

47 GHz EME – Past and Future – eine Machbarkeitsstudie

Manfred Plötz, DL7YC, dl7yc@snafu.de; Klaus Ollesch, DC7KY

Im 2009 wurde auf der EME Konferenz in Florenz/Italien von Al, W5LUA, über 47 GHz EME QSOs und Versuche in den Monaten Januar und Februar 2005 berichtet; also vor genau 14 Jahren!!!

Daran beteiligt waren Al, W5LUA, Gary, AD6FP, Will, W0EOM, OMs der Clubstation der Stanford University W6YX und Sergej, RW3BP.

Später im Jahr 2005 stieß dann noch Barry, VE4MA, dazu. Zwischen vier Stationen wurden QSOs getätigt. Nach unserer Information gab und gibt es seitdem keine weitere 47 GHz EME Aktivität mehr!!!

Das hat Klaus, DC7KY, und mich, DL7YC, veranlasst, sich mit diesem Thema intensiver zu befassen.

Was braucht man?

Zuerst mal ist ein wenig Messtechnik hilfreich. In der Vergangenheit hat sich immer wieder bei den sehr erfolgreichen, 24 GHz Versuchen herausgestellt, dass das Messen von Return-Loss-Werten (VSWR) ungemein hilfreich, bzw. unumgänglich ist.

Bei 47 GHz gestaltet sich dieser „Wunsch“ schon etwas komplizierter, da es nur sehr wenige 50 GHz Messbrücken in Amateurbesitz gibt. DL7YC hatte das große Glück aus dem Nachlass von DG0VE eben so eine Brücke (HP 85027D) der Firma Agilent zu ersteigern.

Das nächste Problem ist einen geeigneten skalaren Netzwerk-Analysator zu finden, weil der Versuch die HP/Agilent-Brücke mit einem Wiltron-Analyzer zu „verheiraten“ bei DL7YC leider nicht erfolgreich war. Ältere, voll funktionsfähige HP-Geräte werden aber immer wieder (z.B. eBay) zu halbwegs erschwinglichen Preisen angeboten.

Der Messplatz benötigt natürlicherweise auch einen Sender, der hier mit einem HP8350 in Verbindung mit einem 26.5 GHz Einschub abgedeckt wurde. Ein Frequenz-Verdoppler von DL2AM erzeugte das benötigte 47 GHz (+/- 5 GHz) Eingangssignal für die Messbrücke.

Nach erfolgreichem Zusammenbau und Test öffneten sich damit erstmals die „elektronischen Augen“ in den 6.4 mm Wellenbereich.

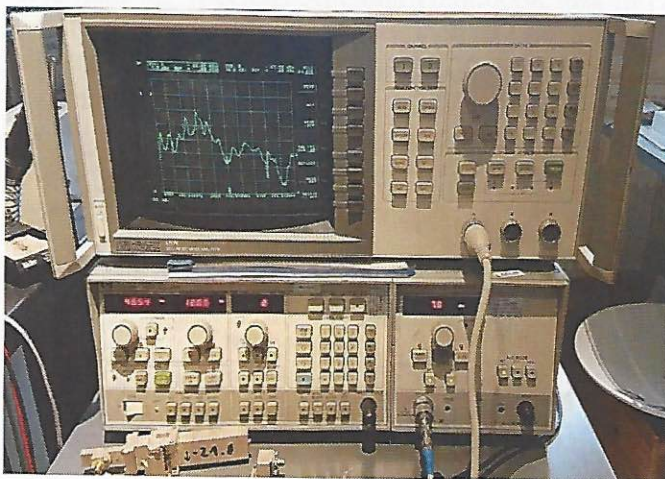


Bild 1: 50 GHz Netzwerk-Analysator Messplatz

In obigem Bild sieht man den Verlauf der Verdoppler-Ausgangsleistung von 42.5-54.5 GHz. Durch Normierung im Analyzer kann die Welligkeit durch Verrechnung egalisiert werden und man erhält eine „glatte“ Referenzlinie in diesem großen Frequenz-Bereich. Der resultierende Dynamik-Bereich ist dann immer noch größer 30 dB!



Bild 2: 50 GHz Messbrücke mit Ansteuerung 23.5 GHz/200 mW Verstärker und DL2AM 23.5/47 GHz Verdoppler. Der HF-Eingang der Brücke ist über einen selbstgebaute, abstimmbaren Rundhohl-Leiter/K-Buchse Übergang angeschlossen.

Parabolspiegel

Im Jahr 2005 wurden von den beteiligten Amateuren Prime-Focus und Offset-Focus Spiegel bis 2.4 m Durchmesser benutzt. Dabei ergaben sich Werte für die Messung des Sonnenrauschens bis maximal 7.1 dB (@ 5 dB NF des Vorverstärkers).

Erstaunlicherweise waren nicht die größten Spiegel die Antennen mit dem höchsten Gewinn, sondern, logischerweise, die Antennen mit der genauesten Form. Aber das kennen DC7KY und DL7YC ja schon aus leidvoller Erfahrung bei 24 GHz!

Es ist auch nicht NUR die Präzision der Parabolform, sondern es kommt mit steigender Frequenz immer mehr auf den RMS-Wert (in mm) der „Rauigkeit“ der Oberfläche an. Der 24 GHz-Spiegel von DL7YC hat einen gemessenen RMS-Wert von < 0.5 mm, was nach Ruze's Gleichung (11) bei 47 GHz einen Verlust von 4 dB!!! addiert. Bei aktuellen 24 GHz beträgt der Verlust gegenüber dem IDEAL nur < 1 dB...

Man sieht daran: Auf beide Parameter, Genauigkeit der Form UND der Oberfläche, muss höchstes Augenmerk gerichtet sein. Nicht von ungefähr benutzen die „Profis“ unter uns bei 122 GHz „aus dem Vollen“ gedrehte Parabolreflektoren!

Die nachfolgende Tabelle von VE4MA zeigt die großen Performance-Unterschiede:

Call			Description	Sun Noise (dB)	Comments
W5LUA	15 inch	38 cm	Prime Focus	1,4	Designed for 39 GHz
W5LUA	24 inch	0,6 m	Prime Focus	2,5	Designed for 39 GHz
VE4MA	4 ft	1,2 m		3,6	Original
W0OEM	2 ft	0,6 m	Benchmark Reference	4,1	Benchmark Reference
VE4MA	6 ft	1,8 m	Offset	5,0	
AD6FP	3 ft	0,9 m	Precision (95 GHz)	5,2	Poor illumination
W5LUA	10 ft	3,9 m		5,7	24 GHz EME dish
VE4MA	4 ft	1,2 m	Offset	6,4	Foil added
VE4MA	8 ft	2,4 m	Offset	6,9	24 GHz EME dish
VE4MA	4 ft	1,2 m	Offset	7,1	Foil + Round Head Bolts

Tab. 1: Sonnenrausch-Werte verschiedener Spiegel im Vergleich (aus 2004)

Hierbei wird deutlich, dass wenn VE4MA auch den Versuch unternommen hätte, den 2.4 m Offset-Spiegel mit Folie zu belegen, evtl. „Spitzen-Ergebnisse“ erzielt worden wären.

Die Unterschiede des 1.2 m Offset Original (3.6 dB Sun noise) zum modifizierten 1.2 m Endprodukt (7.1 dB Sun noise) sprechen ihre eigene Sprache. Es lohnt sich also an dieser Stelle zu investieren.

In persönlichen Gesprächen mit Gary, AD6FP und Sergej, RW3BP auf der EME Konferenz 2018 konnten sie sich bei späteren Messungen an einem NF-Wert der benutzten Vorverstärker von 4.3 dB?, an 7.5 dB Sun noise und ca. 1 dB Moon noise mit einem 1.8 m Prodelin-Spiegel erinnern. Diese Werte erscheinen für den damaligen Stand der Technik sehr hoch und müssen angesichts der in der Zwischenzeit erfolgten technischen Entwicklung seit 2005 aber insgesamt noch mal verifiziert werden.

