

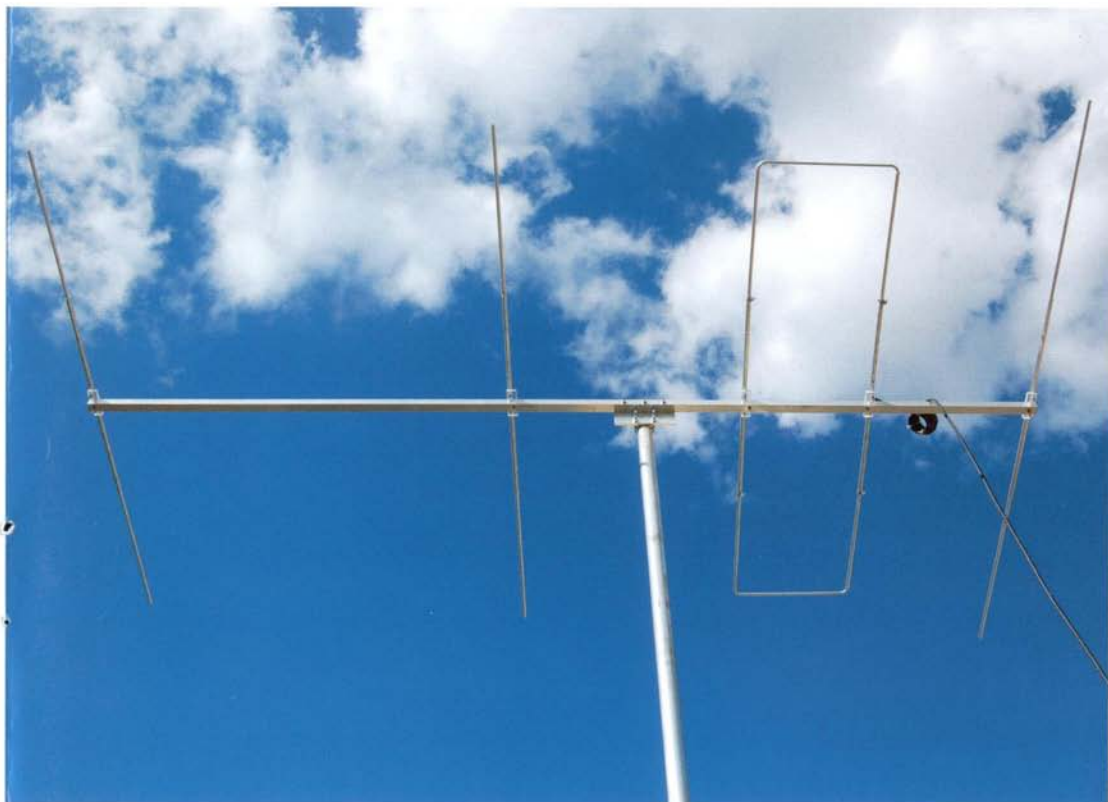
DUBUS

2/2009

Vol.38

2.Quarter

Loop Feed Array (LFA) Yagi



by GØKSC



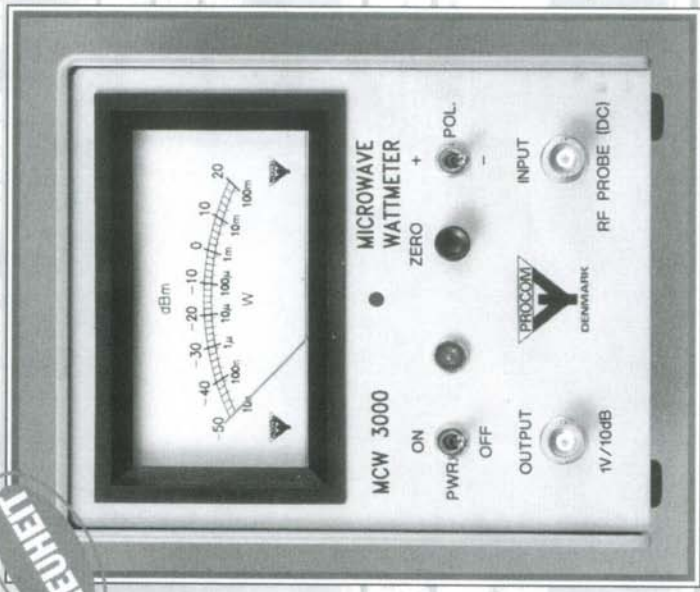
DENMARK

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 33330B-, C-, D- oder E-Typ Meßköpfe können ohne Nachstellung verwendet werden].
- ★ Ausgang für Koordinatenschreiber oder Scope. (1 V/10 dB).
- ★ Der Dynamikbereich läßt sich mittels externer Dämpfungsglieder oder Richtkoppler erweitern.
- ★ 9-12 VDC-Versorgung.
- ★ **MEßKOPF TYP
PRO-18G WIRD
MITGELIEFERT.**



Eisch-Kafka-Electronic GmbH

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

DUBUS Order form - Bestellformular

Quantity / Anzahl

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

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

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

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

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 1998 complete set (Jahrgang) EUR 20,-/USD 30,- = EUR/\$

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

.... x DUBUS 2009 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:

Call:

Street/Str.:

ZIP/Town – PLZ/Ort:

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

Account-No: IBAN DE92200100200207354201 - Bank: BIC PBNKDEFF

DUBUS, Grützmühlenweg 23, D-22339 Hamburg, Germany

Content / Inhalt 2/09

Title: New Loop Feed Array (LFA) Yagi, the picture shows a 4 ele for 70MHz, by G0KSC, see page 82

Editorial	8
Mid-latitude Sporadic E on 50 MHz - long distance propagation in the solar cycle minimum, by Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE	9
Over-The-Horizon Optical Communication, Part 3: Transmitters by Rex Moncur, VK7MO and Justin Giles-Clark, VK7TW	22
Frequency Synthesizer for 22.0 – 27.5GHz by Léon Audergon, HB9TXV	40
Simple Measurement Aid for Adjustment and Optimisation on the 122 GHz Band, by Jürgen Dahms, DCØDA	56
8 to 12 GHz Image-Reject Mixer by Paolo Antoniazzi, IW2ACD and Marco Arecco, IK2WAQ	60
Experiments on 76 GHz: Simple mixer and beacon head with BAT15-099 and WG port, by Wolfgang Demmer, DD8BD	68
An Alternative to Glueing Microwave Diodes by Philipp Prinz, DL2AM	78
Revolutionary 'Loop Fed Array' Yagi Antenna Feed System by Justin Johnson, G0KSC	82
Microwave Parts – OCXOs	101
VHF Australia & New Zealand	103
Microwave Europe	105
Microwave USA & Microwave Japan	108
ATV News	108
2m PA BEKO HLV-750 also for 115V 60Hz, by DM8MM	109
The VO/DM8MM – Newfoundland 2m Transatlantic Experiment 2009	111
The unusual 2m Sporadic E Event on June 5th 2007 revisited	112
Tropo News	114
2m EME News	116
The 2009 144 MHz Digital EME Championship	120
70cm + up EME News	121
6m News	125
4m News	126
News & Comments	127

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, Grüzmühlenweg 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 – 2009 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 – 2009 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. August 2009**

**Deadline
for the next issue:
August 1st 2009**

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, Vurringvej 60, Vurring, 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@elisanet.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	Michaiki 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, Klavnska 13, 9000 Murska Sabota www.slovhf.net dubus@slovhf.net
Sweden	Anders Pettersson, SM7ECM, Hökvägen 111, 24562 Hjärup email: SM7ECM@telia.com
Switzerland	Ferdinand Stämpfli, HB9MIO, Langsamstig 13, 5600 Lenzburg. Tel.: 079/4734650 stagra@bluewin.ch
Ukraine	Sergej Lysenko, UR5LX, Zolochev Reg., Iwaschki, Kharkov Obl, Ukr. 62211 email: ur5lx@vhf-dx.net
United Kingdom	Roger Blackwell, GM4PMK, Willowbank, Pennyghael, Isle of Mull, PA70 6HB email: dubus@marsport.org.uk
USA	Janet and Ed Cole, KL7UW, P.O. Box 8672, Nikiski, AK (Alaska) 99635-8672 email: dubususa@hotmail.com
Other Countries	Contact DUBUS Magazine. Subscription Rates: Europe: 25.00 EURO; Overseas Air Mail: 30.00 EURO (USD 35.00)

Editorial

Dear DUBUS Reader!

Welcome to issue 2/2009. We think that this time we present some really exciting articles. Amazing, what G0KSC has found! We want to thank Justin for the honour that he selected DUBUS to publish his article first.

Not less exciting is the third part of the article from VK7MO and his fellows about optical communications. We are curious to know who will try this also in Europe?

Thanks also to all other contributors of this issue! A special thanks goes to Ian GM3SEK and Roger GM4PMK. Both are editing and correcting all the English versions of the articles from the non native English speakers for many years now and guarantee for really high quality.

With the main "propagation season" ahead we hope to receive many reports from you for our next issue. Have fun in the summer working Es, MS, RS, FAI....

Indications from the solar cycle let us expect a very good Es season this year again. So, go ahead and work all the JAs on 6m and EA8s on 2m! ☺

Several interesting activities and record attempts are announced for summer 2009. We keep fingers crossed that at least some of them will be successful.

And as usual: Please keep sending your reports and technical articles.
Thank you!

Have a nice summer with a lot of DX!

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

Liebe DUBUS Leser!

Willkommen zur Ausgabe 2/2009. Wir glauben, dass wir in dieser Ausgabe einige sehr spannende Artikel präsentieren. Erstaunlich, was G0KSC entdeckt hat! Wir möchten uns bei Justin bedanken, dass er DUBUS für die Erstveröffentlichung seines Artikels ausgesucht hat. Nicht weniger spannend ist der 3. Teil des Artikels von VK7MO & Co. über optische Kommunikation. Wir fragen uns, wer das nun auch in Europa ausprobieren wird?

Ein Dankeschön auch an alle anderen Autoren dieser Ausgabe! Ein besonderer Dank geht an dieser Stelle an Ian, GM3SEK und Roger, GM4PMK. Beide editieren und korrigieren seit vielen Jahren alle englischen Versionen der Artikel, die von nicht englischsprachigen Autoren stammen und garantieren für hohe Qualität!

Wir haben die Haupt-DX-Saison vor uns und hoffen deshalb, viele Berichte für unsere nächste Ausgabe zu erhalten. Viel Spass bei Es, MS, RS, FAI...

Der Verlauf des Sonnenfleckenzyklus lässt uns eine sehr gute Es-Saison für dieses Jahr erwarten. Also, los geht's ans Abarbeiten der Japaner auf 6m und der EA8er auf 2m! ☺

Es sind außerdem interessante Aktivitäten und Rekordversuche für diesen Sommer angekündigt. Wir drücken die Daumen, dass wenigstens einige davon erfolgreich sein werden.

Wir bitten wieder - wie üblich - alle weiter um Einsendung von Aktivitätsberichten und technischen Artikeln.

Vielen Dank!

Wir wünschen einen schönen Sommer mit viel DX!

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

Mid-latitude Sporadic E on 50 MHz

- long distance propagation in the solar cycle minimum

by Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE

During the last few years many DX contacts took place on the 6m amateur band which covered distances up to 6000, 8000 and even over 10000km. 99% of these contacts took place within the well known 6m (single hop) and 2m summer sporadic E season, i.e. from May to August in the northern hemisphere. Although this is a strong indication that 6m contacts above the typical maximal one hop distance of about 2300km, namely multihop or chordal hop propagation, are also caused by Sporadic E, several radio amateurs have questioned this. Some of them suggested that ordinary F2 propagation was the responsible mode, others postulated another new mode, like a kind of duct, which may exist in the middle of the extraordinary long paths of 8000 to 10000km. Due to the lack of data it has not been possible so far to study a statistically significant distance distribution of long distance 6m QSOs which took place in the solar cycle minimum. There are two main reasons for this: This propagation is rare, not many contacts are usually made and there are very few geographical regions which allow distance distributions in relation to possible hops to be examined.

For example, contacts from Europe to the Caribbean would not be very suitable as the assumed touchdown point of the first and second hop are in the ocean and thus there is no proof of touchdown at all. Also, the Caribbean islands are geographically scattered and would not allow any reliable results as no definite distance distribution could be measured. It is no surprise that the above mentioned opinion, that all this propagation is F2, comes from a very well known 6m DXer who is resident in the Caribbean. In fact he must get the impression that he works plain 6000 to 8000 km paths into Europe and the Mediterranean without any "stops" in between as there is no island and thus no beacon in the middle of the path. However it is well known that the F2 maxima are in autumn and winter and a high SFI is needed to enable 6m F2 propagation, at least in the temperate EU and NA area. Thus F2 should be excluded as a possible mechanism in this case.

The other group of amateurs, who postulate an unknown special propagation mechanism, are probably inspired by the amazing 6m propagation between Japan and Europe Japan and NA, respectively. This also usually takes place around the summer solstice and was called summer solstice short path (SSSP) propagation, a name introduced by JE1BMJ. Despite the similarity between the peak of this propagation in June/July and normal 6m and 3m/2m mid-latitude Es, the exotic path over arctic regions possibly inspired them to think about unknown propagation modes. Also here we have the problem that long parts of the observed paths go over uninhabited areas in northern Russia where are no 6m operators or beacons, of course. Thus from the view of a JA operator, not much or nothing is heard from the possible first, second and third hop, except some indications from Russian 48MHz TV transmitters which mostly are also not really on the right path line. This could be the reason for the JAs to consider something different or special like our operator in the Caribbean.

A comparison between the distribution of the 159 6m transatlantic Es days from the years 2006, 2007 and 2008 as observed by CT1HZE, and the long term distribution of 1002 2m ES days from central Europe from the last 35 years is shown in Figure 1. Although the 6m data are only from 3 years one can clearly see that the distribution is quite similar to the 2m one.

A comparison between the 58 days in 2008 with 6m transatlantic propagation (again as observed from CT1HZE) and days with 3m and/or 2m Es propagation (in NA and/or EU) is shown in Fig. 2.

The days were classified simply with the index 5, 10 or 15 for subjective expressions like "decent", "good" and "strong" depending on the length of the openings and number of QSOs worked. One can see that the 6m transatlantic season covers the same period as the 2m/3m summer Es season.

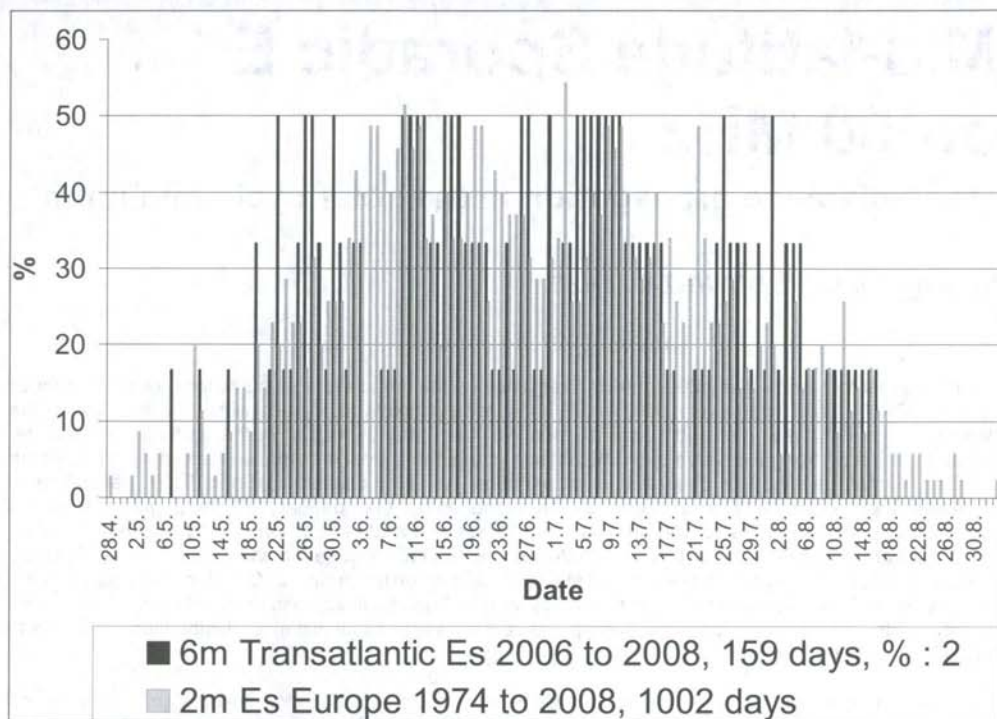


Fig. 1 Distribution of European 2m Es and 6m Transatlantic Es days.

One of the best locations for transatlantic propagation is definitely the Iberian peninsula. Jose, EA7KW, is famous for his outstanding results on 6m and he has observed 6m transatlantic propagation on several days every summer for the last 15 years. From 1995 to 2004 he counted 1617 transatlantic Es contacts. See Fig. 3. There was a clear minimum in 1997 with about 10 QSOs and the good years brought some 240 QSOs e.g. 1995, 2000 and 2003. Although this figure covers "only" 10 years it is remarkable if we compare it with the 35 year long term graph of mid-latitude Sporadic E on 2m that was published in (1) and (2). One can see that 1997 is a long term minimum for 2m Es and 6m transatlantic Es. The better years also show some good agreement, but a more detailed analysis would definitely be necessary. Although a relatively high number of QSOs took place in the summers before 2005 as mentioned above, there are probably not sufficient data to show a narrow scaled distance distribution that covers paths into a possible 3rd and 4th hop.

In 2006, 2007 and especially in 2008 the number of QSOs between Portugal and North America far exceeded the numbers in previous years. In 2008 between May 19th and August 16th CT1HZE had more than 1900 QSOs with NA (a few of them with SA) from southern Portugal. On 58 different UTC calendar days 6m transatlantic propagation was observed, the band open for a total about 6386 minutes. This is about 106 hours or 4.4 days. The band was observed for over 1500 hours and the missed band openings are assumed to be only about 3 to 4 hours (from cluster data and information from other EA and CT stations). On 46 of the 58 above-mentioned days there was propagation to the USA, Canada and Mexico (about 1700 QSOs). The data from QSOs on these days were used in the study presented here.

Stations from the closest part of NA heard were in VO1, Newfoundland and the VO1ZA beacon, of course, at a distance of about 3750km. The best DX were stations in California in grids DM03/04/13 at over 9250km. Due to the high number of QSOs there are sufficient data for distances from 4000 to 9000km. As a first step the number of days with 6m propagation per grid square was counted. See Fig. 4. At first glance one can see a lot of days for the east coast, fewer for W5, 8 and 9, fewer again for W0 and 7 and least for W6.

Surely this is what one would expect as the longer path is the more difficult for several simple reasons such as the path loss. The approach using the days per square and not single 6m QSOs was chosen in order to average QSO numbers with extremely active stations, like N3DB, K2MUB, K1TOL, K1SIX, VE1YX etc. a bit. Some of them were worked 3 or 4 times on a single day and this would distort the picture unnecessarily.

The next step was the calculation of the distance between CT1HZE (IM57NH) and the middle of each of the 161 different NA grids worked in 2008 e.g. FN41MM, EM70MM, EL98MM etc. This sufficiently averages the different locations of the stations that were worked from the same square. The number of days per 100 km slot was counted and the result is shown in Fig. 5.

Results

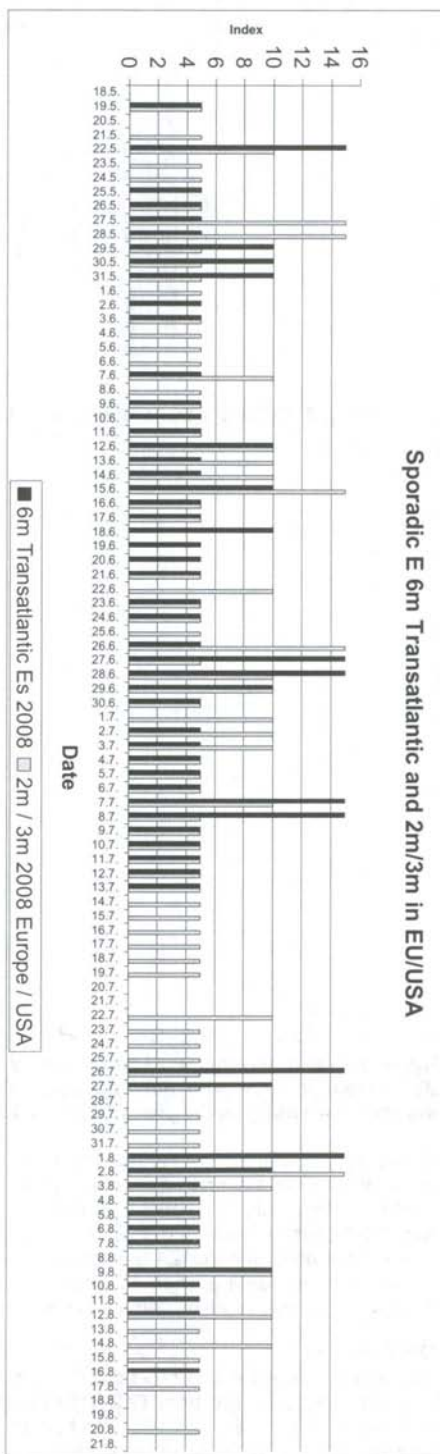
The third hop

Initially one can see a dominant Gaussian-like distribution centred around 6000km distance (possibly caused by 3 x 2000km hops) that rises smoothly from about 4500km (3 x 1500km hop) and falls quite sharply at about 6900km (3 x 2300km hop). This shape can be easily ascribed to the Es skip geometry as the known maximum single hop distance is about 2200 to 2300km. For 3 hops this results in a maximum distance of about 6900km. Thus it is no surprise to find a sharp drop at 7000km distance. On the left side of the curve one would expect a smooth rise as there is the possibility of different shorter hop distances, e.g. 3 x 1600, 3 x 1550, 3 x 1500, 3 x 1450km. Theoretically there is almost no limit in the direction further down but the probability of the necessary relatively high MUF in a chain in line over a long distance is quite low as we know from extensive transatlantic tests on 70MHz which were made in 2007 and 2008. Thus it is quite plausible that we see a start of the curve in the 4500km range.

The second hop

The target area of the proposed second hop is Newfoundland (VO1). Although there are a few 6m operators, there is no retired full-time amateur there like the several in the U.S. As the closest distance between CT1HZE and VO1 is about 3750km there is also no possibility of finding a nice Gaussian-like distribution as we did for the third hop, as the closer distances from 3000 to 3700km are all in the Atlantic Ocean. Fortunately there is the VO1ZA 6m beacon operational from GN37JS. On at least 18 (that is about 40%) of the 46 NA days the VO1ZA beacon was also heard by CT1HZE and this is visible as the peak for the second hop in Fig. 5. On less than 50% of the days where VO1ZA was heard were VO1 stations worked. Thus we can see that the lack of active VO1 stations is also keeping the counts for the second hop in the range between 3800 and 4600km quite low.

Fig. 2 (right): 6m Transatlantic Es and 2m/3m Es in NA/EU - a nearly identical season



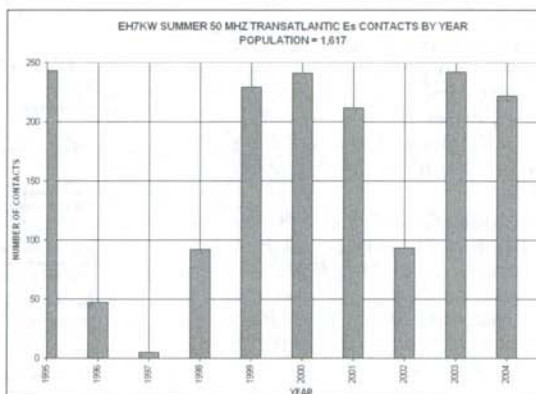


Fig. 3 EA7KW's transatlantic 6m QSOs from 1995 to 2004 (Source: K1SIX website)

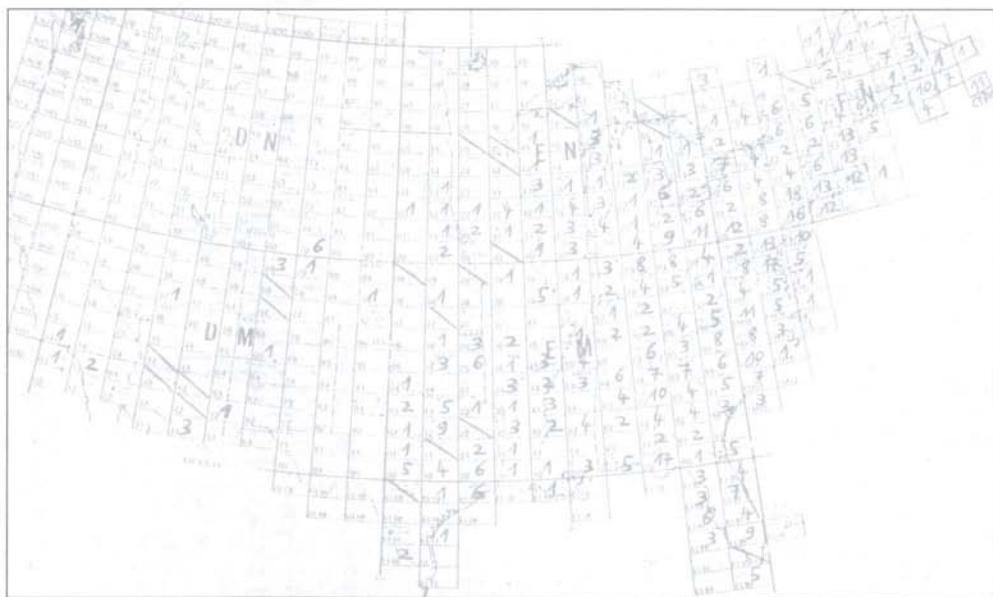


Fig. 4 NA grid squares worked on 6m by CT1HZE: The figures indicate the number of different UTC calendar days with 6m openings in summer 2008. The diagonally marked squares were worked additionally in the years 2005 to 2007.

As the VO1ZA beacon is only running 10W to a $\frac{1}{4}$ lambda vertical antenna, it is very likely that many openings between CT and VO1 were not detected. I assume that a 100W VO1 beacon would double the number of days from 18 to about 36. Furthermore, the VO1 beacon is geographically not perfectly in line with all NA counted areas, e.g. Florida, where several "exclusive" days were counted.

On the other hand, the VO1ZA beacon was spotted by NA stations on the OH2BUA cluster on 15 different days in summer 2008 and on 14 of these days NA also worked into CT on 6m. For the NA stations VO1ZA/B of course represents the first hop.

The first hop

The target area of the first hop from CT is the Azores Islands (HM68, HM49). Although there are some very active stations qrv from CU3 (HM68) these are on the band mostly during their local evening. Fortunately there is the CU3URA 6m beacon operational from HM68. This beacon was recorded on at least 40 (!) of the 46 NA days, this is >80%.

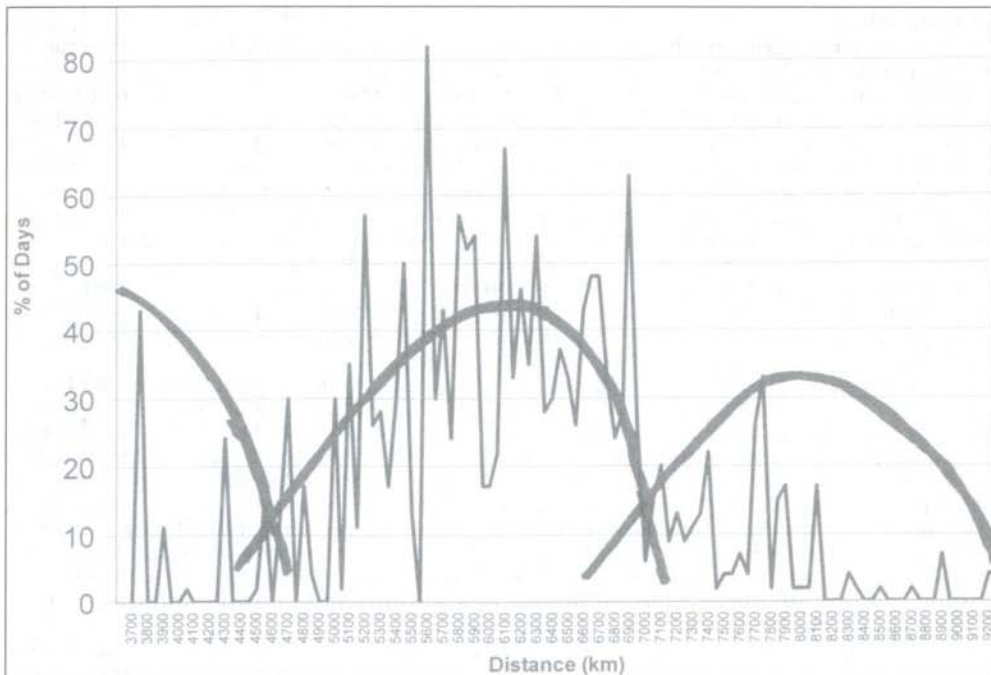


Fig. 5 Distance distribution of the 848 NA 6m 2008 "squaredays" from Fig. 4. Bold curves indicate the assumed second, third and fourth Es hop. Note the nice distribution of the 3rd hop with the sharp decay at 7000km distance.

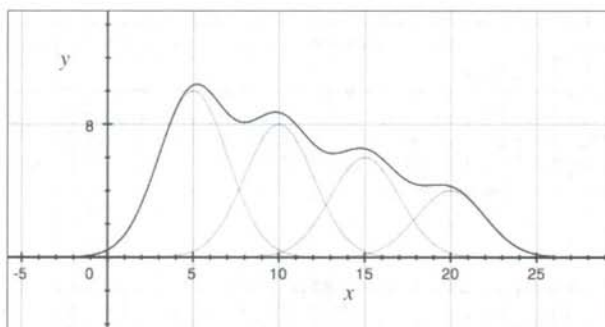


Fig. 6 Illustration of the theoretical result (bold black line) of overlapping perfect Gaussian distributions. In reality Es distances can not really have a Gaussian distribution at the end of the right side of the curve due the geometrical limit due to the height of the E layer. (Source DF5AI)

The distance from CT1HZE to the beacon is about 1600km. This is may be a bit lower than optimal. In July 2008 the proposed new CU8 6m beacon was operational for a few days from HM49KL. The distance to this beacon is about 1950km. During this period the CU8 beacon was observed several times during NA openings when the CU3 beacon was not audible. Thus I assume that the CU8 beacon will be audible during well above 90% of all NA openings. As the current activity and the CU3 beacon are all concentrated in the HM68 and HM77 grid, there is no Gaussian like curve obtainable as most of the relevant distances are located again in the Atlantic ocean. This should not be a big problem as the geometry and distance distributions of single hop 6m Es QSOs are not disputed.

The fourth hop

As we have found already with three hops at about 2000, 4000 and 6000km the next hop should be expected at about 8000km. As the path loss rises significantly with the number of hops it is no surprise that the number of QSOs will be "much" less than for 3-hop. Another very important thing to consider is that 95% of all worked target areas of the 3-hop have their origin in a reflection on the water in the Atlantic Ocean. See Fig. 7 for target areas of the second and third hop. This is true for all (100%) worked target areas of the first and second hop, of course. However, the target areas of a possible fourth hop may be worked only via land reflection or by reflection from lakes and rivers. The first would imply that higher power levels may be necessary and the second that certain target areas may be preferred. If we take again the single maximum hop distance of about 2300km we come to a maximum workable distance of about 9200 km. This distance was worked on a few days in 2008 (and also in previous years). The starting distances of the fourth hop of about $4 \times 1500 \text{ km} = 6000\text{km}$ to about 6900km is masked by the third hop already. QSOs that are certainly countable for the fourth hop range start at about 7100 km. Although there is only one distinct peak at about 7700km there is a good number of day counts for the fourth hop and most distances of the target range were reached.

We have to take into account that in huge regions of the target area of the fourth hop there are NO 6m operators at all, e.g. DL99, DM90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97 and DM80 to 89 and DM70 to 78. At least there are no dedicated 6m OPs that are trying to work Europe. Also in the years 2005 to 2007 no station was worked from these squares. However, this is exactly the 8000 to 8300km range that is underrepresented in the curve in Fig. 5. It seems to be a general problem that many US stations, especially in the target area of the fourth hop west of the EM field do not know or care about possible 6m propagation to Europe during the summer Es season. I believe that this is one reason for the not so clear Gaussian shape of the curve of the fourth hop. In past summers on several occasions stations from Montana (DN26 area) were heard on 6m in US contests, but it was not possible to get their attention. This is also in the 8000 to 8100km range. So we also have the expected propagation there, although the northern paths to the CN and DN fields are certainly rarer.

In order to show that the 2008 season is quite representative, in Fig. 4 the 22 squares additionally worked in the years 2005 to 2007 are marked with a diagonal line. This shows that the areas that were worked in over 2000 6m QSOs from 2005 to 2007 are more or less the same as in the 2008 season.

The fifth hop?

The target range for a possible fifth hop would be 7500 to 11500km. A huge part of this range overlaps with the fourth hop. Since there is no more land, as California ends for me at a distance of about 9300km, it is not possible to have QSOs at these distances and get the necessary data for a possible peak at about 10000km. Although there is a slight indication of a rise at 8900 and 9200km in the curve of Fig. 5 the counts are too low to be significant.

A distance distribution for the fifth (and fourth) hop could be derived from the data of 6m QSOs between Japan and the US in summer 2008. JE1BMJ has worked more than 400 QSOs in this season to the US and as 100 of these QSOs were in the range from 10000 to 11000km, and 20 from 11000 to 12000km it looks very much as though the expected distribution is also apparent here. Hopefully JE1BMJ will publish his detailed results soon in another article.

Conclusion

The distribution of the transatlantic distances worked on 6m in summer 2008 showed clearly the existence of a first and second hop which are well correlated with a Gaussian-like distributed third hop and also a slightly weaker peak for the fourth hop. This result can be well explained with the common simple hop theory. Due to the overlap between the target ranges, in general all distances should be workable up to maybe 15000km. This was verified by the EU-NA QSOs up to 9250km and probably by the JA-NA QSOs up to 11500km. If the chordal propagation model plays a significant role in these long paths one would expect a more equal distribution of the worked distances and no distinct maxima and minima. The almost perfect shape of the distance distribution of the third hop with the borderlines to the second and fourth hop significantly confirms the presence of certain returning hops between 1500 and 2300km. Apparently hops of between 1800 and 2200km lead to the most worked distances in the target areas of the second, third and fourth hop.

Fig. 6 shows an illustration of the theoretical result (bold black line) of overlapping perfect Gaussian distributions. In reality Es distances cannot be really Gaussian distributed at the end of the right side of the curves because of the geometrical limit due to the height of the E layer. Thus the minima of the bold black line in Fig. 6 should be deeper in reality. This is in good agreement with the results from the 2008 season shown in Fig. 5.



Fig. 7 Simulation of the hop target ranges and areas with the Beamfinder software (by DF5AI) assuming a constant height of 105 km for the E layer. For better illustration a minimum hop distance of 1700km and a maximum of only 2200km was set.

The first, third, fifth, seventh and eighth (!) circle from IM57NH is equivalent to the "beginning" of the hop areas of the first, second, third, fourth and fifth hop. i.e. 1700, 3400, 5100, 6800 and 8500km. The second, fourth, sixth, ninth (!) and eleventh circle from IM57NH is equivalent to the "end" of the hop areas of the first, second, third, fourth and fifth hop, i.e. 2200, 4400, 6600, 8800 and 11000km. Corresponding hop widths for the first to fifth hop are 500, 1000, 1500, 2000 and 2500km! Note that under more realistic conditions with hops between 1500 and 2300km the second and third hop's target areas already start to overlap. This overlap effect becomes really dramatic for any area from the beginning of third hop and enables us to work theoretically any distance and masks that hops are involved.

The target area of the second hop is depicted by black marked squares in the GN and GO fields. The target area of the third hop is depicted by black marked squares in the EL, EM, EN, EO, FL, FM, FN, FO fields. The grey marked squares in the EN/EO fields can be reached only by reflection of the second hop on land areas. All black marks indicate that the previous reflections on the earth's surface took place on areas with water.

Mostly areas west of the marked squares (i.e. beyond 6900km) in the US can be reached only by a land reflection for the fourth hop. Some areas in SW Texas can be reached with a fourth hop that has the touchdown on the water! Certain parts of the W6/7 area can be reached by a touchdown for the fourth hop on the Great Lakes. This is quite in accordance with the findings in Fig. 3. Note that target areas in the water are not marked at all.

The QSOs from CT to the Caribbean are all in the range of the third hop and it is not too surprising that there were at least 16 days recorded with propagation to KP4 (FK68), as Puerto Rico is located exactly at 6000km - in the peak distance of the third hop. In addition, 4 hop QSOs to the Caribbean and South America were worked in the past over a range from 7500 to 7900km (e.g. FJ09, FJ26, EK57). Due to the lack of resident stations and the geographical shape of Central America and the Caribbean it is impossible to get significant data from this region.

The results from the QSOs between NA and Japan and also between Europe and Japan most probably confirm a similar scenario for the fifth hop. The best distance that was worked so far from JA to Europe is a QSO between JE1BMJ and CT1HZE over 11287km = 5 x 2257km. During this QSO CT1HZE observed also signals from the target area of the first hop (PA/DL) and second hop (northern Scandinavia). In the 2008 summer Es season about 230 different grid squares were worked from North America and the Caribbean by CT1HZE. See you in the next opening on 6m! 73 Joe

Addendum: 70 MHz

As reported in DUBUS issue 3/2008 on page 109 a 4m/6m cross band transatlantic QSO took place between W3EP and CT1HZE on July 12th 2008 over a distance of 5334km. This distance fits well into the peak region of the third hop and would mean a 3 x 1778km hop.



Fig. 8 A few of the received 6m QSL cards for the 2008 Es season – for most of them CT was a new DXCC and for quite a few even the first 6m QSO with Europe.



Fig. 9 CT1HZE's takeoff to the U.S. over the Atlantic Ocean with 5 element M2 Yagi for 6m

References

- (1) Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE, Mid-latitude Sporadic E on VHF in correlation to the 22-year magnetic cycle of the sun, DUBUS 1/2008, p.9-22
- (2) Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE, Sporadic-E Summary 2008 – 144 MHz, Addendum – and forecast for 2009, DUBUS 4/2008, p.117-118

Sporadic-E der mittleren Breiten auf 50 MHz

- Ausbreitung über lange Strecken im Sonnenfleckennminimum

von Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE

In den letzten Jahren gab es viele DX-Verbindungen im 6m-Band über Distanzen von 6000, 8000 und sogar bis über 10.000 km. 99% dieser Kontakte fanden exakt innerhalb der bekannten 6-m-(Einfachhop-) und 2-m-Sommer-Es-Saison statt, d.h. auf der Nordhalbkugel von May bis August. Obwohl dies bereits ein starkes Indiz dafür ist, anzunehmen, dass die 6m-Verbindungen oberhalb der typischen maximalen Einsprungdistanz von etwa 2300km auch durch Sporadic-E verursacht werden, nämlich Mehrfachhop- oder „Zieharmonica-Hop“-Ausbreitung, wird dies von einigen Funkamateuren in Frage gestellt.

Einige von ihnen sind der Meinung, dass es sich um normale F2-Ausbreitung handelt, andere postulieren eine andere, neue Ausbreitungsart, eine Art Duct, eventuell in der Mitte der außerordentlich langen überbrückten Strecken von 8000 bis 10000 km. Aufgrund des Fehlens von Daten war es bisher nicht möglich, eine statistisch signifikante Entfernungsverteilung von Weitverbindungen im 6m-Band im Sonnenfleckennminimum zu erstellen. Dafür gibt es zwei hauptsächliche Gründe: Dieser Ausbreitungstyp tritt selten auf und es werden generell nicht so hohe QSO-Zahlen erreicht und es gibt nur sehr wenige geografische Regionen, die es ermöglichen könnten Entfernungsverteilungen in Relation zu möglichen Sprüngen zu beobachten.

Z.B. wären die Verbindungen von Europa in die Karibik nicht sehr geeignet, weil die angenommenen Reflektionsgebiete des ersten und zweiten Sprungs auf der Erde im Ozean liegen und es damit keinen Beweis geben würde. Auch liegen die Karibischen Inseln geografisch so verstreut, dass zuverlässige Ergebnisse kaum möglich wären, weil keine Entfernungsverteilung gemessen werden kann. So ist es keine Überraschung, dass obige Meinung, dass alles F2-Ausbreitung ist, von einem bekannten 6m-DXer aus der Karibik stammt. Tatsächlich muss er den Eindruck haben, dass er direkte 6000 oder 8000km-Strecken nach Europa und in den Mittelmeerraum arbeitet, ohne dass irgendwelche Zwischenhops involviert sind, da es keine Inseln mit Baken oder OPs dazwischen in der Mitte des Pfads gibt. Es ist jedoch hinreichend bekannt, dass F2-Ausbreitung Maxima im Herbst und Winter hat und ein hoher solarer Flux dafür zumindest in den gemäßigten Regionen, wie EU und NA, nötig ist. Folglich sollte man F2 als möglichen Mechanismus in diesem Fall ausschließen.

Eine andere Gruppe von Funkamateuren, die einen unbekannten speziellen Mechanismus bei dieser Ausbreitung vermutet, wird wahrscheinlich durch die erstaunliche 6m-Ausbreitung zwischen Japan und EU bzw. NA inspiriert. Diese findet gewöhnlich auch um die Sommersonnenwende herum statt und wurde deshalb auch SSSP (summer solstice short path) genannt, eine Bezeichnung die von JE1BMJ eingeführt wurde. Trotz der Übereinstimmung des zeitlichen Maximums dieser Ausbreitung im Juni/Juli mit dem der normalen Es der mittleren Breiten auf 6m und 3m/2m, hat die exotische Strecke über arktische Regionen wahrscheinlich dazu inspiriert, über unbekannte Ausbreitungsmechanismen nachzudenken. Auch hier haben wir wieder das Problem, dass lange Teile der beobachteten Strecken über unbewohntem Gebiet im Norden Rußlands verlaufen, wo es natürlich weder 6m-Amateure noch Baken gibt.

Aus Sicht eines Japaners ist nicht viel oder nichts von einem möglichen ersten, zweiten und dritten Hop hörbar, außer einigen russischen TV-Sendern auf 48 MHz, die aber größtenteils auch nicht direkt auf dem Pfad liegen. Das könnte der Grund für die Japaner sein, etwas Anderes oder Spezielles zu vermuten, ähnlich wie der OP in der Karibik.

Ein Vergleich der Verteilung von 159 6m-Transatlantik-Tagen aus den Jahren 2006, 2007 und 2008, wie sie bei CT1HZE festgestellt wurden, mit der Langzeitverteilung von 1002 2m-Es-Tagen aus Mitteleuropa aus den letzten 35 Jahren zeigt Abb. 1. Obwohl die 6m-Daten nur aus 3 Jahren stammen, kann man klar sehen, dass die Verteilung weitestgehend gleich derjenigen auf 2m ist.

Ein Vergleich zwischen den 58 Tagen mit 6m Transatlantik-Öffnungen in 2008 (wieder die Daten von CT1HZE) mit den Tagen mit 3m und /oder 2m Es-Ausbreitung (in NA und/oder EU) ist in Abb. 2 gezeigt. Die Tage wurden mit dem Index 5, 10 oder versehen, der für die subjektiven Bezeichnungen „leicht bis mittelmäßig“, „gut“ und „stark“ steht, je nach Länge der Öffnung und QSO-Zahl. Man kann erkennen, dass die 6m-Transatlantik-Saison in der selben Zeit liegt, wie die 2m/3m-Sommer-Es-Saison.

Abb. 1 Verteilung der Tage mit 2m Es in Europa und der Tage mit 6m-Transatlantik-Es

Einer der besten Standorte für Transatlantik-Ausbreitung ist sicherlich die Iberische Halbinsel. Jose, EA7KW, ist berühmt für seine hervorragenden Erfolge auf 6m und er hat 6m-Transatlantik-Ausbreitung in jedem Sommer an mehreren Tagen in den letzten 15 Jahren beobachtet. Von 1995 bis 2004 hat er 1617 Transatlantik-Es-Verbindungen gezählt. Siehe Abb. 3. Es gab ein klares Minimum 1997 mit nur etwa 10 Verbindungen und die besten Jahre erbrachten etwa 240 QSOs, z.B. 1995, 2000 und 2003. Auch wenn diese Abb. „nur“ 10 Jahre abdeckt, ist es bemerkenswert, wenn wir sie mit den Langzeit-Zahlen aus 35 Jahren für 2m Es vergleichen, die in (1) und (2) veröffentlicht wurden. Man kann sehen, dass 1997 ein Langzeitminimum für 2m Es und 6m Transatlantik-Es war. Auch bei den besseren Jahren gibt es eine gute Übereinstimmung, eine genauere Analyse ist hier aber noch nötig. Obwohl es die erwähnten hohen QSO-Zahlen in den Sommern vor 2005 gab, wären diese wahrscheinlich nicht ausreichend genug, um eine engmaschige Entfernungsverteilung aufzuzeigen, die Pfade in einen möglichen 3. und 4. Sprung hinein abdeckt.

In den Jahren 2006, 2007 und besonders 2008 war es möglich, QSO-Zahlen zwischen Portugal und Nord-Amerika zu erzielen, die diejenigen der vorherigen Jahre bei weitem übertrafen. Im Jahr 2008 war es CT1HZE möglich, von Süd-Portugal aus mehr als 1900 Verbindungen mit NA (einige davon mit SA) zwischen dem 19. Mai und 16. August zu tätigen. An insgesamt 58 verschiedenen UTC-Kalendertagen wurde 6m-Transatlantikausbreitung beobachtet, mit etwa 6386 Minuten, an denen das Band offen war. Das sind 106 Stunden oder 4.4 Tage. Das Band wurde insgesamt über 1500 Stunden beobachtet und die versäumten Bandöffnungen werden mit nur 3 bis 4 Stunden (anhand von Cluster-Daten und Informationen von anderen EA und CT-Stationen) angenommen. An 46 der 58 erwähnten Tagen gab es Ausbreitung in die USA, Kanada oder Mexiko (ungefähr 1700 QSOs). Die Daten und Tage dieser QSOs wurde für die hier präsentierte Untersuchung verwendet.

Der für CT1HZE dichteste beobachtbare Punkt in NA sind Stationen in VO1, Neufundland und natürlich die VO1ZA-Bake, mit einer Entfernung von etwa 3750km. Das beste DX waren Stationen in Kalifornien in den Feldern DM03/04/13 über 9250km. Aufgrund der hohen Zahl von Verbindungen gibt es ausreichend Daten für die Entfernungen von 4000 bis 9000km. Als erster Schritt wurde die Anzahl von Tagen mit 6m-Öffnungen pro Locatorfeld ausgezählt. Siehe Abb. 4. Auf den ersten Blick kann man viele Tage für die Ostküste sehen, weniger für W5, 8 und 9 und wieder weniger für W0 und W7 und am wenigsten für W6. Natürlich ist es das, was man erwarten würde, da je weiter weg, desto schwieriger - aus mehreren einfachen Gründen, z.B. der Streckendämpfung. Der Ansatz die Tage pro Feld auszuwerten und nicht die einzelnen 6m-Verbindungen wurde gewählt, um die QSO-Zahlen mit extrem aktiven Stationen wie N3DB, K2MUB, VE1YX etc. etwas auszugleichen. Einige von diesen wurden 3 oder 4 mal an einzelnen Tagen erreicht und würden damit das Bild unnötig verzerren.

Abb. 2 6m Transatlantik-Es und 2m/3m Es in NA/EU – eine nahezu identische Saison

Abb. 3 EA7KW's 6m-Transatlantik-QSOs von 1995 bis 2004 (Quelle: Webseite K1SIX)

Abb. 4 Großfelder in Nordamerika, die auf 6m von CT1HZE erreicht wurden: Die Zahl gibt die Anzahl verschiedener UTC-Kalendertage mit 6m-Öffnungen im Sommer 2008 an. Die diagonal markierten Felder wurden zusätzlich in den Jahren 2005 bis 2007 erreicht.

Der nächste Schritt war die Berechnung der Entfernung zwischen CT1HZE (IM57NH) und der Mitte jedes der 161 im Jahr 2008 gearbeiteten Felder in NA, z.B. FN41MM, EM70MM, EL98MM usw. Das mittelt die verschiedenen Standorte der Stationen, die aus dem selben Feld gearbeitet wurden, ausreichend aus. Die Anzahl von Tagen pro 100-km-Abschnitt wurde ausgezählt und das Ergebnis zeigt Abb. 5.

Ergebnisse

Der dritte Sprung

Auf den ersten Blick kann man eine dominierende Gaus-ähnliche Verteilung um die Distanz von 6000km erkennen, die möglicherweise durch 3 Sprünge a 2000km verursacht wird. Diese Verteilung steigt allmählich ausgehend von ca. 4500 km (3 x 1500km Sprung) an und fällt ziemlich scharf bei etwa 6900km (3 x 2300km Sprung) ab. Dieser Verlauf kann sehr gut mit der Es-Geometrie erklärt werden, weil die maximale Einsprung-Distanz etwa 2200 bis 2300 km beträgt. Für 3 Sprünge ergibt sich damit eine maximale Distanz von etwa 6900km. Folglich ist es keine Überraschung in der Realität einen scharfen Abfall bei 7000km zu finden.

Auf der linken Seite der Kurve sollte man ein allmählicheren Anstieg erwarten, weil es dort die Möglichkeit verschiedener Kombinationen von kürzeren Sprung-Distanzen gibt, z.B. 3 x 1600km, 3 x 1550km, 3 x 1450km. Theoretisch gibt es keine Grenze weiter nach unten, aber die Wahrscheinlichkeit für die nötige relativ hohe MUF in einer Kette in einer Linie über eine lange Distanz ist ziemlich niedrig, wie wir von intensiven Transatlantik-Versuchen auf 4m wissen, die 2007 und 2008 durchgeführt wurden. Folglich ist es recht plausibel, einen Beginn der Kurve im Bereich von 4500km zu sehen.

Der zweite Sprung

Das Zielgebiet für den zugehörigen zweiten Sprung liegt in Neufundland (VO1). Obwohl es dort einige 6m-OPs gibt, gibt es keinen einzigen Vollzeitamateure, so wie es einige in den USA gibt. Weil die kleinste Distanz zwischen CT1HZE und VO1 etwa 3750 km beträgt, gibt es auch keine Möglichkeit, eine schöne Gaussche Verteilung zu finden, so wie für den 3. Sprung, weil die kürzeren Distanzen von 3000 bis 3700km alle im Wasser des Atlantiks landen. Zum Glück gibt es die 6m-Bake VO1ZA aus GN37JS. An wenigstens 18 (das sind etwa 40%) der 46 NA-Tage wurde die VO1ZA-Bake von CT1HZE auch gehört und dies ist als Spitze für den zweiten Sprung in Abb. 5 sichtbar. An weniger als 50% der Tage, an denen VO1ZA gehört wurde, wurden auch VO1-Stationen gearbeitet. Daran kann man ersehen, dass das Fehlen aktiver VO1-Stationen auch die Zahlen für den zweiten Sprung im Bereich von 3800 bis 4600km recht niedrig bleiben lässt.

Abb. 5 Verteilung der Entfernung von 848 NA 6m "Feldtagen" des Jahres 2008 aus der Abb. 4. Die schwarzen Kurven markieren den angenommenen zweiten, dritten und vierten Es-Sprung. Man beachte die schön gleichmäßige Verteilung des 3. Sprungs mit dem scharfen Abfall bei der Entfernung von 7000km.

Abb. 6 Illustration des theoretischen Ergebnisses (dicke schwarze Linie) von sich überlappenden perfekten Gaus'schen Verteilungen. In der Realität können via Es überbrückte Entfernungen an der rechten Seite der Kurve nicht wirklich Gaus'sch verteilt sein, weil die Geometrie der Es-Ausbreitung durch die Höhe der E-Schicht eine Begrenzung bewirkt. (Grafik: DF5AI)

Weil die VO1ZA-Bake nur mit 10 Watt an einem $\frac{1}{4}$ Lamda-Vertikalstrahler arbeitet, ist es sehr wahrscheinlich, dass viele Bandöffnungen zwischen CT und VO1 nicht erfasst werden. Ich nehme an, dass eine 100-Watt-Bake auf VO1 die Zahl der Tage von 18 auf 36 verdoppeln würde. Außerdem ist die VO1-Bake geografisch nicht perfekt in einer Linie liegend mit allen als NA gezählten Gebieten, z.B. Florida, wo diverse „exklusive“ Tage gezählt wurden.

Umgekehrt wurde die VO1ZA-Bake von NA-Stationen im Sommer 2008 an 15 verschiedenen Tagen im OH2BUA-Cluster gemeldet und an 14 dieser Tage wurde von NA auch CT auf 6m erreicht. Für die NA-Stationen repräsentiert die VO1ZA-Bake selbstverständlich den 1. Sprung.

Der erste Sprung

Das Zielgebiet für den zugehörigen ersten Sprung von CT sind die Azoren (HM68, HM49). Obwohl es einige sehr aktive Stationen auf CU3 gibt (HM68), beschränkt sich deren Aktivität meist auf deren Abend. Zum Glück gibt es die CU3URA 6m-Bake aus HM68. Diese Bake wurde an wenigstens 40 (!) der 46 NA-Tage beobachtet, das sind über 80%. Die Entfernung von CT1HZE zu dieser Bake beträgt etwa 1600km. Dies ist eventuell etwas niedriger als optimal. Im Juli 2008 war für einige Tage die geplante neue 6m Bake von CU8 (HM49KL) in Betrieb. Die Entfernung zu dieser Bake beträgt 1950km. Während dieser Periode wurde die CU8-Bake mehrfach während NA-Öffnungen gehört, wobei die CU3-Bake nicht hörbar war. Deshalb nehme ich an, dass die CU8-Bake bei über 90% der NA-Öffnungen hörbar sein wird. Weil die gegenwärtige Aktivität und die CU3-Bake alle nahe des HM68-Feldes konzentriert sind, kann man keine Gaus'sche Verteilung erhalten, zumal fast alle zugehörigen Entfernungen wieder im Atlantischen Ozean enden. Dies ist aber kein großes Problem, da die Geometrie und Entfernungsverteilungen von Einsprung-QSOs nicht zur Diskussion stehen.

Der vierte Sprung

Da wir bereits Sprünge bei 2000, 4000 und 6000 km gefunden haben, sollte der nächste Sprung bei etwa 8000km erwartet werden. Da mit der Anzahl der Sprünge die Streckendämpfung signifikant ansteigt, ist es keine Überraschung, dass die Zahl der Verbindungen „viel“ geringer sein wird, als für den 3. Sprung. Eine weitere wichtige zu berücksichtigende Sache ist, dass 95% der gesamten Zielregionen des 3. Sprungs durch Reflektionen auf dem Wasser des Atlantiks erreicht werden. Siehe Abb. 7 für die Zielregionen des 2. und 3. Sprungs. Das gilt natürlich für alle (100%) der erreichten Zielregionen des des ersten und zweiten Sprungs. Die Zielregion des 4. Sprungs jedoch kann nur durch Reflektion am Land

oder an Seen oder Flüssen erreicht werden. Ersteres würde bedeuten, dass höhere Leistungen nötig sind und letzteres, dass eventuell bestimmte Zielregionen bevorzugt erreicht werden können. Wenn wir wieder die maximale Einzelsprungdistanz von ca. 2300 km nehmen, erhalten wir als maximal erreichbare Entfernung ca. 9200km. Diese Distanz wurde an einigen Tagen im Jahr 2008 überbrückt (ebenso in den Jahren zuvor). Die Anfangsdistanz für den 4. Sprung von etwa $4 \times 1500\text{km} = 6000\text{km}$ bis etwa 6900km wird durch den 3. Sprung bereits verdeckt. Verbindungen, die mit Sicherheit für den 4. Sprung gezählt werden können beginnen bei etwa 7100km. Obwohl es nur eine ausgeprägte Spitze bei 7700km gibt, gibt es doch eine gute Anzahl von Tagen für den 4. Sprung und die meisten Entfernungen in diesem Zielgebiet wurden überbrückt. Man muss hier auch berücksichtigen, dass in vielen großen Regionen des Zielgebietes keine 6m-Amateure ansässig sind, z.B. DL99, DM90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97 und DM80 bis 89 und DM 70 bis 78. Zumindest gibt es dort keine 6m-Amateure, die versuchen Europa zu erreichen. Auch in den Jahren 2005 bis 2007 wurde nie eine einzige Station aus diesen Feldern erreicht. Dies ist jedoch genau der Bereich von 8000 bis 8300 km, der in der Kurve in Abb. 5 unterrepräsentiert ist.

Es scheint ein generelles Problem zu sein, dass viele US-Stationen, speziell im Zielgebiet des 4. Sprungs westlich des EM-Feldes nichts über die mögliche 6m-Ausbreitung in der Sommer-Es-Saison wissen, bzw. es ist ihnen gleichgültig. Ich glaube, dass dies ein Grund für die nicht so klare Gaus'sche Verteilung für die Kurve des 4. Sprungs ist. In den letzten Sommern wurden bei mehreren Gelegenheiten Stationen aus Montana (DN26) auf 6m in US-Kontesten gehört, aber es war nicht möglich ihre Aufmerksamkeit zu erhalten. Diese liegen auch im Bereich von 8000 bis 8100km. Es gibt die erwartete Ausbreitung also auch hier, die nördlicheren Pfade in die CN- und DN-Felder jedoch werden seltener überbrückt.

Um zu zeigen, dass die Saison 2008 recht repräsentativ ist, wurden in Abb. 4 die zusätzlich in den Jahren 2005 bis 2007 erreichten 22 Felder mit einer diagonalen Linie eingezeichnet. Dies zeigt, dass die Gebiete, die in über 2000 6m-QSOs in den Jahren 2005 bis 2007 erreicht wurden mehr oder weniger gleich sind, wie in der Saison 2008.

Der 5. Sprung?

Der zugehörige Zielbereich für einen möglichen 5. Sprung wäre 7500 bis 11500km. Ein großer Teil dieses Bereichs überlappt mit dem Bereich des 4. Sprungs. Da es für mich nach ca. 9300km kein Land mehr gibt, weil Kalifornien dort endet, können keine Verbindungen über diese Distanzen gemacht werden und die nötigen Daten für einen möglichen Maximum bei 10000 km nicht erhalten werden. Obwohl es eine leichte Indikation eines Antiegs bei 8900 und 9200km in der Kurve in Abb. 5 gibt, sind die Zahlen zu niedrig, um signifikant zu sein.

Eine Entfernungsverteilung für den 5. (und 4.) Sprung könnte von den Daten der 6m-Verbindungen zwischen Japan und USA aus dem Sommer 2008 erhalten werden. JE1BMJ hat über 400 QSOs in dieser Saison mit NA gemacht und da 100 dieser QSOs im Bereich von 10000 bis 11000 km lagen und 20 von 11000 bis 12000, sieht es sehr danach aus, dass auch hier die erwartete Verteilung vorliegt. Hoffentlich wird JE1BMJ seine Ergebnisse bald detailliert in einem anderen Artikel veröffentlichen.

