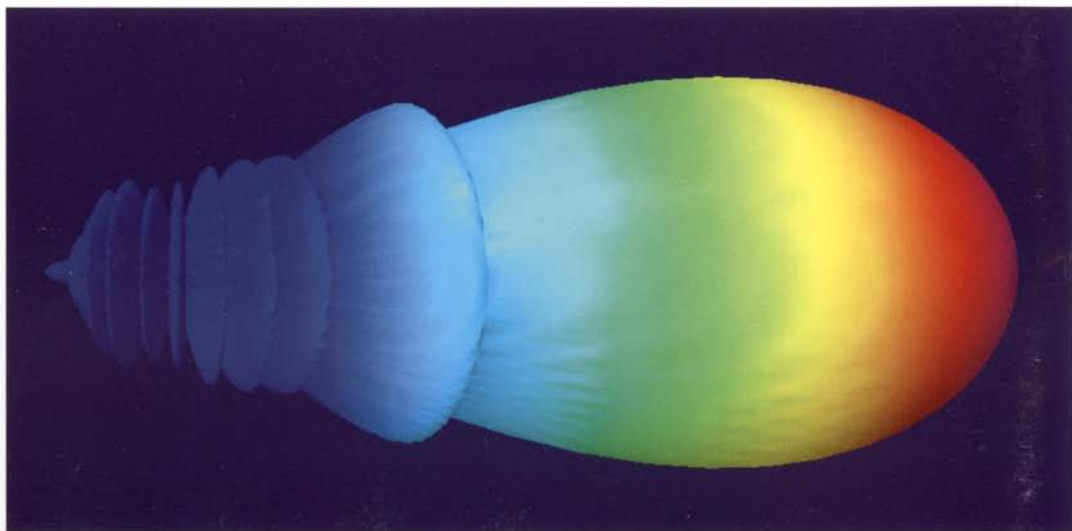


Frequenzbereich: 90 ... 130MHz
Standardfrequenzen ab Lager

Wir wünschen allen Kunden ein
frohes Weihnachtsfest und alles
Gute für das Jahr 2010

In this issue:

New High Performance 2m LFA Plus 2 Yagi by G0KSC



This is the final issue of the year 2009, please check page 3 for 2010 renewal details!

www.dlplis.org www.dlplis.de info@dlplis.de