Mit diesem Wissen haben wir einen Hersteller gebeten seine Pressformen auf die entsprechende Genauigkeit bei 47 GHz zu überprüfen. Da er in 2018 sowieso gerade vor hatte 2.4 m große Zylinderparabol-Reflektoren mit einer eigens dafür erstellten optischen Messeinrichtung zu überprüfen, passte unser Wunsch gut in die Planung.

Diese Präzisions-Spiegel werden auf dem Werkzeug für 3 m Reflektoren hergestellt und sind daher besonders genau. Ein RMS Wert von ± 0.1 mm wird angestrebt. Die genaue Bedeutung wird später gesondert erklärt. Dieser vom Hersteller zu vermessene Spiegel hat 2400 mm Durchmesser und eine Focuslänge von 1200 mm (f/D 0.5).

Das Verfahren zur Vermessung dieser Reflektoren ist die sogenannte Photogrammetrie:

Bei der Photogrammetrie werden markante Punkte (Tracking-Punkte) auf einer Textur, also einem Bild/Foto genutzt. Wenn man ein Objekt aus verschiedenen Perspektiven fotografiert, dann können diese Punkte in einem dreidimensionalen Raum zugeordnet werden. Wenn man zur Gewinnung der Daten mit mehreren Kameras rund um ein Objekt „geht“ und von allen Richtungen Aufnahmen macht, lässt sich auf diese Weise später aus einer Punktwolke das finale Ergebnis gewinnen. Aus diesem Datensatz kann mithilfe höherer mathematischer Formeln die Topologie des 3D-Objektes mehr oder weniger gut berechnet werden. Je mehr klare Trackingpunkte auf einem Bild erfasst werden können, desto höher wird die Aussagekraft der Punktwolke.

Und natürlich kann in der finalen Berechnung die Punktwolke zu einem geschlossenen Modell berechnet werden. Anschließend kann das Objekt zur weiteren Bearbeitung oder zur endgültigen Verwendung exportiert werden. Ein Vorteil im Vergleich zu Laser oder Structured-Light Scan-Verfahren ist, das man bereits eine echte Textur auf dem Objekt hat.

Feed-Horn (W2IMU - Offset-dish / VE4MA Super-Feed-Prime-focus)

Wie man im W1GHZ Antenna Handbook und in (12) nachlesen kann, bedarf es für ein f/D von 0.5 eines speziell dimensionierten Feedhorns. Für einen Zylinderparabol eignet sich ein VE4MA Horn mit schmalem Rand. Spätestens jetzt kommt die oben erwähnte Reflektionsbrücke zu ihrem Einsatz. Bestimmungsgemäß muss das Feedhorn einen Hohlleiter-Ausgang (WR-19 oder WR-22) haben, damit es direkt auf den RX/TX Umschalter geschraubt werden kann.

47 GHz W2IMU "Large Diameter" Feedhorn

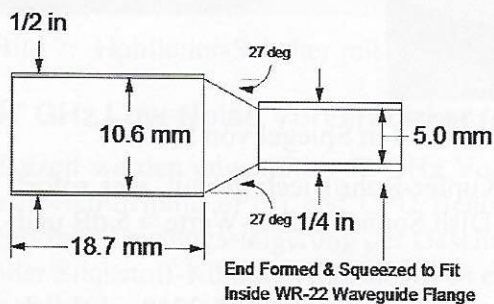


Bild 3: 47 GHz W2IMU Horn komplett

47 GHz "Large Diameter" W2IMU Feedhorn Transition Section

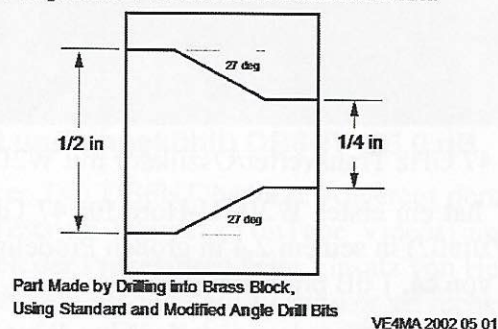


Bild 4: Moden-Wandlungs-Bereich des W2IMU Horns

Die Übergangssektion, die den zweiten Mode erzeugt, wird hier noch mal gesondert dargestellt. Die Genauigkeit der Einhaltung der Maße sollte besser 0.1 mm sein – bei 47 GHz ist eine Genauigkeit von 2 -3 Hundertstel mm anzustreben.

Nachfolgend ist ein „normales“ Coffee-Can-Feed mit einem $\frac{1}{4}$ Wellentransformator auf WR-19 Hohlleiter dargestellt. Das Design des W2IMU-Horn ist noch in Erprobung...

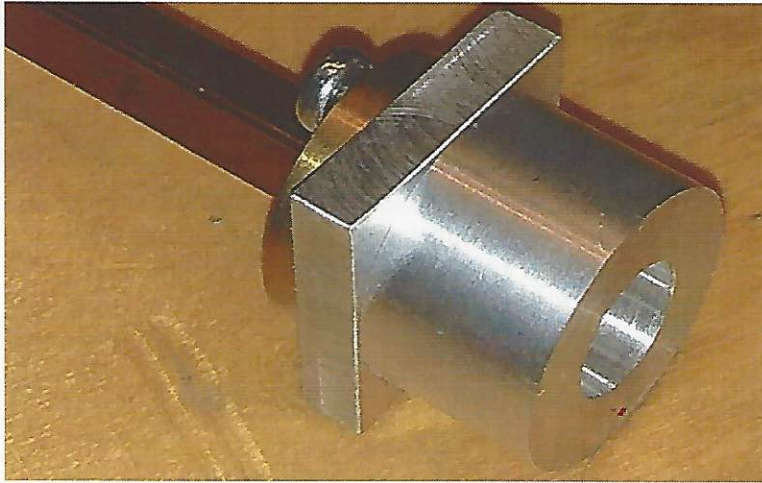


Bild 5: Zylindrisches Feedhorn für ein f/D von 0.7

Erste „Blindversuche“ ohne Benutzung des Netzwerkanalysators waren wenig erfolgreich. Das Feedhorn sollte mindestens eine Reflektionsdämpfung (VSWR < 1.2) von 20 dB aufweisen, damit a.) der Vorverstärker nicht schwingt und b.) die gemessenen NF Werte auch in den praktischen Betrieb übertragen werden können.

Da noch nicht endgültig feststeht wie der Primefocus-Spiegel erregt werden soll (im Focuspunkt oder als Cassegrain-Setup), werden Feedhörner für unterschiedliche f/D von 0.4-0.7 berechnet, gebaut und am Messplatz optimiert.

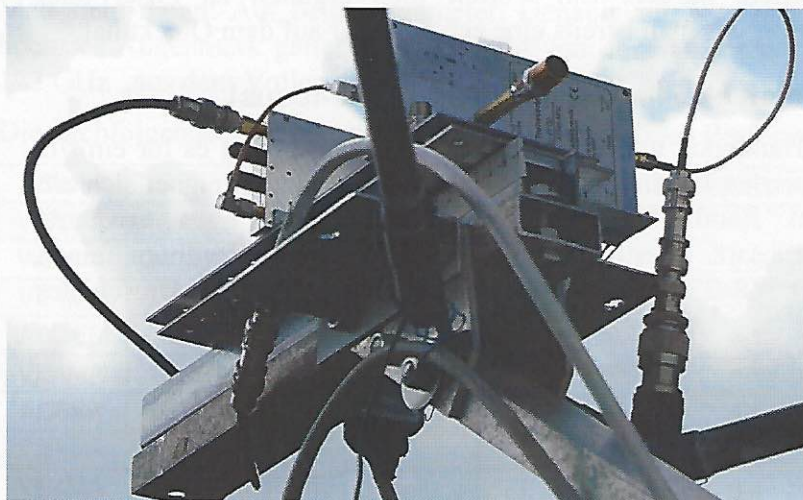
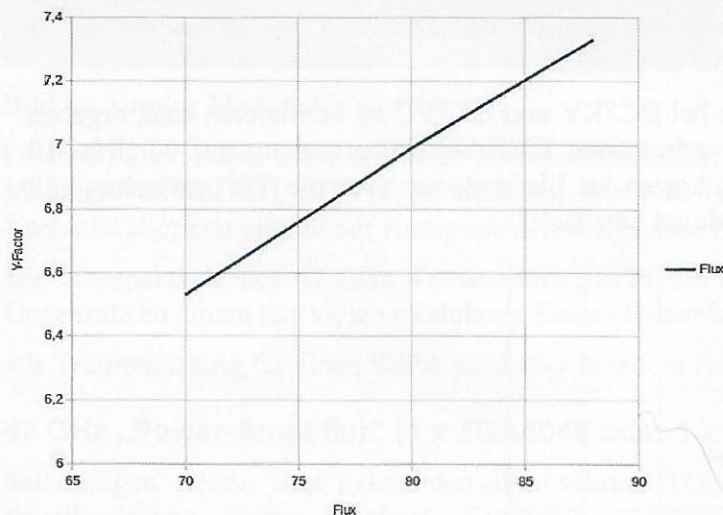


