

The world's first VUCC on 75GHz

by: Brian D. Justin, Jr., WA1ZMS

Background

Amateur radio millimeter wave activity in the US has been growing in the past ten years. Although it is severely lacking behind the European efforts. Early domestic work has included contacts made on the 120 and 145GHz bands by WA1MBA and WB2BYW, and by WA3RMX on 47GHz.⁽¹⁾ Growth on the 24GHz band is at a rapid pace, but even today comparatively little higher frequency activity is taking place on the amateur bands.

The US amateur millimeter wave allocations are 47.0 to 47.2, 75.5 to 81, 119.98 to 120.02, 142 to 149, and 241 to 250GHz. The current US 75GHz band has been temporarily segmented to 75.5 to 76GHz and 77 to 81GHz, with the 76 to 77GHz portion being suspended from amateur service due to re-allocation for vehicular anti-collision RADAR.

With last year's successes of the very first VUCCs (VHF/UHF Century Club Award) on 47GHz^(2,3) thought was given to trying the same on 75GHz despite the fact that atmospheric losses on 75GHz are higher than those of 47GHz.

Paths Selected

For completion of VUCC on 75GHz, 5 grids squares must be contacted from a single, fixed, primary location. These five grids for a rover station should be optically line of site to the primary location in order minimize the path losses and to aid in antenna pointing. It should be noted that the radio horizon is in fact some 33% farther than the optical horizon due to tropospheric refraction of the RF signal. Terrain blocked, non line-of-site paths might be possible but would likely require anomalous propagation modes such as ducting and/or knife edge diffraction. With the goal being a timely achievement of VUCC, the "paths" of least resistance were selected; those being ones in direct line-of-site. Since line-of-site paths allow for rather accurate loss calculations, the amount of transmitter power, receiver sensitivity and antenna gain needed to communicate over that path can be easily determined.

In addition to the usual free space losses, atmospheric losses must be accounted for when operating on the millimeter wave bands. These additional losses due to water and oxygen absorption are rather high on long paths and can easily equal or exceed the free space loss. This is the root of the challenge of the millimeter wave bands. As the operating frequency is increased, the amount of water absorption increases. An interesting note is that there is a slight drop in oxygen absorption on 75GHz compared to that of 47GHz, but despite that difference, water vapor is still the major loss factor at 75GHz.⁽⁴⁾

Although the water vapor losses on 75GHz are close to twice that of 47GHz, it was decided to use the same five sites for this VUCC attempt that were used for the first 47GHz VUCC. Three of the 5 paths have distances of around 60Km, one is a "short putt" of only 25Km while the fifth grid is at a distance of 114Km. This fifth grid contact ties the current world distance record for the 75GHz band held by DK4GD and HB9MIO.⁽⁵⁾

Refer to figures 1 through 5 for the path profiles for each of the five grids. Propagation and terrain modeling software were used to generate the profiles. All available propagation software packages known ignore man made obstacles as well as vegetative growths when determining microwave path profiles. Therefore, several attempts at finding a site clear from trees and other obstructions were needed. Many mountain tops and vistas may have clear openings, but it is less frequent that there is clearing in the direction that is desired. Each site was selected based on its location within a particular grid and verification of a clear path was made by prior site visitations.

If computer generated path profiles were not available, one could have resorted to the more traditional method of using 4/3-earth profile graphs to manually plot the profiles. GPS receivers and topographical maps are indispensable tools for determining potential sites.

Once a potential site has been located and its distance to the primary site calculated, path loss calculations should be made. In addition to the free space loss, the additional losses incurred due to the atmosphere absorption must be included in the total loss summation.

$$\alpha = 32.45 + 20\text{Log}(f) + 20\text{Log}(d) + d \cdot (\gamma_{w0} + \gamma_{o0})$$

where,

α = total path loss in dB

f = frequency in MHz,

d = distance in Km,

γ_{w0} = water loss in dB/Km,

γ_{o0} = oxygen loss in dB/Km.

EQ 1 – Millimeter wave path loss

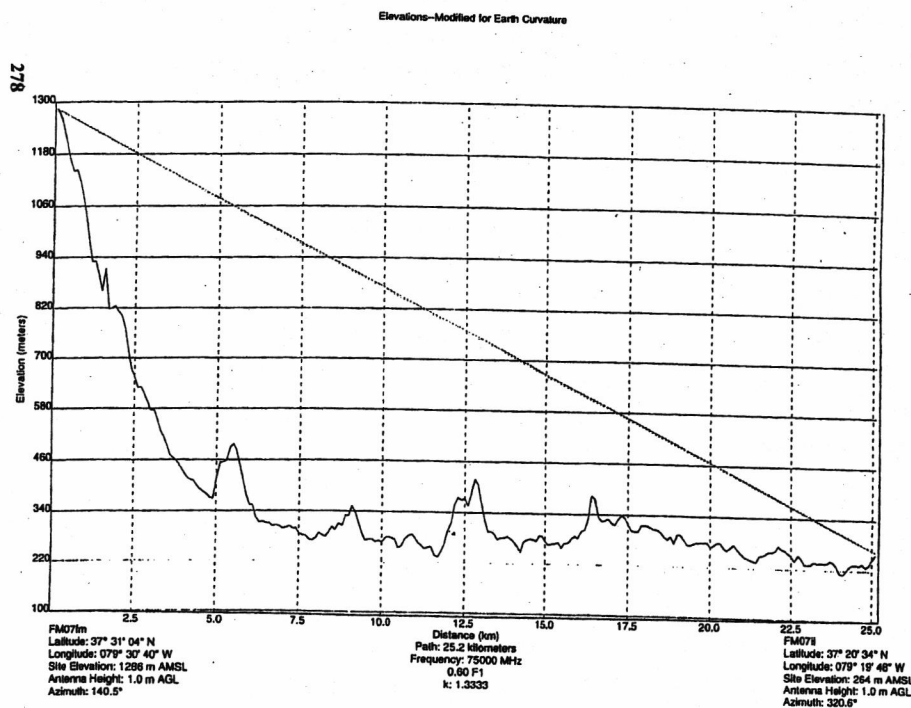


Figure 1

The loss due to oxygen absorption remains primarily a constant value for a particular frequency regardless of altitude, up to about 5Km where the air starts to become noticeably thin. This simplification of oxygen loss holds true for most domestic paths with the exception of the Rocky Mountain region.

Loss due to water vapor however is another issue. Different air masses can hold varying amounts of water vapor and thus will have an effect on the total water loss. The absolute humidity or the dew point is the primary indicator of water vapor in a given air mass. Barometric pressure also has an effect but since its contribution is rather small, it was ignored during the loss calculations for the five aforementioned paths. Assuming a stable, non-turbulent air mass, the absolute humidity remains a constant despite the fact that the relative humidity may change from day to night. Temperature changes can occur,

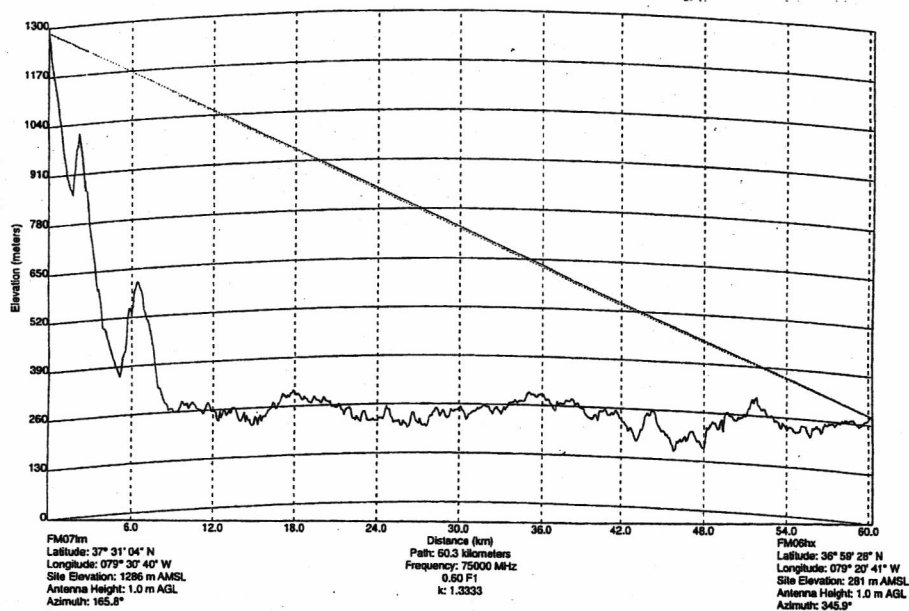


Figure 2

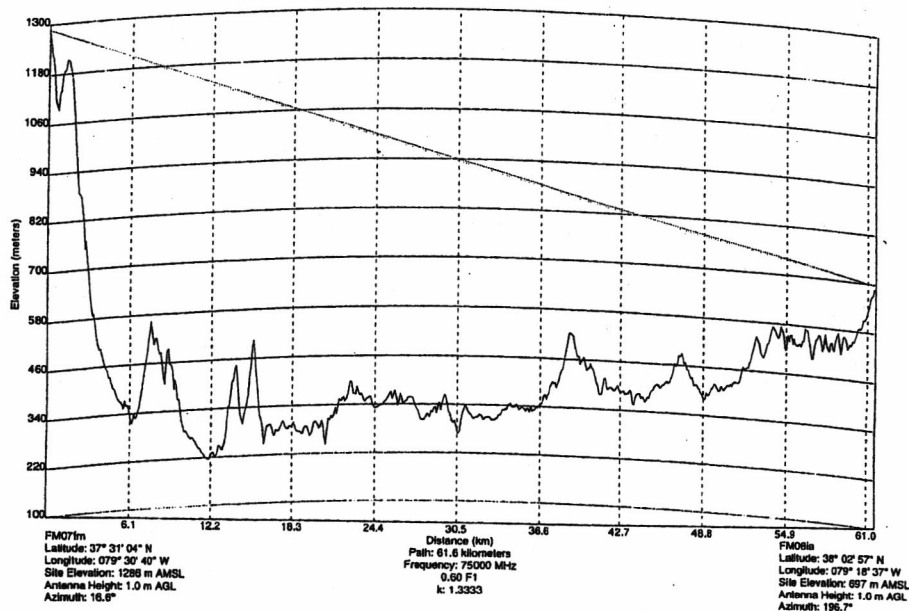


Figure 3

but if nothing disturbs the air mass, its absolute humidity will remain constant. Thus the time of day or temperature has little direct influence on the atmospheric losses in a stable air mass. Some diurnal variation was noticed on some test paths, but further investigation is required to document and quantify this effect.

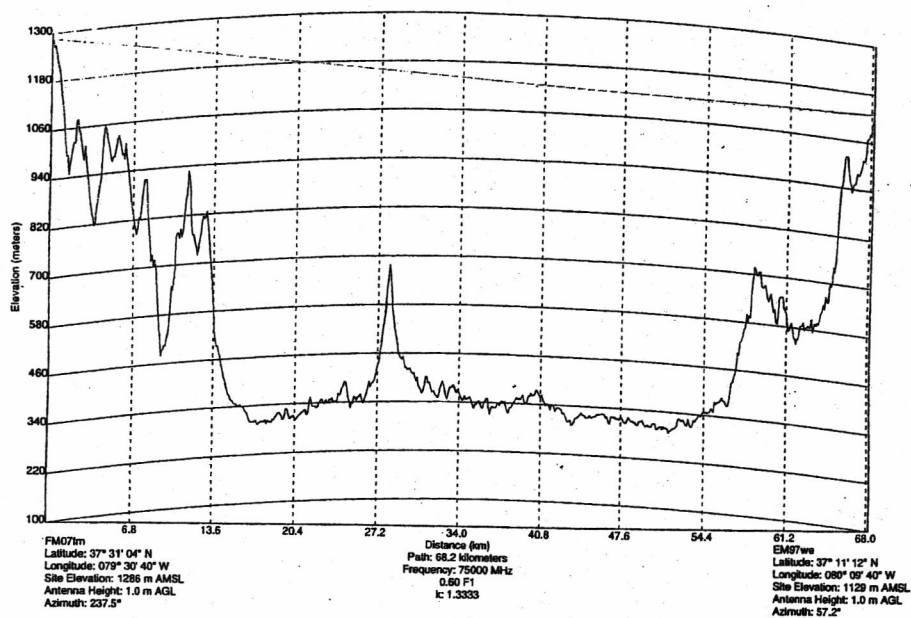


Figure 4

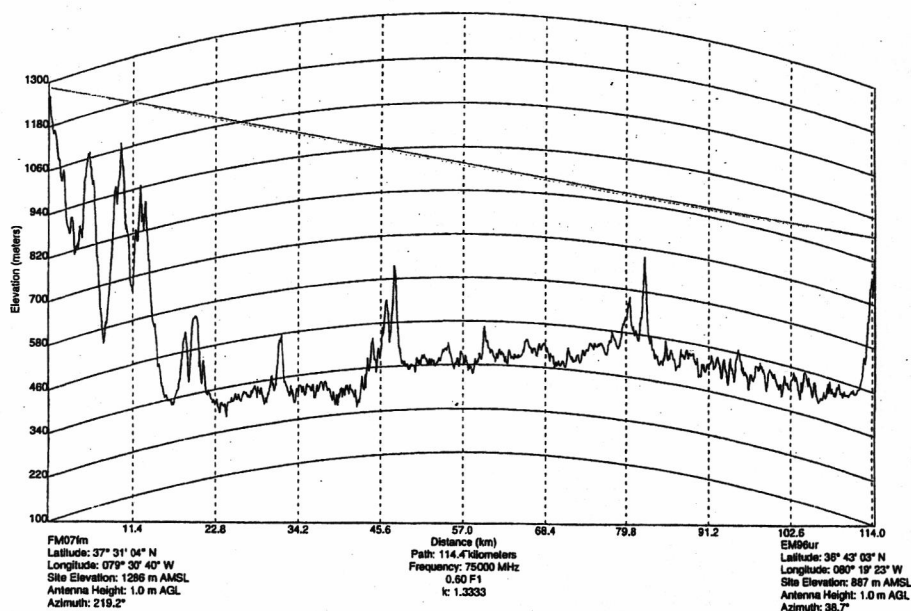


Figure 5

Below is a simple table that can be used to determine the atmospheric loss due to water vapor at various values of temperature and relative humidity for the 75GHz amateur band.

Temp (C/F)	RELATIVE HUMIDITY								
	20%	30%	40%	50%	60%	70%	80%	90%	100%
0/32	0.022	0.034	0.043	0.054	0.065	0.076	0.087	0.098	0.109
5/41	0.030	0.046	0.061	0.077	0.093	0.108	0.123	0.138	0.154
10/50	0.042	0.064	0.083	0.106	0.127	0.149	0.169	0.191	0.212
15/59	0.057	0.087	0.116	0.144	0.174	0.202	0.231	0.261	0.290
20/68	0.078	0.117	0.156	0.195	0.235	0.273	0.313	0.351	0.391
25/77	0.105	0.156	0.209	0.261	0.313	0.365	0.418	0.470	0.523
30/86	0.137	0.206	0.274	0.343	0.412	0.481	0.549	0.618	0.686
35/95	0.179	0.269	0.359	0.449	0.538	0.627	0.721	0.814	0.901

TABLE 1 – Water vapor loss in dB/Km at 76GHz

Equipment

The frequency multiplication method of signal generation was selected over fundamental generation (ie: Gunn oscillators) for two reasons. The first being the ease application of narrow band modulation through on/off keying of one of the multiplier stages. Narrow band modulation has the distinct advantage of allowing the use of narrow band IF filters in the receiver. The narrower the IF filter, the less noise power there is in the receiver. The lower noise power has the effect of increasing the signal to noise ratio. Thus for a given received signal such as 1K0A1A (CW), the signal to noise ratio would be 22.5dB higher than if 180K0F3E (WBFM) were used.

The second reason for selecting frequency multiplication was to take advantage of existing building blocks already in hand and their resulting good frequency stability. Several surplus 12GHz sources were available as were some 37GHz waveguide multiplier assemblies. Gunn diode oscillators do exist for 75GHz but none could be procured through surplus or located at amateur flea markets.

Some experimental equipment previously built by the author used WBFM and exploited the harmonics from 25 and 37GHz Gunn diode oscillators. These stations had limited communication range due to the relatively low power levels (ie: 100μW) and the use of wide band modulation necessitating a wide IF bandwidth, but they did allow for the design, construction and testing of parabolic antennas suitable for use on the band regardless of the modulation method or power.

The completed narrow band stations each start with a crystal controlled 5th overtone oscillators. Oscillators of these types have lower phase noise when compared to fundamental crystal oscillators. This oscillator is temperature compensated to about 5ppm. The oscillator is then phase locked to a higher stability ovenized reference oscillator.⁽⁶⁾ The result is a crystal oscillator with .03 ppm stability at the desired

frequency. The high stability is desired for two reasons. First, it will minimize the long term, absolute frequency error which makes tuning the signal difficult. The second is to minimize the short term frequency error so as to keep the signal within the pass band of the receiver. Since 1 ppm stability is the equivalent of 75 KHz of frequency error at 75 GHz, it can be seen how difficult it is to keep the signal within the 1 KHz bandwidth of the IF receiver if non-compensated oscillators are used. The .03 ppm stability used here results in 2.25 KHz of frequency error. The lock time for the oscillator pair is on the order of 20 seconds after the ovenized oscillator has reached operating temperature.

The stabilized crystal oscillator signal is then used as the reference frequency for a 12.6 GHz Frequency West type phase locked loop assembly. This PLL assembly phase locks a 1.26 GHz power oscillator to the incoming reference signal. The 1.26 GHz signal is then used to drive a step recovery diode harmonic multiplier. The resulting 10th harmonic of the power oscillator is filtered and appears at the output of the assembly at about +13 dBm.

The 12.6 GHz signal is then delivered via coaxial cable to a times-three multiplier. This multiplier is an active device and produces at its output, in waveguide, the third harmonic of the input signal. The resulting 37.8 GHz signal is about +18 dBm.

That 37.8 GHz signal is then feed through a waveguide circulator to protect and isolate the times-three multiplier from load changes and the poor input return loss of the following stage.

The final and most critical stage is a times-two multiplier. This multiplier is based on a design created by Dr. David Porterfield (of Virginia Millimeter Wave) for the completion of his doctoral thesis at the University of Virginia⁽⁷⁾. The design is split block in nature and uses an SB13T1 planar Schottky GaAs multiplier diode mounted on a quartz microstrip substrate. Incoming RF is feed to the diode assembly via WR-19 waveguide and the resulting second harmonic is coupled off via WR-15 waveguide. The key to this very successful design is the optimization of the diode's embedding impedance to minimize the conversion loss of the multiplier. Extensive attention to detail and precision machining are needed to construct such a multiplier. The design of the multiplier was donated by Dr. Porterfield, and the GaAs diodes were donated by Dr. Tom Crowe of the Semiconductor Device Laboratories of the University of Virginia. Construction of the multipliers were made by the author with extensive help from Mr. Kai Hui of the UVA Receiver Laboratory. The completed multipliers delivered +12 dBm at 75.6 GHz with a +18 dBm, 37.8 GHz drive signal applied.

In one station, the times-two multiplier is also used as a sub-harmonic mixer for receive. In this application, the diode bias port serves double duty as an IF port as well. The resulting receiver noise figure is around 15 dB as measured by the conversion loss in the mixer. The second station's noise figure using the same method, was originally over 30 dB. Therefore an alternative approach was tried. A 3 port W-band mixer was on hand and was tried out. The original tuning frequency of the mixer was unknown, but the mixer resulted in a conversion loss of 12 dB at 75.6 GHz and thus was placed into service.

Below is a table showing the resulting frequency plan used in each station. Both stations use ICOM R-7000 receivers as tunable ifs. The final IF frequency is around 257 MHz.

	Crystal Osc.	X14	X10	X3	X2
Station #1	90.004MHz	1260.056MHz	12.60056GHz	37.80168GHz	75.60336GHz
Station #2	90.310MHz	1264.340MHz	12.64340GHz	37.93020GHz	75.86040GHz
IF Freq:	$75.86040\text{GHz} - 75.60336\text{GHz} = 257.04\text{MHz}$				

Table 2 – Station frequency plan

Antennas

The antennas used for the all contacts were one foot parabolic dishes originally used for terrestrial 24GHz commercial links. Although the dish "true-ness" may be in question, and may compromise the gain at 75GHz, they seemed sufficiently useful. Each dish has an F/D of 0.3. This makes the construction of a feed a bit more difficult than for a shallower dish. Dishes with this low an F/D, cause the feed placement to become very critical.⁽⁸⁾ The construction of a feed that provides the proper E and H field illumination of the dish is also critical. The low F/D dish does not lend itself to easy illumination. Although other dishes would have been easier to feed, I elected to use what was on hand at the time and see what results could be obtained.

Since a standard gain horn would not provide the proper illumination, the simpler approach of using a flat plate Cassegrain sub-reflector was tried first. A piece of rectangular brass hobby stock was found to be the right dimensions to act as a slightly reduced height WR-15 guide. Since the hobby stock cost is lower than that of true WR-15, several inexpensive experiments were made.

The hobby brass was used as a flush, open ended feed with a two inch diameter flat plate Cassegrain sub-reflector mounted in front of the open end. Attempts were made to construct a true hyperbolic sub-reflector but the difficulties in creating the proper machining drawings and equations lead me to stick with the original flat plate.

Each antenna is mounted on a heavy duty camera tripod. With the use of a pan and tilt head, the tripod is easy to transport and allows for both independent azimuth and elevation adjustment. The antennas were sighted in over a short optical path so that rifle scopes mounted on each dish could be adjusted for proper aiming. Since an open guide feed is used, asymmetrical E and H field patterns are generated. The result is unequal beam widths in the horizontal and vertical planes however this does not greatly compromise antenna pointing.

The calculated beamwidth of a one foot parabolic dish at this frequency is on the order of 0.9 degrees and has a gain of 44dB assuming a 50% feed efficiency. In practice, efficiencies of 30% are more common unless a great attention to proper feed design is given.

In the field, the pointing of the antennas was made through the use of rifle scopes and the sighting of local land marks for paths that were beyond line-of-site. Additionally, a surveyor's compass was used. With good technique, the dish can be pointed to within 0.5deg of the desired azimuth and elevation.

Earth curvature effects are rather noticeable on paths that are long (ie: >50Km) and with high mountain locations. For example, two equal height mountain tops 110km apart, require 0.5deg of down-tilt from the horizon. Such subtle effects become critical when pointing antennas which have 3dB beam widths on the order of a degree or two.

The Contacts

The first test contacts made were disappointing since signal margins were lower than expected. The antennas were suspect since their gain had not been measured or verified. A standard gain 18dBi horn antenna was located and comparison tests were made. It was determined that the dish antennas were some 12dB below the expected gain value. Careful empirical adjustment of the flat splash plate Cassegrain sub-reflector resulted in achieving improved gain. The plate was placed at an initially calculated location along the focal axis of the dish and was then adjusted in .125mm increments until the maximum possible gain was achieved. This gain was compared to that of a standard gain horn and was found to be within a few dB of what should be achievable with a 1 foot dish at 75GHz. Four of the five VUCC QSOs had margins in excess of 10dB. The last and furthest contact at 114Km yielded about 0dB signal margin. All of the contacts were made using CW.

Future

Equipment for use on the 75GHz band is very rare, and without suitable test equipment is very difficult to get operational. Lower frequency spectrum analyzers can be used along with external frequency mixers. 24GHz power meters can be used with tapered waveguide transitions to give a rough indication of power levels being generated.

As the millimeter wave bands find themselves being more commonly used for commercial applications such as anti-collision vehicle radar and radio astronomy, items will start to appear on the surplus market and will be an excellent source of amateur radio parts.

Over time it is hoped that the receiver noise figures can be reduced through tuning and that the antennas can be optimized for higher gain by the construction of better feeds.

Acknowledgements

The author wishes to thank and acknowledge the following people for their assistance in the conception, design, and construction of the equipment along with encouragement throughout the effort. Thanks go to: Mr. Dean Dixon, W9YRH and Bob McBrine of Millitech for the donation of a pair of circulators; Robert Mignard, N1DVC for the 38GHz multipliers; Doug Sharp, K2AD and G. P. Howell, WA4RTS for roving efforts; Dr. Tom Crowe of UVA for the donation of the SB13T1 GaAs diodes; Mr. Kai Hui of UVA for assistance in construction and testing; and Dr. David Porterfield of VA Millimeterwave for the design of the 76GHz multiplier.

References

- 1 - B. Atkins, "The New Frontier", QST, Dec. 1988, p.87.
- 2 - K. Britain, "Microwave USA", DUBUS, Vol. 27, 3/98, pp. 42-43.
- 3 - K. Britain, "Microwave USA", DUBUS, Vol. 28, 2/99, pp. 42-43.
- 4 - T. Frey, Jr., "The Effects of the Atmosphere and Weather on the Performance of a mm-Wave Communications Link", Applied Microwave & Wireless, Feb. 1999, pp. 76-80
- 5 - E. Pocock, "The World Above 50MHz", QST, Aug. 1999.
- 6 - C. Houghton, K. Bane, "Phase Lock Control Circuit For Use With Brick Type Oscillators", ARRL UHF/Microwave Projects Manual Vol. I, 1994.
- 7- D. Porterfield, "Millimeter-wave Planar Varactor Frequency Doublers", Ph. D. dissertation, University of Virginia, Aug. 1998.
- 8 - P. Wade, "Practical Microwave Antennas", ARRL UHF/Microwave Projects Manual Vol. I, 1994.

A New U.S. 78 GHz Record

After about one year of preparation, AA6IW Lars Karlson and W0EOM Will Jensby, made their first formal contact on 78.000 Ghz at 2 PM on Nov. 28, 1997. W0EOM was located at the Qth of AA6IW, and AA6IW was at the Stanford Radio Club, approximately 4.6 km apart. With Lars was NV6KVG, Bob Johnson, who also has a 47/78 Ghz rig using a harmonic multiplier as both transmitter and receiver mixer. (Another story). Margins were over 10 dB at both ends, so Lars and Bob proceeded to move to the Canada College parking lot, which has a good view of the Bay area from NE to south. Lars was heard by Will soon after setup, but Lars' receiver failed so no two-way was made. Bob was not heard by Will, so the record was not extended.