Schluß

Die Verteilung der im Sommer 2008 auf 6m erreichten transatlantischen Entfernungen zeigt klar die Existenz eines ersten und zweiten Sprungs, die beide gut in Korrelation zu einem Gaus-artigen verteilten dritten Sprung stehen sowie auch einem etwas schwächeren Peak für einen vierten Sprung. Dieses Ergebnis kann gut mit der bekannten und üblichen einfachen Sprung-Theorie erklärt werden. Durch das Überlappen zwischen den Zielgebieten sollten generell alle Entfernungen bis zu etwa 11500km erreichbar sein. Dies wurde anhand der EU-NA-Verbindungen bis zu 9250km verifiziert und wahrscheinlich durch die JA-NA-Verbindungen bis zu 11500km. Wenn das Modell der „Ziehharmonika-Sprünge“ bei diesen langen Entfernungen eine signifikante Rolle spielen würde, sollte man eine gleichmäßigere Entfernungsverteilung der überbrückten Entfernungen erwarten und keine Maxima und Minima. Besonders die perfekte Form der Entfernungsverteilung für den dritten Sprung mit den Abgrenzungen zum zweiten und vierten Sprung bestätigt signifikant das Vorhandensein bestimmter wiederkehrender Sprünge zwischen 1500 und 2300km. Offensichtlich führen Sprünge zwischen 1800 und 2200 km zu den am meist überbrückten Entfernungen in den Zielregionen des zweiten, dritten und vierten Sprungs.

Abb. 6 zeigt eine Illustration des theoretischen Ergebnisses (schwarze Linie) sich überlappenden perfekter Gaus'scher Verteilungen. In der Realität können Es-Entfernungen am Ende der rechten Seite der Kurve nicht wirklich Gaus'sch verteilt sein, da durch die Höhe der E-Schicht ein geometrisches Limit gegeben ist. Folglich sollten die Minima der schwarzen Linie in Abb. 6 in der Realität tiefer sein. Dies ist in guter Übereinstimmung mit den Ergebnissen der Saison 2008 in Abb. 5.

Auch die Verbindungen von CT in die Karibik liegen alle im Bereich des 3. Sprungs und es ist nicht zu

überraschend, dass wenigstens 16 Tage mit Öffnungen nach KP4 (FK68) beobachtet wurden, weil Puerto Rico mit genau 6000km in der Peak-Entfernung für den 3. Sprung liegt. Auch 4-Sprung-Verbindungen in die Karibik und nach Südamerika wurden in der Vergangenheit gemacht über einen Bereich von 7500 bis 7900km (z.B. FJ09, FJ26, EK57). Aufgrund des Mangels an Stationen dort und der geographischen Form von Zentralamerika und der Karibik, kann man aus dieser Region keine signifikanten Daten erhalten.

Die Ergebnisse der Verbindungen zwischen NA und Japan und auch Europa und Japan bestätigen höchst wahrscheinlich ein ähnliches Szenario für den 5. Sprung. Die beste Entfernung, die bisher von Japan nach Europa überbrückt wurde, ist eine Verbindung von JE1BMJ mit CT1HZE über 11287km = 5 x 2257km. Während dieses QSOs konnte CT1HZE auch Signale aus den Zielgebieten des ersten Sprungs (PA(DL) und des zweiten Sprungs (Nordskandinavien) beobachten. In der Sommer-Es-Saison 2008 konnte CT1HZE insgesamt 230 verschiedenen Großfelder aus NA und der Karibik erreichen.

Nachsatz: 70 MHz

Wie in der DUBUS-Ausgabe 3/200 auf Seite 109 gemeldet, gab es ein 4m/6m Transatlantic-QSO zwischen W3EP und CT1HZE am 12.7.2008 über eine Entfernung von 5334km. Diese Entfernung passt gut in den Peak-Bereich des 3. Sprungs und würde 3 Sprünge a 1778km bedeuten.

Abb. 7 Simulation der Sprung-Zielbereiche und Entfernungen mit der Beamfinder-Software von DF5AI unter Annahme einer konstanten Höhe von 105km für die E-Schicht. Für eine bessere Illustration wurde eine minimale Sprung-Entfernung von 1700km und eine maximale von nur 2200 km angenommen. Der erste, dritte, fünfte, siebte und achte (!) Kreis von IM57NH ist äquivalent mit dem „Beginn“ des Zielbereiches des ersten, zweiten, dritten, vierten und fünften Sprungs, d.h. 1700, 3400, 5100, 6800 und 8500km. Der zweite, vierte, sechste, neunte (!) und elfte Kreis von IM57NH ist äquivalent mit dem „Ende“ dieser Zielbereiche, d.h., 2200, 4400, 6600, 8800 und 11000km. Die zugehörigen Breiten der Zielgebiete für den ersten bis fünften Sprung sind 500km, 1000km, 1500km, 2000km und 2500km! Man beachte, dass unter realistischen Bedingungen mit Sprüngen von 1500 bis 2300km bereits die Zielgebiete des zweiten und dritten Sprungs anfangen zu überlappen. Dieser Überlappungseffekt wird wirklich drastisch für jeden Bereich vom Beginn an des dritten Sprungs und ermöglicht uns theoretisch jede Distanz zu überbrücken und maskiert, dass Sprünge involviert sind. Der Zielbereich des zweiten Sprungs ist mit schwarz punktiert markierten Feldern in den GN- und GO-Feldern markiert. Der Zielbereich des dritten Sprungs ist mit schwarz markierten Feldern in den EL, EM, EM, EO, FL, FM, FN und FO-Feldern markiert. Die grau markierten Felder in den EN/EO-Feldern können nur durch Reflektion des zweiten Sprungs an Landoberfläche erreicht werden. Alle schwarzen Markierungen bedeuten, dass die vorherigen Reflektionen an Wasserflächen erfolgten.

Überwiegend Bereiche westlich der markierten Felder (d.h. über 6900 km) in den USA können nur durch Reflektion für den vierten Sprung am Land erreicht werden

Einige Bereiche in SW-Texas können mit einem vierten Sprung erreicht werden, der seinen Reflektionspunkt im Wasser hatte. Einige bestimmte Bereiche in W6/7 können durch Reflektion für den vierten Sprung am Wasser der Großen Seen erreicht werden. Das ist in guter Übereinstimmung mit den Erkenntnissen aus Abb. 4. Man beachte, dass sämtliche im Wasser liegende Zielbereiche nicht markiert sind.



Fig. 10 The author in his shack after 1500 hours of monitoring 6m in summer 2008

Over-The-Horizon Optical Communication

Part 3: Transmitters

by Rex Moncur, VK7MO and Justin Giles-Clark, VK7TW

In this part we examine issues that influence the design of optical transmitters for over-the-horizon optical communication and provide information that should be sufficient to allow the construction of the following transmitters and associated modulators:

Transmitter	Optical Power Output	Optical Gain	Beamwidth	Useful* distance
4 Luxeons with torch lenses	2 Watts	20 dBi	15 degrees	Up to 70 km
60 Luxeons with torch lenses	30 Watts	20 dBi	15 degrees	Up to 150 km
60 Luxeons with combination of torch lenses and Fresnel lenses	30 Watts	35 dBi	2.2 degrees	30 to 300 km

* Based on using JT65a¹ with the Avalanche Photo-Diode (APD) receiver to be described in Part 4 of this series.

2. Theoretical and Practical Considerations

The following link budget equation is from Part 2² of this series and gives the key variables that influence system performance:

$$P_R = P_T - 65 - 20 \log(d) + G_s + 10 \log(A) - e - d - 10 \log(ML) \quad \text{Eq. 1}$$

Where:

- P_R = received power (dBW₀³)
- P_T = transmitter power (dBW₀)
- d = distance (km)
- G_s = scatter gain
- A = receiver aperture light collecting area (square metres)
- e = the extinction loss (dB/km)
- ML = the mismatch loss which for midpath scattering is the square of the ratio of the RX beamwidth divided by the TX beamwidth.

At the transmitter the variables we can control are the transmitter power P_T , the mismatch loss ML and the wavelength of light used influences extinction loss e . In principle one can minimize ML by making the receiver beamwidth equal to that of the transmitter. However, in practice it is not possible to use wide transmitter beamwidths at long distances as the gap between the clouds and the surface of the Earth limits the size of the common area on the cloud in the vertical dimension and thus introduces a mismatch loss.

¹ WSJT Weak Signal Application – <http://www.physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/>

² Paul Edwards, VK7ZAS & Rex Moncur, VK7MO "Over-The-Horizon Optical Communication Part 2 Theory: Physics and Engineering Analysis" DUBUS 1/2009

³ Power nomenclature – "o" = optical power whereas "e" = electrical power

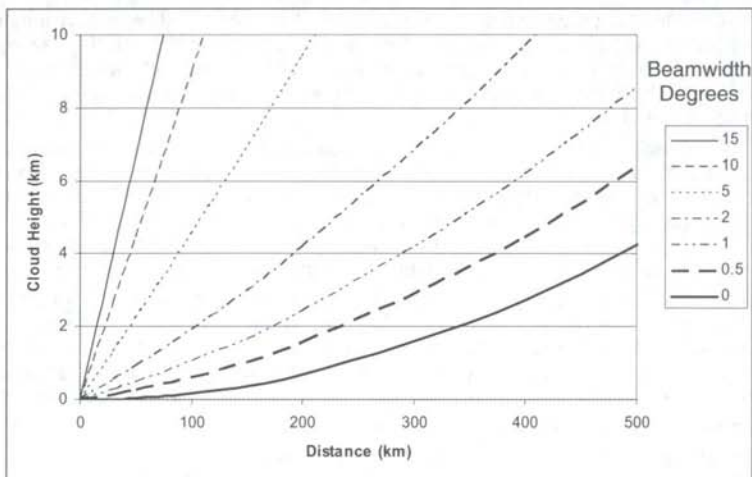


Figure 1: Shows the cloud height required to minimise mismatch loss over various distances for various beamwidths

For a typical cloud height of 2 km it is seen that with a 15 degree beamwidth there is a mismatch loss due to the restriction of the beam by the angle between the cloud height and the Earth's surface at distances beyond about 20 km. If the distance is increased to 200 km only a small proportion of the energy in the vertical dimension is received (less than one degree). This represents a mismatch loss of over 10 dB_o resulting in a significant degradation of signal to noise ratio of over 20 dB_e⁴. The mismatch loss due to such angular restriction can be greater if there are obstructions at either end but can be reduced by operating from high mountains. Thus while the angular mismatch loss will vary depending on the actual situation one can see that operation at distances over 200 km will require beamwidths of a degree or less to limit additional mismatch losses. In principle there are benefits in going to even narrower beamwidths – particularly at even longer distances. However, one then comes up against two additional limitations. Firstly, it becomes difficult to align the system at beamwidths of around a degree, and secondly, the beam intensity rises to the point where aircraft safety limits become the limitation⁵.

Having decided that working at long distances dictates beamwidths of around a degree, we come up against an important limitation which arises when we attempt to narrow the beamwidth to such a value. Figure 2 shows how the beamwidth is a function of the size of the source of light and the focal length.

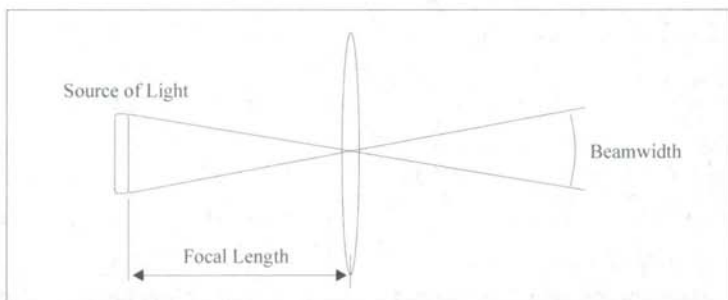


Figure 2: Simplified diagram showing how the beamwidth/divergence depends on the focal length and the size of the source of light.

⁴ Power nomenclature – “e” = electrical power whereas “o” = optical power

⁵ One interesting possibility that would allow the power to be increased without excessive light intensity as would impact on aviation safety, would be to narrow the beam in the vertical dimension only. However, this would bring the complication of requiring a similar field of view for the receiver to avoid mismatch losses and requires further investigation.

While at first the solution to narrowing the beamwidth seems to be to use a longer focal length lens this in turn results in a further limitation in that a larger lens is now required to capture the same proportion of light from the source. Thus if we are to use a reasonable sized lens the only solution is to have a very small source of light which in turn brings with it the problem of producing a large amount of power (to maximize P_T) from a small area.

An additional consideration is that if the source is isotropic even a very large lens cannot capture more than half the light and considerably less is captured by lenses of practical size. This then leads to the additional criteria that the source should have a radiation pattern that is sufficiently narrow in beamwidth such that the majority of the light is captured by a reasonable sized but long focal length lens. For example if we were to use a 100 mm square lens with a 330 mm focal length the source would need to have beamwidth of 15 degrees or less in order that most of the energy could be captured.

The extinction loss term in Equation 1 varies with wavelength and as discussed in Part 2 of this series is greater at the blue end of the visible spectrum than the red. While the loss is even lower at Infra-Red we have chosen not to use Infra-Red because of safety concerns. Our own tests over a 100 km path show that the extinction loss is around 10 dBo higher for blue light than red giving a signal to noise reduction of 20 dBe. Accordingly, for long distance cloudbounce communication red light is to be preferred.

Therefore, summarizing the above discussion we need:

- A beamwidth of around a degree for long distances (200 km).
- Larger beamwidths can be utilized at shorter distances and have the advantage of lower intensity.
- A small area source of light with high power.
- A source radiation pattern that is sufficiently narrow that all of the energy can be captured by a reasonably sized lens.
- An energy spectrum at the red end of the visible spectrum to minimise extinction loss.

3. Light Sources

In addition to the optical considerations discussed above the light source must be capable of being modulated at close to 100%. In our experience mechanical systems of modulation are ruled out as they suffer too much phase noise to allow the use of very narrow bandwidths. Some of the light source options we have experimented with include:

Light Source (source size in mm)	Focal Length of Fresnel Lens (mm)	65m Test Range Power Level ($\mu\text{W}/\text{cm}^2$)	Beamwidth / Divergence (Degrees)
400W Mercury Vapour – isotropic (15 x 55)	330	10	2
400W Mercury Vapour – isotropic (15 x 55)	550	16	1
400W Mercury Vapour – isotropic (15 x 55)	1000	23	0.5
400W Mercury Vapour – parabolic reflector (250)	No Fresnel Lens	5.7	-
400W Mercury Vapour – parabolic reflector (250)	330	18.7	43
400W Mercury Vapour Reflector Globe (170)	No Fresnel Lens	0.4	-
400W Mercury Vapour Reflector Globe (170)	330	34.7	29
400W Mercury Vapour Reflector Globe (170)	550	36.7	18
400W Mercury Vapour Reflector Globe (170)	1000	38.9	10
Luxeon III + 15° torch lenses x 60 units	No Fresnel Lens	5.5	15
Luxeon III + 15° torch lenses x 60 units	330	275	2.2

Table 1 – Different source intensities and beamwidths with different lens combinations.

Mercury Vapour Lamps: These are available with power levels up to several kilowatts and we have been able to modulate them at close to 100%. The major problem is that the light source is essentially isotropic and is relatively large (typically 1.5 x 5 cm for a 400 watt tube and increases with higher powers). With practical sized lenses the best intensity we have been able to achieve is around 10 dBo less than our multi-LED narrow beamwidth transmitter which results in a signal to noise ratio reduction of 20 dBe. The situation is even worse when one takes account of the fact that the majority of the light is not at the red end of the spectrum.

High Intensity Discharge Lamps: These are used for the headlights of some modern cars and data projectors. They are available in a range of power levels and use Xenon arc tubes which are supposedly full visible spectrum. The sources size is much less than for mercury vapour tubes and beamwidths of around 30 degree can be achieved with relatively small reflectors (around 10 cm diameter). However, even a 10 cm source would require a very long focal length and therefore also need a large secondary lens to achieve a narrow beamwidth. We have not explored the question of modulating HID globes.

There are also safety concerns with both these discharge tube as they operate from hundreds of volts and reasonable current.

Lasers: Lasers can readily produce very narrow beamwidths. In fact so narrow that one would need to use optical arrangements to disperse the beam (beam expanders) to avoid exceeding aviation safety limits. Lasers are increasingly subject to regulation and units with power levels of tens of watts are expensive and are unlikely to be available for amateur use.

Light Emitting Diodes (LEDs): LEDs produce light from a small area source (typically a mm square chip) and are available at red wavelengths. They are easy to modulate to 100%, require only low voltages and are relatively inexpensive. A disadvantage is the relatively low optical output (e.g. half a watt for 3 watts input Luxeon III LED). The low optical power can be overcome by using them in bays and the beamwidth narrowed by using cheap torch type lenses to around 15 degree and to around 2 degrees with cheap reading type plastic Fresnel lenses.

With the increasing research and development put toward more efficient lighting solutions we expect that improved light sources will continue to become available. One example is a higher power LED with almost 10 dB increased optical power compared to the Luxeon which is manufactured by Luminus (Type no: CBT-120⁶). While it has a much larger source area than a Luxeon, it is worth consideration if a suitable secondary lens arrangement can be found.

While we have not exhaustively examined all potential options we have not to date found any other source of light that can compete with the red Luxeon III LEDs for cloudbounce communication. Accordingly, the remainder of this article will focus on the use of the red Luxeon III LEDs in various transmitters configurations.

4. Luxeon III Star - Red LED

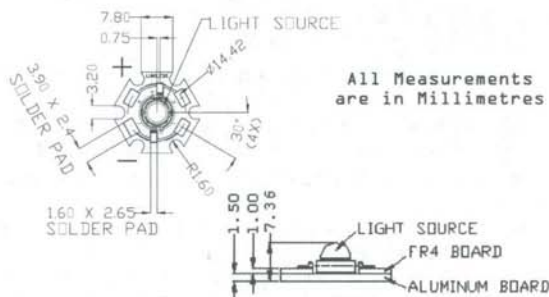


Figure 3: Shows the Luxeon III red (Lambertian) LED in the Star configuration⁷.

The Luxeons are available in what is called a star configuration (Figure 3) bonded to an aluminium heat sink of around 20 mm diameter. This arrangement simplifies amateur construction as the unit can be readily stuck to a larger heat-sink with thermal transfer tape⁸ and the star provides a base to simplify mounting torch type lenses. The red version of the Luxeon III star has a type no LXHL-L3DC and is rated at 140 lumens output at 1400 mA average. The maximum peak current rating is 2200 mA at which the voltage drop is 3.6 Volts. The Luxeon has a chip of just over a mm square and this is mounted within a small dish reflector and covered with an integral lens. This arrangement focuses the energy in a Lambertian pattern to about a 135 degree beamwidth at the 3 dB points as shown in Figure 4.

⁶ <http://www.luminus.com/content1461>

⁷ Philips Lumileds Technical Data Sheet DS46, <http://www.philipslumileds.com/pdfs/DS46.pdf>

⁸ E.g. Thermal Transfer Adhesive - <http://jaycar.com.au/productView.asp?ID=NM2790>

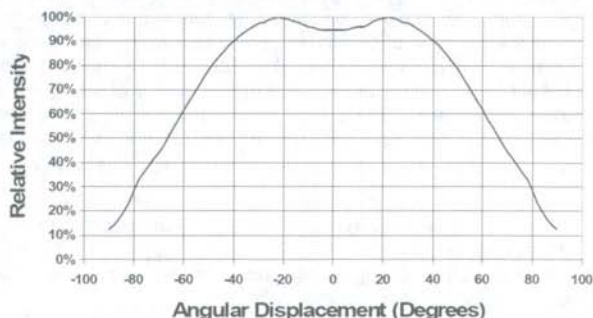


Figure 4: Typical Lambertian pattern and Beamwidth for a Red Luxeon III⁹

5. Narrowing the Beamwidth of the Luxeon III LED

The easiest way to narrow the beamwidth is with readily available torch type lenses or reflectors. A number of manufacturers produce lenses or reflectors specifically for the various Luxeon types and the best performance we have obtained is with the L2 Optics spot lens (L2OP005)¹⁰ that can be supplied with a small plastic holder (L2OHS35-WH) that ensures alignment (Figure 5). This gives a 15 degree beamwidth with a Luxeon III or 19 dBo optical gain or 38 dBe improvement in electrical signal to noise ratio compared to the 135 degree Luxeon III. It should be noted that the manufacturer (like most others) claim these are 5 degree lenses. In part this is because they define this as the divergence from the peak rather than the beamwidth which would be 10 degrees. While the lenses do give a beamwidth of around 10 degrees with a Luxeon I the larger chip size of the Luxeon III increases the beamwidth to around 15 degrees.



Figure 5: Left to Right: Luxeon III Star, L2OHS35 lens mount and L2OP005 lens (Scale in cm)

To further narrow the beamwidth it is necessary to use a long focal length secondary lens and the cheapest option is to use plastic Fresnel lenses that are generally available to assist the sight impaired with reading. We were fortunate to find a stock at a local surplus store that had a focal length of 330 mm and dimensions 280 x 210 mm. This size, with its long focal length, is too small to allow the direct use of the Luxeon with its 135 degree beamwidth without losing excessive energy outside the lens. Thus the approach we adopted was to first focus the light with the torch lens (Figure 5) and then this allowed us to use a cut down Fresnel of just 120 x 120 mm. This arrangement was then used in bays to build up the optical power (Figure 11). It is possible to obtain shorter focal length lenses which would allow the direct use of the Luxeon to avoid the losses of a dual lens arrangement but we have not explored this approach.

6. Small Four Luxeon 15 Degree Beamwidth Transmitter

Figure 6 shows an example of a small transmitter that is a good starting transmitter for those interested in experimenting with cloudbounce optical communications. With a good APD receiver this transmitter is useful for cloudbounce with JT65a up to around 70 km.

⁹ Philips Lumileds Technical Data Sheet DS46, <http://www.philipslumileds.com/pdfs/DS46.pdf>

¹⁰ L2Optics web site, <http://www.l2optics.com/luxeon.aspx>

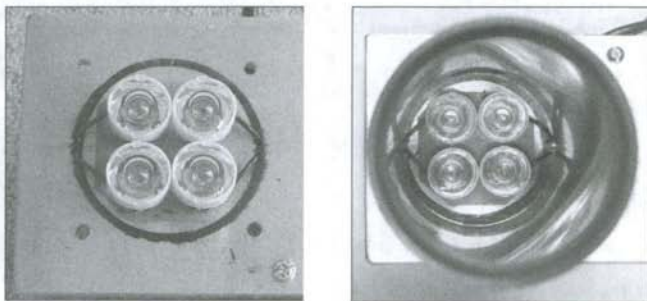


Figure 6: Four Luxeon transmitter with torch type lenses.
Right hand side mounted in Speaker Port shroud.

The units are mounted using thermal transfer tape (as described in the previous section) to a 6 mm thick aluminium mounting plate that also serves as a heat sink. It is important to give the Luxeons an adequate heat sink as one can readily exceed the maximum temperature ratings unless heatsinking is provided. In addition the light output falls about 2 dB if the temperature is allowed to increase from 10 deg C to 40 deg C. While the manufacturers of Luxeons provides extensive information on the design of heat sinks the approach we have adopted is to over-engineer the heat sink and measure the temperature to ensure there is no significant temperature rise.

The transmitter uses the torch type lenses described earlier and mounts to give a 15 degree beamwidth and they are stuck in place on the Luxeons with craft glue.

In our case the Luxeons are protected by plastic loudspeaker ports¹¹ that also shield the light except when viewed directly from the front. The ports are adjustable allowing one to adjust the shielding if there is concern from neighbours. A hole is drilled in the bottom rear of the port to drain away any rain. With this arrangement we had no difficulties in leaving them run all night outside for propagation experiments.

7. A 60 Luxeon Array with 15 Degree Beamwidth

This transmitter (Figure 7, 8 & 9) uses the same torch lenses as the four Luxeon unit above. Going from 4 to 60 Luxeons produces almost 16 times the intensity or almost 12 dBo giving a very worthwhile signal to noise ratio improvement of almost 24 dBe. The main issue to contend with is that the each unit generates around 2.5 watts of heat or around 150 watts overall. To keep the Luxeons cool we mounted them on two heat sinks that are designed for forced fan cooling. The heat sinks¹² allow the use of two standard 80 mm 12 volt muffin fans. In this case it is convenient to use full sheets of thermal transfer tape. You will need three for each heat sink or six overall. A shroud is added to restrict the visibility of the unit off axis.

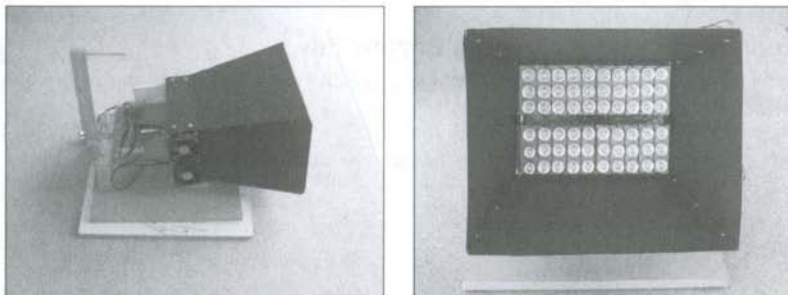


Figure 7: 60 Luxeon 15 degree beamwidth array. Left, note the sighting tube.
Right shows 60 Luxeons with torch lens front on.

¹¹ E.g. <http://jaycar.com.au/productView.asp?ID=CX2684>

¹² E.g. <http://jaycar.com.au/productView.asp?ID=HH8532>

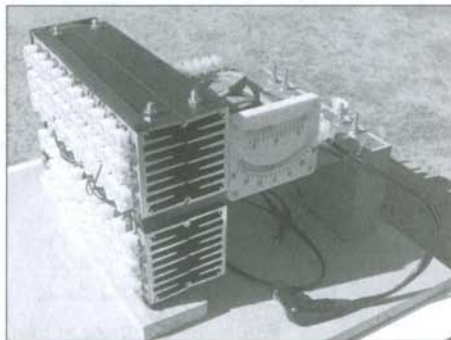
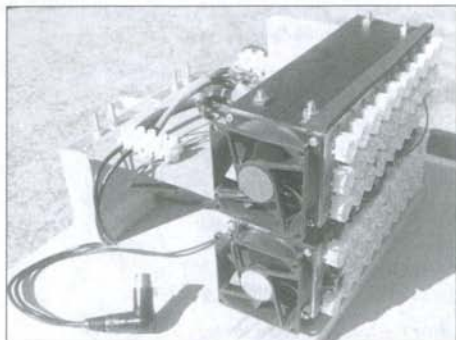


Figure 8: 60 Luxeon 15 degree beamwidth array with shroud removed. Left shows muffin fans at the end of each heatsink. Right shows reverse side with elevation inclinometer from a marine chandlery shop and heatsinks end on.



Figure 9: 60 Luxeon 15 degree beamwidth array operated by Joe, VK7JG. Photo courtesy of Alvin de Quincey VK7NDQ.

8. 60 Luxeon Array with 2.2 Degree Beamwidth

For this transmitter we further focus the torch type lenses with Fresnel lenses as shown in Figure 10.

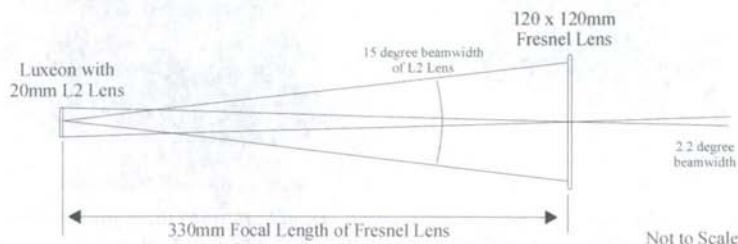


Figure 10: Simplified diagram showing the optical arrangement with a 20 mm diameter torch type lens followed by a Fresnel lens to achieve a beamwidth of 2.2 degrees. A bank of 60 such units are used in the transmitter at Figure 11.

The final beamwidth is determined by the size of the torch type lens (20 mm) and the focal length of the lens. For the surplus lenses we used (330 mm focal length) this works out at a beamwidth of 3.5 degrees. In practice the source is not even and peaks in the centre of the lens and this gives a somewhat better beamwidth which we measured at 2.2 degrees.

To ensure all the light is focused within the 2.2 degree beamwidth most of the light from the 15 degree beamwidth must fall on the Fresnel lens. With the 330 mm focal length lenses that we used the 15 degree 3 dB point fall on lens at around 85 mm diameter. However, as some energy is outside the 3 dB points it is useful to make the Fresnel lens somewhat larger than the area covered by the 15 degree beamwidth. We also chose to make it square for simplicity of construction. The size of the Fresnel lens is a compromise between illumination efficiency and the overall size of the unit. We chose 120 mm square which should pick up almost all the energy although it does result in large structure (1.2 x 0.72 meters).

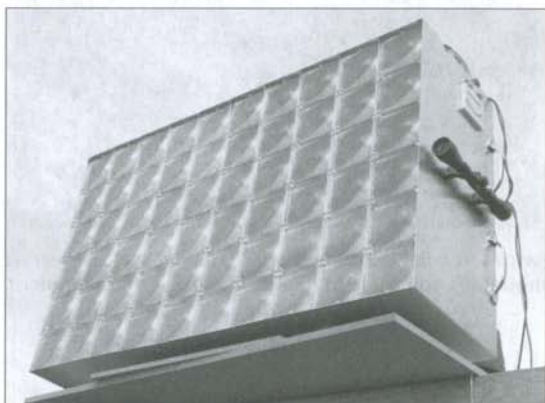


Figure 11: 60 Luxeon array with 120 mm square Fresnel lens to focus to a 2.2 degree beamwidth. Note the rifle scope on the side for alignment and inclinometer (white) above the rifle scope for elevation. Azimuth adjustment is made by rotating baseboard around a central bolt.

The 120 mm square lens needs to be cut from the original 210 x 280 mm lenses unless appropriate size lenses can be obtained. The cutting of the lens can be readily done with a circular bench saw and a fine blade. It is necessary to carefully set up guides as the lenses must be cut to within a few mm. In our case the 60 unit arrangement was constructed of light gauge (1.2 mm) aluminium. Each set of 6 units in the vertical is divided by aluminium dividers which both strengthen the construction and provide a means of mounting the individual lenses. These are mounted on small right angle aluminum brackets which are pop riveted to the dividers. Two rivet nuts are added to each bracket to provide the means of mounting each corner of separate lenses. In our case we did not use horizontal dividers and we have not found those to be necessary. This does mean that a small amount of light can spill over from adjacent units and this produces additional low power spots at around plus and minus 30 degrees. We have not found these to be a problem. The Luxeons are mounted at the rear of the unit as shown in Figure 13. Each Luxeon with its integral torch type lens is mounted on a separate heat sink (Figure 12) which not only serves to prevent excessive temperature rise but also provides the means by which the alignment of each unit can be adjusted.

With the 2.2 degree beamwidth array the 60 separate units must be very closely aligned to something better than half a degree. To allow for the alignment to be adjusted the heatsinks on which each Luxeon and torch lens are mounted (Figure 12) have oversized mounting holes to allow for about +/- 2 mm adjustment before being tightened and then held with Loctite¹³. The adjustment is made by beaming the LEDs individually or in small groups at a 120 mm x 120 mm grid on a distant wall.

9. Modulating Transmitters

Circuit 1 is the schematic for the high current square wave LED driver circuit which can be driven directly from a sound card output using WSJT or other weak signal application.

¹³ <http://www.loctite.com.au/>

This circuit can drive either of the 60 LED Luxeon array units as described in Sections 7 or 8 or as shown the 4 Luxeon unit as described in Section 6.

Circuit 2 shows a pulse width modulation unit that can be used for voice modulation as a driver for Circuit 1. The 15 degree beamwidth 60 Luxeon array has been used for voice operations over a distance of 50 km using pulse width modulation.



Figure 12: Luxeon with torch lens mounted on Heat sink¹⁴. Note oversized and chamfered mounting holes which allow adjustment for alignment.

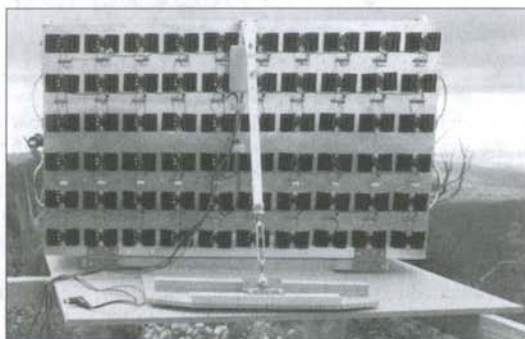


Figure 13 shows the rear of the unit with the 60 heat sinks in place

10. Operation of Transmitters

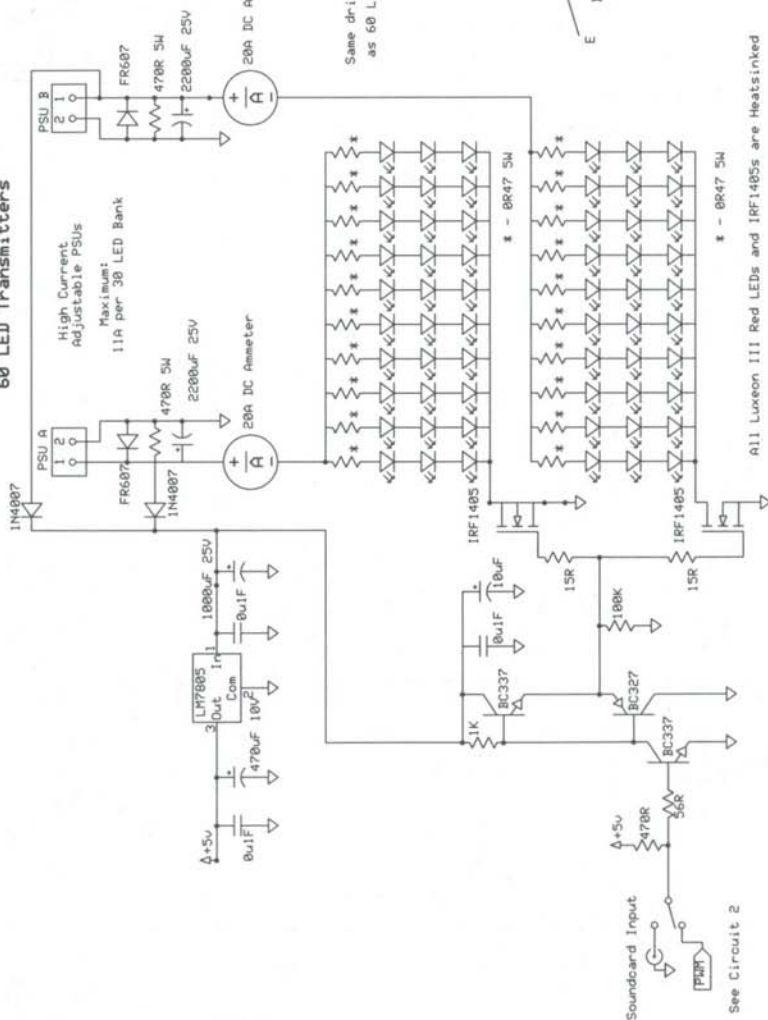
As the beamwidth is narrowed a key issue is to ensure alignment of the transmitter in both azimuth and elevation. When one is looking for a signal in very narrow bandwidths, say a milli-hertz (mHz) it takes in the order of 16 minutes before a program such as Spectrum Lab¹⁵ can integrate the full signal. Thus it is impractical to align by peaking on the signal which could vary with QSB over this period. It is therefore essential to have techniques for accurate alignment. We use in-expensive marine inclinometers (see Figure 8) for elevation and a sighting tube (see Figure 7) or rifle scope (Figure 11) for azimuth alignment. The sighting tube or scope must be accurately calibrated by beaming at some line of sight receiver for maximum signal in wide bandwidth (a few Hz). Once the sighting tube is aligned the next issue is to have something to sight on in the field.

We have had success using Google Earth to find some clear marker such as a distant building and then using the sighting scope or tube to align to this. If a clear marker cannot be found on the exact line it is necessary to rotate the transmitter by a calculated amount. Both of the 60 Luxeon arrays are mounted so they can be rotated against a marked protractor.

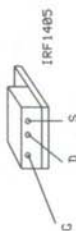
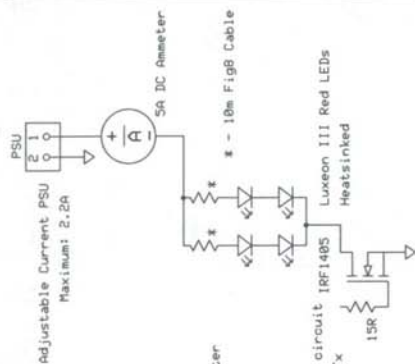
¹⁴ E.g. <http://jaycar.com.au/productView.asp?ID=HH8570>

¹⁵ Audio Spectrum Analyser by DL4YHF - <http://freenet-homepage.de/dl4yh/spectra1.html>

60 LED Transmitters



4 LED Transmitter



All Luxeon III Red LEDs and IRF1485s are Heatsinked

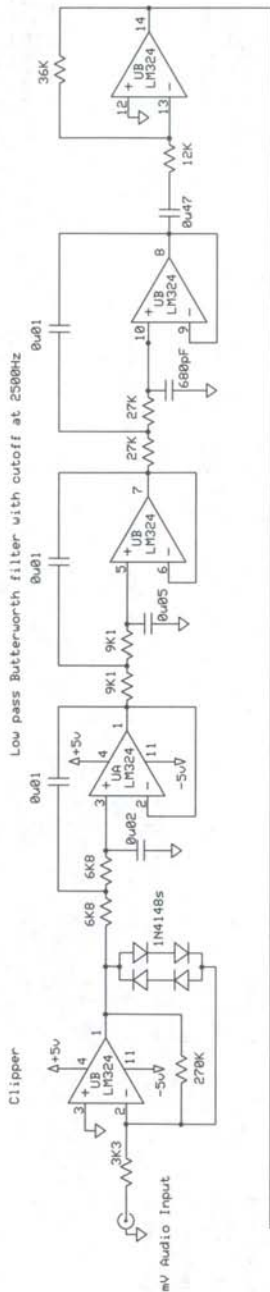
See Circuit 2

Soundcard Input

Circuit 1 – Schaltbild 1

Optical Transmitter

VK7MO & VK7TW	Rev 1.0	Circuit 1
	11/03/2009	



Circuit 2 – Schaltbild 2

Optical Transmitter

Audio Filters & PWM

VK7MO & UK7TU Rev 1.0
11/03/2009 Circuit 2

Possibly a better method, which we plan to use in future, is to determine a GPS position on the exact bearing and then find a point at least 10km away where you can send another ham with a spot light and then beam at that spot (using two metres for liaison).

11. Discussion and Conclusions

While we have not provided detailed construction drawings we hope the photographs and descriptions will be sufficient to guide others who wish to construct their own transmitters. We would expect the wide beamwidth transmitters to be easily duplicated with all parts being readily available. One area that may cause difficulty is finding suitable Fresnel lenses for the narrow beamwidth transmitter as the one's we used from a surplus store are not routinely available and in any case had to be cut to size. Never-the-less with a little ingenuity and after taking account of the optical issues discussed in this series of papers it should be possible to achieve beamwidths of 2 degrees or less with many of the available plastic Fresnel Lenses, even if these must be cut down to meet size limitations for portable use.

We conclude that the construction of optical transmitters is well within the scope of the build-it-yourself ham who has a combination of electronic and mechanical skills but recommend the wider beamwidth units as a starting point.

Überhorizont-Kommunikation im optischen Bereich Teil 3: Sender

von Rex Moncur, VK7MO und Justin Giles-Clark, VK7TW

In diesem Teil untersuchen wir alles, was das Design von optischen Sendern für Überhorizont-Kommunikation betrifft und liefern Informationen, die ausreichen sollten, um den Nachbau von folgenden Sendern mit den dazugehörigen Modulatoren zu ermöglichen:

Sender	Optische Ausgangsleistung	Optischer Gewinn	Öffnungswinkel	Brauchbar* für Entfernung
4 Luxeons mit Taschenlampenlinsen	2 Watt	20 dBi	15 Grad	bis 70 km
60 Luxeons mit Taschenlampenlinsen	30 Watt	20 dBi	15 Grad	bis 150 km
60 Luxeons mit einer Kombination aus Taschenlampenlinsen und Fresnellinsen	30 Watt	35 dBi	2.2 Grad	bis 300 km

* Basierend auf der Verwendung von JT65a¹ mit einem Empfänger mit Avalanche Photo-Dioden (APD), wie er im Teil 4 dieses Artikels beschrieben wird.

2. Theoretische und praktische Überlegungen

Die folgende Gleichung für das Link-Budget stammt aus Teil 2² dieser Artikelserie und zeigt die Schlüsselvariablen, die die Systemleistung bestimmen:

¹ WSJT Weak Signal Application – <http://www.physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/>

² Paul Edwards, VK7ZAS & Rex Moncur, VK7MO "Überhorizont-Kommunikation im optischen Bereich, Teil 2 Theorie: Analyse von Physik und Technik" DUBUS 1/2009

$$P_R = P_T - 65 - 20 \log(d) + G_s + 10 \log(A) - e \cdot d - 10 \log(ML)$$

Gl. 1

mit:

P_R = Empfangene Leistung (dBW³)

P_t = Gesendete Leistung (dBW)

d = Entfernung (km)

G_s = Scatter-Gewinn

A = Lichtsammelnde offene Fläche des Empfängers (qm)

e = Extinktionsverlust (dB/km)

ML = Fehlanpassungsverlust, der für Scattern am Streckenmittelpunkt das Quadrat aus dem Verhältnis von RX-Öffnungswinkel zu TX-Öffnungswinkel ist.

Beim Sender sind die Variablen, die wir kontrollieren können, die Sendeleistung P_t , der Fehlanpassungsverlust ML und die Wellenlänge des Lichts, die den Extinktionsverlust e beeinflusst. Im Prinzip kann man ML minimieren, indem man den Öffnungswinkel des Empfängers gleich dem des Senders macht. In der Praxis jedoch ist es nicht möglich, weite Öffnungswinkel beim Sender für weite Entfernungen zu benutzen, weil der Abstand zwischen Wolken und Erdoberfläche die Größe der gemeinsamen Fläche auf der Wolke in der vertikalen Dimension limitiert und dadurch einen Fehlanpassungsverlust bewirkt.

Abb. 1: Zeigt die Wolkenhöhe, die benötigt wird, um den Fehlanpassungsverlust bei verschiedenen Distanzen für variierende Öffnungswinkel zu minimieren.

Für eine typische Wolkenhöhe von 2 km sieht man, dass bei einem 15-Grad-Öffnungswinkel ein Fehlanpassungsverlust aufgrund der Einschränkung des Strahls durch den Winkel zwischen Wolkenhöhe und Erdoberfläche bei Entfernungen über 20km besteht. Wenn die Entfernung auf 200km erhöht wird, wird nur ein kleiner Teil der Energie in der vertikalen Dimension empfangen (weniger als 1 Grad). Das bedeutet ein Fehlanpassungsverlust von über 10dB⁴ und resultiert in einer signifikanten Herabsetzung des Signal-Rauschverhältnisses von über 20 dB⁴. Der Fehlanpassungsverlust aufgrund solch geometrischer Einschränkungen kann noch größer werden, wenn sich Hindernisse an den Enden des Pfads befinden, er kann aber geringer werden, wenn man von hohen Bergen aus arbeitet. Man sieht also, während der geometrische Fehlanpassungsverlust in Abhängigkeit der aktuellen Situation variiert, dass ein Arbeiten über Entfernungen über 200km Öffnungswinkel von einem Grad oder weniger erfordert, um zusätzliche Fehlanpassungsverluste zu begrenzen. Im Prinzip gäbe es Vorteile, zu noch geringeren Öffnungswinkeln zu gehen – besonders bei noch größeren Distanzen. Dann jedoch kommt man zu zwei weiteren Grenzen. Erstens wird es schwierig, das System bei Öffnungswinkeln von ca. einem Grad auszurichten, und zweitens wird die Strahlintensität so stark, dass der Punkt erreicht wird, wo die Beschränkungen aufgrund der Luftverkehrssicherheit erreicht werden⁵.

Wenn klar ist, dass das Arbeiten über weite Entfernungen Öffnungswinkel von etwa einem Grad erzwingt, kommen wir an eine wichtige Beschränkung, die auftritt, wenn wir versuchen, den Öffnungswinkel auf solch einen Wert einzuengen. Abb. 2 zeigt, wie der Öffnungswinkel eine Funktion von der Größe der Lichtquelle und der Fokallänge ist.

Abb. 2: Vereinfachendes Diagramm zur Verdeutlichung der Abhängigkeit des Öffnungswinkels von der Fokallänge und der Größe der Lichtquelle.

Während es scheint, dass die erste Lösung, um den Öffnungswinkel zu verkleinern, die Verwendung einer Linse mit längerer Fokallänge ist, führt das im Gegenzug zu einer weiteren Begrenzung, weil jetzt eine größere Linse benötigt wird, um den selben Anteil des Lichts der Quelle zu erfassen. Wenn wir also eine Linse vernünftiger Größe verwenden wollen, ist die einzige Lösung, eine sehr kleine Lichtquelle zu verwenden, was wiederum das Problem mit sich bringt, dass eine hohe Leistung (um P_T zu maximieren) von einer kleinen Fläche abgegeben werden muss.

Eine weitere Überlegung ist, dass, wenn die Quelle isotrop ist, selbst eine sehr große Linse nicht mehr als die Hälfte des Lichts einfangen kann und bedeutend weniger wird von Linsen praktikabler Größe eingefangen. Das führt dann zu dem zusätzlichen Kriterium, dass die Quelle ein Strahlungsdiagramm

³ Nomenklatur der Leistung "o" = optische Leistung, hingegen "e" = elektrische Leistung

⁴ Nomenklatur der Leistung "e" = elektrische Leistung, hingegen "o" = optische Leistung

⁵ Eine interessante Möglichkeit, die eine Leistungserhöhung erlauben würde, ohne die Luftsicherheit zu gefährden, wäre, den Strahl nur in der vertikalen Dimension einzuengen. Das jedoch, bringt die Schwierigkeit mit sich, dass ein ähnliches Sichtfeld des Empfängers erforderlich wird, um Fehlanpassungsverluste zu vermeiden. Weitere Untersuchungen sind hier nötig.

haben sollte, das einen ausreichend kleinen Öffnungswinkel aufweist, so dass das meiste des Lichts durch eine Linse angemessener Größe, aber langer Fokallänge, eingefangen wird. Wenn wir zum Beispiel eine Linse von 100 qmm mit 330 mm Fokallänge verwenden, müsste der Öffnungswinkel der Quelle 15 Grad oder weniger betragen, damit das meiste der Energie eingefangen werden kann.

Der Term für den Extinktionsverlust in Gleichung 1 variiert mit der Wellenlänge und wie in Teil 2 dieser Artikelserie diskutiert, wird er am blauen Ende des sichtbaren Spektrums größer als am roten Ende. Obwohl der Verlust im Infraroten noch niedriger ist, haben wir beschlossen, aus Sicherheitsbedenken kein Infrarot zu verwenden. Unsere eigenen Versuche über eine 100-km-Strecke zeigen, dass der Extinktionsverlust für blaues etwa 10 dBo höher ist, als für rotes Licht, was eine Reduzierung des Signal-Rauschverhältnisses von 20 dBe ergibt. Deshalb ist für Kommunikation über lange Strecken mittels Wolkenscatter rotes Licht vorzuziehen. Obige Diskussion zusammenfassend, brauchen wir also:

- Einen Öffnungswinkel von etwa 1 Grad für weite Distanzen (200km).
- Größere Öffnungswinkel können bei kürzeren Distanzen verwendet werden und haben den Vorteil, dass geringere Intensitäten ausreichen.
- Eine Lichtquelle mit kleiner Fläche und hoher Leistung.
- Eine Strahlungsdiagramm der Lichtquelle, das ausreichend schmal ist, so dass alle Energie von einer angemessen großen Linse eingefangen werden kann.
- Eine Wellenlänge am roten Ende des sichtbaren Spektrums, um die Extinktionsverluste zu minimieren.

3. Lichtquellen

Zusätzlich zu den optischen Überlegungen, die eben diskutiert wurden, muß die Lichtquelle in der Lage sein, bei nahe 100% moduliert werden zu können. Nach unserer Erfahrung sind mechanische Systeme zur Modulation ausgeschlossen, da sie zu sehr unter Phasenrauschen leiden, um sehr enge Bandbreiten zu ermöglichen. Einige der Optionen für die Lichtquellen, mit denen wir experimentiert haben, sind:

Lichtquelle (Quellengröße in mm)	Fokallänge der Fresnel- Linse (mm)	Leistungspegel einer 65m Teststrecke (uw/cm ²)	Öffnungswinkel / Divergenz (Grad)
400W Quecksilberdampf – isotrop (15 x 55)	330	10	2
400W Quecksilberdampf – isotrop (15 x 55)	550	16	1
400W Quecksilberdampf – isotrop (15 x 55)	1000	23	0.5
400W Quecksilberdampf – Parabolreflector (250)	Keine Fresnel- Linse	5.7	-
400W Quecksilberdampf – Parabolreflector (250)	330	18.7	43
400W Quecksilberdampf Reflektorkugel (170)	Keine Fresnel- Linse	0.4	-
400W Quecksilberdampf Reflektorkugel (170)	330	34.7	29
400W Quecksilberdampf Reflektorkugel (170)	550	36.7	18
400W Quecksilberdampf Reflektorkugel (170)	1000	38.9	10
Luxeon III + 15° Taschenlampenlinsen x 60 Stück	Keine Fresnel- Linse	5.5	15
Luxeon III + 15° Taschenlampenlinsen x 60 Stück	330	275	2.2

Tabelle 1 – Verschiedene Quellenintensitäten und Öffnungswinkel mit verschiedenen Linsenkombinationen.

Quecksilberdampflampen: Diese gibt es mit Leistungen bis zu mehreren KW und wir waren in der Lage diese bei nahe 10% zu modulieren. Das Hauptproblem besteht darin, dass die Quelle immer isotrop ist und relativ groß ist (typisch 1,5 x 5 cm für eine 400 Watt Birne und größer bei höheren Leistungen). Mit Linsen praktikabler Größe war die beste Intensität, die wir erreichen konnten, etwa 10 dBo geringer als bei unserem Multi-LED-Sender mit schmalen Öffnungswinkel, was eine Reduktion des Signal-Rauschverhältnisses von 20 dBe bedeutet. Die Situation ist noch schlechter, wenn man die Tatsache berücksichtigt, dass die Mehrheit dieses Lichts nicht am roten Ende des Spektrums liegt.

Hochleistungsentladungslampen: Diese werden für die Scheinwerfer bei modernen Autos und in Projektoren eingesetzt. Es gibt sie in verschiedenen Leistungen und sie setzen Xenon ein, das erwünschterweise das ganze sichtbare Spektrum abdeckt. Die Quellen sind viel kleiner als die Quecksilberdampflampen und Öffnungswinkel von etwa 30 Grad können mit relativ kleinen Reflektoren (ca. 10 cm Durchmesser) erreicht werden. Aber auch eine 10cm-Quelle würde eine sehr große

Fokallänge benötigen und deshalb auch eine große Sekundärlinse erfordern, um einen kleinen Öffnungswinkel zu erreichen. Wir haben uns nicht mit der Frage der Modulation dieser Lampen befasst. Es gibt auch Sicherheitsaspekte bei diesen Lampen, da sie mit hunderten von Volt und beträchtlichen Strömen betrieben werden.

Laser: Laser können leicht sehr schmale Öffnungswinkel produzieren. In der Tat sind diese so schmal, dass man optische Konstruktionen benötigen würde, um den Strahl aufzuweiten (Beam-Expander), um die Sicherheitsgrenzen der Luftfahrt nicht zu überschreiten. Laser unterliegen immer mehr gesetzlichen Beschränkungen und Geräte mit Leistungen von einigen 10 Watt sind teuer und es ist unwahrscheinlich, dass sie für Amateurzwecke verfügbar werden.

Lichtemittierende Dioden (LEDs): LEDs produzieren Licht aus einer kleinflächigen Quelle (typisch ein qmm Chip) und es gibt sie für rote Wellenlängen. Man kann sie leicht bis zu 100% modulieren, benötigen nur niedrige Spannungen und sind relativ billig. Ein Nachteil ist die relativ niedrige optische Ausgangsleistung (z.B. ein halbes Watt für 3 Watt Input bei der Luxeon III LED). Die niedrige optische Ausgangsleistung kann ausgeglichen werden durch Parallelschaltung vieler Dioden in Bänken und der Öffnungswinkel kann auf etwa 15 Grad durch Verwendung billiger Taschenlampenlinsen verringert werden. Billige Plastik-Fresnel-Linsen aus Lesehilfen können den Öffnungswinkel bis auf etwa 2 Grad verkleinern.

Da immer mehr Forschung und Entwicklung in Richtung effektiverer Lösungen für die Beleuchtung stattfindet, erwarten wir, dass verbesserte Lichtquellen mehr und mehr verfügbar werden. Ein Beispiel ist eine Hochleistungs-LED mit fast 10 dB verbesserter optischer Leistung im Vergleich zur Luxeon, die von Luminus (Typ Nr. CBT-120⁶) hergestellt wird. Auch wenn sie eine viel größere Quellenfläche hat als eine Luxeon, ist es wert, sie in Betracht zu ziehen, sofern man eine passende sekundäre Linsenanordnung finden kann.

Obwohl wir nicht alle möglichen Optionen bis ins Allerletzte untersucht haben, haben wir aber bis dato keine andere Lichtquelle gefunden, die mit der roten Luxeon III LED bei Wolkenscatter-Kommunikation konkurrieren könnte. Deshalb wird sich der Rest dieses Artikels auf die Verwendung dieser roten Luxeon III LEDs in verschiedenen Sender-Konfigurationen konzentrieren.

4. Luxeon III Star - Rote LED

Abb. 3: Die rote (Lambertsche) Luxeon III LED in der Stern-Konfiguration⁷.

Luxeons gibt es in der sogenannten Stern-Konfiguration (Abb. 3), aufgeklebt auf einen Alu-Kühlkörper von etwa 20mm Durchmesser. Diese Anordnung erleichtert Amateur-Konstruktionen, weil die Einheit leicht auf einen größeren Kühlkörper mit Wärmeleitungstape⁸ geklebt werden kann und der Stern liefert eine Basis für eine einfaches Montieren von Taschenlampenlinsen. Die rote Version der Luxeon III Star hat die Typen-Nr. LXHL-L3DC und ist spezifiziert mit 140 Lumen Ausgangsleistung bei durchschnittlich 1400 mA. Der maximale Spitzenstrom ist mit 2200 mA spezifiziert, bei dem der Spannungsabfall 3,6 Volt beträgt. Die Luxeon hat einen Chip von gerade etwas über einem qmm Größe und ist in einem kleinen Spiegelreflektor untergebracht und mit einer integrierten Linse bedeckt. Diese Anordnung fokussiert die Energie in einer Lambertschen Form mit einem 3-dB-Öffnungswinkel von ungefähr 135 Grad, wie in Abb. 4 gezeigt.

Abb. 4: Typisches Lambertsches Diagramm und Öffnungswinkel für eine rote Luxeon III⁹

5. Verkleinern des Öffnungswinkels der Luxeon III LED

Die einfachste Art, den Öffnungswinkel zu verkleinern, geht mit leicht erhältlichen Typen von Taschenlampenlinsen oder Reflektoren. Eine Anzahl von Herstellern produziert Linsen und Reflektoren speziell für die verschiedenen Luxeon-Typen und das beste Ergebnis haben wir mit der Linse von L2 Optics L2OP005¹⁰ erhalten. Zu dieser gibt es einen kleinen Plastik-Halter (L2OHS35-WH), der eine Einstellung ermöglicht (Abb. 5). Das ergibt 15 Grad Öffnungswinkel mit einer Luxeon III oder 19 dBo optischen Gewinn oder 38 dB Verbesserung beim elektrischen Signal-Rauschverhältnis im Vergleich zur Luxeon III mit ihren 135 Grad. Es soll angemerkt werden, dass der Hersteller (wie die meisten anderen

⁶ <http://www.luminus.com/content1461>

⁷ Philips Lumileds Technical Data Sheet DS46, <http://www.philipslumileds.com/pdfs/DS46.pdf>

⁸ z.B. Thermal Transfer Adhesive - <http://jaycar.com.au/productView.asp?ID=NM2790>

⁹ Philips Lumileds Technical Data Sheet DS46, <http://www.philipslumileds.com/pdfs/DS46.pdf>

¹⁰ L2Optics Webseite, <http://www.l2optics.com/luxeon.asp>

auch) behaupten, dass dieses 5-Grad-Linsen sind. Zum Teil liegt das daran, weil sie dies als die Divergenz vom Peak definieren und nicht als den Öffnungswinkel, der dann 10 Grad betragen würde. Während die Linsen mit einer Luxeon I einen Öffnungswinkel von etwa 10 Grad ergeben, erhöht der größere Chip der Luxeon III den Öffnungswinkel auf etwa 15 Grad.

Abb. 5: v.l.n.r.: Luxeon III Star, L2OHS35-Linsenhalter und L2OP005-Linse (in cm)

Um den Öffnungswinkel weiter zu verkleinern, ist es nötig, eine Sekundärlinse mit langer Fokalweite zu verwenden und der günstigste Weg ist, Fresnel-Linsen aus Plastik zu verwenden, die in Lesehilfen weit verbreitet sind. Wir hatten Glück und fanden einen Bestand in einem örtlichen Surplus-Geschäft. Diese Linsen hatte eine Fokallänge von 330 mm und die Abmessungen 280 x 210 mm. Diese Größe mit ihrer langen Fokallänge ist zu klein, um eine direkte Verwendung der Luxeon mit ihrem 135-Grad-Öffnungswinkel zu ermöglichen, ohne dass viel Energie außerhalb der Linse verloren geht. Also haben wir als Lösung erst die Fokussierung des Lichtes mit den Taschenlampenlinsen (Abb. 5) gewählt und dann erlaubte uns dies die Verwendung einer auf nur 120 x 120 mm kleiner geschnittenen Fresnel-Linse. Diese Anordnung wurde dann in gestockten Reihen verwendet, um die optische Leistung aufzubauen (Abb. 11). Es ist möglich, Linsen mit kürzerer Fokallänge zu bekommen, was eine direkte Verwendung der Luxeons ermöglichen würde, so dass die Verluste einer Zwei-Linsen-Anordnung vermieden würden. Aber diese Möglichkeit haben wir nicht ausprobiert.

6. Kleiner Sender mit vier Luxeons und 15 Grad Öffnungswinkel

Abb. 6 zeigt ein Beispiel eines kleinen Senders, der ein gutes Gerät für den Anfang ist für diejenigen, die Interesse haben an Experimenten mit optischer Wolkenscatter-Kommunikation. Mit einem guten APD-Empfänger ist dieser Sender brauchbar für Wolkenscatter mit JT65A bis zu ca. 70km.

Abb. 6: Sender mit vier Luxeons mit Taschenlampenlinsen, rechts in einem Lausprecherkragen montiert.

Die Einheiten werden mit Wärmeleittape (wie im vorigen Abschnitt beschrieben) auf einer 6mm dicken Aluminiumplatte montiert, die auch als Kühlkörper dient. Es ist wichtig, den Luxeons eine angemessene Wärmeableitung zu geben, weil man leicht die maximalen Spezifikationen für die Temperatur überschreiten kann, wenn kein Kühlkörper vorhanden ist. Außerdem fällt die Lichtausgangsleistung um etwa 2 dB ab, wenn die Temperatur von 10 Grad C auf 40 Grad C ansteigt. Obwohl der Hersteller der Luxeons detaillierte Informationen zum Design der Kühlkörper liefert, ist unser Ansatz gewesen, den Kühlkörper überzudimensionieren und die Temperatur zu messen, um sicher zu sein, dass es keinen signifikanten Temperaturanstieg gibt.

Für den Sender werden Taschenlampenlinsen und Halter, wie zuvor beschrieben, verwendet, um einen 15-Grad-Öffnungswinkel zu erhalten. Sie werden mit Alleskleber auf den Luxeons befestigt.