Bild 6: 47 GHz Transverter/Oszillator mit W2IMU Feed im 2.4 m Spiegel von DC7KY

DC7KY hat ein erstes W2IMU-Horn für 47 GHz aus Kupfer-Rohr/Blech gebaut, was sofort (durch Zufall?) in seinem 2.4 m großen Prodelin Offset-Dish Sonnenrausch-Werte > 5 dB und ein G/T von ca. 1 dB produzierte.

Dabei ist zu beachten, dass sich der Flux-Wert der Sonne zwischen 2004 und 2018 erheblich verändert hat. In der Tabelle 2 wird die Abhängigkeit des Y-Faktors (Faktor der Rauschleistung Sonne/„kaltem Weltraum“) für die Fluxveränderung von 70 (2004) bis 88 (2018) anschaulich dargestellt.

Daher sind die in 2004/2005 gemessenen Werte nur bedingt mit der heutigen Situation vergleichbar und in 2019 wird man mit Sicherheit niedrigere Werte messen. Die Empfindlichkeit der Station wird davon aber nicht beeinflusst, nur die angezeigten Werte werden eben kleiner sein.



Tab. 2: Veränderung des Y-Faktors bei Änderung des FLUX-Werts der Sonne

WR-22 Hohlleiter-Schalter (Profiversionen von FLANN Microwaves oder Millimeterwave Products)

Mechanische Rotations-Hohlleiter Umschalter für 47 GHz sind sehr komplex, wenn eine entsprechende Entkopplung (>60 dB) zwischen TX und RX erreicht werden muss. Ein Selbstbau ist hier nicht wirklich angeraten.

Für die 47 GHz Tropo-Station mit 1.3 Watt benutzt DL7YC einen I3OPW Umschalter, der aber (mit etwas höheren Verlusten) nach einem völlig anderen Prinzip arbeitet.

Die professionellen WG-Schalter sind meist mit einem Schrittmotor versehen und bedürfen einer speziellen Elektronik zur Ansteuerung der Umschaltung.

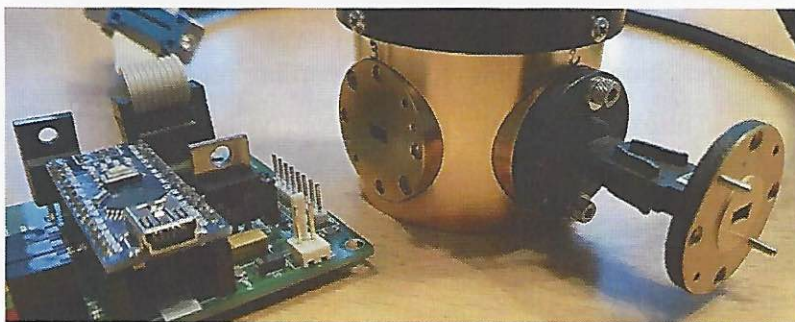


Bild 7: Hohlleiter-Schalter mit Ansteuer-Elektronik

47 GHz Low-Noise Vorverstärker (gekühlt und ungekühlt) DB6NT < 5.0 dB

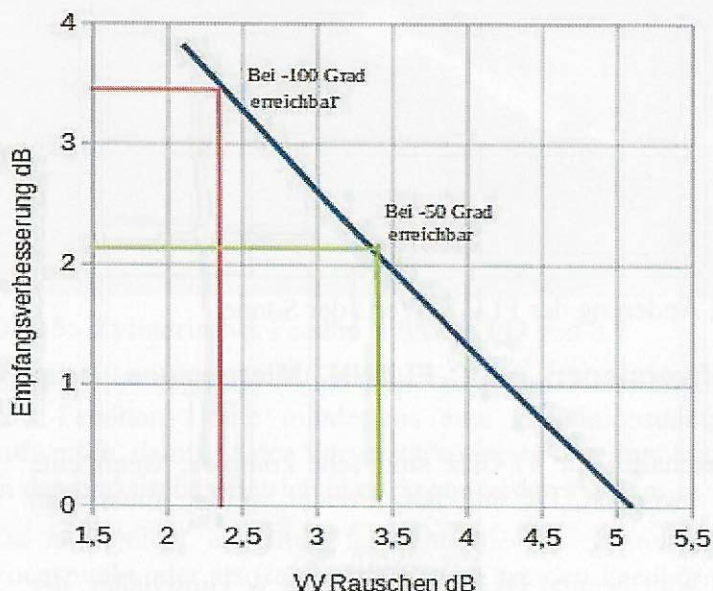
Zurzeit werden ungekühlte 47 GHz Vorverstärker Typ DB6NT benutzt. Angeregt durch die Veröffentlichung in (4) und CPU Benchmark-Tests im Internet (YouTube Videos) und der enormen Leistungssteigerung der Geschwindigkeit der Prozessoren beim Einsatz von Helium- oder Stickstoff-Kühlung, planen wir in einem späterem Stadium die Verstärker versuchsweise kurzzeitig auf < -180 Grad herunter zu kühlen und dann die Sonnen- und Mondrauschwerte zu bestimmen.

Interessante Versuche von Gary, AD6FP aus dem Jahr 2004 findet man dazu in (4):

Kühlung mit Trockeneis (< -50 Grad C) verringerte die Rauschzahl in den 3.2-3.0 dB Bereich, aber erst LN2 (Flüssiger Stickstoff -100 Grad C) brachte den prognostizierten Durchbruch:

„The results have been quite good: consistent noise figures in the 1.5 – 1.7 dB range have been measured on the bench. This may just provide the additional signal margin that is necessary to hear echoes or make a QSO at 47 GHz.“

Wenn diese phantastischen Ergebnisse bei DC7KY und DL7YC zu verifizieren sind, ergeben sich ungeahnte Möglichkeiten einer verbesserten EME-Signalübertragung auf 47 GHz. 10 Liter Stickstoff in einer (Leih-)Kanne kosten im Lieferservice „vor die Tür“ zwischen 150 und 180 € und sind mindestens einen Monat nutzbar!!!



Tab. 3: Verringerung des Eigenrauschens von Vorverstärkern bei Extrem-Kühlung

Der Wert 0 Empfangsverbesserung steht als Ausgangswert für den Rauschbeitrag bei 18 Grad C; die grünen Linien für Trockeneis-Kühlung und die roten Linien für Kühlung mit flüssigem Stickstoff.

Weiterführende Experimente mit flüssiger Stickstoff-Kühlung findet man im Internet:

Grafikkarte gekühlt: <https://www.youtube.com/watch?v=JonBbRx8Nuw>

Gekühlt bis -110 Grad: <https://www.youtube.com/watch?v=41sce3NouSw>

Gekühlt im flüssigen Stickstoff-Kreislauf mit Standard CPU Kühler: <https://www.youtube.com/watch?v=nBe8YZ00jss>

Aufbau der Kühlung einer CPU: <https://www.youtube.com/watch?v=QmSBaizEqkk>

Mikrowellen-Transverter und Treiber 47 GHz/144 MHz (DB6NT)

Erste Versuche zur Erzeugung von 47 GHz Signalen wurde mit einem Surplus Transceiver-Modul TRX-42 von Millitech unternommen. Mit 8 V/2 A kann man mit diesem Modul +23.5 dBm (> 200mW) bei 41.6 GHz erzeugen. Mittels externer Oszillatoren, etwas verändertem Frequenzschema und Umbauten in der Verstärkerkette lassen sich auf 47.088 GHz ca. 100 mW generieren. Eine weitere Leistungssteigerung erfolgt danach mit einem TGA4046 von Corvus.