On Dec. 11, 1997, a very clear, sunny day, temp. 70 degrees F., W0EOM and KV6NVG proceeded to set up at Canada College, while AA6IW set up at his Qth. Rifle scopes were used to boresite the antennas, and a two-way contact of 12.7 Km was soon completed. CW was used to exchange information, along with 440 Fm simplex as liaison. Signals were about 5 dB above the noise floor. Mirrors used to reflect the sunlight were also an aid in pointing. Bob was also able to hear Lars, but having about 15 dB less power than Will was not heard by Lars. Lars and Will both use independent transmit and receive chains. Turning on both allows the receiver to beat zero beat to the Xmtr. There is no danger of burning out the mixer with one milliwatt of power!

AA6IW setup:

Antenna- 18 in. cast reflector using Cassegrain sub-reflector, fed by a round w.g. horn.

Xmtr- X2 harmonic multiplier about 2 milliw output, driver chain locked to rubidium standard.

Receiver- Harmonic mixer to 435 MHz all-mode transceiver. Receive L.O. is locked to rubidium standard.

W0EOM's setup:

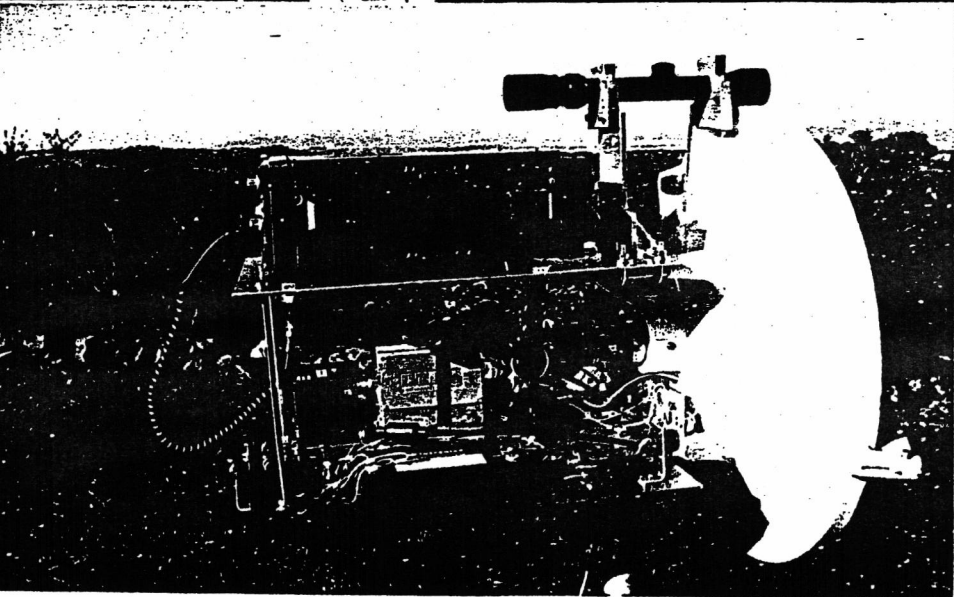
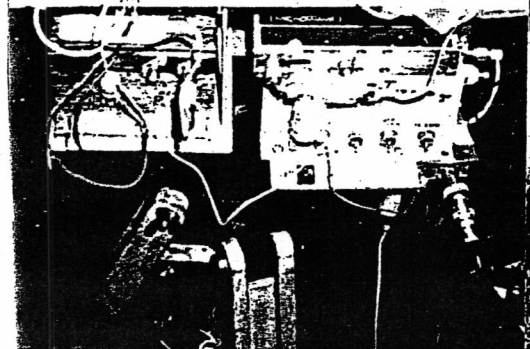
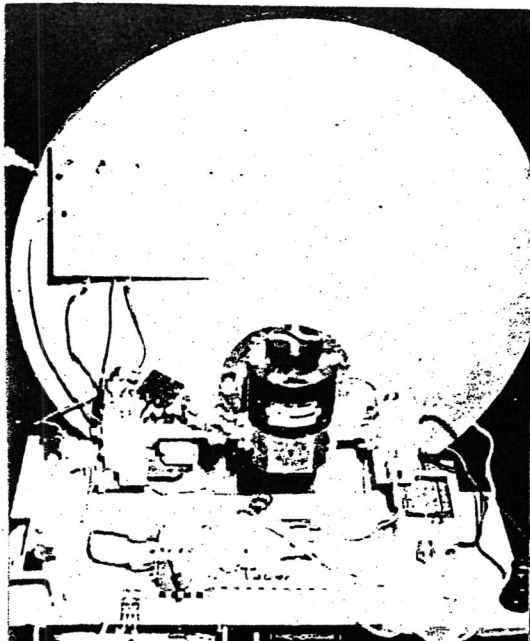
12 in. cast reflector using polished dime as splash-plate feed (to be improved before next try).

Xmtr- X3 harmonic multiplier built by DB6NT.

Power Output- -3 dBm at 78.000, plus 2 dBm at 76 GHz. Drive available about +17 dBm.

The driver chain is locked to Vectron model 71BY2828 10 MHz standard. This is a miniature unit with very good stability and repeatability. Warm up time is about 15 min.

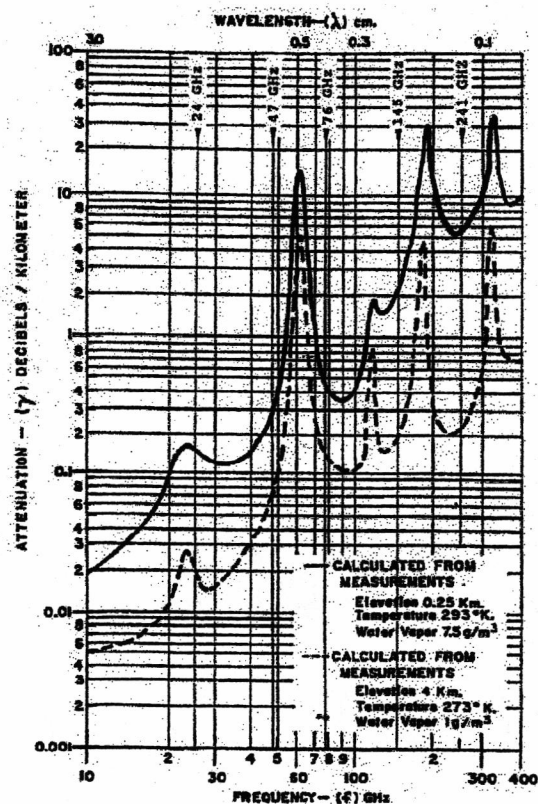
Receiver- X2 Harmonic mixer using a DB6NT mixer board modified for waveguide input for Avantek x2 doubler, 19.390 to 38.78 GHz, providing a 440 MHz IF to an R-7000 receiver. The L.O. is a 19.39 GHz DMC phased locked DRO. An oven was added for the crystal in the DRO, but it takes almost an hour before the drift becomes tolerable. Another approach is planned here, along with an upgrade to a 18 in. cast reflector with subreflector, same as AA6IW is using.



Au-dessus de 100 GHz

Au-dessus de 100 GHz

On s'approche de la lumière, les conditions de propagations évoluent ! L'absorption de l'eau et de l'oxygène deviens redoutable !



CALCULATED COMBINED WATER VAPOR
AND OXYGEN ATTENUATION

Rappel des guides utilisables.

EIA	IEC	Fréq. GHz	CUTOFF	Dim. Interne mm.	Wal mm.	Flange
WR42	R220	18.0/26.5	14.05	10.67 X 4.318	1.016	UBR220
WR34	R260	22.0/33.0	17.36	8.636 X 4.318	1.016	UBR260
WR28	R320	26.5/40.0	21.08	7.112 X 3.556	1.016	UG-599/U
WR22	R400	33.0/50.0	26.34	5.690 X 2.845	1.016	UG-383/u (Cir)UG-599/u MOD (Rectangulaire)
WR19	R500	40.0/60.0	31.39	4.775 x 2.388	1.016	UG383/U MOD
WR15	R620	49.9/75.8		3.759 X 1.888	1.016	UG385/U
WR12	R740	60.5/92.0		3.099 X 1.549	1.016	UG387/U
WR10	R900	73.8/112		2.540 X 1.270	1.016	UG387/U MOD
WR8	R1200	92.3/140		2.032 X 1.016	1.016	UG387/U MOD
WR6	R1400	114/173		1.651 X 0.626	1.016	UG387/U MOD

La référence, en terme de simplicité et d'efficacité, reste ici aussi toujours Michael !

Transverter for 145 & 241 GHz

Michael Kuhne, DB6NT

Kurzfassung: Ein einfacher Transverter basierend auf einem Harmonic-Mischer mit einer GaAs Beamlead Diode erlaubt den experimentellen Betrieb auf den beiden obersten mm-Bändern, die Amateuren zur Verfügung stehen. Das gleiche Konzept hat sich bereits bei 47 und 76GHz Transvertern bewährt. Eine geeignete Antennenkonstruktion und einfache Meßmittel werden beschrieben.

Abstract: A simple transverter based on the proven subharmonic-mixer concept with a GaAs-beamlead diode can provide experimental operation on the the top mm-bands of the amateur allocation, i.e. on both 145 and 245GHz. A suitable dual band antenna construction and measurement techniques are described.

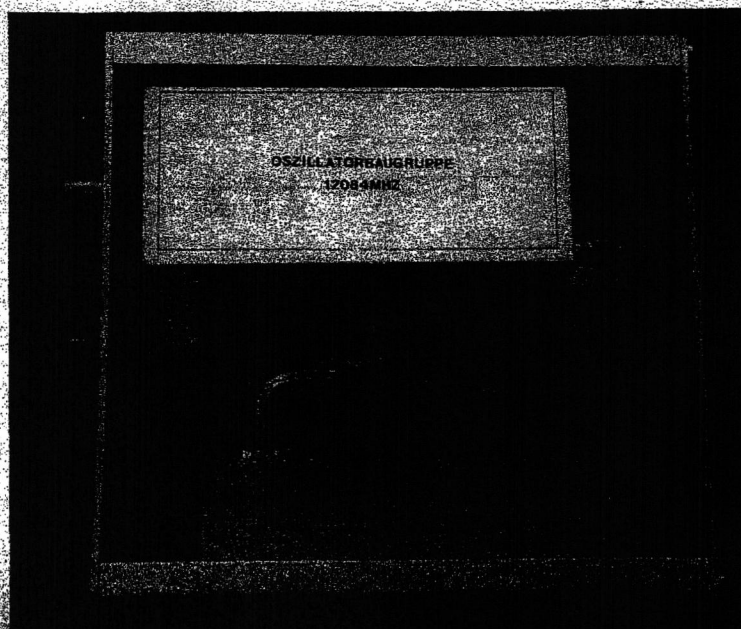
an die Antenne. Der Hohlleiter ist in Form einer Bohrung in das Alugehäuse realisiert, dessen Cut-off dicht unter der Betriebsfrequenz liegt und somit eine Unterdrückung niederfrequenter Signale gewährleistet. Die Mischdiode ist direkt über dem Hohlleiter auf einer 0.125mm starken Teflon-leiterplatte angeordnet. Diese vereinfacht den mechanischen Aufbau und umgeht aufwendige Mikromechanik.

Zum Betrieb können zwei Transverter mit um die ZF-Versetzte LO arbeiten und somit im Sendefall die Mischdämpfung (ca.10dB) zu sparen. Dabei ist nur Betrieb in CW durch Tasten der LO möglich. Die Ausgangsleistung ist aufgrund der Oberwellenmischung extrem klein und die Rauschzahl

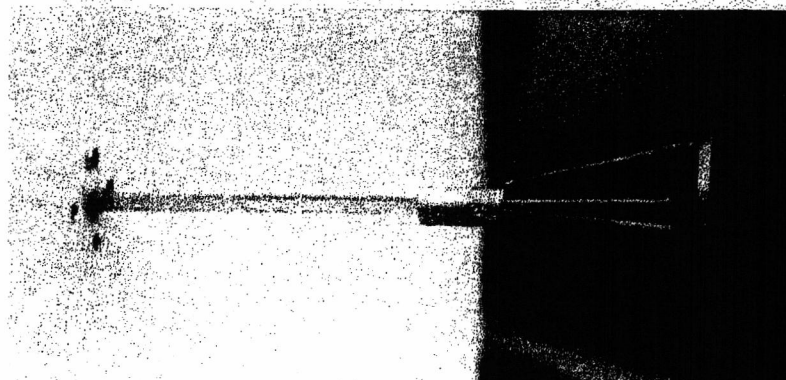
Einführung

Die Transverter sind eine Abwandlung der 47GHz #2 Schaltung. Der Mischer wird bei 145GHz mit der 6. Harmonischen der LO betrieben, bei 241GHz mit der 10. Harmonischen. Die Mischerschaltung für diese Bänder unterscheidet sich nur durch die masseseitige Freilassung der Leiterplatte sowie des Rundhohlleiters durchmessers zur Ankopplung

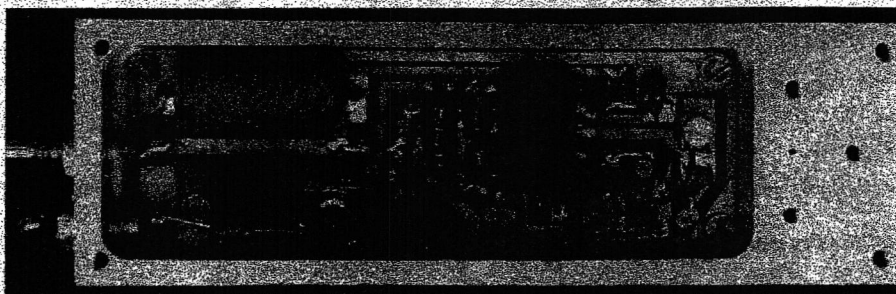
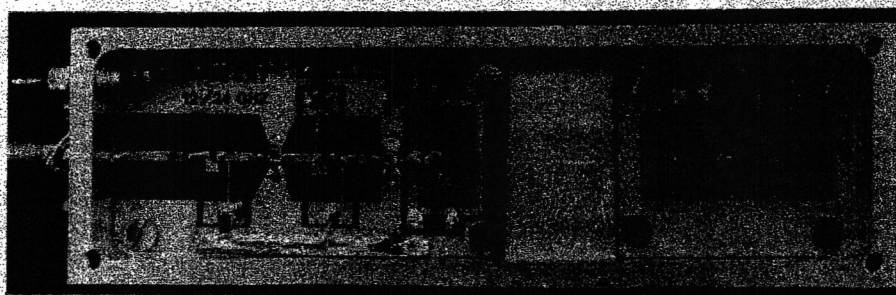
145 GHz Transverter mit eingebauter Hornantenne



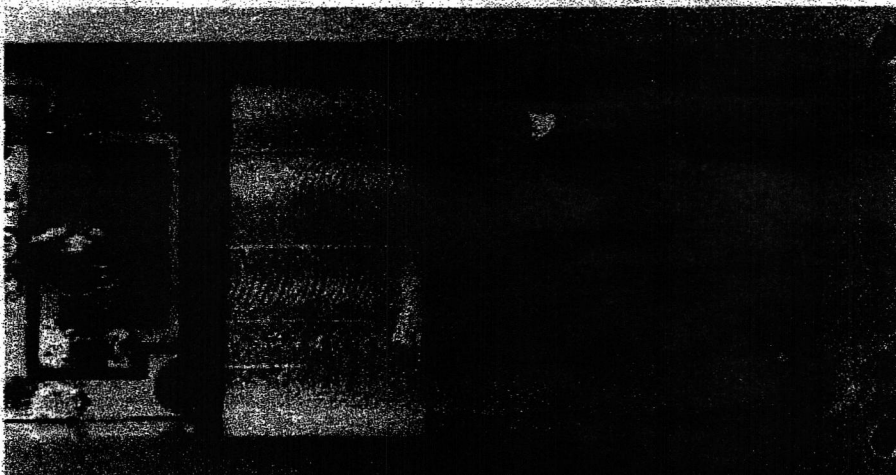
145/241GHz Station



145/241GHZ Transverter (Top View)

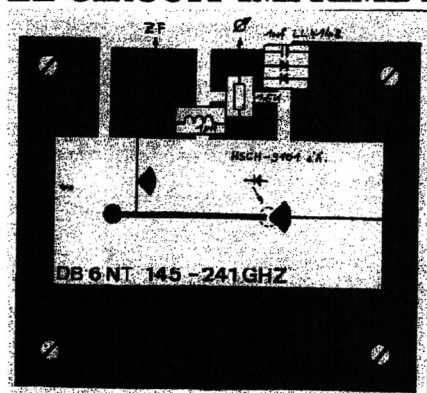


145/241GHZ Transverter (Bottom View)



145/241GHZ Station

LE CIRCUIT IMPRIME MIXER



GROS PLAN SUR LE COLLAGE DE LA HSCH9101

Introduction

The transverters are basically a modification of the successful 47GHz circuit in [1]. The 145GHz mixer is a 6th harmonic and the 245GHz mixer is a 10th harmonic mixer. The only difference between the mixers are different circular waveguides and a different etched pattern on the ground side of the PCB. The waveguide is a hole in the aluminium box and operates just above cutoff, to serve as a highpass filter for subharmonics. The mixer diode is fitted directly above the waveguide hole onto the 0.125mm thick TFE-PCB.

For transmitting one possibility is to generate two LO-frequencies offset by the IF-frequency. This is useful for CW only, but has 10dB more output power, when keying the LO.

In real transverter mode the output power is very low and the noise figure is quite high because of the high order harmonic mixing. Nevertheless it was possible to achieve a distance of 3km on 145GHz and 1km on 241GHz. This simple circuit

is intended as a starter for those who are interested in the two ultimate amateur mm bands.

The transverter is compromised of two modules. The first is the LO-module with an output of 20mW on 12GHz. The second is the mixer with integrated LO-doubler on 24GHz and the IF-circuit. The circuit is mounted in a machined aluminium box.

Alignment

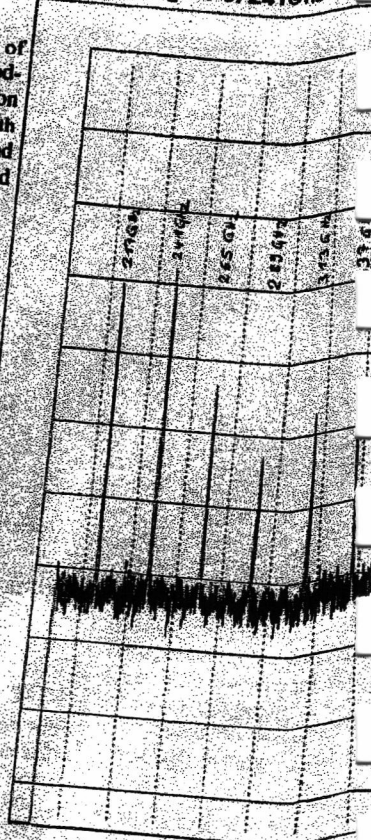
First the LO-doubler has to be aligned. A powermeter is coupled to the output via a short piece of semirigid. Tuning is performed by applying small tuning stubs made from copper foil.

After applying some silver epoxy cement to the ground side of the mixer board it is fastened with screws in the box. The IF-board is mounted to the opposite side of the box. Supply voltage and IF are passed through small holes. T/R-switching is good for a FT-290 or a modified IC-202 (see DUBUS 2/91). The attenuator for the 144MHz transmit signal is good for 3W.

The next step is the mounting of the beam-lead diodes. Viewing the board through a microscope you have to put some silver epoxy cement H20S to the track on the PCB. Then pick up the diode from the package with a wet toothpick (Put Isopropyl on it) and apply it into prepared piece of the track. The gold plated ends of the diode are facing the track! Take care that the ends of the diode are completely covered by the silver paste. When the epoxy cement has hardened (3h at 100°C) check the connection with an Ohmmeter.

Tune mixer with small stubs between LO-port and diode. Adjust for optimum IF-drive power with the 100Ω pot. Matching to the waveguide can be done with M5 screw. A spectrum analyzer is a valuable tool at this stage. (See DUBUS 2/92, pp.14 or look at Fig.6.

Bild/Figure 5: 241GHz Out



Connect transverter to a 144MHz. If the noise increase by switching the best noise figure can be found. LO power. This is done by tuning with a pot, tuning and subsequent fixed resistor.

For checking the mixer current can be fitted to the frontplate of

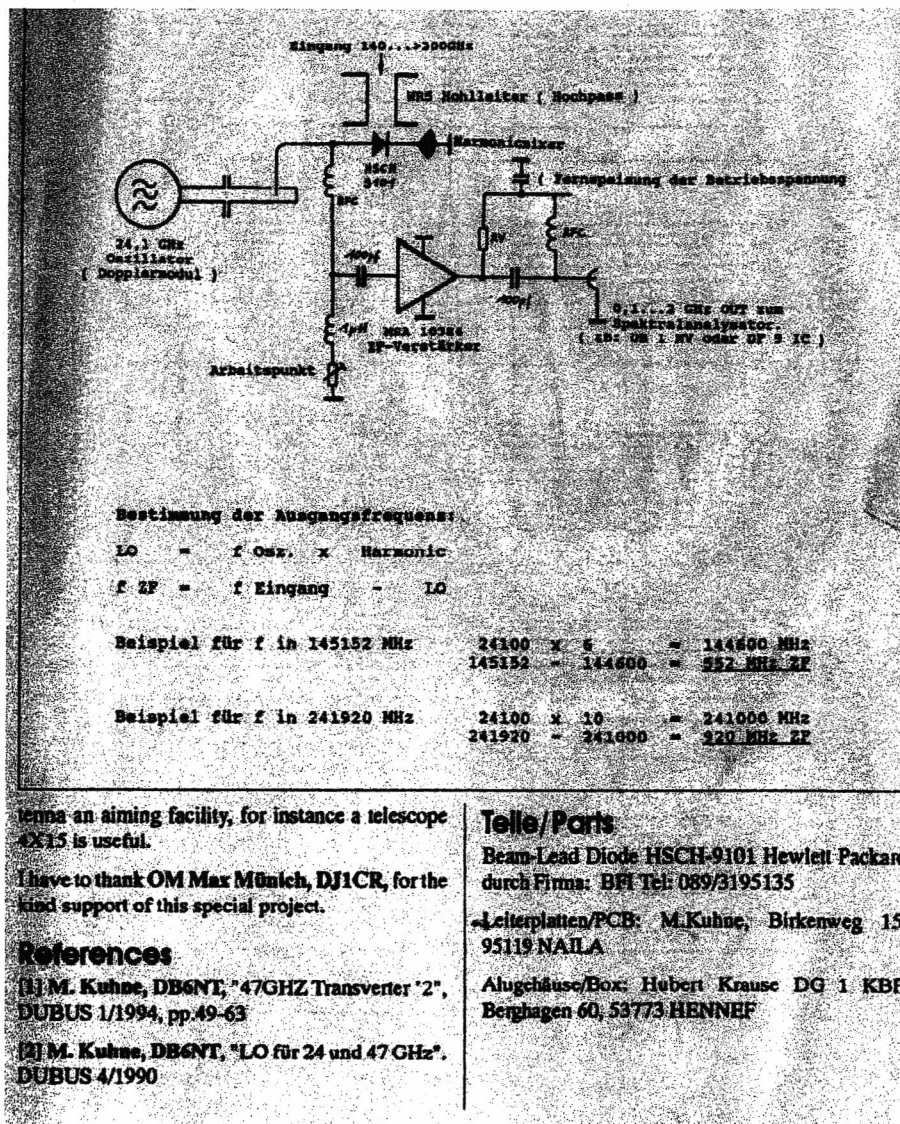
As a rectangular waveguide you try standard WR5. It's usable 241GHz. This means that you can use a band feedhorn, which can be made from PROCOM. Because of the aperture and the subsequent high

Note perso (F6BVA) :

Si vous optez pour un Ol sur 24 GHz, le remplacement des MGF par 2X NE325 facilitera grandement la mise au point du doubleur. (Valable également pour le 47 GHz !)

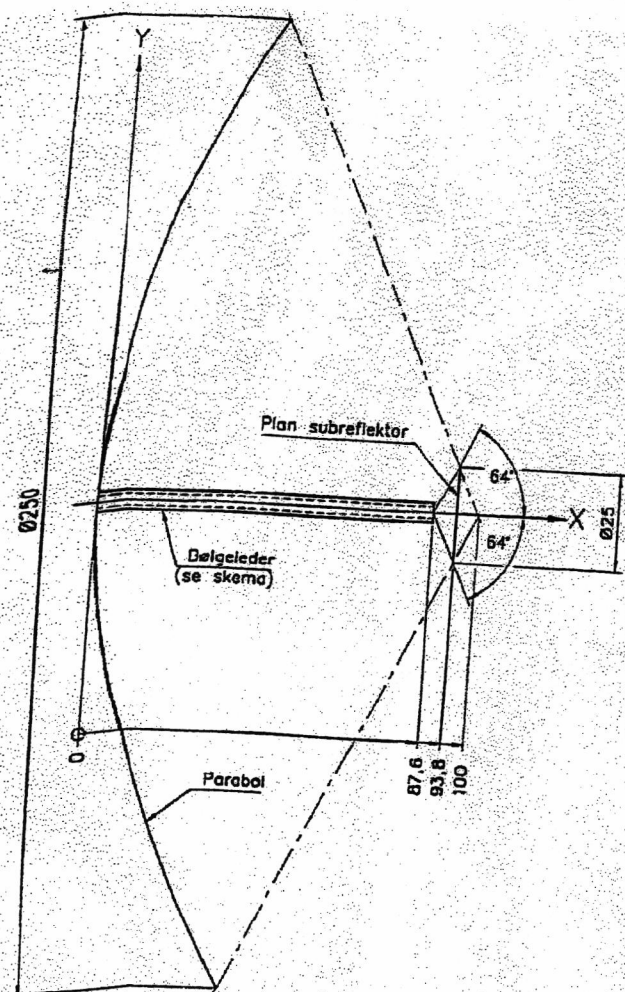
Dans tous les cas, prévoir un Back short ajustable au-dessus de la diode !