Wir haben die Luxeons durch Lausprechermanschetten¹¹ aus Kunststoff geschützt, die auch das Licht abschirmen, außer wenn man direkt von vorne hineinschaut. Die Manschetten sind einstellbar, so dass man die Abschirmung justieren kann, falls es Probleme mit den Nachbarn geben sollte.

An der Rückseite unten wurde ein Loch in den Boden gebohrt, um eventuelles Regenwasser abzuführen. Mit dieser Konstruktion gab es keinerlei Probleme, wenn wir sie die ganze Nacht draussen für Ausbreitungsexperimente laufen liessen

7. Ein Array mit 60 Luxeons und 15 Grad Öffnungswinkel

Dieser Sender (Abb. 7, 8 & 9) verwendet die selben Taschenlampenlinsen wie das Gerät mit den 4 Luxeons oberhalb. Der Erhöhen von 4 auf 60 Luxeons produziert fast die 16-fache Intensität oder fast 12 dBo, was eine sehr lohnende Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses von fast 24 dBe ergibt.

Das Hauptproblem damit besteht darin, dass jede Einheit ca. 2.5 Watt Wärme generiert, d.h. ca. 150 Watt alle zusammen. Um die Luxeons kühl zu halten, haben wir sie auf zwei Kühlkörper montiert, die für erzwungene Luftkühlung gedacht sind. Die Kühlkörper¹² ermöglichen, dass 2 normale 80mm 12-Volt-Lüfter verwendet werden können. In diesem Fall ist es bequemer, wenn man ganze Bögen von Wärmeleitungsklebefolie verwendet. Man braucht drei für jeden Kühlkörper, also insgesamt sechs. Ein Kragen wurde hinzugefügt, um die Sichtbarkeit außerhalb der Achse einzuschränken.

¹¹ z.B. <http://jaycar.com.au/productView.asp?ID=CX2684>

¹² z.B. <http://jaycar.com.au/productView.asp?ID=HH8532>

Abb. 7: Array mit 60 Luxeons und 15 Grad Öffnungswinkel. Ganz links mit Visier. Rechts die 60 Luxeons mit den Taschenlampenlinsen davor.

Abb. 8: Array mit 60 Luxeons und 15 Grad Öffnungswinkel, der Mantelkragen ist entfernt. Links die Lüfter am Ende der Kühlkörper. Rechts die gegenüberliegende Seite mit einem Inklinometer für die Elevationsanzeige und die Enden der Kühlkörper.

Abb. 9: Array mit 60 Luxeons und 15 Grad Öffnungswinkel in Betrieb bei Joe, VK7JG. Photo von Alvin de Quincey, VK7NDQ.

8. Ein Array mit 60 Luxeons und 2.2 Grad Öffnungswinkel

Bei diesem Sender werden die Taschenlampenlinsen weiter mit Fresnel-Linsen fokussiert, wie in Abb. 10 gezeigt.

Abb. 10: Einfaches Diagramm (nicht maßstabsgetreu) für die optische Anordnung mit 20mm Taschenlampenlinsen gefolgt von einer Fresnel-Linse, um einen Öffnungswinkel von 2,2 Grad zu erreichen. Eine Bank von 60 derartigen Einheiten wird für den Sender in Abb. 11 verwendet.

Der endgültige Öffnungswinkel wird durch die Größe der Taschenlampenlinsen (20 mm) und die Fokallänge der Linse bestimmt. Für die Surplus-Linsen, die wir verwendeten (330mm Fokallänge) funktioniert dies bei einem Öffnungswinkel von 3,5 Grad. In der Realität ist die Lichtquelle nicht gleichmäßig und hat ein Maximum in der Mitte der Linse und dies ergibt dann einen etwas besseren Öffnungswinkel, der wir mit 2,2 Grad gemessen haben.

Um sicher zu gehen, dass alles Licht innerhalb des 2,2 Grad Öffnungswinkels fokussiert wird, muss das meiste des Lichtes des 15 Grad Öffnungswinkels auf die Fresnel-Linse fallen. Mit den Linsen von 330mm Fokallänge, die wir benutzt haben, fällt der 15 Grad 3-dB-Punkt auf die Linse bei etwa 85 mm Durchmesser. Da jedoch etwas Energie auch außerhalb des 3-dB-Punkts fällt, ist es nützlich, die Fresnel-Linse ein wenig größer zu machen, als diese Fläche, die durch den 15 Grad Öffnungswinkel abgedeckt wird. Auch haben wir aus Gründen der Einfachheit der Konstruktion beschlossen, sie quadratisch zu machen. Die Größe der Fresnel-Linse ist ein Kompromiss zwischen Illuminations-Effektivität und der Gesamtgröße der Einheit. Wir haben 120mm im Quadrat gewählt, was fast die gesamte Energie aufnehmen sollte, jedoch in großen Ausmaßen für die Gesamtstruktur resultiert (1.2 x 0.72 m).

Abb. 11: Array mit 60 Luxeons mit quadratischen 120 mm Fresnel-Linsen, um auf 2,2 Grad Öffnungswinkel zu fokussieren. An der Seite ein Zielfernrohr zur Ausrichtung und ein Inklinometer (weiß) darüber für die Elevationseinstellung. Die Azimut-Einstellung geschieht durch Drehen der Basisplatte um einen zentralen Bolzen.

Die quadratische 120-mm-Linse muß aus den originalen 210 x 280 mm Linsen herausgeschnitten werden, sofern keine Linsen passender Größe erhältlich sind. Das Schneiden der Linse kann einfach mit einer Tischkreissäge mit einem feinen Sägeblatt erfolgen. Es ist wichtig, sorgfältig die Maße einzustellen, da die Linsen auf wenige mm genau geschnitten werden müssen. Wir haben das Gestell für die 60 Einheiten aus dünnem (1.2mm) Aluminium aufgebaut. Jede Anordnung von 6 Einheiten in der Vertikalen ist unterteilt durch Aluminium-Teiler, die sowohl die Konstruktion stabilisieren und eine Ausmittelung für das Montieren der individuellen Linsen liefern. Diese sind auf kleinen, rechtwinkligen Alu-Haltern montiert, die mit Pop-Nieten an den Teilern befestigt sind. Zwei Nietmuttern werden an jedem Halter angebracht, um jede Ecke der einzelnen Linse montieren zu können. Wir haben bei uns keine horizontalen Teiler verwendet und wir fanden nicht, dass diese nötig wären. Das bedeutet, dass eine geringe Lichtmenge von benachbarten Einheiten überschossen kann, und das ruft zusätzliche Stellen mit niedriger Energie bei etwa +/- 30 Grad hervor. Wir haben dies nicht als problematisch empfunden. Die Luxeons werden auf der Rückseite der Einheit montiert, wie in Abb. 13 gezeigt. Jede Luxeon, mit ihrer integrierten taschenlampenähnlichen Linse ist auf einem separaten Kühlkörper montiert (Abb. 12), der nicht nur dazu dient, einen exzessiven Temperaturanstieg zu vermeiden, sondern auch als Mittel dient, die Ausrichtung jeder einzelnen Einheit einzustellen zu können.

Beim Array mit dem Öffnungswinkel von 2,2 Grad müssen die 60 einzelnen Einheiten sehr genau auf etwas besser als ein halbes Grad ausgerichtet werden. Um die Ausrichtung zu ermöglichen, haben die Kühlkörper, auf denen jede Luxeon und Taschenlampelinse montiert sind (Abb. 12), etwas überdimensionierte Montagelöcher, so dass um etwa +/- 2mm justiert werden kann, bevor angezogen und mit Loctite¹³ fixiert wird. Die Justierung wird durchgeführt, indem jede LED einzeln, oder in kleinen

¹³ <http://www.loctite.com.au/>

Gruppen, auf eine 120 x 120 mm große Fläche auf einer Mauer in einiger Entfernung ausgerichtet wird.

Abb. 12: Luxeon mit Taschenlampe Linse, montiert auf einem Kühlkörper¹⁴.
Man beachte die überdimensionierten und abgesenkten Montagelöcher, die eine Justierung der Ausrichtung ermöglichen.

Abb. 13: Die Rückseite der Einheit mit den 60 richtig platzierten Kühlkörpern.

9. Modulierung des Senders

Schaltbild 1 zeigt die Schaltung für den Hochstrom-Rechtecktreiber für die LEDs, der direkt mittels Soundkarte des PC durch WSJT oder andere Applikationen für schwache Signale angesteuert werden kann. Die Schaltung kann jede der in den Kapiteln 7 und 8 beschriebenen Arrays mit 60 Luxeons aussteuern oder auch die Einheit mit den 4 Luxeons aus Kapitel 6.

Schaltbild 2 zeigt eine Schaltung für Pulsweitenmodulation, die für Sprachmodulation als Treiber für die Schaltung 1 verwendet werden kann. Das Array mit den 60 Luxeons und 15 Grad Öffnungswinkel wurde erfolgreich für Sprachübertragung über eine Entfernung von 50km eingesetzt, wobei Pulsweitenmodulation verwendet wurde.

10. Betrieb des Senders

Aufgrund des schmalen Öffnungswinkels ist das genaue Ausrichten des Senders in Azimut und Elevation eine sehr wichtige Angelegenheit. Wenn man ein Signal einer sehr schmalen Bandbreite sucht, sagen wir einem Millihertz (mHz), braucht ein Programm wie Spectrum Lab¹⁵ eine Zeit in der Größenordnung von 16 Minuten, bis es das ganze Signal integrieren kann. Folglich ist es nicht praktikabel, auf einen Peak des Signals auszurichten, der über diese Zeitspanne durch QSB variieren kann. Es ist also essentiell, Techniken für eine exakte Ausrichtung zu haben. Wir verwenden nicht teure Inklinometer von der Marine (siehe Abb. 8) für die Elevation und eine Sichtrohr (siehe Abb. 7) oder ein Zielfernrohr (Abb. 11) für die Ausrichtung des Azimut. Das Sichtrohr oder Zielfernrohr muss genau kalibriert sein, indem man bei einem Empfänger im Sichtlinienbereich auf maximales Signal bei großer Bandbreite (einige wenige Hz) ausrichtet. Wenn das Sichtrohr eingestellt ist, braucht man als nächstes ein markantes Ziel im Gelände.

Wir haben mit Erfolg Google Earth eingesetzt, um klare Markierungspunkte auszumachen, wie ein entferntes Gebäude, anhand dessen dann mit dem Sichtrohr oder Zielfernrohr ausgerichtet wird. Wenn auf der exakten Linie des Pfads kein Markierungspunkt gefunden werden kann, ist es nötig, den Sender eine berechnete Gradzahl zu drehen. Beide Arrays mit den 60 Luxeons wurden so montiert, dass sie in Bezug zu einem angebrachten Winkelmesser gedreht werden können. Eine möglicherweise bessere Methode, die wir in der Zukunft einsetzen wollen, besteht darin, eine GPS-Position in der exakten Richtung zu bestimmen und dann einen Punkt mindestens 10km entfernt zu finden, wo man einen weiteren Helfer hinschickt, der eine Lichtquelle hat, auf die dann ausgerichtet werden kann, wobei 2m als Talkback benutzt werden kann.

11. Diskussion und Folgerungen

Obgleich wir keine genauen Maßzeichnungen für die Konstruktion geliefert haben, hoffen wir doch, dass die Fotos und Beschreibungen ausreichen, um andere, die eigene Sender bauen wollen, damit anzuleiten. Wir würden erwarten, dass die Sender mit großem Öffnungswinkel leicht nachgebaut werden können, da alle Teile leicht erhältlich sind. Etwas schwieriger könnte die Beschaffung geeigneter Fresnel-Linsen für den Sender mit dem kleinen Öffnungswinkel sein, da die Ausführung, die wir im Surplus-Shop bekommen hatten, nicht gängig ist und auf jeden Fall zurechtgeschnitten werden muss.

Dennnoch sollte es mit etwas Einfallsreichtum und der Berücksichtigung der optischen Faktoren, die in dieser Artikelserie diskutiert wurden, möglich sein, Öffnungswinkel von 2 Grad oder weniger mit vielen der verfügbaren Plastik-Fresnel-Linsen zu erreichen, auch wenn diese verkleinert werden müssen, um die Größenbegrenzung bei Portabelbetrieb zu erfüllen.

Wir ziehen als Fazit, dass die Konstruktion eines optischen Senders völlig im Bereich des Machbaren für einen selbstbauenden Amateur ist, sofern er eine Kombination von Fähigkeiten in der Elektronik und Mechanik hat. Wir empfehlen aber die Einheit mit dem größeren Öffnungswinkel für den Anfang.

¹⁴ z.B. <http://jaycar.com.au/productView.asp?ID=HH8570>

¹⁵ Audio Spectrum Analyser by DL4YHF - <http://freenet-homepage.de/dl4yh/spectra1.html>

Frequency Synthesizer for 22.0 – 27.5GHz

by Léon Audergon, HB9TXV - audergon@rfbeam.ch

Introduction

For experiments in the 24GHz band often a wideband tuneable oscillator is used. This article describes a small, microprocessor-controlled synthesizer which is suited as an oscillator for own experiments, as a beacon transmitter or even, for lower requirements, as a local oscillator for a transverter. With the use of an external directional coupler and a power detector it is also possible to do (scalar) network analysis. The chosen method of frequency synthesis is a phase-locked loop (PLL) with a variable reference frequency generated by a Direct Digital Synthesizer (DDS) chip. The phase noise from this design is not the very best, but it compensates for this by simple construction, a USB link for simple frequency programming (including frequency sweep) and low cost. To justify the choice of technology, we will briefly review the technologies for generating crystal-controlled frequencies in the 24GHz band.

Crystal Oscillator with Multiplier

This is probably the classic version of a microwave oscillator. A very low-noise oscillator is built with a crystal. In several stages the frequency is multiplied, filtered and amplified. With this technology an oscillator with a low phase noise can be built. Every multiplication enlarges the phase noise by:

$$P_N = 20 * \log(N) \quad (1)$$

'N' corresponds to the multiplication factor. If we start from a good 100MHz source with a phase noise of -135dBc/Hz@1kHz, we are able to reach a value of about -87dBc/Hz@1kHz at 24GHz. The quality of such a microwave oscillator still depends strongly on the filters used for the suppression of unwanted subharmonics. Typical values are about -50dBc. Changes of the output frequency are not easily possible.

PLL Synthesis

With a PLL (Phase Locked Loop) the signal of a voltage-controlled oscillator (VCO) is divided by an adjustable factor. A phase comparator 'locks' this signal to a comparison frequency. This comparison frequency is created by dividing the signal from a reference oscillator by an adjustable factor. Such a system has no unwanted subharmonics because the VCO directly oscillates at the output frequency, but it may have sidebands at the comparison frequency. Further the output frequency can be adjusted digitally. The step width corresponds to the comparison frequency. The phase noise of this PLL synthesizer is given by the reference- and comparison-frequency and also by the PLL-chip itself:

$$P_N = P_0 + 20 * \log(N) + 10 * \log(f_{comp}) \quad (2)$$

'P₀' is the noise floor of the PLL-chip (-212dBc/Hz if a ADF4113 is used), 'N' corresponds to the multiplication factor of the PLL and 'f_{comp}' is the comparison frequency. This formula does not take account of noise created by the reference source or from additional dividers. To build a microwave oscillator with low phase noise, the comparison frequency should be as high as possible. On the other hand a high comparison frequency prevents small steps of the output frequency. If a PLL synthesizer is built with a ADF4113 and a HMC533 from Hittite (with integrated 1:16 divider) which is able to work with a step width of 1MHz (this corresponds to a comparison frequency of 62.5kHz) then the theoretical phase noise at 24GHz is -52dBc/Hz@1kHz.

DDS as a reference oscillator for a PLL

With this procedure the reference frequency for the PLL chip is generated by a DDS oscillator (Direct

Digital Synthesis). This type of oscillator allows the generation of low-noise reference frequencies with very small step widths. The reference frequency is multiplied by the following PLL with a constant multiplication factor. This procedure also allows the PLL to work with high comparison frequencies while not losing the advantage of small output frequency steps (the step width is given by the DDS). A 24GHz oscillator built by this design allows a phase noise of about $-70\text{dBc}/\text{Hz}@1\text{kHz}$ by using an ADF4113 as PLL with a comparison frequency of 4MHz. The step width at the output can still be smaller than 1kHz. By using a PLL-chip which allows a higher comparison frequency, the phase noise can further be reduced. Also this kind of microwave oscillator produces no subharmonics. The disadvantage is a complex design and the risk that a spurious generated by the DDS is also visible in sidebands at the microwave output. It is also absolutely necessary to use a high-quality reference oscillator.

How much phase noise is acceptable?

This question is strongly dependent on the application of the microwave oscillator. In a receiver the phase noise limits the dynamic range of the received signal as well as the suppression of very strong neighbouring stations. In a transmitter the phase noise limits the reception of weak signals by other users, if they also have a strong signal from this transmitter. Basically we can say: The lower, the better! However, some relaxation is possible in the higher microwave bands where congestion is not a problem and very narrow beamwidths provide some additional protection. To allow a reasonable voice transmission in the higher microwave bands, phase noise not exceeding $-70\text{dBc}/\text{Hz}@1\text{kHz}$ should be targeted. But note also that this figure is 'per hertz of bandwidth', so the phase noise received in a typical SSB bandwidth (3kHz) would be about 35dB higher, meaning that the actual phase noise is only -35dBc ! This level of phase noise would be totally unacceptable on any lower bands, and the only justification for accepting it on 24GHz is to help create activity. Values $\leq -60\text{dBc}/\text{Hz}@1\text{kHz}$ are still acceptable for a CW/FSK beacon transmitter (received in a narrower bandwidth). If we use the oscillator only on the workbench, for measuring filters or similar, a value of $\leq -50\text{dBc}@1\text{kHz}$ could still be good enough.

Oscillator Type	Phase Noise @1kHz	Subharmonic	Usage
Crystal Oscillator with Multiplier	$-87\text{dBc}/\text{Hz}$	-50dBc	- Local Oscillator for Transverters - Beacon Transmitters
PLL Synthesis	$-52\text{dBc}/\text{Hz}$	$< -80\text{dBc}$	- Measuring of e.g. filters - Beacon Transmitters
DDS as a reference oscillator for a PLL	$-70\text{dBc}/\text{Hz}$	$< -80\text{dBc}$	- Measuring of e.g. filters - Beacon Transmitters - perhaps as Local Oscillator for Transverters

Table 1: Typical phase noise and subharmonics from three types of microwave oscillators at 24GHz

Circuit description

The circuit suggested here works after the third principle, using a DDS as a reference oscillator for a PLL. A small circuit board contains all components used to generate a digitally controlled source frequency in the range 22.0-27.5 GHz. The frequency is controlled by a PC using the USB connection. Nevertheless, the system can also be used without a PC as a fixed frequency oscillator. With a software adaptation it is also conceivable to use the circuit as a beacon transmitter.

The pictured prototype achieved the following results:

Frequency range:	22.000GHz .. 27.500GHz ($V_{CC} = 13.8V$)
Output Power:	+5dBm (+/- 3dB over full frequency band)
Phase-Noise:	-65dBc/Hz@1kHz, -88dBc/Hz@100kHz (external oscillator)
Stability of Frequency:	<1ppm *
Power Supply:	12VDC, 0.30A

* 1ppm at 24GHz corresponds to a frequency drift of 24kHz. The measured value is significantly lower, but was not measured over the full temperature range. It is also possible to lock the oscillator to an external 10MHz or 100MHz reference (Rubidium- or GPS-locked). In this case a much lower value of drift is achievable.

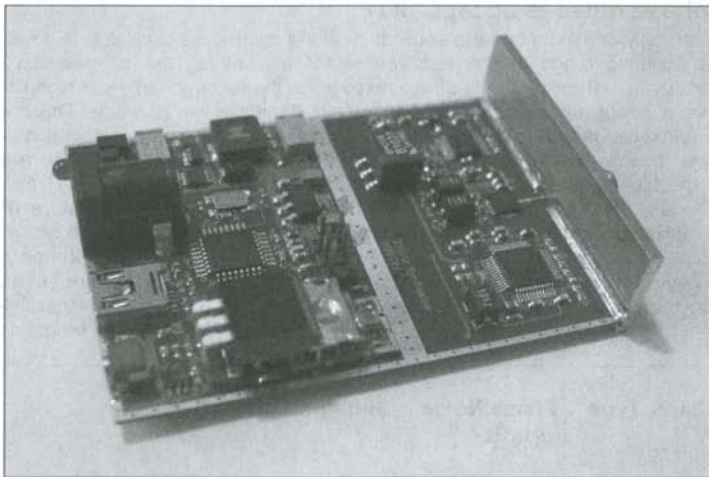


Figure 1: The fully assembled PCB before the mounting in the housing. On the left side is the microcontroller, on the right side the DDS and the PLL. The microwave output feeds a 2.92mm connector by a feed-through

Figure 2 shows the logic part and the power supply of the synthesizer. This part of the schematic lies in a separate chamber of the housing. A microcontroller (AT90USB162) controls the PLL and the DDS. The connection to the PC goes over a USB port. The software can be downloaded via the 6-pin connector X100 into the Flash memory of the controller. By shorting the two pads R111 and R112 the built-in bootloader of the CPU can be reached. This could be necessary for one's own software development work on this platform.

Connector X102 can be used to supply an external reference signal instead of the internal 100MHz reference. This frequency can either be 10MHz or 100MHz (software selectable). While selecting the external reference, the internal oscillator is switched off via Q101.

The internal oscillator is built with a Crystec part. This oscillator is quite readily available and has very good phase noise characteristics (by the standards of affordable off-the-shelf parts, but an external oscillator can be better). This oscillator was enclosed in by a simple oven to enhance the stability. The control of this oven is by U101. The heating-element is Q100, the temperature sensor is R108. Both elements are in a good thermal contact to the crystal. This circuit stabilizes the temperature of the crystal at 60°C.

The synthesizer is powered by a 12V DC jack (X103). A switched step-down converter creates 5V. The other voltages (3.3V and 1.8V) are derived by linear regulators. The reason for using a switcher for the 5V supply is to lower the power dissipation. The drawback is the effort we have to spend to keep the switching frequency away from the output signal. The overall performance of this circuit could be improved by using a combination of switch-mode and linear regulation for the 5V supply.

Figure 3 shows the frequency generation. The reference signal (100MHz or 10MHz) feeds the DDS chip U203 (AD9951 from Analog Devices).

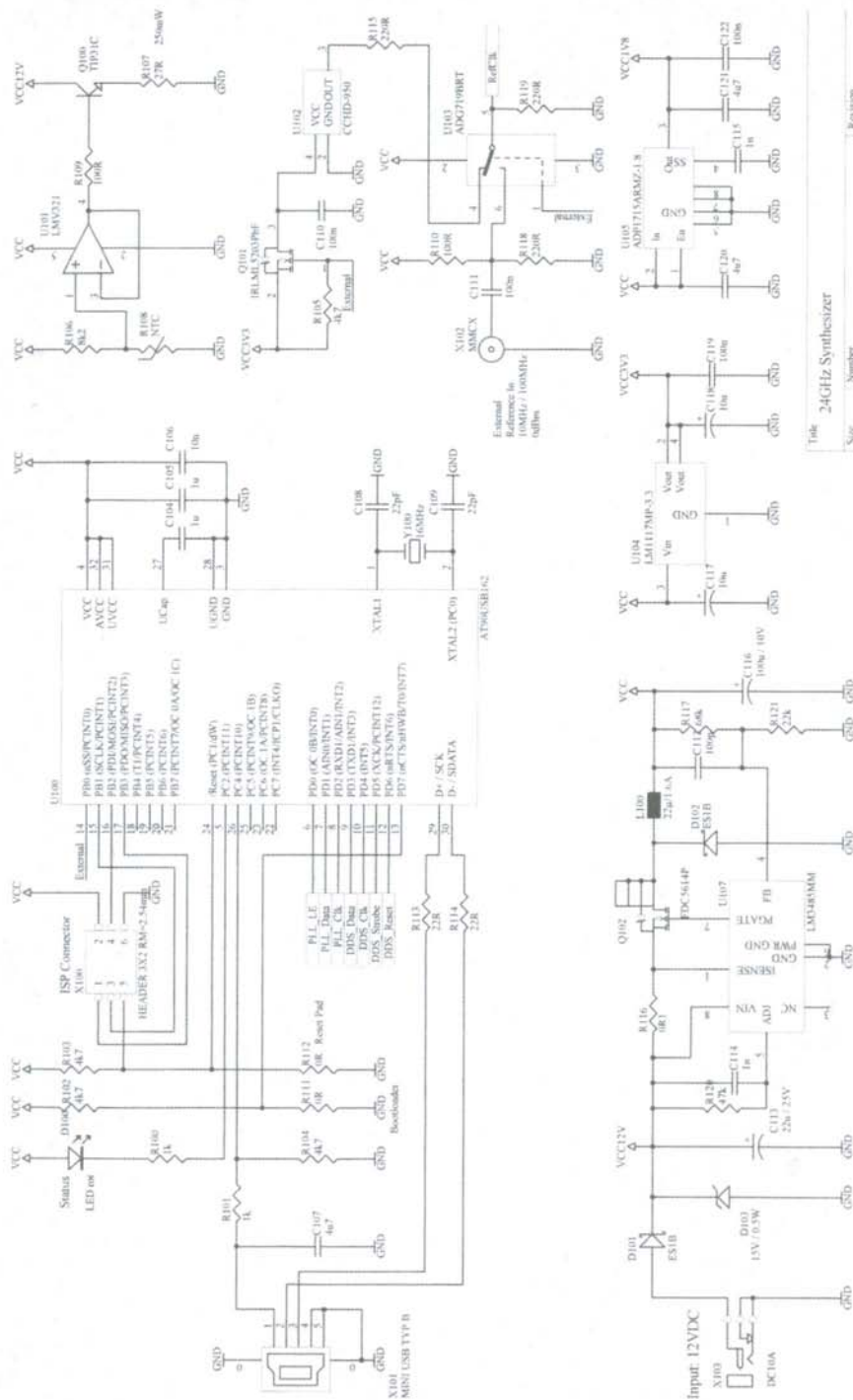


Figure 2: Logic part and power supply of the synthesizer

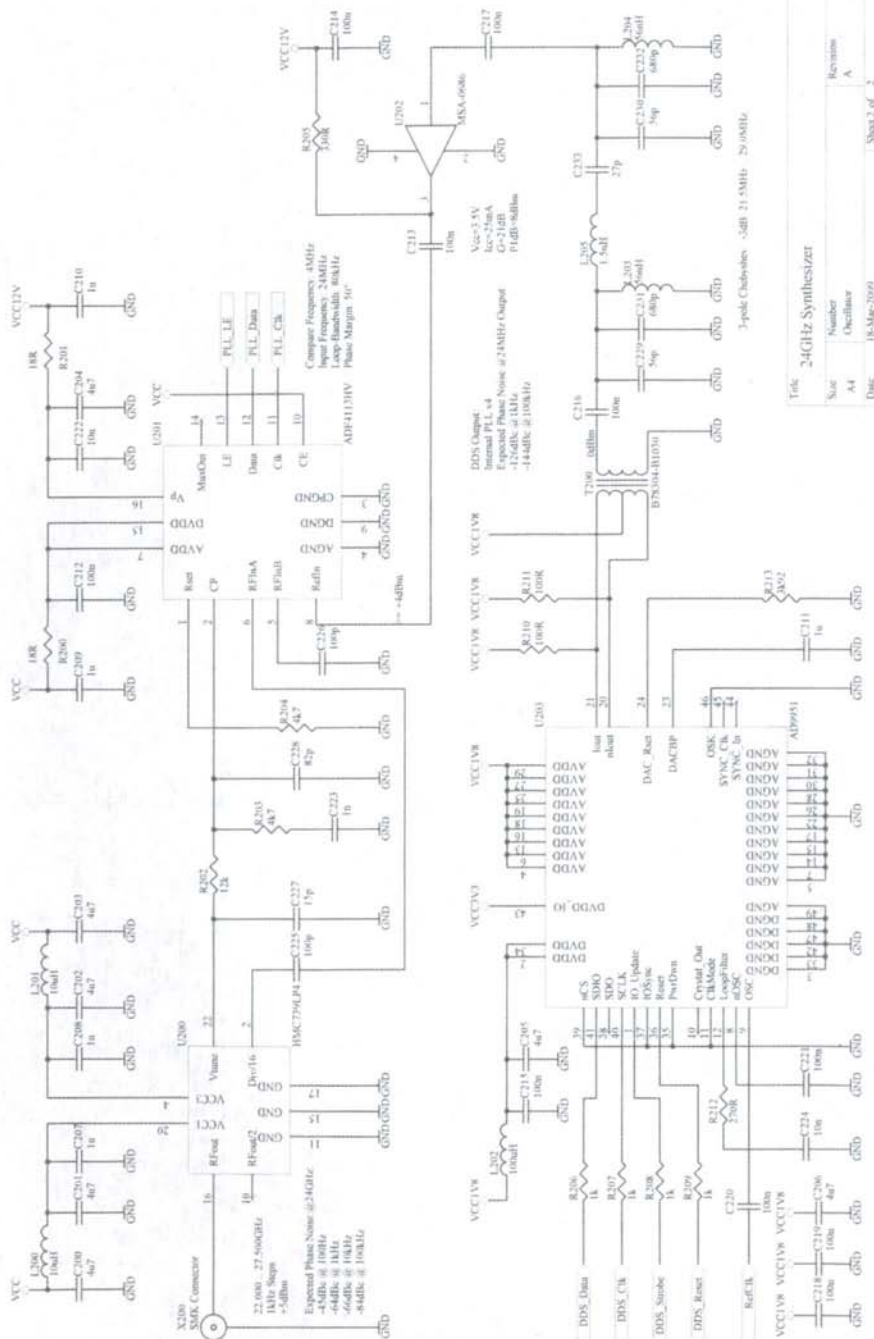


Figure 3: Frequency generation of the synthesizer

Title: 24GHz Synthesizer

Size: A4
Number: Oscillator
Date: 18-Mar-2019

Sheet 2 of 2

The integrated PLL in the AD9951 creates the working frequency of 400MHz (200MHz by using an external 10MHz reference). At this place I want to point out that the internal PLL of the DDS does not have very good performance. A large amount of the phase-noise present at the microwave output is created by this PLL. An improvement could be to increase the reference frequency so that the AD9951 can be configured to bypass the internal PLL (can be done by an adaption of the software).

The output signal of the DDS is in the range of 22.0 - 27.5MHz and is fed to a 3-pole Chebyshev bandpass filter (reduction of unwanted spurious). An integrated 50 Ω gain block from Avago (U202) amplifies the signal and routes it to the PLL.

The PLL itself (U201) divides this reference signal by 6 and works at a comparison frequency of about 4MHz. Via the loopfilter the control voltage is fed to the microwave oscillator U200 (HMC739 from Hittite). Its output is directly connected to a 2.92mm connector. Inside the HMC739 there is a 1:16 prescaler, so the PLL gets the pre-divided frequency of about 1500MHz and divides it again by 375. So the loop is closed at the reference frequency of about 4MHz.

During the development of this circuit I paid attention to use only components that are available by distributors. In the bill of materials there is also noted a (European) distributor. The microwave oscillator itself is only available from Hittite in the USA. Unfortunately the minimum order is 10pcs. For this part (and also for the circuit board) the author can be in assistance upon request. Table 2 shows a listing of all used components and their supplier.

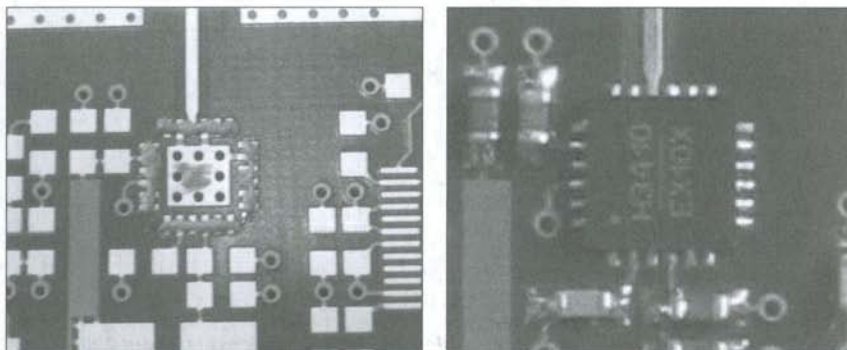


Figure 4a/b: Soldering of the QFN-24 package can be done with solder paste. A small amount is placed over all the pads (left side). The package is placed on the top of the paste and is soldered with hot air (right side)

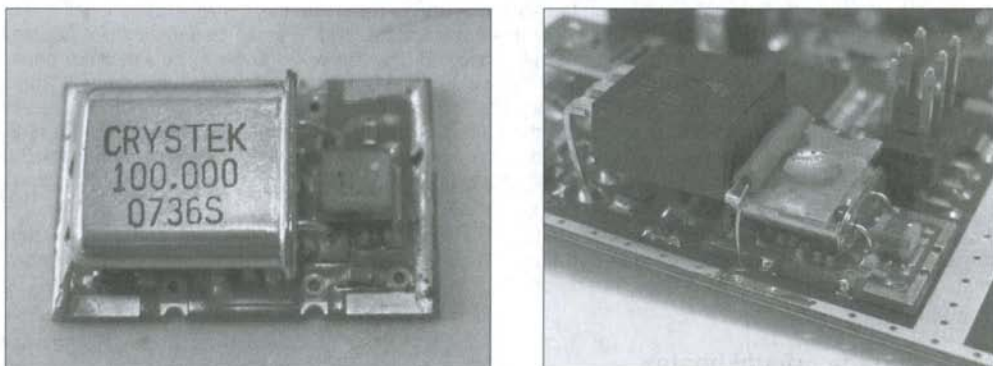


Figure 5a/b: On the left side the opened Crystek oscillator is visible. This oscillator is a circuit board assembled with SMD components. This board is directly soldered onto the synthesizer. The picture on the right shows how the TO-220 transistor is bent and soldered with the crystal. Above the transistor the thermistor is placed. To reduce the thermal contact between these two devices you should use thermal grease

Pos	Count	Reference	Part	Case	Description	Remark	Distributor	Partnumber	Cost €	Total €
1	2	R111, R112	0R	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W	not populated	Farnell	9233130	0.07	0.13
2	1	R116	0R1	1206	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.25W		Farnell	1399738	0.07	0.07
3	4	R109, R110, R210, R211	100R	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233253	0.07	0.27
4	2	R200, R201	10R	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233164	0.07	0.13
5	6	R100, R101, R206, R207, R208, R209	1k	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233365	0.07	0.40
6	1	R202	12k	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233512	0.07	0.07
7	3	R115, R118, R119	22R	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233296	0.07	0.20
8	2	R113, R114	22k	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233173	0.07	0.13
9	1	R121	220R	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233547	0.07	0.07
10	1	R212	270R	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233300	0.07	0.07
11	1	R107	27R	1206	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.25W		Farnell	9240330	0.07	0.07
12	1	R205	33R	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233318	0.07	0.07
13	1	R213	34R2	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	1170848	0.07	0.07
14	1	R120	47k	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233580	0.07	0.07
15	6	R102, R103, R104, R105, R203, R204	4k7	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233466	0.07	0.40
16	1	R117	68k	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233601	0.07	0.07
17	1	R106	8k2	603	Thickfilm Resistor, <=5%, SMD, 0.1W		Farnell	9233400	0.07	0.07
18	1	R108	NTC 10k	DO-35	Thermistor, Through hole		Farnell	1216120	1.30	1.30
19	14	C200, C221	100n	603	Ceramic Capacitor, X7R, >=16V		Farnell	1327679	0.07	0.93
20	3	C112, C225, C226	100p	603	Ceramic Capacitor, COG/NPO, >=50V		Farnell	1462433	0.07	0.20
21	1	C116	100u	TAJ0	Tantal Capacitor 10V		Farnell	1659016	1.57	1.57
22	1	C108, C222, C224	10n	603	Ceramic Capacitor, X7R, >=25V		Farnell	7659548	0.07	0.07
23	2	C117, C118	10u	TAJ0	Tantal Capacitor 6.3V		Farnell	1659029	0.37	0.73
24	5	C114, C115, C207, C208, C223	1n	603	Ceramic Capacitor, X7R, >=25V		Farnell	7659513	0.07	0.33
25	6	C104, C105, C209, C120, C211	1u	603	Ceramic Capacitor, XSR, >=10V		Farnell	9402080	0.13	0.67
26	1	C227	15p	603	Ceramic Capacitor, COG/NPO, >=50V		Farnell	1414614	0.07	0.07
27	2	C106, C109	22n	603	Ceramic Capacitor, COG/NPO, >=50V		Farnell	496543	0.07	0.13
28	1	C113	22u	TAJ0	Tantal Capacitor 30V		Farnell	1659612	1.67	1.67
29	1	C233	27p	603	Ceramic Capacitor, COG/NPO, >=50V		Farnell	722017	0.07	0.07
30	1	C228	82p	603	Ceramic Capacitor, COG/NPO, >=50V		Farnell	1659854	0.07	0.07
31	10	C203, C204, C205, C206	4u7	603	Ceramic Capacitor, X7R, >=6.3V		Farnell	1463379	0.13	1.33
32	2	C229, C230	56p	603	Ceramic Capacitor, COG/NPO, >=50V		Farnell	1572627	0.07	0.13
33	2	C231, C232	68p	603	Ceramic Capacitor, COG/NPO, >=50V		Farnell	1414648	0.07	0.13
34	1	C201, C202	10uT	1210	Inductor SMT, I=10mA, 1210		Farnell	9567965	0.36	0.70
35	1	L202	100uH	1210	Inductor SMT, I=120mA, 1210		Farnell	1669841	0.28	0.28
36	1	L205	1.5uH	603	Inductor SMT 0603		Farnell	1669529	0.47	0.47
37	1	L100	22uH	DR73	Power Inductor 1.5A		Farnell	1612701	1.57	1.57
38	2	L203, L204	56uH	603	Inductor SMT 0803		Farnell	1265476	0.40	0.80
39	1	T200	1mH	SMT	RF Transformer 1:1, 1, Epcos B78034-B1031		Schuricht	363921	7.27	7.27
40	1	U103	BZV55-C15	SOD-80C	Zenerdiode 0.5W		Farnell	1097187	0.16	0.16
41	2	U101, U102	ES18	SMA	Ultrafast Diode 1A 100V		Farnell	4046400	0.07	1.73
42	1	U100	LED red	3mm	Diaght 5111 H107, 3mm PCB LED red		Farnell	1306033	0.90	0.90
43	1	U102	FDCE614P	SSOT-6	P-Channel MOSFET (Fairchild Semiconductor)		Farnell	1471036	0.00	0.00
44	1	U100	TP31C	TO220	Transistor NPN		Farnell	9294341	0.63	0.63
45	1	U101	IRULM5203PBF	SOT-23	P-Channel MOSFET (International Rectifier)		Farnell	9103511	0.97	0.97
46	1	U103	AD9511V2Z	TOFPA-48	40MHz (Analog Devices)		Farnell	6390445	26.20	26.20
47	1	U201	ADF4113HVRU2	TSSOP-16	Synthesizer PLL (Analog Devices)		Farnell	1406707	8.97	8.97
48	1	U103	ADP119BRITZ	SOT-23	SPOT MIX 2:1 (Analog Devices)		Farnell	1332428	2.73	2.73
49	1	U106	ADP115ARAZ18	MSOP-8	Voltage Regulator 1.8V		Farnell	1461504	2.23	2.23
50	1	U100	AT90USB162-16AU	TOFPA-32	Microcontroller AVR USB, 16kB Flash (Atmel)		Farnell	1455073	4.83	4.83
51	1	U102	CCHD-990-50-100.0	SMO1	Crystal Oscillator, Ultra-Low Phase Noise (Crystrale)		Mouser	549-CCHD-990-50-100	29.47	29.47
52	1	U200	HMC738PL4E	QFN-24	SMT VCO 24GHz with Divider (Hitite)		Hitite	HMC738PL4E	42.40	42.40
53	1	U104	UM1117MP-3.3	SOT223	Voltage Regulator 3.3V		Farnell	1469504	0.93	0.93
54	1	U107	LM4358AM	MSOP-8	Operational Amplifier PVAL		Farnell	1469251	1.80	1.80
55	1	U101	LMV321DDVR	SOT-23	Operational Amplifier RRO		Farnell	1105936	0.73	0.73
56	1	U202	MSA0086-BUQ	SOIC4	MMIC Amplifier (Analog)		Farnell	1095627	6.03	6.03
57	1	Y100	16.000MHz	CX-96F	Crystal 16MHz, 5x3.2mm (AVX, Series C960235B)		Farnell	1368779	5.67	5.67
58	1	X103	DC10A	DC10A	Power Connector (C&H Electronic Components)		Farnell	224959	1.05	1.05
59	1	X100	Header 2x3	H03	Header SMD, 2x3 Way, 2.54mm	Must be cutted	Farnell	9696975	1.60	1.60
60	1	X101	Mini USB Typ B	USB8	SMD Mini USB Type B Connector (Würth)		Farnell	1642036	1.63	1.63
61	1	X102	MMCX	MMCX	Jack MMCX SMD (Huber+Suhner 30MMCX-550-0.55)		Farnell	1299936	6.57	6.57
62	1	C00A	SMK-F	SMK-F	SMK 40GHz Hermetic Feed-Thru		Mouser	530-142-1000-003	13.47	13.47
63	1	X00B	SMK-V	SMK-V	SMK 40GHz Connector 2 Hole Flange		Mouser	530-145-0701-603	24.73	24.73

Table 2: Bill of material and possible suppliers – total cost is about 220,- €

Assembly of the PC board

The circuit board uses almost entirely surface-mount technology and there are several components with a small pitch. You need a little bit of skill using the soldering iron to assemble this board.

For the soldering of the QFN-24 package I only use solder paste. With a small dispenser (or a needle) the solder paste is placed onto the pads. It is also allowed that the paste flows in between the pads, because the surface tension of the solder and the soldermask on the circuit board will prevent short circuits on the later soldering process (Figure 4a). The chip is placed on the pads and carefully pressed into the solder paste. Check from all sides that the chip is correctly positioned. The soldering process is done with hot air. Some seconds later the solderpaste melts and all pads are soldered simultaneously. Clean the board with solvent and a brush, and check again that no solder splashes have caused a short (Figure 4b).

As an alternative to the hot air it is also possible to touch every pad with a soldering-iron and very thin solder (0.35mm) and thus to solder one pad after the other. With the hot-air method also all the 'more simple' TQFP- and TSSOP-chips can be soldered.

Mounting the crystal heater

The crystal oscillator U102 itself is also a circuit board populated with SMD components which has a metal housing over it. After removing this housing we see the structure of the oscillator (Figure 5a). The prepared oscillator board is then soldered directly onto our circuit board. The heating element (Q100) is then added over the top of the crystal. With a (short!) soldering process the housing of the crystal and the transistor are soldered together to get a good thermal contact. The temperature sensitive resistor R108 is

covered by a shrink tubing and mounted above the transistor Q100. The distance between the transistor and the thermistor should be as small as possible. This area is later filled with thermal grease. The whole assembly can also be packed with thermal isolating material so the influence of the ambient temperature can be minimized.

Mounting the 2.92mm connector

The microwave output on the circuit board is a 50Ω microstrip line. On the edge of the PCB there is soldered a brass profile with a thickness of 1.5mm. The soldering is done on the upper and lower sides of the circuit board to achieve a good ground connection between the PCB and the connector. At the correct position in the brass profile a 1.9mm hole is drilled. Into this hole a 50Ω microwave feedthrough is placed and soldered with the microstrip line. The feedthrough must fit very tightly into the hole. If the hole was drilled too big, the feedthrough can be enlarged with solder. On the other side of the profile the 2.92mm connector can be snapped on and soldered with the brass profile (Figure 6).

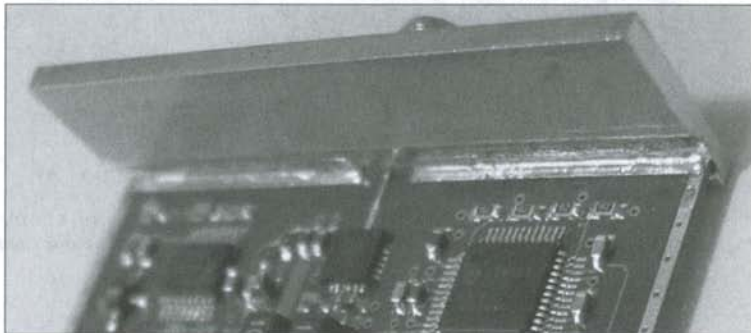


Figure 6: The brass profile was soldered with the circuit board (top and bottom side). At the position where the microstrip line meets the brass, a 50Ω feedthrough was placed and soldered. A 2.92mm connector is placed at the backside of the profile and soldered to it

Mounting into the housing

At microwave frequencies the housing has to be sealed very well, otherwise the radiation exits everywhere else than through the connector! A completely milled housing would be a good proposal, but not every amateur is capable of doing such work. So my proposal is again using brass profiles: 4 profiles with a height of 15mm are cut to the right length and soldered with the circuit board. On the RF side we have the feedthrough as described above. On the other side you have to cut holes for the LED, the power- and USB-connectors. The isolation between the controller and RF sections is done by another profile with a height of about 12mm. It is also soldered onto the circuit board. All 5 profiles are also soldered to each other so we get a fully shielded housing. The top and bottom cover can be created from a standard tinplate housing (55mm x 74mm). It is also possible to use a brass plate with a thickness of 1mm and to completely solder it. You should place a sheet of absorbing foam above the microwave part, so no resonances can occur inside this chamber (Figure 7).

Initial Startup Procedure

For the first power-up the synthesizer is connected to a regulated and current protected 12V power supply. The current draw should be between 300–350mA. All the internal voltages (5V, 3.3V, 1.8V) must be checked for correct levels. After some minutes the current draw should reduce by about 50mA, because the crystal heater has reached its working temperature. With an AVR programmer the software is programmed to the microcontroller. Later the USB link to the PC can be connected (see below). After the driver installation you can check with a terminal program if the synthesizer is able to communicate. The frequency is now set to 24.100000GHz. With an oscilloscope the signal at U202 pin 3 is checked. There you should see a clean sinewave with a frequency of 24.1MHz and an amplitude of about $2V_{pp}$. Next we have to check the V_{tune} input of the Voltage Controlled Oscillator U200. There we must see a DC voltage of about 1.9V. This signal must be free from oscillations, otherwise the PLL is not working

correctly. With a spectrum analyzer or a microwave powermeter (if available) we can also check the 24GHz output signal. Here we must see a clean signal with a power level of about +5dBm.

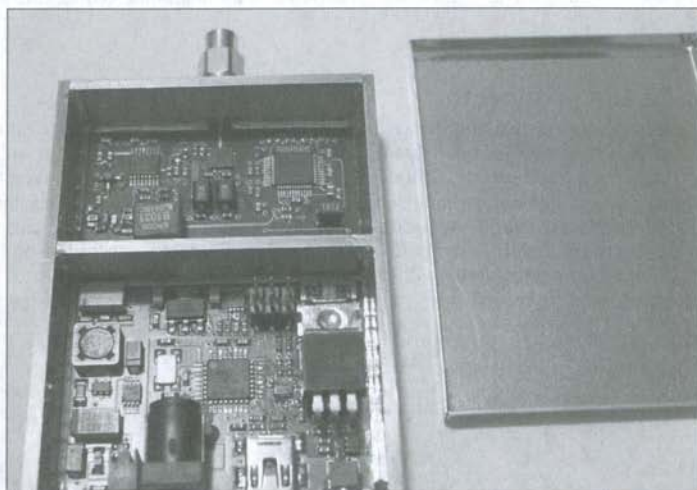


Figure 7: The 5 brass profiles are soldered with the circuit board. The cover of a tinplate housing is used to close the housing. You should use microwave absorber over the microwave part

Software

The synthesizer connects to the PC via the USB port as a so called VCP-device (Virtual COM Port). This means that there is an additional serial port created on the PC for communication with the synthesizer. For this purpose you can use any terminal software (e.g. Hyperterminal). For the installation of the synthesizer (Windows 2000/XP/Vista) there are no drivers required. You only need a *.inf file, which can be downloaded from the Internet (see References). The operating system then uses an already present DLL (MsPorts.dll). After completion of the installation you can check the number of the new created COM port with the Windows Device Manager. With the terminal program you then can create a connection with this COM-port. The baud rate, number of stop bits and so on are not used for this USB link. After pressing <Enter> the synthesizer should send a startup screen similar to Figure 8.

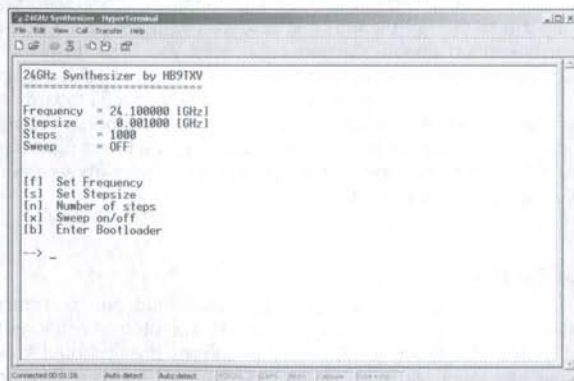


Figure 8: Startup screen of the synthesizer, seen with a terminal program. The frequency and sweep modes can now be set.

In the upper area of the screen the actual settings are visible. They are also stored in the EEPROM of the microcontroller and are automatically activated on the next power-on of the device. If the sweep mode is switched off, a fixed frequency (in this case 24.100000GHz) is generated. This value can be changed by

the entry of <fx.yyyyy> where xx.yyyyy means the actual frequency in GHz (e.g. <f23.973214>). If we switch on the sweep mode (press X) a frequency sweep starting from the value 'Frequency' is generated. Every 1ms the frequency is increased by the value 'Stepsize'. A total of 'Steps' steps are made and then the sweep starts again at the value 'Frequency'. This operating mode is useful for measuring filters and so on. The software can be downloaded in a pre-compiled form from the Internet (see References). On request the author can also provide the source code so you may make your own modifications, e.g. to create a beacon transmitter.

Further Comments

This application showed that it is possible for a skilled radio-amateur to build systems in SMD technology for the mid-GHz area by the use of modern MMICs. This circuit surely has some potential for optimisations. By the use of a higher reference frequency and a PLL which allows a higher comparison frequency, the phase-noise could be further reduced. With a different microwave oscillator MMIC this design can also be used for other frequencies (e.g. X-band). By using precise external reference oscillators (e.g. rubidium clocks) it is possible to build very accurate frequency standard in the mid-GHz area. Phase-noise can further be reduced by using a VCO chip with a smaller tuning sensitivity (e.g. HMC533). The drawback is the smaller frequency coverage.

Based on a similar approach a design of a K-band Vector Network Analyzer (VNA) will be presented in a later issue.

References

Download of all hardware documents (schematic in PDF format, layout in gerber format):

http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/24GHz_Synthesizer/Hardware.zip

Download of the software and the Windows INF-file:

http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/24GHz_Synthesizer/Software.zip

Datasheet DDS-Chip AD9951:

http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9951.pdf

Datasheet PLL-Chip ADF4113HV:

http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADF4113HV.pdf

Datasheet Microwave-VCO HMC739LP4:

http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/24GHz_Synthesizer/HMC739LP4.pdf

Source for components: Distributor 'Farnell': <http://www.farnell.com>

Source for components: Distributor 'Schuricht': <http://www.schuricht.com>

Source for components: Distributor 'Mouser': <http://www.mouser.com>

Source for tinplate housings: <http://www.schubert-gehaeuse.de>

Homepage Atmel (Microcontroller, AVR-Tools): <http://www.atmel.com>

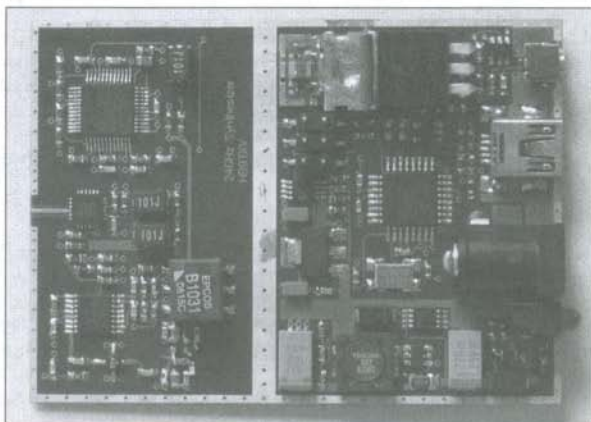


Fig. 9 Assembled PCB

Frequenz-Synthesizer für den Bereich 22.0 – 27.5GHz

von Léon Audergon, HB9TXV - audergon@rfbeam.ch

Einleitung

Wer mit Baugruppen im 24GHz Band experimentiert, steht häufig vor der Problemstellung einen durchstimmbaren Oszillator für dieses Frequenzband zu benötigen. In diesem Artikel wird eine kleine, mikroprozessor-gesteuerte Baugruppe vorgestellt, welche sich als Oszillator für eigene Experimente, als Bakensender oder auch (bei geringeren Ansprüchen) als Lokaloszillator für Transverter eignet. Mit externen Richtkopplern und Detektoren lassen sich damit auch (skalare) Netzwerkanalysen durchführen. Dieses Design basiert auf einem DDS-Oszillator, der die Referenz für eine nachgeschaltete PLL erzeugt. Das Phasenrauschen dieser Lösung erreicht keine Spitzenwerte, dafür lässt sich diese Baugruppe mit standard SMD-Technik zu einem moderaten Preis aufbauen. Die Frequenz (inkl. einem Sweep-Mode) lässt sich über die USB-Schnittstelle vorgeben. Nachfolgend werden einige Technologien zur Erzeugung von Frequenzen im 24GHz Band beschrieben:

Quarzoszillator mit Vervielfacher

Dies ist wohl die klassische Variante der Mikrowellen-Oszillatoren. Mit einem Quarz wird ein rauscharmer Oszillator aufgebaut. Über mehrere Stufen wird diese Frequenz vervielfacht, gefiltert und verstärkt. Mit dieser Technik lassen sich Oszillatoren mit sehr geringem Phasenrauschen aufbauen. Jede Vervielfachung vergrößert das Phasenrauschen um:

$$P_N = 20 * \log(N) \quad (1)$$

Wobei 'N' dem Multiplikationsfaktor entspricht. Wenn wir von einem guten 100MHz Quarzoszillator mit einem Phasenrauschen von $-135\text{dBc/Hz}@1\text{kHz}$ ausgehen, so erreichen wir bei 24GHz einen Wert von etwa $-87\text{dBc/Hz}@1\text{kHz}$. Die Qualität eines so aufgebauten Mikrowellenoszillators hängt noch stark von den eingesetzten Filtern ab. Diese entscheiden doch, wie stark unerwünschte Nebenschwingungen unterdrückt werden. Ein üblicher Wert liegt hier bei etwa -50dBc . Eine Veränderung der Ausgangsfrequenz ist hier nicht möglich.

PLL Synthesizer

Bei einer PLL (Phase Locked Loop) wird das Signal eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) durch einen einstellbaren Faktor geteilt und über einen Phasenkomparator mit einer Vergleichsfrequenz 'geloct'. Diese Vergleichsfrequenz wird durch Teilung aus einem Referenzoszillator gewonnen. Ein solches System besitzt keine Nebenschwingungen, da der VCO direkt auf der Ausgangsfrequenz schwingt. Weiter lässt sich die Ausgangsfrequenz digital einstellen. Die Schrittweite entspricht dabei der Vergleichsfrequenz. Das Phasenrauschen des PLL Synthesizer wird dabei durch die Referenz- und die Vergleichsfrequenz, sowie durch den PLL-Chip selber bestimmt:

$$P_N = P_0 + 20 * \log(N) + 10 * \log(f_{\text{comp}}) \quad (2)$$

'P₀' ist dabei der Noise floor des PLL-Chips (-212dBc/Hz beim bekannten ADF4113), 'N' der Multiplikationsfaktor der PLL und 'f_{comp}' die Vergleichsfrequenz. In dieser Formel wird das Rauschen des Referenzoszillators sowie evt. weiterer Vorteileiler nicht berücksichtigt. Um einen Mikrowellen-Oszillator mit geringem Phasenrauschen aufzubauen, sollte die Vergleichsfrequenz somit möglichst hoch liegen. Eine hohe Vergleichsfrequenz verhindert aber wieder, dass der Synthesizer mehrere Ausgangsfrequenzen mit geringer Schrittweite erzeugen kann. Wird ein PLL Synthesizer mit einem ADF4113 sowie einem HMC533 von Hittite (mit integriertem 1:16 Vorteiler) aufgebaut, welcher eine Schrittweite von 1MHz ermöglicht (entspricht einer Vergleichsfrequenz von 62.5kHz), so liegt das theoretisch erreichbare Rauschen bei $-52\text{dBc/Hz}@1\text{kHz}$.

DDS mit nachgeschalteter PLL

Bei diesem Verfahren wird die Referenzfrequenz des PLL-Chip von einem DDS-Oszillator (Direct Digital Synthesis) erzeugt. Dieser Oszillatortyp ermöglicht die Erzeugung einer sehr rauscharmen Referenzfrequenz, welche sich in kleinen Schrittwerten verändern lässt. Diese Frequenz wird von der nachfolgenden PLL mit einem konstanten Multiplikationsfaktor vervielfacht. Mit diesem Verfahren gelingt es, die Vergleichsfrequenz der PLL möglichst hoch zu halten, den Vorteil der kleinen Schrittweite dadurch jedoch nicht zu verlieren (die Schrittweite wird durch den DDS bestimmt). Ein Mikrowellen-Oszillator dieser Bauart ermöglicht ein Phasenrauschen von etwa $-70\text{dBc}/\text{Hz}@1\text{kHz}$ bei der Verwendung eines ADF4113 als PLL mit einer Vergleichsfrequenz von 4MHz. Die Schrittweite der Ausgangsfrequenz liegt hierbei unter 1kHz. Bei der Verwendung von PLL-Chips, welche eine höhere Vergleichsfrequenz zulassen, kann das Phasenrauschen noch weiter gesenkt werden. Auch dieser Mikrowellen-Oszillator erzeugt keine unerwünschten Nebenschwingungen. Der Nachteil liegt im aufwändigeren Aufbau sowie in der Gefahr, dass sich Spurious des DDS bis zum Mikrowellen-Signal „durchschlagen“ können. Weiter muss auch hier ein qualitativ hochwertiger Referenzoszillator verwendet werden.

Wieviel Phasenrauschen kann ich akzeptieren?

Diese Frage ist natürlich stark vom Anwendungsgebiet des Mikrowellen-Oszillators abhängig. In einem Empfänger limitiert das Phasenrauschen z.B. die Dynamik des Empfangssignals sowie die Unterdrückung von benachbarten Stationen. Um eine vernünftige Sprachübertragung in den weniger stark genutzten Mikrowellenbändern zu ermöglichen, sollten wir Werte von $\leq -70\text{dBc}/\text{Hz}@1\text{kHz}$ anstreben. Für einen Bakensender (CW-Zeichen) sind dagegen auch Werte $\leq -60\text{dBc}/\text{Hz}@1\text{kHz}$ akzeptabel. Verwenden wir den Oszillator zum Ausmessen von Filtern o.ä. kann unter gewissen Umständen auch mit einem Wert $\leq -50\text{dBc}/\text{Hz}@1\text{kHz}$ noch gearbeitet werden. Grundsätzlich gilt natürlich: Je tiefer, desto besser!