Bild 8: Surplus Module für 42 GHz

Leichter, aber leider auch erheblich kostenaufwändiger, sind diese Ziele natürlich mit den Modulen von Michael, DB6NT, zu erreichen. Aus praktischen Erwägungen wurden daher die Versuche aber erst einmal mit Komponenten von Kuhne Electronic fortgesetzt.

Die Kompaktheit des 47 GHz Transverters macht die Messungen spürbar einfacher - im Gegensatz zu einem aus vielen modularen Einzel-Bausteinen bestehendem Setup.

Als Treiberleistung für einen SSPA wird aber in jedem Fall immer +30 dBm (1 W) benötigt.

47 GHz „Power-Amplifier“ (4 x TGA4046 oder 1 x APN167) 7-9 Watt

Seit einigen Jahren sind neben den altbewährten TGA4046 von Corvus auch Chips der amerikanischen Firma Northrop Grumman verfügbar (GaN Power Amplifier Web: <http://www.as.northropgrumman.com/mps>). Leider unterliegt diese Technologie den erweiterten amerikanischen Ausfuhrbestimmungen und es ist für Deutschland zumindest ein Endverbleibszertifikat notwendig. Zurzeit läuft eine Anfrage beim U.S. Bureau of Industry and Security bzgl. einer Export Lizenz aus den USA.

Specification	Min	Typ	Max	Unit
Frequency	43		46	GHz
Linear Gain	18	20		dB
Input Return Loss	17	22		dB
Output Return Loss	17	25		dB
P1dB		35.5		dBm
Psat	38.5	39		dBm
PAE @ Psat		20		%
Vd1=Vd1a, Vd2=Vd2a		28		V
Vg1=Vg1a		-4.5		V
Vg2=Vg2a		-4.5		V
Id1+Id1a		336		mA
Id2+Id2a		672		mA

Tab. 4: 39 dBm = 9 Watt HF

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Parameter	Min	Max	Unit
Vd1=Vg1a, Vd2=Vg2a	20	28	V
Id1+Id1a		336	mA
Id2+Id1a		672	mA
Vg1, Vg1a, Vg2, Vg2a	-5	0	V
Input drive level		TBD	dBm
Assy. Temperature (60 seconds)		300	deg. C

Tab. 5: Input max. 28 Watt DC

Sonne/Mond-Tracking des Spiegels bei 47 GHz mit dem EGIS Rotor (0.05 Grad Genauigkeit)

Es liegen umfangreiche Erfahrungen bezüglich der Nachführmöglichkeit großer Mikrowellen-Antennen bei 24 GHz mit diesem Rotor vor. Da es zwei Versionen (AZ 360 Grad/EL 90 Grad und AZ 180 Grad/EL 40 Grad) gibt, wurden beide Modelle bzgl. ihrer Tauglichkeit untersucht. Die zweite Version ist eindeutig besser geeignet, da im Azimut die doppelte Feedback-Pulszahl pro Grad generiert wird und die Linearität in der Elevation (allerdings nur 40 Grad delta) erheblich höher ist.

Je nach mechanischem Zustand lassen sich damit „Anfahrngenauigkeiten“ < 0.1 Grad erreichen. Im Display des Steuergeräts wird das allerdings nicht abgebildet. Bei 24 GHz hat ein 2.4 m großer Parabolspiegel einen rechnerischen 3 dB Öffnungswinkel von 0.364 Grad – bei 47 GHz dann rechnerisch 0.186 Grad.

Um mittels Kontrolle durch ein Moon-noise-Meter den Spiegel automatisch „auf dem Mond zu halten“ bedarf es evtl. weiterer Anstrengungen wie Austausch der DC-Motore gegen Schrittmotore oder Verspannungen der internen Übersetzungen? Entsprechende Bauteile liegen vor und sind in der Testphase.

Aus den Erfahrungen bei 24 GHz ist bekannt, dass bei mittlerem 1.7 dB Moon noise beim Moon-Tracking nur ein Abfall vom „Peak“ von 0.1 – max. 0.2 dB toleriert werden kann!

Bei 47 GHz werden die Anforderungen nochmals ein Stück höher, da die zur Verfügung stehende Sendeleistung sowieso nahe am Minimalwert angesiedelt ist.

Die Antenne muss bei 24 GHz mindestens alle 20 Sekunden nachgeführt werden; bei 47 GHz sinkt dann dieser Wert auf geschätzte 10 Sekunden Tracking-Update.

Programme zur Berechnung des Übertragungswegs (EMECalc und LibCalc von VK3UM (SK))

Eines der wichtigsten Hilfsmittel bei der Planung des Übertragungswegs ist, neben der Beobachtung von Temperatur und Luftfeuchte, die Benutzung des Programms LibCalc von Doug, VK3UM (SK).

Innerhalb eines Monddurchgangs verändert sich die spektrale Breite der Mond-Echos durch Librations-Einflüsse dramatisch. Ebenso sind große Veränderungen innerhalb des 28-Tage Zyklus zu beobachten. Die nachfolgenden Screenprints, aufgenommen zu ganz unterschiedlichen Zeiten, veranschaulichen eindrucksvoll die vorgenannten Bemerkungen.

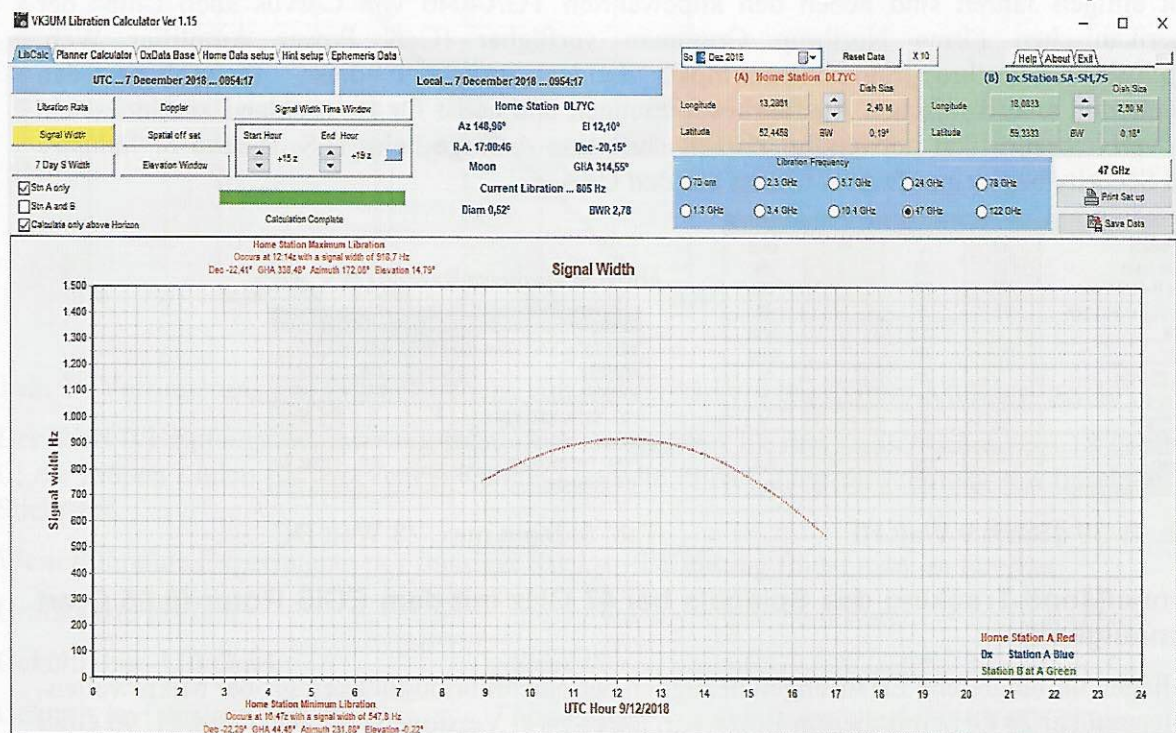


Bild 9: Verlauf der spektralen Breite der Echos in Abhängigkeit vom Elevationswinkel

Wie man Bild 9 entnehmen kann, erreichten auf 47 GHz am zufällig ausgewählten 9. Dezember zur Mittagszeit die Echos eine Bandbreite von knapp 950 Hz. Man kann sich leicht vorstellen, dass ein kleines, leises Signal dann im Umgebungsrauschen verschwindet und nicht mehr zu detektieren ist.