L'accessoire indispensable à la mise au point, le mixer extérieur pour l'analyseur.



La version de F6DER de ce mixer est réalisé en partant d'un DRO sur 12 GHz, suivi d'un doubleur (2X NE325), le 24 est injecté dans la 9101.

**Pour les inconditionnels de la « Prime-Focus »
La 25 cm PROCOM**



Mikrobølgeafdeling

Frekvens GHz	Bølgeleder
47	WR 19
76	WR 12
144	WR 7
220	WR 4

Alle mål i mm.
Matr.:
Beh.:
Tol.: DS/ISO 2768-m.
Mål: 1:1
Tegn.: 10/6-94 JF
Konstr.:
Godk.:
Dato.: 16/6-97

**Subreflektorsystem
for 47, 76, 144
& 220 GHz
999925,01**

An Example of Gear for the 145GHz Amateur Band

Brian Justin, *WA1ZMS*

I. <u>Introduction</u>	
II. <u>Understanding the Difficulties</u>	
III. <u>Propagation</u>	
IV. <u>Antennas</u>	
V. <u>Phase Locking</u>	
VI. <u>Conclusion</u>	
VII. <u>Acknowledgements</u>	
VIII. <u>References</u>	

I. INTRODUCTION

As interest in amateur radio millimeter-wave operation grows, it falls upon the shoulders of today's operators on those bands to document our efforts in order to further others' interest for tomorrow. To that point, this paper is a presentation of the author's current work on the 145 GHz amateur band. Although several expensive and hard-to-obtain subassemblies are used in the documented design, the information is presented as an attempt to foster others' thoughts, ideas, and conversations around the design of such millimeter wave gear. What seems unobtainable today may very well be common place in just a few years as more commercial surplus millimeter-wave equipment appears on the used market and at flea markets.

II. UNDERSTANDING THE DIFFICULTIES

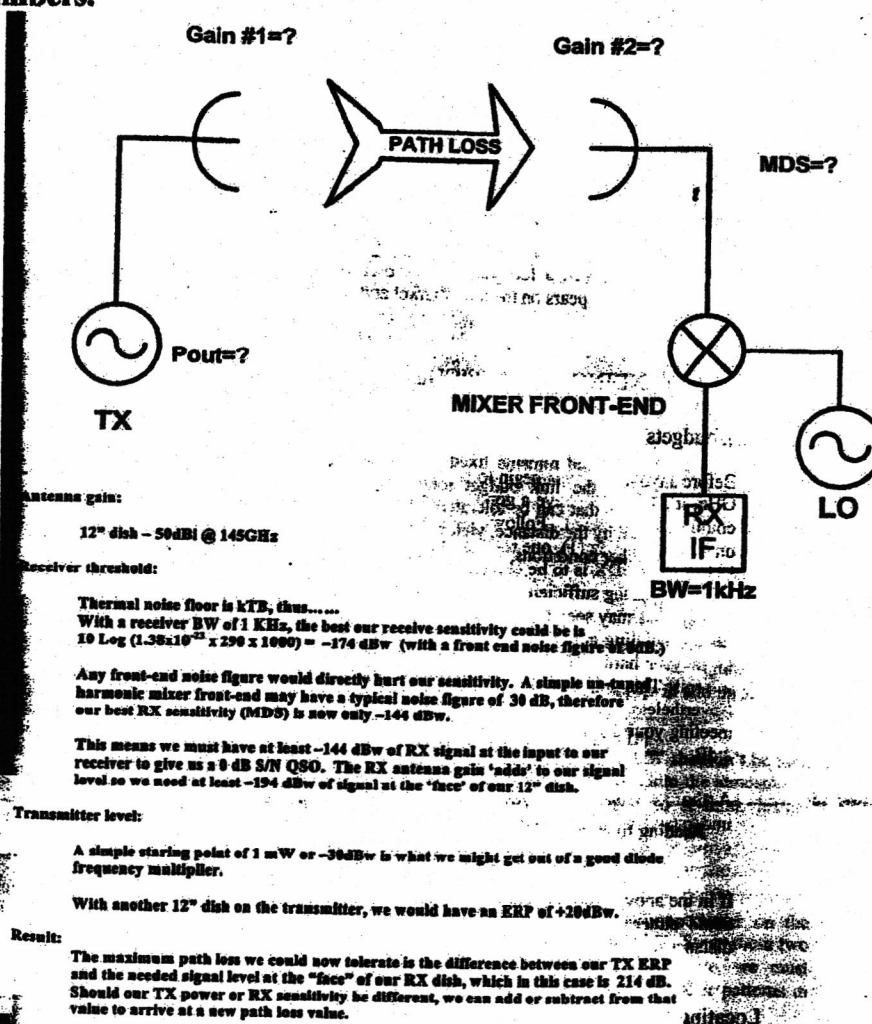
Link Budgets

Before anyone can even begin to realistically build gear for bands such as 145 GHz, it's helpful to have a good understanding of the types of problems that could be encountered. Following the experience gained from previous work on 47 and 75 GHz (1), one realizes that atmospheric losses must be dealt with if any type of DX is to be obtained, i.e.: >5km. Overcoming these losses is a matter of having sufficient transmitter power and a low enough receiver noise figure. This may seem over simplistic, but before starting a six-month project such as building gear for a millimeter-wave band, it would be nice to know if all of your hard work is going to pay off or if your best DX will be <500 meters! This is true, of course, unless your goal is to just 'be on the band'. Nevertheless, in either case, it would be nice to know if your design is meeting your goals or if you are missing out in working the next grid by only 2 dB.

A thorough and complete link budget analysis must be done in order to understand the magnitude of the problem. When first starting the analysis, some basic assumptions must be made. Those include such items as power output and receiver noise figure. The other items needed include projected values such as anticipated receiver bandwidth, antenna gain and atmospheric losses. With just the above-mentioned five items, it becomes a simple matter of "doing the math" to arrive at a value of the maximum distance over which a QSO could be made or what weather conditions are needed to work between two given sites.

The initial values of transmitter power and receive noise figure in the link budget calculations can be 'seed' numbers that are assumed to be practical and obtainable for the type of gear that is planned to

be built. Refer to the figure below for an example of link budget calculations, using such « seed » numbers.



The result of the link budget calculations will be the number of decibels of loss between the transmitter and receiver that can be tolerated if a QSO is to be made. This total loss number must then be proportioned between the free space loss and the atmospheric loss. The free space loss follows the well-known formula (2):

$$\text{Free Space Loss} = 96.58 + 20 \log (f) + 20 \log (d),$$

Where: f = frequency in GHz and d = distance in km

For 145 GHz, the equation can be reduced to:

$$\text{Free Space Loss} = 139.8 + 20 \log (d)$$

The details of atmospheric losses are discussed below in Section III. However, keep in mind that the free space loss is only a function of distance for a given band and remains fixed at all times. That fixed value must be subtracted from the link budget total, which then yields the maximum atmospheric loss that can be tolerated. The allowable atmospheric loss must then be divided by the distance, yielding the loss per km that must be achieved based on weather conditions.

For example:

$$\text{Link budget total loss} = 165 \text{ dB (a randomly selected number)}$$

Free space loss (for 10 Km path) = 159.8 dB

Allowable atmospheric loss = 165 dB - 159.8 dB = 5.2 dB

Allowable loss per Km = 5.2 dB / 10 km = 0.52 dB/km Reading from graph in Section III,

Outside weather dew point must be < ~19 degs. F for S/N = 0 dB

If in the above example the dew point was much lower than 19 degrees F, we could either accept a better signal to noise ratio or we could extend the distance and reduce the signal to noise ratio.

Locating 145 GHz parts

By far the most difficult task of building gear for the upper millimeter-wave bands has to be the procurement of parts that will function on the bands. On a band such as 145 GHz, coaxial-based multipliers and mixers are rarely used in the commercial arena, so the likelihood of finding such devices at flea markets is very rare indeed. The use of waveguide devices is most common, and although the price will be higher than most 47 GHz parts, they can be found if you take time to look. Ideal waveguide sizes for the 145 GHz band would be WR-8 through WR-4. However, the application of lower frequency assemblies should not be ruled out. For example, a diode detector mount designed for 38 GHz will still provide mixer function at 75 and 145 GHz. The conversion loss will be high and the input waveguide will be overmoded, but it WILL work and can provide the basis for a simple station.

In the stations designed by the author, a pair of modern, state-of-the-art, harmonic multipliers was located and provided very good performance. The mechanical design along with the associated varactor diodes were donated to the author by the Univ. of Virginia. These stations may be hard to reproduce because of the somewhat limited availability of similar multipliers (short of purchasing them new), but the ideas and concepts of the station design are very applicable to all of the millimeter-wave bands and others' projects as well.

III. PROPAGATION

Atmospheric Loss

With regard to the millimeter-wave bands, the atmosphere can be thought of as "the great equalizer". In other words, no matter how much power you may manage to generate and no matter how low your receiver noise figure may go, you will soon reach a point where the atmospheric losses will add up such that a QSO can't be had no matter what else you may try.

This is not to say that modes such as PSK-31 or QRSS CW shouldn't be tried to extend DX records, but every ham will eventually run into the atmospheric "brick wall" of millimeter-wave DX and be forced to re-think his/her approach to the bands.

Gas Losses

The major sources of atmospheric losses that we will encounter on the amateur millimeter-wave bands are oxygen and water vapor. Since these two gasses cannot be eliminated anywhere on the earth's surface, we must understand their effects and use the constantly changing weather patterns in the atmosphere to our advantage.

Since air pressure can be a direct indicator of the amount of oxygen in the air and dew point is an

indicator of the amount of water vapor in the air, these two values are our prime indices of millimeter-wave conditions. The expected effect from oxygen losses versus a change in atmospheric pressure, will have a lesser effect than water vapor when looking at total losses in the amateur radio millimeter-wave bands. This is due to our bands, with the exception of 119 GHz, being sufficiently far from the major oxygen resonance lines.

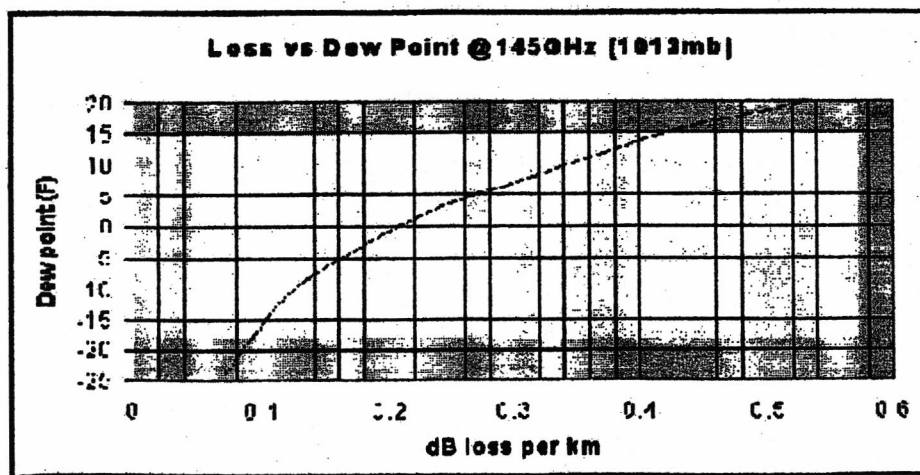
For example, the range of atmospheric pressures that we may experience can vary from around 950 to 1050 millibars. For a fixed value of water vapor, say 7.5 g/m^3 , and a fixed temperature of 15 degrees C, the total atmospheric losses would vary from .92 dB/km at 950 millibars to 1.0 dB/km at 1050 millibars, delta of 0.08 dB.

If we now hold the pressure constant at 998 millibars, and the temperature constant at 15 degrees C again, and change only the water vapor concentrations from around 1 g/m^3 to around 4.5 g/m^3 , we see a change in total atmospheric losses from .16 dB/km at $\sim 1 \text{ g/m}^3$ to .72 dB/km at $\sim 4.5 \text{ g/m}^3$, or a delta of 0.56 dB.

We can see from these above examples that a typical change in water vapor values will have a greater effect on 145 GHz path loss than would a typical change in atmospheric pressure. The effect of a change in barometric pressure would be more noticeable if the water vapor concentrations were already low, such as on a very dry winter day. The ideal weather for millimeter-wave propagation, in general, is a dry, low-pressure system. However, since nature typically provides us with wet weather in low-pressure systems, the best that we can do would be to conduct our millimeter-wave QSOs on high mountains during very dry days.

Not all millimeter-wave bands experience the same weighting ratio of water-to-oxygen losses as depicted in the above example. In an extreme case of low water vapor, the total atmospheric losses at 145 GHz are less than those at 75 GHz. The primary reason is the existence of an oxygen resonance line around 60GHz. A similar water resonance line exists near 183 GHz. In the final analysis, the total loss is a complex function of frequency, water vapor concentrations, and atmospheric pressure.

Below is a simple graph that was created using atmospheric data supplied by MIT, based on the literature (3), and verified through experiments by the author. The graph shows the expected total atmospheric losses vs. dew point for the 145 GHz amateur band at a barometric pressure of 1013 millibars.



Locating Weather Data

Once you know what type of weather data you need (i.e.: dew point) in order to determine existing

propagation conditions or to predict future conditions, you need to find a reliable source of such data. Current dew point conditions can be obtained from most local NWS weather sources and dew point forecasts can be found on the Web at:

http://www.wagwx.ca.uky.edu/lbm-images/ngm_dewp_ani.gif

IV. ANTENNAS

Typical antennas used on the millimeter-wave bands are the horn, the parabolic and the lens. The horn and the parabolic are the most common, although a horn and lens combination have been proposed and successfully used on the lower, 10 GHz band.(4) While a horn antenna may be easy to design and construct, the basic parabolic antenna offers an attractive, simple to use design and with many surplus 30cm dishes to be found at flea markets, it's an ideal choice for mm-wave work. Although the surface finish becomes a critical factor, it is the dish's overall curvature and its deviation from a true parabola that become increasingly important. An RMS surface tolerance error on the order of 0.2mm will cause a given dish to exhibit about 6dB of gain reduction from the ideal dish at 145 GHz.(5) It therefore can be seen that efforts to find an ideally smooth, optically correct, dish antenna should not be on the top of the list when starting out the construction of a millimeter-wave station.

To that point, the two parabolic dishes used in the author's stations were surplus ones that had been found at flea markets. One was originally used for 23 GHz commercial TV links and the second was a military surplus millimeter-wave dish. Both dish feeds were designed to be Cassegrain sub-reflector based but flat plate sub-reflectors were used in the initial tests. Later, true hyperbolic sub-reflectors were designed with the aid of G7MRF's spreadsheet based software.(6)

A simple open-ended section of WR-8 was initially tried as the feed for the sub-reflector, but it was found that the pattern of the complete dish antenna suffered from poor gain and had many side lobes. This problem was characterized in HFSS when an open-ended piece of WR-8 was used as a simple horn itself in free space. As the ratio of waveguide wall edge to wavelength increases, it becomes apparent that the open-ended guide begins to look increasingly like an open slot in a sheet of metal. Thus with standard sized waveguide wall construction, radiation caused by surface currents on the waveguide edge contribute to a poor pattern with many side lobes.

Dual-mode W2IMU horns were then constructed to allow for proper sub-reflector illumination.(7) The dual-mode horns were designed using HDL_ANT software.(8) The construction was simplified by grinding the end of a carbide drill bit to the required angle to allow the forming of the taper section of the dual mode feed. The horn was then fabricated by simply plunging the drill bit into a section of brass dowel on a lathe. The small diameter section of the horn was made by drilling the proper sized circular waveguide hole with the lathe. The driven end of the dual mode horn had a lip formed on it, to allow the entire horn to be slipped over the end of a piece of WR-8 and held in place by a small set screw. The resulting step transition between the WR-8 and the circular guide of the dual-mode feed was modeled in HFSS and was found to be an acceptable ~20dB S11 match.

V. PHASE LOCKING

By far, one of the most challenging and interesting tasks in the design of the author's particular 145GHz station was the phase-locked loop for the Gunn oscillator. The output of this locked Gunn is used to drive the X2 transmit multiplier, which is a copy of a design of a 160GHz multiplier made at the Univ. of Virginia.(9)

A commercially-obtained 72.5GHz Gunn oscillator functions as the VCO block within the PLL. The particular Gunn source does not have a varactor tuning diode, so the oscillator must be electronically

tuned using voltage pushing of the Gunn diode's supply voltage. Although this method of tuning and phase locking has been described in prior amateur projects, the method appears to be used by very few as its application can require detailed PLL design and analysis. (10)

Detailing the intricate design evolution of the stations is beyond the scope of this paper; however, a very important point to mention is the integration of the PLL loop filter into the Gunn's voltage regulator. In concept, a traditional PLL would place the loop filter just after the phase detector. In a voltage- pushed design, the output of that filter would then drive an adjustable voltage regulator which supplies DC power to the Gunn diode. Since the voltage regulator is after the loop filter, any noise created in the regulator would easily modulate the Gunn diode and result in a very noisy source. The idea of placing a passive loop filter after the regulator was dismissed due to the problems associated with having high DC current flowing through the filter. With the integration of the regulator and loop filter, any noise created by the regulator would also be filtered by the low pass action of the filter. A complete and detailed ADS simulation of the loop was made with the assistance of Dr. William Overstreet, K4AJ. This allowed for optimization of the closed loop and the resulting phase noise to provide a signal that could be used for narrowband CW work.

Since the PLL was designed to be locked anytime that DC power was applied, it was decided to use FSK-CW modulation by dithering a frequency-trim adjustment voltage on the reference oscillator. The resulting frequency shift at 145 GHz was only a few hundred Hertz, but was able to be copied without too much difficulty.

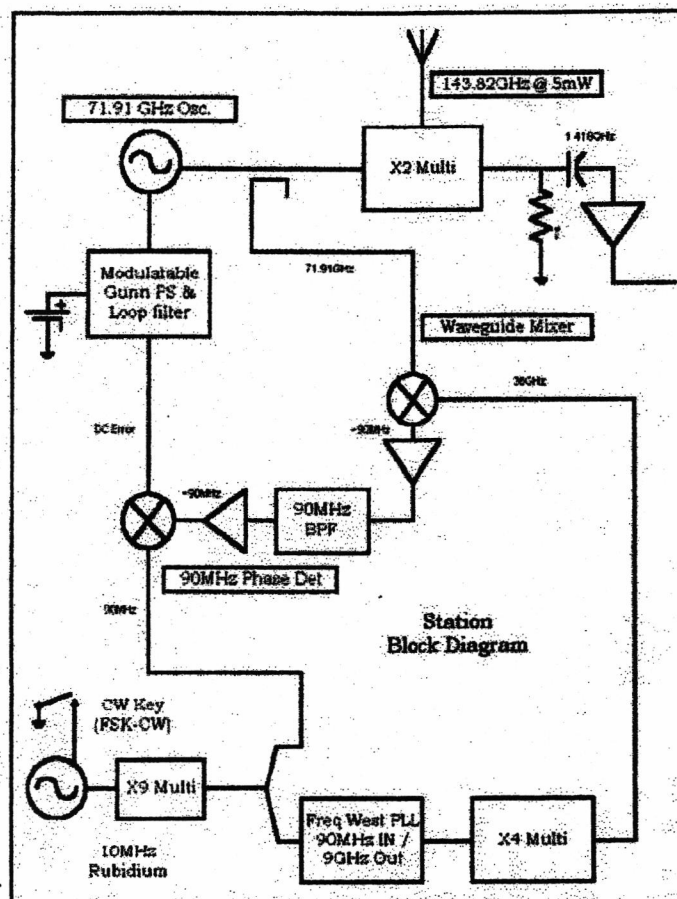
The transmit frequencies of the two stations were offset from one another to create a difference IF frequency that was monitored with an ICOM R-7000 receiver.

VI. CONCLUSION

Two of the above-described stations were constructed during the summer of 2000 and were used in several grid expeditions during the following months. A new North American DX record was established on November 6th, 2000 at a distance of 34 km over a line-of-sight path.(11) At that time, oven- controlled oscillators were being used rather than rubidium standards, as shown in the above station block diagram. This created a difficult-to-follow frequency drift, which remained no matter how much thermal insulation was placed around the oscillators. The drift made the signals very tricky to keep centered in the 1 KHz receiver pass band. This indicated that a more stable reference source was needed and for future contacts a rubidium oscillator was incorporated into each station.

With the better oscillators in place, the dish feeds were then further improved by the addition of the dual-mode horns and the DX record was bettered to 61 km on January 1st, 2001 over a line-of-sight path.(12) At that point the 0 dB S/N ratio limit had been reached and no better DX could be achieved, even on the driest of days, in the area of southwest Virginia.

Future improvements may include an optimization of the mixer conversion losses. Since in this design the X2 multiplier serves as a harmonic mixer for the receiver, its conversion loss and resulting noise figure are rather high. The multiplier assembly was never intended to be used as a receive mixer, so no consideration was given to that application during its design phase at the Univ. of Virginia. By careful adjustment of the mixer's DC bias point and LO drive power, however, it is hoped that a lower conversion loss will be achieved.



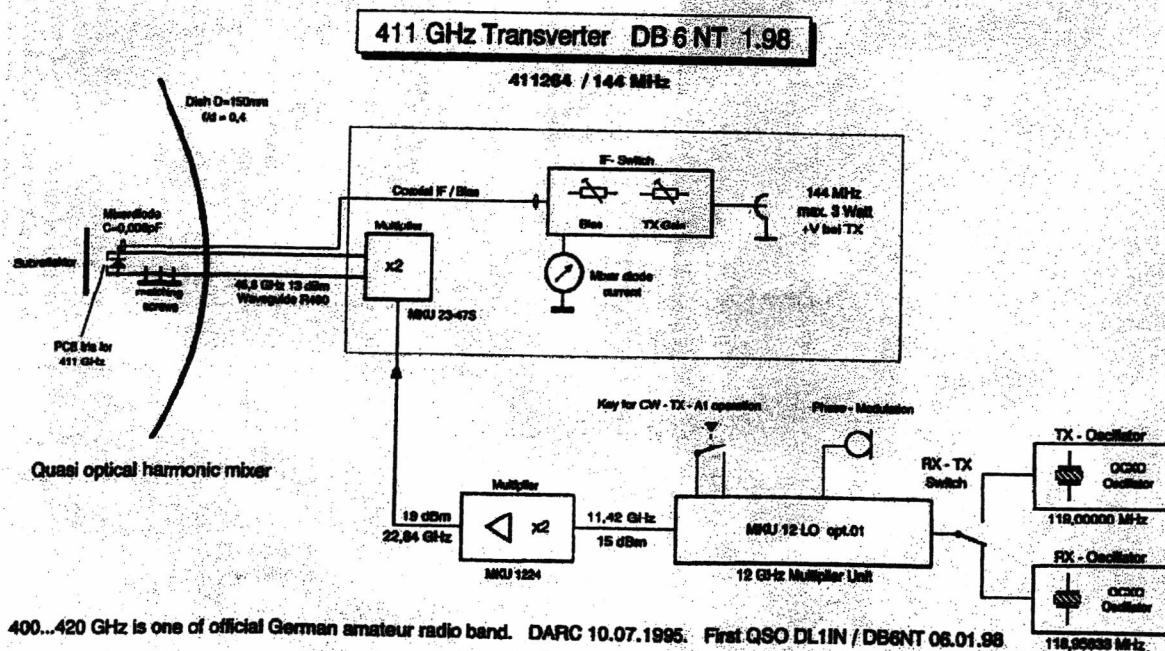
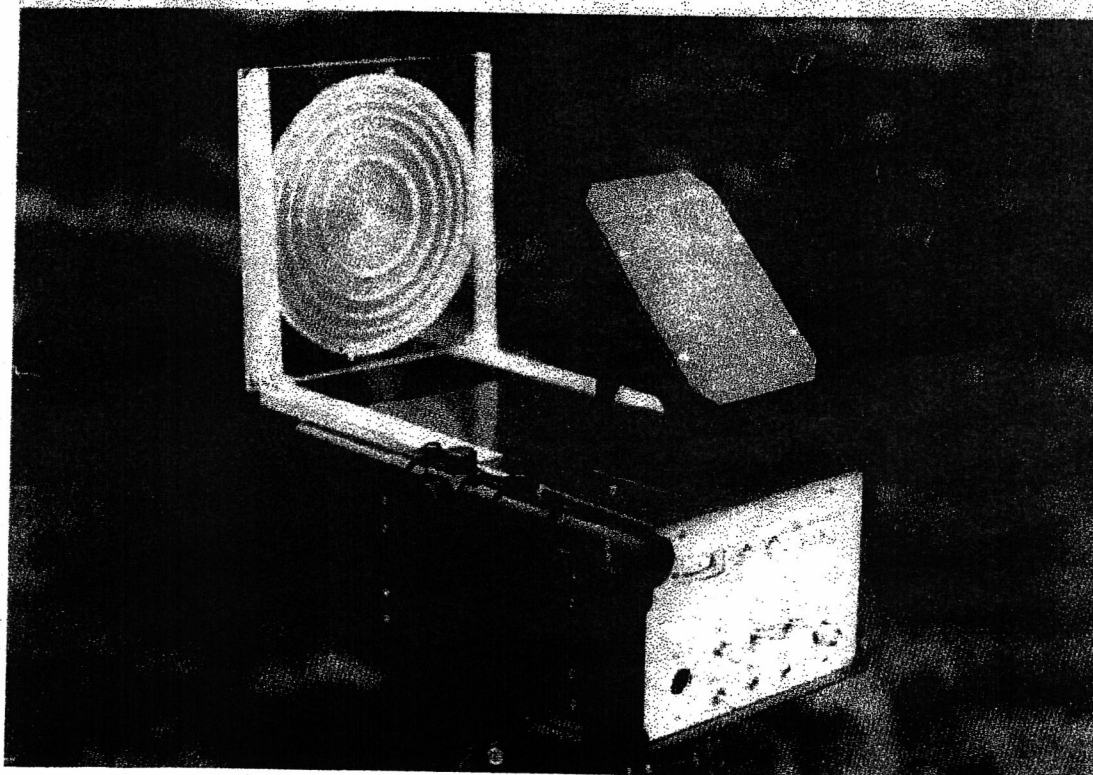
VII. ACKNOWLEDGEMENTS

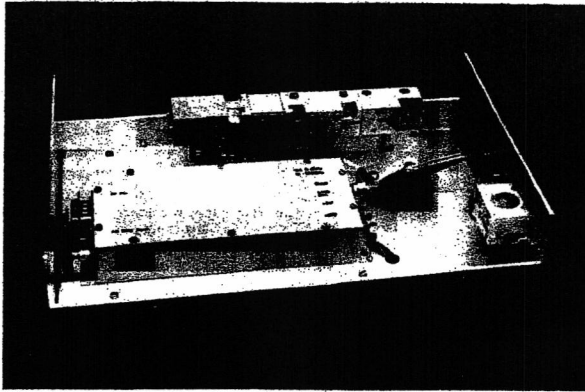
The author wishes to thank the following people for their assistance in the project, encouragements and help during the grid expeditions: R. Frey, WA2AAU; the members of the Mount Greylock Expeditionary Force; W. Overstreet, K4AJ; G. Howell, WA4RTS; P. Lascell, W4WWQ; J. Price, N4QWF; Drs. T. Crowe, D. Porterfield, K. Hui, of the Univ. of Virginia; T. Dawson, machinist; and D. Wheeler of Harmonix Corp.