Oszillator-Typ	Phasenrauschen @1kHz	Subharmonische	Verwendung
Quarzoszillator mit Vervielfacher	$-87\text{dBc}/\text{Hz}$	-50dBc	- Lokaloszillator in Transvertern - Bakensender
PLL Synthesizer	$-52\text{dBc}/\text{Hz}$	$< -80\text{dBc}$	- Ausmessen von Schaltungen - Bakensender
DDS mit nachgeschalteter PLL	$-70\text{dBc}/\text{Hz}$	$< -80\text{dBc}$	- Ausmessen von Schaltungen - Bakensender - evt. Lokaloszillator in Transvertern

Tabelle 1: Richtwerte von Phasenrauschen sowie der Subharmonischen von 3 üblicherweise im Mikrowellenbereich verwendeten Oszillator-Typen

Die hier vorgeschlagene Schaltung arbeitet nach dem dritten Prinzip. Auf einer kleinen Leiterplatte sind sämtliche Komponenten vorhanden, um eine digital gesteuerte Ausgangsfrequenz im Bereich 22.0 – 27.5GHz zu erzeugen. Die Frequenz wird dabei von einem PC über die USB-Schnittstelle vorgegeben. Das System kann jedoch auch ohne angeschlossenen PC autonom als Festfrequenz-Oszillator verwendet werden. Mit einer Softwareanpassung ist es auch denkbar, die Schaltung direkt als Bakensender zu verwenden.

Abbildung 1: Die aufgebaute Schaltung vor dem Einbau in ein Gehäuse. Auf der linken Seite befindet sich der Mikrocontroller, rechts der DDS sowie die PLL. Der Mikrowellenausgang ist über eine Durchführung mit der 2.92mm Buchse verbunden.

Der abgebildete Prototyp erreicht die folgenden Messwerte:

Frequenzbereich:	22.000GHz .. 27.500GHz (bei $V_{CC} = 13.8V$)
Ausgangsleistung:	+5dBm (+/- 3dB über den Frequenzbereich)
Phasenrauschen:	-65dBc@1kHz, -88dBc@100kHz (externer Oszillator)
Frequenzstabilität:	<1ppm
Stromversorgung:	12VDC, 0.30A

* 1ppm bei 24GHz entspricht einer Frequenzdrift von 24kHz. Der gemessene Wert lag deutlich tiefer, jedoch wurden die Tests nicht über den vollen Temperaturbereich durchgeführt. Es ist jedoch möglich, den Oszillator an eine externe 10MHz oder 100MHz Quelle anzuschliessen (Rubidium- oder GPS-Locked). Damit sind dann noch deutlich tiefere Werte erreichbar.

Schaltungsbeschreibung

Abbildung 2 zeigt den Logikteil sowie die Stromversorgung des Synthesizers. Dieser Schaltungsteil liegt in einer eigenen Kammer des Gehäuses. Ein Mikrocontroller (AT90USB162) übernimmt die Steuerung der PLL sowie des DDS. Die Verbindung zum PC erfolgt über eine USB-Schnittstelle. Die Software kann über den 6-poligen Steckverbinder X100 in den Flash-Speicher des Controllers programmiert werden. Über die beiden Pads R111 bzw. R112 kann der Bootloader des Prozessors erreicht werden. Dies ist vor allem dann von Interesse, wenn eine eigene Software auf diesem Board entwickelt werden soll.

Über X102 kann ein externes Referenzsignal anstelle des internen Oszillators verwendet werden. Die Frequenz kann entweder 10MHz oder 100MHz betragen (über die Software umschaltbar). Wird die externe Referenz angewählt, ist der interne Oszillator über Q101 abgeschaltet.

Der interne Oszillator ist mit einem Baustein von Crystek aufgebaut. Dieser Typ ist recht gut erhältlich und besitzt ein sehr gutes Phasenrauschen (für fertig erhältliche, bezahlbare Quarzoszillatoren). Dieser Oszillator wurde aber zur Verbesserung der Drift mit einem einfachen Ofen erweitert. Die Ansteuerung des Ofens erfolgt mit U101. Das Heizelement ist Q100, der Temperaturfühler ist R108. Beide Elemente werden in einen guten thermischen Kontakt mit dem Oszillator gebracht. Damit wird erreicht, dass die Temperatur des Quarz auf ca. 60°C stabilisiert wird.

Die Stromversorgung erfolgt über eine 12V-Buchse (X103). Mit einem Schaltregler werden 5V erzeugt und daraus die 3.3V und 1.8V Spannungen abgeleitet. Zur Verringerung der Verlustleistung wurde für die 5V Versorgung ein Schaltregler eingesetzt. Der Nachteil ist, dass es recht aufwändig ist, die Schaltfrequenz vom Ausgangssignal fernzuhalten. Eine Verbesserung der Schaltungsperformance kann erreicht werden, wenn die 5V Spannung über eine Kombination eines Schalt- und Linearreglers erzeugt wird.

In Abbildung 3 ist die Frequenzerzeugung gezeigt. Das Referenzsignal (100MHz oder 10MHz) wird auf den DDS Chip U203 (AD9951 von Analog Devices) geführt. Die integrierte PLL erzeugt dann die Arbeitsfrequenz von 400MHz (200MHz bei einem 10MHz Referenzsignal). Es sei an dieser Stelle erwähnt, dass die im DDS integrierte PLL keine überragenden Eigenschaften aufweist und einen grossen Anteil des am Ausgang noch vorhandenen Phasenrauschens erzeugt. Eine Verbesserung könnte hier vermutlich durch eine höhere Referenzfrequenz sowie das Überbrücken der internen PLL erreicht werden (durch Anpassung der Software möglich).

Das Ausgangssignal des DDS liegt im Frequenzbereich von 22.0 - 27.5MHz und wird durch ein 3-poliges Chebyshev Bandfilter gefiltert (Reduktion von unerwünschten Spurious des DDS). Mit einem integrierten 50Ω Verstärker von Avago (U202) wird die Amplitude verstärkt und das Signal der PLL zugeführt.

Die PLL (U201) teilt das Referenzsignal durch 6 und arbeitet somit mit einer Vergleichsfrequenz um 4MHz. Über das Loopfilter wird die Regelspannung dem Mikrowellen-Oszillator U200 (HMC739 von Hittite) zugeführt. Sein Ausgangssignal wird direkt auf einen 2.92mm Steckverbinder geführt. Im Innern des Mikrowellen-Oszillators befindet sich auch der 1:16 Vorteiler. Die PLL erhält dieses Signal mit einer Frequenz von ca. 1500MHz und teilt dieses weiter durch 375. Somit ergibt sich wieder die Vergleichsfrequenz von 4MHz.

Abbildung 2: Logikteil sowie Stromversorgung des Synthesizers

Abbildung 3: Frequenzerzeugung des Synthesizers

Bei der Entwicklung der Schaltung wurde darauf geachtet, möglichst nur Komponenten zu verwenden, welche über Distributoren erhältlich sind. In der Stückliste ist jeweils auch eine (europäische) Bezugsquelle angegeben. Der Mikrowellen-Oszillator selber ist nur bei Hittite direkt erhältlich. Leider ist die Mindestbezugsmenge 10 Stück. Hier (und bei der Leiterplatte) hilft der Autor auf Anfrage jedoch gerne weiter. Tabelle 2 zeigt eine Aufstellung aller benötigten Komponenten sowie deren Bezugsquelle.

Aufbau der Leiterplatte

Auf der Leiterplatte befinden sich mehrere Komponenten mit einem kleinen Rastermass. Ein wenig Geschick beim Umgang mit dem LötKolben ist für den Aufbau auf jeden Fall notwendig. Für das Auflöten des QFN-24 Gehäuses empfiehlt sich die Verwendung von Zinnpaste. Diese wird mit einem kleinen Dispenser oder mit einer Messspitze auf die LötPads aufgetragen. Es darf dabei auch Lötpaste zwischen die Pads gelangen, da durch den Lötstopplack auf der Leiterplatte später das Zinn auf die Pads 'zurückgezogen' wird (Abbildung 4a). Danach wird der Baustein vorsichtig auf die Zinnpaste gelegt und vorsichtig angedrückt. Von der Seite her lässt sich die korrekte Position des Chips kontrollieren: Die Anschlüsse der Chips müssen auf allen Seiten direkt über den LötPads auf der Leiterplatte liegen. Danach wird der Chip von oben mit Heissluft erhitzt. Nach einigen Sekunden schmilzt die Zinnpaste und verlötet alle Anschlüsse gleichzeitig. Von Auge kann dann noch kontrolliert werden, ob sich keine Zinnspritzer zwischen den Pads befinden, welche einen Kurzschluss verursachen können (Abbildung 4b). Als Alternative zur Heissluft können die einzelnen Pads auch mit einem heissen LötKolben berührt werden und so der Baustein Pin für Pin gelötet werden. Mit der Heissluft-Methode können übrigens auch die 'einfacheren' TQFP- und TSSOP- Bausteine verlötet werden.

Abbildung 4a/b: Das Einlöten des QFN-24 Bausteins kann mit Zinnpaste erfolgen. Diese wird in geringer Menge über alle Pads verteilt (links), dann der Baustein aufgelegt und mit Heissluft verlötet (rechts)

Tabelle 2: Stückliste mit allen verwendeten Komponenten sowie deren Bezugsquelle

Montage des Quarzofens

Beim Quarzoszillator U102 handelt es sich um eine kleine mit SMD-Komponenten bestückte Leiterplatte, welche mit einem Metalldeckel verschlossen wurde. Nach der Entfernung dieses Deckels zeigt sich der Aufbau des Oszillators (Abbildung 5a). Der so präparierte Oszillator wird auf unsere Leiterplatte gelötet. Von der Gegenseite wird der Heiztransistor Q100 eingelötet. Dieser wird so abgeknickt, dass er direkt über den Quarz zu liegen kommt. Mit einem kurzen (!) Lötvorgang werden das Quarzgehäuse und der Transistor miteinander verlötet und so ein guter thermischer Kontakt hergestellt. Der Temperaturfühler R108 wird mit einem Schrumpfschlauch überzogen und über dem Transistor Q100 montiert.

Der Abstand soll möglichst gering sein (Abbildung 5b). Danach wird dieser Bereich mit Wärmeleitpaste 'vollgekleckert'. Das ganze Gebilde kann auch noch mit etwas thermisch isolierendem Material eingekleidet werden. Dadurch kann die Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur noch weiter verringert werden.

Abbildung 5a/b: Links ist der geöffnete Crystek Oszillator sichtbar. Es handelt sich dabei um eine SMD-bestückte Leiterplatte, welche direkt auf den Synthesizer aufgelötet wird. In der rechten Abbildung ist gezeigt, wie ein TO-220 Transistor abgeknickt und mit dem Quarz verlötet wird. Oberhalb der Kühlfahne des Transistors wird der NTC platziert. Ganz zum Schluss wird der thermische Kontakt zwischen dem NTC und dem Transistor mit Wärmeleitpaste verbessert.

Montage des 2.92mm Verbinders

Der Mikrowellen-Ausgang ist auf der Leiterplatte als 50Ω-Microstrip-Leitung ausgeführt. An der Leiterplattenkante wird ein Messing-Profil mit einer Dicke von 1.5mm von beiden Seiten der Leiterplatte verlötet. So kann eine gute Masse-Verbindung gewährleistet werden. An der korrekten Stelle des Messingprofils befindet sich eine 1.9mm dicke Bohrung. Dort wird eine 50Ω-Durchführung eingelegt. Die Durchführung muss richtig 'sitzen'. Falls das Loch zu gross gebohrt wurde, kann die Durchführung mit etwas Lötzinn verbreitert werden. Danach wird der Innenleiter der Durchführung auf der Leiterplatte verlötet. Auf der Gegenseite wird dann die 2.92mm Buchse aufgesteckt und rundum mit dem Messingprofil verlötet (Abbildung 6).

Abbildung 6: Das Messingprofil wurde mit der Masseverbindung der Leiterplatte verlötet (Ober- und Unterseite). An der Stelle, an der die Microstrip-Leitung die Printkante erreicht, wird eine 50Ω Durchführung eingesetzt und verlötet. Ein 2.92mm Steckverbinder wird auf der Rückseite des Profils aufgesteckt und festgelötet.

Einbau ins Gehäuse

Damit das Hochfrequenzsignal durch die Buchse und nicht unkontrolliert durch die Luft entweichen kann, muss der Synthesizer in ein HF-dichtes Gehäuse eingebaut werden. Da aus dem Vollen geformte Gehäuse nicht jedermanns Sache sind, habe ich mir mit Messingprofilen geholfen:

4 Messingprofile mit einer Höhe von 15mm werden auf die korrekte Länge zugeschnitten und rundum mit der Leiterplatte verlötet. Auf der HF-Seite wird, wie oben beschrieben, eine Durchführung eingelötet. Das Profil auf der Gegenseite erhält noch die nötigen Ausschnitte für die LED, den Power-Stecker sowie die USB-Buchse. Für die Abtrennung zwischen dem Mikrowellen- und dem Logikteil wird ein weiteres Profil mit einer Höhe von ca. 12mm auf die Leiterplatte gelötet. Alle 5 Profile werden auch untereinander verlötet, so dass ein absolut dichtes Gehäuse entsteht.

Als Bodenplatte und Deckel kann der Weissblechdeckel eines Standardgehäuses (55mmx74mm) verwendet werden, oder aber man verlötet wieder eine Messingplatte mit etwa 1mm Dicke. Oberhalb des Mikrowellentails sollte noch ein Streifen Absorber eingelegt werden, damit sich innerhalb des Gehäuses keine Resonanzen bilden können (Abbildung 7).

Abbildung 7: Die 5 Messingprofile wurden bereits mit der Leiterplatte verlötet. Der Weissblechdeckel eines Standardgehäuses verschliesst das Gehäuse. Der Mikrowellentail sollte mit etwas Absorbermatte abgedeckt werden.

Inbetriebnahme

Zur Inbetriebnahme wird der Synthesizer an eine (strombegrenzte!) 12V Versorgung angeschlossen. Die Stromaufnahme sollte dann bei etwa 300-350mA liegen. Danach werden die internen Spannungen (5V, 3.3V, 1.8V) auf korrekten Pegel kontrolliert. Nach einigen Minuten sollte die Stromaufnahme um ca. 50mA zurückgehen, da der Quarzofen dann die korrekte Temperatur erreicht hat.

Mit einem AVR-Programmer oder ähnlich muss nun die Software in den Mikrocontroller programmiert werden. Danach kann an der USB-Schnittstelle ein PC angeschlossen werden. Nach der Installation des Treibers kann mit einem Terminalprogramm geprüft werden, ob sich der Synthesizer korrekt meldet.

Die Frequenz wird nun auf 24.100000GHz eingestellt. Mit einem Oszilloskop wird das Signal an U202 Anschluss 3 überprüft. Dort muss ein sauberes Sinussignal mit einer Frequenz von 24.1MHz und einer Amplitude von ca. $2V_{pp}$ anliegen. Als nächstes wird mit dem Oszilloskop der V_{lune} Eingang von U200 geprüft. Dort muss sich eine Gleichspannung von ca. 1.9V einstellen. Es dürfen keine Schwingungen o.ä. zu beobachten sein, andernfalls arbeitet die PLL nicht korrekt. Mit einem Spektrum-Analyzer oder Powermeter (falls vorhanden) kann dann noch das 24GHz Ausgangssignal geprüft werden. Hier muss ein sauberes Signal mit einer Leistung von ca. +5dBm zu messen sein.

Software

Der Synthesizer meldet sich über die USB-Schnittstelle am PC als sogenanntes VCP-Device (Virtual COM Port). Das bedeutet, dass im PC eine zusätzliche serielle Schnittstelle zur Verfügung steht, über die mit dem Synthesizer kommuniziert wird. Es kann somit ein Terminalprogramm (z.B. Hyperterminal) zum Absetzen von Befehlen verwendet werden.

Für die Installation des Synthesizer sind auf dem PC (für Windows 2000/XP/Vista) keine Treiber erforderlich. Es ist lediglich eine *.inf Datei erforderlich, welche aus dem Internet bezogen werden kann (siehe 'Quellen'). Es wird dann die im Betriebssystem bereits vorhandene MsPorts.dll verwendet. Nach Abschluss der Installation kann im Gerätemanager die Nummer des neu installierten COM-Ports ermittelt werden. Mit einem Terminalprogramm wird dann eine Verbindung mit diesem COM-Port aufgebaut. Die Baudrate, Anzahl Stopbits usw. werden nicht beachtet und können unverändert bleiben. Nach dem Drücken der <RETURN> Taste meldet sich der Synthesizer wie in Abbildung 8 sichtbar.

Abbildung 8: Startmeldung des Synthesizers. Mit einem Terminalprogramm kann die Frequenz sowie ein Sweepmode bedient werden.

Im oberen Bereich des Bildschirms sind die aktuellen Einstellungen des Synthesizers sichtbar. Diese sind auch im EEPROM des Mikroprozessors abgelegt und werden beim nächsten Einschalten automatisch aktiviert. Ist der Sweep abgeschaltet, so wird eine feste Frequenz von in diesem Fall 24.100000GHz ausgegeben. Dieser Wert kann durch Eingabe von <fxx.yyyyy> verändert werden, wobei xx.yyyyy die gewünschte Frequenz ist (z.B. <f23.973214>). Wird in den Sweepmode geschaltet (Taste <x>) so wird die Frequenz beginnend vom Wert 'Frequency' alle 1ms um den Wert 'Stepsize' erhöht. Es werden

insgesamt 'Steps' Schritte ausgeführt, danach wird wieder zur Grundfrequenz gesprungen. Diese Betriebsart ist z.B. zum Ausmessen von Filtern o.ä. recht hilfreich. Die Software kann in kompilierter Form vom Internet heruntergeladen werden (siehe 'Quellen'). Auf Anfrage ist vom Autor auch der Source-Code erhältlich, so dass die Software z.B. zu einem Bakensender erweitert werden kann.

Schlusswort

Es konnte gezeigt werden, dass durch den Einsatz moderner MMICs auch Systeme im mittleren GHz-Bereich in SMD Technologie durch den Funkamateurl hergestellt werden können.

Diese Schaltung bietet sicherlich noch einiges an Verbesserungspotential. Durch den Einsatz höherer Referenzfrequenzen und einer PLL mit höherer Vergleichsfrequenz liesse sich das Phasenrauschen noch weiter reduzieren. Mit anderen VCO-Chips kann das Design auch für andere Frequenzen (z.B. X-Band) modifiziert werden. Mit der Verwendung von genauen, externen Referenzoszillatoren (z.B. Rubidium-Clock) lassen sich sehr genaue Normale im GHz-Bereich aufbauen. Das Phasenrauschen lässt sich durch den Einsatz eines VCO mit geringerer Tuning-Sensitivity (z.B. HMC533) weiter verbessern. Der Nachteil liegt im dann eingeschränkten Frequenzbereich.

In einer späteren Ausgabe wird der Aufbau eines vektoriellen Netzwerk-Analyzers (VNA) auf der Basis einer ähnlichen Technologie beschrieben.

Quellen

Bezugsquelle für HW-Unterlagen (Schema im PDF-Format, Layout im Gerber-Format):

http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/24GHz_Synthesizer/Hardware.zip

Bezugsquelle für Software sowie Windows INF-File:

http://www.rfbeam.ch/HB9TXV/24GHz_Synthesizer/Software.zip

Weitere Datenblätter und Bezugsquellen siehe engl. Text!

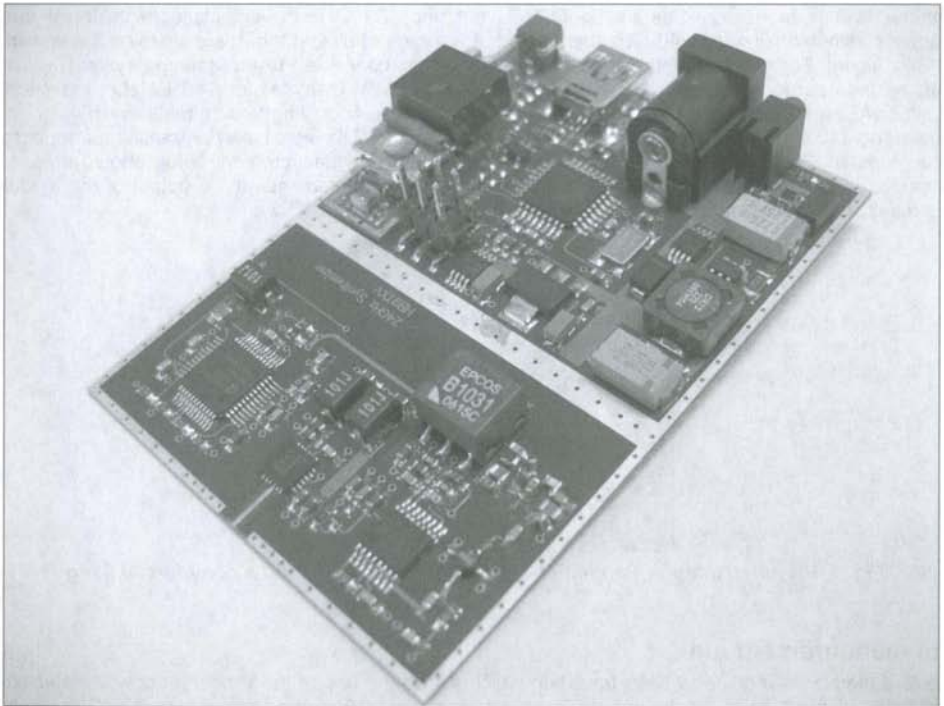


Fig. 10 Die bestückte Leiterplatte

Simple Measurement Aid for Adjustment and Optimisation on the 122 GHz Band

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

Thanks to many articles in DUBUS magazine, interest in the 122 GHz band has increased both here in Germany and abroad. Many microwave amateurs have access to professional measurement equipment, some of them even own such equipment and are able to measure power and NF on 76 GHz accurately and perform spectrum analysis. However on 122 GHz only very few amateurs are can do this. There is therefore a need for measurement equipment, which, even if not accurate, can be used as a indicator for the alignment and optimisation of mixers and multipliers on the 122 GHz band.

Like myself, many other amateurs own the Microwave power meter MCW 3000 from the Danish company PROCOM, together with the matching probe SCD-1-18. This allows reliable power measurements up to 18 GHz and up to a maximum of 100 mW. Remarkable and thus well suited to our purposes is its huge dynamic range from -50 to +20 dBm (10 nW to 100 mW). The probe's input is an ordinary SMA plug with pin and Teflon dielectric. Thus when this is used frequently, a high quality adapter should be permanently installed, to save wear on the probe connector. I use an APC 3.5 (SMA compatible) female to male adapter (connector saver) that is good to 40 GHz.

Surprisingly, this detector head is still sensitive even at very low power levels to well above 100 GHz!

On 122 GHz all modules (mixer and multiplier) are fitted with circular 1.7mm diameter WG outputs. This diameter WG is mandatory due to the PCB layout and 122 GHz is very close to its lower cut-off frequency. When tripling from 40 GHz this has the advantage of almost totally suppressing the unwanted 80 GHz signal. For a CW transmitter the tripler is normally connected to the antenna system, which is often a small parabolic dish (e.g. a PROCOM dish with 25cm diameter for 145 GHz), in the shortest possible way, and rectangular waveguide WR7 is used for this. According to data tables WR7 is good for transferring 110 to 170 GHz and also helps to suppress the 80 GHz signal. As the transition from circular to rectangular WG always behaves as a kind of mismatch, our measurement setup should always be connected with a long piece of WR7 before adjusting the tuning elements at the output of the modules. This results later in the lowest possible mismatch for the dish and the WR7.



Fig. 1 Prepared adapter flange SMA jack shell, and on the left a commercial flange

The measurement aid

This is a simple waveguide to SMA transition which allows the use of the Procomm power meter as an alignment aid with 1.7mm circular and WR7 waveguide systems. For measurements on 122 GHz modules using 1.7mm circular WG with professional WG7 equipment, the SMA jack can be removed from the

adapter, giving an adapter flange for all kinds of measurements (power, spectrum etc.) on the 122 GHz band with professional equipment.

To make the adapter, a circular brass flange of 20mm diameter and 5mm thickness is turned and centred on a lathe. Then all the necessary holes are drilled and tapped to allow bolting to a commercial WG7 flange. In the centre of the flange a 1.3mm hole is drilled to take the a pin of an ordinary 2 hole SMA flange jack. The jack is then pressed evenly onto the brass flange so allowing precise marking out of the two M2 threaded holes for the SMA jack. Finally the centre hole is opened out to 1.7mm diameter and the adapter flange is ready.

The Teflon insulator and pin is pushed out of the SMA socket casing with the help of a 4mm drill and the empty socket is screwed down evenly with two countersunk screws (self centring) onto the adapter flange. Now the adapter is complete. The prototype was made and successfully used for adjustment work on 122 GHz by Francois Cronauer, LX1DU.



Fig. 2 Completed adapter flange with screwed on empty SMA socket

Alignment setup and results

I had built a tripler module working from 40.7 to 122 GHz for use as a CW TX for alignment. The PCB number 31 (PCB 120 GHz multiplier by 3) from DB6NT is used and glued in place. The CMA 382400AUP multiplier module is used as a driver, which gives an output power of 130mW at 40.7 GHz. The 40.7 GHz signal is fed via a rectangular WG with short circuit slider and coupling pin into the line on the PCB. The casing was described in my article in DUBUS issue 1/2007. The MACOM 1317 diode was used as a tripler. I got an indication of about 100 μ W at 122 GHz using the middle range of the PROCOM power meter. The axial position of the detector diode in the power head in relation to the measurement assembly is important! During the measurement one has to rotate the power detector head with the APC adapter on the SMA jack whilst the APC connector is not firmly tightened until a distinct maximum is reached. Then the connector is tightened. The RF gets transferred selectively via the empty screwed-on SMA jack to the pin of the APC adapter. Unfortunately I can not explain what physical process is at work here for this coupling mechanism. But it is more important to me that this measurement accessory is easy to build and works well.

From many measurements of my assemblies with professional equipment by Philipp Prinz, DL2AM I know that this displayed power is equivalent to a real power of 400 to 500 μ W. So with the measurement accessory described here it is possible to make very sensitive adjustments on 122 GHz modules.



Fig. 3 Adapter fitted to APC connector saver and detector

I have not yet checked how this kind of assembly works at 76 and 47 GHz (with correspondingly larger circular WG holes) as I use WG to coax transitions for these bands.

Certainly there are other ways to build such a measurement assembly, for example making your detector head using a small board and a zero bias detector diode like the HSCH 9161 (specified up to 110 GHz!). But it is hardly possible to build a WG to coax transition for 122 GHz yourself.

I hope this article will inspire further experiments with measurement aids.

I want to thank Francois Cronauer, LX1DU, for the repeated help with construction and Philipp Prinz, DL2AM for many comparison measurements. Vy 73 + 55 de DCØDA

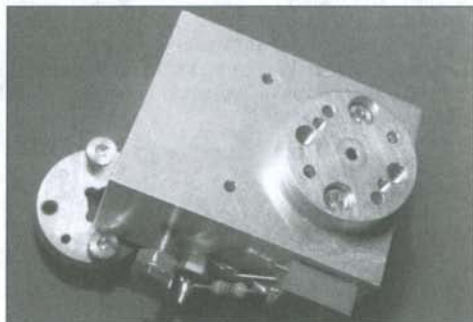


Fig. 4 Adapter flange on tripler ready for attaching professional WG7 measurement equipment

Einfache Messhilfe für Abgleich und Optimierung im 122 GHz-Band

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

Inzwischen ist Dank der vielen Beiträge im DUBUS das Interesse am 122 GHz-Band im In- und Ausland angestiegen. Viele Mikrowellenamateure haben Zugriff auf kommerzielle Messplätze, einige sind inzwischen aber auch privat Besitzer kommerzieller Messapparaturen und können sogar auf 76 GHz verlässlich Ausgangsleistungen und Rauschzahlen messen sowie Spektrumanalysen durchführen. Bei 122 GHz sind dazu aber die Wenigsten in der Lage, so ist man hier auf Messhilfsmittel angewiesen, die zwar keine exakte Leistungsmessung zulassen, aber beim Abgleich und der Optimierung von Mischern und Vervielfachern im 122-GHz-Band unerlässlich sind.

Wie ich besitze viele Mikrowellenamateure das Mikrowellen-Wattmeter der dänischen Firma PROCOM, Modell MCW 3000 mit der dazugehörigen Detektorprobe Modell SCD-1-18, hiermit sind verlässliche Messungen der Leistung im Bereich bis 18 GHz von maximal 100 mW möglich. Bemerkenswert und daher für unsere Zwecke besonders geeignet ist der große Dynamikbereich von - 50 bis + 20 dBm (10 nW bis 100 mW).

Die Probe hat am Eingang einen normalen SMA-Stecker mit Stift und Teflon dielektrikum, deshalb sollte bei häufigem Gebrauch ein hochwertiges Übergangsstück aufgeschraubt werden und dieses immer an der Probe verbleiben, ich verwende hier einen APC 3.5 (SMA kompatibel) Verbinder Buchse-Stecker, der bis 40 GHz eingesetzt werden kann. Erstaunlicherweise reagiert dieser Detektorkopf auch noch bei sehr kleinen Leistungen weit über 100 GHz hinaus! Bei 122 GHz haben alle Bausteine (Mischer und Vervielfacher) am Ausgang einen Rundhohlleiter von 1,7 mm Ø (Durchmesser vorgegeben durch Platinenlayout), wir liegen somit sehr dicht an der unteren Cut-Off-Frequenz. Dies hat bei Verdreifachung von 40 GHz den Vorteil der weitgehendsten Eliminierung der unerwünschten 80 GHz. Bei einem CW-Sender wird der Verdreifacher auf kürzestem Wege an das Antennensystem angeschraubt, meistens ein kleiner Parabolspiegel mit Rechteckhohlleiter WR 7 (z.B. PROCOM Spiegel 25 cm Ø für 145 GHz). Der WR 7 ist laut Tabelle für einen Übertragungsbereich von 110 bis 170 GHz angegeben und trägt ebenfalls zur Unterdrückung der 80 GHz bei. Da der Übergang von Rund- auf Rechteckhohlleiter immer eine Stoßstelle darstellt, sollte unsere Messanordnung immer über ein längeres Stück WR 7 angeschlossen und dann erst das Tunerelement am Ausgang der Baugruppe optimiert werden, das ergibt später minimale Fehlanpassung am verwendeten Spiegel mit WR 7 Hohlleiter.

Meine Vorgehensweise beim Anfertigen der Messhilfe

Zuerst wird ein runder Flansch aus Messing mit 20 mm Ø und 5 mm Stärke auf der Drehbank angefertigt und in der Mitte zentriert. Im nächsten Schritt wird der Flansch mit allen benötigten Montagebohrungen und Gewinden versehen, die eine Verwendung als Adapterflansch für kommerzielle Messköpfe ermöglicht. Die Zentrierung wird vorerst zur Aufnahme eines Anschlussstiftes einer normalen SMA-2-Loch-Flanschbuchse nur auf 1,3 mm aufgebohrt und die Flanschbuchse plan aufgesetzt. Jetzt können die 2 Bohrungen für die M2-Gewinde zum späteren Aufschrauben der SMA-Buchse exakt angezeichnet werden. Danach wird die mittige Bohrung auf 1,7 mm aufgebohrt und der Adapterflansch ist fertig.

Der Teflonteil mit Stift wird mit einem 4 mm Bohrer aus der SMA-Buchse herausgeschlagen und die leere Flanschbuchse mit 2 Senkkopfschrauben (Selbstzentrierung) auf dem Adapterflansch plan aufgeschraubt. Damit ist das Messhilfsmittel fertig. Der Prototyp wurde von Francois Cronauer, LX1DU angefertigt und für Abgleicharbeiten bei 122 GHz mit Erfolg ausprobiert. Für direkte Messungen mit kommerziellen Messköpfen an 122-GHz-Baugruppen mit 1,7 mm Rundhohlleiter kann die SMA-Buchse wieder vom Flansch abgeschraubt werden. Jetzt hat man einen normalen Adapterflansch für vielseitige kommerzielle Messungen (Leistung, Spektrum usw.) im 122 GHz-Band.

Abgleichanordnung und Ergebnisse

Der bei mir zum Abgleich vorbereitete Baustein ist ein Verdreifacher von 40,7 GHz nach 122 GHz für einen CW-TX mit der eingeklebten Platine Nr. 31 (PCB 120 GHz Multiplier by 3) aus dem Platinenangebot von DB6NT, Kuhne electronic GmbH. Zum Ansteuern wird das Multipliermodul CMA 382400AUP mit einer Ausgangsleistung von 130 mW bei 40,7 GHz verwendet. Die 40,7 GHz werden über Rechteckhohlleiter mit Kurzschlusschieber und Koppelstift in die Platinenleiterbahn eingespeist. Das Gehäuse wurde von mir in DUBUS 1/2007 vorgestellt. Als Verdreifacherdiode habe ich eine M/A COM 1317 eingesetzt und bekam eine Anzeige auf dem PROCOM-Milliwattmeter im mittleren Skalenbereich bei ca. 100 µW.

Die Detektorprobe mit dem APC-Verbinder muss bei der Messung auf dem SMA-Buchsgewinde bei nicht fest angezogenem APC-Stecker gedreht werden, bis sich ein ausgeprägtes Maximum ergibt, erst dann wird der Stecker festgezogen. Es kommt also auf die axiale Lage der Detektordiode im Messkopf zur Messapparatur an! Die Hochfrequenz wird über die innen offene aufgeschraubte SMA-Buchse punktuell auf den Steckerstift des APC-Verbinders übertragen. Welche physikalischen Vorgänge hier genau bei der Kopplung zum Tragen kommen, kann ich leider nicht beantworten, für mich ist immer in erster Linie ausschlaggebend, dass die Messhilfe einfach aufzubauen ist und gut funktioniert. Aus vielen Messungen meiner Aufbauten mit kommerziellen Messmitteln durch Philipp Prinz, DL2AM weiß ich, dass die angezeigte Leistung einer echten Leistung von 400 bis 500 µW entspricht. Somit können mit dem beschriebenen Messhilfsmittel sehr feinfühlig Abgleicharbeiten an 122 GHz-Bausteinen vorgenommen werden.

Wie sich diese Anordnung auf 76 und 47 GHz bei entsprechender Rundhohlleiterbohrung verhält, habe ich noch nicht ausprobiert, da ich dort koaxiale Hohlleiterübergänge verwende.

Es wird sicherlich noch andere technische Möglichkeiten für den Aufbau einer Messhilfe geben, z.B. einen Detektorkopf mit Hilfe einer kleinen Platine und einer Zero Bias Beamlead Detector Diode HSCH 9161 (bis 110 GHz nominiert!) von HP, denn für 122 GHz einen koaxialen Übergang selbst anzufertigen, dürfte schwerlich möglich sein.

Ich hoffe, einige Anregungen für weitere Experimente mit Messmitteln gegeben zu haben und bedanke mich nochmals an dieser Stelle für die vielen Konstruktionshilfen bei Francois Cronauer, LX1DU, sowie bei Philipp Prinz, DL2AM für die zahlreichen Vergleichsmessungen.

Vy 73 + 55 de DCØDA

Bildunterschriften

Abb. 1 Vorbereiteter Adapterflansch mit SMA-Buchsenteil, links daneben ein kommerzieller Flansch

Abb. 2 Fertige Messhilfe – Adapterflansch mit aufgeschraubtem innen leerem SMA-Buchsenteil

Abb. 3 Messhilfe mit angeschraubtem APC-Verbinder mit Detektorprobe

Abb. 4 Adapterflansch mit Verdreifacher, vorbereitet für kommerzielle Messungen

8 to 12 GHz Image-Reject Mixer

by Paolo Antoniazzi, IW2ACD and Marco Arecco, IK2WAQ

Wideband Image-Reject Mixers are mainly used for single sideband modulation, I/Q multiple signal modulation and microwave RF signal processing in the fields of wireless communication and wideband microwave communication. They can give orthogonal sine and cosine signal outputs and are also used for frequency discrimination and phase discrimination measurements, as orthogonal signal phase detectors and in high-speed frequency agile receivers. In the amateur radio field, the application range includes wideband test equipment, broadband receivers and linear single-sideband upconverters.

Our interest was initially only to experiment with the system at microwave frequencies, but probably the IRMixer will be used in our receiver intended for the 10 GHz downlink of the future P3E satellite and Mars probe P5A.

A 10 GHz Image-Reject Mixer

All the components used in the tests came from surplus sources and are: a Miteq **IR0812LC2Q**, I/Q Modulator, and a **JH-131**, 2 way-90 degree Power Splitter Combiner (Ref. 3-4). The Miteq module range of frequency is 8 to 12 GHz with conversion loss of 6 dB and 23 dB typical image rejection. The output frequency is from DC to 500 MHz, perfectly suited for an application IF of 144 MHz (see the schematic diagram of Fig. 1).

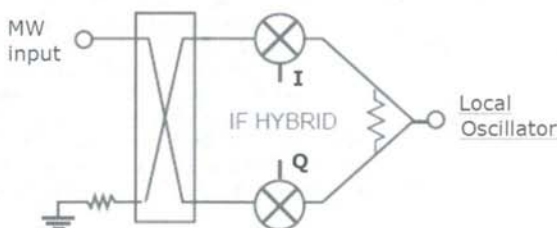


Fig. 1 The MITEQ I/Q Modulator for the 8 to 12 GHz band mixer

The **JH-131** Anzac 2 way-90° hybrid specs are for a **20 to 200 MHz** bandwidth. The complete system (RF + IF of Fig. 2) is perfectly suited for our IF application with an amplitude unbalance lower than **0.5 dB** and phase unbalance of about **0.5 degree** at the output frequency of 144 MHz.

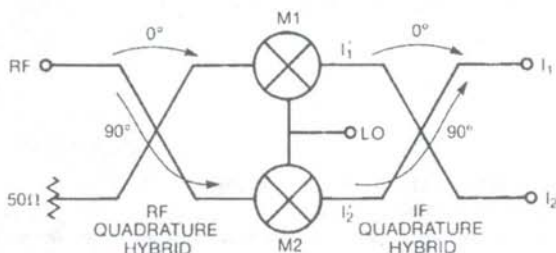


Fig. 2 The Complete Image-Reject Mixer with the output Hybrid for 144 MHz

In the test setup of **Fig. 3** two semi-rigid cables with SMA and BNC connectors are used to connect the **I-Q** outputs from the mixer to the 90° Hybrid.

The Marconi 6058B generator covers the 8 to 12.5 GHz range and was used to generate the signal and/or image input frequency. A Zeta Labs model 4702-01 was used as a fixed local oscillator on **9.990 GHz**. The level of the IF output signal on **144.00 MHz** shows the different attenuation between signal (if **Fin = 10.134 GHz**) and image (if **Fin=9.846 GHz**) obtained by the image rejection mixer. These frequency values were used only to match with the available fixed local oscillator frequency (**9.990 GHz**).

The obtained **18-21 dB** of rejection of the image frequency (**Tab. 1** and **Tab. 2**) is a very interesting result and will add to the rejection about **20 dB** of the input filter at the real working frequency or range of frequencies. A waveguide preamplifier with a 1 dB noise figure will be used in preliminary space tests. **Tab. 2** shows the results of a simple experiment of phase tuning, modifying the cable length at the input **A** and **B** of the 144 MHz hybrid. With a continuous adjustment the rejection ratio may be in the 25-30 dB range.



Fig. 3 Setup including a Zeta Labs mod. 4702-01 local oscillator at 9.990 GHz

SIGNAL	Frequency (GHz)	Input Level (dBm)	Output Level (dBm)
F-Signal-In	10.134	-10	-15.1/-33.1
F-Image-In	9.846	(-10)	
F-Loc.Osc.	9.990	+11	
F-If-out	0.144 (*)	--	

(*) With a Band-Pass Filter at 144 MHz (Bw = 10 MHz)

Tab. 1 Measured data for the complete system at 10 GHz

Test	IF Hybrid Cables Length	Image Rejection (dB)
1	Cable at Input A =+5 cm	11.7
2	Two identical 15 cm SMA cables	18.0
3	Cable at Input B =+5 cm	21.2

Tab. 2 Experimental adjustment of the phase by variable cable length

The microwave image rejection mixer hardware is not easy to built in house, but the MW modules are some times available on eBay. Building the IF hybrid is easier .

2 way 90° Hybrid

Many models of 2 way-90° hybrids are available at low-cost from Minicircuits or similar companies, but especially for VHF frequencies simple hybrids can be designed with lumped elements or with capacitively coupled 50 ohm lines (see **Fig. 4**, **Tab. 3** and **Ref. 2**). RF power inserted at port 1 splits according to the coupling factor to ports 2 and 4. Port 3 is isolated. The capacitors C couple signals from the main line to the second line and they add at port 4 and subtract at port 3.

Signal reflected at port 2 because of mismatch adds at port 3 and subtracts at port 4. Port 2 and 4 are isolated as well as port 1 and 3. If used as directional coupler the typical directivity is about 20-30 dB.

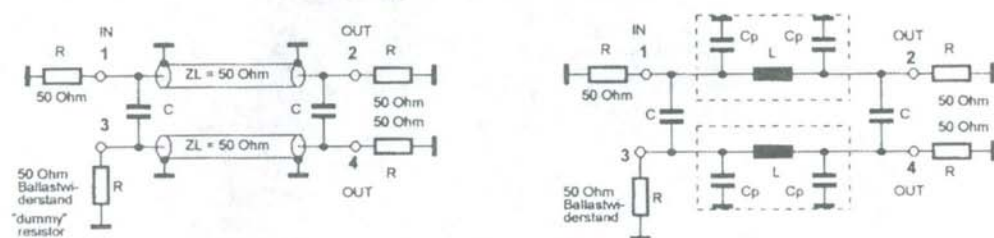


Fig. 4 2 Way-90° Hybrid for VHF applications using lumped elements

fo (MHz)	L (uH)	Cp (pF)	C (pF)	Phase (°)	l/λ
145	38.78	9.08	22.0	45	0.125

Tab. 3 Components values for the lumped hybrid on 144 MHz

Just as an example, in SDR (Software Defined Radio) applications, with the hybrid output working at audio frequencies, quadrature signals can be generated using a simple passive RC/CR (**Fig. 5**) over a finite frequency range. The resulting phase shift is 90°, but the magnitude response is not constant. Amplitude of each output changes with frequency since the I branch is low-pass whereas the Q branch is a high-pass filter. The amplitude of the two outputs are equal only at the pole frequency ($\omega = 1/RC$).

Of course, a 3 dB attenuation at this frequency exists, and this approach is generally suitable for generating one frequency at a time.

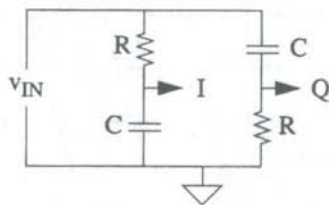


Fig. 5 Simple passive RC quadrature generator for audio IF applications

Effect of Amplitude and Phase Mismatch

Image rejection is defined as the ratio of the magnitude of the image signal to the desired signal. Factors which limit the effective rejection in practical systems are :

- Gain difference between the two input mixers
- Magnitude inbalance and phase error between quadrature outputs

The behavior of image rejection ratio versus amplitude and phase error is indicated in **Fig. 6**. Example: if the RF hybrid amplitude imbalance is +0.5 dB, the IF hybrid amplitude imbalance is +0.4 dB and the mixer amplitude match is -0.4 dB, the total amplitude imbalance is $0.5+0.4-0.4 = 0.5$ dB. If the total phase imbalance is 10 degrees, the image rejection is 20.7 dB. This estimate is however optimistic, since it does not include the effects of SWR and imperfect hybrid directivity.

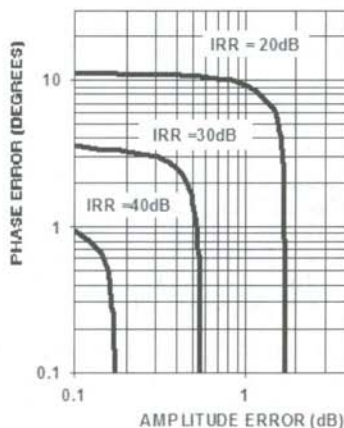


Fig. 6 Behavior of image rejection ratio versus amplitude and phase error

The extent of true separation is a function of amplitude and phase balance. The analytical expressions for image rejection as a function of amplitude and phase balance are given in **Ref. 1**.

$$\text{Image Rejection (dB)} = -10 \log \left[\frac{1 + A^2 - 2 \times A \times \cos \theta}{1 + A^2 + 2 \times A \times \cos \theta} \right]$$

with:

A = amplitude error

θ = phase error from quadrature

The most important aspect in selecting a hybrid is its amplitude and phase response, but interface SWR and directivity of the hybrid also play an important role in phase response (see **Fig. 7**).

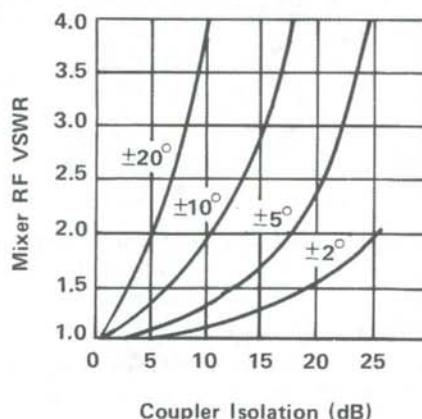


Fig. 7 Quadrature phase error caused by RF mixer input SWR and hybrid isolation

Conclusion

An image rejection mixer provides a valuable means of solving difficult system problems posed by conventional double-balanced mixers, particularly on microwave frequencies.

Using phase cancellation instead of filtering for image rejection and sideband suppression, the frequency spacing between the image and desired input can be negligible.

This means that downconversion can be accomplished with fewer stages and avoiding the use of extremely narrow band filters. A possible application will be in the communication systems for the P3E and P5A satellites.

References

1. Don Neuf and Steve Spohrer, Conventional and New Applications for the Quadrature IF Microwave Mixer, Microwave Journal, Jan.1983, pp.99-109
2. Werner Rahe, DC8NR, Combiners, Couplers and Hybrids : A Case Study-Part II, DUBUS, 2/2000
3. Datasheet MITEQ model. IR0812LC2Q, 8 to 12 GHz Image Rejection Mixer
4. Datasheet ANZAC model JH-131, 20 to 200 MHz, 2 Way-90° Hybrid
5. M.N.Vyas and V.Lakshmana Rao, Using Soft-Board MICs to Make Conventional Image-Reject Mixers, MSN & CT, May 1988
6. Bert.C.Henderson, James A.Cook, Image-Reject and Single-Sideband Mixers, Watkins-Johnson Tech. Note, Vol.12, N.3, May/June 1985

8 bis 12 GHz Image-Reject Mischer

von Paolo Antoniazzi, IW2ACD und Marco Arecco, IK2WAQ

Breitbandige (Image-Reject-) Mischer mit Spiegelfrequenzunterdrückung werden hauptsächlich eingesetzt für SSB-Modulation, multipler I/Q-Signal-Modulation und Mikrowellensignalverarbeitung im Bereich der drahtlosen Kommunikation und Breitband-Mikrowellen-Kommunikation. Sie können orthogonale Sinus- und Cosinus-Signalausgänge haben und auch für Messungen der Frequenzdiskrimination und Phasendiskrimination verwendet werden, sowie als orthogonale Phasendetektoren und in schnellen frequenzbeweglichen Empfängern.

Im Amateurfunkbereich liegt der Anwendungsbereich bei Breitband-Testsystemen, Breitbandempfängern und linearen SSB-Up-Konvertern. Unser Interesse bestand anfangs nur darin, mit diesem System auf Mikrowellenfrequenzen zu experimentieren, aber wahrscheinlich wird der IR-Mischer nun in unserem Empfänger verwendet werden, der für den 10-GHz-Downlink beim zukünftigen P3E-Satellit und der Mars-Mission P5A vorgesehen ist.

Ein 10 GHz Image-Reject-Mischer

Alle in unseren Versuchen verwendeten Komponenten kamen aus Surplus-Quellen und sind: Ein Miteq **IR0812LC2Q** I/Q Modulator und ein **JH-131**, 2-Weg-90-Grad-Leistungsteiler (**Ref. 3-4**). Das Miteq-Modul hat den Frequenzbereich 8 bis 12 GHz mit einem Umsetzungsverlust von 6 dB und typ. 23 dB Spiegelfrequenzunterdrückung. Die Ausgangsfrequenz geht von DC bis 500 MHz, perfekt geeignet für eine ZF von 144 MHz (siehe Schaltbild in Abb. 1).

Abb. 1 Der MITEQ I/Q Modulator für den 8 bis 12 GHz Mischer

Die Spezifikationen für den Anzac **JH-131** 2-Weg-90-Grad-Hybrid gelten für eine Bandbreite von **20 bis 200 MHz**. Das komplette System (HF + ZF in **Abb. 2**) ist mit einem Amplitudenungleichgewicht von weniger als **0.5 dB** und einem Phasenungleichgewicht von etwa **0.5 Grad** bei der Ausgangsfrequenz von 144 MHz perfekt geeignet für unsere ZF-Anwendung.

Abb. 2 Der komplette Image-Reject-Mischer mit dem Ausgangshybrid für 144 MHz

Im Testaufbau in Abb. 3 werden zwei Semirigid-Kabel mit SMA- und BNC-Verbindern verwendet, um die I-Q-Ausgänge des Mischers mit dem 90-Grad-Hybrid zu verbinden. Der Marconi 6058B Generator deckt den Bereich von 8 bis 12.5 GHz ab und wurde verwendet, um die Signal- und/oder Spiegelfrequenz am Eingang zu erzeugen. Ein Zeta Labs Typ 4702-01 wurde als fester LO auf **9.990 GHz** verwendet.

Der Pegel des ZF-Ausgangssignals auf 144.00 MHz zeigt die unterschiedliche Abschwächung zwischen Signal (wenn **Fin = 10.134 GHz**) und Spiegelfrequenz (wenn **Fin=9.846 GHz**), die mit dem Image Rejection Mischer erhalten wird. Diese Frequenzwerte werden nur verwendet, um zu der verfügbaren und verwendeten LO-Frequenz (9.990 GHz) zu passen.

Die erhaltene Unterdrückung der Spiegelfrequenz von **18 bis 21 dB** (Tabelle 1 und 2) ist ein sehr interessantes Ergebnis und wird zu der Unterdrückung des Eingangsfilters von etwa **20 dB** bei der wirklichen Arbeitsfrequenz bzw. Frequenzen addiert.

Ein Wellenleiter-Vorverstärker mit 1 dB NF wird in vorbereitenden Tests verwendet werden. Tabelle 2 zeigt die Ergebnisse eines einfachen Experiments für die Phaseneinstellung durch Modifizierung der Kabellänge am Eingang von A und B des 144-MHz-Hybrids. Durch eine stetige Justierung kann die Unterdrückung im Bereich von 25 bis 30 dB liegen.

Abb. 3 Aufbau mit einem LO von Zeta Labs, Modell 4702-01 auf 9.990 GHz

SIGNAL	Frequenz (GHz)	Input Level (dBm)	Output Level (dBm)
F-Signal-In	10.134	-10	
F-Spiegel-In	9.846	(-10)	
F-Loc.Osc.	9.990	+11	
F-ZF-Ausgang	0.144 (*)	--	-15.1/-33.1

(*) Mit Bandpassfilter auf 144 MHz (Bw = 10 MHz)

Tab. 1 Gemessene Daten für das komplette System auf 10 GHz

Test	ZF Hybrid Kabellänge	Spiegelfrequenz-Unterdrückung (dB)
1	Kabel am Input A =+5 cm	11.7
2	Zwei gleiche 15 cm SMA-Kabel	18.0
3	Kabel am Input B =+5 cm	21.2

Tab. 2 Experimentelles Einstellen der Phase durch Ändern der Kabellänge

Das Selbstbauen der Hardware eines Mikrowellen-Image-Reject-Mischers ist nicht einfach, aber die fertigen Module werden manchmal bei ebay angeboten. Den ZF-Hybrid zu bauen, ist einfacher.

2-Weg-90°-Hybrid

Viele Modelle von 2-Weg-90-Grad-Hybriden gibt es zu niedrigen Preisen von Minicircuits oder ähnlichen Herstellern, aber speziell für die VHF-Frequenzen können einfache Hybride aus zusammengesetzten Elementen oder mit kapazitiv gekoppelten 50-Ohm-Leitungen aufgebaut werden (Siehe Abb. 4, Tab. 3, und Ref. 2). HF-Leistung, die am Port 1 eingeführt wird, teilt sich entsprechend des Koeffizienten auf die Ports 2 und 4 auf. Port 3 ist isoliert. Die Kapazitäten C koppeln Signale von der Hauptleitung auf die zweite Leitung und diese addieren sich an Port 4 und subtrahieren sich an Port 3. Signale, die wegen Fehlanpassung an Port 2 reflektiert werden, addieren sich an Port 3 und subtrahieren sich an Port 4. Port 2 und 4 sind isoliert, genau wie Port 1 und 3. Wenn als Richtkoppler verwendet, beträgt die Richtschärfe etwa 20 bis 30 dB.

Abb. 4 2-Weg-90°-Hybrid für VHF-Anwendungen aus zusammengesetzten Elementen

f ₀ (MHz)	L (μH)	C _p (pF)	C (pF)	Phase (°)	l/λ
145	38.78	9.08	22.0	45	0.125

Tab. 3 Werte der Komponenten für den zusammengesetzten Hybrid bei 144 MHz

Als ein Beispiel seien hier noch Applikationen im Bereich SDR (Software Defined Radio) genannt, bei denen der Hybrid Ausgang auf Audiofrequenzen arbeitet: Quadratur-Signale können mittels eines einfachen, passiven RC/CR-Glieds (Abb. 5) über einen bestimmten Frequenzbereich generiert werden. Die resultierende Phasenverschiebung ist 90 Grad, aber die Größe der Signale ist nicht konstant. Die Amplitude jeden Ausgangs ändert sich mit der Frequenz, weil der I-Zweig ein Tiefpass und der Q-Zweig ein Hochpassfilter ist. Die Amplitude der beiden Ausgänge ist nur bei der Pol-Frequenz ($\omega = 1/RC$) gleich.

Natürlich gibt es eine Abschwächung von 3 dB bei dieser Frequenz und dieser Ansatz ist generell geeignet, um eine Frequenz zur Zeit zu erzeugen.

Abb. 5 Einfacher passiver RC-Quadratur-Generator für Audio-ZF-Anwendungen

Effekt von Amplitude und Phasenfehl-anpassung

Spiegelfrequenzunterdrückung ist definiert als das Verhältnis der Größe von Spiegelsignal zu erwünschtem Signal. Faktoren, die die effektive Unterdrückung in realen Systemen limitieren, sind:

- Verstärkungsdifferenzen zwischen den beiden Eingangsmischern
- Pegelhöhenungleichgewicht und Phasenfehler zwischen den Quadratur-Ausgängen

Das Verhalten der Spiegelfrequenzunterdrückung gegenüber Amplituden- und Phasenfehler ist in Abb. 6 aufgezeigt. Beispiel: Wenn das Ungleichgewicht der HF-Hybrid-Amplitude +0.5 dB beträgt, das Amplitudenungleichgewicht beim ZF-Hybrid +0.4 dB und die Amplitudenanpassung beim Mischer -0.4 dB, ist das gesamte Amplitudenungleichgewicht $0.5+0.4-0.4 = 0.5$ dB. Wenn die gesamte Phasenfehl-anpassung 10 Grad beträgt, ist die Spiegelfrequenzunterdrückung 20.7 dB. Diese Abschätzung ist aber optimistisch, da sie nicht den Einfluss von SWR und nicht perfekter Richtschärfe des Hybrids berücksichtigt.

Abb. 6 Verhalten der Spiegelfrequenzunterdrückung vs. Amplituden- und Phasenfehler

Das Ausmaß von wirklicher Trennung ist eine Funktion von Amplituden- und Phasengleichgewicht. Die analytischen Beschreibungen für die Spiegelfrequenzunterdrückung als Funktion von Amplitude und Phasengleichgewicht sind in Referenz 1 zu finden.

$$\text{Spiegelfrequenzunterdrückung (dB)} = -10 \log \left[\frac{1 + A^2 - 2 \times A \times \cos \theta}{1 + A^2 + 2 \times A \times \cos \theta} \right]$$

mit:

A = Amplitudenfehler

θ = Phasenfehler durch Quadratur

Der wichtigste Aspekt bei der Auswahl eines Hybrids ist sein Amplituden- und Phasenverhalten, aber auch SWR und Richtschärfe des Hybrids spielen eine wichtige Rolle bezüglich des Phasenverhaltens (siehe Abb. 7).

Abb. 7 Quadratur-Phasenfehler verursacht durch Eingangs-SWR des HF-Mischers und Hybridisolation

Schluß

Ein Image-Rejection-Mischer stellt ein wertvolles Mittel dar, um schwierige Systemprobleme zu lösen, die bei konventionellen Doppelbalance-Mischern speziell auf den Mikrowellenfrequenzen auftreten. Die Verwendung von Phasenauslöschung anstatt von Filterung für die Spiegelfrequenzunterdrückung und Seitenbandunterdrückung ermöglicht einen vernachlässigbar kleinen Frequenzabstand zwischen Spiegel- und erwünschter Eingangsfrequenz.

Dies bedeutet, dass das Umsetzen mit weniger Stufen erfolgen kann und die Verwendung extrem schmaler Filter vermieden wird. Eine mögliche Anwendung wird bei den Kommunikationssystemen für den P3E- und P5A-Satelliten liegen.

Referenzen

Siehe engl. Text oben.

Experiments on 76 GHz: Simple mixer and beacon head with BAT15-099 and WG port - just for the shack

by Wolfgang Demmer, DD8BD, dd8bd@gmx.net

After the successful construction of a 47 GHz mixer head from simple materials [1], namely the BAT15-099 diode and semi rigid cable as a PCB substitute, I had the idea to try the same principle for 76 GHz. The aim was just to produce a minimal 76 GHz signal with simple means, to move it around the shack and receive it.

I was not optimistic about building this project with a BAT type diode, but I expected success with some new tiny mm wave diodes which I had bought. However, I had no practical idea how to attach these tiny diodes under a microscope onto a piece of UT-085 semi rigid cable without destroying them by too a large drop of solder or smeared silver conductive glue.

Thus the BAT15-099 diodes were tried again. Additional equipment used was a 9486 MHz LO from DB6NT, two CMA382400 multiplier modules, two power supplies for the CMA modules, a 12672 MHz signal source (signal generator, DB6NT LO, oscillator or similar) and two simple tiny horn radiators (3mm diameter circular brass waveguide with flange). The two IF amplifiers mentioned in my previous articles were used. See [1], [2] and [3].

The CMA382400 multiplier has a R320/WG22/WR28 (26.5 to 40 GHz) waveguide, that corresponds with a UG-599/U flange. The internal size of the WG is 7.112 x 3.556 mm. A suitable head for power measurement would be for example a HP R8486A with a HP435 or HP436.

For the construction of the power supplies, that are also suitable for the operation of the DMC PLL oscillators and DMC up and downlink modules for 24 GHz, a '2A step down converter' kit from ELV (see www.elv.de, input voltage 7 to 45 V, output 2.2 to 35 V, current 0 to 2 A), a 5 V voltage regulator and a IC7660 (negative voltage converter; $V_{in} = +1.5$ to $+9V$) were used. The power supplies are supplied with 12 to 13.5 V DC.