Bei einer Elevation von 45 Grad und einer angenommenen Dämpfung von 0.2 dB/km @ 47 GHz beträgt der zusätzliche Signal-Verlust in der Atmosphäre ungefähr 2.0 dB Übertragungs-Strecke. Unter 20 Grad Elevation beträgt der Verlust schon 3 dB!

Die gesamte Streckendämpfung wird zu 302,1 dB bei einer mittleren Mondentfernung von 378.000 km errechnet. Darin sind der Reflektionskoeffizient des Mondes und das „free space loss“ enthalten.

Aufgrund der schon sehr hohen Grund-Streckendämpfung bei 47 GHz müssen zusätzliche Verluste durch Libration, Spatial Offset und erhöhte Dämpfung durch Absorption in der Atmosphäre (niedrige Elevationswinkel der Antenne) unbedingt vermieden werden.

Im Bild 9 sieht man für den 9. Dezember 2018 um 12:15 UTC eine Signalbreite der Echos von 925 Hz; im Bild 10 ist zu sehen, dass für den 20. Dezember 2018 um 02:00 UTC „pure CW“ Signale als Echos zu erwarten waren.

Die Wahl der Zeit für ein QSO oder auch nur für die Echo-Tests ist also eminent wichtig, weil bei der Verteilung der zurückgestreuten Energie über einen großen Audio-Frequenzbereich evtl. nichts mehr zu hören oder im Wasserfall-Diagramm zu sehen ist.

Auch WSJT-X in der jetzt vorliegenden Form v2.0.1 wird wohl schwerlich ein 900 Hz breites Signal dekodieren.

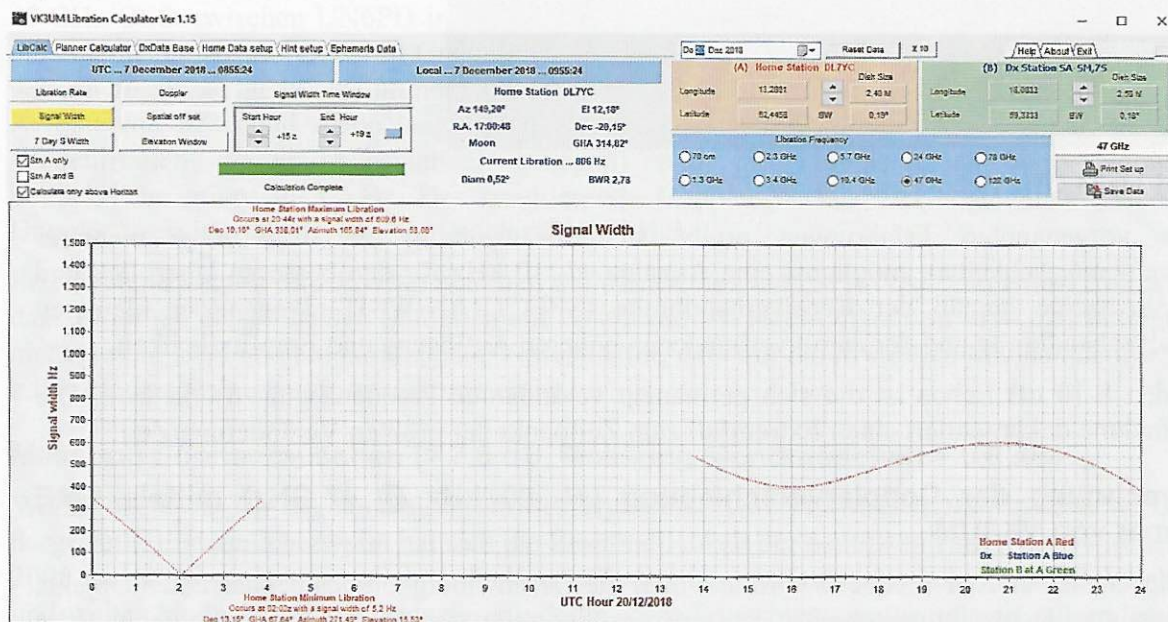


Bild 10: Verlauf der spektralen Breite der Echos in Abhängigkeit vom Elevationswinkel. Minimum 02:00 UTC

Allerdings besteht ein Konflikt zwischen der geringsten spektralen Breite des Signals (minimale Libration), die nur in der zeitlichen Nähe des Mond-Auf-/Untergangs vorkommt und des damit verbundenen längeren Laufwegs der Signale durch die Atmosphäre, und der geringsten atmosphärischen Dämpfung, die nur bei hohen Elevationswinkeln zu erreichen ist. Bei großer Elevation erreicht aber auch die Libration ein Maximum!

Der bestmögliche Zeitpunkt für maximale Echos wird in Versuchen zu ermitteln sein.

Anzeige im Wasserfalldiagramme (SPECTRAN, WSJT-X)

Die Anzeige von Signalen nahe oder unter der Hörbarkeitsgrenze gelingt am besten mit Programmen die ein Spektrum und/oder ein Wasserfall-Diagramm darstellen.

Als sehr empfindlich hat sich das Programm SPECTRAN v.2.0 build 213 von I2PHD erwiesen. Das Diagramm des ELECRAFT K3s/P3 ist nicht ganz so empfindlich, da es sehr viel mehr Bandbreite auswertet. Sehr kleine Signale sieht man dort nicht. Es gibt aber noch mehrere, weiterführende Wasserfall-Programme; alle mit speziellen Vor- und Nachteilen.

Die Diagramm (Wasserfall)-Anzeige im WSJT-X v1.91 (Ver.2.0 wurde nicht untersucht) ist SEHR empfindlich; man sieht damit sogar Birdies, die man im RX nicht hören kann!!!

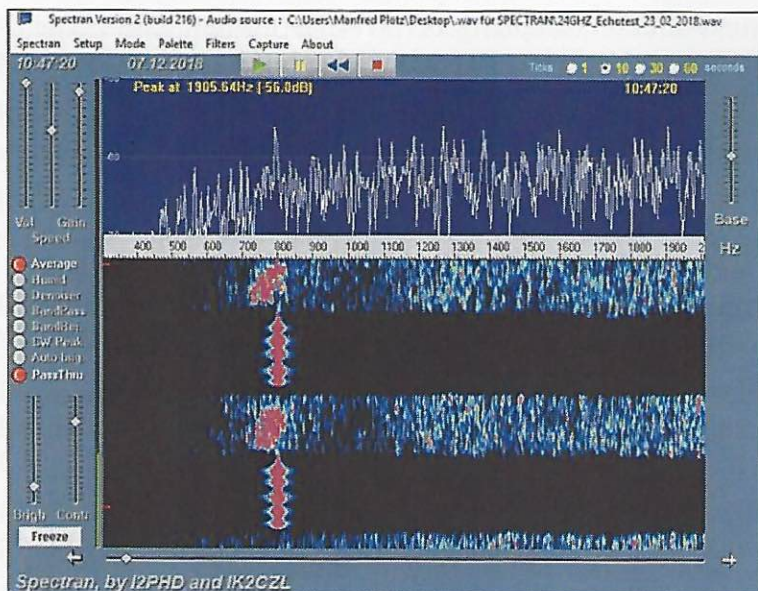


Bild 11: 24 GHz Echo-Tests von DL7YC

Aus vorgenannten Erfahrungen ergibt sich zwangsläufig die Benutzung mehrerer Anzeigemöglichkeiten; möglichst eine Anzeige ± 10 kHz für den besseren Überblick und eine Anzeige gemäß der Receiverbandbreite (SPECTRAN/WSJT) wegen der kleineren Analysebandbreite und der damit verbundenen höheren Auflösung und Empfindlichkeit.