VIII. REFERENCES

1. - B. Justin, WA1ZMS, "World's First VUCC on 75 GHz", Microwave Update Proceedings, ARRL, 1999.
2. - M. Van Valkenburg, "Reference Data For Radio Engineers", Chapt. 33, p.22, Prentice Hall, 1993
3. - J. E. Alinutt, "Satellite-to-Ground Radiowave Propagation", London Peregrinus, 1989.
4. - P. Wade, N1BWT, "Practical Microwave Antennas", UHF/Microwave Projects Manual, Vol. II, ARRL, 1997.
5. - R. Johnson, "Antenna Engineering Handbook", Chapt. 17, p.37, McGraw Hill, 1993.
6. - M. Farmer, G7MRF, "Large Dish Cassegrain Development Using CAD & Spreadsheet For Millimetric Bands & Practical Implementation", Microwave Update Proceedings, Mt. Airy VHF Radio Club, Inc., 2000.
7. - R. Turin, W2IMU, "Dual Mode Small Aperture Antennas", IEEE Trans. Antennas & Propagation, Vol. AP-15, pp.307-308, March 1967.
8. - P. Wade, W1GHZ, HDL_ANT Software Ver. 3b3, <http://www.w1ghz.cx>, 2001
9. - D. Porterfield, "Millimeter-wave Planar Varactor Frequency Doublers", Ph. D. dissertation, University of Virginia, Aug. 1998.
10. - M. Dixon, G3PRF, "Microwave Handbook, Vol. III", Radio Society of Great Britain, 1992.
11. - E. Pocock, W3EP, "The World Above 50MHz", QST, ARRL, p.86, January 2001.
12. - E. Pocock, W3EP, "The World Above 50MHz", QST, ARRL, p.101, March 2001.

First QSO on 411GHz





411 GHz Transverter DL11N Style

diesen Spiegel nach dem Cassegrain-Prinzip aus.

Die Station von DL11N dagegen benutzt einen Gunn-Oszillator auf 51,4 GHz, der über einen Mischer-PLL an einen 80 MHz Oszillator angebunden wird (Abb. 2). Die gleiche Beam-Lead Diode befindet sich an einem 4 Wellenlängen langen Erreger ("Langdraht") und strahlt die achtfache Frequenz ab oder mischt als harmonischer Mischer das Band um die achtfache LO-Frequenz in das ZF-Band. Nach zwei Umlenkungen wird die Energie von einer Fresnel-Linse mit 40 cm Brennweite gebündelt.

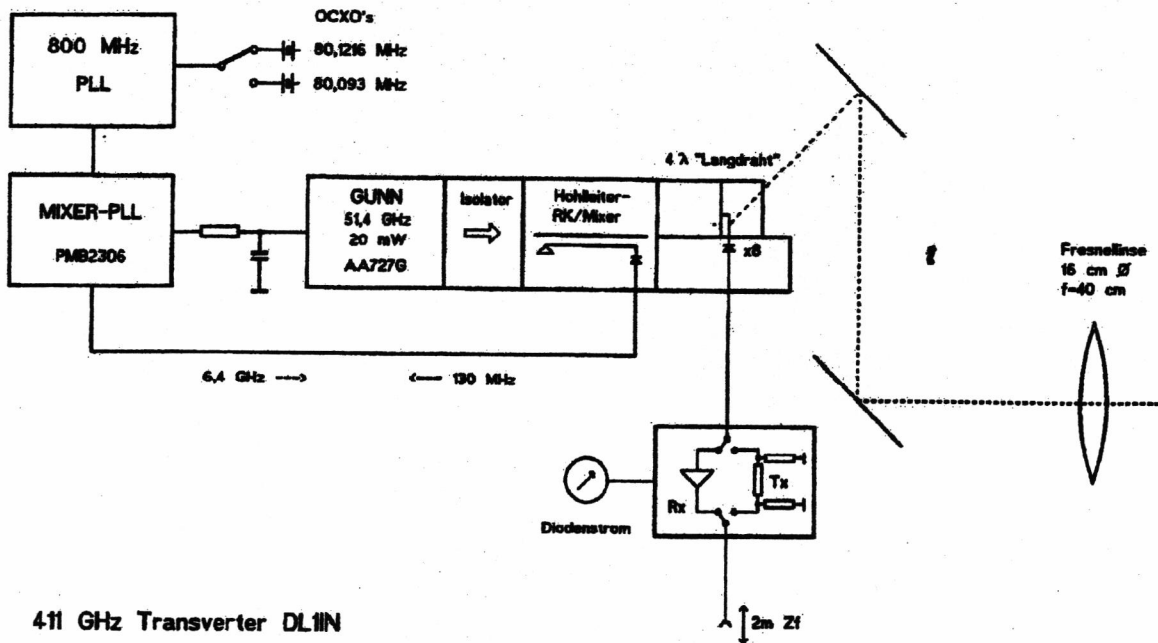
Die in Erst-QSO überbrückte Entfernung betrug ca. 50 m. Die Stationen sind Eigenbau.

English Version:

At January 8th, 1998, the first QSO on the 411 GHz band has been achieved between DB6NT and DL1JIN on a distance of 50 m. The station equipment used for this sub-millimeter wavelength was home brew.

The equipment of DB6NT uses an oven stabilized OCXO on 119 MHz as a frequency source. Subsequent multipliers finally generates a signal on 45,6 GHz with an output power of 20 mW. This signal is fed into a waveguide with a Russian beam-lead Schottky diode fitted to its end. This diode serves as a $\times 8$ multiplier during transmit and as a harmonic mixer during receive. The LO-frequency is altered accordingly to achieve a 144 MHz IF. The 150 mm diameter dish is fed by the open waveguide end and a Cassegrain type subreflector.

The equipment of DL11N uses a 51.4 GHz Gunn-oscillator, which is synchronized with a 80 MHz OCXO by means of a mixing PLL. The 51.4 GHz signal drives the same type of Schottky diode, which is fitted to a 4 wavelength probe ("Longwire"). The radiation of the probe is deflected two times and finally routed to a Fresnel lens with a focus of 40 cm.



411 GHz Transverter DL11N

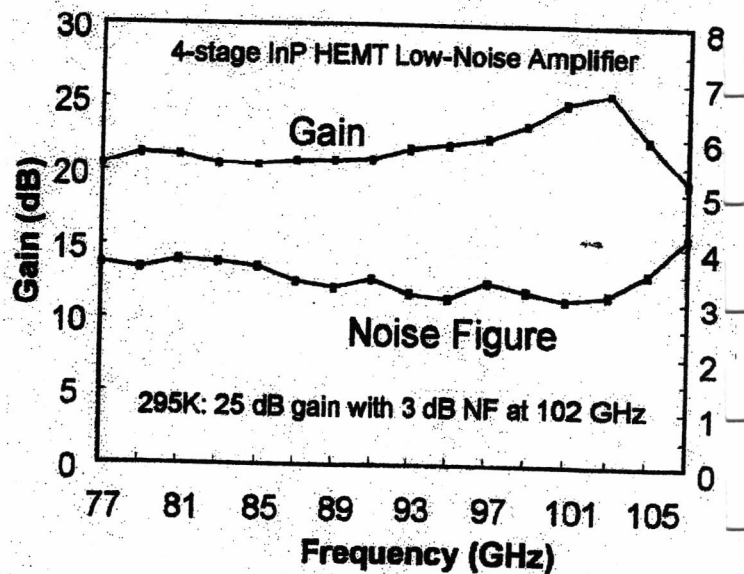
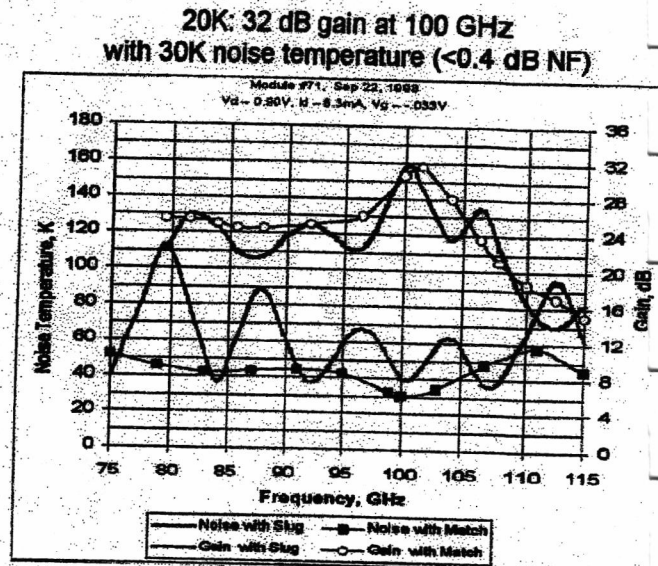
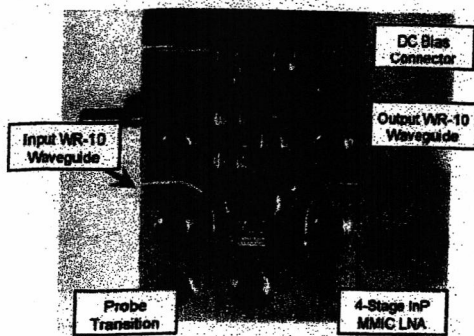
Ce n'est plus vraiment du domaine de l'amateur mais il faut savoir que cela existe!

100 GHz Cryogenic InP HEMT LNA

**Winner of JPL/NASA Award
"Award of Excellence for Technical Achievement"**

4-stage amplifier, $4 \times 10 \mu\text{m}$ HEMT devices

- 295K: 25 dB gain, 3.0 dB NF at 102 GHz
- 20K: 32 dB gain, < 0.4 dB NF at 100 GHz



MMIC BASED MMW RADIOMETERS FOR REMOTE SENSING

Robert W. Haas

TRW

1 Space Park, Redondo Beach, CA 90278

Abstract - This paper presents an overview of MMIC based MMW radiometers for remote sensing developed over the past several years. Advances in MMW GaAs and InP MMIC technology have made it possible to use these circuits for very low noise radiometers without compromising performance. The resulting systems are smaller, lighter, and lower power. The primary application of these systems has been satellite based earth remote sensing but systems are under development for space based radio astronomy and PMMW imaging for low visibility autonomous aircraft landing. The requirements of various remote sensing systems are reviewed along with the benefits resulting from MMIC technology insertion.

INTRODUCTION

Traditionally it has been necessary to build high performance MMW radiometers from carefully designed, highly specialized, individual waveguide components. Usually the first front end component, which establishes the noise temperature, has been a mixer which downconverted the input to an IF of several GHz where FET low noise amplifiers were available for further amplification. These front end mixers were state-of-the-art jewels whose performance depended upon very careful design and specialized Schottky diode chips available only from very limited sources. They were operated either at room temperature or sometimes cryogenically cooled to around 20 K to achieve very low noise temperatures. In some ground installations, where conditions permit, superconducting SIS junctions cooled

to below 4 K, are used as the front end mixing elements to achieve even lower noise temperatures. Many excellent radiometers have been built this way at frequencies up to several hundred GHz for space based remote sensing as well as ground based radio astronomy. However, in recent years, with the clamor for smaller, faster, cheaper space systems and with rapidly advancing development of MMW LNA technology, broad band, low noise MMIC's are increasingly being inserted in radiometer inputs or even taking the place of complete radiometers. Figure 1 shows the ranges of noise temperatures covered by these various technologies.

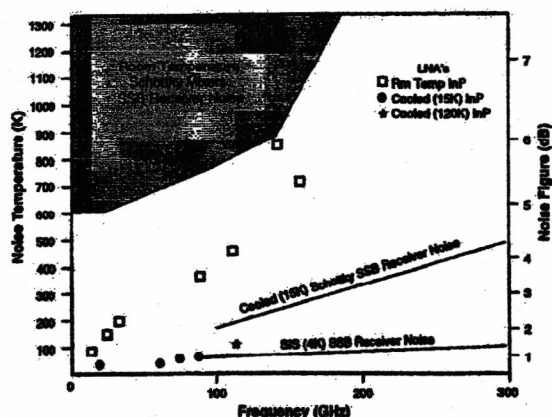


Figure 1 Noise temperature of various types

Two excellent examples of truly miniaturized and totally MMIC radiometers were reported by Weinreb [1]. Shown in Figure 2 is a 90 – 100 GHz direct detection radiometer which includes MMIC LNA's, bandpass filter, detector and DC Op Amp all in a 20 x 8 mm module. Also reported was a W-band superhet receiver module which contained two RF

LNA's, mixer, and two IF amplifiers in a 25 x 6 x 6 mm size.

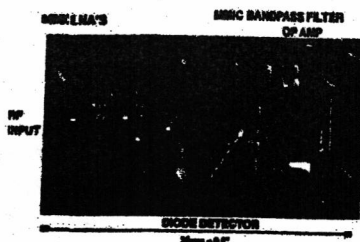


Figure 2 W-band Direct Detection radiometer

The following sections describe several systems that have or will benefit from MMIC insertions.

JASON

Jason is the follow-on to TOPEX/Poseidon which was launched in 1992. TOPEX/Poseidon is a cooperative satellite mission between the United States and France designed to provide high-accuracy global sea level measurements. During its first three years of operation it measured sea heights to within 4 cm. The payload includes a dual frequency radar altimeter (C- and Ku-Band) which measures the satellite height above the sea, and the TOPEX Microwave Radiometer (TMR) [2] which measures the water vapor along the path viewed by the altimeter to correct the altimeter data for pulse delay due to water vapor. This radiometer operates at 18, 21 and 37 GHz and uses mixer front ends which results in receiver noise temperatures of around 1000K (6 dB noise figure). The RF and video sections of the 18 and 37 GHz radiometers each measured 36 x 15 cm. For the Jason mission, due to be launched in 2000, TRW has developed GaAs MMIC based radiometers which are smaller, lighter, less power hungry and much lower noise. One of these is shown in Figure 3. The overall size is only 13 x 6 x 4 cm, far smaller than the original. These radiometers have noise temperatures of around 360 K (3.5 dB NF) and operate on less than 2 Watts each.

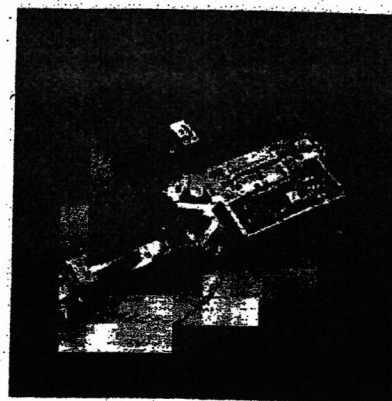


Figure 3 18 GHz JASON RF & Video Module

IMAS

IMAS, the Integrated Multispectral Atmospheric Sounder, was conceived as part of NASA's New Millennium Program to demonstrate several advanced technologies. This instrument would combine in a single package the sounding capabilities of the AIRS (Atmospheric Infrared Sounder) and the AMSU A & B (Advanced Microwave Atmospheric Sounder) instruments which primarily perform temperature and water vapor sounding from low earth orbit. The combined mass and power of these instruments is 300 kg and 400 W. The goal for IMAS was 110 kg and 100 W. Under contract to NASA's JPL, TRW developed InP MMIC based radiometers for 50 - 57 GHz and 112 - 120 GHz and a low noise amplifier for 165 - 187 GHz. The resulting radiometer packages measured 8.2 x 6 x 3 cm and weighed less than 0.3 kg. The 54 GHz model drew only one watt power and the 118 GHz took 2.5 watts which included DRO local oscillators. Figure 4 is a photo of the 118 GHz model which had less than 6 dB noise figure. Further details on this radiometer are being presented by Sholley [3] at this conference.

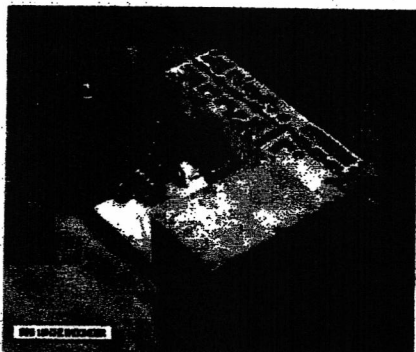


Figure 4 IMAS 118 GHz Radiometer

EOS/MLS

The EOS/MLS will be an advanced version of the Microwave Limb Sounder currently flying on JPL's Upper Atmosphere Research Satellite. That instrument does limb sounding of our atmosphere at 63, 183 and 205 GHz. EOS/MLS is scheduled to fly on the EOS CHEM-1 satellite in 2002 and will measure many molecules in the atmosphere at frequencies ranging from 118 GHz up to 2500 GHz. A MMIC based 118 GHz radiometer for this new instrument is currently under development at TRW. Its circuitry is similar to the 118 GHz radiometer developed for IMAS but it uses a phase locked local oscillator and the required noise temperature is lower.

PLANCK

Planck Surveyor is the European Space Agency's (ESA) satellite mission to map spatial anisotropy in the Cosmic Microwave background over a wide range of frequencies with an unprecedented combination of sensitivity, angular resolution and sky coverage. Its Low Frequency Instrument (LFI) will consist of 56 low noise radiometers operating at the focal plane of a 1.5m antenna and covering frequencies from 30 to 100 GHz.

Each of these radiometers consists of a front end module, cryo cooled to 20 K and a back end module operating at room temperature. Because of the large number of receivers and their requirements for extremely low noise along with gain and phase balance, InP MMIC LNA's will be used in the receivers at the two highest frequencies of 70 and 100 GHz. These receivers should have noise temperatures of less than about 30 K (0.4 dB noise figure) and very low power dissipation because of the cooling requirements. These LNA's are currently under development at JPL and TRW.

FCRAO Radio Telescope 16 Channel MMIC based FPA Receiver

An outstanding application of MMIC based radiometers is the 16-element cooled focal plane array receiver at the Five College Radio Astronomy Observatory near Amherst, MA. Each of the cryogenically cooled radiometers in the array consists of two InP MMIC RF LNA's, a subharmonic mixer operating over 85 to 115 GHz and GaAs MMIC IF amps. The use of these very low power dissipation InP MMIC's makes the cooling possible and the noise temperatures between 50 - 130 K are comparable to wide band fixed-tuned SIS mixer receivers. Papers describing the MMIC LNA's and the Focal Plane Array are being presented at this conference [4,5]

MMW CAMERA

The most extensive use of MMIC radiometers has been in the passive millimeter wave camera developed at TRW and first reported at this symposium in 1996 [6]. Recent progress has resulted in a camera that is capable of generation of real time displays of the imaged scene [7,8]. This camera consists of a focal plane array of 1040 direct detection, 89 GHz radiometers. Each of these is a complete W-band receiver on a single chip, 2mm x 7.6mm, containing a high gain, low noise

amplifier chain, an integrated diode detector, and an integrated input switch for Dicke mode operation. This MMIC, shown in Figure 5, was designed, fabricated, and tested using 0.1 μm T-gate passivated pseudomorphic AlGaAs/InGaAs/GaAs HEMT technology at TRW.

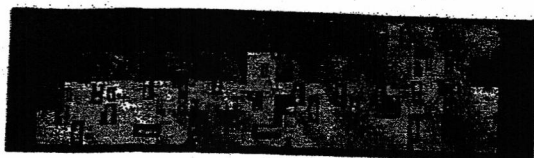


Figure 5 89 GHz Direct Detection Radiometer on a chip

The total FPA required over 1040 MMIC chips, 1040 quartz substrates, 1040 antennas, 15,860 resistors, capacitors, Si components, and 36,920 wire and ribbon bonds. The FPA was manufactured in large part through the use of a unique automated assembly line facility. This production line has shown that it can produce modules in large quantities that require component placement accuracy of better than 0.001".

Conclusion

The performance and manufacturability of MMW MMIC's have advanced to the point where they can now be inserted into operational radiometric remote sensing systems with their advantages of smaller size, lower power and lower weight.

Acknowledgements

The author gratefully acknowledges the contributions to this review paper by the following individuals. Sandy Weinreb, Randy Pollack: JPL; Neal Erikson: University of Massachusetts; Chris Ruf: Pennsylvania State University; Mike Sholley, Greg Barber, Merit Shoucri, Roger Kuroda: TRW.

The MMW camera development was supported by the Passive Millimeter-Wave Camera Program, a joint Dual-Use Technology Program cofunded by the Defense Advanced Research Projects Agency and managed by the National Aeronautics and Space Administration, Langley Research Center, under Cooperative Agreement No. NCC1-196.

References

1. S. Weinreb, "Millimeter-Wave Integrated Circuit Radiometers", Proc. of the SPIE Conference on Passive Millimeter-Wave Imaging Technology, Vol. 3064, pp. 80-89, 1997.
2. C.S. Ruf, et.al., "TOPEX/Poseidon Microwave Radiometer (TMR): Instrument Description and Antenna Temperature Calibration", IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 33, pp. 125-137, 1995.
3. M.Sholley, et.al., "118 GHz MMIC Radiometer for the (IMAS) Integrated Multispectral Atmospheric Sounder", 1999 IEEE MTT-S Digest, Session TU1D-5, 1999.
4. N.R. Erikson, et. al., "A Cryogenic Focal Plane Array for 85-115 GHz Using MMIC Preamplifiers", 1999 IEEE MTT-S Digest, Session MO3C-5, 1999.
5. S. Weinreb, R.Lai, T. Gaier, N. Erikson, J.Weilgus, "W-Band Cryogenic InP MMIC LNA with 30 K Noise Temperature", 1999 MTT-S Digest, Session MO2B-1, 1999.
6. G. S. Dow, et.al., "Large Scale W-band focal plane array for passive radiometric imaging", 1996 IEEE MTT-S Digest, pp. 369-72, 1996.
7. L. Yujiri, et.al., "Passive millimeter wave video camera", Proc. of the SPIE Conference on Passive Millimeter-Wave Imaging Technology II, Vol. 3378, pp. 14-19, 1998.
8. R.Kuroda, et.al., "Large scale W-band focal plane array developments for passive millimeter wave imaging", Proc. of the SPIE Conference on Passive Millimeter-Wave Imaging Technology II, Vol. 3378, pp. 57-62, 1998.

Millimeter/Submillimeter Diodes for Frequency Multipliers SERIES VD/VDP

Features

- *State-of-the-Art Honeycomb Diode Chips*
- *Choice of Ohmic Contact Configuration*
- *Structure Optimized for Maximum Capacitance Swings*
- *Millimeter Wave Packages Available*

Applications

- *Millimeter and Submillimeter Wave Frequency Multipliers*

Description

These GaAs varactor diode chips are fabricated by FTL specifically for application in frequency multiplication over a wide range of frequencies. They are available either as GaAs diode chips in a range of capacitances to suit different operating frequencies and applications.

The primary use for open chip varactor formats is multipliers with output frequencies beyond 100GHz.

Also available are a range of packaged varactors suitable for multiplier applications up to 100GHz, including planar designs. Input power levels of up to 30dBm can be accommodated by the larger capacitance types, yielding up to 200mW output powers in optimised circuits at 40GHz.

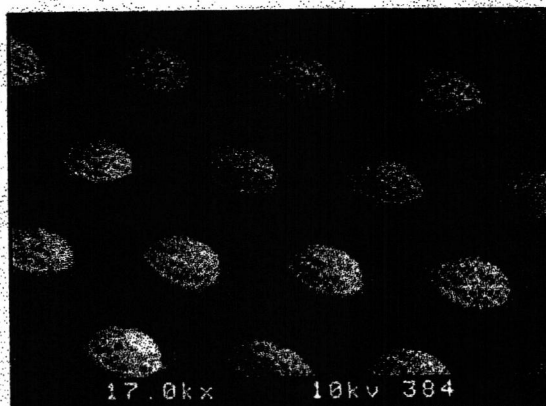


Figure 1. Honeycomb Diode Chip

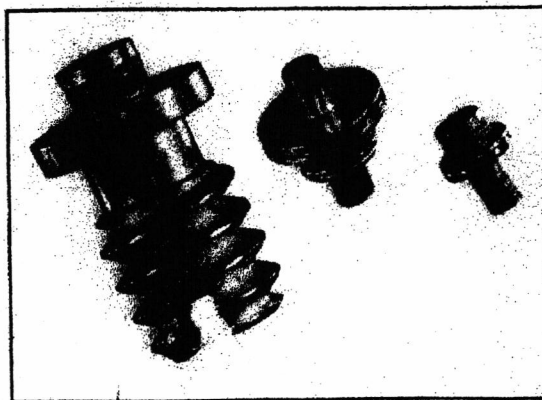


Figure 2. Packaged varactor multiplier diodes



Notes

Typical Performance Levels

Open Chip Devices VD009-012

Performance Typical performance is as follows, based upon results achieved in well designed doubler and tripler structures.