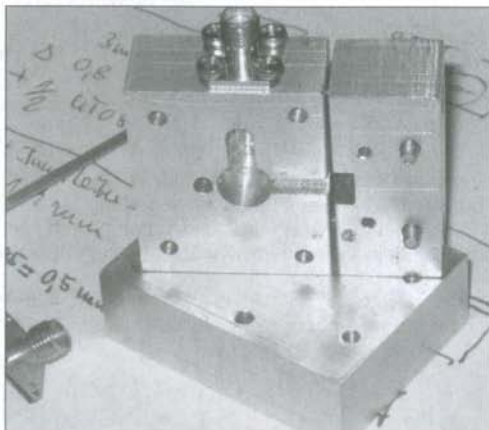


Fig. 1 Mixer head blocks

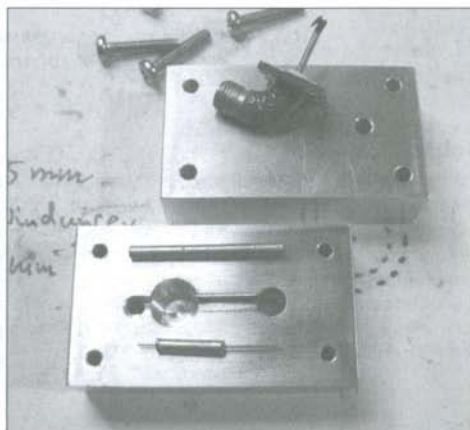


Fig. 2 Beacon head blocks

For either the receiver head or the beacon head aluminium blocks are prepared, milled and drilled for the WG and semi rigid cable as necessary, as described in the previous articles. See the figures.



Fig. 3 Model railroad rail and UT-085

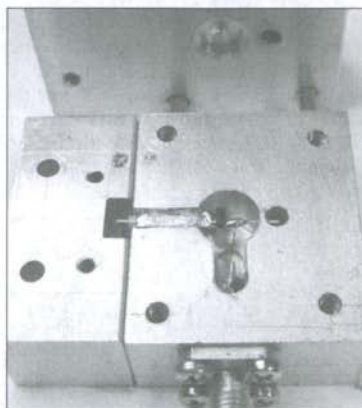


Fig. 4 The rectangular 38 GHz WG section is formed by the three small aluminium blocks used for the RX mixer head

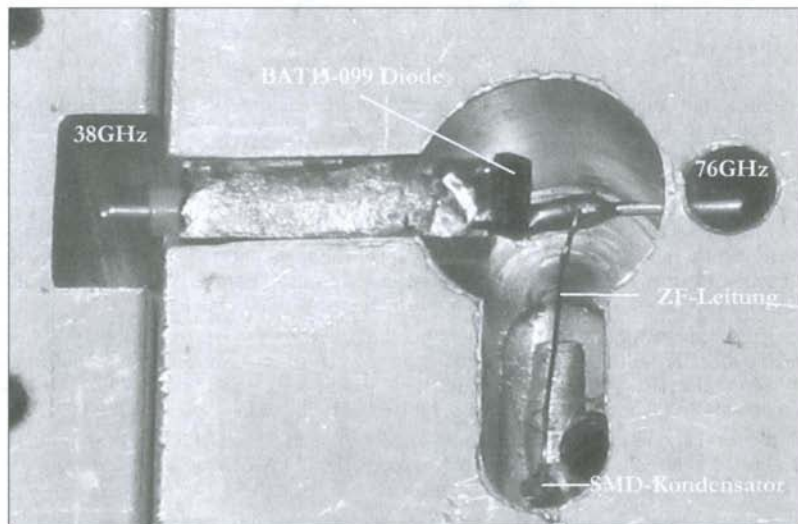


Fig. 5 Model rail and UT-085 diode combination inserted into the block – close view

As mentioned above pieces of UT-085 semi rigid cable are used as a substitute for a PCB. These pieces are each pressed into a halved piece of rectangular brass section (from model railway suppliers; these also can be used as rectangular WG!) and soldered carefully. Too much heat is dangerous here as the Teflon dielectric may extrude out of the copper outer.

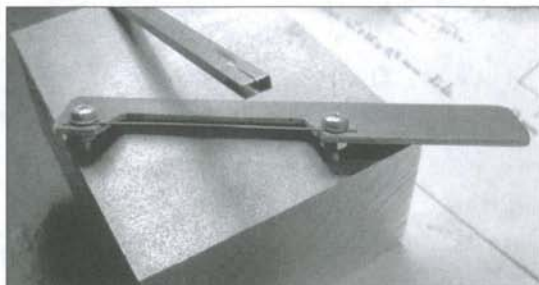


Fig. 6 Homemade saw with a half fretsaw blade and model rail

This combination of UT-085 with the exposed inner conductor used as probe for the WG (see figure) and brass profile was pressed into a milled slot. When the second aluminium block gets screwed on later, it presses the UT-085 line firmly into its final position. Each probe should reach the centre of the corresponding 38 or 76 GHz circular WG. For the circular WG in the aluminium blocks of the mixer and beacon head a diameter of 3mm was chosen. The milling for the 38 GHz WG followed the WG dimensions of the CMA modules. For the beacon head only a half of the double diode BAT15-099 is soldered between the inner conductor and outer shield, for the mixer head the entire diode is used.



Fig. 7 76GHz tiny WG horns

The IF is fed via a thin single strand of wire (e.g. from mains cable) to a 47 pF SMD capacitor that was previously soldered to the inner conductor of a SMA flange jack. The determination of the optimal diameter and length of this thin wire strand could be the subject of future experiments. This is also true for the exact lengths of the probes of the inner UT-085 conductors into the 3mm circular WG of the antenna input.

All mechanical dimensions of the aluminium blocks are not critical as long as there is the necessary space available for the SMA jacks, the flanges of the multiplier modules and the small WG antennas used in these experiments. Certainly conical horns or dishes could be used here to obtain better results. For first tests short open waveguides could be used as feeds in the focus of a prime focus dish.

The power supplies for the both CMA multipliers need to deliver +5 V, +8 V and -5 V DC. Important are the signal levels that are fed to the CMA multiplier. In my case I used for the RX head 45 mW on 9486 MHz ($\times 4 = 37944$ MHz; 37944 MHz $\times 2 = 75888$ MHz; 75888 MHz $+ 144$ MHz = 76032 MHz) and for the beacon head about 10 mW on 12672 MHz ($\times 3 = 38016$ MHz; 38016 MHz $\times 2 = 76032$ MHz).

In any case, if possible, one should try to feed up to 25 mW to the CMA multiplier of the beacon head on 12672 MHz. 8 to 10 mW were the lower limit for the audibility of the beacon signal during my experiment at least as long as there was no parabolic dish used.

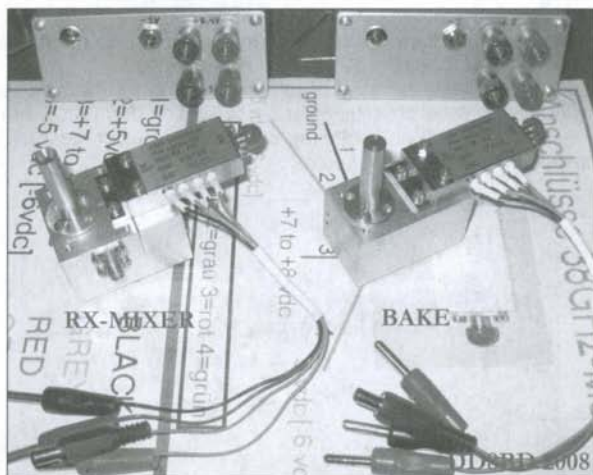


Fig. 8 Completed converter head (left) and beacon head (right)

It is important to adjust the 4mm brass tuning screws for the WG backshort carefully for optimal results.

On my third day of my 76 GHz experiments I finally had success: Just before 12 pm on Dec. 25th I managed to transfer a 76 GHz signal through a tube over a distance of a few centimeters in my shack. Both radiators were 10cm apart and connected by a little tube. A very small distance but still amazing as these BAT15-099 diodes (capacity about 0.25 pF) are totally inappropriate for this wavelength.

After removing the isolator and 2 dB attenuator between the 9486 MHz LO and the CMA multiplier for the RX mixer head, and after increasing the drive power for the CMA multiplier of the beacon head on 12672 MHz to about 10 mW, I was able to attenuate the received signal by about 59 dB in the 144 MHz IF line and was still able to hear the test beacon signal weakly, as mentioned at a distance of 10 cm.

To be sure about the frequency generated I changed the frequency of the synthesizer by 3 kHz HF and got a change of 18 kHz on 76 GHz, what corresponds to the multiplication by 6!

This first experimental assembly had the radiators of the RX mixer head and the beacon head inserted into the openings of a suitable tube of 8 mm inner diameter to provide a line of sight between the radiators. After I had got the first signal on 76 GHz I have removed the tube and could still receive the signal when the distance was 1 to 2 cm.

In another experiment I let the radiators look into an aluminium tube of 1 m length and 30 mm diameter and despite the distance I was able to hear the signal again quite loudly. I don't know why the transmission of the signal along the 1 m tube worked so well. May be there is a kind of focussing guide effect. However, the diameter of the tube does not fit to the operating frequency at all.

Further trials showed that without any 'RF tube', horn or dish antennas with gain and using just the open circular WG a distance of 55cm could be achieved. I monitored the signal with Spectran and observed some QSB in the shack: The signal varied from minimum of 0 to 2.5 dB to a maximum 5 to 6 dB above the noise for short periods.

Experienced Microwave operators who have already worked on 76 GHz over distances of many kilometers will of course smile when they read about this 55 cm distance. But here we have made just an amazing experiment and showed that it is possible to use a BAT15-099 diode and UT-085 on 76 GHz.



Fig. 9 Complete assembly during the first successful 76 GHz reception

On the next day another experiment was made and a 76 GHz parabolic dish feed was mounted on my 40cm dish that was previously used for 47 GHz. This feed consists of a circular WG with a tiny reflector disc similar to a Penny feed.

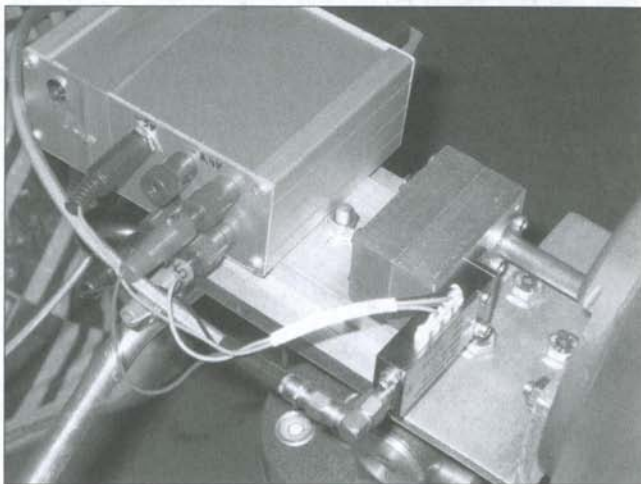


Fig. 12 Beacon and PSU behind the dish

The feed was adjusted to the focus according to the dimensions of the 47 GHz feed. The reflector disc of the feed was adjusted to a distance of 1 cm and the dish was positioned as close to the converter as possible. When the signal was finally found the back short tuning screws of the WG were adjusted again and also the distance of the reflector disc was tuned to maximum signal at about 6 mm. A mm of change of the reflector position made the difference between signal or no signal. The following results were finally obtained and measured:

Converter with open WG, beacon with 40cm dish	
Distance converter to dish	1.35m (in air, without tube)
Best achieved signal level	42 dB (measured by attenuation)
Always achieved signal level	38 dB (measured by attenuation)

I am delighted and positively surprised about these results from just 4 days of experiments on 76 GHz using only BAT15-099 diodes.

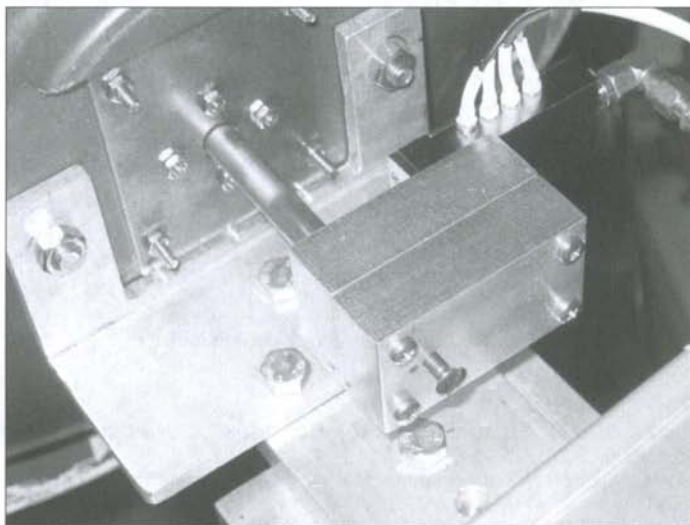


Fig. 13 Beacon behind the dish



Fig. 14 Complete 76 GHz Beacon station

I want to thank PA3CEG for his support and DL2AM, DC0DA and DB6NT for their fantastic publications about 76 GHz transverters and the necessary multipliers. And not to forget also the other informative articles from different Microwave enthusiasts in DUBUS Magazine.

I wish all readers a happy and successfull year 2009 and a lot of fun with their own experiments! I am always interested in feedback and hints for optimisation of my experiments.

73 de Wolfgang, DD8BD

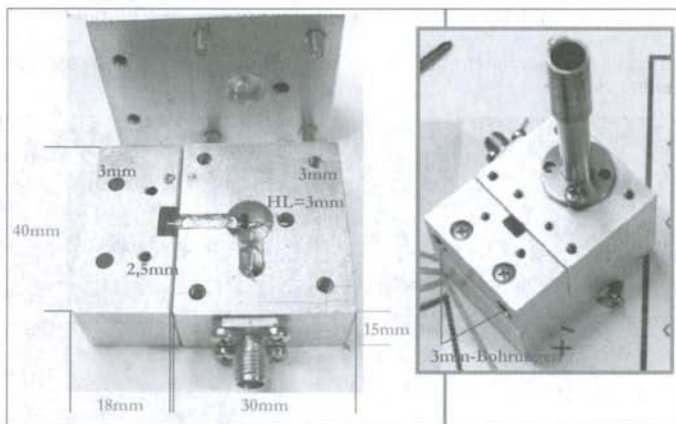


Fig. 15 Aluminium block dimensions

References

- [1] Wolfgang Demmer, DD8BD: Experiments on 47 GHz: Simple sandwich mixer with BAT15-099 and WG port, DUBUS 1/2009, p. 78
- [2] Wolfgang Demmer, DD8BD: More Experiments on 24 GHz: Simple sandwich mixer with WG port, DUBUS 4/2008, p.80
- [3] Wolfgang Demmer, DD8BD: Simple Low Cost RX Mixer for 24 GHz - an experiment without PCB / WG and not for winning a contest! DUBUS 2/2008, p. 55

Experimente auf 76 GHz: Mischer und Bakenkopf mit BAT15-099 und Hohlleitereingang - nur für den Basteltisch

von Wolfgang Demmer, DD8BD, dd8bd@gmx.net

Nachdem der Bau eines 47GHz-Empfangs-Mischkopfes mit relativ einfachen Mitteln unter Verwendung von Semi Rigid als Platinenersatz und BAT15-099-Dioden gelungen war [1], entstand die Idee, das gleiche Grundprinzip auch noch für 76GHz anzuwenden. Dabei ging es mir nur um den prinzipiellen Transport eines 76GHz-Signals innerhalb meines Shacks. Überhaupt nur ein winziges Signal mit meinen einfachen Mitteln zu erzeugen und zu hören, war das Ziel.

Doch eigentlich machte ich mir wenig Hoffnung, dieses neue Projekt wieder mit einer BAT-Diode realisieren zu können. Eher war zu erwarten, mit mittlerweile beschafften winzigen Millimeterwellen-Dioden einen Erfolg herbeiführen zu können. Ich hatte aber keine praktikable Idee, wie ich diese Winzlinge unter einem Mikroskop an einem Stückchen Semi Rigid vom Typ UT-085 anbringen könnte, ohne die Dioden dabei mit zu großen Lötlötropfen oder mit herumgeschmiertem Silberleitkleber zu vernichten.

Also wurden doch die BAT15-099-Dioden verwendet. Als zusätzliches Material waren u.a. ein 9486MHz-LO von DB6NT, zwei Multiplier-Module vom Typ CMA382400, zwei Netzteile für die CMA-Module und eine 12672MHz-Signalquelle (Synthesizer-Messsender, DB6NT-LO o.ä. Oszillator) und zwei schlichte Hörnchen (Flansch mit 3mm-Rundhohlleiter aus Messing) nötig. Wieder wurden die bereits früher erwähnten zwei ZF-Verstärker verwendet (siehe Artikel zum 24GHz-Mischkopf und zum 47GHz-Mischkopf in [1], [2] und [3]).

Die Multiplier-Module vom Typ CMA382400 haben meines Wissens nach einen Hohlleiter vom Typ R320/WG22/WR28 (26,5 bis 40GHz), was einem UG-599/U-Flansch entspricht. Das Hohlleiterinnenmaß beträgt 7,112 x 3,556mm. Ein möglicher geeigneter PWR-Messkopf wäre z.B. der HP R8486A an einem HP435 oder HP436.

Zum Bau der Netzteile, die u.a. auch für den Betrieb von DMC-PLL-Oszillatoren und DMC UP- und Downlink-Baugruppen für 24GHz geeignet sind, wurden u.a. ein Bausatz von ELV „2A-Step-Down-Wandler“ (Eingangsspannung 7 bis 45V; Ausgangsspannung 2,2-35V; Ausgangsstrom 0 bis 2 A), ein 5Volt Spannungsregler und ein IC7660 (negative voltage converter; $V_{in} = +1,5$ bis +9V) verwendet. Die Netzteile werden mit 12 bis 13,5 V DC versorgt.

Abb. 1: Mischkopf, Abb. 2: Bakenkopf

Sowohl für den Empfangsmischkopf wie auch für den Bakenkopf wurden wie gehabt Alu-Blöcke vorbereitet und mit den entsprechenden Ausfräsungen bzw. Bohrungen für Hohlleiter und Semi Rigid versehen (siehe Abbildungen).

Abb. 3 : Modellbau-Eisenbahnschiene und UT-085

Abb. 4: Mischkopf. Um den rechteckigen Hohlleiter für 38GHz realisieren zu können, verwendete ich für den RX-Mischkopf insgesamt drei Alu-Blöckchen.

Als Platinenersatz diene, wie gesagt, je ein Stückchen UT-085. Dies wurde jeweils in ein Stückchen halbiertes Messing-Flachkanalrohr (aus dem Bereich des Eisenbahn-Modellbaus; Lieferant z.B. Modellbauhandel Fiedler, siehe dessen Internetseite. Diese Schienen funktionieren auch als Rechteck-Hohlleiter!) eingepresst und vorsichtig angelötet. Zu viel Löthitze ist dabei gefährlich, weil das Teflon-Dielektrikum dann aus dem Kupfermantel heraus wandert!

Diese Kombination von UT-085 mit an den Enden freigelegtem Innenleiter als Fühler für die Hohlleiter (siehe Abbildungen) und Messing-Profil wurde in eine gefräste Rille eingedrückt. Wird später der zweite Alublock aufgeschraubt, presst dieser die UT-085-Leitung fest in ihren Sitz. Die Fühler sollten jeweils die Mitte des jeweiligen 38GHz- und des 76GHz-Rundhohlleiters erreichen. Für die Rundhohlleiter in den Alublöcken des Mischer-Kopfes und des Bakenkopfes wurde ein Durchmesser von 3mm gewählt. Die Ausfräsungen für den 38GHz-Hohlleiter orientieren sich an den Hohlleitermaßen der CMA-Multiplier-Module.

Für den Bakenkopf wird nur die Hälfte der Doppel-Diode BAT15-099 und für den Mischkopf die ganze Diode an das UT-085 zwischen Innen- und Außenleiter angelötet.

Über ein dünnes Drähtchen aus z.B. einer 220V-Litzenleitung wird die ZF zu einem 47pF SMD-Kondensator geführt, der am Innenleiter einer SMA-Flanschbuchse zuvor angelötet worden war. Die optimale Stärke des Drähtchens wie auch seine optimale Länge zu ermitteln, wäre Gegenstand zukünftiger Experimente. Das gilt natürlich auch für die Länge des freigelegten UT-086-Innenleiters bis zum Eintritt in die Hohlleiterbohrung, der in den 3mm-Rundhohlleiter des Antenneneingangs als Fühler (probe) hineinschaut.

Sämtliche mechanischen Maße der Alublöcke sind insoweit beliebig, solange die SMA-Anschlüsse, die Multiplier-Module und die aus Rundhohlleiter bestehenden („Nicht-Gewinn“-)Antennen mit ihren Flanschen ihren Platz finden können – natürlich sind z.B. konische Hörner oder besser noch Parabolspiegel anzustreben! Diese kurzen offenen Hohlleiter könnten für erste Versuche als Feeds im Brennpunkt von Prime-Focus-Spiegeln verwendet werden.

Die Netzteile für die beiden CMA-Multiplier müssen +5V, +8V, -5V und Masse liefern.

Wesentlich sind die Signal-Pegel, die auf die CMA-Multiplier gegeben werden. In meinem Fall für den RX-Mischkopf 45mW auf 9486 MHz ($\times 4 = 37944\text{MHz}$; $37944\text{MHz} \times 2 = 75888\text{MHz}$; $75888\text{MHz} + 144\text{MHz} = 76032\text{MHz}$) und für den Baken-Kopf ca. 10mW auf 12672MHz ($\times 3 = 38016\text{MHz}$; $38016\text{MHz} \times 2 = 76032\text{MHz}$).

Auf jeden Fall ist anzustreben, auf 12672MHz bis zu 25mW auf den CMA-Multiplier für den Bakenkopf zu geben, sofern möglich. Nur 8-10 mW stellen bei meinem Experiment eine Untergrenze für die Hörbarkeit des Bakensignals dar, zumindest solange ohne Parabolspiegel getestet wurde.

Wichtig ist auch, die in meinem Aufbau verwendeten 4mm-Messing-Abstimmerschrauben zur Justierung des jeweiligen Rundhohlleiterkurzschlusses (waveguide backshort) auf optimale Werte einzustellen.

Am dritten Versuchstag gelang dann endlich die Realisierung meines Experiments: Kurz vor 24Uhr am 2. Weihnachtstag gelang es mir, ein 76-GHz-Signal im Shack über einige wenige Zentimeter (10cm Distanz bei Verbindung beider Strahler durch ein Röhrchen!) mit den eigentlich für diese Wellenlänge völlig ungeeigneten BAT15-099-Dioden (Kapazität bei ca. 0,25pF) zu transportieren.

Nach Entfernung eines Isolators und eines 2dB-Dämpfungsgliedes zwischen dem 9486MHz-LO und dem CMA-Multiplier für den Empfangsmischkopf und nach Erhöhung der Ansteuerleistung auf 12672MHz für den CMA-Multiplier am Bakenkopf auf ca. 10mW konnte ich das Empfangssignal um ca. 59dB in der 144MHz-ZF-Leitung abschwächen und hörte das Testbakensignal immer noch leise – wie gesagt bei 10cm Distanz.

Zur Kontrolle habe ich die Frequenz am Synthesizer um 3KHz erhöht und erhielt einen Versatz von 18KHz auf 76 GHz, was der Vervielfachung von $\times 6$ entspricht!

Bei diesem ersten experimentellen Aufbau wurden die Strahler des Empfangsmischkopfes und des Bakenkopfes in die beiden Öffnungen eines passenden Röhrchens mit einem Innendurchmesser von 8mm gesteckt, um auf jeden Fall eine Sichtlinie der Strahler zu gewährleisten. Nachdem ich mein erstes Signal auf 76GHz wahrgenommen hatte, entfernte ich das Röhrchen und konnte bei ein bis zwei Zentimetern Abstand das Signal weiter deutlich aufnehmen.

Bei einem erneuten Versuch ließ ich beide Strahler gemeinsam in ein Alu-Rohr (Durchmesser ca. 30 mm) von 1m Länge, also bei einem Meter Abstand voneinander, schauen (ursprünglich wollte ich mit dem Rohr nur die Strahler des Konverters und der Bake aufeinander ausrichten) und konnte wieder deutlich das Bakensignal hören, trotz der Distanz ziemlich laut! Warum der Signaltransport innerhalb des 1m-Alurohres so gut und noch relativ laut funktionierte, ist mir wirklich unklar. Vielleicht wird die Hochfrequenz, die sonst aufgrund der fehlenden Richtwirkung der Strahler in der Breite verloren geht, innerhalb des Rohres nutzbringend gebündelt. Keinesfalls passt der Rohrdurchmesser zur Betriebsfrequenz.

Weitere Versuche ergaben dann, dass ohne „HF-Transportrohr“ oder gewinnbringende Hornantennen

oder Parabolspiegel, also nur mit den offenen Rundhohlleitern eine Distanz von 55 cm zu überbrücken war. Ich beobachtete das Signal mit Spectran auf dem Computermonitor und stellte ein „qsb im Shack“ fest, das das Signal zwischen min. 0 und 2,5 dB und kurzzeitig max. 5 bis 6 dB über dem Rauschen schwanken ließ. Alte Mikrowellen-Hasen, die längst von Berg zu Berg auf 76GHz viele Kilometer überbrückten, werden natürlich mit Recht kichern müssen, wenn sie von einer Distanz von 55cm hören. Aber jeder fängt einmal klein an, hi, und es ist ohnehin kaum zu fassen, dass das Experiment mit BAT15-099-Dioden und UT-085 als Platinenersatz auf 76GHz prinzipiell gelang!

Einen Tag später wurde ein neuer Versuch gestartet, bei dem ein schon gebauter Parabolspiegel-Erreger (Rundhohlleiter mit Reflektorplättchen nach dem Vorbild der Penny-Feeds) anstelle des 47GHz-Feeds in den 40cm-Parabolspiegel eingebaut wurde.

Da zu der Zeit kein weiterer Parabolspiegel mit passendem Feed oder ein konisches Horn für 76GHz zur Verfügung standen, wurde der 76GHz-Konverter weiter mit dem Stückchen offenen Hohlleiters als Antenne betrieben.

Die Bake wurde an den Erreger angeschlossen, das Netzteil ruhte im Hückeppack auf der Spiegelhalterung.

Der Erreger wurde nach den Maßen für den 47GHz-Erreger in den Brennpunkt geschoben.

Das Reflektorplättchen für den Spiegel-Erreger wurde zunächst auf eine Distanz von ca. 1 cm geschoben und der Parabolspiegel so nah wie möglich vor dem Konverter aufgestellt. Als das erste Signal endlich gefunden war, wurden die Hohlleiter-Abstimmerschrauben (back short) und das Reflektorplättchen neu justiert, neuer Abstand bei ca. 6mm. Jeder Millimeter an Versatz des Spiegels bedeutete Signal oder Nicht-Signal! Schließlich konnten folgende Werte erzielt und gemessen werden:

Konverter mit offenem Hohlleiter, Bake an 40cm Parabol	
Distanz Konverter zu Spiegel	= 1,35m (in Luft, ohne Rohrleitung!)
Bester zu erzielender Signalpegel	= 42 dB (über Abschwächer ermittelt)
Durchschnittlich immer erreichbarer Pegel	= 38 dB (über Abschwächer ermittelt)

Für vier Tage an Versuchen auf 76GHz und bei Verwendung von BAT15-099 Dioden sind diese Ergebnisse zumindest für mich letztlich sehr erfreulich und angenehm überraschend!

Mein Dank gilt PA3CEG für seine Unterstützung und DL2AM wie auch DC0DA und DB6NT für ihre wunderbaren Veröffentlichungen über 76GHz-Transverter und die notwendigen Multiplier, nicht zu vergessen all die anderen informativen Artikel verschiedener Mikrowellenfreunde im DUBUS Magazin.

Ich wünsche allen Lesern ein glückliches und erfolgreiches Jahr 2009 und viel Freude und Erfolg beim Experimentieren! Über Tipps und Ideen zur weiteren Optimierung meiner experimentellen 76-GHz-Technik würde ich mich sehr freuen!

73 de Wolfgang, DD8BD

Referenzen

Siehe engl. Text oben.

Weitere Bildunterschriften:

Abb. 5 Modellbahnschiene und Kombination aus UT-085 und Diode eingefügt in den Block

Abb. 6 Selbstgebaute Säge mit halbem Laubsägeblatt und Modellbahnschiene

Abb. 7 Kleine Wellenleiterhörnchen für 76 GHz

Abb. 8 Kompletter Konverter-Kopf (links) und Bakenkopf (rechts)

Abb. 9 Kompletter Aufbau beim ersten erfolgreichen Empfang auf 76 GHz

Abb. 10 Spiegel-Feed für 76 GHz

Abb. 11 Anbringen des 76-GHz-Feeds an der Bake

Abb. 12 Bake und Netzteil hinter dem Spiegel

Abb. 13 Bake hinter dem Spiegel

Abb. 14 Komplette 76 GHz Bakenstation

Abb. 15 Abmessungen der Aluminium-Blöcke

An Alternative to Glueing Microwave Diodes

by Philipp Prinz, DL2AM

I am often asked for advice about the glueing of Microwave diodes. Again and again there are cases where mixers and beacons do not work properly, as I have discovered myself. Until now I have not been able to find the reason. Although I have built five totally identical beacons for 122 GHz using the MA4E1310 diode, I got different output powers ranging from 400 μ W to 1.5 mW. The diodes were all glued in place with two component silver conductive glue. See figure 1. I assume that the matching of the different stages to each other is of great importance. Most probably the diodes themselves are not the cause, as I have made extensive experiments confirming this.

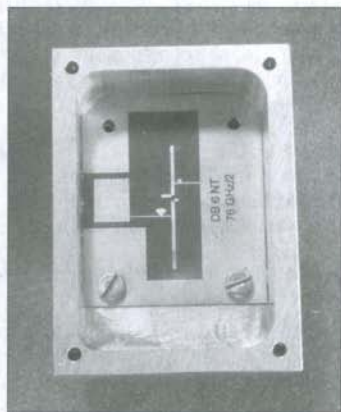


Fig. 1 76 GHz PCB with glued diode



Fig. 2 Hot air tool

I looked for another way to mount the diodes. I got a hot-air tool, see figure 2, that can deliver temperatures from 100 – 480 °C and has an adjustable air flow of up to 23 l/min. Firstly I made an adapter with a small bent tube (e.g. from UT 41 shield) with an inner diameter of 2.6 mm, see figure 3. This was hard soldered with silver solder to the adapter base. Then I made experiments with the temperature. With a setting of 300 °C I reached an output temperature of about 160 °C at the end of the small tube. According to datasheets most microwave diodes accept up to 180 °C for 12 seconds without any damage - this is quite a lot. I got several different solder pastes with different amounts of silver and melting points from Milan, OK11MH (many tx to him).

A first trial used the paste "SnBiAg" (142°C), see figure 4. The initial results with broken diodes on a PCB were very promising. Then I put a used PCB for a 76 GHz mixer under my microscope and applied solder paste on both sides of the diode with the help of a very thin needle. One can see many tiny tin pellets in the paste. These pellets can be moved to the right spot on the PCB with a very thin needle. With very fine tweezers I laid a MA46H146 onto the spots with the paste and pressed the diode slightly with a point of a pin. Again the temperature was set to 300 °C resulting again in 160 °C at the output of the adapter. One should wait a bit until temperature of the air leaving the tube is stable. The air flow was set to minimum. Now I aimed the hot air flow onto the diode and after about 3 seconds the diode sank down and all the tiny solder pellets melted together. The diode stayed in place due to surface tension and did not move due to the air flow. One can see very nicely under the microscope how the diode pulls itself down onto the 50 Ohm stripline. Then I measured the diode current and it was ok – the same as when glueing it with silver conductive glue, see figure 5.

Next I tried to solder a diode in the same way to a 76 GHz PCB (DB6NT Nr. 45) that had been already glued into a milled aluminium casing. I was astonished that this was not possible at all. The heat was

obviously not sufficient to melt the soldering paste. Even with an output temperature of 250°C this was still not possible. This reason was that the glued down thin PCB loses too much heat to the aluminium casing. Using a PCB for 122 GHz (No. 47) was even worse as there is a huge ground area that has to be heated for the soldering. Well, what to do now with the hot air? Was it really only "hot air"?



Fig. 3 Adapter on tool holder



Fig. 4 Adapter, soldering paste, silicone block, PCB

After some consideration I found another possibility: first solder the diode to the PCB and then glue the PCB into the casing. I tried this and hoped that the diode would not get damaged due to the pressing procedure with the silicone rubber block. The diode should be tested before glueing the PCB in and the PCB has to be very flat around the diode in order to prevent stress. It is also important to use a very soft silicone rubber block for the pressing process and possibly it should be heated a bit first.

There should be cut-outs in the block on all sides to enable vapour from the silver conductive glue to escape. Otherwise the vapour can only escape through the waveguide and cause white silicone-like residues to appear in it. The pressure of the silicone rubber block onto the PCB should not be too high, in order not to damage the diode, see figure 6.



Fig. 5 Microscope with PCB and tool holder



Fig. 6 Silicone rubber block

I have built 4 beacons for 76 GHz with MA46H146 diodes using this method with hot air soldering and each time I have measured 10 mW RF output without attaching tuning flags. I have also used this method for 122 GHz and it worked well. However here one needs to heat the upper copper sheet before the diode gets heated.

Before the soldering paste is applied to the PCB any oxidation should be removed from the silvered copper areas. This provides a better and faster soldering process. It is possible to use this hot air method for FET, SMD and other microwave devices. Bond wires can be soldered as well - I have already tried this. And there is no problem with static. Also desoldering of parts works well.

I made all these experiments after a conversation about silver conductive glue with Michael Kohla, DL1YMK. He told me that silver glue only gets its full conductivity after hardening as then the silver

particles touch each other. He also told me that solder with silver has lower resistance than hardened silver conductive glue.

Finally I want to mention that some 3 months ago I started initial receive and transmit experiments successfully on 410 GHz. For a beacon and CW transmitter, respectively, I have used a x 3 multiplier that with an input of 12.454 GHz, delivers 110 mW output on 37.363 GHz. This multiplied by 11 gives 411 GHz. For a PCB I used the multiplier PCB No. 43 from DB6NT and I positioned the WG directly into the focus of the dish. For receive I have tried a double mixing scheme: 411 GHz divided by 5 gives 82.2 GHz, which minus the first IF of 2.32 GHz (DB6NT converter for 2.3 GHz) is 79.88 GHz; this divided by 2 is 39.94 GHz, divided by 3 is 13.3133 GHz and finally by 96 is 138.680 MHz. For a PCB for 82 GHz I used No. 42 from DB6BT and No. 43 for 411 GHz. All worked well. I have also found that the 411 GHz signal can still propagate well in the 0.9 mm waveguide.

I will check if this high IF will be also advantageous for lower frequencies.

Let's see if 411 GHz will be my limit, I am still considering... I recognize that there is still a lot to experiment with on Microwaves.

73, Philipp - www.DL2AM.de

Literature

Philipp Prinz DL2AM, 122 GHz Transverter, Dubus 2/07

Philipp Prinz DL2AM, Neue Gehäuse für 47/76 und 122 GHz, Dubus 3/07

Philipp Prinz DL2AM, Transverter für 241 GHz, Dubus 1/09

Eine Alternative zum Einbau von Mikrowellen-Dioden

by Philipp Prinz, DL2AM

Immer wieder werde ich um Rat bei der Dioden-Einklebung für den Mikrowellenbereich gefragt. Da gibt es immer wieder Fälle, wo Mischer und Baken nicht gut funktionieren, was ich auch selbst festgestellt habe. Woran dies liegt, habe ich bis heute noch nicht feststellen können, obwohl ich fünf ganz gleiche Baken auf 122 GHz mit den Dioden MA4E1310 aufgebaut habe und dabei unterschiedliche Werte bekam. Diese reichten von 400 µWatt bis 1,5 mWatt HF-Ausgangsleistung. Die Dioden habe ich dabei mit Zweikomponenten-Silberleit-Kleber eingeklebt. (s. Foto Nr. 1) Ich denke, die Anpassung der einzelnen Stufen zueinander ist von großer Bedeutung. An den Dioden MA4E1310 liegt es ziemlich sicher nicht, da ich umfangreiche Versuche mit diesen gemacht habe. Nun habe ich einen anderen Weg gesucht dies zu machen.

Ich besorgte mir ein Heißluftgerät (s. Foto Nr. 2) mit einer Abgabetemperatur von 100 – 480°C und einer auch einstellbaren Luftmengenregelung bis 23 Liter pro Minute. Als Erstes fertigte ich einen Adapter mit einem gebogenen Röhrchen mit dem Innendurchmesser von 2,6 mm (s. Foto Nr. 3). Dieses Röhrchen (gut geeignet ist Seni Rigid UT41, aus dem das Teflon herausgezogen wurde) lötete ich mit Silberlot hartgelötet an den Adapter. Nun konnte ich die ersten Temperaturversuche machen. Bei einer Einstellung von 300 °C erreichte die Ausgangstemperatur an dem Röhrchen ca. 160 °C. Laut Datenblatt halten die meisten Mikro-Dioden 180°C 12 Sekunden ohne Schaden aus, das ist eine Menge. Es stehen mir verschiedene Lötpasten mit Silberanteil und Schmelztemperaturen zur Verfügung. Milan, OK1MH hat mir freundlicherweise diese diversen Lötpasten besorgt, wofür ich mich bedanke.

Als Erstes versuchte ich es mit der Paste für 142° C mit der Bezeichnung SnBiAg (s. Foto Nr. 4). Die Anfangsversuche auf einer PCB mit kaputten Dioden waren gleich sehr verheißungsvoll. Nun legte ich eine gebrauchte PCB für einen 76-GHz-Mischer unter das Mikroskop und mit einer sehr spitzen Nadel brachte ich die Lötpaste für die Diode beidseitig an. Es sind lauter kleine Zinn-Kügelchen in dem Flussmittel zu sehen. Diese Kügelchen kann man mit einer spitzen Nadel auf der PCB an die richtige Stelle transportieren. Darauf legte ich mit einer sehr spitzen Pinzette eine MA46H146 und drückte diese mit einer Nadelspitze leicht an. Die Temperatur stellte ich wieder auf 300° ein was wieder 160° am Adapter-Ausgang bedeutet. Man sollte etwas warten, bis sich die Ausgangs-Temperatur am Röhrchen

stabilisiert. Die Luftmenge stellte ich auf Minimal ein. Nun hielt ich die Heißluft-Düse über die Diode und nach etwa 3 Sekunden senkte sich diese und die vielen Kügelchen verschmolzen zu einer Masse. Die Diode hat sich stabil gehalten (Kohäsion) und der Luftstrom hat ihr nichts anhaben können. Man kann sehr schön unter dem Mikroskop sehen, wie sich die Diode auf die 50 Ohm-Leitung zieht (absenkt). Dies war der erste Versuch und ich habe den Dioden-Strom gleich gemessen und er stimmte, wie auch beim Einkleben mit Silberleitkleber (s. Foto Nr. 5).

Als Nächstes versuchte ich auf dieselbe Art eine Diode auf eine in einem gefrästem Alu-Gehäuse eingeklebten PCB für 76 GHz (DB6NT Nr. 45) aufzulöten. Ich wunderte mich sehr, dass das einfach nicht ging und ich war schon etwas verblüfft. Die Wärme reichte bei weitem nicht aus, die Lötpaste zum Schmelzen zu bringen. Auch bei einer Abgabetemperatur von 250° war dies noch nicht möglich. Nach einiger Überlegung sah ich die Ursache ganz eindeutig. Durch das Einkleben der dünnen PCB fließt zu viel Wärme auf das Alu-Gehäuse, so dass die Paste nicht mehr zum Schmelzen kommt. Auch stellte ich fest, dass dies bei der PCB auf 122 GHz (Nr. 47) noch gravierender ist, da eine große Massefläche vorhanden ist, die beim Einlöten erwärmt werden muss. Nun wie geht es wohl weiter mit der Heißluft? War es wirklich nur heiße Luft?

Nach längerem Überlegen stellte ich fest, dass es doch eine andere Möglichkeit gibt. Wenn ich zuerst die Diode auf die PCB auflöte und danach die PCB in das Gehäuse einklebe. Gleich versuchte ich diesen Schritt und hoffte, dass die Diode beim Einkleben der PCB durch das Einpressen mit einem weichen Silikon-Gummi heil bleibt. Die Diode muss vor dem Einkleben der PCB geprüft werden, ob sie funktionsfähig ist und gleichzeitig muß die PCB an der Diodenstelle sehr plan sein, um Spannungen zu vermeiden. Dazu ist auch zu beachten, dass der Press-Silikon-Gummi sehr weich ist und vorher eventuell angewärmt wird. Auch sollte diese Silikon-Gummi-Platte an allen Seiten Aussparungen haben, um Ausgasungen von dem 2-Komponenten-Silberleit-Kleber zu ermöglichen.

Wenn diese Silikon-Gummiplatte das Alu-Gehäuse ringsum komplett abschließt, kann die Ausgasung nur über den Hohlleiter geschehen, was zu weißen, silikonartigen Rückständen im Hohlleiter führen kann. Die Pressung der Silikon-Gummiplatte auf die PCB sollte nicht zu kräftig sein, um die Diode nicht zu beschädigen (s. Foto Nr. 6).

Auf 76 GHz habe ich 4 Baken mit den Dioden MA46H146 auf diese Art aufgebaut, das heißt, mit Heißluft aufgelötet und jedes Mal über 10 mWatt HF messbar erreicht, ohne Anbringung von Abgleich-Fähnchen. Ebenso habe ich diese Methode bei 122 GHz angewandt. Das ging auch gleich gut, es ist nur zu beachten, dass man mit der Heißluft-Düse die obere Kupfermasse-Beschichtung vorwärmt und danach erst die Düse über die Diode hält. Auch sollte immer vor dem Aufbringen der Lötpaste die versilberte Kupferfläche von Oxidation befreit werden, das ermöglicht einen besseren und schnelleren Lötvorgang.

Es ist durchaus auch möglich, diese Methode mit Heißluft bei FET, SMD und anderen Mikrobauteilen anzuwenden. Auch Bonddrähte sind gut anzulöten, was ich auch versuchte. Das Statik-Problem ist hiermit ausgeschlossen. Auch das Auslöten von verschiedenen Bauteilen ist sehr gut möglich.

Zu diesen Versuchen veranlasst hat mich auch ein Gespräch mit Dr. Kohla, DL1YMK, über Silberleitkleber. Er sagte, dass der Silberleitkleber erst nach Aushärtung die volle Leitfähigkeit bekommt (die vielen Silber-Partikel berühren sich erst dadurch). Außerdem sagte er, dass ein Lot mit Silberanteil niederohmiger ist als ausgehärtete Silberleitpaste.

Nebenbei möchte ich noch erwähnen, dass ich vor ca. 3 Monaten die ersten Empfangs- und Sendeversuche auf 411 GHz erfolgreich getätigt habe. Als Bake bzw. CW-Sender verwendete ich einen Multiplier, der bei einem Input von 12,454 GHz $\times 3 = 37,363$ GHz noch 110 mWatt abgibt und dies $\times 11$ ergibt 411 GHz. Als PCB habe ich die Vervielfacher Nr. 43 von DB6NT benutzt und den Hohlleiter gleich in den Brennpunkt des Spiegels gesetzt. Beim Empfänger versuchte ich es mit einer Doppel-Mischung. 411 GHz geteilt durch 5 = 82,2 GHz – 2,32 GHz erste ZF (DB6NT-Konverter für 2,3 GHz) = 79,88 GHz, diese $\times 2 = 39,94$ GHz und $\times 3 = 13,3133$ GHz $\times 96 = 138,680$ MHz. Als PCB für 82 GHz nahm ich die Nr. 42 von DB6NT und bei 411 GHz die Nr. 43. Es ging alles gut. Habe auch festgestellt, dass sich die 411-GHz-Welle im 0,9 mm Hohlleiter noch gut fortpflanzen kann. Mal sehen, ob diese hohe ZF-Frequenz auch für niedere Frequenzen günstig ist, ich werde noch Versuche machen. Ob es bei der Frequenz von 411 GHz bleibt, das ist noch zu klären. Von meiner Seite besteht da noch Klärungsbedarf. Wie ich wieder feststelle, es gibt noch viel zu tun mit der Microwelle.

73, Philipp - www.DL2AM.de

Foto Nr. 1 76 GHz-Transverter

Foto Nr. 2 Heißluftgerät

Foto Nr. 3 Handstück und Adapter mit angelötetem Röhrchen

Foto Nr. 4 SMD-Paste und Silikon-Gummi

Foto Nr. 5 Mikroskop + PCB und Handstück

Foto Nr. 6 Silikongummi

Revolutionary 'Loop Fed Array' Yagi Antenna Feed System

by Justin Johnson, G0KSC

This is an introduction to the LFA 'Loop Fed Array' Yagi pioneered by Justin Johnson G0KSC. The LFA Yagi is not fed with a dipole as traditional Yagi antennas would be. Instead, it is fed with a rectangular loop which is laid flat on the boom of the Yagi in place of the dipole driven element.

The LFA is not 'The Holy Grail' of directional antennas and will not give any additional forward gain for any given boom length. However, it has a new and unique combination of properties which can be tailored to provide improvements in many areas over a traditional dipole-fed Yagi. These will be explained fully through this article.

About this Work

Since I was first licensed in 1988 I have had a keen interest in antennas and built many basic antenna systems, mainly from wire. A rekindled interest in 50MHz two years ago led me to search for a directional antenna but I wanted to build it myself. That is when I found the website of YU7EF, Popa (www.yu7ef.com). 'Pop' has many interesting 'OWA' (Optimized Wideband Array) antenna designs with very clean patterns – for those in the know, the sidelobe suppression he has achieved from standard Yagis is second to none.

I first built one of Pop's designs for 50MHz and then another for 28MHz, which both performed very well

indeed. The next step for me however was designing my own. While the techniques are a subject for another time, my objectives were clear: without copying other people's designs, I wanted to achieve similar or even better results than anything I had built to date. However, after playing with designs within modelling packages and comparing my results to Pop's published designs, this was going to be a challenge!

In the hope that I could achieve these goals there have been many hours of trial-and-error and 'what if' experiments, followed by many more hours of questions and discussions with Pop. I owe Pop a debt of gratitude for the many Skype hours and e-mails back and forth. Without his help, my (still limited) knowledge would not have extended sufficiently to make this new LFA design possible. Pop is one of amateur radio's finest!

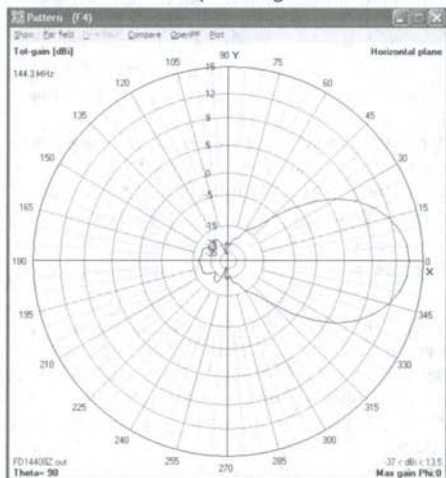


Fig. 1 Is that pattern real?

First taste of the LFA Yagi comes from an 8 ele LFA for 144MHz with 13.5dBi forward gain

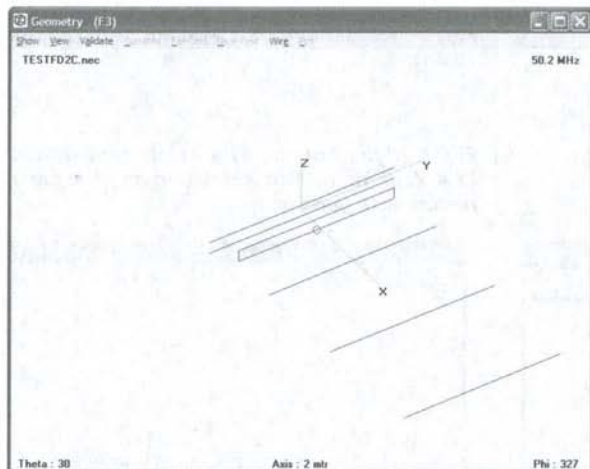
Stumbling upon the Loop Fed Array

This new development began from an experiment with folded dipoles within Yagis. Although I like Yagis with a 50Ω feed point, I also appreciate some of the qualities of lower impedance antennas, namely higher front-to-back ratio on smaller arrays in particular. I decided to experiment with the folded dipole to increase the feed impedance. The use of a folded dipole with 50Ω Yagis like the DL6WU series is well known; but what if I could create a Yagi with a 12.5Ω driven element impedance and again replace the simple split dipole with a folded dipole? This would step up 12.5Ω to 50Ω balanced, and then some other form of 1:1 balun could be used to give a very simple 50Ω feed system. Also, the wideband properties of the folded dipole may extend the very narrow VSWR bandwidth typically seen in a 12.5Ω Yagi, and perhaps remove some of the 'twitchy' tendencies of these lower impedance antennas.

I started modelling 50MHz Yagis using a folded dipole in the traditional way, but with limited results. Out of frustration, I decided to extend the vertical height of the dipole (above and below the boom) so the top and bottom elements were spaced 20cm apart. To my surprise, F/B and forward gain increased slightly and tuning became more flexible. I opened the dipole again, now 30cm. Again, I saw improvements but now the driven element had become a loop and was protruding quite a long way above and below the boom. When I achieved the optimum level of performance, the loop stood over 23cm above and below the boom (46cm in total). In experimenting with double elements front and back of this loop and placing two reflectors in-line with the top and bottom sections of the loop, I came close to re-inventing several types of antenna from before the computer age! These experiments and single director elements placed

on the boom achieved good results. For example, a 5 element 50MHz Yagi with a boom of 4.6 metres in a configuration like **Figure 2** showed a forward gain of almost 11dBi (free space) and 22dB F/B ratio, along with a direct 50 Ω feed requiring only a 1:1 balun. This is better than a more modern OWA style Yagi of similar boom length and the pattern looked better too. This was all well and good – but how hard was it going to be to build and test? Supporting two reflectors and holding a large loop in place was not going to fit well with the easy-to-construct Yagi designs that I already have on my website. Perhaps this needed a re-think...

Fig. 2 One of the test designs on the way to the Loop Fed Array Yagi

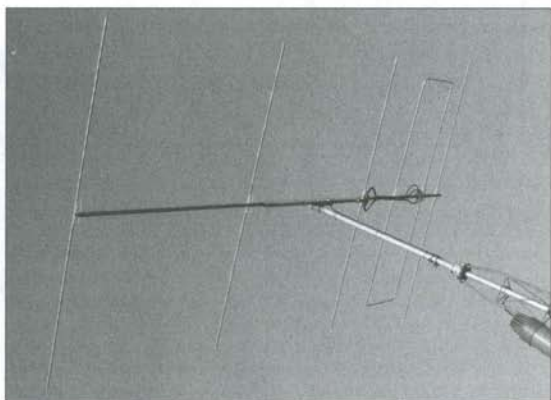


The loop is a bit big standing upright, so what happens if I lay it down on the boom? It will now be on top of the reflector and first director, so I will need to make the boom a little longer. If I make the reflector and first director the same distance away from each side of the loop that they had been with a simple dipole, I could give that a try. Yes, I needed to re-model... but boy, was it worth it!

Eureka!

The patterns were so clean and the front to back ratio increased dramatically. Furthermore, I could model more and more front to back without getting any unwanted lobes! Although the gain was still a little down on Pop's benchmark antennas, I seemed to have found something new and very worthwhile.

Fig. 3 The FD0605H 50MHz 5el LFA Yagi installed on the G0KSC tower



Having had an additional month or two of experimentation, and having now been able to build and test one of these designs, I have a much better understanding of the associated benefits of the antenna. I have listed my findings to date below. I am sure I have only scratched the surface so far, and hope that others will help to extend the experimentation with this design to reach its full potential.

But first, here is a taste of what can be achieved with the LFA concept, on three different bands. **Figure 3** is the 5 element LFA Yagi for 50MHz. This antenna is now built and in use at G0KSC. The design will be explained and analysed in some detail later, but as an example of its performance, **Figure 4** shows the excellent 50 Ω match across a very wide bandwidth. Return loss is better than 30dB across 500kHz.

Figure 5 shows a 3 element LFA Yagi for 70MHz, optimized for forward gain rather than F/B, and exhibiting more than 9.3dBi forward gain on a short boom. **Figure 6** is an 11 element LFA Yagi for 144MHz exhibiting good gain and an extraordinarily clean pattern.

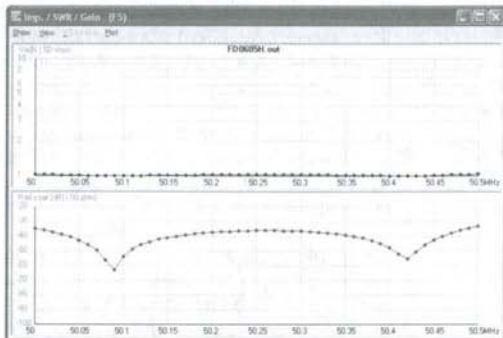
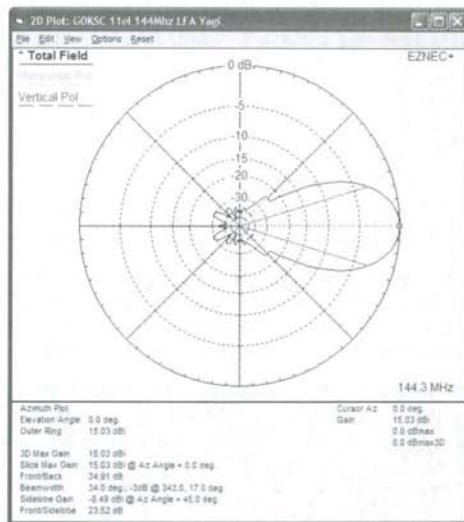
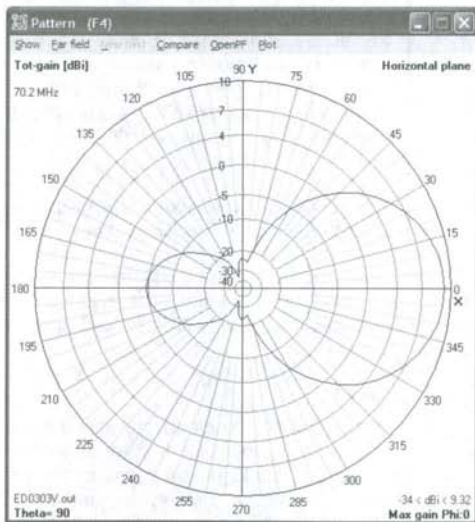


Fig. 4 (left) Extremely wide VSWR bandwidth exhibited by the FD0605H LFA Yagi now installed at G0KSC.

Fig. 5 (left, bottom) A 3 element LFA Yagi for 70MHz

Fig. 6 (right, bottom) The 11 element G0KSC LFA Yagi for 144MHz exhibiting an ultra clean pattern with good gain



LFA Yagi Advantages

The advantages of the LFA concept that I would like to identify and discuss in more detail are:

- Superior front to back ratio
- Exceptionally clean patterns
- Ultra-wideband gain and matching characteristics
- A new definition of the 'ideal' boom length
- Flexible feed point arrangement
- Direct 50Ω feed
- Optimization of loop dimensions.

In the following sections I will discuss each of these points in turn. Then I will describe a practical LFA Yagi for 50MHz, followed by details of further designs for 144MHz and 70MHz.

Superior Front to Back Ratio

Quad beams are renowned for their readily achievable clean patterns, with superior front to back properties over Yagis (when comparing like numbers of elements in small arrays). The LFA Yagi seems to have picked up this desirable characteristic. In models created so far, front to back figures of between 30-40dB have been readily achieved in Yagis of 7 and 8 elements *without* distorting the forward pattern or

indeed creating any unwanted sidelobes. In addition, 3 and 4 element patterns look very similar in shape and performance to quad alternatives. This is one of the benefits of the LFA, as traditionally fed OWA antennas tend not to model well unless at least 4 elements are used.

Exceptionally Clean Patterns

Another very nice 'quad-like' characteristic of the LFA Yagi is side lobe suppression. This is of particular importance when short boom, multi-antenna arrays are being used for EME work. It can be quite a challenge to eliminate rearward lobes in the elevation plane which will lead to noise being picked up from residential locations (and perhaps causing interference in these locations too). The LFA Yagi provides the best benefits of both small quad and Yagi antennas in one design. The LFA concept also offers more design variables that can be used to tailor the performance to suit individual requirements. Although it may require much more antenna modelling, there is also a good possibility that the design objectives can be surpassed rather than merely achieved.

Ultra Wideband Characteristics

In modelling of both 10 and 11 element LFA Yagis for 2m I have achieved over 15dBi forward gain along with more than 34dB front to back ratio, with no significant sidelobes or unwanted forward lobes and a VSWR of less than 1.1. This is exceptional performance indeed, but even more exceptional considering how well this performance is maintained across a very wide bandwidth between 144MHz and 145MHz. This Yagi provides the nucleus of a very effective array for the serious DXer and EME enthusiast. Figure 4 shows similar wideband VSWR performance for the 50MHz LFA Yagi.

A New Definition of the 'Ideal' Boom Length

As any Yagi experimenter will know, for any given frequency and number of elements there is an 'ideal' boom length that provides the best balance between forward gain and front to back ratio. Shorter boom lengths will generally provide higher F/B but at the expense of forward gain (though if the boom is made even shorter the F/B will begin to drop as well). With longer booms, forward gain increases but F/B ratio drops away or becomes much harder to achieve.

An interesting characteristic of the LFA is that the 'ideal' boom length is greater than for a conventionally fed Yagi with a similar director structure, and this tends to give both more gain and improved F/B ratio. This is in part due to the size of the loop and the extra space it takes up on the boom – behind and in front of the loop, the spacings of the reflector and first director remain similar to those of traditional Yagis. When the loop is made more square in shape, so that it occupies even more space along the boom, both the forward gain and the F/B capabilities increase together.

Using the 50MHz 5 element Yagi as an example, the loop length (along the boom, the X-axis dimension in the models) is around 45cm and therefore this extra length must be added to the boom. I have achieved 11.3dBi forward gain and over 20dB front to back from a boom length of a little over 5 metres, which thus becomes the new 'ideal' boom length for such an antenna. [Editor: the Addendum to this article explores some possibilities for making boom lengths even longer.]

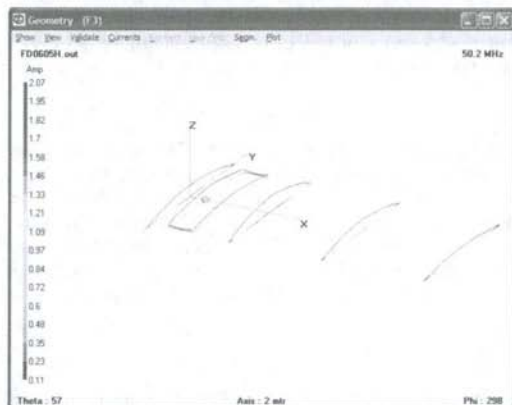
Flexible Feed Point Arrangement

Another powerful aspect of the LFA is the flexibility of the feed arrangement and how it can alter performance of the Yagi. From the limited experiments made so far, it has been established that if the loop is fed at the rear centre (nearest to the reflector, as shown in **Figure 7**), better wideband performance can be achieved than by feeding at the front centre. Although the feed point cannot simply be switched from one position to the other without re-optimization, a front feed can provide a slight increase in forward gain and F/B; the VSWR bandwidth is narrower than for rear feed but still better than seen in comparable traditional Yagis. As stated above, the length of the loop along the boom can also be varied to change the LFA's operational characteristics. More experimentation is required to establish which is the best way to feed this antenna.

Direct 50Ω Feed

As with all of my designs for the amateur builder, there is no need for any matching unit, coaxial stubs or any other tuning arrangements at the feed point. A simple 1:1 balun or coaxial choke is enough. Fine tuning can be achieved by moving the ends of the loop in or out (very much as one would to tune a folded dipole). **Figure 8** shows another example of the LFA's excellent VSWR bandwidth. Note that the narrow dip which is so characteristic of the dipole fed Yagi has gone.