In den 8-10 dB Echos ist die sich permanent verändernde Frequenz gut zu erkennen. Die Aufnahme dokumentiert einen Extremfall zum Zeitpunkt der größten Veränderung/Zeit.

Berechnung der Dopplerverschiebung (± 80 kHz @ 47 GHz) mittels EME Planer von VK3UM

Je höher die benutzte Frequenz wird und/oder die Geschwindigkeit des beobachteten Objekts relativ zum Beobachtungsstandort ist, umso größer zeigt sich die Dopplerverschiebung der empfangenen Signale.

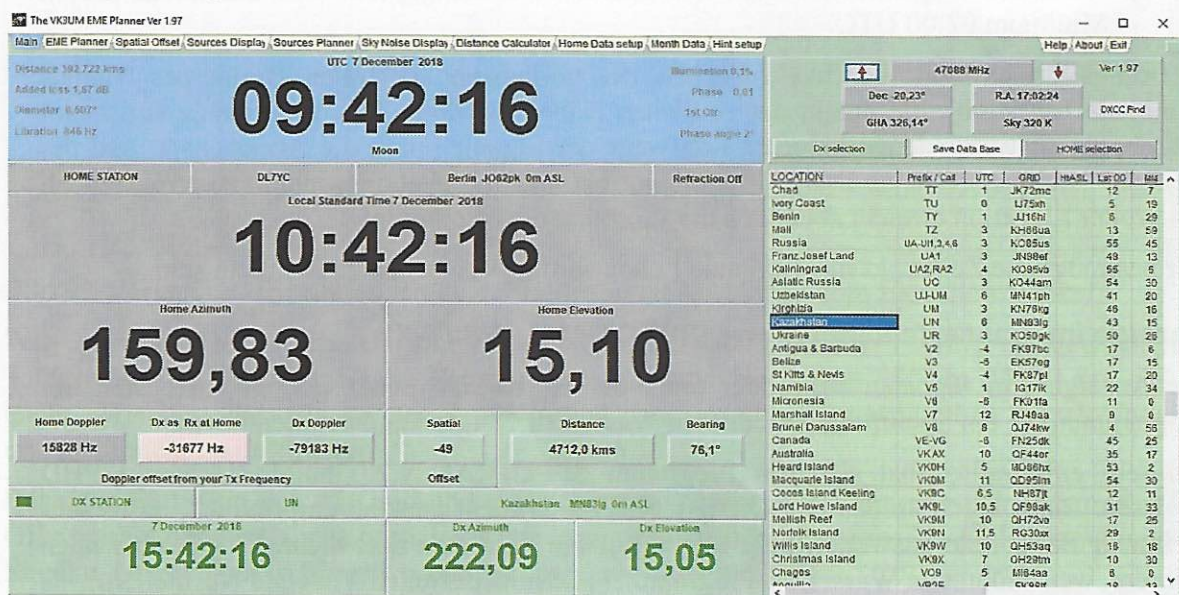


Bild 12: Frequenzabhängige „Realtime“-Anzeige zweier EME Stationen

Der EME Planer von VK3UM ist ein sehr geeignetes Werkzeug um die „wahren“ Frequenzen anzuzeigen. Auch WSJT berechnet die Dopplerverschiebung in Echtzeit und hat sogar, bei

geeigneter Hardware-Anbindung des benutzten Transceivers, die Möglichkeit der automatischen, fortlaufenden Frequenzkorrektur.

Bei 47 GHz beträgt die mittlere Rate der Frequenzänderung 5 Hz/sec, d.h. bei 10 Hz Auflösung der RX-Anzeige sollte die Frequenz alle 2 Sekunden verändert werden!

Dieser Umstand wird besonders wichtig bei Analyseprogrammen wie WSJT-X im QRA64 Mode. Dieser Mode benutzt aus Leistungsbilanz technischen Gründen kein spezielles Sync-Signal und ist daher auf eine relativ stabile RX-Frequenz für eine einwandfreie Speicherung und spätere Dekodierung der Einzel-Audiosignale angewiesen. Wie vorher beschrieben, funktioniert das auch nur bis zu gewissen Grenzen bei entsprechender Beachtung der Librations-Bandbreite durch geeignete Zeitwahl.

Wie man im Bild 12 anschaulich sieht, beträgt die Dopplerverschiebung bei einem fiktiven 47 GHz QSO zwischen UN6PD in Kasachstan und DL7YC in Berlin für die eigenen Echos bei einer Mondposition AZ 160 Grad (...der Mond „fliegt“ auf Berlin zu – die Wellenfronten werden zusammengedrückt) immerhin schon -15.8 kHz. Bei UN6PD ist der Mond in einem Azimut von 222 Grad schon lange „vorbei“ (...der Mond „fliegt“ von UN6PD weg – die Wellenfronten werden auseinander gezogen) und die Dopplerverschiebung beträgt beträchtliche minus 79,1 kHz. Der resultierende Doppler-Versatz, der sogenannte „Mutual Doppler“, resultiert dann immerhin noch zu 31,6 kHz!

Erschwerend kommt hinzu, wenn man mal auf das kleine Feld „SPATIAL“ im Bild 12 blickt, dass zwischen diesen beiden Stationen ein Polarisations-Winkel-Offset von -49 Grad besteht, nicht gerade ideal und ein zusätzlicher Verlustfaktor, dem nur durch weitere Maßnahmen, wie z.B. zirkulare Polarisation, beizukommen ist.

Messung Sonnenrauschen (> 7.5 dB, Messung Mondrauschen > 0.8 dB)

Weiter oben wurden die Sonnenrausch-Messergebnisse von VE4MA, AD6FP und W5LUA dargestellt. Erstaunlicherweise hat sich die Empfindlichkeit der benutzten Halbleiter zwischen 2005 und 2019 nicht wesentlich verändert. Offenbar ist eine technologische Grenze erreicht und weitere Maßnahmen zur Reduzierung der System-Rauschtemperatur müssen mit anderen Maßnahmen erreicht werden.

Glaubt man Bild 13, einem Ausdruck aus dem VK3UM Performance Calculator in der Programm Version 11.11, dann sind mit den vorgegebenen Werten: Preamp NF 5.0 dB, WG-Schalter Verlustfaktor 0.2 dB, Spiegelgröße 2.4 m und einer Sendeleistung von 1 Watt am Feed, in der SPECTRAN Analyse-Bandbreite von 5 Hz und Mittelwertbildung, 7,62 dB Echos zu erwarten!? (Atmospheric Loss aber nur mit 0.3 dB berücksichtigt)

Dieser sehr hohe Rechenwert wird von angezeigten 7,24 dB Sun noise und 0,88 dB Moon noise begleitet, was wieder sehr plausibel klingt. Das G/T wird mit 1,12 dB errechnet, ein Wert den wir auch schon annähernd gemessen haben.

Alle diese Zahlen sind nur mit einem PERFEKTEN Parabolspiegel mit 60 % Wirkungsgrad und 59,25 dBi Gain zu erreichen. Schon 0.1 mm RMS-Fehler senkt den Gewinn um 1 dB.

Mit einer Bandbreite von 5 Hz wird man keine Signale im Hörbereich aufnehmen können und schon 50 Hz RX-Bandbreite drücken den Pegel der Echos auf -2,38 dB. Bei 500 Hz BW sinkt dieser Wert auf -12,38 dB. Aber wir kennen die Möglichkeiten von QRA64 in WSJT-X bezüglich der Decodierung sehr kleiner, unhörbarer Signale...