Output Frequency Range (GHz)	90-110	130-150	170-190	210-230
Doubler Efficiency %	30	25	20	15
Tripler Efficiency %	10	10	8	7

Packaged Devices. Drive Levels > 20 dBm in structures described as above

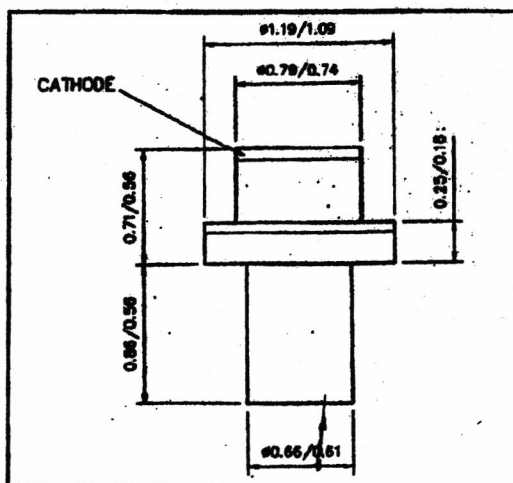
Performance

Output Frequency Range (GHz)		20-40	40-60	60-90
Doubler	Efficiency %	> 25	25	20
	Max Output (typ)	24dBm	23dBm	>20dBm
Tripler	Efficiency %	>20%	>15%	>10%
	Max Output (typ)	22dBm	20dBm	18dBm

How to Order

Describe Product No / Package desired eg. VD012/010 describes a 10ff varactor supplied as an unpackaged 125 μ m square chip.

Typical Outline



Pillpackage



SPECIFICATIONS

Frequency Multiplier Chips

Product No.	R_s (Ω) typ	C_o (fF)	η typ/max	γ typ	V_B (at 10 μ A) min/typ	F_c (GHz) (mW)	Input Power Max	Standard Chip Size (mm)
VD009	7	30	1.10/1.16	2	11/15	700	100	0.125x0.125x0.100
VD09A	8	25	1.10/1.16	2	11/15	800	60	"
VD010	10	20	1.12/1.17	2	11/15	800	50	"
VD10A	11	15	1.12/1.17	2	11/15	950	40	"
VD011	12	12.5	1.14/1.18	2	11/15	1050	30	"
VD012	14	10	1.14/1.18	2	11/15	1100	25	"

Packaged Multiplier Diodes

Product No.	C_o (pF)	V_B (V) (typ)	F_c (GHz)	Notes
VD008	0.15-0.27	14	900	Outputs to 100GHz
VD007	0.3-0.4	17	700	Highest efficiency up to 25%
VD006	0.3-0.4	25	600	Maximum power handling to 30dBm
VD005	0.25-0.32	25	600	Power input to +29dBm
VD006A	0.33-0.41	16-18	850	Planar version of VD006 with up to +26dBm input

Package Styles

VD008-006 Industry standard pill packages or screw thread Gunn type.

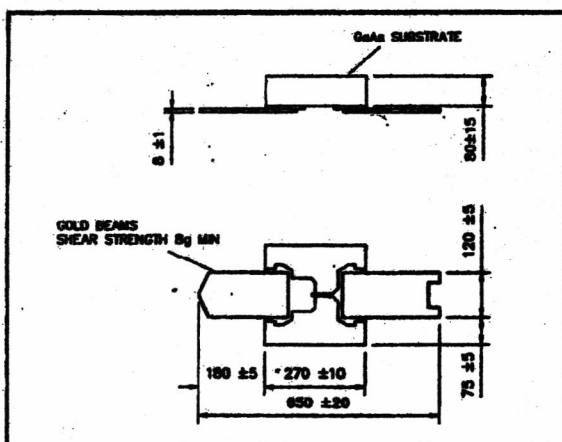
VD006A Beam lead or flip chip packaging.

1. The definition of $F_c = 1/2\pi R_s C_o$ is for zero applied bias.
2. γ is the ratio C_o/C where C is measured at 6 volts reverse bias and C_o at zero bias.

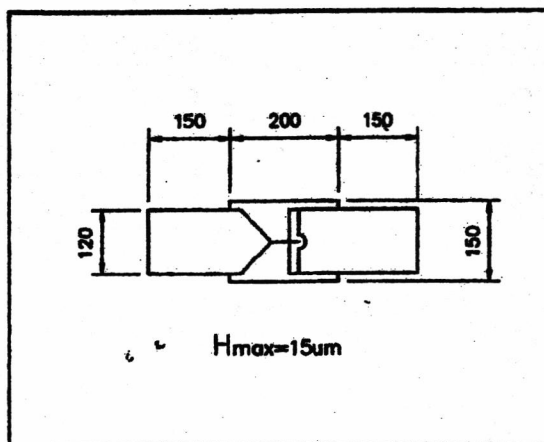
SPECIFICATIONS

Single Diodes

Product No.	R_s (Ω)		C_o (fF)	C_T (fF)			V_B (V)	Ideality Factor typ	Max (mW) CW Power
	typ	Max	typ	Min	typ	Max			
SBL-007	4	7	40	40	55	80	5	1.1	100
SBL-008	5	8	20	30	35	45	5	1.1	100
SBL-012	8	12	7	8	12	20	5	1.15	20
SBL-016	10	15	3	6	8	10	10	1.20	10



SBL-007/008 Single Diode Beam Lead Format



SBL-012/016 Beam Lead Format

Notes

1. R_s is the series resistance measured typically at 10mA.
2. C_o is the junction capacitance measured at zero applied bias voltage and 1MHz test frequency.
3. C_T is the total capacitance measured at 0V at 1MHz.
4. V_B is the breakdown voltage measured when 10 μ A of reverse current is passed through the device.
5. Outline shows single diode beam lead package. Also available single diode flip chip, series pair and anti-parallel pair in beam lead format. Advise your requirement.
6. Storage -55C to +125C.
7. DC forward current 10 mA maximum.
8. SBL-010 and SBL-011 are available as single or multiple diode in beam lead format only.

How to Order

Advise diode product number and preferred format.



NEW
★ PRODUCT ★

Millimeter/Submillimeter Packaged Diodes for Mixers and Detectors SERIES SBL

Features

- *Beam lead, flip-chip packaged devices*
- *Mott Mixers; low drive level*
- *Rugged Construction*
- *Single, series or anti-parallel pair configuration*

Applications

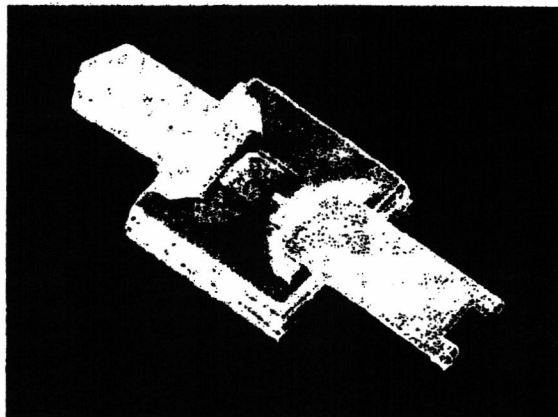
- *Mixers Up to and beyond 300GHz*
- *Detectors Up to and beyond 300GHz*

Description

These Mott mixer diodes are fabricated in GaAs and can be provided in a variety of packages including beam lead and flip chip formats.

They are recommended for mixer and detector applications up to and beyond 300 GHz in suitable circuits.

The devices are normally used in mixer applications in communications and radar systems. Low local oscillator levels are accommodated by the Mott structure with its minimum capacitance swing under reverse bias. Single diodes and multiple diodes in series or anti parallel configurations are available.



SBL-007 Single Diode Beam Lead Format

GaAs Beam Lead Schottky Barrier Diodes

Technical Data

**HSCH-9101
HSCH-9201
HSCH-9251**

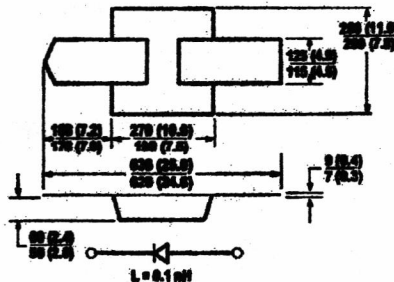
Features

- Gold Tri-Metal System
For Improved Reliability
- Low Capacitance
- Low Series Resistance
- High Cutoff Frequency
- Polyimide Passivation
- Multiple Configurations

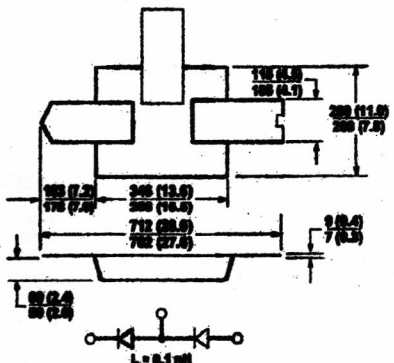
Description

The HSCH-9101 single, the HSCH-9201 series pair, and the HSCH-9251 anti-parallel pair are advanced gallium arsenide Schottky barrier diodes. These devices are fabricated utilizing molecular beam epitaxy (MBE) manufacturing techniques and feature rugged construction and consistent electrical performance. A polyimide coating provides scratch protection and resistance to contamination.

HSCH-9101

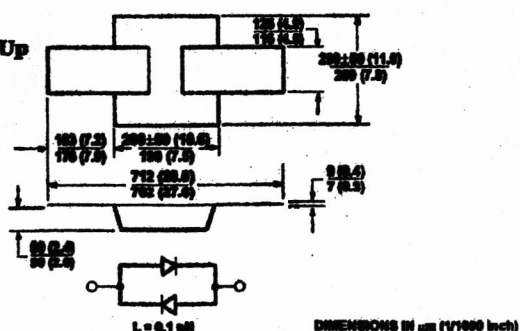


HSCH-9201



HSCH-9251

Junction Side Up



5965-8851E

3-76

Applications

This line of Schottky diodes is optimized for use in mixer applications at millimeter wave frequencies. Some suggested mixer types are single ended and single balanced for the single and series pair. The anti-parallel pair is ideal for harmonic mixers.

Thermocompression bonding is recommended. Welding or conductive epoxy may also be used. For additional information see Application Note 979, "The Handling and Bonding of Beam Lead Devices Made Easy," or Application Note 992, "Beam Lead Attachment Methods," or

Application Note 993, "Beam Lead Device Bonding to Soft Substrates."

GaAs diodes are ESD sensitive. Proper precautions should be used when handling these devices.

Assembly Techniques

Maximum Ratings

Power Dissipation at $T_{LEAD} = 25^{\circ}\text{C}$ 75 mW per junction
Measured in an infinite heat sink derated linearly to zero at maximum rated temperature
 Operating Temperature -65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
 Storage Temperature -65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
 Mounting Temperature 235°C for 10 seconds
 Minimum Lead Strength 6 grams

Electrical Specifications at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$

Part Number			HSCH-9101			HSCH-9201			HSCH-9251		
Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
$C_j^{(1)}$	Junction Capacitance $V_R = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$	pF		0.040	0.050		0.040	0.050		0.040	
$\Delta C_j^{(1)}$	Junction Capacitance Difference $V_R = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$	pF					0.005	0.010			
$R_s^{(2)}$	Series Resistance	Ω			6			6			6
V_F	Forward Voltage $I_F = 1\text{mA}$	mV		700	800		700	800		700	800
V_{F10}	Forward Voltage $I_F = 10\text{mA}$	mV		800	850		800	850		800	850
ΔV_F	Forward Voltage Difference $I_F = 1\text{mA}$ and 10mA	mV						15			15
V_{BR}	Reverse Breakdown Voltage $V_R = V_{BR}$ measure $I_R \leq 10\mu\text{A}$ (per junction)	V	45			45					

Notes:

1. Junction capacitance is determined by measuring total device capacitance and subtracting the calculated parasitic capacitance (0.035 pF).
2. Series resistance is determined by measuring the dynamic resistance and subtracting the calculated junction resistance of 6 Ω .

Typical Parameters

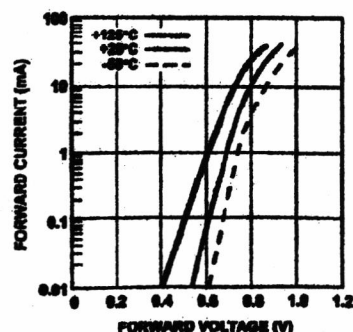


Figure 1. Typical Forward Characteristics for HSCH-9101, HSCH-9201, and HSCH-9251.

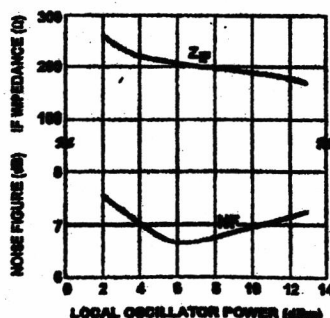


Figure 2. Typical Noise Figure and L.F. Impedance vs. Local Oscillator Power, for HSCH-9101 and HSCH-9201.

SPICE Parameters

Parameter	Units	HSCH-9XXX
B_V	V	5
C_{j0}	pF	0.04
E_G	eV	1.43
I_{BV}	A	$10\text{E}-5$
I_S	A	$1.6 \times 10\text{E}-13$
N		1.20
R_s	Ω	5
P_B	V	0.7
P_T		2
M		0.5

C'est une proposition faite aux OM désirant travailler sur 76, 145 et 241 GHz avec une bande de 2 MHz, en utilisant des transverters compatibles avec le matériel existant.

Diskussionsvorschlag von Michael Kuhne, DB6NT

Für den Bau von zukünftigen Schmalband-Transvertern im 76, 145 u. 241 GHz-Band werden Schmalbandsegmente von jeweils 2 MHz-Bandbreite vorgeschlagen. Voraussetzung ist die Kompatibilität mit bereits vorhandenen Sende- und Empfangskomponenten. Der Vorschlag wurde bereits in DL unter den SHF-Amateuren diskutiert und für praktikabel gehalten. Die ersten 76 GHz-Transverter befinden sich bereits im Bau.

76 GHz-Band

Schmalband SSB-CW = 76,032 - 76,034 GHz

Frequenz ergibt sich aus:

144 MHz	x	528	}	76 032 MHz
432 MHz	x	176		
1.152 MHz	x	66		
2.304 MHz	x	33		
3.456 MHz	x	22		

$$\begin{aligned} 24.192 \times 3 &= 72.576 \text{ MHz} \\ &+ \quad 3.456 \text{ MHz} \\ &= 76.032 \text{ MHz} \end{aligned}$$

145 GHz-Band

Schmalband SSB-CW = 145,152 - 145,154 GHz

Frequenz ergibt sich aus:

144 MHz	x	1.008	}	145 152 MHz
432 MHz	x	336		
1.152 MHz	x	126		
1.296 MHz	x	112		
2.304 MHz	x	63		
3.456 MHz	x	42		
10.368 MHz	x	14		
24.192 MHz	x	6		

241 GHz-Band

Schmalband SSB-CW = 241,920 - 241,922 GHz

Frequenz ergibt sich aus:

144 MHz	x	1.680	}	241 920 MHz
432 MHz	x	560		
1.152 MHz	x	210		
2.304 MHz	x	105		
3.456 MHz	x	70		
5.760 MHz	x	42		
24.192 MHz	x	10		

DC/DA - Jürgen Dahms

Et encore plus haut
... la lumière !

Et voilà, c'est fini pour la radio ! nous voilà dans la lumière !

Communication en espace libre par L.A.S.E.R.

Réalisation, montage et test par HB9ULM

1. Présentation du système.

Le système de communication par LASER en visible ou en invisible Infra-Rouge par voie d'espace libre présente des aspects très intéressants pour la transmission de signaux audio ou en modes spéciaux comme packet, images en vidéo, ou la réalisation d'une transmission bidirectionnelle haute vitesse par le protocole (TCP) pour ordinateur. Bien évidemment, la distance de communication c.a.d. la puissance d'émission ainsi que la qualité de la réception dépendra principalement du prix et du choix du composant d'émission (Laser) et du gain système de la réception à miroir de Newton.

2. Avantages et Désavantages

Avantages : Le système est facilement transportable. Pas de câbles, ou presque (suivant OM). Système de réception et d'émission à piles ou accus. La lumière naturelle n'a que peu d'influence sur la réception. Il n'y a pas de possibilité aux pirates et écouteurs de faire les longues oreilles. Quand la réception est bonne, la fiabilité des transmissions est assurée. En dehors du spot, le faisceau n'est pas visible.

Inconvénients : Nécessite un pied de fixation du type Télescope de Newton très stable, avec la possibilité de régler l'azimut et l'élévation ou un système équivalent de fixation très stable (cher). Le système de transmission dans le domaine visible est évidemment fortement influencé aux perturbations atmosphériques comme des cheminées de maisons, la pluie qui provoquent du fading avec de fortes turbulences à la réception qui se répercutent par coupures de signaux importants et ceci dans un milieu urbain (pollution atmosphérique). La diffraction lumineuse et l'absorption du signal lumineux due à la distance parcourue est un facteur non négligeable au fading de réception. L'émetteur doit être séparé du récepteur de 2 à 3 mètres (interférences de la sous porteuse de modulation FM de 350 kHz) pour pouvoir faire une liaison en Full Duplex. Comme on le verra plus loin dans le texte, ceci dépendra principalement du blindage de l'émetteur et du tube de réception Newton. L'idéal est d'utiliser un vrai télescope Newton d'occasion ou de construire la partie réception par un tube de récupération en métal léger. Mise en station réception et émission très pointue, surtout l'émission. Il y a lieu de régler le pointage du faisceau laser en nocturne, et par radio full duplex avec son correspondant ainsi qu'une bonne paire de jumelles.

Bien évidemment que le système bon marché réalisé ici par l'OM en question ne permet pas à ce stade de faire de la concurrence à des systèmes militaires ou commerciaux nettement plus évolués et vendus aux USA et qui dépassent largement la bourse du radio amateur, mais, avec un investissement tout à fait modeste d'une centaine de francs (Fr. Suisse) diode Laser et miroir compris on a un système tout à fait opérationnel en RX/TX stéréophonique (2x15 kHz) et ceci à

plus de 10 kilomètres avec bien évidemment la possibilité d'utiliser un canal en audio et l'autre en Paket à 9600 bauds.

Les essais de transmissions audio stéréo à plus de 8 km pratiqués entre HB9ULM à Tête-de-Ran et HB9HLP à Dombresson ont été très constructifs avec des signaux de réception de plus 59 et sans souffle à la réception.

3. Spécifications techniques

<u>Emetteur</u>	Module LASER longueur d'onde : 670 nm (Visible rouge) Collimateur optique réglable après modifications. Puissance : < 5mW Classe 3. Alimentation 4,5 volts = directement du module. Déflexion du rayon meilleur que < 0,5 mrad Sous porteuse : 350 kHz. Mode : de transmission ; FM 2 canaux.
<u>Récepteur</u>	Super hétérodyne ; Sensibilité casque récepteur : < 0.5 uV Détection FM 2 canaux . Bande passante 20-15000 Hz. Distorsion 1 % Séparation des canaux 35 dB
<u>Offset :</u>	Support du tube style télescope ; Canon Réflecteur à miroir Newton (Diamètre 114 mm) ou plus. Focale : 190 mm Rapport : f/1.5 Pouvoir séparateur 1.9 sec d'angle. Tube Optique : Clarté / Gain optique: 1764 X = 32 dB ($D1^2/d2^2$) Cellule de réception : Surface ~3mm Photo-diode BPW20 ou 21

Transmetteur : Dc 19 Volts.200 mA (8 diodes IR d'origine montée verticalement.
Passons à la réalisation.

4. Modification de la tête du casque récepteur

Au départ il faut faire l'acquisition d'une paire de système émetteur/récepteur de transmission en infra rouge du style HI-FI. Ceci se trouve dans les grandes surfaces à un coût relativement modeste surtout s'ils sont en actions (29.- la pièce !). Personnellement je n'ai pas trouvé de maison proposant un ou des KIT similaires aussi sophistiqués et complets en RX/TX. Attention pour une liaison duplex il faut prendre évidemment une paire de marque et de type identique (2 casques et 2 émetteurs) à cause de la sous porteuse FM . En effet certains modèles concurrents proposés ont des fréquences de sous modulation différentes. L'avantage de ce matériel à ce prix là, c'est principalement d'éviter de réinventer la roue d'autant plus que le récepteur à conception SMD est ultra dense et donc, 2 print du récepteur sont montés directement dans les 2 coquilles du casque avec les piles. Il est conseillé avant de démonter les parties RX/TX de faire un sérieux contrôle de fonctionnement audio avec ce type de matériel.

Au départ, il y a lieu de démonter la partie supérieure du casque ou on a les 3 photo diodes de réception IR sur le petit print supérieur du casque. Une seule des 3 photo diode est à dessouder et à remplacer par un mini câble coaxial de 2 mètres au maximum et terminée par une prise BNC mâle. Ne pas hésiter de s'aider au binoculaire ou une loupe pour travailler au fer à souder. A ce sujet, le principe est le même pour tous ces types de casques IR, autant que possible, conserver un

plan de masse du câble coaxial qui ne permet pas d'écouter Europe 1 ! ce qui m'a été fort désagréable aux premiers essais en plein air !. A ce sujet faute de schéma électrique, faire une mesure à l'Ohmmètre pour trouver la meilleure zone de masse négative du montage d'origine du casque. De toute façon, il n'y a que trois emplacements possibles.

Une fois que la modification a été effectuée, et que le mini câble coaxial (50 Ohms) de bonne qualité a été soudé à la place d'une des 3 photo diode, on peut faire directement un essai d'écoute extra murs le soir avec la BNC ouverte. Aucun bruit de radios ondes longues ou autres interférences en décimétrique ne devra être entendu. Je précise au passage qu'il m'a été impossible d'obtenir le schéma d'origine pour ce type de matériel. On fera sans.

5. Modifications de la partie Transmetteur

Pour éviter une diaphonie d'émission réception entre le tube récepteur et la proximité de l'émetteur, il y a lieu de démonter le boîtier en plastique de l'émetteur et de le placer dans un boîtier métallique. Le système d'émission IR d'origine a 8 diodes soudées verticalement. Attention ; le modèle utilisé ici est alimenté à 19 volts d'origine. Il faut simplement dessouder une des 8 diodes d'émission IR en série dans le print et si possible, la première qui se trouve près du + de l'alimentation série. C'est là qu'on branchera le laser par l'intermédiaire d'un pont de 2 résistances et d'un potentiomètre interne dans le boîtier de l'émetteur via la BNC femelle. Il faut ensuite calculer et faire un atténuateur variable en courant continu pour abaisser considérablement la tension de 19 volts de sortie des diodes d'origine et ramener cette tension à 4,5 volts via le laser. (Voir les spécifications du laser à utiliser).

Pour éviter toute défektivité du Laser qui ne supporte pas trop les surtensions, on peut faire des essais d'émissions sur une résistance de charge équivalente à la consommation du laser (suivant type). Dans tous les cas, le potentiomètre de réglage de tension de sortie (1 Watt bobiné) et repérée sur le cadran de la plaque frontale du boîtier, sera fort utile. Ne pas dépasser la saturation lumineuse du laser sous peine d'un claquage direct et sans retour possible !.

Le type de laser utilisé ici est un modèle de 5 mW du type pointeur lumineux pour conférences. Après démontage de la carcasse métallique qui est à conserver pour le remontage, il faut remplacer l'alimentation des 3 petites piles par un câble coaxial et le souder directement sur le SMD du laser. Attention aux polarités, le + étant sur la partie supérieure du boîtier en laiton du collimateur. Là aussi, le binoculaire est fort utile d'autant plus que le stylo laser vendu chez Conrad électronique a un switcher On/Off et un trimer de réglage du module CW sur le SMD et qui permet d'augmenter sensiblement la puissance lumineuse. Le switcher On/Off du laser est à ponter (travail délicat).

6. Réalisation du tube télescope Newton (Offset)

(C'est le seul truc à bidouiller qui prend un peu de temps). Pour le montage on s'aidera des plans annexes. Pour une raison de coûts de fabrication j'ai utilisé 2 tubes en carton rigides de 5 mm d'épaisseur et d'un diamètre de 160 mm et collés ensemble sur la tranche. Pour un aspect cosmétique externe, l'ensemble de la surface extérieure a été plastifié par de l'autocollant noir. L'intérieur du tube est

peint en noir mat. Le fond du support du miroir concave est fixé sur une flasque ou taquet en bois rigide de 22 mm d'épaisseur et ceci à l'intérieur du tube en carton ou de préférence en alu ou acier. Le taquet en bois sera percé et taraudé de 3 trous pour permettre de placer 3 vis M6 avec 3 contre écrous de blocage pour le réglage précis de l'alignement et la concentration du faisceau de réception sur la photo diode.

Le miroir est plaqué par 3 petits ressorts de stylo à billes via des vis Parker dans le fond du taquet. La cellule de réception est à fixée au centre de la focale du miroir (pour le modèle que j'ai utilisé cela représente une distance de 190 mm.). La photo diode est fixée sur un support en profilé acier de 10mm de largeur de récupération de cache carte de boîtier à PC et percé d'un trou de 5 mm. Les 3 vis M6 de réglages externe du cul du taquet permettent de régler au plus précis la focale de concentration du faisceau sur la surface de la photo diode. Ne pas oublier de percer un trou dans le tube en carton pour pouvoir fixer le connecteur BNC et ceci en dans l'axe du profil de la photo diode. Souder le câble blindé du BNC via la photo diode avant l'assemblage et la fixation définitive à l'intérieur du tube. Le tout est fixé sur par 2 colliers de serrage sur un vrai statif de télescope.

L'idéal serait d'utiliser un vrai télescope en adaptant la cellule de réception sur le monoculaire de 25mm mais ceci n'est pas obligatoire.

7. Réglages d'émission et réception.

Recommandations. Un faisceau LASER à plus de 5 mW est extrêmement dangereux pour les yeux à plus de 100 mètres de distance. Il faut éviter à tout prix des essais en milieu familial. Les dégâts provoqués par le faisceau sur la rétine de l'œil est irréversible ! Ceci provient de la couleur rouge du laser qui ne provoque par la fermeture de la pupille contrairement à une autre source de couleur.