For the practical version of the FD0605H 50MHz 5el Yagi (Figure 3) I tried a 1:1 voltage balun (branch



feed with $\frac{1}{4}$ wave and $\frac{3}{4}$ wavelengths of coax). This was successful but the ends of the balun must terminate upon the loop itself. Any connecting wires will de-tune the antenna and increase the VSWR.

Fig. 7 The FD0605H showing current distribution and magnitude within the model. Note that the loop is rear fed giving greater bandwidth than a front fed version.

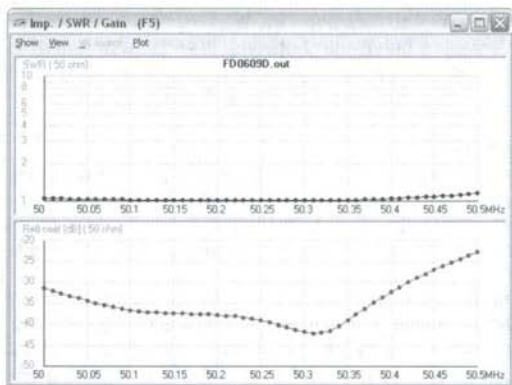


Fig. 8 The VSWR and return loss plot for a 9 element 50MHz LFA Yagi.

Optimized Loop Dimensions

As already noted, the loop dimensions offer more design variables that can be used to help optimize the entire Yagi array. There are still many more tests to be conducted. The loop circumference is close to a full wavelength, but modelling experiments have already established that by altering the shape of the loop, the F/B ratio and forward gain can be balanced one against the other. The typical width of a loop (the Y dimension, parallel to the parasitic elements)

for 50MHz would be around 10cm shorter than the first director and the loop length (X axis, along the boom) between 35cm and 60cm for best results. When starting a model for 50MHz, I typically use 2.5m width and around 45-50cm length, although with certain boom lengths a smaller loop length of 35cm has also returned good results. Scaling those dimensions for other bands will give a good starting point. For example, with 5mm wires at 144MHz, the loop length I am using is around 16-18cm along the boom.

To fine tune the antenna once it is in place, I recommend making the end sections of the loop from a smaller size of telescoping tubing, so it can be slid in and out to alter the total circumference of the loop.

However, it is important to note that part of the side lobe suppression is delivered by the anti-phase currents along the ends of the loop. To reproduce the computer models as accurately as possible, the corners of the loop should be formed as small radius bends (Figure 3). If these ends are formed as half circles (to look like a large folded dipole), the side lobe and unwanted forward lobe suppression would be worse.

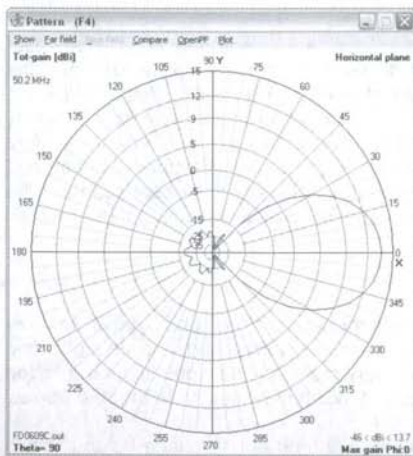


Fig. 9 The 9 element 50MHz LFA Yagi has a very clean pattern

5 element 50MHz LFA Yagi

I decided first to build an ultra wide-band, low return loss 5 element LFA Yagi for 50MHz. One reason for building an antenna with such a flat VSWR curve was to ensure that if the computer model was not accurate, it would be easy to see where to make any adjustments. As it turned out, the Yagi when built was absolutely spot-on! Many details of this antenna have already been shown in Figures 3, 4 and 7, and continuing with **Figures 10 and 11**. The double-dip VSWR characteristic (Figure 4) is thanks to further optimization by Pop, YU7EF.

I decided to construct an antenna that would stand up to the weather and any birds etc, so for the elements I used single pieces of $\frac{5}{8}$ -inch (15.9mm) tubing, completely insulated from the boom. The driven loop is tuned by sliding end sections made from $\frac{1}{2}$ -inch (12.7mm) tubing. As mentioned earlier, it is important that the loop has straight sides and sharply bent corners. Use hose clips when fine tuning for the best return loss/VSWR, but the ideal would be to weld these joints once optimum performance has been achieved. This will ensure no performance degradation later in the antenna's lifetime.

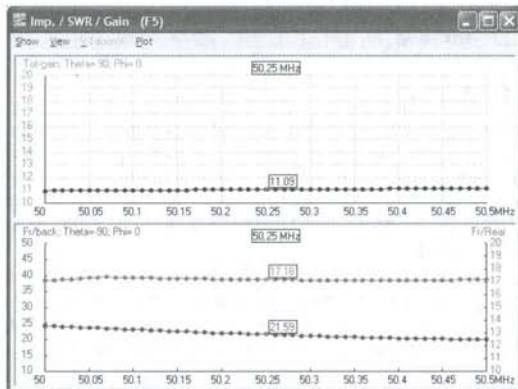


Fig. 10 Both gain and front to back are relatively flat throughout the band

On-air performance

The antenna shows 1:1 VSWR at both 50MHz and 50.5MHz, rising to 1.15 around 50.25MHz. The first thing I noticed was very low noise pickup. I was a little concerned as this is what I would normally associate with an antenna not designed for the band of operation. However, any apprehension swiftly moved on when I was listening to a nearby contest station G0VHF/P. While they were calling CQ, I quite clearly heard EA3TI calling them back and let them know. A little later while calling CQ myself, the same station spotted me on the clusters so it is working! There is still no real Es to speak of as I write.

My front to back tests came in a few different forms. The first was with the Oxford beacon, GB3BAA, which I could completely remove from hearing if I pointed the beam in the opposite direction. I was able to conclude my on air front to back tests with local stations sending JT6M data for 30 seconds at a time. This allowed me to spin the beam from one side to the other during this period and check the results. I am now looking forward to making further measurements and building higher suppressed, longer boom versions of this antenna!

Antenna Dimensions (m):	Spacing	Element half length
Reflector	0	1.482
DE1 (rear of loop, feed point)	0.287	1.251
DE2 (front of loop)	0.828	1.251
D1	1.380	1.383
D2	3.026	1.324
D3	4.732	1.299

The remaining designs in this article are optimized models, not constructed yet. Dimensions are as they come from the optimizer, and have not yet been rounded to practical sizes. Most models do not include resistive losses in the element materials, but these will lose only a small fraction of a dB in forward gain. All the LFA Yagi designs are relatively wideband and the predicted performance is not sensitive to small changes in dimensions, so we can expect the real-life antennas to achieve very similar performance to the computer models.

Metric sized tubing of 16mm and 13mm could also be used, which will shift the antenna's resonance slightly LF. Although I have not tested this (due to not having those materials) it is likely that any difference will not be noticeable in practice due to the wideband characteristics of this antenna. Perhaps at most, 1mm will need to be moved from the element ends to compensate.

The boom is made from a 4.8m section of 1 $\frac{1}{4}$ -inch box section aluminium tube with a second 1.5m boom section bolted beneath the main boom for additional support. The boom is then bolted to a 4-inch (100mm) wide aluminium plate, $\frac{3}{8}$ -inch (9.6mm) thick, which is U-bolted to the 2-inch supporting mast.

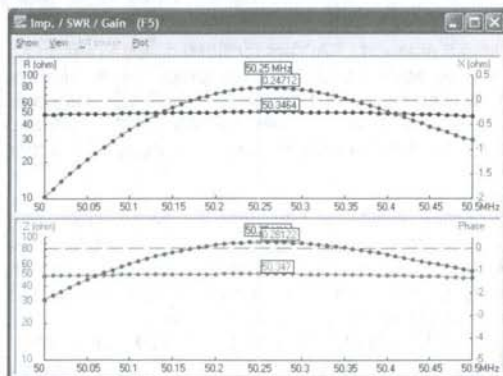


Fig. 11 Very little reactance with two points of resonance help ensure a very wideband antenna

11 element Low Temperature 144MHz LFA Yagi

This design is the one shown in Figure 6, further optimized for low temperature, and once again it benefits from contributions by Pop, YU7EF. **Figures 12 and 13** show the exceptionally clean pattern, and according to the TANT software by YT1NT (www.geocities.com/va3ttn/Tant.zip) this antenna is lower in noise temperature than any 11 element Pop has produced to date... though maybe I was lucky with this

one, and future designs may need a little more work!

One benefit with the LFA concept is that the loop dimensions give extra degrees of freedom when designing. Altering the length of the loop along the boom is one such factor which alters side lobe suppression, unwanted forward lobes and F/B ratio – though sadly, not all at the same time. Like any Yagi design, you need to trade one performance parameter against the others to arrive at your chosen goals for optimum performance. This antenna has been designed using 5mm elements and therefore should be more 'Euro friendly' for obtaining the materials in metric sizes. The original design was based on a continuous loop of 5mm tubing with no provision for practical adjustments. If you decide to use the same kind of telescoping end sections as I did on 50MHz, I suggest you use 8mm tubing for the main parts of the loop and 5mm for the end sections, and have included both sets of dimensions below.

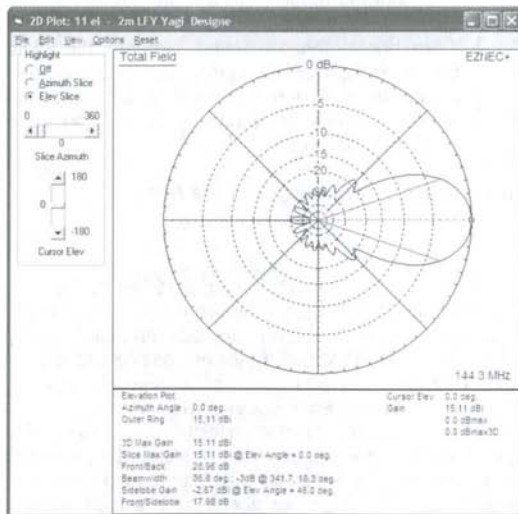


Fig. 12 The 11 element 144MHz low temperature LFA Yagi has a nice clean pattern

Antenna Dimensions (m):

Reflector
DE1 (rear of loop, feed point)
DE2 (front of loop)
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
D8
D9

Spacing

0
0.150
0.310
0.528
0.922
1.396
2.012
2.754
3.577
4.430
5.295
6.100

Element half length

0.5135
0.4365 (5mm) or 0.438 (8mm, with 5mm ends)
0.4365 (5mm) or 0.438 (8mm, with 5mm ends)
0.4845
0.467
0.462
0.4575
0.452
0.446
0.442
0.4335
0.425

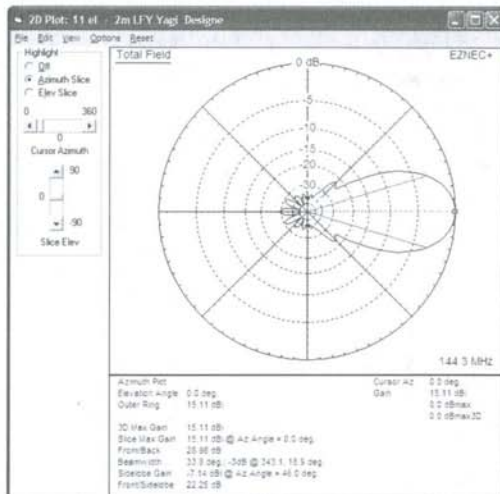


Fig. 13 (left) The elevation pattern looks good too – better than the horizontal pattern of most yagis

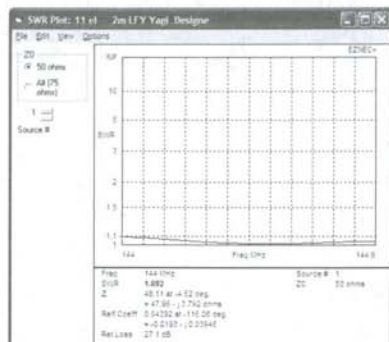


Fig. 14 (right) VSWR with 5mm loop driven element. The 8mm/5mm loop gives a slightly lower and broader curve

Predicted Performance:

Forward gain 15.1dBi @ 144.3MHz

F/B 29dB @ 144.3MHz

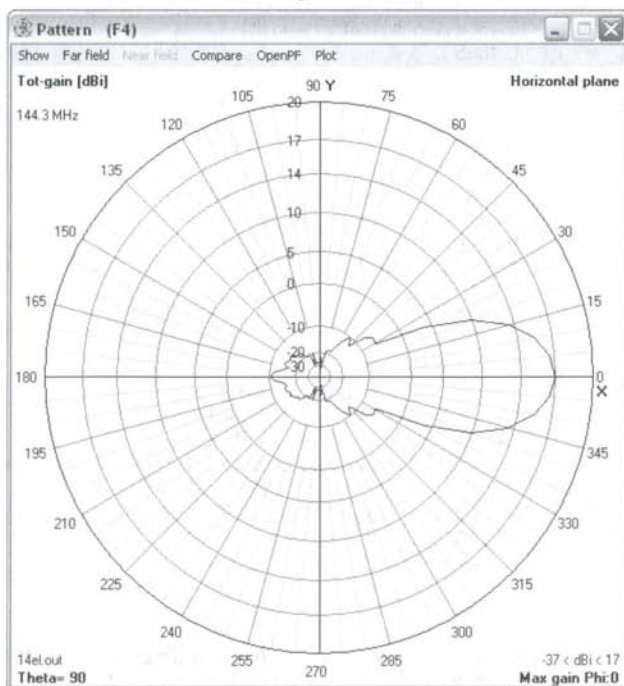
F/R 27.6dB @ 144.3MHz

VSWR Better than 1.1 from 144.0MHz to 144.6MHz

Return loss Better than 27dB from 144.0MHz to 144.6MHz

14 element Low Temperature 144MHz LFA Yagi

This time I have modelled using 1/4-inch elements for the UK, US and Australasia regions using inch sized



tubing. As with the 11 element version, a 4-part loop should be constructed using 3/8-inch (9.6mm) tubing for the long sections and 1/4-inch (6.4mm) for the sliding end sections. As with the other designs, a very similar antenna could of course be constructed using metric sized tubing.

Fig. 15 Again unwanted side lobes are strongly suppressed in the horizontal pattern

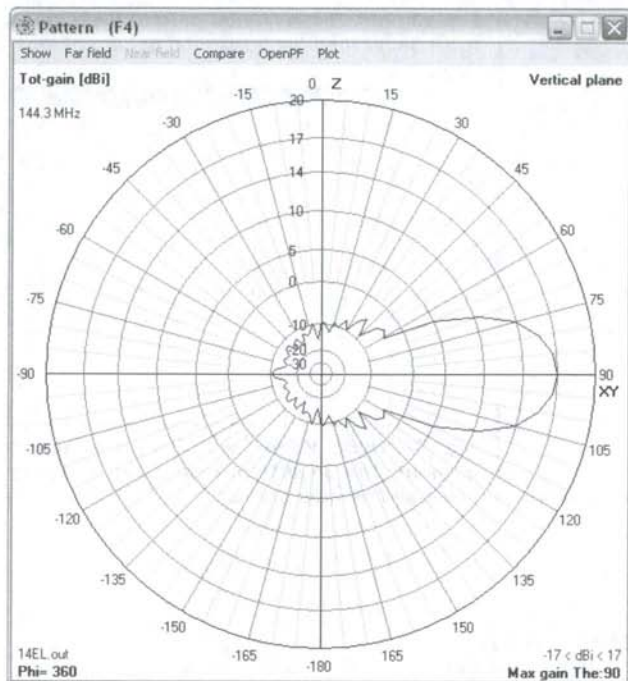


Fig. 16 A nice clean elevation pattern too. This antenna should be an exceptional EME performer

Antenna Dimensions (m):

Reflector

DE1 (rear of loop, feed point)

DE2 (front of loop)

D1

D2

D3

D4

D5

D6

D7

D8

D9

D10

D11

D12

Spacing

-0.068

0.149

0.308

0.448

0.908

1.533

2.298

3.106

3.974

4.873

5.802

6.747

7.686

8.621

9.397

Element half length

0.516

0.458 (1/4-inch) 0.462 (3/8-inch)

0.458 (1/4-inch) 0.462 (3/8-inch)

0.4895

0.475

0.464

0.456

0.4505

0.4435

0.438

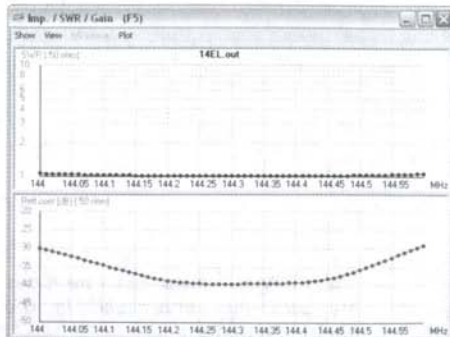
0.432

0.4265

0.425

0.427

0.4375



Predicted Performance:

Forward gain 17.0dBi @ 144.3MHz

F/B 27.2dB @ 144.3MHz

F/R 25.7dB @ 144.3MHz

VSWR Better than 1.1 from 144.0MHz to 144.6MHz

Return loss Better than 29dB from 144.0MHz to 144.6MHz

Fig. 17 This antenna has been optimized for VSWR and return loss as well as an excellent pattern

4 element 70MHz LFA Yagi

This final example shows more clearly what I describe as the 'quad like' characteristics of the LFA Yagi. This antenna provides almost 10dBi forward gain (**Figure 18**) while delivering quad-type F/B ratio within a compact design. That is achieved by trading off some of the LFA's broad VSWR bandwidth (**Figure 19**). This antenna was designed for inch-sized tubing and has tapered elements. A single 600mm piece of $\frac{3}{8}$ -inch (15.9mm) tube forms the centre of each element, giving a half-length of 300mm each side. The outer sections of each element are made from $\frac{1}{2}$ -inch tube (12.7mm) and the loop ends are $\frac{3}{8}$ -inch (9.6mm).

Antenna Dimensions (m):	Spacing	Element half length
Reflector	-0.271	1.073
DE (rear of loop, feed point)	0.115	0.899
DE2 (front section)	0.474	0.899
D1	0.983	0.977
D2	2.43	0.864

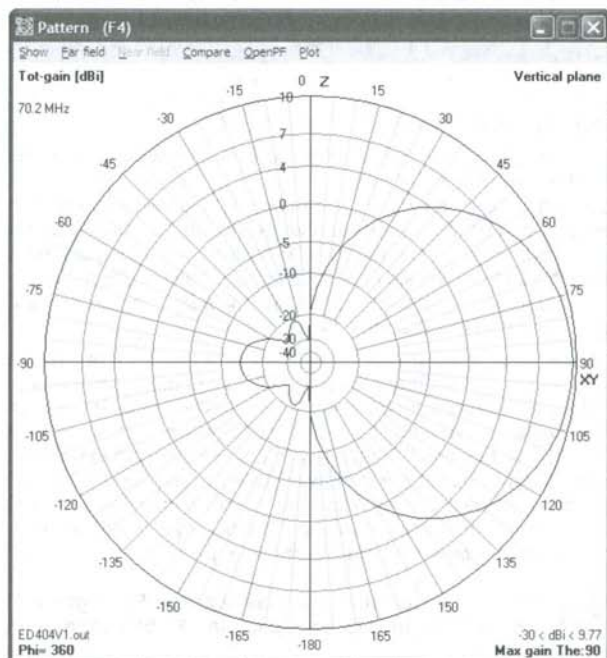


Fig. 18 Remarkable gain and front to back ratio from a 4 element LFA Yagi

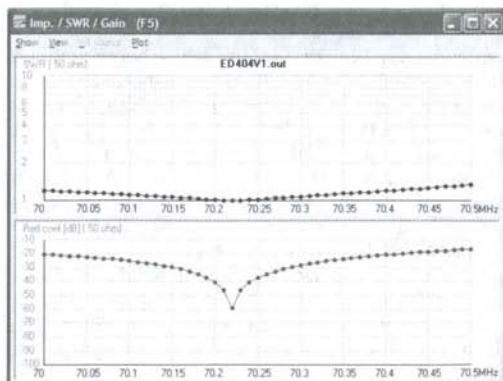


Fig. 19 VSWR bandwidth has been traded for extra gain, but is still better than many conventionally fed Yagis

Conclusion

I believe I have only scratched the surface of the LFA Yagi concept. In a relatively short time it has enabled me to create some very good models which are now beginning to show proven practical results, so I am sure that with more time and many more minds, the LFA concept can produce some remarkable antennas. I am also working on a number of models for 70cm and 23cm that have equally impressive predicted performance – perhaps these will be the topic of a later article!

By offering more design variables than a traditional Yagi (the width, length, positioning and feed point of the driven loop), the LFA Yagi offers much more flexibility in design and optimization, so that more of the desirable performance objectives can be achieved simultaneously. Overall, this will result in superior performance. At last it seems possible to achieve more of the characteristics of the legendary quad antenna within the compact and more visually pleasing outline of a Yagi, while also losing some of the less desirable properties of traditional Yagis. I am sure that, like me, many hams will see the LFA Yagi as a viable alternative to both the quad and traditional Yagi, and equally I believe the LFA will become a common feature within DX and EME stations.

If you have any comments, suggestions or findings relating to the LFA, please let me know and I will be happy to share these results on my website, which in the near future will have a section dedicated to the LFA designs.

justin@g0ksc.co.uk www.g0ksc.co.uk

Addendum: Modelling extra-wide spaced arrays

We have already touched upon the ability to extend the 'ideal' boom length beyond what we would expect in a dipole-fed Yagi. What if we were to push this ability to the limits?

I have had some excellent results with opening up the spacing on the elements. No additional gain is achieved per metre of boom, but the same gain can be achieved with fewer elements. On bands where wind loading plays an important role in the design criteria, this model may be for you. During testing, I managed to achieve more than 12.2dBi forward gain from a 5 element 50MHz Yagi – albeit with a 7 metre long boom! This said, the pattern was not as clean as the closer spaced LFA Yagi featured above, and had started to move towards what is typically found with DL6WU style Yagi designs.

Figure 20 is a 5 element ultra-wide spaced LFA Yagi for 70MHz which exhibits both 11.3dBi forward gain and 25dB front to rear (across the whole rear sector, not just front to back). The 3D pattern shows a very tight 'collar' around the centre and rearward lobes, a typical characteristic of the LFA. How long is it? 4.4 metres is the total boom length, so this ultra-wide spaced LFA Yagi for 70MHz is almost as long as a conventional 5 element 50MHz Yagi – but with extra gain and F/R as a result. I have optimized this design to achieve excellent F/R in addition to good forward gain; some may want to optimize only for forward gain and perhaps 0.3 or 0.4 dB additional gain could be achieved. However, I have learned to value the cleaner patterns with a very high F/R, as local noises and other QRM can be more easily removed from the received signal, so I can enjoy working stations that were not possible previously.

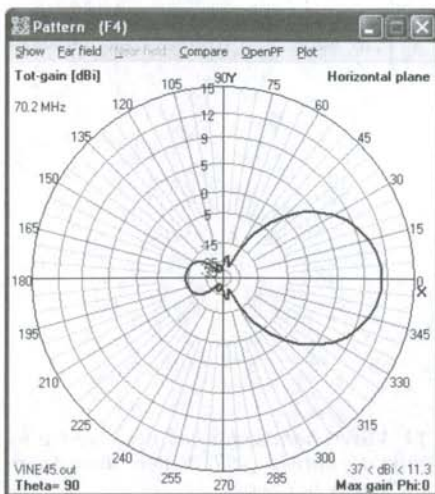


Fig. 20 A 5 element ultra-wide spaced LFA Yagi for 70 MHz with 11.3dBi forward gain and 25dB front to rear

After deadline G0KSC writes: The following is an example of what can be achieved with time and I am sure I can improve on this too:

The antenna is a 16el for 144MHz with a boom length of 11.318 metres (Pops is 11.280 metres). the antenna has a gain figure at 144.300MHz of 17.61dBi (Pops is 17.33dBi) and F/B is 29.1dB with F/R being 27.28dB. Pops has a F/B of 21.25dB. Pops 16el has a VSWR of 1.2 at 144MHz and 1.38 at 144.600. The LFA is 1.14 at 144MHz and 1.09 at 144.600MHz. Furthermore, it has one of the best return loss figures I have ever seen with a peak at 144.35MHz of 88.56dB down!!!

I have experimented with a large diameter radiating element on this one. It has a 12.7mm loop with 9.53mm end sections while all other elements are 6.35mm. This one is an exceptional LFA with as always a very tight and clean pattern.

Revolutionärer 'Loop Feed Array' Speisesystem für Yagi-Antennen

von Justin Johnson, G0KSC

Dies ist eine Einführung in die LFA „Loop Feed Array“ Yagi, die von Justin Johnson, G0KSC, erdacht wurde. Die LFA-Yagi wird nicht mit einem Dipol, wie herkömmliche Yagi-Antennen, gespeist, sondern mit einer rechteckigen Schleife (Loop), die flach an der Stelle des Dipols auf dem Boom der Yagi liegt. Diese Antennenform ist nicht der „Heilige Gral“ der Richtantennen und wird keinen zusätzlichen Gewinn für eine gegebene Boomlänge ergeben. Sie hat jedoch viele interessante Eigenschaften, die dafür benutzt werden können, um in vielen Bereichen Verbesserungen gegenüber herkömmlichen Yagis mit Dipol-Speisung zu erbringen. Diese werden hier in diesem Artikel beschrieben.

Über diese Arbeit

Seit meiner Lizenzierung im Jahr 1988 habe ich ein fortwährendes Interesse an Antennen und habe viele grundlegende Antennenformen, vorwiegend aus Draht, aufgebaut. Ein wiederauflebendes Interesse am 6-m-Band vor zwei Jahren führte dazu, dass ich eine Richtantenne suchte, die ich selber bauen wollte. Dann fand ich die Webseite von YU7EF, Popa, (www.yu7ef.com). Pop hat viele interessante OWA (optimierte breitband Array) Antennen-Designs mit sehr sauberen Richtdiagrammen. Die Nebenzipfelunterdrückung ist hier gegenüber Standard-Yagis eindeutig überlegen.

Zuerst habe ich ein Design von Pop für 6m und dann ein anderes für 10m gebaut. Beide funktionierten tatsächlich sehr gut. Der nächste Schritt für mich war jedoch ein eigenes Design zu haben. Während das Thema der mechanischen Konstruktion in einem weiteren Artikel behandelt werden wird, war mein Anliegen klar: Ohne ein fremdes Design zu kopieren, wollte ich ähnliche oder sogar bessere Ergebnisse erreichen, als mit dem, was ich bisher gebaut habe. Das würde jedoch, nachdem ich mit Software-Paketen einige Designs durchgespielt hatte und mit den von Pop publizierten Designs verglichen hatte, eine Herausforderung werden. In der Hoffnung, diese Ziele zu erreichen, wurden viele Stunden mit „Versuch-und-Irrtum“ und „was wäre, wenn“ verbracht, gefolgt von vielen Stunden Diskussionen mit Pop. Ich schulde Pop großen Dank für die vielen Stunden der Gespräche via Skype und die vielen ausgetauschten Emails. Ohne seine Hilfe, hätte sich mein (noch immer begrenztes) Wissen nicht so vermehrt, um dieses neue LFA-Design zu ermöglichen. Pop ist einer der besten Funkamateure!

Abb. 1 Ist dies ein reales Diagramm? Vorgeschmack einer LFA Yagi, dieses Diagramm kommt von einer 8 Element LFA für 144MHz mit 13.5dB Gewinn.

Design Direktiven

Die neue Entwicklung wurde ausgelöst durch ein Experiment mit Faltdipolen bei Yagis. Obwohl ich Yagis mit einem 50-Ohm-Fußpunkt gerne mag, finde ich auch einige der Qualitäten von Antennen mit niedrigerer Impedanz gut, nämlich das höhere Vor-Rückverhältnis (F/B) speziell bei kürzeren Antennen. Ich beschloss, mit den Faltdipolen zu experimentieren, um die Impedanz am Fußpunkt zu erhöhen. Die Verwendung eines Faltdipols bei 50-Ohm-Yagis, wie den DL6WU-Typen, ist bekannt: Die Impedanz des gespeisten Elements beträgt 50 Ohm balanciert, der Faltdipol transformiert dies 4:1 und ergibt 200 Ohm balanciert, und dann transformiert ein Halbwellen-Koaxbalun dies zurück auf 50 Ohm, aber nun unbalanciert. Diese Kombination verhält sich wie ein ausgeklügelter 1:1 Balun und liefert einher mit dem Faltdipol eine leicht verbesserte VSWR-Bandbreite. Nun, wie wäre es, wenn ich eine Yagi mit einem gespeisten Element mit 12,5 Ohm Impedanz kreieren würde und dann wieder den einfachen gestreckten Dipol durch einen Faltdipol ersetzen würde? Das würde 12,5 Ohm auf 50 Ohm balanciert anheben und dann könnte eine andere Art 1:1 Balun verwendet werden, um ein sehr einfaches 50-Ohm-System zu ergeben. Auch könnten die breitbandigen Eigenschaften des Faltdipols die sehr schmale VSWR-Bandbreite, die typisch für eine 12,5-Ohm-Yagi ist, vergrößern und vielleicht einige der „unruhigen“ Tendenzen dieser Niedrigimpedanz-Antennen entfernen.

Stolpern über das Loop Fed Array

Ich begann 6m-Yagis zu modellieren, wobei ein Faltdipol in herkömmlicher Weise verwendet wurde, aber die Ergebnisse waren bescheiden. Aus Frustration beschloss ich, die vertikale Höhe des Faltdipols (ober- und unterhalb des Booms) auszudehnen, so dass sich der obere und untere Teil 20cm auseinander befanden. Zu meiner Überraschung verbesserten sich F/B und Gewinn leicht und das Abstimmen wurde flexibler. Ich öffnete den Dipol noch weiter, nun auf 30cm. Wieder sah ich Verbesserungen, aber was nun eine Schleife (Loop) geworden war, stand ziemlich weit ober- und unterhalb des Booms hervor. Als ich die optimale Leistung erreicht hatte, stand die Schleife jeweils 23cm ober- und unterhalb des Booms hervor (total 46cm).

Beim Experimentieren mit doppelten Elementen vor und hinter der Schleife und dem Platzieren von 2 Reflektoren (parallel mit dem oberen und unteren Teil der Schleife), kam ich der Wieder-Erfindung von diversen Antennentypen aus der Vor-Computer-Zeit sehr nahe! Diese Experimente, auch mit einzelnen Direktoren auf dem Boom, brachten gute Resultate. Z.B. zeigte eine 5-Element-Yagi für 6m mit einem 4,6m Boom in einer Anordnung wie in Abb. 2 einen Gewinn von fast 11 dBi (im Freiraum) und 22 dB F/B zusammen mit einer direkten 50-Ohm-Speisung, so dass nur ein 1:1 Balun benötigt wird. Dies ist besser als eine moderne Yagi vom OWA-Typ ähnlicher Boomlänge und das Diagramm sah auch besser aus. Das war alles schön und gut, aber wie schwierig würde es sein, das alles zu bauen und zu testen? Zwei Reflektoren zu befestigen und eine große Schleife in Position zu halten, würde nicht gut passen zu einem leicht nachzubauenden Yagi-Design, das ich bereits auf meiner Webseite habe. Vielleicht wäre ein Überdenken angebracht...

Abb. 2 Eines der Versuchsdesigns auf dem Weg zum Loop gespeisten Yagi Array

Die Schleife ist etwas groß, wenn sie senkrecht steht, was passiert also, wenn ich sie auf den Boom drauf lege? Sie liegt dann über dem Reflektor und dem ersten Direktor, also muss der Boom etwas länger gemacht werden. Wenn ich den Reflektor und den ersten Direktor in der selben Entfernung von jeder Seite der Schleife positioniere, wie sie beim einfachen Dipol war, könnte ich das mal ausprobieren. Ja, ich musste nun alles neu modellieren, aber Mensch, das war es wert!

Heureka!

Die Diagramme waren so sauber und das F/B verbesserte sich dramatisch. Und ich konnte immer besseres und besseres F/B erhalten, ohne dass die unerwünschten Nebenzipfel zunehmen! Obwohl der Gewinn immer noch etwas niedriger war, als bei Pops den Maßstab setzenden Antennen, schien es mir, als ob ich etwas neues und wertvolles gefunden hatte.

Abb. 3 Die 5-Element-LFA-Yagi für 50 MHz, installiert auf dem Mast bei G0KSC.

Nach ein, zwei weiteren Monaten des Experimentierens und nachdem ich das Design bauen und testen konnte, habe ich nun ein viel besseres Verständnis über die mit der Antenne verbundenen Vorteile. Ich habe alle meine bis heute gefundenen Erkenntnisse im folgenden aufgeführt. Ich bin sicher, dass ich bisher nur an der Oberfläche der Möglichkeiten gekratzt habe und hoffe, dass andere helfen werden, die Experimente mit diesem Design fortzuführen, damit es sein volles Potential erreichen kann.

Die Abb. 3 bis 6 zeigen einige Beispiele dessen, was mit dem LFA-Konzept auf drei verschiedenen Bändern erreicht werden kann. Abb. 3 zeigt die fertige 5 Element LFA-Yagi für 6m, wie sie bei G0KSC in Gebrauch ist. Das Design wird weiter unten im Detail erklärt und analysiert. Als Beispiel für die Leistung dieser Antenne zeigt Abb. 4 die exzellente 50-Ohm-Anpassung über eine große Bandbreite. Der Returnloss ist besser als 30 dB über 500 kHz. Abb. 5 zeigt eine 3 Element LFA-Yagi für 4m, mehr optimiert für Gewinn als für F/B. Sie weist mehr als 9.3 dBi Gewinn auf. Abb. 6 zeigt das extrem saubere Diagramm einer 11 Element LFA-Yagi für 2m.

Abb. 4 Extrem große VSWR-Bandbreite bei der FD0605H LFA-Yagi (6m).

Abb. 5 Eine 3 Element LFA-Yagi für 70MHz

Abb. 6 Die 11 Element G0KSC LFA-Yagi weist ein extrem sauberes Diagramm bei gutem Gewinn auf 2m auf.

Vorteile der LFA-Yagi

Die Vorteile des LFA-Konzeptes, die ich herausstellen und z.T. detaillierter diskutieren möchte, sind:

- Besseres Vor-Rückverhältnis (F/B)
- Außerordentlich sauberes Diagramm / Nebenzipfelunterdrückung
- Eine neue Definition für die "ideale" Boomlänge
- Flexible Gestaltung des Fußpunkts
- Extrem breitbandige Gewinn- und Anpassungscharakteristik
- Direkte 50-Ohm-Speisung – kein Anpassungsglied erforderlich
- Einfaches Feinabstimmen der Schleifenkonstruktion
- Möglichkeiten für Abstimmung der Schleifengröße

Besseres Vor-Rückverhältnis

Quad-Antennen sind bekannt für leicht realisierbare saubere Diagramme mit besserem Vor-Rückverhältnis als bei Yagis (wenn man Elementzahlen bei kurzen Antennen vergleicht). Die LFA-Yagi scheint diese erwünschte Eigenschaft übernommen zu haben. In den bisher gerechneten Modellen werden Werte von 30 bis 40 dB für das Vor-Rückverhältnis bei Yagis mit 7 oder 8 Elementen leicht erreicht, *ohne* dass die Vorwärtskeule beeinträchtigt wird oder dass unerwünschte Nebenzipfel entstehen. Auch sehen die Diagramme von 3- oder 4-Element-Antennen in ihrer Form und Leistung sehr ähnlich denen von Quad-Alternativen aus. Dies ist einer der Vorteile des LFA, da herkömmlich gespeiste OWA-Antennen nicht gut modellierbar sind, solange sie nicht wenigstens 4 Elemente haben.

Außerordentlich sauberes Diagramm

Eine sehr schöne Eigenschaft der Quad, die von der LFA-Yagi übernommen wird, ist die Nebenzipfelunterdrückung. Das ist von besonderer Wichtigkeit, wenn Arrays aus vielen kurzen Antennen für EME-Betrieb verwendet werden sollen. Es kann eine ziemliche Herausforderung werden, die rückwärtigen Zipfel im vertikalen Diagramm zu eliminieren, die für die Aufnahme lokalen Rauschens verantwortlich sind (und eventuell auch selbst für die Verursachung von Störungen verantwortlich sind). Die LFA-Yagi vereint die Vorteile von kleiner Quad und Yagi-Antenne in einem einzigen Design. Der LFA-Baukasten bietet viele weitere Design-Varianten, die nach individuellen Erfordernissen angepasst werden können. Auch wenn viel weiteres Modellieren von Antennen erforderlich ist, besteht die Möglichkeit, dass die Design-Ziele nicht nur bloß erreicht, sondern übertroffen werden.

Eine neue Definition für die "Ideale" Boomlänge

Wie jeder Yagi-Experimentator weiss, gibt es für jede gegebene Frequenz und Zahl von Elementen eine "ideale" Boomlänge, die die optimale Balance zwischen Gewinn und Vor-Rückverhältnis erbringt. Kürzere Boomlängen werden generell höheres F/B liefern, aber auf Kosten des Gewinns (wenn der Boom aber noch kürzer wird, wird auch das F/B anfangen zu fallen). Bei längeren Booms steigt der Gewinn, aber das F/B sinkt ab oder wird viel schwieriger erreichbar.

Eine interessante Eigenschaft des LFA besteht darin, dass die „ideale“ Boomlänge größer ist, als bei einer konventionell gespeisten Yagi mit ähnlicher Anordnung der Direktoren. Dies bringt in der Tendenz, mehr Gewinn und verbessertes F/B.

Das ist teils begründet in der Größe der Schleife und des zusätzlichen Platzes, den sie auf dem Boom einnimmt, weil der Abstand zu Reflektor und erstem Direktor gleich bleibt wie bei traditionellen Yagis. Wenn die Schleife rechteckig gemacht wird, so dass sie mehr Platz entlang des Booms benötigt, steigen Gewinn und F/B-Potenzial zusammen an.

Nehmen wir als Beispiel die 5 Element Yagi für 6m. Hier beträgt die Schleifenweite (entlang des Booms) etwa 45cm und deshalb muss diese zusätzliche Länge zur Boomlänge addiert werden. Ich habe 11.3 dBi Gewinn und über 20 dB F/B erreicht bei einer Boomlänge von etwas über 5m, was folglich die neue „ideale“ Boomlänge für solch eine Antenne wird.

Abb. 7 Die Stromverteilung beim Modell FD0605H. Man beachte, dass die Schleife hier auf der Hinterseite gespeist wird.

Damit wird eine größere Bandbreite als bei Speisung auf der Vorderseite erreicht.

Flexible Gestaltung des Fußpunkts

Ein weiteres leistungsstarkes Merkmal des LFA ist die Flexibilität der Gestaltung der Speisung und wie sie die Leistung der Yagi beeinflussen kann. Aus den bisher gemachten begrenzten Experimenten konnte

abgeleitet werden, dass, wenn die Schleife hinten in der Mitte gespeist wird (am nächsten zum Reflektor, wie in Abb. 7 gezeigt), eine bessere Breitbandleistung erreicht werden kann, als bei Speisung vorne in der Mitte. Obwohl man den Speisepunkt nicht einfach wechseln kann, bringt eine Reoptimierung mit Speisung vorne dann eine leichte Verbesserung bei Gewinn und F/B; die VSWR-Bandbreite ist schmäler als bei Speisung hinten, aber immer noch besser, als bei vergleichbaren herkömmlichen Yagis. Wie oben erwähnt, kann die Länge der Schleife entlang des Booms ebenfalls variiert werden, um die Arbeitscharakteristika des LFA zu verändern. Mehr Experimente sind nötig, um zu ermitteln, welches die beste Art ist, diese Antenne zu speisen.

Extrem breitbandige Charakteristik

Bei Modellieren der 10- und 11-Element LFA Yagis für 2m habe ich mehr als 34 dB F/B erreicht, ohne signifikante Seitenzipfel oder unerwünschte erste Nebenzipfel und einem VSWR von weniger als 1.1 über einen sehr weiten Bereich von 144 bis 145 MHz. Die 11 Element hat dabei einen Gewinn von 15 dBi bei einer sehr niedrigen Rauschtemperatur erreicht. Dies ist eine aussergewöhnliche Leistung und noch aussergewöhnlicher, wenn man die Bandbreite bedenkt, über die dies erreicht wird. Diese Yagi liefert den Kern für eine sehr effektive Anlage für ernsthafte DXer und EME-Fans. Abb. 4 zeigt die ähnlichen Breitbandeigenschaften der 6m LFA-Yagi.

Direkte 50-Ohm-Speisung

Wie bei allen meinen Designs für den Amateurnachbau braucht kein Anpassglied, Koax-Stub oder irgendeine andere Abstimmhilfe am Speisepunkt angefügt werden. Ein einfacher 1:1 Balun oder Koax-Drossel am Speisepunkt sind ausreichend. Die Feinabstimmung kann durch Bewegung der Enden der Schleife hinein und hinaus erfolgen (ganz genau, wie man einen Faltdipol abstimmen würde). Abb. 8 zeigt eine weiteres Beispiel der exzellenten VSWR-Bandbreite des LFA. Man beachte, dass der schmalbandige Abfall, der für die dipolgespeiste Yagi so charakteristisch ist, verschwunden ist. Für die praktische Ausführung der 5 Element FD0605H 50MHz Yagi (Abb. 3) habe ich einen 1:1 Spannungs-Balun (Abzweigung mit $\frac{1}{4}$ und $\frac{3}{4}$ Lambda Koaxkabel) ausprobiert. Der Returnloss ist hierbei jedoch schlechter als mit direkter Speisung. Vielleicht gilt die Regel „je einfacher, desto besser“ tatsächlich doch und eine einfache Drossel (Strom-Balun) würde ausreichend sein.

Abb. 8 Plot von SWR und Returnloss für eine 9 Element 50MHz LFA-Yagi.

Abstimmung der Schleifengröße

Es müssen noch viele Tests durchgeführt werden. Experimente zeigen aber bereits, dass durch Veränderung der Form der Schleife F/B und Gewinn gegeneinander ausbalanciert werden können. Der Schleifenumfang ist nahe dem einer Ganzwellenschleife. Verändern ihrer Form hat direkten Einfluss auf die Leistung der Antenne. Die typische Weite einer Schleife für 50 MHz (Y-Achse) würde etwa 10cm weniger sein als die Länge des ersten Direktors und die Schleifenlänge (X-Achse, entlang dem Boom) zwischen 35cm und 60cm für optimale Ergebnisse. Wenn ich mit einem Modell für 6m beginne, benutze ich typischerweise 2,5m Weite und etwa 45-50cm Länge, obwohl auch nur 35cm Länge bei bestimmten Boomlängen gute Resultate gebracht haben. Das Umrechnen dieser Abmessungen für andere Bänder gibt einen guten Ausgangspunkt. Z.B. beträgt bei 5mm Drähten beim 2m-Band die Schleifenlänge, die ich benutze, etwa 16-18cm entlang dem Boom.

Ich habe einige meiner Antennen so modelliert, dass die in U.K. gängigen Durchmesser verwendet werden können (für Aluminium sind diese immer noch in Zoll, sri). Um die Antenne gut feinabstimmen zu können, wenn sie montiert ist, habe ich bei meiner 5 Element 6m Antenne die langen geraden Abschnitte aus 5/8 Zoll Rohr gefertigt. Für die Endstücke der Schleife wurde $\frac{1}{2}$ Zoll Rohr verwendet und mit einer Rohrbiegevorrichtung so geformt, dass die Enden in das 5/8 Zoll Rohr geschoben und mit Schlauchschellen fixiert werden können. Der Vorteil dieser Konstruktion ist, dass die Schleifenweite leicht verändert werden kann.

Es ist wichtig anzumerken, dass ein Teil der Nebenzipfelunterdrückung den gegenphasischen Strömen entlang der Enden der Schleife zuzuschreiben ist. Wenn diese Enden wie Halbkreise geformt sind (aussehend wie ein großer Faltdipol), wäre die Nebenzipfelunterdrückung schlechter.

Abb. 9 Die 9-Element LFA-Yagi für 6m hat ein sehr sauberes Diagramm

Informationen zur Konstruktion – 5 Ele. 6m LFA-Yagi

Ich entschied mich, zuerst eine extrem breitbandige 5 Element LFA-Yagi mit niedrigem Returnloss für 6m

zu bauen. Ein Grund für den Bau einer solchen Version mit einer flachen SWR-Kurve war, sicher zu sein, dass, wenn das Computer-Modell ein wenig oder stark daneben liegen sollte, es leicht sein würde, zu sehen, wo dies ist und ggf. Änderungen zu machen. Es stellte sich heraus, dass sich dieses Modell, als es aufgebaut war, genau dort befand, wo es ein sollte! Diese Antenne war nicht wirklich ganz meine eigene Arbeit, bei mir waren die zwei Spitzen beim Returnloss (Abb. 3) nicht ganz so gut wie hier. Pop, YU7EF, hat hier etwas Feinabstimmung gemacht. Auch entschied ich mich dafür, eine Antenne zu bauen, deren Elemente robust gegen die Natur, d.h. Wind und Vögel sein sollten und verwendete 5/8-Zoll (15,88mm) Elemente aus einem Stück, für die Endstücke der Schleife verwendete ich 1/2-Zoll Rohr. Der Boom besteht aus 4,8m langem 1 1/4 Zoll-Alu-Vierkantprofil, der von einem 1,5m langen Unterzug aus 3/8-Zoll-Material unterstützt wird. Am Boom wird eine 3/8 Zoll starke, 4 Zoll breite Alu-Platte für die Befestigung am 2 Zoll dicken Mast mit U-Bolzen befestigt.

Es gibt wenig zu optimieren hinsichtlich des F/B bei einer 5 Element Yagi dieser Länge für 6m (ich wollte den Boom nicht länger als 5m haben, um ihn aus einem Stück machen zu können), auch wenn dies unterhalb der idealen Boomlänge für ein 6m LFA ist. Auch wenn diese ein relativ kurzes LFA ist, zeigt die Antenne immer noch über 10,9 dBi Gewinn (die Abb. berücksichtigen nicht den Materialverlust) und über 21 dB F/B. Ich hoffe, dass die große Schleife eine minimale Aufnahme unerwünschten Rauschens sicherstellen würde, und ebenso niedriges Nachbarkanalauschen (ich habe einen starken FM-Radiosender in der Nähe) und entschied mich dafür, die Elemente komplett zu isolieren. Es gibt keinen leitenden Kontakt eines Elements dieser Antenne mit dem Boom.

Abb. 10 Gewinn und F/B sind relativ flach über das Band verlaufend

Verhalten im Betrieb

Wie oben erwähnt, gab es beim aktuellen Modell eine leichte Verstimmung, als ein koaxialer 1:1 Balun eingefügt wurde. Zwar immer noch sehr breitbandig, zeigt die Antenne 1:1 bei 50.0 und 50.5 MHz und steigt auf 1:1.15 bei ca. 50.250 MHz an. Zum Zeitpunkt des Schreibens dieses Artikels gab es noch keine Es-Öffnungen. Aber es gab einen ersten Kontest auf 6m am Wochenende als ich die Antenne aufbaute. Das erste, was ich bemerkte war, dass die Antenne sehr rauscharm ist. Zuerst war ich etwas besorgt, weil ich dies normalerweise von einer Antenne erwarte, die nicht für das erwünschte Band ausgelegt ist. Aber jede Befürchtung löste sich schnell in Luft auf, als ich bei der nahegelegenen Conteststation G0VHF/p zuhörte. Während sie CQ riefen, hörte ich klar, wie EA3TI sie anrief und ich sagte es ihnen. Etwas später rief ich selber CQ auf 50.150 MHz und wurde von derselben Station im Cluster gespottet. Die Antenne funktioniert also!

Meine Tests für das F/B waren unterschiedlich: Der erste war mit der Bake GB3BAA aus Oxford, die ich komplett ausblenden konnte, wenn ich den Beam in die entgegengesetzte Richtung drehte. Ich habe auch etwas in JT6M beobachtet. Der Wasserfall zeigt deutlich geringeres Rauschen und Signale sind gut sichtbar. Die ersten Daten sind also ermutigend. Meine F/B-Tests schloß ich mit lokalen Stationen mit JT6M-Aussendungen über 30 Sekunden ab. Das ermöglichte mir, die Antenne von einer zur anderen Seite zu drehen und die Ergebnisse zu kontrollieren. Ich freue mich nun darauf, Versionen dieser Antenne mit besserem F/B und längerem Boom zu bauen.

Abb. 11 Eine sehr geringe Reaktanz mit zwei Resonanzpunkten hilft eine sehr breitbandige Antenne sicherzustellen

Die Abmessungen dieser Antenne sind wie folgt:

	Abstand	Halbe Element Länge (m)
Reflektor	0	1.482
DE (hintere Schleife)	0.287	1.251 Speisepunkt
DE2 (vordere Schleife)	0.828	1.251
D1	1.38	1.383
D2	3.026	1.324
D3	4.732	1.299

Alle Elemente sind 15.88mm dick mit Schleifenenden von 12.7mm Durchmesser. 16mm und 13mm Rohr kann verwendet werden, was die Antenne etwas in der Resonanz nach unten verschiebt. Obwohl ich das nicht getestet habe (weil ich diese Durchmesser nicht zur Verfügung habe), ist es wahrscheinlich, dass der Unterschied in der Praxis aufgrund der Breitbandcharakteristik dieser Antenne kaum bedeutend sein wird. Vielleicht muss bestenfalls um 1mm an den Elementenden zur Kompensation korrigiert werden.

Zur Feinabstimmung der Antenne werden die Schlauchschellen an den Enden der Schleife verwendet.

Das ermöglicht kleine Änderungen bei der Schleifengröße, um besten Returnloss/SWR zu erhalten. Wenn man die richtige Position gefunden hat, wäre es gut, sie durch Schweissen zu fixieren. Das stellt sicher, dass es im Lebenslauf der Antenne später keinen Leistungsabfall gibt.

Hinweis: Es ist wichtig, dass die **Seiten** der Schleife **flach** sind, mit einer **kleinen** Biegung oder **scharf abgekantet** an jeder Seite. Die guten Charakteristika des LFA bezüglich der Nebenzipfelunterdrückung, dies ganz besonders bei langen Versionen, treten nicht auf, wenn die Enden der Schleife oval sind, wie bei einem Faltdipol!

11 Element Niedrigtemperatur-LFA-Yagi für 2m

Wieder hat Pop, YU7EF, einen Blick auf diese Antenne geworfen und auch einen Beitrag geleistet. Mit TanT, einem Software-Werkzeug zur Bestimmung der Rauschtemperatur der Antenne, hat diese Antenne niedrigere Werte als irgendeine 11 Element Antenne, die Pop bis dato publiziert hat. Vielleicht war es Glück, dass ich bei dieser Antenne auf Anhieb ins Schwarze getroffen habe und es könnte sein, dass andere Versionen etwas mehr Aufwand benötigen, um ähnlich gut zu werden. Ein Vorteil des LFA-Designs besteht darin, dass man besondere Kontrolle beim Formen der Antenne hat, während man sie designt. Ein Faktor ist die Länge der Schleife über dem Boom, die die Nebenzipfelunterdrückung, unerwünschte Vorwärts-Zipfel und das F/B beeinflusst. Leider, wird damit nicht gleichzeitig alles erledigt. Wie bei jeder Yagi, muss ein Effekt gegen den anderen ausgewogen werden, um bei einem günstigen Kompromiss zu landen. Und nun haben wir weitere Parameter für einen Kompromiss in diesem Mix. Diese 11-Element-Yagi wurde für 5mm Elemente gerechnet und sollte deshalb etwas EU-freundlicher sein.

Abb. 12 Die 11 Element Niedrigtemperatur-LFA-Yagi für 2m hat ein schönes, klares Diagramm

Ich möchte hier anmerken, dass ich bei diesem Design nicht berücksichtigt habe, dass die Schleifengröße verändert werden kann. Zur Zeit ist die Antenne dafür ausgelegt, eine feste Schleife zu haben. Wenn die Antenne nicht da ist, wo man sie haben will, kann man mehrere verschiedene Schleifen versuchen, bis die richtige gefunden ist. Ich schlage vor, 8mm Durchmesser für die geraden langen Teile zu nehmen und 5mm für die Enden der Schleife. Ich habe beide Größen in den Abb. berücksichtigt.

Abb. 13 Das vertikale Diagramm sieht auch gut aus, wobei ein herorragendes F/B erreicht wurde

Abb. 14 SWR Plot für eine 5mm Schleife. Für 8mm ist das SWR etwas besser und breiter

11 Element LFA Antenne für 2m: Abmessungen

	Abstand	Halbe Elementlänge (m)	
Reflektor	0	0.5135	
DE1 (Hinterer Teil)	0.15	0.4365 (5mm) .438 (8mm)	Speisepunkt
DE2 (Vorderer Teil)	0.31	0.4365 (5mm) .438 (8mm)	
D1	0.528	0.4845	
D2	0.922	0.467	
D3	1.396	0.462	
D4	2.012	0.4575	
D5	2.754	0.452	
D6	3.577	0.446	
D7	4.43	0.442	
D8	5.295	0.4335	
D9	6.1	0.425	

Simulierte Leistungsdaten

Gewinn	15.1dBi @ 144.300 MHz
F/B	29dB @ 144.300 MHz
F/R	27.5dB @ 144.300 MHz
SWR	Besser 1.1:1 von 144.000 MHz bis 144.600 MHz
Returnloss	Besser als 27dB von 144.000 MHz to 144.600 MHz

Hinweis: Der Speisepunkt dieser Antenne ist der hintere Teil der Schleife, in Richtung zum Reflektor. Nur die Schleife soll 8mm dicke Elemente haben, die anderen Elemente nicht!

14 Element Niedrigtemperatur-LFA-Yagi für 2m

Hier habe ich eine Antenne mit 1/4-Zoll-Elementen für U.K., US und Austral-Asien gemacht. Wie bei der 11-Element Version sollte die Schleife wieder aus 4 Teilen gemacht werden: 3/8 Zoll Elementen für die langen Hauptteile und 1/4 Zoll Stücken für die Enden der Schleife, um Feinabstimmung zu ermöglichen.

Abb. 15 14 Element LFA-Yagi: Wieder sind die unerwünschten ersten Nebenzipfel drastisch abgesenkt, genau wie die Zipfel zur Seite.

14 Element LFA Antenne für 2m: Abmessungen

	Abstand	Halbe Elementlänge (m)	
Reflektor	-0.068	0.516	
DE1 (Hinterer Teil)	0.149	0.458 (1/4inch) .462 (3/8inch)	Speisepunkt
DE2 (Vorderer Teil)	0.308	0.458 (1/4inch) .462 (3/8inch)	
D1	0.448	0.4895	
D2	0.908	0.475	
D3	1.533	0.464	
D4	2.298	0.456	
D5	3.106	0.4505	
D6	3.974	0.4435	
D7	4.873	0.438	
D8	5.802	0.432	
D9	6.747	0.4265	
D10	7.686	0.425	
D11	8.621	0.427	
D12	9.397	0.4375	

Simulierte Leistungsdaten

Gewinn	17dBi @ 144.300 MHz
F/B	27.2dB @ 144.300 MHz
F/R	25.7dB @ 144.300 MHz
SWR	Besser als 1.1:1 von 144.000 MHz bis 144.600 MHz
Returnloss	Besser als 29dB von 144.000 MHz bis 144.600 MHz

Hinweis: Der Materialverlust ist bei diesen Zahlen nicht berücksichtigt. Für Aluminium müssen ca. 0.15 dB beim Gewinn abgezogen werden. Die 3/8 Zoll Größe bezieht sich nur auf die langen Schleifennabschnitte, nicht auf die anderen Elemente der Antenne!

**Abb. 16 Ein schön sauberes Vertikal-Diagramm.
Diese Antenne sollte eine hervorragende Antenne für EME sein.**

**Abb. 17 Diese Antenne wurde für optimalen Returnloss und
SWR bei exzellentem Richtdiagramm entwickelt.**

4 Element LFA-Yagi für 4m

Das letzte Beispiel des LFA, das ich präsentieren möchte, zeigt klarer die Quad-Charakteristik der LFA-Yagi. Diese Antenne liefert fast 10 dBi Gewinn bei quad-typischem F/B zusammen mit einem kompakten Design. Ich habe hier sich verjüngende Elemente gewählt und wieder Zoll-Maße.

Abmessungen

Hinweis: Diese Antenne hat sich verjüngende Elemente. Eine einzelne 600mm Länge von 5/8 Zoll (15,88mm) wird in der Mitte über den Boom gelegt, so dass zu jeder Seite 300mm gesehen werden. Die Zahlen hier repräsentieren die gesamte Elementlänge, inklusive des 1/2-Zoll-Rohres, das aus jedem Ende des dickeren Rohres herausstehen soll. Die Schleifenenden sind aus 3/8-Zoll-Material (9.56mm).

	Abstand	Halbe Elementlänge (m)
Reflektor	-0.271	1.073
DE (Hinterer Teil)	0.115	0.899 Speisepunkt
DE2 (Vorderer Teil)	0.474	0.899
D1	0.983	0.977
D2	2.43	0.864

Auch hier wird der hintere Teil der Schleife gespeist.

Abb. 18 Hier nicht ganz so flaches SWR, um mehr Gewinn zu erreichen. Der Returnloss erreicht aber in der Spitze 60 dB.

Abb. 19 Hervorragender Gewinn und F/B bei der 4 Element LFA-Yagi für 4m

Schluss

Ich glaube, dass dies erst der Anfang mit diesem Antennentyp ist und mit der Zeit und mehr klugen Köpfen werden sicher einige weitere bemerkenswerte Antennen dieser Art entstehen.

In einer relativ kurzen Zeit habe ich einige sehr gute Modelle produziert, die nun auch verifiziert wurden. Ich arbeite auch an Versionen für 70cm und 23cm, die ähnlich beeindruckende Eigenschaften und Daten aufweisen. Das könnte ein Artikel in einer anderen Ausgabe werden.

Das LFA weist zusätzliche Parameter auf, die zusammen mit den bekannten Yagi-Parametern variiert werden können, und in einer Antenne resultiert, die sehr viel flexibler hinsichtlich der Design-Möglichkeiten ist, als eine traditionelle Yagi und ihr in der Leistung überlegen ist.

Eigenschaften der legendären Quad konnten in das kompakte und visuell schönere Paket der herkömmlichen Yagi hineinkopiert werden.

Ich bin sicher, dass viele Amateure, genauso wie ich, dies als eine brauchbare Alternative zu sowohl der Quad, als auch der traditionellen Yagi ansehen werden und ich glaube auch, dass das LFA bei DX- und EME-Stationen ein üblicher Bestandteil werden wird.

Wenn Sie Kommentare, Vorschläge oder eigene Erkenntnisse zum LFA haben, bitte ich um Rückmeldung und ich werde mich freuen, dies auf meiner Webseite zu veröffentlichen, die in Zukunft einen ausführlichen Teil zum LFA-Design beinhalten wird.

Bis demnächst,

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

Nachtrag: Modellierung besonders aufgeweiteter Arrays

Wir haben oben bereits die Möglichkeit angesprochen, die "ideale" Boomlänge über das, was wir von einer dipolgespeisten Yagi erwarten können, hinaus zu erweitern. Nun, was wenn wir diese Möglichkeit bis ans Limit ausreizen? Ich hatte einige hervorragende Ergebnisse mit dem Erweitern der Abstände der Elemente. Wieder wurde zwar kein zusätzlicher Gewinn pro Boom-Meter erreicht. Es kann jedoch höherer Gewinn mit weniger Elementen erreicht werden und wenn man Bänder ins Auge fasst, bei denen die Windlast bei den Kriterien des Designs eine wichtige Rolle spielt, ist dieses Modell vielleicht interessant. Während des Testens habe ich geschafft, mehr als 12.2dBi Gewinn mit einer 5 Element 6m Yagi mit 7m Boomlänge zu erreichen! Das Diagramm ist nicht ganz so sauber und begann in die Richtung zu wandern, die typischerweise bei Yagis im DL6WU-Design gefunden wird. Schraubt man ein wenig auf dem Boom zurück, werden wieder exzellente Resultate erreicht.