Bei präziser Planung der Übertragungszeiten und der sich damit ergebenden Situation Zeiten mit niedriger Libration zu nutzen, rücken zumindest digitale QSOs @ 47 GHz mit nur 1 Watt TX-Leistung in den Bereich der Machbarkeit.

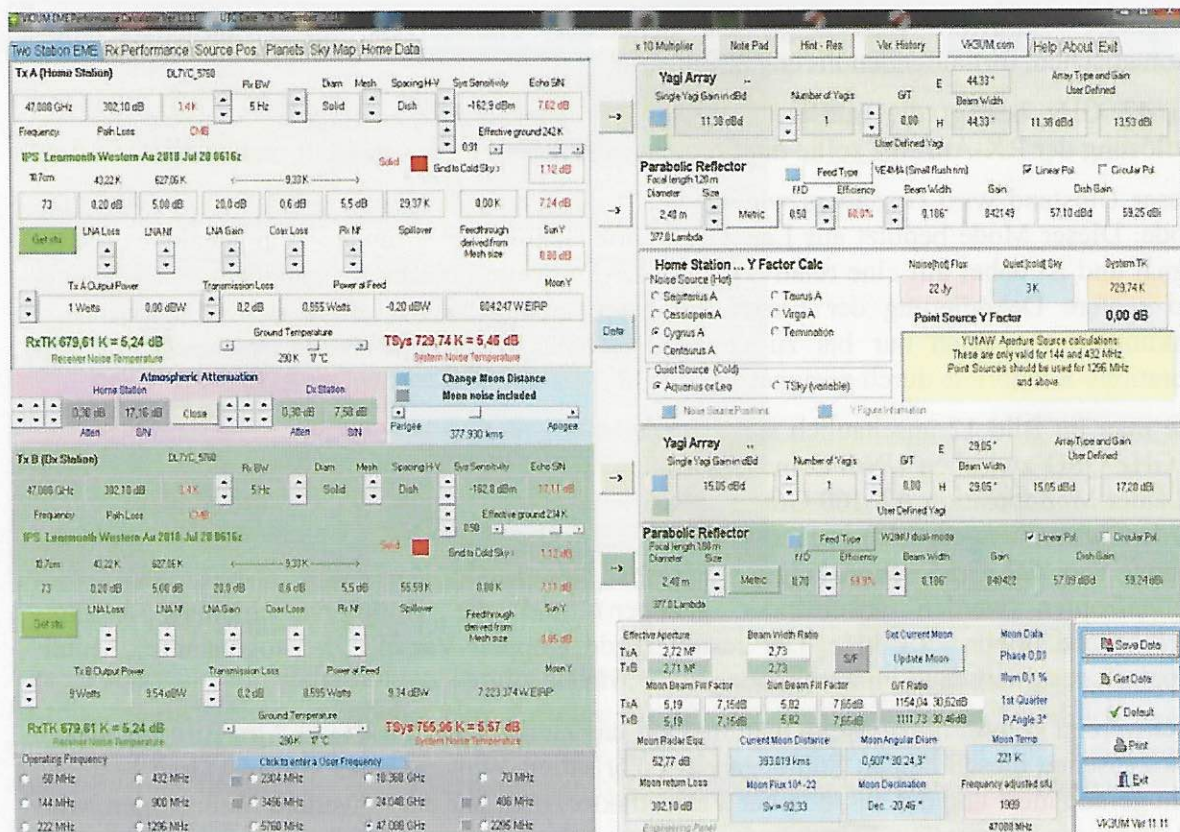


Bild 13: Berechnung der Stations-Parameter in Abhängigkeit von Spiegelgröße, Rauschzahl des Vorverstärkers, Ausgangsleistung und Verluste in der Atmosphäre

Auch im Jahr 2018 wird die Rauschzahl von Antennen-Vorverstärkern mit $NF < 5.0 \text{ dB}$ @ 18 Grad C angegeben. (Kuhne Electronic) Auch professionelle (sehr teure) Vorverstärker werden fast immer mit einer Rauschzahl bei 47 GHz mit $NF 4.5\text{-}5.0 \text{ dB}$ bei Raumtemperatur ausgewiesen. Zumindest war den Verfassern zum Zeitpunkt der Erstellung dieses Artikels nichts Gegenteiliges bekannt.

Aus diesen Gründen ist eine Verbesserung der Antennen-Temperatur (G/T) des Systems offenbar nur über eine Optimierung der Reflektorfläche des benutzten Spiegels und dem Wirkungsgrads des Feeds zu erreichen. Sowohl die „Offset-Lösung“, als auch die „Prime-Focus-Lösung“ in VE4MA-Superfeed, Cassegrain oder Gregorian-Anordnung sind geeignet und wurden/werden weiter untersucht. Zur Erinnerung:

Eine weitere, wenig beachtete Fehlerquelle ist die Oberflächen-Genauigkeit und Formtreue der zu verwendenden Parabolspiegel!

Nach der RUZE's Gleichung ergibt sich (Zitat: Quelle WIKIPEDIA):

Ruze's equation is an equation relating the gain of an antenna to the RMS of the random surface errors. The equation is applicable to parabolic reflector and antennas, and recently extended to phased arrays. The equation is named after John Ruze who introduced the equation in a paper he wrote in 1952.[11] The equation states that the antenna's gain is inversely proportional to the exponential of the square of the RMS surface errors. Mathematically, the equation for parabolic reflector antennas can be expressed as:

$$G(\epsilon) = G_0 - 685.81 (\epsilon / \lambda)^2 \text{ (dB)}$$

where ϵ is the surface RMS errors of the reflector, λ is the wavelength, and G_0 is the gain of the antenna (dBi) in the absence of surface errors.

...was nichts anderes bedeutet als den gemessenen RMS „Surface Error“ durch die Wellenlänge (in mm) zu teilen, ins Quadrat zu setzen und mit 685.81 zu multiplizieren. Bei einem RMS von < 0.5 mm an JEDEM Punkt der Reflektorfläche, bedeutet das bei 47.088 GHz schon einen Verlust gegenüber dem IDEALEN Reflektor von 4.22 dB!!!

Der Verlust von -4 dB @ 47 GHz erniedrigt den theoretischen Wert des Spiegelgewinns von 59 dB auf 55 dB. 60 % Wirkungsgrad vorausgesetzt entspricht das einem -3 dB Öffnungswinkel von 0.17 Grad.

Zur Erinnerung: auf 24 GHz führt der gleiche RMS Surface Error Wert von < 0.5 mm „nur“ zu einem Verlust von 1 dB gegenüber dem theoretischen Wert des Spiegelgewinns von 53 dB. Das entspricht dann 52 dB/-3 dB Öffnungswinkel = 0.35 Grad.

Welche Maßnahme bringt was?

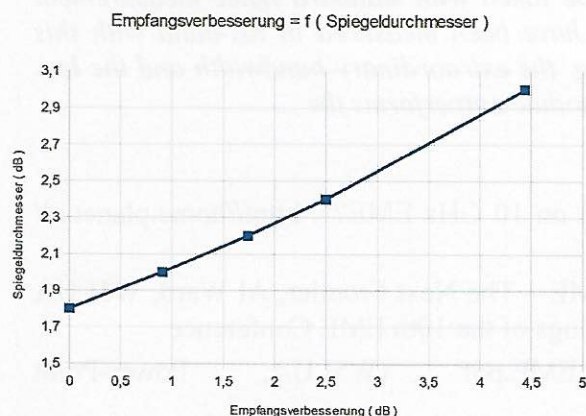
Als Binsenweisheit ist natürlich bekannt, dass mit vergrößerter Reflektorfläche die Empfangsleistung steigt (...die abgestrahlte EIRP natürlich auch). Daher ist eine größere Spiegelfläche THEORETISCH immer günstiger – aber, die Formtreue (siehe Pruzze Requisition) muss gewahrt bleiben. Nicht anders sind die von VE4MA zusammengestellten Ergebnisse in der Tabelle 1 zu interpretieren.