Les premiers essais de transmission nocturne et surtout le pointage du LASER de Serge (HB9HLP) à Dombresson via le QRA secondaire à 1400 mètre d'altitude d'HB9ULM ont été difficiles et pointu par manque de source lumineuse ponctuel (balise) servant de repère de direction. Bien évidemment, qu'à une distance de 8,5 Km, et un chalet perdu dans la forêt n'est pas trop visible à l'œil nu et ceci, même avec des jumelles. A ce sujet j'ai fabriqué une balise de la même forme que le tube de réception avec le même miroir Newton et une diode LED de forte puissance lumineuse (9500 mcd) en AllGap rouge visible à plus de 50 km à l'œil nu. La balise est aussi modulable par l'émetteur et utilisable pour des transmissions à de plus courtes distance. L'avantage de la balise portable LED devient très évident dans des conditions d'essais et de mise au point à l'intérieur du QRA ou en milieu urbain externe. Pour simuler une distance de 10 km à 10 mètres pour les essais en appartement, on peut placer devant la balise un carton perforé d'un trou d'épingle.

Tests réels. Pour le centrage du faisceau via le récepteur il faut s'aider par une paire de bons vieux portables full duplex en VHF/UHF. Une paire de jumelles de 8 à 10 fois de grossissement est aussi très appréciée. A cette distance de 8,5 km l'intensité lumineuse à la réception n'est plus dangereuse pour les yeux. Le réglage de la source d'émission devient exploitable quand on a l'impression de voir un spot rouge vif extrêmement pétant et brillant de plus de 200 kW dans notre direction. A ce moment là, on peut faire un contrôle visuel de la taille du spot

en se déplaçant latéralement. Cela représente une tache ovale de 8 à 10 mètres environ à 8,5 km de distance. Alors on peut mettre en station le tube de réception dans la partie la plus brillante. Pour les essais de modulation on a utilisé un lecteur de CD pour alimenter en continu le modulateur (*c'est bien plus facile que de dire Cq, Cq...*). Une fois l'optimisation des réglages de réception fait, on peut passer en émission avec les mêmes réglages pointus mais, dans l'autre sens.

Pour des essais de réception à domicile on peut utiliser directement un récepteur de trafic OC (FT-757 GX II) en mode FM à la place du casque d'origine sur la fréquence de 350 à 370 kHz, mais la qualité de réception (distorsion) en mono est nettement moins bonne. Cela provient principalement du système de modulation d'origine. Il est très certainement possible d'utiliser le Transceiver FT-757 GX II en RX/TX en mode FM en prenant les précautions de puissance d'usage pour moduler le laser. Faire des essais sur la diode LED de la balise.

8. Améliorations possibles

- 1) Utiliser un télescope avec le pointeur d'origine avec un oculaire de faible grossissement. (Plus de luminosité)
- 2) Installer un viseur de tir à croix sur le trépied de l'émetteur laser. Le récepteur étant légèrement moins sensible aux écarts de pointage à faible distance.
- 3) Si l'émetteur laser est fixé directement sur le tube de réception, il faut prévoir l'installation d'un réglage mécanique variable et précis de celui-ci.
- 4) Pour des distances plus élevées, la surface du miroir concave devra être nettement plus grande, le prix aussi ! L'idéal serait d'utiliser une parabole polie brillant d'un Offset de satellite de récupération pour améliorer considérablement le gain à la réception. On passera de 32 dB actuel à 50 dB pour une parabole de 80 cm.
- 5) Pour faire de la transmission TCP/IP ou à haute vitesse, il existe des modules de transmissions optique informatique en forme de Plug vendu dans le commerce à un prix raisonnable (entre 100.- et 400.- CH) pour système bus parallèle qui se branche directement à la sortie du Pc ou en réseau PC, il suffit « simplement » de prévoir une légère modification du Plug (*facile à dire*) pour pouvoir l'adapter à notre système.
- 6) Il est possible d'utiliser des diodes Laser IR de 10 mW de récupération d'imprimantes du même nom. (*Je ne le conseille pas ! pour des raisons évidentes*)

INFORMATION.

Il est conseillé de lire la documentation en *.pdf en annexe trouvée récemment sur Internet par hasard en cherchant des prescriptions à l'OFCOM. Je précise ici que je n'avais pas connaissance des systèmes de transmissions LASER vendus dans le commerce à ce jour puisque la bricole présentée ci-dessus, a été réalisée en 1996 selon une idée personnelle.

9. Liste des pièces détachées

- Emetteur/Récepteur IR. Modèle HPI 6600 Stéréo Infrarouge Head phones Intersound vendu chez Inter discount (n'est malheureusement plus disponible en Suisse)

- 2 miroirs concave de maquillage vendu en grande surface. Le modèle le plus performant optiquement parlant (focale de 160 mm) à été trouvé à L'EPA, Prix environ 10.- Conseil ; ne pas utilisé un miroir concave qui présente une focale de 700 mm ou plus, le pointage de la réception est trop difficile !

- Pointeur Laser 670 nm de 1 à 5 mW. (www.conrad.ch) ou .d
- Balise ; Diode LED 9500 mcd en All gap rouge article 18 65-97-66 (www.conrad.ch)
- Tubes en carton ou en acier.
- Photo-diode BPW 20 ou 21 sensible de 650 nm à 690 nm
- Petit matériel Vis M6 et boulons, vis Parker, câble coaxial.
- Trépied stable.
- Lecteur CD

Contact : HB9 ULM
Op : Patrice Muffang
3, rue des Saules
CH 2013 Colombier
Tel : 032/841 14 03
Web; (hb9ulm@freemove.ch)

Je remercies au passage Serge HB9 HLP pour sa participation active et la patience des essais dans le terrain.

La copie intégrale de ce document est autorisée avec l'indication de l'indicateur de la source.

Toutes propositions d'améliorations du matériel et du concept même de base sera la bienvenue.

73, HB9ULM

Bibliographie :

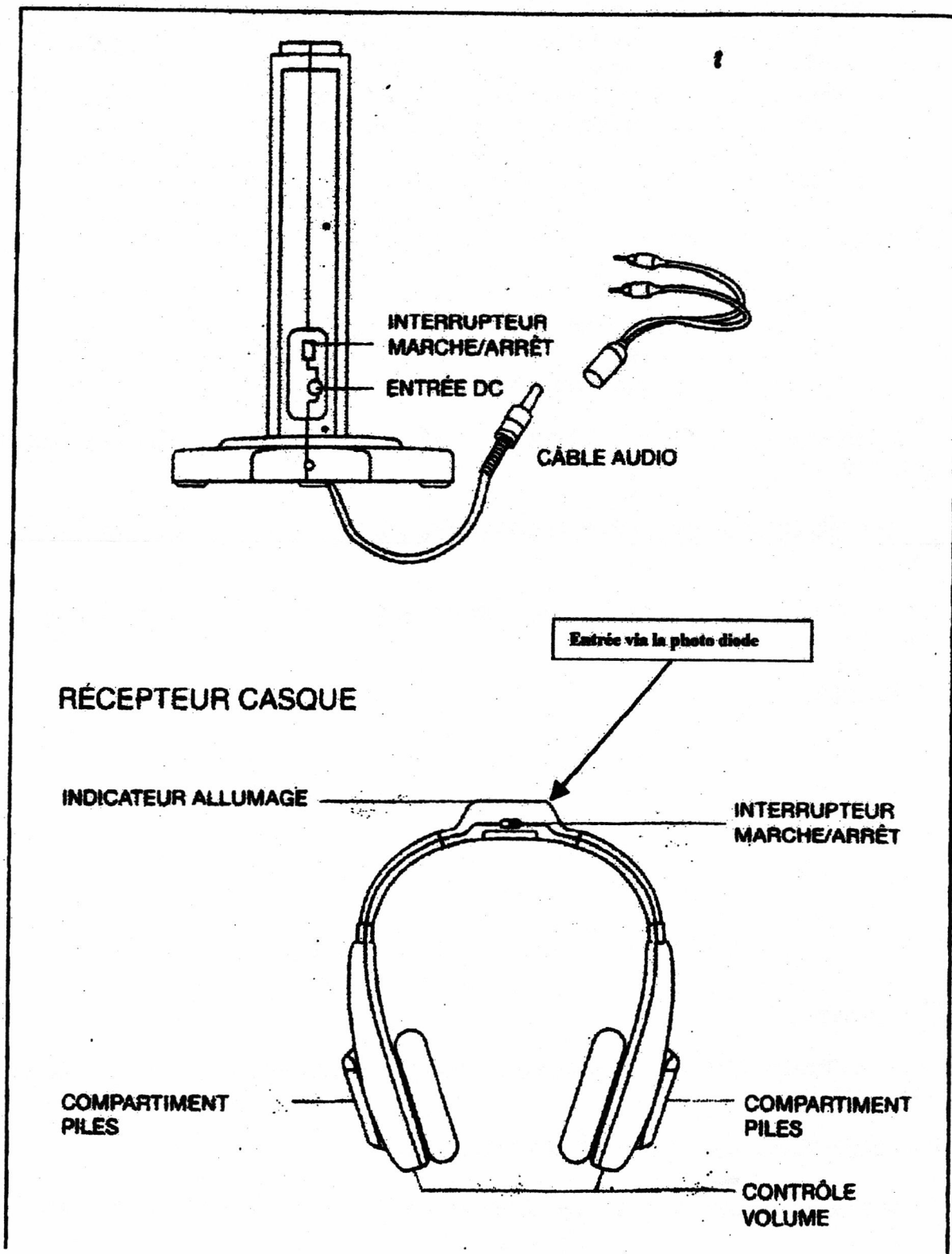
Cours de Physique OPTIQUE par J.-A. Monard Professeur au gymnase de Bienne (Centrale d'achats de la Ville de Bienne (1972)

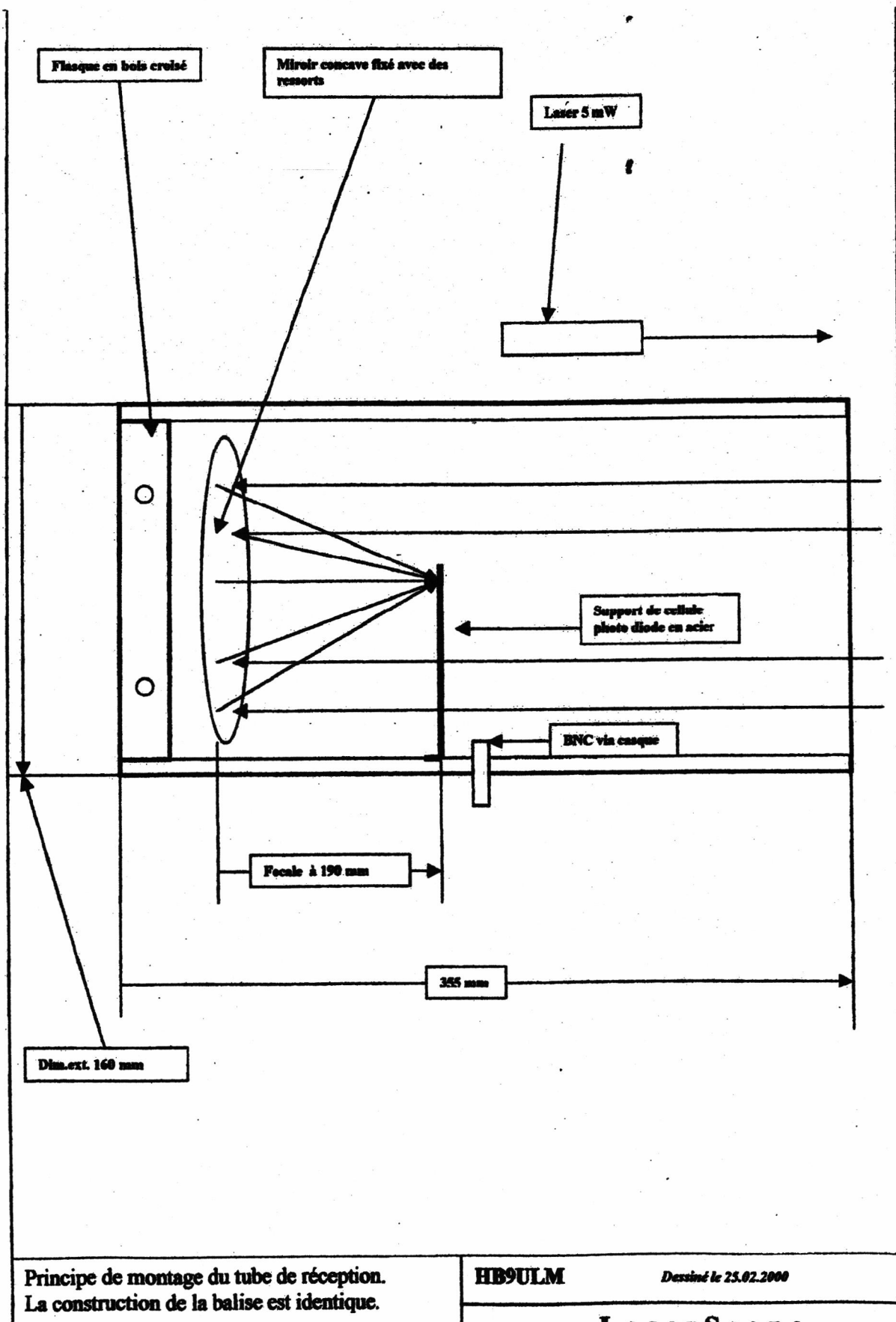
Formulaire Technique de Gieck ISBN 3-920-379-18-7

Construisez vous-même votre télescope de Michel Lyonnet du Moutier ISBN 2-212-02667-6

Dessin du Casque et du Transmetteur

Pour les points des modifications apportées, se référer au texte.





75 KILOMETRES sur 447 THZ par F1AVY

Dans la nuit entre le 29 et 30 septembre, j'ai eu la surprise d'entendre Jean Pierre, F1CDT, dans des conditions tout à fait extraordinaires, à 75 km de distance, dans le cadre d'un essai de transmission laser.

Cette liaison a été réalisée entre les collines du haut Beaujolais en JN26FB ASL 900 m et les pentes nord du Mont Pilat en JN25HJ ASL 1350 m.

A cette occasion F1CDT a utilisé une diode laser Toshiba TOLD9200 modulée en amplitude, fonctionnant sur 447 THZ soit sur une longueur d'onde de 670 nm ou 0,67 microns (voir figure 1).

Malgré la puissance moyenne très réduite de l'ordre de 3 mW, les signaux de F1CDT ont été reçus entre 10 et 30 DB au-dessus du bruit sur le récepteur avec un retour constamment QSA 5 enregistrée sur la voie de service 144 MHz.

Contre toute attente le QSB vibrant très rapide apporté par l'agitation atmosphérique est resté peu pénalisant pendant toute la durée de l'essai.

Le récepteur utilisé a été conçu par K3PGP, un des meilleurs spécialistes dans le domaine des essais laser radioamateurs.

Je n'ai apporté que des modifications mineures concernant le choix de certains transistors.

La photodiode PIN utilisé en réception est une BPW34 de SIEMENS facile à approvisionner.

Elle est chargée uniquement par la résistance de fuite inverse porte/source d'un FET 2N3819 qui peut atteindre plusieurs Giga Ohms dans cette configuration (voir fig. 2).

Cette disposition « inventée » par K3PGP permet d'approcher la limite quantique de sensibilité de la diode car on démontre que le signal fourni par une photodiode PIN augmente comme sa résistance de charge alors que le bruit augmente seulement comme la racine carrée de la valeur cette charge.

On peut espérer recevoir avec ce récepteur une puissance de 10^{-15} W par racine de Hertz à 0°C.

Cette sensibilité incroyable semble réelle car le signal est resté parfaitement compréhensible même lorsque le laser paraissait presque invisible dans une paire de jumelle 8 X 50.

Il est clair que ce récepteur ne peut bien fonctionner que dans de bonnes conditions d'obscurité.

Jean Pierre F1CDT utilisait à l'émission un « beam expander » de 20 mm de diamètre. Ce dispositif optique assure une réduction de divergence supplémentaire réglable par rapport à la divergence primaire du laser (voir fig. 3).

A la réception j'ai utilisé un pseudo télescope DOBSON équipé d'un miroir parabolique de 250 mm (voir fig. 4).

C'est l'alignement du faisceau laser dont la divergence est estimée à moins de 2 milliradians en direction du récepteur qui nous a posé le plus de problèmes.

Nous avons utilisé des phares halogènes longue portée de 100 W et des lunettes de visée destinées au tir de nuit pour orienter les équipements.

La réserve de signal pendant l'essai, alors que les conditions de visibilité nous ont semblé tout à fait banales nous laisse à penser que notre limite de distance est très loin d'être atteinte.

Le record du monde actuel se situe aux alentours des 250 km. Il est détenu par KY7B/7 et WA7LYI

Nous travaillons pour améliorer les dispositifs d'orientation et de pointage.

Une bonne homogénéité du flux laser, dans le faisceau, obtenue par la réduction des franges et cercles d'interférences semble aussi un paramètre important.

Ces essais ouvrent des perspectives d'expérimentations passionnantes et exotiques avec des moyens assez simples.

Des signaux réfléchis sur les nuages ont été captés par K3PGP....

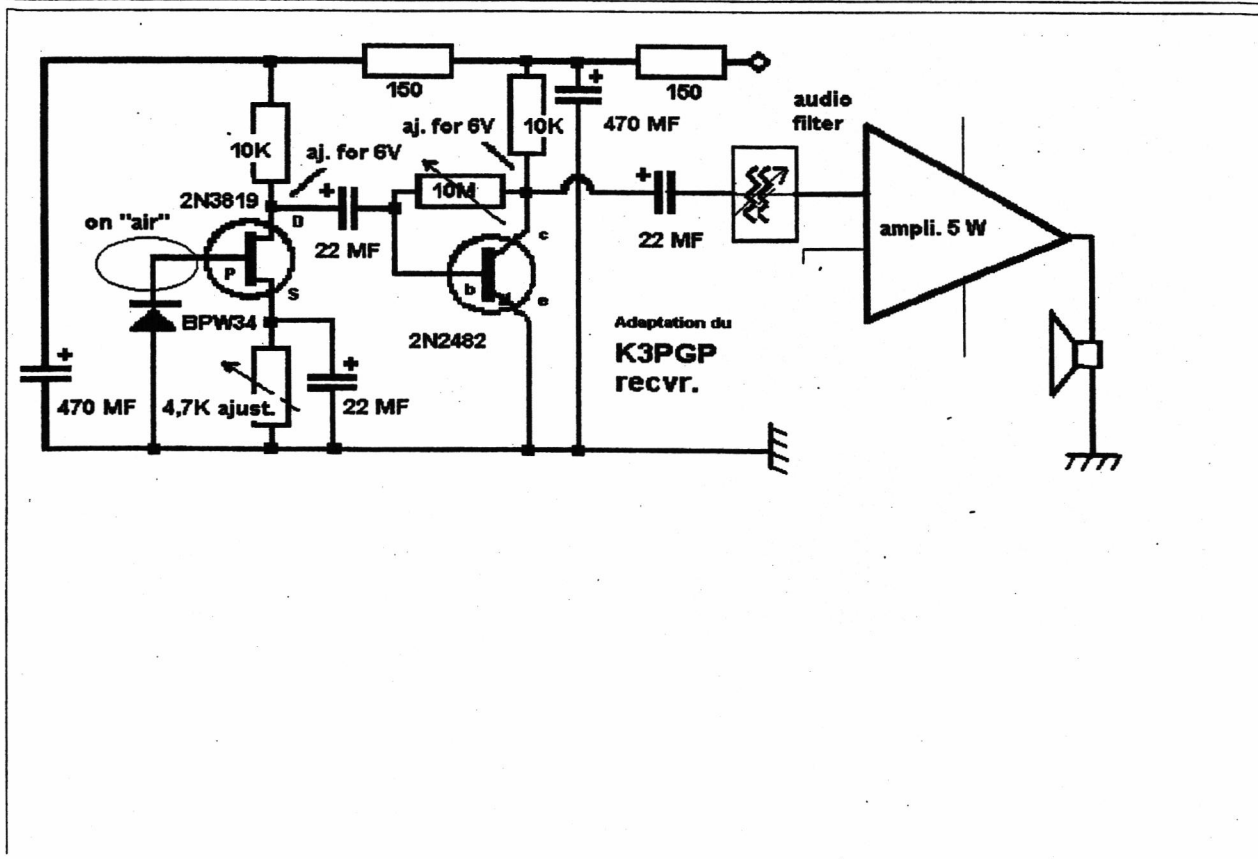
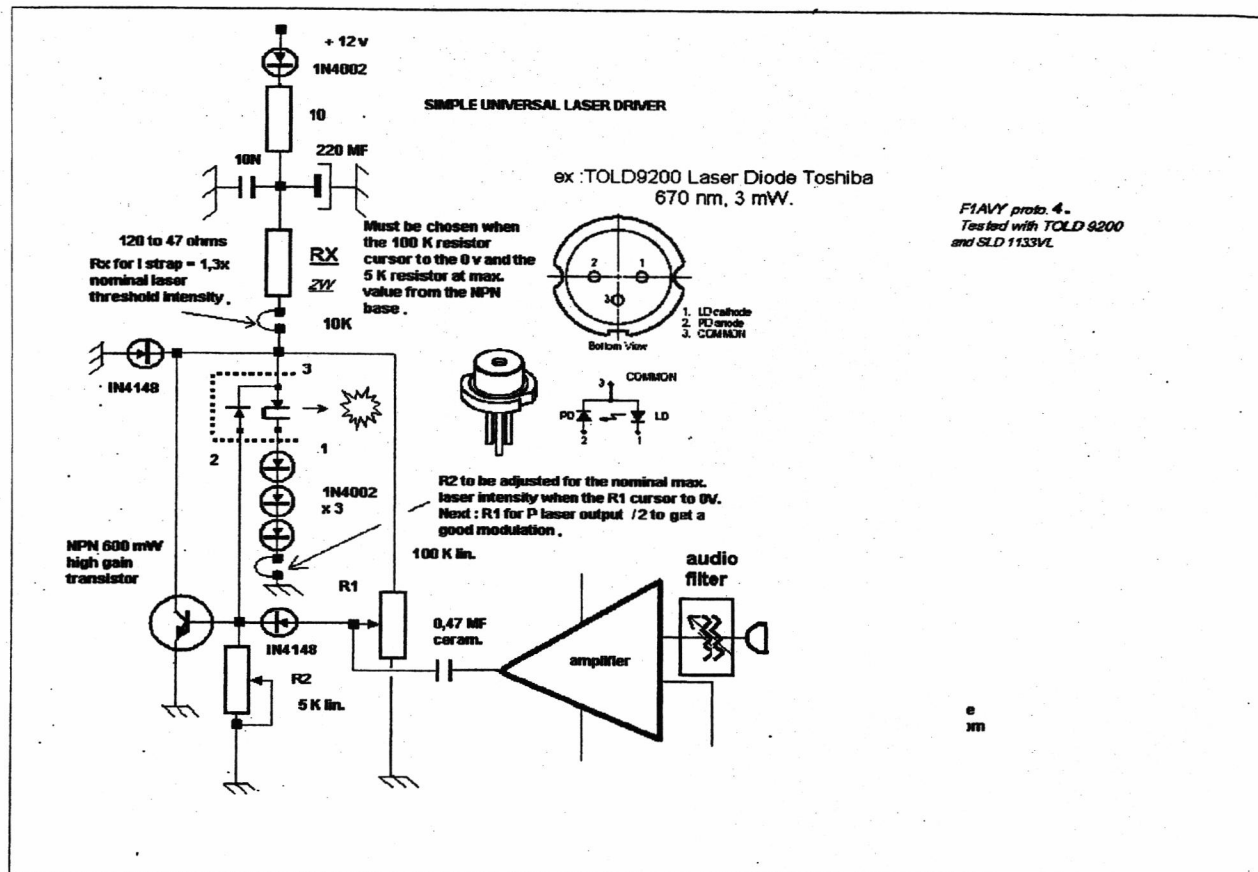
Nous rappelons aux OM tentés par ces essais que l'utilisation de lasers présentent des risques au-delà de quelques milliwatts et qu'il convient de prendre les précautions propres à chaque catégorie ou classe de laser utilisé.

73

Yves F1AVY

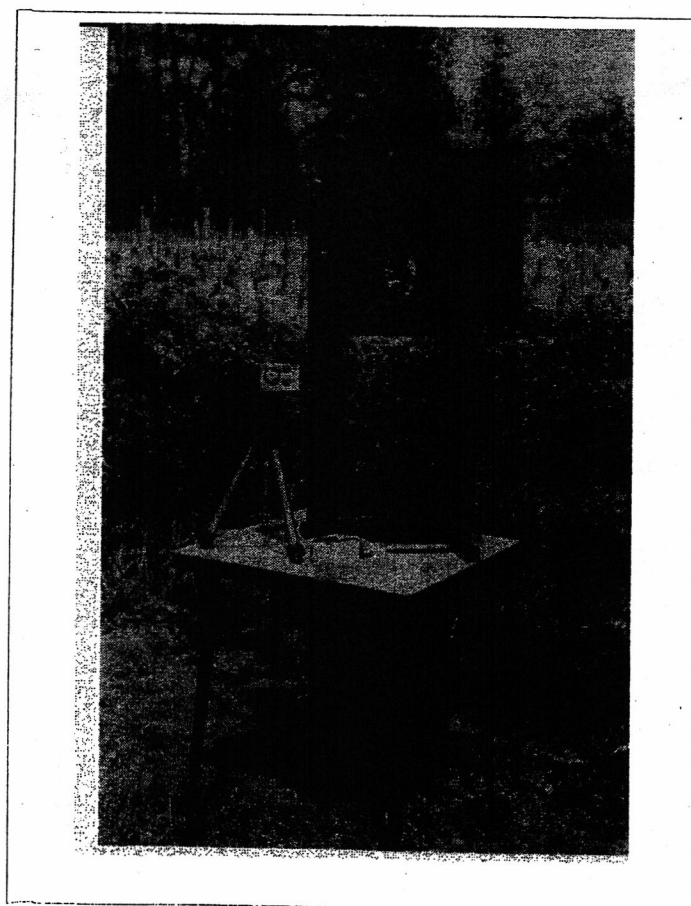
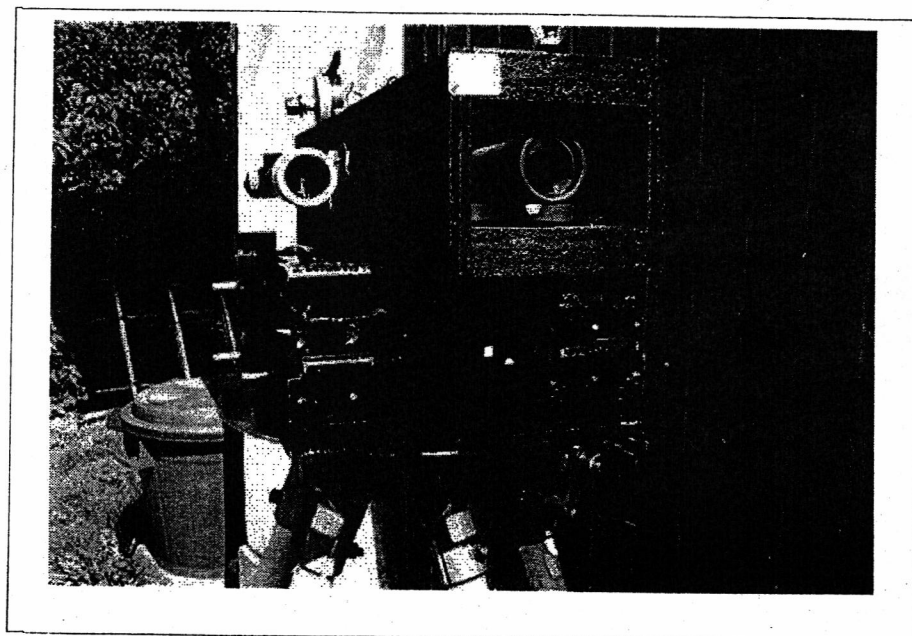
(NDLR: Un article de HB9ULM sur un E/R laser et les précautions d'emploi est décrit dans le HYPER special « ondes millimétriques » en vente chez Guillaume F1IEH « ART-COMPO » 83 avenue Louis Cordelet 72000 - Le Mans.)