Abb. 20 5 Element Yagi für 70 MHz mit 11.3dBi Gewinn und 25 dB F/B. Ein hervorragendes Beispiel für eine besonders weit aufgeweitete LFA-Yagi.

Ja, es braucht mehr Zeit, diese zu modellieren und die Ergebnisse zu erhalten, aber das ist es wert. Das obige 4m-Beispiel zeigt so 25 dB F/B und F/R und 11.3 dBi Gewinn mit einem sehr engen Ring im Zentrum und den rückwärtigen Zipfeln, eine typische Eigenschaft des LFA. Wie lang ist diese Antenne? 4.4m ist die gesamte Boomlänge, also fast so viel, wie die dipolgespeiste Yagi idealer Boomlänge, aber mit mehr Gewinn und F/B im Ergebnis. Manch einer mag sicher jedes Bisschen mehr Gewinn herausmodellieren wollen und es wird als Ergebnis vielleicht 0.3 oder 0.4 dB zusätzlicher Gewinn erreicht. Ich wurde aber ein Anhänger der niedrigen F/R-Werte, da lokales Rauschen und Störungen so vom empfangenen Signal entfernt werden können, wenn man die Antenne von der Rauschquelle wegdreht, so dass der OP das arbeiten und genießen kann, was zuvor nicht arbeitbar war.

Nach Redaktionsschluss: G0KSC teilt mit, dass eine 16 Ele. LFA für 2m gerechnet hat, die 17,61 dBi Gewinn bei 11.318m Boomlänge hat und ein F/B von 29.1 dB und F/R von 27.3 dB. Damit ist diese Antenne besser als die 16 Ele. von YU7EF. Das Diagramm ist wieder extrem sauber. Die Schleife hat hier auf der lange geraden Strecke 12,7mm Materialdurchmesser, an den Enden 9,52mm und die Elemente haben 6.35mm Durchmesser.

Microwave Parts

Here some interesting examples of professional OCXOs. These are not cheap devices and the price range is up to several hundred Euro per device. So this is just to get an idea about what is possible.

The first one is coming from NEL Frequency Control, USA (www.nelfc.com) :

O-CEH-XXYZXX-X-X-XX-X

Precision Ultra Low Phase Noise OCXO in 36x27 mm "Europack"

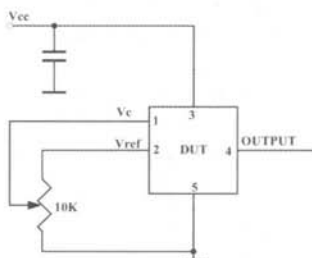
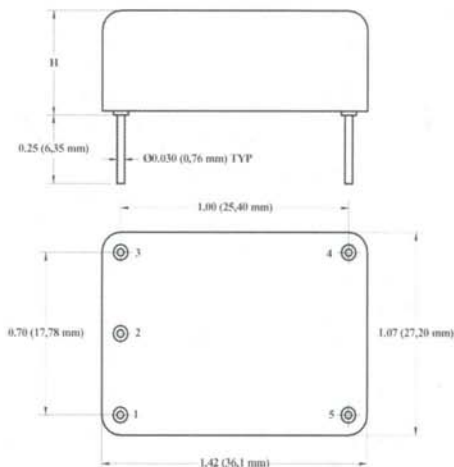
Product Data Sheet

Features

- SC-cut crystal
- High Stability
- Low Aging
- Ultra Low Phase Noise Option:
Standard(L) -140dBc/Hz at 10Hz;
-172dBc/Hz on the floor
Premium(P) -145dBc/Hz at 10Hz;
-172dBc/Hz on the floor
Ultimate(U) -146dBc/Hz at 10Hz;
-172dBc/Hz on the floor
- Sine Wave or HCMOS/TTL output

Applications

- Telecommunication Systems
- Data Communications
- GPS
- Instrumentation



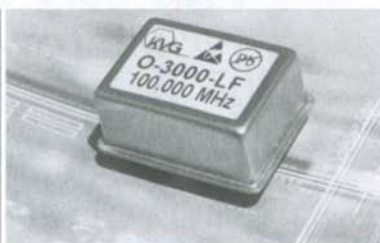
H code	Height, inches, TYP
5	0.5 (12.7 mm)
6	0.63 (16 mm)
7	0.75 (19 mm)

Code 6 is standard unless code 5 is requested. Code 7 is for special requirements.

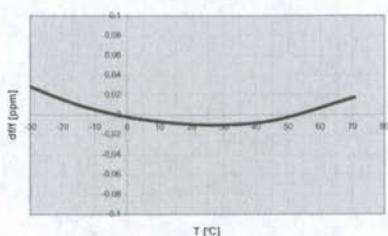
Another one the **O30800813-LF** is coming from KVG, Germany (www.kvg-gmbh.de). The datasheet gives the following for phase noise etc.:

Output signal type: Initial output level: Output load impedance:	Sine wave ≥ +7 dBm 50 Ohm ± 10%	
Harmonics: Spurious (100 Hz to 5 MHz):	≤ -30 dBc ≤ -100 dBc	
Phase noise:	typisch	max.
10 Hz:	≤ -100 dBc / Hz	≤ -.95 dBc / Hz
100 Hz:	≤ -130 dBc / Hz	≤ -127 dBc / Hz
1 kHz:	≤ -153 dBc / Hz	≤ -150 dBc / Hz
10 kHz:	≤ -165 dBc / Hz	≤ -162 dBc / Hz
100 kHz:	≤ -170 dBc / Hz	≤ -167 dBc / Hz
Temperature ranges		
Operating:	-20 °C ... +70 °C	
Storage:	-40 °C ... +85 °C	

O.30.800813-LF is a 100 MHz high performance 'Oven Controlled Crystal Oscillator' (OCXO) offering exceptional low phase noise and tight frequency stability. The part comes in a robust but still small hermetically sealed CO8 metal can package what makes it also suitable for humid environmental conditions.



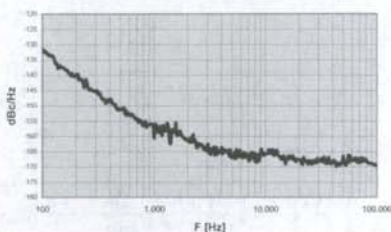
Frequency vs. Temp. 100.000 MHz OCXO



FEATURES:

- Small CO-8 package
- Fast Warm-up Time
- Low Power Consumption
- Tight Frequency Stability
- Excellent Long-Term Stability
- Very Low Phase Noise
- El. Frequency Tuning Input
- Reference Voltage Output
- RoHS-Compliant (lead-free)

Phase Noise 100.000 MHz OCXO



APPLICATIONS:

- Instrument Reference
- Microwave Communication Systems
- Clock Reference for MWave Signal Source
- Test & Measurement Systems
- Radar Systems

And the third one, **VFTX210** comes from Valpeyfisher, USA (www.valpeyfisher.com):

Features

- 200MHz to 1.0 GHz Frequency Range
- Ultra Low Jitter and Phase Noise: -121 dBc/Hz @ 1KHz
- Excellent frequency stability < 1ppm
- Low Power: <240mW typical

Applications

- Sonet / SDH / ATM
- 10 Gigabit Ethernet
- Digital Wireless Reference

Description

The VFTX210 is a low noise TCXO capable of providing a sine wave output frequency up to 1 GHz. The temperature stability is less than 1ppm over a temperature range of -40°C to +85°C. Operating with a +3.3 volt power supply the device typically consumes 240mW. The device contains an internal voltage regulator for improved stability and noise performance. The VFTX210 is available in a 20.0 mm x 20.0 mm surface mount package.



RoHS Status

RoHS
S/S

Phase Jitter	£	12KHz to 20MHz	0.20	0.35	ps	
SSB Phase Noise	Φ_n	100Hz	-92			@ 1000.0 MHz
		1KHz	-121			
		10KHz	-141			
		100KHz	-147			
		1 MHz	-150			
Setability	Fnom			0.1	ppm	

VHF News

Australia & New Zealand

Doug **VK4OE** has **47 GHz** operational by building both ends of the system. While he still has some issues to resolve with frequency stability and mixer performance on one of the systems two way SSB was achieved over 1.5 km. Doug uses 40x60 mm horns and runs 70 microwatts on one system and 700 microwatts on the other.

Congratulations to John, **VK4JMC** and Bob, **ZL1RS** on completing an **FSK441 2m** contact across the Tasman to the North Island.

Welcome to Phil, **VK4FIL** and John **VK7XX** who have been joining in the weekend 2 metre, meteor scatter activity sessions. John is also operational on 2 metres with JT65.

Frequency effects on VHF signals

The use of GPS locked rigs and the waterfall audio analysis program, Spectrum Lab, provides the opportunity to examine the effects of propagation on signals at bandwidths of a few mHz (milli Hertz) and explore such issues as the frequency spreading on tropo-scatter. Figure 1 shows some initial results between Jim, **VK3II** and Rex, **VK7MO** on two metres over a 520 km path. The horizontal scale on the graphs represents around 0.2 Hz or 200 mHz and the width of the bins is 5 mHz. The left-hand graph was produced locally from separate GPS units. It shows some minor frequency drift of less than 5 mHz. A separate test between Jim and Dave **VK3HZ** showed similarly stable signals over a relatively short distance. The vertical scale is approximately 30 minutes.

The centre graph shows broadening of the VHF signal presumably due to the multi-pathing effects of tropo-scatter. The spreading is surprisingly small and generally within around 50 mHz with the major excursions possibly due to meteors. The right-hand graph was produced on a night where there was an inversion present and the slow, almost sine-wave, drift might be explained by the rising and falling of the inversion layer introducing Doppler shift. Later tests have shown a similar narrowing of the frequency spread during inversions but without the slow sine-wave variations. Also later tests have shown variations in the amount of spreading on a scatter path by a factor of four to one on different nights. While this is early days it appears that through the use of GPS locked rigs and very narrow bandwidth waterfall programs there are interesting opportunities to explore various forms of propagation. It also appears that contrary to the generally accepted view in the ham literature the amount of spreading due to tropo-scatter spreading is very small indeed and opens up the prospect of using modes with bandwidths down to much less than a Hz. One explanation is that the literature derives from results in very populated areas where aircraft are generally present and that tests in more remote areas can give quite different results. It would be interesting if others with GPS locked systems could report such results as it is generally possible with these techniques to distinguish between tropo-scatter and aircraft scatter. Small micro-meteors also influence the results and thus it is best to do such tests in the early evening. Even better would be to use 70 cm or 23 cm where meteors should not be factor.

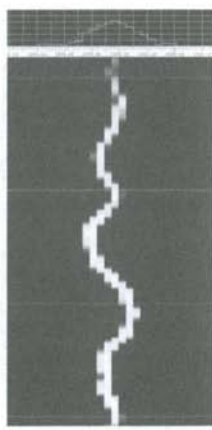
Rex Moncur, **VK7MO**



Direct at **VK7MO**



VK3II Scatter



VK3II Inversion

Figure 1:
Shows Frequency
effects on
VHF signals

Microwave Europe

Editor: Guy Gervais, F2CT
F2CT@wanadoo.fr

- 5,7 GHz: d > 700 km

- April 13th: F2CT/P/IN92MX 1200 m asl qsos with F1PYR/JN19; F6DWG/P/JN19.
- Some photos of the mini expedition with Jack F6AJW/P, YL Elyane F6AYK and Michel F6AAO



F2CT and F6AJW/p IN92MX on 5.7 GHz

- 10 GHz

RS 2009 season begins very early with some qsos up to 700 km on 10 GHz

- stations from south France qrv via RS :
- F1VL/JN03; F4EXB/JN33; F4BXL/JN03;
- F5BUU/JN03; F5CAU/JN33; F6BHI/JN05;
- F6BVA/JN33; F6CBC/IN94; F6CXO/JN03;
- F6DRO/JN03; F6ETI/JN05;
- F6ETU/JN03;
- F6FHP/IN94;
- F2CT/P/IN93/IN92.

Beacons frm south France

F5ZWM /JN05: 10368,890

F5XAY/JN06: 10368,895

F5ZPS/IN94: 10368,285

F5ZTT/JN14: 10368,948

QSOs d > 700 km

April 13th: F2CT/P/IN92MX

QSOs with:

F6DKW/JN18; F1PYR/JN19; F6DWG/P/JN19

24 GHz

RS: F6DWG/P/JN19 qso ON4IY/JO20 55S !

this qso have been recorded !!!

Hope that during 2009 RS season 1000 km range qsos on 10 Gigs and 800 km on 24 GHz will be reached !!!

DX pedition to CN2 CONFIRMATION:

From June 20th to 28th F2CT, F6AJW and YL Elyane will operate from Dar Bouazza, Morocco,

IM63BM. Requested call is CN2CT.

144 MHz to 24 GHz. Info via: F2CT@wanadoo.fr or KST cluster.

GOOD + GOOD DX TO EVERYBODY ON SHF



F6AAO/p IN92MX on 3.6 GHz on April 13, 2009



Take off to North from IN92MX, 1200m a.s.l.

DJ9PC, Peter, is a new station on 3cm from JN59PO with 10 w and 48cm dish. He wkd his first big DX via RS on April 13 (1540 to 1600z) with F6DWG (JN19aj) 668km and F6DKW (JN18cs) 666km. Peter will be qrv on 23cm and 3cm from IL38BO (Fuerteventura) from end of May to July as EA8BFK. He will try on 3cm with CT and CN.

Welcome to Microwave UK, the UK input to Microwaves Europe.

The British Isles consists of a large group of islands to the west of mainland Europe. There are seven 'G' prefixes plus EI. Most of the microwave activity is concentrated in England (G/M/2E prefixes). However, there is growing interest in the other areas, but their relative remoteness from mainland Europe limits the number of longer distance contacts possible under normal propagation conditions. The ON4KST chat system has, in recent years, improved the situation as it is now possible for more remotely located stations to advertise their presence. The playing field has been 'levelled'.

Each spring the North Sea provides east coast G and GM stations with exceptional coast to coast propagation due to super refraction, when the rising air temperatures over land result in a layer of warm air moving (advection) out across the still-cold sea leading to marine ducts that support very

low loss propagation to 10GHz and occasionally to 24GHz. These conditions often extend only a few tens of km inland (the coastal zone) although over the Low Countries the coastal zone can extend much further inland.

Super refraction (SR) tends to be of two types, coastal SR due to normal advection from inland areas and advection of warm air due to descending warm air in the centre of high pressure systems. In many cases both types of advection are present. SR is not therefore limited to the North Sea and SR is experienced over almost all large areas of water such as the Mediterranean Sea and Baltic Sea. In addition, SR occurs along most coastal sea boards. The European western seaboard extends from the Canary Islands (EA8) up to to Faroer Islands (OY).

Recognising that this particular sea board has not been well-exploited, yet can provide some of the longest microwave paths in the world, Chris, GW4DGU, has proposed the following activity session for the autumn SR season. Since the autumn season tends to favour advection from the Azores high, this is an obvious time to schedule this activity period to take advantage of any paths down to EA8 (and beyond)!

The DUBUS Atlantic Littoral Microwave Activity Week 20 – 27 September 2009

The geography of the island of Great Britain is such that it requires special dedication to operate on the microwave bands from those who live in the west. There are relatively few microwavers in an already small amateur radio population. The mountains of Wales and Scotland, the moors of Devon and Cornwall, and the Lakeland and Pennine Hills of northern England are all natural barriers to microwave propagation into central Europe from both the western parts of Great Britain and from Ireland.

Much early research into microwave propagation over water was performed around the Irish Sea, and it was suggested that a regular series of tests around the sea might be a good idea. From this came the thought that areas to the north and south could be included, and the idea of a focused activity period for microwave stations in areas close to the Atlantic coasts and on the Atlantic islands – the Atlantic Littoral – was born.

There are stations equipped for microwave operation from at least OY to EA8, but due to geography, they often miss-out on the high levels of activity found in the more central parts of Europe. This week is for them, and for anyone else who wants to join-in!

When the Atlantic Ocean is at its warmest, spectacular microwave propagation can exist over

its surface. This week is a relaxed opportunity for operators from 1.3 to at least 76GHz in the countries bordering the Atlantic Ocean and Irish Sea to make skeds, run tests, mount expeditions, and have fun! The current Region 1 1.3GHz tropo record was made between Cornwall and EA8, and given good conditions could be easily be extended. At one stage the 10GHz Region 1 record was held (using WBFM!) by stations operating from Cornwall and Scotland. There are potentially opportunities to extend records on most of the microwave bands.

There are no prizes or awards! Liaison can be via ON4KST, 144.175, 144.390, 432.175 or 432.390 MHz. The second weekend of the period includes both UK and French activity days. Logs can be sent to gw4dgu@blaenffos.org and Chris will write a report for DUBUS.

Rutherford Appleton Microwave Round Table

This very popular microwave meeting is held in the spring of each year and lasts two days. The first day is usually an antenna test range session and is held at the QTH of well-known microwaver, G4NNS.

The Saturday evening social get-together at a nearby pub is often a raucous occasion with the best of British pub food and fine British ales on tap, hi!

The main event is held at the large radio labs near Oxford and consists of the now well-established format of talks, flea market, measurements and lots of chat. This year was no exception and the gathering of around 100 amateurs were treated to talks on the 'Bernie Box' 3cm converter described in the last DUBUS, two talks on the conversion of GSM amplifiers for 23cm and an update on the UKmicrowave SDR project synthesiser.

You are cordially invited to join us next year if you happen to be in the UK. This year we had visitors from the USA, France, Germany and, of course, many parts of the UK.

That's all for this issue. I hope to work many of you in the higher bands over the summer season.

73 de Sam, G4DDK



**Attendees at the RAL April 25/26 2009
Microwave Round table**

Signal Reporting on Microwave bands

Over the last few years there has been considerable debate on the UK Microwaves reflector about signal reporting. It is clear that the current RST system does not work well for VHF and above and in particular the varied propagation conditions on the microwave bands shows this up strongly.

I recently wrote a two-piece article in my monthly column on signal reporting and advocated a change of system in line with the professional method of quoting signal levels in dBm, but with the use of a suffix letter to describe the signal quality as received due to prevailing propagation. This is not new, but I believe the existing system could usefully be extended and the time is coming to do this.

Within a few days of the second part of my article appearing in the RSGB magazine, *Radcom*, my copy of *VHF Communications* dropped through the post box and inside was a fine article by Andre Jamet, F9HX on the same subject. Clearly other people have been giving this some thought. Chris, GW4DGU, amongst others has contributed to this discussion.

The problem with the existing RST system is that it was developed many years ago when the main need was for reporting LF and HF signals from equipment that was, by modern standards, unstable and often poorly modulated. Even in those days the HF bands could be relatively noisy and signal strengths were judged against high background noise. An S9 signal was set to be 56uV (-73dBm if measured in 50 ohm) with indications at 6dB/S point below S9. Above S9 the signals should be measured in dB relative to S9.

Older receivers had noise figures that were often much higher than with today's receivers.

On the VHF and up bands the quieter background (it seems to be getting worse again on many of the lower bands) led to the adoption of a lower reference level for S9 (-93dBm). I would argue that this is still too high.

On 70cm and above (I will come back to 2m and the lower VHF bands later) terrestrial receiver system noise figures are usually 1 to 2dB and occasionally slightly better. If the receiver antenna input were terminated in a 50 resistor at room temperature then in a 2500Hz pass-band (SSB filter) the receiver noise output would be the amplified noise from the resistor plus the receiver noise figure (temperature). The approximate level of this noise is -140dBm (from $kTB + Tr$) [1].

A good UHF and up yagi or dish system, looking at the horizon, 'sees' an antenna temperature of around 170K, made up of half cold sky and half warm earth. Thus when the antenna is connected in place of the room temperature resistor, the

noise output level falls by several dB. In fact the 2dB receiver noise figure brings us back close to -140dBm.

Judged against this low background noise (in a natural noise limited environment and not an interference and noisy HF band) a signal of, say -120dBm, sounds strong and signals of this level are, in my experience, often reported as 'S9'. This is 27dB lower than the official IARU definition of an S9 signal. Genuine signals of -93dBm (a 'real' S9) are often reported as S9+++!

Experienced operators don't need a signal as strong as -93dBm / S9 to conduct a perfectly good QSO on SSB and should be advised to turn the power down to comply with the licence conditions (at least with the UK licence!).

Scaling receiver S meters in 'S' units and then dB over S9 is an anachronism from the 1920s. Receiver meters would be better scaled in dBm. Herein lays a real problem. The S meter circuits in most amateur receivers are driven from the AGC line. They are not very dBm linear.

Table 1 shows the measurements I made on several amateur band transceivers. From this it can be seen that all of the transceivers have a reasonably accurate S9 reference, but that the expected 6dB/S point is not achieved by any of these rigs. Indeed the TS2000 has a range of just 18dB from S1 to S9 instead of the 48dB that should be available. The FT847 fares better with 32dB. Above S9 the TS2000 'dB over' scale comes closest. It is clear that reports given by operators from the S meters on these rigs are completely unreliable. Most other rig's S meters are equally unreliable.

S meter reading	FT847 Signal generator level (dBm)	FT817 Signal generator level (dBm)	TS2000 Signal generator level (dBm)
S1	-125	-112	-109
S3	-117	-111	-107
S5	-110	-109	-104
S7	-102	-106	-99
S9	-93	-90	-91
S9+20dB	-84	-	-78
S9+40dB	-74	-	-60
S9+60dB	-55	-22	-41

When you add to these figures the gain of a transverter or preamplifier ahead of the transceiver, the situation gets even worse. Assume a 20dB gain transverter is in use. The FT847 would now indicate S9 for a -113dBm input at the transverter antenna connector!

A move to Logarithmic amplifiers to drive the 'S' meter would be much better. Suitable integrated circuits to do this are readily available from

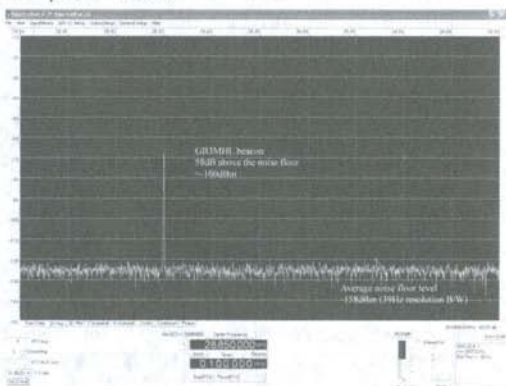
Analogue Devices, Linear Technology etc. A suitable signal generator could be used to calibrate the meter scale in dBm. When a transverter or preamplifier of known gain is used ahead of the transceiver it would be simple to reduce the range of the logarithmic amplifier by this amount of gain to retain the calibration.

The widespread introduction of SDR radios, often as a complement to the existing transceiver, allows us to achieve better signal reporting accuracy. Programmes such as Spectravue have a scale calibrated accurately in dB, with 6dB/division often used, although this is no longer important if S units are not used. The software programme included with the Perseus already reads out in dBm, I understand.

The noise floor indicated by the software application with the SDR-IQ, Perseus etc is a function of the resolution bandwidth which in turn depends on sampling rates etc. Although you may be listening in 2500Hz, the noise floor won't be the -140dBm indicated above. However, as long as the resolution bandwidth in use by the programme is known, the actual level of the noise floor (to an acceptable level of uncertainty) is easily calculated as:

$$(-140) - 10 \log (\text{resolution bandwidth}/2500) \text{ dBm} \quad \{1\}$$

For 39Hz resolution bandwidth, the noise floor would be approximately 18dB below -140dBm. See photo 1 below.



Once the noise floor is known in dBm then it is simple to read off the level of the signal you are receiving from the display and add it to the (bandwidth) corrected level of the noise floor. You may be surprised to see that some CW signals are actually quite readable well below -140dBm even though 2500Hz is the bandwidth you may be listening in. This is mainly due the human ear – brain filter which can have a much narrower bandwidth than the receiver setting.

There are some uncertainties in this method, but the degree of accuracy is, I contend, much greater than with the current RST system and wholly

adequate for our purposes. As operators get used the system, it is likely accuracy will improve with increased familiarity and by reference to what other operators report.

Returning to the lower VHF bands, the background noise tends to be higher here so that no reliance can be placed on the noise floor being as given in {1} and it would be necessary to determine the actual noise floor rise above that of the 50 ohm at room temperature to determine the noise floor value that should be used in {1}.

The subject of where the signal level in dBm should be referenced often comes up. As with the receiver 'S' meter, the input to the receiver is the obvious place for the reference point. Of course, if a transverter and/or preamp are in use, then the input to that stage is the correct place. With the method of measurement given above the noise floor seen on the SDR display is already that at the input to the first active device (above 2m) anyway, so no other changes are necessary. Bigger antennas, lower loss coax and a better site will all produce bigger signals. All DX'ers strive to do this anyway and if this produces a bigger signal there is no need to re-calibrate the system as the increased signal level in dBm tells you that you've improved the system.

Some people may wish to convert signal levels in dBm to field strength in uV/m or dBm/m by the use of antenna factors and subtracting the loss of any coaxial cable between the antenna and the reference point.

The signal strength (S part of RST) may now look like this: All signals are assumed to be lower than 0dBm therefore there is no need to transmit the '-' information.

A signal of -120dBm would be reported '120' Signals above -99dBm would have a '0' added to preserve the three digit format.

So that a signal of -54dBm would be reported as '054'

Finally, R and T would be reported as a single letter suffix where most of the alphabet could be used to describe the signal as received. No propagation distortion would produce a signal report of, say, 075N. The N signifying 'normal', much as it does in normal CW today.

There are lots of official letters already in use and approved by the IARU, but there could be more. A, S and R are already well known and used extensively.

I will have more to say about R and T in DUBUS 3/2009 as long as the editor allows me.

[1] kTb

k - Boltzman's constant 1.38×10^{-23} joule/K

T - temperature in Kelvin

B - demodulator filter bandwidth in Hz

Tr - receiver noise figure in dB

73 de Sam, G4DDK

Microwave USA

Editor: Kent Britain, WA5VJB
WA5VJB@flash.net

Spring Tropo season has started, at least in the southern US. On April 4th K5LLL in central Texas had an SSB QSO with KF4YOX in Florida on 902.1 MHz. Distance was 1650 km. This was followed by a 13 cm SSB QSO. Ron would like to encourage most new hams to earn at least a little CW. He is sure they could have made CW QSO's on 23cm and 9 cm. 902-928 MHz is an ISM band with ham privileges in the US. The band is shared with portable phones, wireless TV camera, RFID, and other products. Hams are finding that the very edges of the band are the best place to operate and avoid the noise. 902.1 MHz is one popular calling frequency and we may want to move to 902.01 MHz. Consumer products cannot operate near the edges of the ISM band and still pass FCC testing.

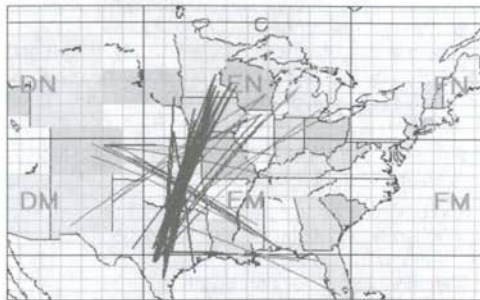
2010 International EME Conference

The North Texas Microwave Society will be hosting the 2010 EME Conference 12 through 15 August near the Dallas Fort Worth International airport. Full family activities are planned and for the latest information please visit www.ntms.org

Microwave Update 2009

The North Texas Microwave Society will be hosting Microwave Update 2009 the 23rd to the 25th of October. The conference is also near the Dallas Fort Worth International airport and usually has excellent international attendance. Again for more information visit www.ntms.org.

We welcome all technical contributions to our conference proceedings. You do not have to make a presentation or even attend the conference to have your technical article printed in our proceedings. Any technical articles on UHF/Microwave topics are welcome. Please send your technical articles to wa5vjb@flash.net



2m Es on June 15th 2008 over the US -
we expect another good season in 2009.

Microwave Japan

Seiji Fukushima, Ph.D, JH6RTO

QTC: Editor's moving

I moved to a new address shown at the bottom. I am QSL manager of 8N1EME ('07) and 8J1AXA ('08-'09). 8N1EME: I despatched all the QSLs. Don't worry. 8J1AXA: I keep all the QSLs received so far at my previous address. No second request, please. Mails addressed to the old one will be redirected to the new address for a year, as post office service. I will QSL after they are printed out.

New address: Seiji Fukushima
NTT Dogo Apt 2-1, 9-37 Dogo Ichiman
Matsuyama City 790-0844, Japan
Email unchanged: jh6rto@m.ieice.org

ATV News

Bernd Beckmann, OE5BDO / DJ9PE
e-mail: Bernd.beckmann@gmx.net

ATV repeater OE7XZR planned for Germany's highest mountain Zugspitze

The Zugspitze with 2.962 m a.s.l. is Germany's highest mountain (JN57LK). On the summit's plateau also is the borderline to Austria. After recently the permission was granted from the Austrian PTT now an ATV repeater is planned to be erected. Constructor and keeper is Darko, OE7DBH. The repeaters call will be OE7XZR running analogue ATV. OE7XZR will cover a range of approximately 100 km. Links to the Munich repeater DB0QI and OE7XSI on the 2.809 m a.s.l. high Valluga in Tirol/Austria are planned. Further links to ATV relays in Germany and Austria are considered. Preliminary technical data: TX on 2,407 MHz with approx. 10 watts, slot antenna. RX with several 10 GHz frequencies. All planning and building takes place by Darko, OE7DBH, who has a lot alpine experience from his successfully operating Valluga OE7XSI repeater.



OE7XZR QTH in 2962m a.s.l.

2m PA BEKO HLV-750 also for 115V 60Hz

by *Friedhelm Lichtenthäler, DM8MM, dm8mm@darf.de*

The German company BEKO [1] delivered me the first power amplifier which can operate beside the 230 V 50 Hz which is usual in Europe also with 110 to 120 V of mains voltage with 50 or 60 Hz and with full power output of 750 watts. The 110 to 120 mains voltage are normally used in the north and Central America, in parts of South America and partly in Asia, e.g., in Japan and Taiwan. I was searching for a suitable power amplifier for my 2m-Dxpedition 2009 to Newfoundland in Canada [2] because I sold my 2m-PA, HLV-600 from BEKO. The problem was, not only to find a small and light weight but a permanent loadable PA which should also produce the nominal output using the Canadian 115 V, 60 Hz.



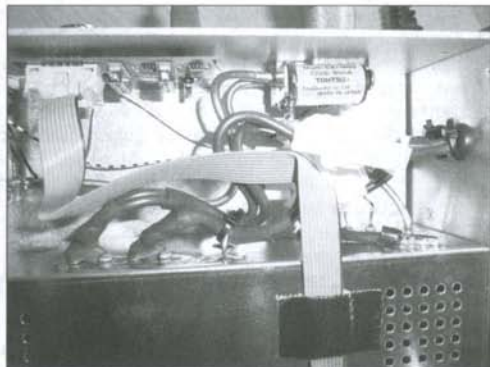
PA in operation, Front panel

Cheaper tube amplifiers were mostly developed at a time when there was no WSJT, hence, they are not really permanently loadable and because customary transformers are too heavy for flight luggage, particularly with the topical policy on prices of the airlines.

With my old HLV-600 BEKO one could safely operate in WSJT up to the nominal achievement, however, switching the ring core transformer for 115 V of mains voltage was not possible.

What should I do? A telephone call with Mr. Korte from BEKO brought the solution. The current 2m amplifiers HLV-750 and HLV-1500 are offered in the same case. The version HLV-1500 with 1500 W of power output contains two 750-W PA-modules and two 1500 VA switch mode power supply modules.

The switch mode power supply can recognise a low mains voltage of 115 V, keep also all nominal data on the output side up to the power outage. Possibly half of the nominal output is reached at 115 V because as a delimiter factor the currents in the mains part entrance can correspond to the currents at 230-V operation but cannot be raised. The solution suggested by Mr. Korte was to install two parallel 1500 VA switch mode power supplies in the HLV-750.



Left: On top and bottom the two 1500 VA switch mode power supply units, in the middle another small switch mode power supply. Right: 4 cables for the double 50 VDC RF-module power supply

By operating at 115 V, both power supplies perform at full capacity of about 750 VA. At home with 230 V in the outlet one can be glad with contest- or WSJT-operation about the power supply which do not use even the half of the nominal capacity. See measuring values below.

The switch mode power supplies contains an inrush current delimiter and a regulation of the power factor. Every power supply has 2 fans inside. The power supply unit compartment is cooled at the rear with a separate, regulated fan which is approx. 80 x 80 mm. This new HLV-750 115/230 V 50/60 Hz variation was measured and tested by BEKO with 115 V, and can be bought as a standard device. The 15 kg, 33 lbs gross weight of the amplifier increased only slightly. Some measuring values were determined with an energy monitor of the company ELV, EM 800. With a mains voltage of 227 V under

load and 50 Hz were measured:

Power consumption with 750 watts of RF-power output: 1300 W, the measured apparent power output: 1335 VA, the current is 5.8 A, i.e. a $\cos \phi$ equals 0.98. An excellent value! When idle the power consumption is 36 W, but 0.5 A current input, which is equal to a $\cos \phi$ of about 0.3.

Thanks to Mr. Korte from BEKO for making the information available and for allowing us to open the case for photos without losing the guarantee. Measured was the 2m-Amplifier HLV-750 with the serial number 020309.

[1] BEKO Elektronik, Am Längenmoosgraben 1a, D-85221 Dachau, www.beko-elektronik.de

[2] DUBUS 2/2009, page 111

2m PA BEKO HLV-750 auch für 115V 60Hz

von **Friedhelm Lichtenthäler, DM8MM, dm8mm@darc.de**

Vor mir steht die erste Endstufe von BEKO [1], die neben den in Europa üblichen 230 V 50 Hz auch an 110 bis 120 V Netzspannung mit 50 oder 60 Hz betrieben werden kann und das bei voller Ausgangsleistung von 750 Watt. Netzspannungen von 110 bis 120 Volt werden in Nord und Mittelamerika, in Teilen von Südamerika und zum Teil in Asien z.B. in Japan und Taiwan verwendet.

Für meine 2m-Dxpedition 2009 nach Neufundland in Kanada [2] suchte ich eine geeignete Endstufe, weil ich meine 2m-PA, eine BEKO HLV-600, verkauft hatte. Das Problem war nun, nicht nur eine möglichst kleine, leichte und doch dauerlastfähige PA zu finden, sondern gleichzeitig sollte sie auch an kanadischen 115 V, 60 Hz ihre Nenndaten erreichen.

Günstig zu erwerbende Röhrenendstufen wurden meist zu einer Zeit entwickelt, als es WSJT noch nicht gab, sind daher nicht wirklich dauerlastfest und wegen herkömmlicher Trafos zu schwer fürs Fluggepäck. Besonders bei der aktuellen Preispolitik der Fluggesellschaften. Mit meiner alten BEKO HLV-600 konnte man gefahrlos WSJT-Betrieb bis zur Nennleistung machen, jedoch fehlte eine Umschaltmöglichkeit des Ringkerntrafos für 115 V Netzspannung.

Was tun? Die Lösung brachte ein Telefongespräch mit Herrn Korte von BEKO. Die aktuellen 2m Endstufen HLV-750 und HLV-1500 werden im äußerlich gleichen Gehäuse angeboten. Die Version HLV-1500 mit 1500 W Ausgangsleistung beinhaltet zwei statt ein 750 W-PA-Modul und zwei statt ein 1500 VA Schaltnetzteilmodul. Die verwendeten Schaltnetzteile erkennen eine niedrige Netzspannung von 115 V, halten dann auch alle Nenndaten auf der Ausgangsseite ein, bis auf die Ausgangsleistung. Bei 115 V beträgt sie etwa die Hälfte, weil dann als begrenzender Faktor die Ströme im Netzeingang den Strömen bei 230 V-Betrieb entsprechen und nicht erhöht werden können. Die von Herrn Korte vorgeschlagene Lösung war, auch bei der HLV-750 zwei 1500 VA Schaltnetzteile parallel einzubauen.

Bei 115 V-Betrieb leisten beide Netzteile ihre dort volle Leistung von je etwa 750 VA. Zuhause mit 230 V in der Steckdose kann man sich bei Contest- oder WSJT-Betrieb über die noch nicht einmal mit halber Nennleistung laufenden Netzteile freuen. Siehe Messwerte unten. Die Schaltnetzteile verfügen über eine Einschaltstrombegrenzung und über eine Regelung des Leistungsfaktors. Jedes Schaltnetzteil hat intern 2 Lüfter. Der Netzteibereich wird auf der Rückseite der Endstufe über einen separaten, geregelten Lüfter ca. 80 x 80 mm gekühlt.

Diese neue Variante HLV-750 115/230 V 50/60 Hz wurde bei BEKO an 115 V getestet, vermessen und kann als Seriengerät gekauft werden. Das Gesamtgewicht der Endstufe von 15 kg erhöhte sich nur leicht. Einige Meßwerte wurden mit einem Energie-Monitor der Fa. ELV, EM 800 ermittelt. Bei einer Netzspannung von 227 V unter Last und 50 Hz wurden gemessen:

Leistungsaufnahme bei 750 Watt HF-Ausgangsleistung: 1300 W, die dabei aufgenommene Scheinleistung: 1335 VA, der Strom 5,8 A, also ein $\cos \phi$ von 0,98. Ein hervorragender Wert!

Leistungsaufnahme im Leerlauf 36 W, aber 0,5 A Stromaufnahme, das ist ein $\cos \phi$ von knapp 0,3.

Dank an Herrn Korte von BEKO für die überlassenen Informationen und die Erlaubnis das Gehäuse für Fotos zu öffnen, ohne die Garantie zu verlieren. Gemessen an der 2m-Endstufe HLV-750 mit der Seriennummer 020309.

Bildunterschriften:

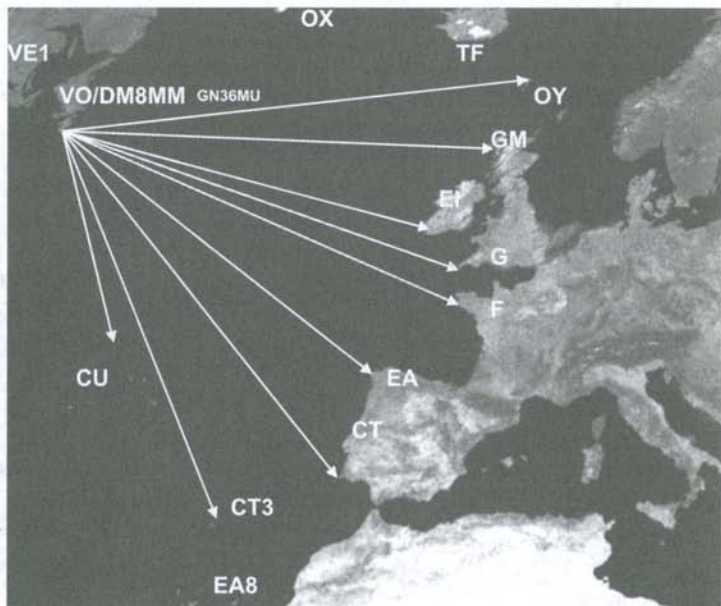
Bild 1: PA in Betrieb, Frontplatte

Bild 2: Oben und unten die beiden 1500 VA Schaltnetzteile, in der Mitte ein Kleinleistungsnetzteil

Bild 3: Insgesamt 4 Adern für die doppelte 50 VDC Versorgung des HF-Moduls

The VO/DM8MM – Newfoundland 2m Transatlantic Experiment 2009

DM8MM Friedhelm will be qrv with the callsign VO/DM8MM from Newfoundland, GN36MU, from August 7th to August 21st 2009. The QTH is on the East coast near Cappahayden. Friedhelm will be qrv on 2m with a Beko HLV 750 and one 17 element Yagi and will make a serious effort on 2m. Main target will be Europe and if there is no sked or QSO traffic a CW beacon will be running on **144.3007 MHz with 500W**. Modes are SSB, CW and FSK441. During the maximum of the Perseids MS skeds will be arranged with stations from Europe. Friedhelm will be qrv on 20m on 14.345 MHz with a dipole and 100w for liason. Sked requests are also welcome via email before August 3rd to flichtenthaeler@gmx.de. Friedhelm will also be monitoring indicators between 50 and 144 MHz towards EU for any indications of propagation to EU. During August there is also a good chance for Tropo ducting from VO to Europe.



The map shows the paths from VO/DM8MM, GN36MU, to possible 2m QSO partners from Europe. The first distance is to GN36MU, the second for comparison to FN93XV, last years CY0X expedition.

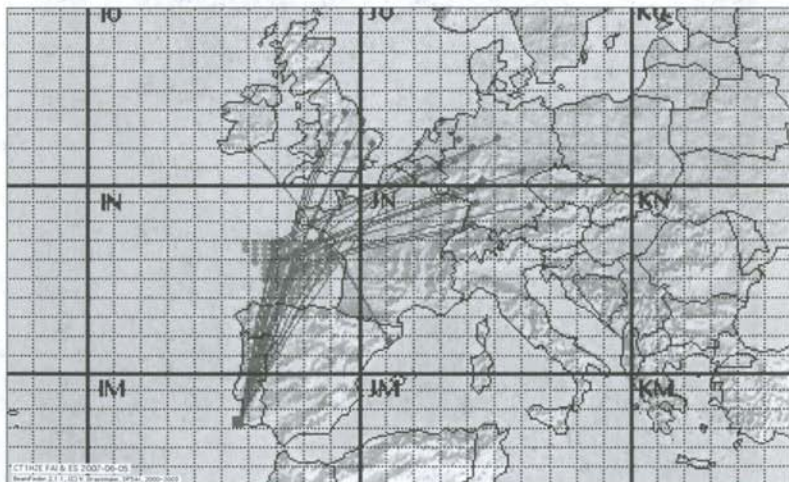
Grid	QRB to GN36MU	QRB to FN93XV	Station active on 144 MHz plus other stations in close grids
IP62OA	3330km	3942km	OY3JE, OY4TN
IO66XJ	3334km	3972km	GM4PMK, GM3SEK (IO74)
IO51RT	3214km	3857km	EI5FK, EI4DQ, EI2IP (IO61)
IO70JC	3478km	4120km	G4LOH, G4RRA (IO80), G7RAU (IO90), GW4DGU (IO71)
IN78RI	3573km	4212km	F8DBF, F0EJW
IN94TR	4007km	4636km	F6FHP, F9IE (IN86)
IN53UI	3480km	4096km	EA1DDO, EA1YV (IN52), EA1FDI
IM57NH	3736km	4311km	CT1HZE, CT1EKD (IM59), CT1ANO (IN51)
HM68KP	2285km	2793km	CU3EQ, CU7AAF (HM58), CU7AO (HM58), CU2JX (HM77)
HM49KL	1943km	2438km	CU8AO (SSB-MS distance in Perseids...)
IM12OP	3431km	3927km	CT3HF
IL18AT	3625km	4070km	EA8/DL6FAW, EA8TX, EA8BPX, EA8BEX (IL27), EA8AVI (IL28)

One can see that distance wise Newfoundland is the perfect location for Europe. It is about 500km closer than Sable Island (CY0X attempt in summer 2008). We wish DM8MM good luck for a QSO with EU! CT1HZE

The unusual 2m Sporadic E Event on June 5th 2007 revisited

by Joachim Kraft, CT1HZE

Many of you will remember the unusual 2m Sporadic E event on June 5th 2007, that was covered in DUBUS issue 3/2007 already. DFSAI, Volker, wrote on his website about this event: "On June 5, 2007, the same sporadic E opening has enabled forward- and backscatter dx QSOs. The 144 Mhz sporadic E opening on June 5, 2007 baffled many radio amateurs in south and west Europe. Between 1744 and 1811 UTC, Joachim (CT1HZE, located in south Portugal) managed a number of 144 MHz radio contacts into G, F, ON and PA0 via sporadic E. Around 1811 UTC, he noticed a sudden access to a number of German stations with radio signals affected by slight distortions. The maximum fieldstrength was obtained at the same antenna heading that has enabled the radio contacts to England. At 1813 UTC he managed two more radio contacts towards southwest Germany which he has now interpreted by FAI propagation. Three minutes later (1816 UTC), he was able to access another British radio station whose radio signals did not show any audio distortions. i.e. Joachim has interpreted this contact by forward sporadic E propagation again.



Sporadic E forward- and backscatter QSOs on June 5, 2007, 1744 - 1915 UTC

In Germany, the transition between sporadic E and FAI has represented a much more drastic change. Initially, Dutch radio stations (all located in the western part of the Netherlands) have managed QSOs with Joachim which has attracted the interest of German fellow hams. Contrary to their Dutch colleagues, the German stations have detected maximum fieldstrength not along the great circle path but at antenna headings 10° to 20° further west, i.e. between 240° and 260° azimuth. In Germany, CT1HZE's radio signal was affected by signal distortions which apparently did not exist in the Netherlands. Between 1841 and 1902 UTC, Joachim worked a number of extraordinary FAI QSOs into Germany representing the longest communication distances in sporadic E backscatter ever observed by European radio amateurs. Around 1846 UTC, Detlef (DK9OY, JO52CK) has received CT1HZE's radio signals (without establishing a 2-way QSO though) over a great circle distance of 2.244 kilometers which exceeds the ham radio world record in sporadic E backscatter by some kilometers. At 1915 UTC, the event faded away, i.e. all long distance communication links disappeared."

CT1HZE: I have never observed any similar event before or after this remarkable event although I have been spending many years on the bands. I always questioned myself what may have caused or triggered this unusual opening on June 5th, 2007. In mid December 2008 NASA published an interesting report on the web about remarkable observations on June 3rd 2007. Although this gives no direct cause and effect explanation I strongly believe that there is a connection between these two rare events. Read the full report on the next page. You can also find it on the web at:
http://science.nasa.gov/headlines/y2008/16dec_giantbreach.htm

A Giant Breach in Earth's Magnetic Field

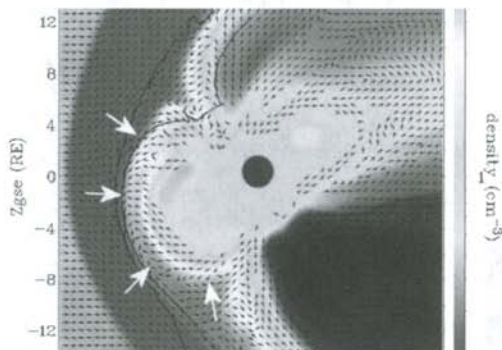
Dec. 16, 2008: NASA's five THEMIS spacecraft have discovered a breach in Earth's magnetic field ten times larger than anything previously thought to exist. Solar wind can flow in through the opening to "load up" the magnetosphere for powerful geomagnetic storms. But the breach itself is not the biggest surprise. Researchers are even more amazed at the strange and unexpected way it forms, overturning long-held ideas of space physics.

"At first I didn't believe it," says THEMIS project scientist David Sibeck of the Goddard Space Flight Center. "This finding fundamentally alters our understanding of the solar wind-magnetosphere interaction."

The magnetosphere is a bubble of magnetism that surrounds Earth and protects us from solar wind. Exploring the bubble is a key goal of the THEMIS mission, launched in February 2007. The big discovery came on June 3, 2007, when the five probes serendipitously flew through the breach just as it was opening. Onboard sensors recorded a torrent of solar wind particles streaming into the magnetosphere, signaling an event of unexpected size and importance.

"The opening was huge—four times wider than Earth itself," says Wenhui Li, a space physicist at the University of New Hampshire who has been analyzing the data. Li's colleague Jimmy Raeder, also of New Hampshire, says "1027 particles per second were flowing into the magnetosphere—that's a 1 followed by 27 zeros. This kind of influx is an order of magnitude greater than what we thought was possible."

The event began with little warning when a gentle gust of solar wind delivered a bundle of magnetic fields from the Sun to Earth. Like an octopus wrapping its tentacles around a big clam, solar magnetic fields draped themselves around the magnetosphere and cracked it open. The cracking was accomplished by means of a process called "magnetic reconnection." High above Earth's poles, solar and terrestrial magnetic fields linked up (reconnected) to form conduits for solar wind. Conduits over the Arctic and Antarctic quickly expanded; within minutes they overlapped over Earth's equator to create the biggest magnetic breach ever recorded by Earth-orbiting spacecraft.



Left: A computer model of solar wind flowing around Earth's magnetic field on June 3, 2007. Background colors represent solar wind density; dark grey is high density, black is low. Solid black lines trace the outer boundaries of Earth's magnetic field. Note the layer of relatively dense material beneath the tips of the white arrows; that is solar wind entering Earth's magnetic field through the breach. Credit: Jimmy Raeder/UNH.

The size of the breach took researchers by surprise. "We've seen things like this before," says Raeder, "but never on such a large scale. The entire day-side of the magnetosphere was open to the solar wind." The circumstances were even more surprising. Space physicists have long believed that holes in Earth's magnetosphere open only in response to solar magnetic fields that point south. The great breach of June 2007, however, opened in response to a solar magnetic field that pointed north.

"To the lay person, this may sound like a quibble, but to a space physicist, it is almost seismic," says Sibeck. "When I tell my colleagues, most react with skepticism, as if I'm trying to convince them that the sun rises in the west."

Here is why they can't believe their ears: The solar wind presses against Earth's magnetosphere almost directly above the equator where our planet's magnetic field points north. Suppose a bundle of solar magnetism comes along, and it points north, too. The two fields should reinforce one another, strengthening Earth's magnetic defenses and slamming the door shut on the solar wind. In the language of space physics, a north-pointing solar magnetic field is called a "northern IMF" and it is synonymous with shields up!

"So, you can imagine our surprise when a northern IMF came along and shields went down instead," says Sibeck. "This completely overturns our understanding of things."

Northern IMF events don't actually trigger geomagnetic storms, notes Raeder, but they do set the stage for storms by loading the magnetosphere with plasma. A loaded magnetosphere is primed for auroras, power outages, and other disturbances that can result when, say, a CME (coronal mass ejection) hits.

The years ahead could be especially lively. Raeder explains: "We're entering Solar Cycle 24. For reasons not fully understood, CMEs in even-numbered solar cycles (like 24) tend to hit Earth with a leading edge that is magnetized north. Such a CME should open a breach and load the magnetosphere with plasma just before the storm gets underway. It's the perfect sequence for a really big event." Sibeck agrees. "This could result in stronger geomagnetic storms than we have seen in many years."

Tropo Reports

2m, 70cm and up

Editor: Michael M. Dienel, DG7SFL
dubustropo@mmdienel.de

2m

CT1HZE, IM57NH, hrd:

Date 09 April 2009

2058 CU2VHF/B HM77DT 1483km CW

DG7SFL/P in JN49VJ wkd on 144 MHz

with QRB > 600 km

Date: 06 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
16:57	9A1CCY	JN85PO	704km	SSB

Date: 08 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
08:44	OM8A	JN87WV	616km	SSB
11:14	F5PSC/P	JN25NA	600km	SSB
11:15	F0EVH/P	JN25IC	612km	SSB
12:14	SN7L	JO91QF	710km	SSB
12:23	OM5XX	JN97BS	638km	SSB

RIG: 300W, ATF-58143, 3x12 Ele.

G4LOH, IO70JC, wkd:

Date: 23 April 2009

18:39 EB8BRZ IL27HX 2607km SSB

ex Valid 1800 UTC Thu Apr 23 North Atlantic

009 WILLIAM R HEPBURN www.dvinfocentre.com



First Tropo of 2009 between G and EA8 on April 23rd – Mr. Hepburn was quite right with his forecast map. Pity that there are no dedicated Microwave OPs trying this path....

70cm

G3XDY in JO02OB wkd on 432 MHz
with QRB > 600 km

Date: 07 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	DK0HR	JO41WA	610km	
	DF0YY	JO62GD	773km	
	DK2GR	JN59IE	741km	
	DL6IAK	JN49GB	615km	
	EE1URO	IN52VM	1274km	

TNX FOR REPORT JOHN!

23cm + up

DK3WG in JO72GI wkd on 1296 MHz

with QRB > 500 km

Date: 07 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	LY2WR	KO24FO	705km	CW
	OM8A	JN87WV	550km	CW

Date: 08 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	S57C	JN65XM	761km	CW
	PI4GN	JO33II	537km	CW
	PA6NL	JO21BX	711km	CW
	PA0EZ	JO22OF	634km	CW
	PA0S	JO21FW	689km	SSB

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	DL3IAS	JN49EJ	543km	CW

TNX FOR REPORT JÜRGEN!

G3XDY in JO02OB wkd on 1296 MHz

with QRB > 600 km

Date: 17 Feb 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	OZ1FF	JO45BO	600km	
	DF9IC	JN48IW	633km	
	SK7MW	JO65MJ	860km	

Date: 08 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	DK6AS	JO52JJ	653km	

Date: 17 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	OZ1FF	JO45BO	600km	
	DF9IC	JN48IW	633km	

TNX FOR REPORT JOHN!

OZ1FF in JO45BO wkd on 1296 MHz

with QRB > 600 km

Date: 20 Jan 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
19:27	DB6NT	JO50VJ	629km	CW

20:00 G3XDY JO02OB 600km CW

Date: 17 Feb 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:25	DF9IC	JN48IW	742km	CW
18:48	DB6NT	JO50VJ	629km	CW
19:59	G3XDY	JO02OB	600km	CW

Date: 17 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:35	DF9IC	JN48IW	742km	CW
19:45	DL6NAA	JO50VF	646km	CW
20:19	G3XDY	JO02OB	600km	CW

RIG: 1,5 m dish, 145 W

TXN FOR REPORT KJELD!

**G3XDY in JO02OB wkd on 2320 MHz
with QRB > 300 km**

Date: 08 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	PI4GN	JO33II	397km	
	DF0MU	JO32PC	415km	
	DR5A	JO30EM	398km	

Date: 17 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	OZ1FF	JO45BO	600km	
	DB5KN	JO31NB	424km	
	DF9IC	JN48IW	633km	

TXN FOR REPORT JOHN!

**OZ1FF in JO45BO wkd on 2320 MHz
with QRB > 500 km**

Date: 27 Jan 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:27	DB6NT	JO50VJ	629km	CW
19:31	SA4Z	JO79OF	584km	CW
19:39	DF9IC	JN48IW	742km	CW

Date: 24 Feb 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:46	DF9IC	JN48IW	742km	CW
20:37	SA4Z	JO79OF	584km	CW

Date: 17 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
21:14	G3XDY	JO02OB	600km	CW

Date: 24 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:13	SA4Z	JO79OF	584km	CW
18:58	DF9IC	JN48IW	742km	CW
19:33	DB6NT	JO50VJ	629km	CW
19:51	DL6NAA	JO50VF	646km	CW

RIG: 1,5 m dish, 200 W

TXN FOR REPORT KJELD!

**G3XDY in JO02OB wkd on 3400 MHz
with QRB > 300 km**

Date: 17 Feb 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
	DF9IC	JN48IW	633km	

TXN FOR REPORT JOHN!

**OZ1FF in JO45BO wkd on 5760 MHz
with QRB > 400 km**

Date: 27 Jan 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:47	PA3AWJ	JO21GW	471km	CW
19:04	SM7GEP	JO77IP	462km	CW

Date: 24 Feb 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
19:40	PA3AWJ	JO21GW	471km	CW
19:49	SM7GEP	JO77IP	462km	CW
20:19	SM7GEP	JO77IP	462km	CW

RIG: 1,5 m dish, 7 W

TXN FOR REPORT KJELD!

**OZ1FF in JO45BO wkd on 10368 MHz
with QRB > 300 km**

Date: 27 Jan 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:21	SM6AFV	JO67GQ	356km	CW
21:24	SM6EAN	JO57WQ	326km	CW

Date: 24 Feb 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
19:17	PA3CEG	JO33FB	302km	SSB
21:35	SM7ECM	JO65NQ	314km	CW

Date: 24 Mar 2009

Time	Call	Loc	QRB	Mode/Remark
18:46	PA3CEG	JO33FB	302km	CW
20:24	SM7GEP	JO77IP	462km	CW
21:32	SM7ECM	JO65NQ	314km	CW

RIG: 0,65 m dish, 2 W

TXN FOR REPORT KJELD!

122 GHz in SP and OK

On 19th April 2009 new SP records were made on 122 GHz: SP6RYL/p, JO80FJ wkd:
SP6BTv + SQ6OXL/p JO80FK FM 1 km ODX SP
SP6RYL/p, JO80FK, wkd from new QTH:
SP6BTv JO80FK FM + SSB 2,5 km – new ODX SP

On April 12th 2009 on 122 GHz OK1AIY/P JO70SQ wkd OK1UFL/P JO70RO in SSB via Tropo over 8,3 km for a new OK record.

2m-EME News

Heinz Bordé, DM2BHG

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

DUBUS CW EVENT 02/09

-G3ZIG (Roy) It was great to be back on EME again. Was only able to operate for about 2 hours as we were going out for the evening and did not get back until late, but never the less managed to have 10 very enjoyable qso's. Just great to be back. Here is my list of stations worked: DL5MAE, SM7GVF, YO2AMU, UA3PTW, I3EVK, OK1MS, SP7DCS, OZ1HNE, RU1AA, SM2CEW.

-IK1FJI (Valter) Very nice activity in Dubus cw event. Thanks to all stations qrv. Well done... Here my list of stations I worked: IT9CJC, PA0JMV, SM7GVF, DL5MAE, OK1MS, YO2AMU, I3EVK, SP7DCS, SM2CEW, YU7XL, F0CXO, DK3NG, DK3EE, K1JT, OZ1HNE, F1JRD, IK2DDR.

-OK1MS (Stan) I was QRV 7-8 Feb. in Dubus 2m event. I worked: YO2AMU, OZ1HNE, I3EVK, G3ZIG, SM7GVF, DL5MAE, SM2CEW, RU1AA, IK1FJI, G4ZJF, I1ANP, SP7DCS, DK3EE, IT9CJC, IK2DDR, K1JT, F0CXO, K6PF, HRD: UA3PTW, F1JRD, JH0MHE, PA0JMV, YU7XL, DK3NG.

-IK2DDR (Francesco) Here my Dubus 2m eme activity event report: Unfortunately I was active only on second window, due football commitments. I found an extremely high activity and very good conditions, with lot of strong signals. My qso/rate was really extremely good on 1st hour (23:00-24:00), where I worked 8 stations. I'm really sorry to have lost some other good station, maybe active only on 1st window, but at least I'm really satisfied about my score. Each qso was really pure fun. I heard for the second month WB2RVX that I wish to work soon, maybe until next event. As told by Wolfgang, DL5MAE, I wish that the event could maintain the "Only Random status", maybe someone of us as forgot it. Thanks to all the worked stations and see you on next event.

-OZ1HNE (Jorgen): I was QRV in both parts of the Event, and enjoyed the very good activity. I found good condition with nice signals and stabile polarity. I had from time to time heavy rainfall with S9+ QRM, so sorry for the stations I missed and all my QRZ. We will work next time. I worked the following stations random: I3EVK, DL5MAE, OK1MS, SM2CEW, G3ZIG, JH0MHE, OH6CH, YO2AMU, IT9CJC, DK3BU, PA0JMV, JH2COZ, I1ANP, SM7GVF, SP7DCS, K1JT, F0CXO, IK2DDR, IK1FJI, DK3EE, YU7XL.

-YO2AMU (Doru) Hi all. Found the condions very nice and good activity in this event! Echoes all the time, it was a pleasure to hear that the number of active stations were increasing. Low activity from JA ...no VK...no AF...no SA! Here is my log: OK1MS, G3ZIG, SM7GVF, I3EVK, SP7DCS, DL5MAE, RU1AA, OZ1HNE, SM2CEW, IK1FJI, PA0JMV, DK3BU, IT9CJC, F0CXO, DK3EE, K1JT, I1ANP, IK2DDR, K6PF. Heard and called OH6CH with good signals.