Man kann deutlich sehen, dass kleinere Reflektor-Durchmesser oft mit besseren Sonnenrausch-Werten „glänzen“. Wie kann das sein?

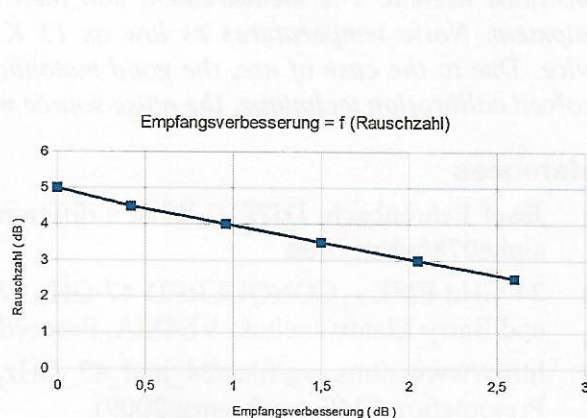
Der von VE4MA gemessene 1,2 m Offset-Spiegel muss eine sehr gute FORMTREUE besessen haben – aber unter der Oberfläche ein schlechtes, „lossy“ Drahtnetz mit hohem RMS-Wert. Der anfänglich gemessene Wert des Sonnenrauschens von 5.0 dB ließ sich durch vollflächiges Aufbringen von ALU-Haushaltsfolie auf 6.4 dB steigern. Als weitere Maßnahme wurden die Sechskant-Kopf Haltebolzen gegen Bolzen mit Rundkopf ausgetauscht, was gemäß Tabelle eine weitere Steigerung auf 7.1 dB erbrachte?! Die letzte Aussage erscheint sehr ambitioniert und bedarf natürlich der Überprüfung!

Der nicht in der Tabelle aufgeführte nagelneue 1.8 m Prodelin 1183 Spiegel (2 mm mesh) von Gary, AD6FP erbrachte beim ersten Sonnenrausch-Test nur enttäuschende 5.0 dB – nicht besser als der 90 cm große 95 GHz Präzisions-Spiegel von TRG (5.8 dB). Durch ebenfalls großflächiges Aufbringen von Aluminium Haushaltsfolie, ließ sich dieser Wert auf sagenhafte 8.9-9.2 dB steigern – in Abhängigkeit vom Elevationswinkel der Sonne (Atmosphären Verluste!).

Nach oben stehender Formel lässt sich daraus bei 47 GHz aus der Werte-Differenz ein anfänglicher MS-Error des Prodelin 1183-Spiegels von 0.5 mm berechnen!



Tab. 6: Empfangsverbesserung bei Vergrößerung der Spiegelfläche



Tab. 7: Systemtemperatur-Verbesserung in Abhängigkeit von der Rauschzahl des Vorverstärkers

Wie aus Tabelle 6 ersichtlich, ist allein schon die Wahl eines größeren Spiegels für eine ansehnliche Empfangsverbesserung verantwortlich. Noch wichtiger ist, wie vorher ausgeführt, die Präzision des verwendeten Reflektors.

Die Kühlung des Vorverstärkers mit flüssigem Stickstoff kann seine Rauschzahl von 5.0 dB auf Werte um 1.5-1.7 dB reduzieren! Ist die von AD6FP gemessene Verbesserung auf 1.7-1.5 dB tatsächlich nachzuvollziehen, so ist, wie aus Tabelle 7 zu entnehmen, mit einer Erhöhung der Echos um > 3 dB zu rechnen!!!

Mit diesem Wissen tritt die Frage der zur Verfügung stehenden Sendeleistung schon fast in den Hintergrund. Wurde im Jahr 2005 noch von einer benötigten Leistung @ 47 GHz von > 30 Watt ausgegangen, so ergeben heutige Berechnungen sehr viel geringere Werte.

Ausgehend von den Rechenwerten des VK3UM EME Performance Kalkulators müsste, bei einem Spiegel-Wirkungsgrad von > 60 % und Oberflächen-Verlusten von < 0.5 dB, eine Sendeleistung am Feed von 1 Watt ausreichen um zumindest im WSJT Echo-Mode Mond-Reflektionen aufzeichnen zu können.

Wenn das gelingt, ist es bis zu einem QRA64 QSO kein so weiter Weg mehr...

Unabhängig davon ist natürlich eine Erhöhung der Sendeleistung um 9-10 dB (Halbleiter-Technologie) oder auf Werte > 25 Watt (Hughes 8030H Millimeter-wave-amplifier, TWT 8901H innerhalb des Verstärkers, TWT Hughes 932H) anzustreben.

Schon 8,5 Watt am 2.4 m Spiegel, entsprechend 6 MW EIRP, sollten bei optimiertem Spiegel mit nur 1 dB Verlust und einem Feed mit 60 % Wirkungsgrad, für CW QSOs ausreichend sein! Let's try...

Supplement – 50 GHz Halbleiter-Rauschquelle (in English language)

IEEE: A Noise Source Module for In-Situ Noise Figure Measurements From DC to 50 GHz at Cryogenic Temperatures Daniel Bruch; R. I. Amils; J. D. Gallego; M. Seelmann-Eggebert; B. Aja; F. Schafer; C. Diez; A. Leuther; M. Schlechtweg; O. Ambacher; I. Kallfass

Abstract: This letter presents the design and performance of a noise source module for in-situ noise temperature measurements at cryogenic temperatures. The noise source module operates from DC up to 50 GHz and is suitable for measurements of noise temperatures as low as a few Kelvin, achieving a measurement accuracy of about ± 1.2 K. The GaAs MMIC used in the module includes a well matched 50 Ω termination with better than 20 dB return loss, a heating element and an on-chip temperature sensor, hence the noise source module can directly be connected to the device under test (DUT) with no additional elements or transitions needed. The measurement can then be taken with standard noise measurement equipment. Noise temperatures as low as 13 K have been measured in Ka-band with this device. Due to the ease of use, the good matching, the extraordinary bandwidth and the less involved calibration technique, the noise source module outperforms the ...

References

- (1) Josef Fehrenbach, DJ7FI, „What's different on 10 GHz EME?“, <http://home.planet.nl/alphe078/whatis.htm>
- (2) 24 GHz EME – CONQUERED 47 GHz EME – The Next Frontier, Al Ward, W5LUA and Barry Malowanchuk, VE4MA, Proceedings of the 10th EME Conference
- (3) http://www.ntms.org/files/24_and_47_GHz_EME.pdf (W5LUA, Power-Point Presentation EME conference 2009)
- (4) Gary Lauterbach, AD6FP, „Progress Toward 47 GHz EME“
- (5) Barry Malowanchuk, VE4MA, „Large Diameter Reflector Antennas for 47 GHz“, Microwave Update 2002

- (6) W1GHZ Antenna Handbook; www.w1ghz.org
- (7) <https://www.qorvo.com/products/p/TGA4046> (2 Watt @ 47 GHz/6V – 2A)
- (8) <http://www.northropgrumman.com/BusinessVentures/Microelectronics/Products/Documents/pageDocs/APN167rev.pdf> (GaN 9 Watt @ 47 GHz)
- (9) <http://www.northropgrumman.com/BusinessVentures/Microelectronics/Products/Pages/GaNPowerAmplifiers.aspx>
- (10) <http://www.i3opw.it/PA%20%2047%20GHz%20da%201W/PA1W%2047%20Ghz.htm>
- (11) https://en.wikipedia.org/wiki/Ruze%27s_equation; Kiedron, K.; Chian, C. T.; Chuang, K.L. (October–December 1986). „Statistical Analysis of the 70 Meter Antenna Surface Distortions“. TDA Progress Report 42-88.
- (12) High-Efficiency Feedhorns for Prime-focus Dishes, VE4MA and Chaparral feeds with Septum Polarizers, Paul Wade W1GHZ ©2006, w1ghz@arrrl.net measurements by Tommy Henderson WD5AGO wd5ago@arrrl.net
- (13) IEEE: A Noise Source Module for In-Situ Noise Figure Measurements From DC to 50 GHz at Cryogenic Temperatures