75 KILOMETRES sur 447 Thz par F1AVY



75 KILOMETRES sur 447 Thz par F1AVY

(les photos)



EXPERIMENTATIONS RADIOAMATEUR LASER

Deuxième partie : RECEPTION.

La mise en œuvre d'émissions laser modulées a été décrite dans l'article précédent. Pour la réception quel capteur utiliser ? Quel montage utiliser ? Quelles « antennes » utiliser ?

A) LES CAPTEURS:

Le principe de réception va consister à faire converger le maximum du flux laser sur un photo détecteur. Contrairement à nos pré-amplis SHF le capteur va assurer une conversion directe de l'énergie absorbée dans ses couches sensibles sous forme d'un courant. Ce courant ne contient plus aucune d'information sur la fréquence laser reçue. Des expérimentations récentes montrent que l'on peut opérer un changement de fréquence sur le capteur en l'illuminant avec un faible signal laser hétérodyne. On réalise ainsi un changement de fréquence dont la composante infradyne module le photo-courant. La stabilité de nos lasers à semi-conducteur ne semble pas permettre facilement ce genre d'exploit pour l'instant.

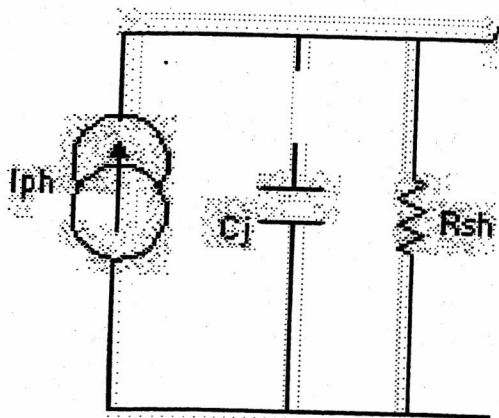
Il existe 4 types de capteurs utilisables pour nos essais :

- 1) Les photodiodes PIN
- 2) Les photodiodes à avalanche
- 3) Les photomultiplicateurs.
- 4) Les dispositifs mixtes photomultiplicateur à cible avalanche.

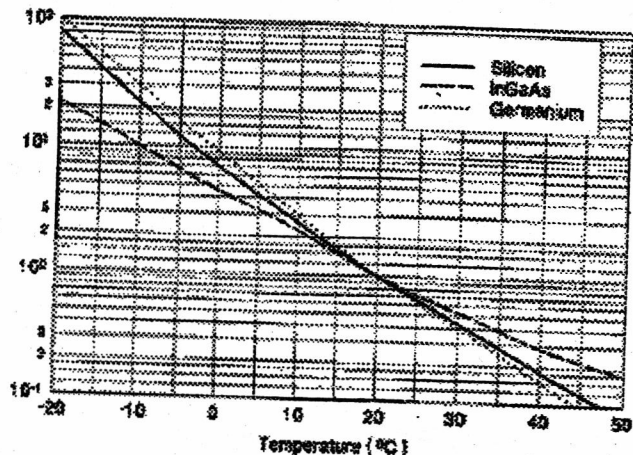
1) Photodiodes PIN :

Une photodiode PIN est une photodiode au silicium possédant une très mince couche de silicium pur (non dopé) entre les couches P et N (silicium intrinsèque). Cette couche intermédiaire facilite énormément la mobilité des porteurs de charge (+ -) dans la zone de transition (entre P et N) et donc le rendement quantique. Dans ce type de diode alimenté avec une tension inverse de quelques volts, moins de deux photons suffisent statistiquement à mettre en mouvement une paire électron trou (-) (+). Ces diodes possèdent une résistance inverse énorme dans l'obscurité. Pour des signaux très faibles elles se comportent à la manière d'une source de courant en parallèle avec une résistance interne « R shunt » de plusieurs giga-ohms associée à une capacité parallèle « Cj » de quelques dizaines de pF. Pour nos applications on peut négliger la résistance série parasite « Rs » comprenant la résistance longitudinale des couches et celle des points de contact sur le silicium. Elle est extrêmement faible par rapport à « R shunt » et elle n'intervient que pour de faibles impédances de charge externe. La capacité parasite « Cj » diminue considérablement le temps de réponse lorsqu'on utilise les impédances très élevées nécessaires à la mise en évidence de courants de quelques pA. D'autres délais liés aux propriétés des semi-conducteurs (temps de transit et temps de diffusion) interviennent également à haute vitesse. Ils sont négligeables dans les montages destinés à atteindre les limites extrêmes de la sensibilité en BF. On démontre facilement que le meilleur rapport signal bruit aux bornes d'une photodiode PIN est atteint lorsque sa résistance de charge est la plus élevée. En effet la tension de bruit thermique aux bornes d'une résistance est $\sqrt{4K.T.f.R}$, donc fonction de $\sqrt{R}$, alors que la tension utile à ses bornes est (idiode . R) donc fonction de R. Quand « R charge » tend vers l'infini, tout le photo courant tend à passer dans « R shunt »: « R shunt » est de l'ordre de 5 à 100 Gohms dans une diode performante! Pour de mettre en évidence des potentiels électrostatiques aux bornes d'un « presque » isolant il faut un électromètre amplificateur. Pour la réalisation des montages optoélectroniques à ultra haute impédance la qualité des résistances et les caractéristiques diélectriques des isolants deviennent critiques. Le montage « en l'air » des connexions à très haute impédance et les blindages soignés deviennent indispensables. Des résistances de plusieurs milliers de Mohms peuvent fabriquer un bruit de conduction en plus du bruit thermique (passage des charges entre les grains ou les irrégularités de couches). Ce bruit dépend essentiellement de la nature des matériaux résistants employés. Certaines résistances « faible bruit » comportent des dépôts infimes d'or sur de la céramique, il ne faut pas les manipuler avec les doigts ! Le refroidissement de la diode PIN et du premier étage FET par un frigistor Peltier (syn. a.s. Thermo Electric Cooler), peut apporter une amélioration considérable du rapport signal / bruit mais augmente aussi les risques de condensation dans la partie haute impédance de l'électronique. Les moindres traces d'humidité peuvent facilement écrouler la valeur des résistances en remettant en cause toutes les performances du montage. Dans leur domaine photovoltaïque, c'est à dire utilisée avec une tension inverse nulle ou presque nulle, le courant d'obscurité des diodes PIN, donc le bruit, devient extrêmement faible. En contrepartie, la capacité de la diode est maximale ce qui réduit encore la vitesse du détecteur. A vitesse moyenne pour lutter contre l'effet d'intégration de la capacité parallèle,

on peut connecter la diode en inverse entre Vmasse et entré (□) d'un bon ampli opérationnel en ajoutant une forte résistance de contre-réaction « sortie de l'ampli vers entré (□) ». Ce montage « trans-impédance » permet d'annuler partiellement l'effet capacitif mais au détriment du gain. Cette boucle de réaction peut être aussi inductive ce qui permet d'obtenir une bande passante étroite autour de la fréquence de résonance de l'ensemble LRC ainsi créé. En jouant sur le Q du circuit et le gain il est possible de neutraliser en partie l'impédance de la diode en s'approchant du point d'oscillation. Au-dessus d'une bande passante de quelques centaines de KHz, l'utilisation de montages différentiels, sur sources de courant, à l'aide de transistors HF bipolaires classiques, s'avère bien plus performante que l'amplification à très haute impédance. Ce dernier type de montage est le meilleur avec les diodes à avalanche.



CIRCUIT EQUIVALANT A UNE PHOTODIODE PIN



VARIATION DE RSHUNT EN FONCTION DE LA TEMPERATURE

En résumé :

Pour choisir une photodiode, on doit s'assurer au préalable que sa réponse spectrale suivant λ est adaptée à la longueur d'onde du laser à recevoir. Ensuite, il faut examiner le paramètre constructeur le plus déterminant appelé « N.E.P. » : Noise Equivalent Power. C'est la puissance du plus petit flux lumineux qui produirait un signal détectable égal au bruit (signal / bruit = 1). Cette valeur peut être déduite du courant de bruit dans l'obscurité de la diode i_{No} en Ampères (pour V inverse donné, à une température connue, suivant λ du flux entrant, à la fréquence f du signal de sortie mesuré dans une bande passante Δf en Hz) et de sa « sensibilité » (syn. A.S. « responsivity ») nominale Res exprimée en Ampères par Watt reçu. Le N.E.P. (exprimé en $W/\Delta f$) est obtenue par la relation simple: $(1/Res) \cdot i_{No} / \Delta f$ - Il faut en effet se souvenir que le bruit ne s'ajoute pas à lui-même en phase mais suivant la racine carrée de la somme des contributions. Pour un projet de récepteur, ce NEP multiplié par la racine carrée de la bande passante des étages d'amplification (en Hz) indiquera la puissance du plus petit signal détectable. Par exemple, une diode PIN performante aura un NEP meilleur que $5 \cdot 10^{-14} W/\Delta f$ soit 0,05 pW/ Δf à 20°C ! Ensuite on choisira, pour un même NEP, le modèle ayant la capacité inverse la plus réduite car ce paramètre est en relation directe avec la fréquence de modulation choisie (f coupure = $1 / (2 \cdot R \cdot C_{diode})$). Attention: les vitesses de réponse élevées figurant dans les notes d'applications un domaine de sensibilité très médiocre hors de nos objectifs. Tous ces paramètres sont liés les uns aux autres et la lecture des notes techniques est parfois assez obscure. Dans la pratique avec un bon récepteur optoélectronique à diode PIN on peut espérer mettre en évidence des signaux de quelques nanowatts à 20 KHz dans une bande passante de 6 KHz (ex : NBFM subcarrier).

Exemple : Une photodiode performante et de faible coût : BPW34 Siemens

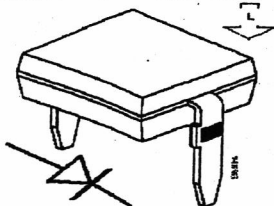
Noise Equivalent Power

$|V_R = 10 V, \lambda = 950 nm$

| NEP |

| $4 \cdot 10^{-14}$ |

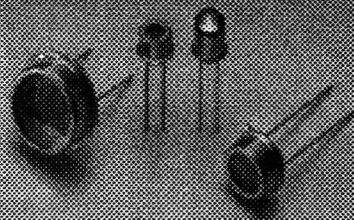
| W/Hz



PHOTODIODE

Si photodiode S2386 series

For visible to IR, general-purpose photometry



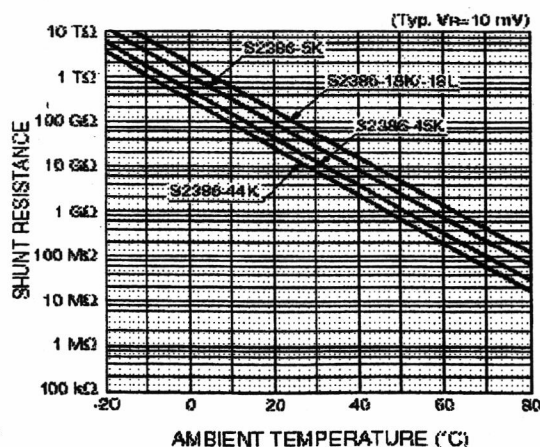
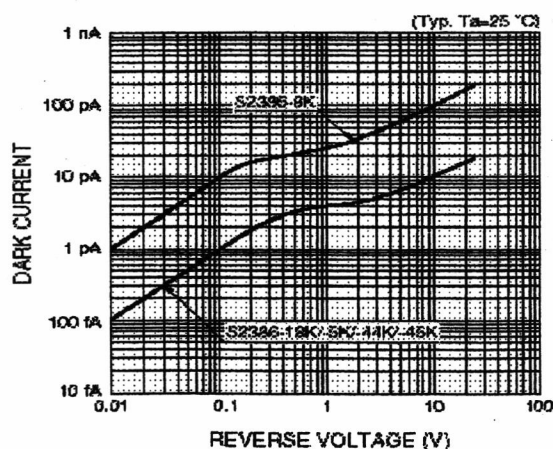
Electrical and optical characteristics (Typ. $T_a=25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

Type No.	Spectral response range λ (nm)	Peak sensitivity wavelength λ_p (nm)	Photo sensitivity S (A/W)				Short circuit current I _{sc} 100 L _s		Dark current I _d V _R =10 mV Max. (pA)	Temp. coefficient of I _d TC _{Id} (%/°C)	Rise time t _r V _R =0 V R _L =1 k Ω (μ s)	Terminal capacitance C _t V _R =0 V f=10 kHz (pF)	Shunt resistance R _{sh} V _R =10 mV		NEP (W/Hz ^{1/2})	
			λ_p	GaP LED 580 nm	He-Ne laser 633 nm	GaAs LED 930 nm	Min. (μ A)	Typ. (μ A)					Min. (G Ω)	Typ. (G Ω)		
S2386-18K	320 to 1100	960	0.6	0.38	0.43	0.59	1	1.3	2	1.12	0.4	140	5	100	6.8×10^{-16}	
S2386-18L							4	5.7								
S2386-5K							4.4	6.0								5
S2386-44K							9.6	12								20
S2386-45K							12	17								30
S2386-8K							26	33	50		10	4300	0.2	10	2.1×10^{-15}	

* Window material K: borosilicate glass, L: lens type borosilicate glass

Dark current vs. reverse voltage

Shunt resistance vs. ambient temperature



SOLID
STATE

HAMAMATSU

2) Photodiodes à avalanche:

A l'inverse des précédentes ces photodiodes sont construites avec une jonction épaisse. La large zone de déplétion ainsi créée permet de multiplier les électrons (-) ou les trous (+) libérés par les photons au moyen de leurs collisions en chaîne déclenchant un effet d'avalanche. On doit les alimenter sous plusieurs centaines de volts en inverse, en limitant soigneusement leur courant. A partir d'une valeur critique il se produit une forte amplification du photo-courant, une baisse de l'impédance et une augmentation de la rapidité dans des proportions considérables. Ce phénomène est voisin de l'effet Zener. Ces diodes qui se comportent un peu à la manière de photo-multiplificateurs sont surtout adaptées à la détection de signaux modulés très rapides ou impulsions (lasers pulsés). Leurs performances sont excellentes mais elles sont chères et leur gain est instable en fonction de la température. Fortement refroidies elles font partie des dispositifs les plus performants disponibles. Il est alors possible de les alimenter sous une tension inverse critique au point de fonctionnement du mode « déclenché » (Geiger mode). Dans cette configuration on peut réaliser un comptage photon par photon !

Montage des diodes avalanche et gain :

Figure 1-6 Typical peripheral circuit

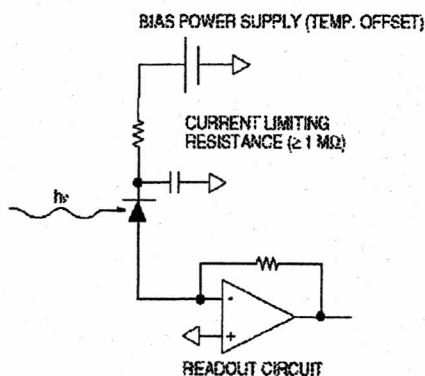
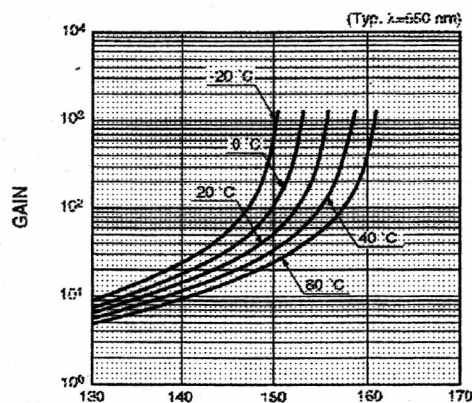
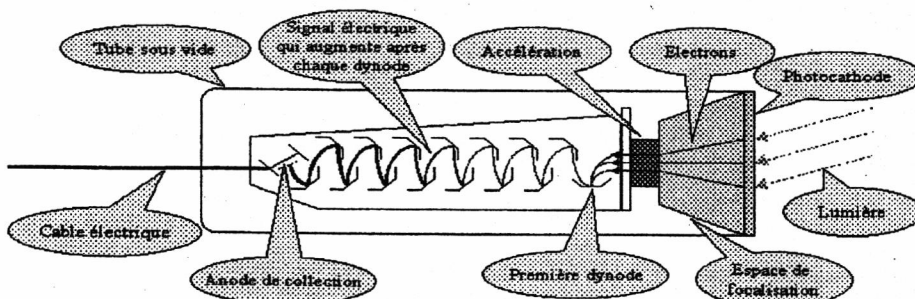


Figure 3-3 Gain vs. reverse voltage (S5343, S5344, S5345)



3) Photomultiplicateurs:

Ces dispositifs sont en réalité des tubes à vide dans lequel une photo cathode émet des électrons quand elle reçoit un rayonnement. Une série d'anodes émissives (dynodes) alimentées suivant des potentiels croissants reçoivent en cascades les électrons émis à chaque impacte à leur surface. Elles apportent une augmentation considérable du nombre d'électrons initial grâce à leurs émissions secondaires.



Extrêmement sensibles au bleu et à l'ultraviolet, ils sont malheureusement le plus souvent peu sensibles aux rayons rouges et infrarouges les moins absorbés par notre atmosphère. En dehors de ce désavantage, fragiles et coûteux, ils nécessitent des tensions élevées.

4) Photo détecteurs mixtes à avalanche:

Produit entre autres par Hamamatsu, ces dispositifs mixtes comportent une photocathode et une anode intégrant une photodiode à avalanche. Ils sont très peu bruyants et très rapides. Hors de notre portée, leurs utilisations sont le plus souvent réservées à l'astronomie et à la physique nucléaire.

B) MONTAGES PRATIQUES :

Deux variantes de montages sont utilisées pour les meilleurs résultats :

- 1) Les **montages trans-impédance** avec ampli opérationnel rapide lorsque l'on désire recevoir un signal comportant une sous-porteuse HF.
- 2) Les **électromètres** amplificateurs lorsque l'on veut approcher les limites quantiques de sensibilité du détecteur dans le domaine BF ou TBF.

MONTAGES « TRANS-IMPEDANCES » :

Ils reposent sur l'utilisation d'amplis opérationnels rapides à très faible bruit et très faible courant d'entrée. Une contre réaction résistive est assurée entre sortie et entrée inverseuse recevant la diode PIN. Plus cette résistance est basse et plus la vitesse de l'ampli est améliorée mais plus la sensibilité baisse. DL2CH utilise un ampli spécial OPT101 Burr-Brown intégrant dans son boîtier transparent la photodiode PIN, une résistance de boucle de 1 Mohm et quelques faibles capacités évitant les auto oscillations. Cette disposition simplifie le montage, réduit les capacités parasites, limite les problèmes d'humidité et de condensation. Il est possible de ne pas utiliser la résistance intégrée et de monter une résistance externe plus importante. Une CAG a été rajoutée par DL2CH pour lutter contre la scintillation et l'effet des lumières parasites.

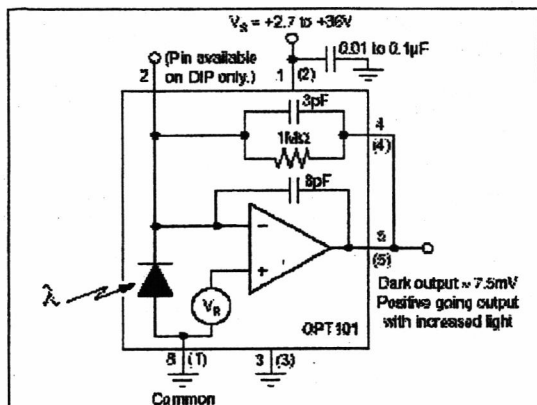
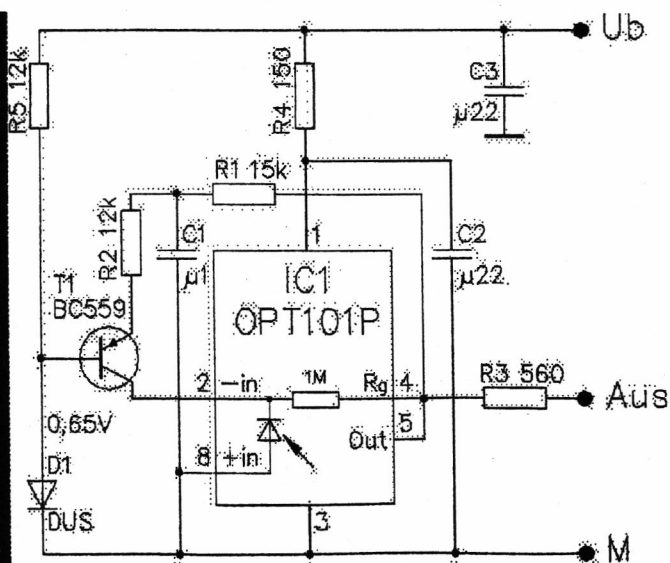
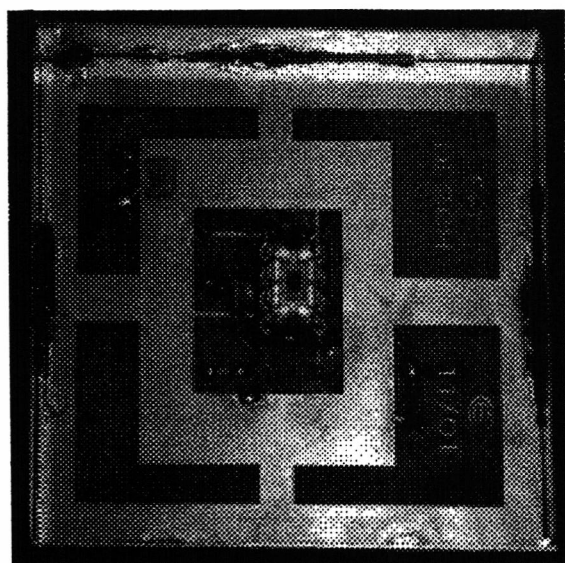


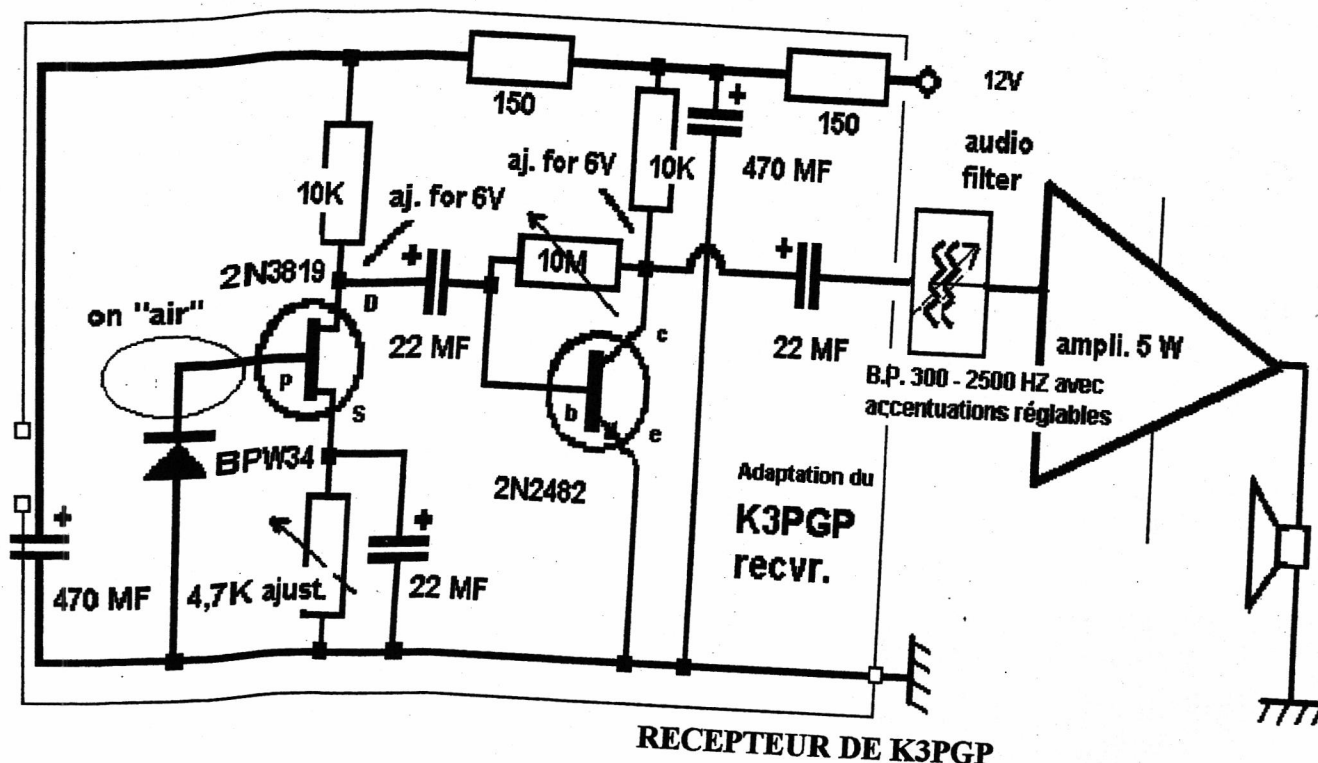
FIGURE 1. Basic Circuit Connections.