Next Periods DUBUS CW EME Activity:

Frequency 144.040 - 144.060 CW

23 May	0400 - 0700 GMT
23 May	1400 - 1700 GMT
21 June	0300 - 0600 GMT
21 June	1330 - 1530 GMT
18 July	0200 - 0500 GMT
18 July	1100 - 1400 GMT
22 August	0830 - 1130 GMT
22 August	1530 - 1830 GMT
5 December	0400 - 0700 GMT
5 December	2100 - 2400 GMT

Dates are a mixture of high declination, perigee, and lower declination with low background noise. High declination in the summer means that the sun is fairly close to the moon, but the proposed times should not present any problems.

We have to compromise as we are trying not to collide with other activity events, on other bands.

More info: www.sm2cew.com/dubus-aw.html

DUBUS CW EVENT 03/09

-IK1FJI (Valter) I was qrv on the event, but in the morning slot I was able to hear someone only at 11:00 gmt, before my "moonrise abt 20 degrees, heavy rain and statics noise up to S 9+. In the first slot I was able to work only F1FLA when noise got out..... Second slot much much better, but again shut down before the end due to my qrl... Here my log: F1FLA, IK2DDR, IT9CJC, YO2AMU, DK3EE, OZ1HNE, K9DX, F0CXO, K6PF, SM2CEW. heard: SM7GVF, DK3?? missed: LA8YB and K5QE (6khz with linrad too small band width, not easy!!)

-YO2AMU (Doru) I was active both time slots and I found conditions worse than last time. With a good beginning at moonrise, in an hour I made 8 EME qso and a single qso in the second slot with IK1FJI. I was locked out and no echoes all the second slot. Heard K6PF, IT9CJC, K5QE (with excellent signals here moving the s-meter up to S-3! I lost more than an hour calling him but result was some QRZ's!) Here is my 144 MHz log: LZ1DP, O/RO, DK3EE, SM2CEW, DL5MAE, IK2DDR, F1FLA, LA8YB, OZ1HNE, IK1FJI.

DUBUS/REF CW EU EME Contest

-OZ4MM (Stig) I was able to be QRV some hours during this weekend on 144MHz, in the DUBUS CW contest. Conditions here was found OK, but many hours with vertical polarisation. Activity was as expected, but for those who was QRV 10-20 years ago on 144MHz, very little activity nowadays on CW. Nevertheless it was very nice to work some of the old stations, I worked more than 25 years ago on 144 EME. Stations worked here: YO2AMU, UA3PTW#, DK3WG, OK1MS, DL5MAE, SP7DCS, SD3F, OZ1HNE, IK2DDR, SM2CEW, LZ1DP, IK3MAC, LA8YB, I3EVK, IT9CJC#, F1FLA, K9MRI, RA6DA #, F0CXO, DF1CF# and IK1FJI giving 21 stations. Using here my 10 meter dish, with a dual 3 elm V/H yagi feed, designed and calculated by Graham, F5VHX. Probably I can still tweak a little more out of the yagi feed, but need one who can make a real simulation of the dish + yagifeed combination (any help??). I am not able to measure the antenna pattern due many reflections in the field around the dish.

-G3LTF (Peter) I put the 2m quad+ reflector feed in my 6m dish and spent some time today looking for QSOs. Like Dom, although I'm not a regular 144 eme operator, I got the feeling that condx were below average. I worked SP7DCS, (Chris came straight back) CWNr were IK1FJI, F1FLA, LA8YB, OZ1HNE, and YO2AMU. Hrd OK1MS. The first two gave me QRZs. The dish has about 15-16dBi gain only, but it is quiet compared to using my 17dBi horizon yagi but of course without the ground gain. I tried both V and H polarisation, V seemed slightly better.

-KC3RE (Martin) With the elevation winch not quite finished, I could only operate on moonrise, but decided to go ahead as this would be the first test of the 144 MHz part of the EME rover system. On Saturday's moonrise I heard and worked nothing. But on Sunday's moonrise, I worked LA8YB who had tremendously strong signals peaking at 539. Shortly afterwards I worked K1JT 0/0 answering his CQ, but am wondering if this may have been through the terrestrial path? The signal from K1JT sounded like EME-signal fading, but I'd love to be certain... I had to QRT when the moon rose too high, but was delighted at this first test of the system. Next time, with elevation!

-9A9B (Branimir) Very low activities, heard only 4 (four) station and worked them all: IK3MAC, SP7DCS, YO2AMU, F1FLA

-VK2KU (Guy) A slightly disappointing weekend. I was able to be QRV for both windows to the USA, but not for the first EU window, and only for 2hrs of the second. I saw 2 US stations in the first half-hour of the contest, exchanging callsigns and reports at a CW speed beyond my comfort zone.

By the time I had tuned properly, they were past the callsign stage, and then they both vanished. In the rest of that US window and the whole second US window, I saw no other CW signal, and with a 60kHz wide Linrad waterfall. I can see anything that I can work, as well as many weaker than that. Either US stations do not give much support to this European contest, or, more likely, they restrict their operations to the more productive USA-EU window when the Pacific has no moon. Activity in the second VK-EU window was obviously well down on that reported in the first window (at which I could not be QRV), but I was happy to work SP7DCS, YO2AMU, and OZ1HNE. Conditions seemed rather down, but were improving when I had to close! One other strong EU station I should have worked, but with an erratic drift of up to 300Hz in a single transmission he was difficult to tune, and it was impossible to predict where his next transmission would appear. Perhaps it settled down later after a few hours of warmup. Next time I will announce my operating times in advance, in the hope that this will induce more stations to be QRV then.

-SP7DCS (Chris) At first I would like to thank all for nice qsos and good fun. Conditions on 2m week ago were difficult for H pol only stations like me. Most of time Faraday was not cooperative and only stations that can change polarization were audible. There were also deep signal fades. Of course there were also some good moments. In 2m leg activity was quite low, but I worked 35 stations that is the same as last year. 2M - 35 stations - rig: 16 x 8el H pol + gs35b: OZ1HNE, UA3PTW, RA6DA, IK3MAC, DK3WG, YO2AMU, I3EVK, RU1AA, F0CXO, OZ4MM, OK1MS, SD3F, LZ1DP, IK1FJI, SM2CEW, IK2DDR, OK1VVP, 9A9B, OK1KKD, I2RV, K9MRI, W3TWX, JE2JWH, F1FLA, LA8YB, IT9CJC, DL5MEA, DF1CF, VK2KU, RV9UV, YU7XL, G3LTF, K1JT, SD3F(DUPE), RX1AS, YL2HA#321

EXPEDITIONS

Namibia DXpedition 2009

Dan HB9CRQ/HB9Q has written a comprehensive report about the successful EME DXpedition to Namibia V5/KT6Q in January 2009. Have a look at the full story at: www.hb9q.ch and select "dxpeditions".

Hermann DL2NUD on Tour in Australia

Starting on 4th February Hermann DL2NUD and Steffen DL9GRE travelled the Eastern part of Australia with a motor-home. Different from what they had planned – a tour from QG53 northward up to the QH squares – they were forced to stay in the QG grids. The natural disasters in Australia which brought floods to the North and wildfires to

the South made that impossible; the entire QH was flooded. So far they activated QG53WL on 5th., QG64NC from 6th to 8th, QG65FE on 9th and QG55WU on 11th February. Then suddenly there was no further sign of life from down under and many hams were quite concerned about their well-being. However, on the 15th they popped up again from QG49JR. The days before they spent searching for new QTHs but were not successful. Sadly by that time the window to Central Europe was more or less closed..

Later in March DL2NUD was qrv on 2m EME from Solomon Isl (H44HP) and Temotu Isl. (H40HP).



DL2NUD (H40HP) 2m EME from Temotu Island

2m EME expedition to Tanzania

DL2NUD and DL9MS will be qrv als 5H1HP & 5H1MS from grids KI93 and KI94 from May 16 to June 2. Rig on 2m: 24 ele Xpol and 1KW.

EME-QRG: 144.144 MHz (if QRM 144.120 MHz), 5H 1st period JT65B.

E51EME results, 27 March - 06 April 2009:

145 different callsigns contacted via 2M EME and 1 x 70cm EME contact (HB9Q on sked).

A summary of the E51 operation and pictures are on the web at www.qsl.net/zl1rs/



E51EME 2m EME from Rarotonga, South Cook

NEWS AND INFORMATION

-Equipment's rating (John, N6VMO) During the ARRL September VHF Contest, I inadvertently applied too much drive to my 8877 amp. This is the expensive results of my mistake... www.n6vmo.com/amateur%20radio/EME%20Relay%20Destruction.JPG one SSB Electronics MHP-145 relay and one MGF1302 GASFET.

- 2 m EME WAS

Bob, KD3UY has compiled a list of 2m EME stations (CW and Digital) for the different US states (WAS). He would like to list the 2 biggest stations in each state for both modes. Maximum 4 entries per state eventually. Link:

<http://home.comcast.net/~kd3uy/site/>

- ABSOLUTE ENCODER

CU8AO, Fred has built an absolute encoder using a PCB board in stead of commercial available absolute encoder. His website can be reached by the following URL:

<http://cu8ao.com.sapo.pt/encoder.html>

ONCE THERE WAS A CHAT ABOUT

(Chats of common interest in INTERNET)

-Antenna pointing question (Marty AB5GU)

I'm running a single M25WL antenna and will be installing the second today. The radiation patterns for a yagi always show the main lobe being around 10 degrees above the horizontal plane of the boom. I always assumed that was due to the effects of the Earth being below and parallel to the boom. I assumed this effect would disappear as the boom was elevated. I also compete in rifle competitions where we shoot out to distances of 1 kilometre and realise that the air bends light waves to the extent that the target is sometimes feet from where it appears through the peep sight. I have the EME beam on a 20 foot tower and have been very conscious of keeping it pointed directly at the moon. I've been going outside and looking down the boom to "gun site" it, to make sure I was on the moon solidly, in addition to the as/el indications on WSJT6.

The last couple of nights I've been building equipment on my work bench and monitoring other stations as they work the moon. I noticed a few times that several of the stations were stronger as my antennas lagged behind the moon due to my lack of diligence in keeping the rotor "on the moon". This was happening at around 30 to 45 degrees in elevation. Due to the small sampling size, I can not tell if it was atmospheric conditions or antenna radiation pattern.

How do you aim your yagi antennas at the moon? Is aiming the boom, visually, directly at the moon the correct way? Do I need to take light refracting

in the atmosphere into account? Does the main lobe on a yagi align with the boom as it is elevated?

WA6KBL (Jeffrey): The degree of pointing accuracy required is directly related to the beamwidth of an antenna. In the case of a yagi, I assure you that it is so broad in beamwidth that worrying about light refraction is not going to be necessary.

If you want to calculate this, then look in your manual for the specification of beamwidth. Now consider that the moon is approximately 0.7 degrees of arc. How much larger is your beamwidth compared to the moon? You can then find how much the moon can move before you even need to adjust the beam at all.

KL7UW (Ed) Your array should point roughly in the direction of the booms if properly constructed. A properly designed and installed yagi will have its main lobe in alignment with the boom, but there are a lot of antennas that are skewed off to the side. You can test this by pointing on a known local stations (perhaps a repeater) with a constant carrier to find the exact azimuth direction of your beam. With a small array, using sun noise is probably not realistic, but that offers a way to check beam heading far off the horizon. Note that the radio Sun is about 2-degrees wide so that is level of accuracy it provides (at 1296+ that may not be accurate enough; Moon noise is generally detectable at 1296+ and offers accuracy equal to the object you will be tracking, ergo the Moon). I find with my four M2 xpol-20 that I need to repoint after the Moon moves about ten degrees. That is about half the (3-dB) beamwidth. I estimate keeping within 1-dB of maximum (boresight) is a good rule for eme.

-MAP65-IQ running with a Flex5000a?

WA2ODO (Pete) Has anyone had any success on getting the latest MAP65-IQ running with a Flex5000a ? And on a single computer (Quad Core)? Want to try but not re-invent the wheel if been done before.

K1JT (Joe) Several people have asked about the possibility of using MAP65-IQ with the Flex 5000 receiver. MAP65 and MAP65-IQ do not interface directly to any receiver hardware. Rather, they operate together with Linrad, sharing data over a network (or pseudo-network) connection. Linrad interfaces with receiving hardware, acquiring input signal(s) from an analog source at baseband via a soundcard, or from several digital sources including the SDR-14, SDR-IQ, and Perseus receivers. MAP65 requires a data rate of 96000 samples/second, which is compatible with most high quality sound cards. MAP65-IQ requires 95238.1 samples/second, which can be provided by the SDR-14, SDR-IQ, and Perseus. I don't

know of anyone having interfaced FlexRadio hardware to Linrad. The alternative would be modifying their PowerSDR software to send data packets to MAP65(-IQ) at the required sample rate. I suspect that neither task would be easy, but I have not looked into the details.

W3SZ (Roger) I did this [interfaced the Flex5000 and Linrad] in 2007, and at that time detailed what I did on one of my webpages. It was trivial to do, and the details are still included in my webpages at: <http://www.nitehawk.com/w3sz/flex-linrad.html>

TREASURY INTERNET

-PstRotator ver.1.15 software

http://www.qsl.net/yo3dmu/index_Page346.htm

-A new version of MAP65-IQ

http://physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/MAP65-IQ_r1116.EXE

-The last packages (April 2009) of the Photos database of EME antennas:

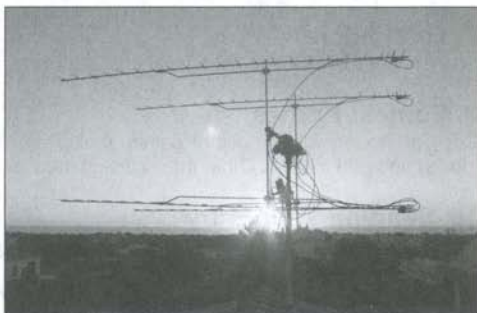
<http://www.f1ehn.org>

-AZIMUT/ELEVATION

http://f1frv.free.fr/main3o_AZ_EL_Display.html



V5/KT6Q QSL



CT1HZE will be qrv again on EME in summer 2009

The 2009 144 MHz Digital EME Championship

sponsored by DUBUS and REF

The 144 MHz Digital EME Championship is intended to encourage world-wide activity on 2m moonbounce. Each different call prefix forms a multiplier.

1. Championship Date

July 25th 00:00 to July 26th 23:59 UTC (48 hours) 2m Digital only

2. Sections and Awards

No sections! The first 10 places will get an award. The winner will get 1 year free DUBUS subscription.

3. Rules

For the purpose of the contest only one scoring per valid QSO with the same other callsign can be logged. No other limitations! Use of loggers and cluster is allowed.

4. Contest Exchange

For a valid EME QSO, both stations must have copied all of the following via the EME radio path:

4.1 Both callsigns from the other station

4.2 Signal report from the other station

4.3 R, from the other station, to acknowledge complete copy of 4.1 & 4.2

5. Logs

Logs should be in usual logbook format. Exported files from logging software are acceptable.

Each QSO: Date/Time, Callsign, Report sent, Report received

Bottom line: Total QSO points, total multipliers, total claimed score.

6. QSO Points

1 point for each QSO completed (random = sked)

7. Multipliers

Each different call prefix is a multiplier (e.g. CT1, DK9, SM2, SM3, 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 Score

Score = Total of QSO points * Total of multipliers.

9. Contest Entries

Copy of the log with details of points, multipliers and total points. Also add name(s) and call(s) of operator(s) and grid locator. Other info is welcome: Comments, conditions, station details, photographs, etc.

10. Sending Your Entry

Contest entries **MUST** be sent no later than **14 days via Email only** after the end of the contest weekend

(i.e. by August 9th, 2009) to: **FUNK-TELEGRAMM@t-online.de**

All email entries will be acknowledged within 5 days. If not, please resend your entry!

Good Luck and 73! Joachim Kraft, DL8HCZ/CT1HZE

EME News

70cm & up

Editor: Bernd Wilde, DL7APV

Intro

On last issue I got some replies, the first for long. Tnx to DJ5HG Klaus, SV3AAF Petros and others for the input.

432 MHz

REF/DUBUS CW contest 432 is over. Activity was mixed but all in all good. Due to some expeditions and new stations several guys, like me, were on CW in contest and also on JT looking for the new guys. Condx were mixed, very deep qsb on Saturday, a bit better on Sunday.

New Stations on 432 in last 3 month were :

JH7PAV 2x19el. 4cx250
7J1ADS 2x12el. 500w (DF2UT)
JH0RNN 20el. 50w
DF6SM 19el.140w
5N0EME 1y 100w grv until July (DL3OCH)
VK3AXH 26el. 75 no el.
PY1KK 4m dish 180w
CX5BBF 3m dish 70w
5Z4EME 1y 100w, was wkd only by HB9Q,
PI9CAM & DL9KR.

Next dates are:

May 30/31 23cm CW EME REF/DUBUS

June 27 DUBUS ATP 432 11-13 & 19:30-21:30
& HAM Radio Friedrichshafen (little EME meeting)

July 25 DUBUS ATP 432 10-12 & 17-19z

August 9 DUBUS ATP 432 04-06& 2030-2230z

Dec. 27 DUBUS ATP 432 12-14 & 21-23z

432.005-432.030 CW

Expeditions

DL2NUD in H40&H44 was only on 2m grv due to transportation problems of the 70cm antenna. We hope that 5H (Tanzania) will be actived by him, when **DL9MS** can take the antenna within the plane. **MI/DL1YMK** and **4O/PA2CHR** will be grv end of May.

UK/DL9LBH is still grv with a big signal now.

More see always on MMM at: www.mmmnvhf.de

Ham Radio on Venus!

The Japan Amateur Radio League (JARL) and JAMSAT, the Japanese amateur satellite organization, are working with the Japanese University Space Engineering Consortium (UNISEC) to send an amateur radio payload to **Venus** as part of the JAXA Planet-C Venus Orbiter

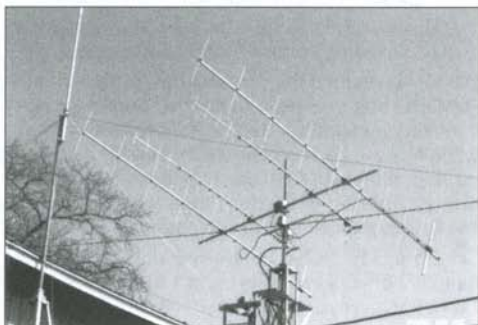
mission planned for next year. According to the AMSAT News Service, UNITEC-1 will transmit a CW beacon at about one bit per second. Hams around the world will be invited to listen for the signal and to help with two major science goals:

1) development of technologies to receive and decode very weak and low bit-rate signals coming from deep space; and

2) development of technologies to estimate the orbit of the satellite and the Doppler shift of its signals based on the received RF signals.

These technologies will be necessary for tracking and receiving signals from satellites in deep space. See more at:

http://unitec-1.cc.u-tokai.ac.jp/en/news_en



JH7PAV 2 yagis

Celebration of Apollo 11 Moon Landing, 40th Anniversary

Celebrating Apollo Missions on the 40th Anniversary of Man's Moon Landing, July 20th 1969. You are invited to the world's biggest space party....ever ! To this celebration party many big dishes up to 40m will be grv on 23cm EME. See more at:

<http://www.echoesofapollo.com>

http://www.parkes.atnf.csiro.au/news_events/apollo11/

<http://www.jamesburgdish.org>

Doppler on 432

Due to the input of Klaus **DJ5HG** I will present a third view on Doppler Shift.

3. This time we count the frequency like a viewer/listener on the moon (Moon RX) will see it. The grv on the moon is for everyone added half on the own doppler effect.

Now we have the following situation:

Two stations will run a sked on 432100,0 MHz

Station A has a dopplershift of +600Hz

Station B has a dopplershift of -800Hz

Station A tunes his TX to 432099,7 MHz

=432100,0 MHz - 1/2*600Hz

So his TX signal will appear at the moon on 432100,0 MHz.

To hear his echoes Station A tunes the RX to 432099,7 + 600Hz = 432100,3 MHz

Station B tunes his TX to 432100,4 MHz

= 432100,0 MHz + 1/2 * 800Hz

So his TX signal will appear at the moon on 432100,0 MHz.

To hear his echoes Station A tunes the RX to 432100,4 - 800Hz = 432099,6 MHz

So both Stations can hear their echoes and on the same qrg they can hear the other station. This situation has all advantages:

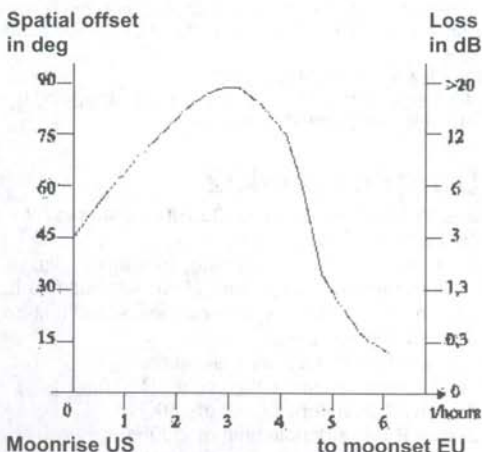
1. The QRG is exact defined and independent from location on earth.
2. Both stations can hear their own echoes and the other station at the same QRG.
3. On random we can use the same RIT adjusting to make qso like on tropo.

Using this method the operator has to tune on both RX QRG and TX QRG, while the doppler changes over the moonpass. Best is to use 100Hz steps while this will be easily heard by ears and on JT is no big deal while it can be seen in waterfall display. Special in JT don't tune while Txing, use the 5 seconds when the computer is decoding.

On 2m this is no big deal, while doppler is not so high, but on 432 we have up to **1 kHz doppler** and I remember several cases where QSOs where nil by wrong doppler compensation from one or both stations.

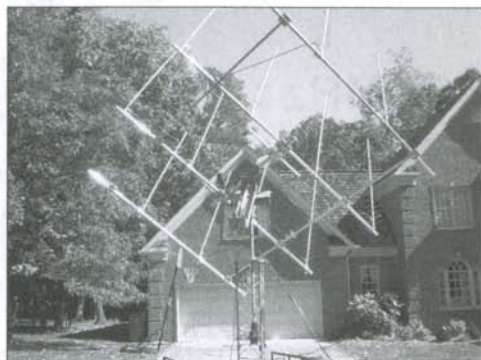
Spatial offset

Here we add a practical example to the spatial offset problem. In the chart below is shown the spatial offset during a window EU-US.



At US moonrise we have 45° offset / 3 dB of extra loss. At half of the window spatial turns to nearly 90° / >20dB of extra loss. At Eu moonset the angle

turns to below 30° / 1 dB loss. Here is the best chance to place a sked if other parameters are fit as well. Europe to the northwest US is much worse, for example my qth to KA7V in Oregon is always >70° / >10dB loss. This makes it very hard for linear polarized stations to complete a qso. Better is the path EU to VK5 where spatial is always below 30° / 1dB loss.



N8CQ 16 yagi portable on trailer with pol. rot.

This antenna above shows how to solve the polarization problem.

Libration

As we saw in last issue libration is a problem on 432. Petros **SV3AAF** has made a libration lunar calendar for 2009 on his homepage:

<http://users.otenet.gr/~pgiogk/sv3aaf/>

As we can see there, we have some weekends with lower libration. We will add this to the lunar calendar 2010 to find the best dates to make our special QSOs.

Best libration weekends for 2009 are:

July 25/26

August 8/9 (near apogee)

August 22/23

Sept. 5/6

Sept. 19/20

Oct. 17/18 but sun close !!

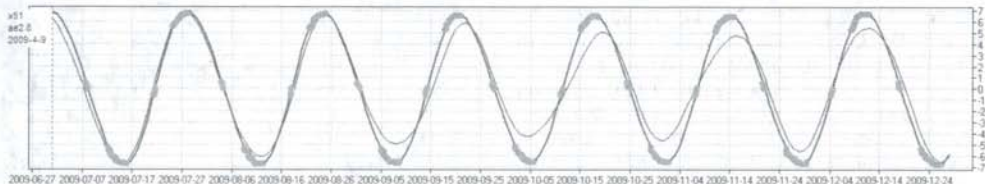
Nov. 14/15

Dec. 12

Libration in latitude variations (thick sine) have showed the greatest effect during the tests from SV3AAF. Libration in longitude variations (thin sine) have not showed significant effect. Anyway for the most of 2009 they almost coincide so it will be more difficult to distinguish for someone that does not have the experience of 2008.

For the moment the most important:

If you make some echo tests of your own for the purpose of libration study please correlate your



This graph shows the lunar libration of the second half of 2009. The peaks at 7 and -7 are the best dates for libration. By SV3AAF!

observations also with lunar declination. At higher positive declinations I expect more clear results of the libration effect highs and lows. Perigee is of lesser relevance and it better be avoided for the purpose of libration tests at second half of 2009 because it doesn't coincide with high moon at northern hemisphere. Audio spectrum waterfall monitor like Spectran can help the observation always along with our good ears. Txn to **SV3AAF** for this info !!

Maybe all of us can check if this fits with own observations. More theory at:
<http://en.wikipedia.org/wiki/Libration>

After we learned about the conditions we will have a look to the station we will use for 432 EME.

We have 3 major things to observe:

1. Preamp & RX
 - 2.1 sensivity & gain of preamp
 - 2.2 good IP3 & filter
 - 2.3 high qrg stability for dig. modes
2. PA & Transmitter
 - 3.1 Power
 - 3.2 losses tx-ant
 - 3.3 qrg & power stability for dig. modes
3. Antenna
 - 1.1 Gain & SWR
 - 1.2 Side lobes
 - 3.3 Losses dipol-relay
 - 3.4 Location
4. Simulation of your system

Minimum requirement for a qso in cw. So far I know the smallest stations used so far were: 15TDJ single long yagi 1K – EA3DXU 2x13w & KW, both were using a good preamp and more then one attempt. 4 yagi to 4 yagi is always easy if pol. is cooperative. In JT its possible to work with 30w and a single medium yagi the bigger stations like 10 or 15m dish.

I would like to hear what was the smallest station so far from little or medium sized stations. What was possible with a single yagi so far ?? Pse let me know that we can publish this next issue.

Most important is the antenna, but I will start with the preamps.

2.1 Sensivity & gain of preamp

Like we will see later on 432 we need sensitive

preamps as close as possible to the antenna. I will not go to deep into the well known theory but the preamps have to fulfill following requests:

- Low noise figure **NF** < 0.5dB
- Good Gain, **G** > 20dB depends on cable loss to RX
- High **IP3** > 10dBm
- Absolute stable **K** > 1
- Maybe a resonator in the input circuit to have a filter function

To be continued in next issue.

1296 & up

by **DL1YMK, Michael**

23cm and up moonbounce, some ideas on how to get started

The idea behind these lines is to get more tropo enthusiasts interested in microwave moon-bounce. There are of course some specific technical differences between a tropo station and an EME set-up, which we will try to highlight. So let us have a look first at 1296 MHz, the first typical microwave EME-band.

Supposed you already have a reasonable tropo station for 23cm (transverter or commercial multiband trx, PA with about 100 W or even more, and a LNA with ideally less than 0.5 dB NF), then you have already made the half way to the moon.

Most likely the highest hurdle to take in the beginning will be to install a suitable dish, fully steerable in azimuth and elevation. The bigger the better of course, but a 3m dia prime focus dish will already put you in a position to work most of the active moonbounce stations on 23cm in CW, but even smaller dishes down to 2.4 m can get you seriously infected with the EME bug. Today, there are kits available for 3m mesh dishes (look in the i-net for PA4FP, OK1DFC, and others).

If your idea is to homebrew a mesh dish and start with a smaller one first (to get your neighbours used to it...), which later you may increase in diameter – when your neighbour is somewhat desensitized or meanwhile has moved out of the place – then take into account to preferably start at a higher f/D (something around 0.5 – 0.6), because your f/D will drop, when you increase the diameter

later on by adding a rim. The f/D should not drop beyond $f/D = 0.3$, because the dish will get too deep to be effectively illuminated by recent feed horn designs for circular polarisation. When covering the dish with chicken wire take care that the mesh holes must be smaller than a tenth of the planned highest operating wave length as a rule of thumb, normally commercial wire mesh at 6 – 8 mm square is a good trade-off between reflectivity and windload. Do not at all underestimate the windload, when planning the rotation system for your new dish. Elevation control actuators (jackscrews) derived from TV satellite reception systems still are a good choice, and for azimuth there are quite a number of heavy duty rotators available for amateur use. Direction finding should be at least capable of 0.5° resolution for sufficient reproducibility, even with a moderate-sized dish having around 6° beamwidth on 23 cm i.e.

Computerized tracking of the moon is a must, a search in the I-net will reveal a number of software solutions for PC's including the necessary interface hardware or even stand-alone solutions without a PC (F1EHN, EA4TX, OE5JFL, K2TXB, DF1SR, VK3UM, the list surely is not comprehensive, just to name a few for a start).

As circular polarisation is standard on the microwave EME bands today, the tropo amateur will have got used to another difference. We need a feed for our dish, which is able to provide both RHCP and LHCP on TX and RX at a time, because unfortunately our signal is reflected an odd number of times, when travelling from the tx feed to the moon and back to the rx feed on mother Earth, hence the polarisation sense is reversed. When doing tropo work, one good quality coax cable is sufficient, as the receive preamp usually has a kind of transfer relay, but for moonbounce we need two separate coaxial lines for TX and RX. The TX cable should be of lowest possible attenuation for microwave, in order not to dissipate too much of our transmit power in useless heat. For the lower microwave bands cellflex cables from the cellphone range, these days available on the surplus market at affordable price levels, are a good choice.

For the RX-line a lower grade cable normally is sufficient, as our LNA preferably mounted directly on the RX-port of the feed horn will produce enough gain (up to 40 dB are feasible with typically two cascaded low noise amplifier stages) to not deteriorate the overall noise figure by long runs of lossy RX-coax cable.

To be continued...

73 Bernd DL7APV



CT1DMK qrv from new QTH -> new initial

Improving Isolation

The secret behind RW3BP's amazing score in the latest 23cm SSB EME contest is the incredible noise performance he has been able to achieve with his system. Sergey has always had excellent noise performance, but he added some new RX improvements for the SSB contest. His Tsys is 2K better and now around 20K. He uses no relay to isolate his LNA at the receive port of his horn even though he is running more than 500 W. He has improved the RX/TX port isolation by using a "coin". The coin is a small metal disk placed inside dual mode section at some distance from horn output. Sergey reports that it is possible to find disk size and position on z-axis to get > 60 dB isolation. The coin is also useful to compensate reflection from feed aperture cover. He uses 2 mm plastic to protect the feed from crow attacks. For previous feeds with a 300 mm aperture, the disk diameter was 35 mm and it was placed 50 mm from cover. For the new RA3AQ feed, it is a 49 mm disk placed 150 mm from aperture. Simulation shows that a small disk has not any effect on horn pattern and S11.



Fig.:
A metal coin in the horn aperture enables >60 dB isolation

6m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

Remarkable Spring Es event from the U.S. to JA

Barry, VE3CDX/W7 reports an early Es opening to Japan on April 23. He is colcated in Las Vegas, Nevada (DM26) and uses an M2 6M7JKV antenna. This is what he hrd:

0640Z UA0 videos in QN19 were 339

0722Z UA0 videos in PN53 peaked 459

0751Z JE7YNQ/B QM07 was 329 and built to 349 in 10 minutes

0812Z JA6YBR/B popped in weak several times - never better than 319 but perfectly readable

Then Hide JR6EXN and Hiro JG3LEB showed up. Nothing from Hiro but both KE7V, Johnny (CN88) and I heard Hide on CW but neither of us worked him. We both heard vids also on 49.753 and .755 which we think were coming from 9M. The signals peaked in that direction for both of us. When those signals were there the UA0 vids were gone and so were the JA beacons. When they faded the UAs and JAs came back. The path was gone for me at 0858Z.

Expeditions & OPs

6W Senegal: T98A is now qrv for about 2 years as 6W1SE from IK14GQ.

8Q Maldives: G0VJG will be qrv as 8Q7CQ from 1 to 15 June on 6m from MJ65RM.

8R Guyana: N3DB, W3CMP, K4RX and AC4TO will be qrv from 16 to 17 July 16 from GJ25 with QRO and good takeoff to EU.

CU Azores Isl.: CT3FN/HB9CRV will be qrv again from CU1 (HM76) and CU5 in July 2008.

ES ES8/DL3BQA ist qrv from 15.-22. June on 6m in SSB. Loc. KO18

FP St. Pierre & Miquelon: FP/K9OT and FP/KB9LIE will be qrv on 6m from Miquelon (GN17) from July 10 to 18.

FY French Guyana: F5TND has moved to FY in July 2008 and will be there for 4 years. 6m with 2 x 5 ele + QRO. Loc: GJ34uw.

HK0 San Andres: K7BV will make another effort from June 17th to 28th as 5J0M with QRO on 6m and hopes to work more EU then. Grid is EK92.

JO96: SM1/DK2ZF is qrv on 6m from July 14 to 27. Grid is JO96CV.

JO98: SM/OZ8ZS will be qrv from very rare JO98 grid from June 16 to 19 on 6m and other bands.

JP...: LA/SM6CMU will be qrv from the end of July to beginning if August from several rare squares from northern LA and SM on 6m.

JW Svalbard: JW/OZ8ABA plans to be qrv on 6m

for about 4 to 5 months in summer 2009 on 6m /MM ON7ARQ/MM will be qrv from May 28 to June 6th between Italy and EA8 on 6m with QRP.

/MM UT1FG/MM continues to be qrv on 6m until the end of June from south and central America.

OZ / JO46: OZ/DG3XA will be qrv from JO46BG in the the IARU Region I Contest on June 20/21 with 3 ele. and 1 KW.

SV5 Kos: SV5/G0TSM will be qrv on 6m from May 20 to June 3 with 100w and 3 ele. Grid is **KM36**.

SV9 SV9/LA9DFA is qrv from May 28 to June 11 on 6m from KM25.

TN Kongo: ex 5T5SN is qrv on 6m now for 3 to 4 years from Brazzaville (J175PR) as TN5SN.

V2 Antigua: W6JKV will be qrv as V29JKV from June 24 to July 3 on 6m with QRO and good takeoff to EU. Grid is FK97.

V3 Belize: W6WTG (V31UR) and N2OWL (V31WL) will be active from Caye Caulker (NA-073), Belize, from July 22-29th. They will be qrv also on 6m with 100w. Grid EK57.

VP2M Montserrat: W5SJ plans to be qrv on 6m starting on July 18.- KB4CRT will be qrv on 6m from June 12 to 19.

VP9 Bermuda: VP9/KF4VTT will be qrv on 6m from June 11 to 17 on 6m. Grid is FM72.

Beacons

8R1(SIX?) GJ25 will go on air in July

9Q1D/B is on 50.021 from KI75 since mid April.

CS5BLA/B is ex CS1RLA/B on 50.076 from IM57.

CS3BSM/B is ex CQ3SIX/B on 50.035 from IM12.

GB3LER/B is back on 50.064 from IP90JD.

HB9EME/B is a new beacon on **50.006 MHz**, running 3W to 1/2 vertical, from JN36KW. This is the shack of HB9HLM and the beacon will be off if he is operating on the band.

OE3XAC/B is a proposal for May 2009 on 50.066 MHz from JN78SB with 10w and 5/8 GP.

ZS6JON/B is a new beacon on **50.050 MHz** from KG33UV, running 50w to a 2 ele beaming north.

Z23SIX/B is a new beacon on 50.002 MHz from KH52ME running 50w to a H-loop.

4m News

Reports, Expeditions, Infos

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ

Spain on 4m

The Spanish 4m experiment on 70.150 and 70.200 MHz (+/- 6 kHz each) ended on April 25th 2009. A last first ever between EA6 and GU was just completed at 23:35z on April 25 between EA6SX and GU8FBO via MS on JT6M.

There has been no activity and QSOs at all from EA9 during this experiment and from EA8 there was only qrv EA8SV/EA8 (IL18) who was able to

make just one MS QSO on April 17 with CT1HZE (IM57) for the first ever EA8 – CT on 4m. It is not know what will happen now regarding 4m in EA. Obviously the EA PTT will get reports from the 4m OPs and decide later on.

Norway on 4m permanently

The 4m allocation in LA from 70.0 to 70.5 MHz should come into effect any day now. LA4AKA from JP99 and LA4ANA from JO59 will be qrv on 4m as soon as possible.

Madeira 4m beacon & OP

By mid May the 4m beacon from Madeira (CT3) was expected to be on air. Call CS3BFM, QRG: 70.163 MHz, IM12, 10w, 4 ele to EU. CT3HF, Duarte, is active again on 4m now from IM12OP and will look for Es contacts this summer.

4m RX activity from NA

Several US station will be active on 4m X-band for EU in summer 2009: K4RV EM70, W1JJ FN41 and K1SIX FN43 and W3EP FN31.

New Station on 4m from DL

DD7PC will be qrv on 4m (69.995 MHz) as DI2AX from JN49AX from June 1 to Nov. 30

4m beacon from OE in summer 2009

There will be a new 4 metre beacon to listen out for, OE5QL from Austria on 70,045 MHz. It has been given an experimental call sign by the Austrian PTT rather than an amateur call since the 70 MHz amateur band is not yet available in Austria. It is licenced to operate from 1 June until 31 August 2009.

Transmission is limited to just 2 minutes per sequence between 04:00 and 19:47 UTC.

Each sequence begins at +00 min, +15 min, +30 min and +45 min past each hour e.g. 04:00-04:02, 04:15-04:17, 04:30-04:32 and 04:45-04:47.

Transmission power is 1W ERP in the first minute of each sequence and 5W ERP for the second minute of each sequence.

If the beacon does not interfere with services outside of Austria, an extension may be possible after August 2009.

Callsign: OE5QL Frequency: 70,045 MHz

Locator: JN78CJ

Height: 840m ASL

Antenna: Half-Wave Vertical

This beacon is located at the shack of OE5MPL, Peter, who also sent this information, tnx!

DUBUS 70 MHz Beacon List 2009 by CT1HZE

Callsign	QRG	Locator	Antenna	Direction	Power	Keeper	Update	Comment
GB3RAL	70.050	IO91IN	Halo	omni	10W EIRP	G0MJW	4/09	
GB3BUX	70.000	IO93BF	2x Turnstile	Omni	20		2/09	CT1HZE
EI4WWH	70.xxx	IO62VE	Omni + yagi	Omni+110	10 to 15	EI2IP	1/08	Proposal
GB3WSX	70.007	IO80QW	5 ele yagi	70	2.25 W		11/08	temp. QRT
J5FOUR/B	70.010	IK21EV	4 Ele	20 deg	20W	J5JUA	2/09	QRV?
OX4MB	70.012	GP47TA	5 ele yagi	90	25	OZ1DJJ	2/09	QRT
GB3BAA	70.016	IO91PS	2 x Dipole	Omni	25		3/09	CT1HZE
SV5FOUR	70.016	KM36XG	Dipole	Omni	3 W	SV5BYR	11/08	CT1HZE
GB3ANG	70.020	IO86MN	3 ele yagi	160	100		4/09	CT1HZE
OZ7IGY	70.021	JO55WM	Big Wheel	Omni	25 W	OZ7IS	5/09	DL8HCZ
ZS6WAB/B	70.025	KG46RC	9 ele yagi	N	30 w	ZS6WAB	2/09	ZS6WAB
GB3MCB	70.025	IO70OJ	2 ele	45	70w	G3YJX	5/09	
GB3CFG	70.027	IO74CR	2x3 ele yagi	45 + 135	20		5/09	CT1HZE
S55ZMB	70.029	JN76VK	4 ele yagi	310	5		12/08	CT1HZE
G4JNT/B	70.031	IO80UU	Dipole		0.6	G4JNT	8/08	CT1HZE
9A0BFH	70.031	JN85JO	Dipole		4 w		4/09	Proposal
OY6BEC	70.035	IP62OA		SE	25	OY3JE	2/09	QRT
SV1FOUR	70.040	KM27AW	yagi	NW	5	SV1DH	5/09	
OE5QL/B	70.045	JN78CJ	1/2 lamda V	Omni	10 W	OE5MPL	5/09	1.6.-31.8.
GB3RAL	70.050	IO91IN	Halo	Omni	10W EIRP	G0MJW	5/09	
GW3MHW	70.070	IO82IP				GW3MHW	5/09	qrt in winter
IOJX/B	70.088	JN61HV	5/8 vertical	Omni	6 W	IOJX	5/09	QRT
LX0FOUR	70.161	JN39AV	yagi	W	10	LX1FX	5/09	DL8HCZ
CS3BFM	70.163	IM12OR	4 ele	NE	10 W		5/09	Proposal
CU8B	70.165	HM49KL	Dipole		20	CU8AO	11/08	QRT
CS5BFM	70.166	IM59RD	Loop	Omni	10	CT1AAR	5/09	CT1HZE
ZD8DUB	75.300	II22TB	3 ele yagi	335	7	ZD8I	2/09	operational!
70M1BVC	70.012	JN87FI	2 ele	NW		HG1BVC	8/07	QRT
5B4CY	70.113	KM64FT	6 ele yagi	315	10	5B8AV	5/09	QRT

News & Comments

Editor: Joachim Kraft, DL8HCZ
info@DUBUS.de

Expeditions and DX

Microwave activity on Atlantic Ocean or Grande Bleue goes West

From June 18th to 28th there will take place a major Microwave activity event on the Atlantic coasts of Portugal (CT), Canary Islands (EA8), Cape Verde (D4), Spain (EA7) and Marokko (CN). There will be activity from 23cm to 24 GHz and it will be attempted to make several first ever QSOs between the involved countries. A full reports about the results will be published in next DUBUS issue.

EME from Andorra: C37DXU

EA3BB will be qrv on 2m and 70cm EME from Andorra JN02SK with the call C37DXU: 2m from 22 to 25 July and 70cm from 26 to 27 July. May be F6DRO will join for 10 GHz RS.

Northern Ireland on EME on 4 bands!

MI/DL1YMK, Michael and Monika will be qrv in the last week of May from IO74DU on 70, 23, 13 and 9cm with full legal output on CW EME. On May 30/31 they will be active on 23cm in the EU EME contest. In case they find a light 2m PA may be also this band will be activated.

Thailand on 2m EME

Karsten, DL2LAH, ist qrv on 2m EME as HS0ZIL from OK16BQ for longer periods again in 2010 with 2 x 10 ele.

Nigeria on EME

DL3OCH is qrv now on 2m, 70cm and 23cm EME as 5N0EME from JJ38QX. He will stay there until mid July. So far >100 stns were wkd on 2m, 3 on 70cm and 12 on 23cm.



Tanzania on 2m EME

DL2NUD and DL9MS are qrv on 2m EME until June 2nd from grids KI93 and KI94. Calls are 5H1HP and 5H1MS. Rig: 24 el xpol and 1KW. 6m also, but no EME.

40 Montenegro Expedition

4O/PA2CHR, PE1LWT + PA3FPQ will be qrv from Mai 29 to June 4 on 6m, 2m and 70cm from JN92HJ. EME and MS. 2m with 4 x 8 ele xpol and 1KW, 70cm with 4 x 16 ele.

New 2m OP from Azores

CU1EZ is a new 2m SSB Op from Azores, HM76KW, with 100w and 9 ele Yagi.

EME from Middle East

Frank, DL8YHR, plans to be qrv on 2m EME with 2 x 12 Ele and 1KW (and 70cm EME) from about July 24 for a few days from a rare DXCC in the Middle East.

PP2KR EME plans

PP2KR from GH53IG is currently building an EME station for the bands from 2m to 13cm.

GM0KZG Info

GM0KZG writes: I am presently working on the Fishery Protection Vessel Jura, working around the north of Scotland - JP00, JP10, IP91,81,80 & 90 most of the time. I work 3 weeks on/off. No plans yet to install my radio gear, but if this changes, I will send you an email. 73, Andy - GM0KZG

RZ6DD/MM News

Alex (ex RW1ZC) is qrv now as RZ6DD/MM off the ZS coast until November. He runs 100w to a long yagi on 2m and hopefully will try also 6m again.

More expedition bits

IP90 GM6VXB/p plans to be qrv from Shetland Isl. several times in the next months on 2m, 23cm and may be 10 GHz.

JN56 IN3/DD0VF is qrv from July 3 to 7 from a superb QTH with free take of to DL on 2m mit 100w + 7 Ele.

JN60 IC8/IK0BZY will be qrv from May 23 to 26 on 2m via FSK MS and may be also on 4m if licence is granted. Grid is JN60WR. Rig on 2m is 120w + 4 ele yagi. 144.370 / 347 MHz. BZY first.

JN72 IL7G is qrv from May 30 to June 2 on 2m and 6m from Tremiti Isl. QSL via IW7EBE.

JO34 DG7TG etc. will be qrv on July 4./5. and September 5./6. from JO34we in the 2m contests. Another 2m activity is planned for July 7th in the NAC and from August 11 to 16 in the Perseids for 2m FSK-MS. Possible callsigns are DR3M, DAOHEL & DCOAC.

JO73 DL7YC/p will be qrv from his new second QTH in JO73BX on 2m to 10 GHz on several occasions.

JO74 OZ1DOQ/p will be qrv from JO74MX from Bornholm on 2m and 4m digital MS during Persids.

JO96 SM1/DK2ZF will be qrv from July 14 to 27 on 6m, 2m, 70cm, 23cm + 13cm. Incl. FSK-MS. Loc.: JN96CV

JO98 OZ8ZS plans to be qrv from June 16. to 19. from JO98AX on 6m and on 2m via FSK-MS.

JP... LA/SM6CMU will be qrv again on 2m via FSK-MS in the end of July to beginning of August from rare squares in northern LA and SM. Also 6m.

KQ10, 11, 20, 21 OH6ZZ plans to be qrv from August 10. to 15. from OH9 area on 2m via FSK-MS and EME with 4 x 9 ele and 1 KW.

Beacons

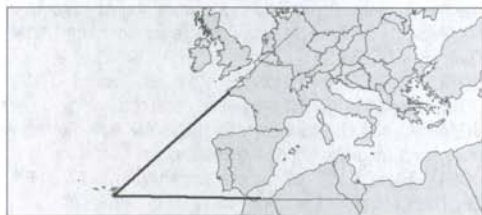
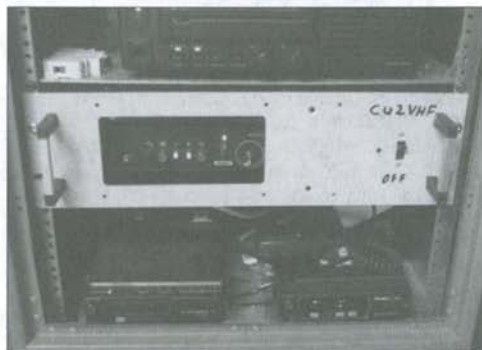
New 2m Beacon CU2VHF

Since the beginning of April the new 2m beacon CU2VHF is on air from Azores Islands, HM77DT, on 144.401 MHz. The beacon is running 30w to a 7 ele Yagi beamig 70 deg. The

QTH is excellent on 873 m a.s.l. and free into all directions. The beacon produces strong MS reflections in Portugal some 1500km away and should be a very good indicator for Tropo and Es in summer 2009. TNX to DF7KF for supplying the TX hardware and to CU2JX for erecting it!



CU2VHF antenna and beacon rack



3 dB beamwidth range of CU2VHF on 2m

2m Beacon from Malta

9H1LO plans to switch on a 2m beacon on 144.495 MHz with 50w and a halo from JM75GV for the summer Es season. The callsign will be 9H1LO/B.

2m Beacon from Madeira

The CS3DUB 2m beacon is QRT for callsign change to CS3BRM. QRG is 144.420 MHz from IM12OR with 10w and 6 ele to EU. Another group on the island also plans a 2m beacon there with the call CS3BTM.

2m Beacon from OX planned

Thanks to DF7KF for the hardware and OZ1DJJ for transport

and installation there is the possibility that there will be a 2m beacon qrv from Greenland from summer 2009. The callsign will be OX3SIX (yes!) and QRG 144.419 MHz running 25 w to a 4 ele Yagi (sponsored by DUBUS) from HP15EO. QRB to OY is 1500km, to western GM 1800 to 2000 km, to EI 2100km, to western LA 2150km, Shetland Isl. 1900km



3dB beamwidth range of OX3SIX on 2m

Beacon News from Belgium

A new Belgian 24GHz beacon **ON0GHZ** (JO20KV) went on air in April on 24048.050 (GPS locked). 500mW to 2 x 12 slot.

ON0VRT, JO20CS, on 1296.949MHz is operational.

ON0GHZ on 2320.972MHz is on from JO20KV with 1 W and 2 x 8 slot. **ON0RUG** is ready for 13cm and will be QRV soon.

ON0GHZ 5760.975MHz is off for repair.

ON0AZ 10368.875MHz should be operational.

ON0RUG 10368.890MHz is QRV again from JO11UB and will be ready on 24 GHz also soon.

ON0GHZ on 10368.975MHz will be added this year.

More beacon news

ED2YAC is a new beacon from IN83RD on 144.473 MHz running 10w to a 2 ele to 10 deg from 1016 m a.s.l. This beacon is also on air on 432.473 MHz with 1W and 2 ele.

ED7YAD a new beacon from IM76QO on 144.415 MHz with 10 w and omnidirectional antenna, 920 m a.s.l. is a proposal.

GB3MLE from IO93EO is QRT for ever on 70, 23 & 3cm.

GB3PYS from IO82HL is QRT for ever on 13cm.

GB3ZME will be on air soon from IO82RP on 2320.910 MHz.

YO8VHF is a new beacon from KN27OD on 144.444 MHz running 0.1/1W with a J pole from 2021m a.s.l.

YU1DGH is a new beacon on 144.450 MHz from KN03WH running 1 W.

DUBUS Beacon Lists updated

The online DUBUS beacon lists for 4m, 6m and 2m on the DUBUS web portal were updated completely in April 2009 with many corrections and new beacons. We are sure that these are the most detailed and correct lists that you find.

URL: <http://portal.dubus.de/>

News

Earth-Venus-Earth Bochum 2009

On March 25th, 2009 a team from the German space organisation AMSAT-DL reached another milestone on its

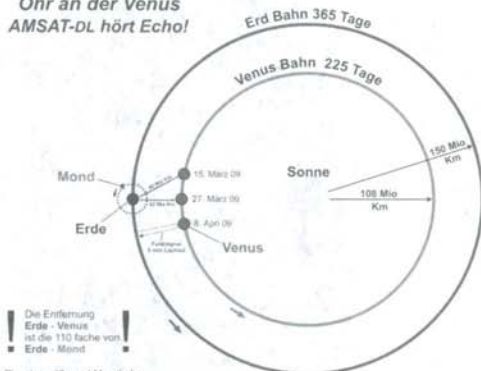
way to an own interplanetary probe towards planet Mars.



DJ4ZC with the feedhorn for 2.45 GHz

The ground station at the Bochum observatory transmitted radio signals to Venus. After traveling almost 100 million kilometers and a round trip delay of about 5 minutes, they were clearly received as echoes from the surface of Venus. Receiving planetary echoes is a première in Germany and Europe. In addition, this is the farthest distance crossed by radio amateurs, over 100 times further than echoes from the moon (EME reflexions). The TX on DL at 2.45 GHz used a Magnetron YJ1191 with 6 KW out and the Bochum dish has a diameter of 20m.

Ohr an der Venus AMSAT-DL hört Echo!



The 20m dish in Bochum

Involved radio amateurs are: Hermann Hagn (DK8CI), Karl Meinzer (DJ4ZC), James Miller (G3RUH), Achim Vollhardt (DH2VA), Max Münich (DJ1CR), Freddy de Guchteneire (ON6UG), Wolfgang Büscher (DL4YHF), Michael Lengrüsser (DD5ER), Hartmut Päsler (DL1YDD). Congratulations to all for this success!

MMMonVHF and DUBUS

144 MHz Meteorscatter Sprint Contest 2009

The second edition of the 144 MHz MS Sprint Contest will take place on **August 12th 2009 from 00:00 to 23:59 UTC**.

Logs must be sent by September 15, 2009 via email to: mssprint@mmmonvhf.de Subject: MSSPRINT "CALL"

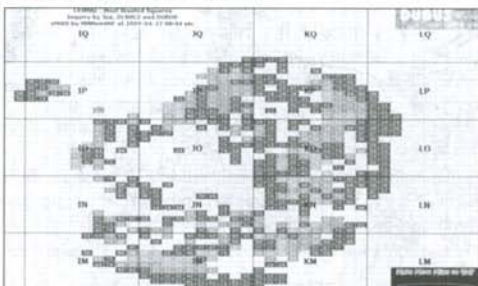
There are now 3 sections: QRP <= 1.5 KW ERP, QRO > 1.5 KW ERP and Vintage for SSB/HSCW MS.

Modes: FSK MS, SSB MS, CW MS, random or sked. Points are the kilometers that were worked and the total score is the sum of all km. Full details are on www.MMMonVHF.de

eMWS

The most wanted square survey is taking place now only online but continuously on the MMonVHF portal. You can check the latest results daily on www.MMMonVHF.de

Latest Top 10 on 2m are: KO42, JM57, KO32, JM37, JM47, KO41, JM36, JM46, KO30, JP65.



Latest eMWS Map for 2m

Pacific Tropo Report 2008

K6QXY, CM88QL, reports for the 2008 Tropo season between California and Hawaii (KH6HME beacon BK29MN) over 3750km:

2008 was not a good year but here is what I logged:

June

12 KH6HME/B 432 @ 0300Z 1st of season
19 432 @ 1858Z
20 432 @ 0130 & 144 @ 0400Z
25 KH6HME/B "s 0000Z 144, 432, 1296 (strong all 599+)
25 144, 222, 432, 1296 @ strong @ 0400Z
25 @ 0000Z 144, 432, 1296 strong

July

10 144, 432 @ 2300Z
12 144 @ 1500Z
25 144 @ 0251

September

7 144, 432, 1296 1800Z strong
17 144, 432, 1296 @ 0300Z

Only a few good openings, most weak. 73 Bob, K6QXY

Dates

French Journees d'Activite (JA)

The French Microwave Activity days on 23cm and up take place from Saturday 17:00z to Sunday 17:00z on

May 30 to 31

June 20 to 21

July 25 to 26

August 29 to 30

September 26 to 27

October 24 to 25

On July 12th there will be a special event in the morning on 5.7 and 10GHz for Scatter on Mont Blanc.

Nordic VHF/UHF/SHF Meeting in June

The next 31. Nordic VHF/UHF/SHF Meeting will take place from June 12 to 14 at the Örebro Sändaramatörer (SK4BX) in Knottebo, Sweden (JO79MA). Info: www.vhfmeeting.sk4bx.se

UKW-Tagung Weinheim 2008

The next 54th Weinheim VHF-Meeting will take place in Bensheim/Weinheim on **September 12/13 2009**. For more info see www.UKW-Tagung.com

5th International Congress for Radio Astronomy

On the 4th 5th & 6th of September the 5th International congress for Radio astronomy is going to be held at the University of Applied Science in Heidelberg Germany, the Scientific board had agreed this year to allow a small number of dedicated radio amateurs to attend. As this is a scientific congress attendance is possible by application only to ERAC Congress attendance, Ziethenstr. 97, 68259 Mannheim, Germany, Phone: 0044 (0)621 794597.

In this application you should state your interest in Radio Astronomy for Review, if you would be interested in holding a lecture please write a short description, deadline for papers July 2009.

Peter Wright Phd, DJ0BI erach@aol.com URL www.eracnet.org

Yorkshire Microware Roundtable

takes place in Finningley / England on July 11/12. More info on the web: www.g0ghk.co.uk/table.php

Crawley Microwave RT

The Crawley Microwave Round Table will take place on Sunday 13th September 2009.

EUMW - European Microwave Week 2009

takes in Nuova Fiera di Roma, in Rome/Italy from September 29 to October 1.

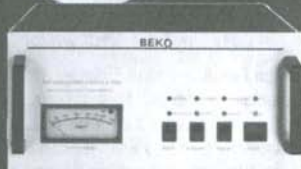
Redaktionsschluss für Aktivitätsberichte und redaktionelle Beiträge für DUBUS 3/2009 ist der 1. August 2009.

Deadline for reports etc. for DUBUS 3/2009 is August 1st 2009

Please keep sending YOUR reports, articles and comments! THANK YOU!

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

23cm +13cm 200 Watt Power Amplifier in LD-MOS-Technik



Gehäusedeckel
abgenommen

! NEU ! 10 MHz GPS-Frequenznormal



ID-Elektronik GmbH

Entwicklung, Herstellung und Vertrieb von elektronischen
Baugruppen, Bauteilen und Serengeräten

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 9001:2000

OCXO für GHz - Anwendungen



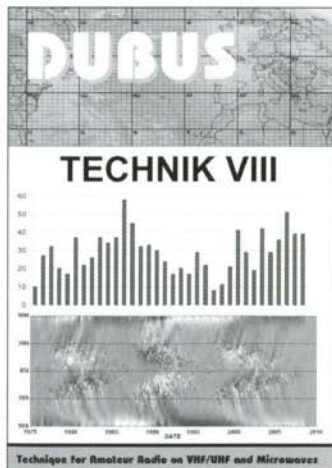
Frequenzbereich: 90 ... 130MHz
Standardfrequenzen ab Lager

POWER & SWR Meter



Frequenzbereich V1: 1,8 ... 54 MHz
Frequenzbereich V2: 2m + 70 cm
Frequenzbereich V3: 2m + 70cm
+ 23cm + 13cm

NEW! NEW! NEW! DUBUS Book TECHNIK VIII



The new DUBUS Technik book 8 is available now. Size and number of pages is the same as with the previous books. On 390 pages you find the technical articles from DUBUS Magazine from the years 2006, 2007 and 2008. Some corrections and additions have been made.

The price for the book is again 25.00 Euro incl. shipment for DL and EU. Price for overseas airmail is also 25.00 Euro or 30.00 USD.

You can find the contents page on the DUBUS website at www.DUBUS.org You may order directly from DUBUS DL or via your local distributor. See also order form on page 3 in this issue. You can pay by money transfer to our bank account or sending cash via mail. No credit cards, no paypal, sri! Requests and orders please to

funk-telegramm@t-online.de or

DUBUS, Grützmlenweg 23, D-22339 Hamburg

www.DUBUS.org www.DUBUS.de info@DUBUS.de

The Ultimate High End Transverter

TR 144 H +40



New features

- Additional input for 10 MHz reference frequency
- Automatic activation of PLL if external 10 MHz signal is supplied
- Switchable IF-port configuration (one common RX/TX port or two separate ports for RX and TX)
- Switchable IF input power ranges (1 ... 50 mW or 60 ... 1000 μ W)
- TX power control on the front panel

**Please visit us at the
HAM Radio in Friedrichs-
hafen, we are looking forward
to see you.**

Stand A1-310

Over 25 years of experience in development of new transverter technologies led to this masterpiece of VHF technology.

Implementing technological innovations and expertise in a timely manner and combining them into a state-of-the-art product is a thing we have succeeded in doing in a very impressive way.

It's a challenge for us to extend the limits of what is technically feasible and to put this into our products. Ranking first worldwide and improving our products continuously are a matter of course for us.

Technical data

RF range	144 ... 146 MHz
IF range	28 ... 30 MHz
IP3 out	typ. +40 dBm
RF output power	25 W
IF input power	0.06 ... 50 mW
RX gain	typ. 25 dB
Noise figure @ 18°C	typ. 1.2 dB
Supply voltage	13.8 V DC (12 ... 14 V)

KUHNE electronic

MICROWAVE COMPONENTS

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

More information on our website: www.DB6NT.de