Résistance de 1 Mohm et photodiode sont intégrées dans l'IC. Ce montage de DL2CH peut être suivi d'une platine ampli démodulateur FM sur 36 KHZ. Autre solution : construire un « up converter » sortant sur 144,050 MHZ par exemple. L'écoute d'une émission laser NBFM avec une sous-porteuse sur 50 KHZ est alors possible sur un « pocket FM VHF ».

ELECTROMETRES AMPLIFICATEURS :

Dans ce type de montage on cherche à mettre en évidence des signaux noyés dans le courant d'obscurité de la photodiode. Cela revient à détecter des niveaux de l'ordre du dixième de picoampères! Pour réaliser cet exploit on fait appel à une résistance énorme en série avec la diode pour disposer d'une tension significative située au-dessus du bruit des transistors. Comme ces résistances sont rares et chères et que leurs grandes dimensions augmenteraient les capacités parasites, K3PGP a eut l'idée d'utiliser comme charge la résistance interne inverse porte/drain d'un transistor à effet de champ. Si l'on refroidit le montage avec quelques précautions en le maintenant au sec à l'intérieur d'un bon blindage on parvient à une sensibilité extraordinaire. Nous utilisons ce montage avec FICDT. Nous avons constaté que lorsque la température descend assez bas on peut encore bien recevoir une source laser invisible même dans des bonnes jumelles. Ce récepteur est adapté aux essais nocturnes en altitude par temps très froid et sec. Le calcul montre qu'avec des optiques raisonnables, un signal laser de 5 mW pourrait bien être reçu à plus de 300 km avec ce montage. La bande passante permet juste la téléphonie à condition d'accentuer les aigus et de rejeter les bruits TBF dans les chaînes audio Tx et Rx. Associé à un PC il permet de capter facilement des signaux réfléchis sur les nuages par traitement FFTDSP sur une émission laser à 75 Hz modulée par FSK ultra lente. Le programme JASON de I2PHD permet d'échanger des messages avec ce système.

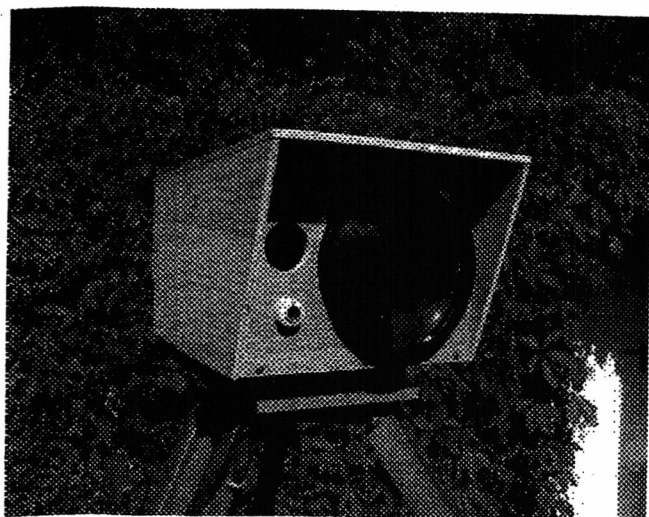


Notes importantes :

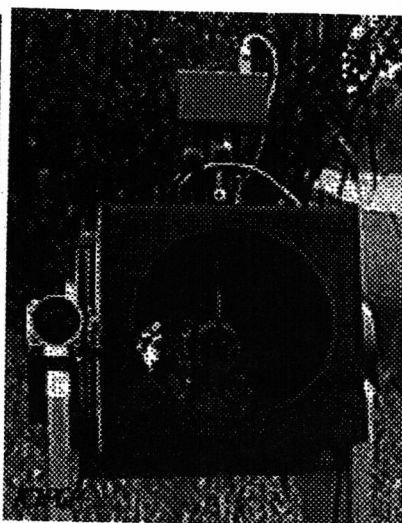
Il est recommandé de ne pas changer le type des transistors. Le 2N3819 peut être trié en fonction de ses performances dans ce montage ou remplacé par un MPF-102 qui est plus constant. Certains 2N3819 sont meilleurs que la moyenne des MPF-102. Pour la photodiode PIN BPW34 et le 2N3819 il est important d'utiliser des composants neufs, parfaitement propres et dépourvus de traces de doigts ou de flux de soudure. On peut sans doute utiliser certains solvant hydrophobe destinés aux circuits d'allumage HT automobile pour nettoyer des composants S/N. La connexion entre cathode BPW34 et gate 2N3819 doit être courte, éloignée de la masse de plus de 5 mm et en l'air donc sans aucun support isolant! Un boîtier métallique enferme soigneusement l'ensemble à l'exception des traversées de sortie et d'alimentation. Une ouverture de 5 mm de diamètre conduit la lumière sur la diode disposée à environ 8 mm en arrière de cet orifice

C) LES «ANTENNES» :

Une attention particulière doit être portée sur l'optique de réception destinée à concentrer le maximum de lumière laser sur une surface de quelque mm² tout en évitant le plus possible la réception de lumières parasites. Une lentille convexe d'un diamètre de 10 à 15 cm au moins, et de 30 à 50 cm de distance focale représente une bonne solution. Plus la photo-diode PIN utilisée au foyer à une petite surface utile, plus son rapport signal bruit est favorable en général mais en contre partie plus le « piqué » de la lentille doit être bon. Sur la surface sensible de silicium l'image focale d'une source lumineuse lointaine doit être ponctuelle. L'indice de réfraction du verre dans une lentille simple est fonction de la longueur d'onde. Il faut donc positionner la diode à l'endroit où elle donne le signal le plus intense car le point focal pour le rouge et surtout pour l'infrarouge se trouve légèrement en arrière du point focal apparent. Si on utilise un miroir parabolique de télescope ce phénomène n'existe pas. Pour des diodes de grande surface (20 à 50 mm²) on pourrait être moins exigeant et utiliser de grands miroirs grossissants (concaves) achetés au rayon parfumerie des grandes surfaces ou même de très grandes lentilles de Fresnel en matière plastique. Pour obtenir un gain par focalisation en phase du champ d'ondes, les défauts de courbure des lentilles ou réflecteurs devraient être inférieurs à moins d'un dixième de la longueur d'onde donc inférieurs dans notre cas à une fraction de micron ! Heureusement les perturbations apportées par l'atmosphère sont telles que la cohérence de phase est partiellement perdue à une certaine distance ce qui autorise l'utilisation d'optiques assez « rustiques ». Plus le diamètre utile de l'ouverture est important, plus le gain est élevé. Lorsqu'on double le diamètre de l'ouverture on multiplie la surface de captation (et donc la puissance reçue) par quatre. Le gain correspondant atteint donc 6 dB. L'essentiel est de faire en sorte que toute la lumière laser captée par l'ouverture converge sur la surface utile de la diode sans débordement. Un long tube pare-lumière doit être placé devant cette lentille (ou miroir) et toutes les surfaces intérieures des tubes optiques doivent être soigneusement noircies.



Le récepteur de DL1DWI



La station de K3PGP

Calcul du gain :

En réception quantique les conducteurs ne sont pas soumis à un couplage d'ordre électromagnétique. Résonance, impédances, nombre d'éléments actifs et adaptation n'ont ici aucun sens. La lumière absorbée par le semi-conducteur produit un courant par couplage directe entre énergie et matière. Une bonne approximation consiste à faire simplement le rapport entre la surface d'entrée de la lentille ou du miroir par rapport à la surface photosensible utile de la photodiode. On a alors le gain en puissance de l'optique par rapport à la photodiode seule.

Attention : avec le diamètre des miroirs et des lentilles utilisées un passage devant le soleil détruit instantanément la diode PIN !

EXPERIMENTATIONS RADIOAMATEUR LASER

Troisième Partie : Essais sur le terrain et perspectives.

L'article précédant contenait la description des systèmes de réception à mettre en oeuvre.

Quelles sont les pertes avec la distance ? Comment l'atmosphère agit sur le faisceau le long du parcours ? Comment aligner récepteur et émetteur ?

i.D) PROPAGATION DANS L'ATMOSPHERE.

Trois types de perturbations apportent leurs effets sur le trajet. On doit prendre en compte leurs contributions respectives pour évaluer la probabilité de liaison. Ce sont les pertes de divergence, d'absorption et de scintillation

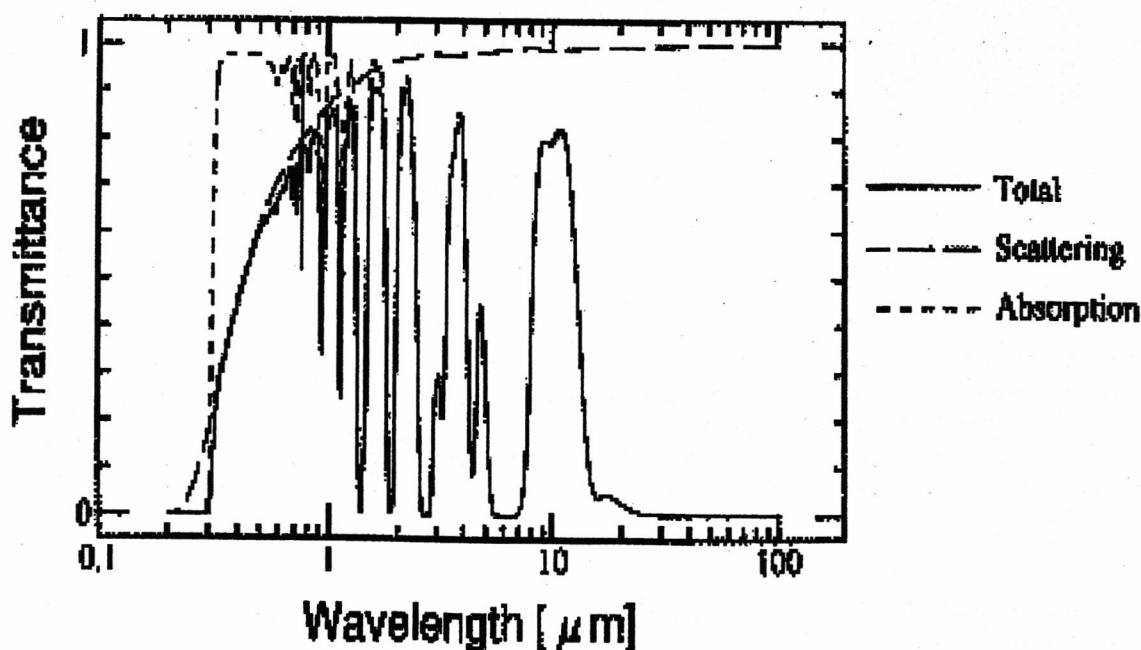
1) DIVERGENCE :

Comme pour la radio classique, elle représente -6 dB chaque fois que l'on double la distance. Elle est la seule à s'exercer dans le vide (espace) et elle permettrait dans ce seul cas des liaisons à très grande distance, par exemple vers un satellite, et cela avec une très petite puissance d'émission.

2) ABSORPTION ET REFLEXION PAR L'AIR, LES POUSSIÈRES ET LES AÉROSOLS :

Ces pertes sont malheureusement importantes (voir courbe d'absorption atmosphérique en fonction de la longueur d'onde). Par temps très clair un faisceau laser sur 670 nm de longueur d'onde, parallèle (non divergeant), à 500m d'altitude, conserve 92 % de sa puissance initiale après $D = 1 \text{ km}$ de trajet (un indice de transparence $t = 0,92$). Sur 4 km il reste $0,92 * 0,92 * 0,92 * 0,92 = 0,70$ soit 70 % du signal. Sur 10 km il reste 0,43 fois le signal. Sur 20 km il reste 0,19 fois le signal. Sur 50 km il reste 0,015 fois le signal. Sur 100 km 0,002 fois le signal. Sur 150 km 0,0000037 fois le signal. Sur 200 km env. 0,00000006 fois le signal. Sur 300 km 0,00000000014 fois le signal !

Sur la courbe ci-dessous on constate que le rouge et surtout l'infrarouge très proche sont les plus pénétrants. Conséquence pratique: la bande de 0,6 microns à 0,85 microns est utilisable. Il faut éviter le 0,9 microns.

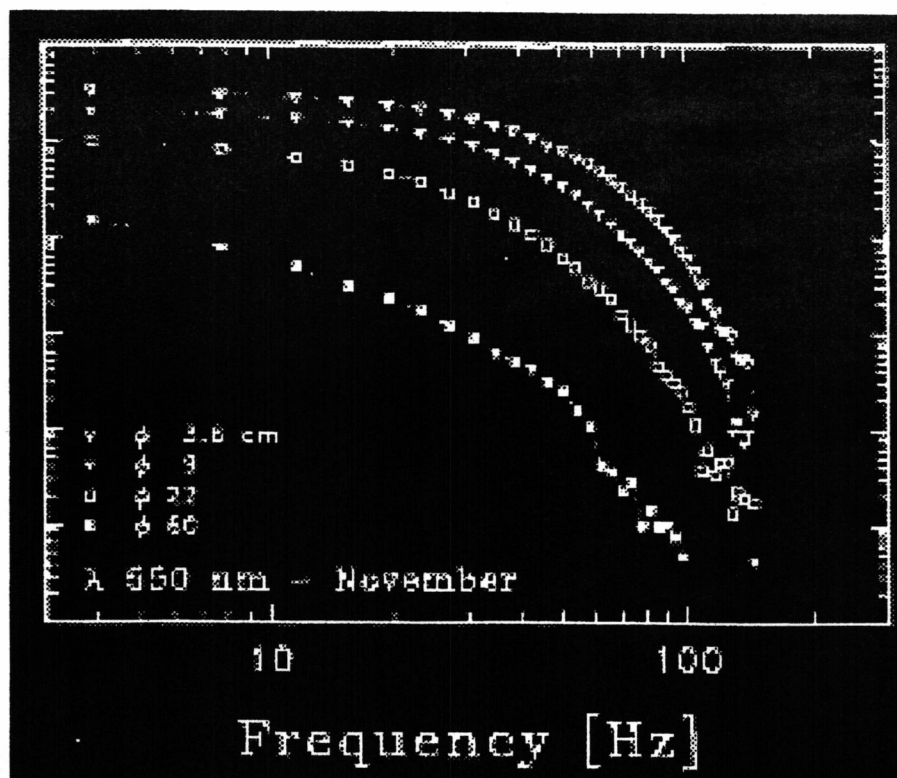


Transparence du ciel standard.

3) SCINTILLATION ET BRUIT DU CIEL :

Les dispositifs de filtrage optique et de collimation bien qu'efficaces sont insuffisants pour lutter contre le bruit de fond apporté par la lumière ambiante souvent des millions de fois plus intense que le signal à capter. Il existe des filtres très sélectifs qui peuvent être installés devant la diode pour rejeter les signaux hors bande. Malheureusement ces filtres apportent une atténuation non négligeable. Dépasser 100 km avec quelques mW rayonnés ne semble réalisable qu'en essais nocturnes, en air calme, sec et entre deux points en visibilité géodésique certaine. L'agitation des masses d'air modifie constamment la divergence des rayons et apporte une très forte scintillation dès 10 km. Les plus infimes variations de trajet agissent également sur les franges d'interférences qui s'agitent au point focal. Sur la surface sensible de la photo-diode ce fourmillement peut fabriquer un bruit BF très élevé à large spectre qui peut masquer totalement la modulation BF principale. Ce bruit d'interférences a tendance à s'affaiblir avec la distance car la lumière laser qui interagit avec les molécules de l'atmosphère perd peu à peu sa belle organisation en phase. La scintillation devient alors la cause de perturbation principale et à grande distance le signal n'arrive plus que par bribes très courtes ne permettant qu'une intelligibilité réduite. La modulation vocale AM directe est simple à mettre en œuvre mais elle est soumise à toutes les perturbations décrites ci-dessus. L'utilisation d'une sous-porteuse HF modulant le courant de la diode laser peut permettre une réjection importante des bruits parasites et une possibilité de stabilisation de l'amplitude du signal utile. L'utilisation de la NBFM est un moyen efficace pour lutter contre scintillation et bruits grâce à réjection AM apportée par le démodulateur. La télégraphie synchrone ultra lente MCW + BPSK peut être utilisée pour un traitement par la carte son d'un PC. Elle permet de pousser très loin la détection du signal sous le bruit et d'envisager le « cloud-scatter ».

Conséquence pratique: En réception « téléphonie A.M. » un bon filtre passe bande 300-2500 Hz réduira le bruit à 100 Hz des lampes d'éclairage public diffusé vers le ciel et rejettera au maximum les bruits BF inutiles hors bande. L'accentuation forte des aigus à l'émission permet grâce à la désaccentuation naturelle apportée par la réponse de la diode PIN de gagner quelques Décibel de S/N.



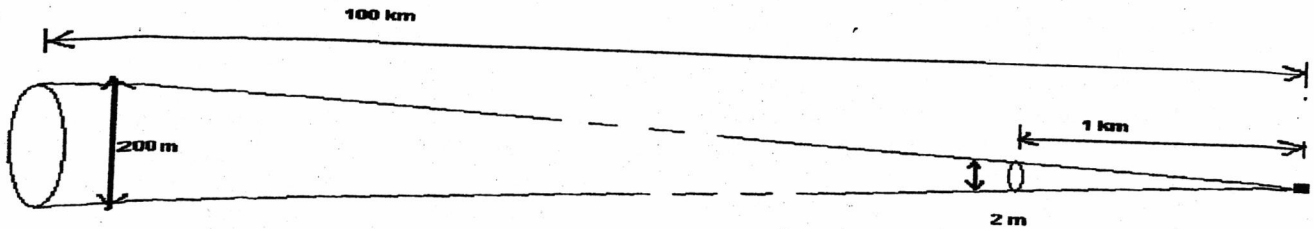
AMPLITUDE DU QSB DE SCINTILLATION: relation « Puissance / Fréquence » par $\text{Hz}^{-1/2}$ en fonction de la longueur d'onde et du diamètre de l'optique pour une élévation de 45° .

On constate que l'essentiel du spectre de scintillation est compris entre 0 et 100 Hz.

Conséquence pratique: Plus le diamètre de l'optique est grand, plus la fluctuation est faible et plus son spectre se réduit vers les TBF.

Calcul simplifié d'une probabilité de liaison :

Exemple



Pour le calcul, le faisceau laser rayonné est assimilé à un cône très allongé dont le sommet est situé au point d'émission. Cette simplification n'est applicable que pour un laser à gaz sans optique ou pour une diode laser munie de petites lentilles. On obtient la divergence kilométrique du faisceau par la mesure simple sur le terrain du diamètre du « spot » à 1 km du TX. Cette méthode ne convient pas si un télescope ou une lunette astronomique est utilisé devant le laser. La divergence dans ce cas est complexe et ne débute qu'à plusieurs km de l'optique. Il peut même exister une focalisation préalable!

Diamètre d du faisceau à 1000 m au-delà du point d'émission, en mètres.

Puissance P du laser (en watt).

Distance D du correspondant en km.

Surface s de la lentille ou du miroir de réception en m^2 .

Transparence T de l'atmosphère / km « Rouge / Proche Infra Rouge » (typ. temps très clair $T = 0,92$)

Puissance p (en watt) du flux par m^2 sur la cible:

$$p = (P \cdot T^4 D) / \pi \cdot (1/2 \cdot d \cdot D)^2$$

Puissance L (en watt) du flux ramené sur la diode de réception par l'optique:

$$L = p \cdot s$$

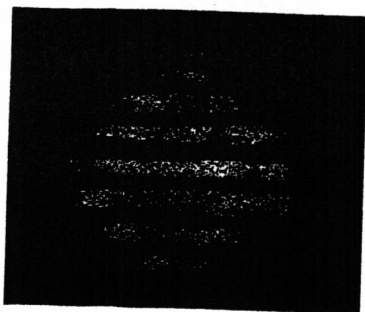
Flux N virtuel produisant le bruit équivalent à celui de la diode PIN (en watt):

$N = \text{Noise Equivalent Power sur la diode (W/Hz)} \cdot \Delta f$ Bande passante de la chaîne d'amplification (Hz)

Si L est $> N$ la liaison est probable !

Note : on a négligé dans le calcul les pertes dans les lentilles ou miroirs Tx et Rx mais elles sont généralement faibles.

Conséquence pratique: Il est très important de veiller à la qualité de concentration du spot distant. La position des lentilles du laser modifie la structure de la tache suivant des variations de distance et de centrage infime. Les figures ci-dessous montrent ce qu'il faut éviter (1) et obtenir (2) sur un écran blanc



1) Concentration avec réseau d'interférences



2) Concentration optimale.

E) VISEE RX $\Leftrightarrow$ TX.



Photo : **LSA**
PHOTONICS

Les dispositifs optiques Tx et Rx ne peuvent être orientés avec succès que s'ils sont installés sur des supports rigides et exempts de vibrations. Les trépieds lourds utilisés pour soutenir les paraboles 10 GHz peuvent convenir si l'on adapte à leur partie supérieure un berceau de fixation pouvant pivoter doucement et sans jeu sur les deux axes « site et azimuth ». Des réducteurs à vis sans fin commandés par flexibles sont idéaux. Des lunettes de visée réglables, destinées au tir de nuit, solidement fixées à chaque dispositif (env. X 5 avec réticule éclairé) rendent possible la visée directe. Le réglage de la lunette Tx peut être obtenu une fois pour toutes grâce à une cible réfléchissante (ex : catadioptré de signalisation) située à au moins 100 m. Un réglage sur une cible trop proche donnerait des erreurs de parallaxe. L'« écoute » d'une lampe d'éclairage publique lointaine permettra de caler définitivement l'orientation de la lunette de visée par rapport à l'équipement de réception. Le correspondant peut être repéré de jour au préalable par rapport à son emplacement théorique sur le paysage distant, ou de nuit, s'il dirige vers la station locale des projecteurs à lampe allogène très directifs. Ce type de source lumineuse bien orienté peut être visible à plus de 100 km, aux jumelles, par temps très clair. Leurs allumages et extinctions contrôlés par la voix de service radio lèveront le doute par rapport aux autres faibles lumières lointaines. L'utilisation d'une diode laser dans le rouge au lieu d'un laser infrarouge permet évidemment une bien plus grande facilité de mise au point et de pointage. Malheureusement dans le rouge, les diodes PIN dont la sensibilité optimale est située dans le proche infrarouge, perdent quelques dB sur leur réponse spectrale. Cependant, la présence d'une raie d'absorption atmosphérique (H_2O) vers $\lambda = 0,9$ micron (voir courbe d'absorption atmosphérique en fonction de la longueur d'onde) laisse à penser que les bilans de liaison entre rouge et proche infrarouge restent voisins. Le record du monde radioamateur actuel à 280 km a été obtenu avec un laser dans le bleu, donc malgré l'usage d'une fréquence très absorbée par l'atmosphère ! Le capteur utilisé était un photomultiplicateur très sensible au bleu et à l'ultra violet.

PERSPECTIVES :

En dehors de la liaison en visibilité directe qui relève surtout de la topographie et des opportunités météorologiques, on peut espérer des liaisons indirectes particulièrement intéressantes.

- A) Cloud scatter.
- B) Rain scatter.
- C) Atmosphérique back scatter.
- D) Echos sur le relief.

Laser rain scatter.

En raison des fréquences énormes utilisées on pourrait penser, comme en SHF, obtenir des échos très importants sur les gouttes de pluie à partir d'un faisceau laser. La situation semble très différente. Contrairement aux SHF la longueur d'onde est très inférieure au diamètre des gouttes qui pour cette raison vont réfracter dans des directions très précises en fonction de la longueur d'onde.

Le scatter proche prendrait une allure bien connue : l'arc-en-ciel. En fait l'écho apparaîtrait comme un demi-cercle très fin dont le centre serait sur l'horizon à 180 ° de la direction de la station émettrice. Par rapport à ce centre l'angle sous lequel on verrait ce rayon pourrait être calculé en fonction de la longueur d'onde utilisée.

Ce cercle doit être si fin qu'il faudrait capter son image en suivant tout son arc en rejetant le bruit du reste du ciel. Un diaphragme à fentes demi-circulaires placé loin devant des optiques de réception à très grand champ pourrait sans doute assurer cette fonction.

Aucune expérience de ce type n'a été conduite à ma connaissance.

Cloud scatter.

K3PGP a montré que des échos étaient possibles sur des nuages à plus de 40 km. J'ai moi-même enregistré des échos sur des cirrus passant au-dessus du QRA avec l'aide du programme FFT DSP « SPECTRAN ».

En raison de l'altitude très élevée des cirrus des distances très importantes pourraient être couvertes.

Atmosphérique back scatter.

K3PGP a remarqué dans ses essais que des signaux pouvaient être reçus par diffusion et réflexion atmosphérique en dehors de la présence de tout nuage. Nous avons observé avec F1CDT que les flashes placés en bout d'aile sur les avions de lignes pouvaient être entendus sur l'horizon dans plus de 40° d'angle et à très grande distance.

Echos sur relief.

Pourquoi ne pas rêver d'échos sur le Mont blanc ? L'albédo de la neige est très élevé en infrarouge. Une simulation par le calcul montre qu'il faudrait deux télescopes de 30 cm, des lasers en impulsion de 50 W crêtes et des diodes à avalanche fortement refroidies pour faire une liaison bilatérale CW à 200 km du Mont Blanc.

Toutes ces expériences sont à notre portée... !

F1AVY